

LUCAS SAMPAIO GARCIA¹

**INVERSOR DUAL DE ÚNICO ESTÁGIO APLICADO AO
GERENCIAMENTO DE ENERGIA DE UM PAINEL
FOTOVOLTAICO E UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Professor Dr. Luiz Carlos de Freitas.

Banca Examinadora:

Luiz Carlos de Freitas, Dr. – FEELT/UFU (Orientador)

Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. – FEELT/UFU (Co-Orientador)

João Batista Vieira Júnior, Dr, - FEELT/UFU

Valdeir José Farias, Dr, - FEELT/UFU

Guilherme de Azevedo Melo, Dr, - UNESP-FEIS

Paulo Peixoto Praça, Dr, - UFC

Uberlândia, 2015

¹ A bolsa de estudo para esta pesquisa foi concedida pela CAPES, Brasil.

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**INVERSOR DUAL DE ÚNICO ESTÁGIO APLICADO AO
GERENCIAMENTO DE ENERGIA DE UM PAINEL
FOTOVOLTAICO E UMA CÉLULA A COMBUSTÍVEL**

Tese apresentada por **Lucas Sampaio Garcia** ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Ciências, na área de concentração em Sistemas de Energia Elétrica.

Prof. Dr. Luiz Carlos de Freitas
Orientador

Prof. Dr. Edgard A. Lamounier
Coordenador da Pós-Graduação

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

G216i
2015 Garcia, Lucas Sampaio, 1984-
 Inversor dual de único estágio aplicado ao gerenciamento de energia
 de um painel fotovoltaico e uma célula a combustível / Lucas Sampaio
 Garcia. - 2015.
 146 f. : il.

 Orientador: Luiz Carlos de Freitas.
 Coorientador: Valdeir José Farias.
 Tese (doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa
 de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
 Inclui bibliografia.

 1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Células a combustível - Teses. 3.
 Inversores elétricos - Teses. I. Freitas, Luiz Carlos de. II. Farias, Valdeir
 José, 1976- III. Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-
 Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

“Todo ponto de vista é a vista de um ponto”

Leonardo Boff

Agradecimentos

Ao meu professor e orientador, Luiz Carlos de Freitas, pelos conselhos, ensinamentos e experiência de vida transmitida. Um inventor, à frente de seu tempo, que sempre primou pela liberdade de conhecimento.

Ao meu co-orientador da tese de doutorado e também orientador da vida, Luiz Carlos Gomes Freitas que, por dedicação, profissionalismo, entusiasmo e fundamentação estratégica, norteou todo o trabalho desenvolvido.

Ao meu professor da graduação, Carlos Augusto Bissochi Junior, por ter me direcionado iluminando meu caminho inicial diante das incertezas criadas pela mente.

Ao professor Aniel Silva de Moraes, por seus conhecimentos e pela sua disposição.

A todos os membros do grupo de pesquisa NUPEP-UFU, que me acompanharam durante a busca científica.

Aos meus amigos, elementos essenciais para a harmonização do estado de espírito.

À minha família, meus pais, meus irmãos, pelo amor que deles nunca me faltou.

Resumo

Fontes alternativas de energia têm atraído grande interesse na área de desenvolvimento de conversores estáticos. Este fato está relacionado, em grande parte, às questões como a sustentabilidade e efeitos prejudiciais ao meio ambiente, que contribuem para a viabilidade deste tipo de fonte de energia. Neste contexto, a Eletrônica de Potência propicia soluções importantes tornando possível a inserção de fontes renováveis de energia não poluentes na matriz energética brasileira. A partir desta perspectiva, um novo desafio deve ser enfrentado, sendo primordial o desenvolvimento de sistemas de gestão inteligente de energia em aplicações de baixa e alta potência. Diante do exposto, esta Tese de Doutorado tem como objetivo contribuir no campo de desenvolvimento de sistemas inversores, apresentando uma topologia denominada de Inversor Dual de Único Estágio (IDUE) que, sem transformador, alimentado por uma célula a combustível (PEMFC) e um Painele fotovoltaico, é capaz de gerar tensão amplificada de maneira ininterrupta a uma carga isolada. Esta geração é garantida pela estratégia de gerenciamento de energia que aplica ao Painele fotovoltaico o rastreamento do ponto de máxima potência e demanda da célula a combustível a energia requerida pela carga durante as oscilações de potência do sistema de entrada e de saída. Uma completa análise teórica é apresentada e corroborada por resultados experimentais, obtidos para um protótipo construído em laboratório.

Palavras-chave: *Buck- Boost*, Célula a Combustível, CSI, Inversor Fotovoltaico, Gerenciamento de Energia, Inversor de Único Estágio, MPPT.

Abstract

Alternative energy sources have for some time attracted great interest in the area of static converter development. This fact is related in greater part to issues such as sustainability and detrimental effects on the natural environment, which all contribute to the viability of this type of energy source. In this context, power electronics performs important tasks making viable the connection of all these kind of clean power sources to the conventional grid and also to the load. From this perspective, a new challenge must be faced which is the development of energy management systems capable of providing intelligent planning and control of appliances in low- and high-power applications. That being so, this Ph.D thesis intends to contribute presenting a novel dual transformerless single-stage current source inverter fed by a proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) and a photovoltaic (PV) array. High voltage gain and totally controlled output voltage can be achieved without using dedicated step-up dc–dc converters or transformers either. The main feature of this inverter structure is the intelligent power management technique which focuses on the extraction of maximum power from the PV array keeping the PEMFC as an energy storage system. Theoretical analysis is presented and corroborated by experimental results of a laboratory prototype.

Keywords: Buck–boost, energy management, fuel cell (FC), inverters, photovoltaic (PV)

Inverter, single-stage, transformerless.

Sumário

Resumo	5
Abstract	6
Sumário	7
Lista de Figuras	10
Lista de Tabelas	14
Simbologia	15
Capítulo 1	16
Introdução Geral	16
1.1 A Energia Renovável.....	16
Contexto dos SDGER (Sistemas Distribuídos de Geração de Energia Renovável).....	20
1.2 Estrutura da tese.....	22
Capítulo 2	25
Aspectos Tecnológicos acerca dos Inversores Fotovoltaicos de Único Estágio.....	25
2.1 Considerações Iniciais	25
2.2 Topologias de Inversores Fotovoltaicos sem Transformador.....	26
2.2.1 Topologias de Múltiplos Estágios.....	26
2.2.2 Inversores de Único estágio	29
2.2.3 ANÁLISE CONCLUSIVA DOS INVERSORES DE ÚNICO ESTÁGIO	38
2.3 Estratégias de Gerenciamento de Energia – Investigação	39
2.3.1 Sistemas Fotovoltaicos com Retaguarda à Bateria	40
2.3.2 Sistemas de célula a combustível com retaguarda à bateria e/ou supercapacitor	43
2.3.3 Sistemas de Múltiplas Fontes.....	44
2.3.4 Análise conclusiva: Estratégias de Gerenciamento de Energia	45
2.4 A Proposta da Presente Tese	46
Capítulo 3	48
Modelagem Matemática por Espaço de Estados do Inversor de Único Estágio.....	48

3.1	Considerações Iniciais	48
3.2	Modelo Matemático.....	49
	A REPRESENTAÇÃO EM ESPAÇO DE ESTADOS	49
3.3	Simulação do Modelo Matemático do Inversor de Único Estágio	59
3.4	Conclusões.....	64
Capítulo 4	66
	Funções de Transferência do Inversor de Único Estágio.....	66
4.1	Análise de Regime Permanente: grandes sinais	66
4.2	Resultados: ponto de operação	71
4.3	Análise de Pequenos Sinais.....	74
Capítulo 5	77
	O Inversor Dual de Único Estágio com Gerenciamento de Energia Aplicado a um	
	Painel Fotovoltaico e uma Célula a Combustível.....	77
5.1	Análise do Princípio de Funcionamento Básico do Inversor Dual de Único Estágio.....	77
5.1.1	Princípio de Operação do IUE	79
5.1.2	CONTROLE DE CORRENTE.....	80
5.1.3	CONTROLE DE CICLO	82
5.1.4	CONTROLE DE TENSÃO	83
5.1.5	Considerações finais	84
5.2	Sistemas de Controle Clássicos: ponto de vista.....	85
5.3	Modo de Controle de Corrente Aplicado ao IUE -IDUE	87
5.4	Análise da Indutância do Elemento Armazenador de Energia	93
5.4.1	Cálculo da indutância: Método das Equações de Estado	93
5.4.2	Cálculo da indutância baseado em [18]	97
5.4.3	Considerações Finais MCC: Metodologia de Cálculo da Indutância	
	100	
5.5	Análise da Capacitância do Elemento Armazenador do Inversor	100
5.6	Estratégia de Gerenciamento de Energia: IDUE	102
5.6.1	Considerações Iniciais.....	102
5.6.2	Estratégia de Gerenciamento de Energia	103
5.6.3	Célula de Entrada de Energia Solar Fotovoltaica: Sistema de Controle	
	106	
5.6.4	Célula de Entrada de Energia de Retaguarda.....	111

5.6.5	Resultados da Estratégia de Gerenciamento de Energia: IDUE	113
Capítulo 6	116
Resultados Experimentais: Estratégia de Gerenciamento de Energia Aplicado ao		
Inversor Dual de Único Estágio	116
6.1	Considerações Iniciais	116
6.2	Apresentação dos Resultados	117
6.3	Considerações finais	128
Conclusão Geral	130
Publicações	132
	Produções associadas à pesquisa.....	132
Premiações Internacionais	134
Referências Bibliográficas	135

Lista de Figuras

Figura 1. 1-Índice médio anual da taxa de crescimento dos renováveis.[1].....	17
Figura 1. 2 - Índice médio anual da taxa de crescimento dos renováveis por grupo.[1]	17
Figura 1. 3 - Novos investimentos mundiais em renováveis em 2013.....	18
Figura 1. 4 - Investimentos anuais de renováveis no Brasil em MW [2]	19
Figura 2. 1 - Estrutura de um sistema estático de conversão de energia de múltiplos estáticos	27
Figura 2. 2 - Estrutura clássica de dois estágios de processamento de potência.	28
Figura 2. 3 - Diagrama de um sistema de conversão estática de energia do tipo <i>single- stage</i>	29
Figura 2. 4- Indutor sendo carregado.....	30
Figura 2. 5 – Indutor sendo descarregado.....	30
Figura 2. 6 – Modo MCD de operação do conversor [15].	31
Figura 2. 7 – <i>Perturb & Observe adaptado</i> [15]	31
Figura 2. 8 - Resultados de operação do conversor [15]	31
Figura 2. 9 - <i>Novel single-stage full-bridge buck-boost</i> [16]	32
Figura 2. 10 - <i>Transformerless voltage-boosting inverter for ac modules</i> [17]	33
Figura 2. 11 - Etapas de carga (a) e de descarga (b) da energia no indutor.....	33
Figura 2. 12 - Sistema de controle proposto em [17]: (a) malha de controle; (b) Sinal de referência	34
Figura 2. 13 - Resultados para a operação do conversor proposto em [17]: (a) tensão e corrente de saída, (b) Eficiência	34
Figura 2. 14 – Microinversor proposto em [18]	35
Figura 2. 15 - Etapas de operação [18]:(a)etapa de armazenamento de energia, (b) etapa de descarga de energia.....	36
Figura 2. 16 – Resultados experimentais [18]: (a) Tensão de saída, (b) Corrente em cada indutor principal, (c) Detalhe: Tensão de saída, (d) Detalhe: Corrente no indutor principal.....	36
Figura 2. 17 - Resultados do RPMP do conversor proposto em [18].....	37
Figura 2. 18 - Sistema de conversão de energia [37]	41
Figura 2. 19 - Sistema de conversão de energia [38]	42

Figura 2. 20 – Estratégia de gerenciamento de energia[43]	42
Figura 2. 21- Estratégias de gerenciamento de energia [45]	44
Figura 2. 22 - Sistema de múltiplas fontes [48].....	45
Figura 2. 23 – Topologia IDUE proposta pela tese	47
Figura 3. 1 - Diagrama de blocos de um sistema.....	50
Figura 3. 2 – Inversor de Único Estágio.....	51
Figura 3. 3 - Acúmulo de energia da fonte ao indutor e descarga de energia do capacitor.	53
Figura 3. 4 – Transferência de energia do indutor ao capacitor e carga.....	53
Figura 3. 5 - Etapa de transferência de energia do capacitor ao indutor.	54
Figura 3. 6 – Etapa de acúmulo de energia ao indutor e redução de potencial elétrico do capacitor.	54
Figura 3. 7 - Aspecto do processamento de potência em função da razão cíclica associada:.....	56
Figura 3. 8 – Característica de frequência de comutação em função da razão cíclica instantânea.	58
Figura 3. 10 – Apresentação do bloco <i>s-function</i> – <i>matlab</i>	59
Figura 3. 11 – Interface de parametrização do modelo do Inversor de Único Estágio ..	60
Figura 3. 12 – Inversor de Único Estágio	61
Figura 3. 13 - Resultados para o modelo de simulação: (a) Tensão/corrente de saída; (b) Corrente I_L imposta ao indutor; (c) Potência de saída.....	62
Figura 3. 14 – Resultados das etapas de comutação para o controle da corrente no indutor: (a) corrente no indutor; (b) tensão no capacitor de saída.....	64
Figura 4. 1 - Modelo cc do Inversor de Único Estágio	67
Figura 4. 2 - Acúmulo de energia da fonte ao indutor e descarga de energia do capacitor à carga.....	67
Figura 4. 3 - Transferência de energia acumulada do indutor à carga e ao capacitor. ...	68
Figura 4. 4 – Resposta das funções de transferência cc de regime permanente em função de D: (a) tensão de saída, (b) corrente do indutor armazenador de energia	72
Figura 4. 5 - Ganho de tensão em relação à corrente do indutor	73
Figura 4. 6 Ganho de tensão e corrente para diferentes valores de potência.....	73
Figura 5. 1 - (a) IDUE [67] (b) IUE[59].....	78

Figura 5. 2 - Estrutura de controle do IUE	79
Figura 5. 3 - Controle de Corrente - sinais de controle	81
Figura 5. 4 – Operação de elevação de corrente :: I	81
Figura 5. 5 - Controle de Ciclo - sinais	82
Figura 5. 6 - Controle de tensão: (a) elevação de tensão, (b) redução de tensão.....	84
Figura 5. 7 – Resultados de simulação: (a) Tensão de saída; (b) Corrente do indutor....	89
Figura 5. 8 - Potências instantâneas	90
Figura 5. 9 - Resultados de simulação: (a) Tensão de saída; (b) Ganhos Estático; (c) Razão Cíclica; (d) Frequência de Comutação	92
Figura 5. 10 – Variação de corrente no ponto de operação em função da indutância escolhida.....	95
Figura 5. 11 - Ondulação da corrente imposta aos indutores: (a) Indutância de 200 μ H; (b) Indutância de 400 μ H; (c) Indutância de 1000 μ H	96
Figura 5. 12 – Característica da corrente de referência no contexto dos períodos de amostragem.....	96
Figura 5. 13 Ilustração da proposta do cálculo da indutância [18].....	97
Figura 5. 14 - Resultado da variação de tensão para o pico da tensão V_O : $C=40\mu F$...	101
Figura 5. 15 – Topologia de processamento de dados do IDUE	104
Figura 5. 16 – Fluxograma do Gerenciamento de Energia proposto ao IDUE	105
Figura 5. 17 - Estágio de processamento de potência do painel FV.....	106
Figura 5. 18 - Potência instantânea processada pelo capacitor de desacoplamento, área em amarelo[73].....	107
Figura 5. 19 - Resultado da aplicação do capacitor de desacoplamento ao painel FV: Destaque para a tensão e corrente com característica cc	109
Figura 5. 20 – Sistema de controle aplicado ao RPMP	109
Figura 5. 21 - Comparação das respostas para mudança de tensão de referência do painel FV.....	110
Figura 5. 22 – Estágio de processamento de potência da célula a combustível	111
Figura 5. 23 - Sistema de controle da tensão de saída eficaz	112
Figura 5. 24 - Comparação das respostas para mudança de tensão eficaz de saída.....	113
Figura 5. 25 - Resultados para o gerenciamento de energia: (a) Potência do Painél Fotovoltaico, (b) Amplitudes das correntes associadas a cada célula de entrada, (c) Correntes nos indutores de cada célula de entrada, (d) Tensão de saída do IDUE.	115

Figura 6. 1 – Protótipo do IDUE	117
Figura 6. 2 - IDUE em regime permanente sob condição	119
Figura 6. 3 - IDUE em regime permanente sob condição de irradiância solar.....	119
Figura 6. 4 – Regime permanente: carga nominal excedida.....	120
Figura 6. 5 - (a) Carga de 250W, (b) Carga de 360W	120
Figura 6. 6 - (a) fator de potência de saída: 0,95, (b) Fator de potência de saída: 0,46	121
Figura 6. 7 – Tensão/corrente de saída e taxa de distorção harmônica: (a) controle de tensão ativado; (b) controle de tensão desativado.	122
Figura 6. 8 – IDUE com apenas uma entrada de energia	123
Figura 6. 9 - IDUE aplicado à célula a combustível sob degrau de carga de 50%: (a) Transitório	124
Figura 6. 10 – IDUE sob ação do gerenciamento de energia mediante ao degrau de sobrecarga de 50%: (a) Visão generalizada; (b) Destaque para imposição de correntes e tensão no painel fotovoltaico.	124
Figura 6. 12 – IDUE sob degrau negativo de 700W de potência solar fotovoltaica: ...	126
Figura 6. 13 - Desligamento do sistema fotovoltaico	127
Figura 6. 14 - Degrau total positivo de irradiância solar: (a), (b) e (c).....	128

Lista de Tabelas

Tabela 3. 1-Definição dos estados do single-stage em função da lógica de controle..... 51

Tabela 4. 1 - Ponto de operação 72

Tabela 6. 1 - Dados do protótipo 117

Tabela 6. 2 - Dados das Fontes de alimentação..... 118

Simbologia

SDGER	-	Sistemas Distribuídos de Geração de Energia
IGBT	-	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MCD	-	Modo de Condução Descontínua
MLP	-	Modulação por Largura de Pulso
PLL	-	<i>Phase Locked Loop</i>
RPMP	-	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
PDS	-	Processador Digital de Sinais
I_{REF}	-	Sinal de Referência de Corrente para o Indutor da Célula de Entrada
V_{REF}	-	Sinal de Referência de tensão de saída
I_{LV}	-	Sinal de corrente circulante no indutor da célula de entrada
V_{OV}	-	Sinal de tensão de saída
MCU	-	<i>Micro Controller Unit</i>
MCC	-	Modo de Controle de Corrente
L_1	-	Indutor da célula de entrada de retaguarda
L_2	-	Indutor da célula de entrada conectada ao Painel fotovoltaico
V_{IN1}	-	Fonte de energia de retaguarda (célula a combustível)
V_{IN2}	-	Fonte de energia principal (Painel fotovoltaico)
V_{PV}	-	Tensão do painel fotovoltaico
I_{L1}	-	Corrente associada ao indutor da célula de entrada de energia de retaguarda
I_{L2}	-	Corrente associada ao indutor da célula de entrada de energia principal
T_S	-	Período de comutação
T_A	-	Período de amostragem
T_P	-	Período de passo de simulação
F_S	-	Frequência de comutação
F_A	-	Frequência de amostragem
ΔI_L	-	variação de corrente do indutor
r_L	-	Resistência série do circuito
S_P	-	Comutador associado à célula de entrada de retaguarda
S_{P_SOL}	-	Comutador associado à célula de entrada de energia fotovoltaica

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 A Energia Renovável

A produção energética destaca-se entre os assuntos de maior importância para o desenvolvimento económico e tem relação direta com a sustentabilidade. Este capítulo introdutório se orienta a partir de dados obtidos em [1].

As fontes primárias de energia, bem como, os mecanismos de produção desta grandeza são fatores de impacto social e ambiental, enquadrando-se nos termos do desenvolvimento sustentável de uma nação. Regiões na Alemanha, chamadas de renováveis e que compreendem cerca de 20 Milhões de pessoas, são atendidas por sistemas baseados em fontes renováveis diversas, utilizando tecnologia de ponta. Em países como a Dinamarca, o uso de combustíveis fósseis para aquecimento residencial foi banido oferecendo espaço à energia renovável advinda de fontes térmicas. Em outros lugares desenvolvidos grande parte do fornecimento decorre de usinas eólicas, sendo que na Espanha esta fonte representa 20,9% do total.

Em 2013, pelo sexto ano consecutivo, a União Europeia se enquadrou como a maior agregadora de energia renovável à rede de distribuição. No final do mesmo ano o índice de crescimento do uso de energia renovável superou o índice dos combustíveis fósseis na China pela primeira vez na história. No mesmo período a capacidade mundial de geração de energia renovável atingiu os 1560GW, 8% a mais que em 2012. Deste montante, 1000GW estão relacionados às fontes hidráulicas: hidrelétricas e

maremotrizes. O restante integra outras fontes renováveis como: solar, eólica, geotérmica e biomassa moderna. No ano de 2012, a energia renovável foi responsável pelo suprimento de 19% da demanda mundial, destacando-se as novas tecnologias.

Um resumo gráfico do exposto pode ser visualizado nas figuras subsequentes. A fig. 1.1 apresenta os índices de crescimento do uso de energia renovável em âmbito mundial. A fig. 1.2 apresenta a capacidade de produção energética, referente à menor parcela dos renováveis, por conglomerado evidenciando-se os seis maiores produtores.

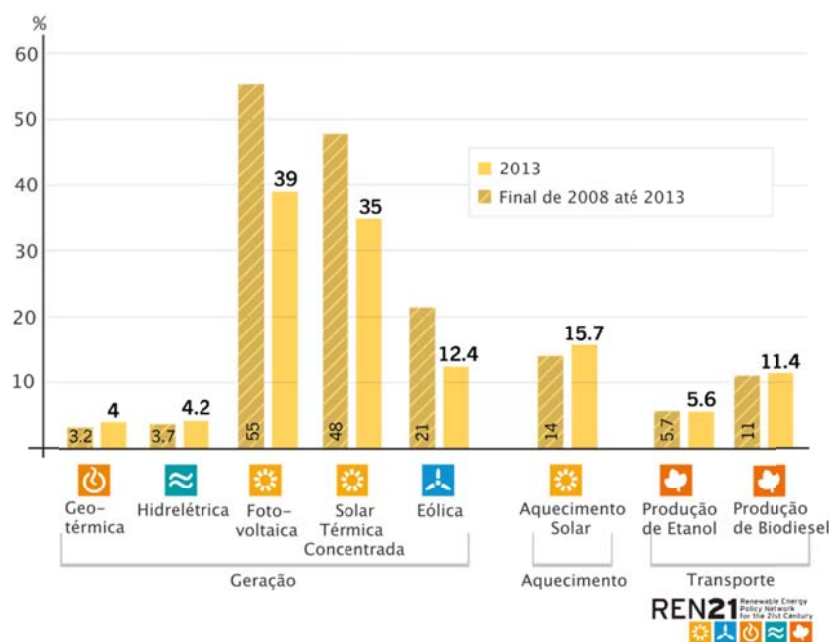


Figura 1. 1-Índice médio anual da taxa de crescimento dos renováveis.[1]

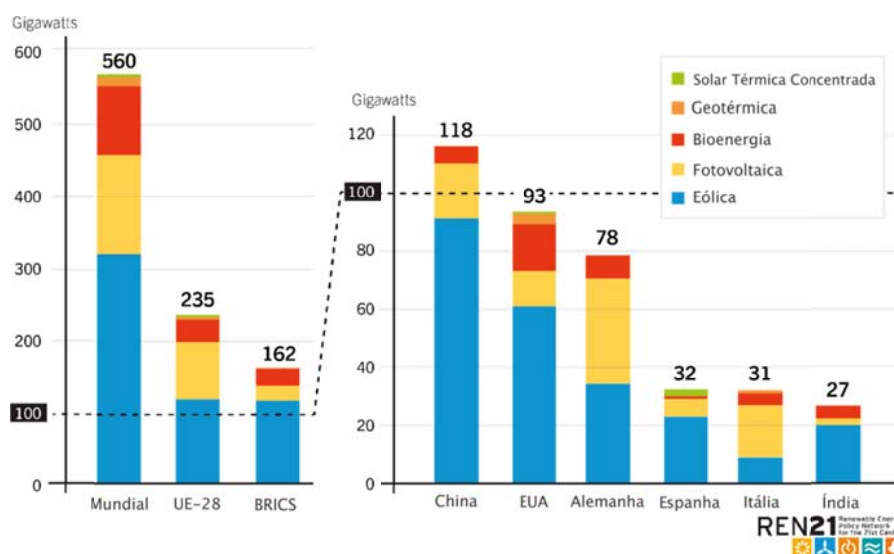


Figura 1. 2 - Índice médio anual da taxa de crescimento dos renováveis por grupo.[1]

Mundialmente, a geração de energia renovável, excluindo-se a de fontes hídricas, constitui-se majoritariamente de três fontes em ordem decrescente de capacidade: eólica, solar fotovoltaica e biomassa, no entanto a última apresenta maior complexidade acerca dos tipos de fontes envolvendo a questão da sustentabilidade. Dentre os investimentos na geração de energia renovável, destacam-se as fontes eólica e solar, conforme os dados da fig. 1.3 indicam.

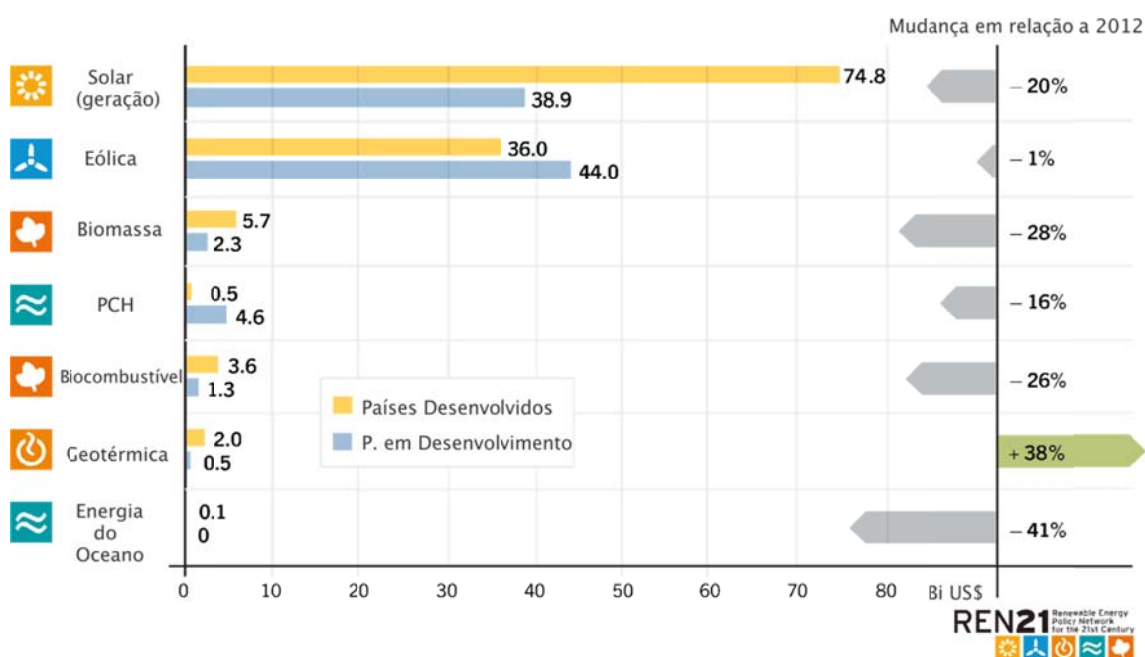


Figura 1.3 - Novos investimentos mundiais em renováveis em 2013.

No Brasil, o crescimento da energia renovável é significativo, em função das usinas hidrelétricas, usinas térmicas baseadas em biomassa e energia eólica. O gráfico da fig. 1.4 apresenta dados da ANEEL (Agencia Nacional de Energia Elétrica), que informa sobre a perspectiva de investimentos nas fontes renováveis adicionados à rede de energia nos últimos anos. No ano de 2013, a maior parte dos investimentos concentrou-se em biomassa, seguida de energia hidráulica, eólica e PCH (Pequenas Centrais Hidrelétricas).

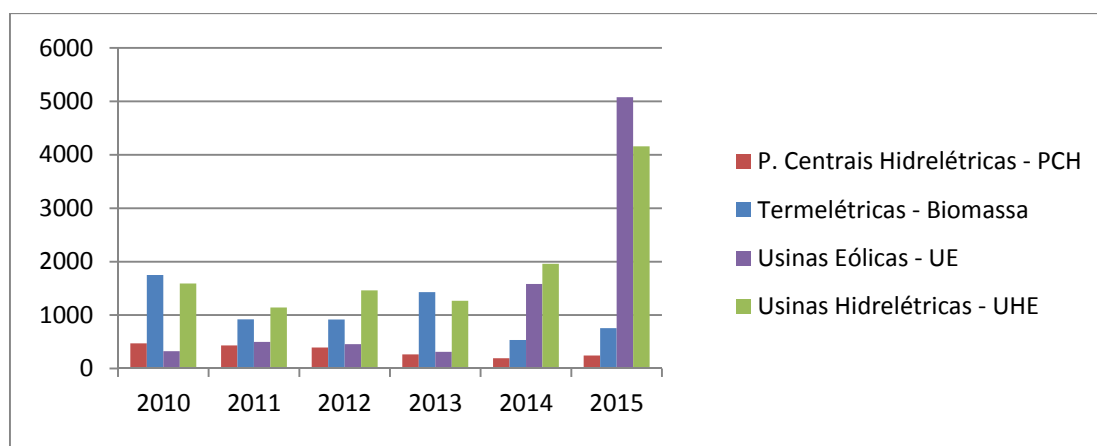


Figura 1. 4 - Investimentos anuais de renováveis no Brasil em MW [2]

Em termos da geração de energia solar fotovoltaica no Brasil, os investimentos não atingem patamares significativos. Até o ano de 2014, o maior projeto, que interliga uma usina solar fotovoltaica à rede de transmissão, é de 1MW. Entretanto, em vistas do extenso território do país, que possui abundante incidência solar, a ausência de redes de distribuição de energia em áreas remotas pode viabilizar a implantação desta tecnologia sendo essas áreas providas ou não de recursos financeiros, de acordo com a aplicação. Utilizada como uma alternativa aos geradores a diesel, caracterizada como um sistema descentralizado, a tecnologia permite que outras fontes renováveis, não intermitentes, sejam inteligadas, proporcionando desenvolvimento tecnológico e sustentável.

Em 2013, pequenas centrais hidrelétricas, menores que 30MW de potência, adicionaram 264MW à rede elétrica. A implantação de duas plantas hidrelétricas com tecnologia a fio d'água está em progresso no Rio Madeira. Em seu percurso, as plantas de 3,75GW em Jairu e 3,6GW em Santo Antônio permitem que se opere a geração sem causar grande alteração no fluxo da água, mitigando os impactos ambientais e sociais. Embora, no Brasil, as fontes hídricas sejam abundantes, a aplicabilidade das hidrelétricas de grande porte é restringida pelo uso de reservatórios e grandes distâncias para transmissão da energia elétrica gerada.

Quanto ao mercado para os sistemas distribuídos, um destaque pode ser dado à energia fotovoltaica que, em decorrência da redução dos custos de fabricação dos módulos encontra ascendente viabilidade em regiões como África, Oriente Médio, Ásia e América Latina. A energia fotovoltaica se enquadra em importante papel na eletrificação de zonas rurais e remotas, condicionando-se a um sistema de geração descentralizado (*off-grid*). Em 2013, os sistemas fotovoltaicos para a geração de energia apresentaram expansão nos segmentos dos sistemas descentralizados (*off-grid*) e conectados à rede (*grid-connected*).

Contexto dos SDGER (Sistemas Distribuídos de Geração de Energia Renovável)

Com a variedade de recursos renováveis disponíveis à tecnologia moderna, os SDGER viabilizam o acesso à eletricidade nos mais diversos cenários, conforme a disponibilidade sustentável de recursos no local de implantação. De acordo com as características do regime de funcionamento das cargas conectadas ao sistema elétrico, o interfaceamento de diferentes tipos de geradores cria pequenas redes chamadas de micro-redes. Uma tendência fomentada pelas micro-redes é a utilização de dispositivos de geração de energia modulares que sejam de fácil interfaceamento [3-5]. As micro-redes permitem, dentre vários aspectos, o gerenciamento inteligente dos recursos energéticos disponíveis. Em áreas remotas, em que o fornecimento de energia deve ser constante, a utilização ótima dos recursos pode ser controlada por meio de sistemas remotos supervisórios.

Em regiões em desenvolvimento, os SDGER têm desempenhado importante função para o fornecimento sustentável de energia elétrica através de conversores estáticos de energia. Uma organização mundial chamada *SE4ALL (Sustainable Energy for All)*, representada por 80 países, tem como objetivo, incluir todas as suas regiões

remotas ao fornecimento de energia elétrica, até o ano de 2030, a partir de fontes renováveis. No Brasil, o programa Luz Para Todos tem desempenhado tarefa semelhante, em que parte de suas demandas é voltada à implantação de sistemas distribuídos de geração, utilizando diversas tecnologias.

Atualmente, diferentes tipos de cargas, como carregadores de bateria, para sistemas remotos de comunicação, a sistemas de irrigação, que utilizam máquinas elétricas, podem ser energizados por meio dos SDGER. A implantação desses sistemas não é restringida pela viabilidade, em larga escala, a sistemas de potência elevada. A evolução tecnológica de sistemas de pequeno porte tem viabilizado a sua aplicabilidade em áreas em desenvolvimento. Em Bangladesh, sistemas chamados SPS (*Solar Pico Systems*) e SHS (*Solar Home Systems*), com capacidade de carga de 10W e 200W respectivamente, beneficiam 2 milhões de habitantes. Sistemas de geração de energia, de pequeno para médio porte, com capacidades que variam de 200 – 1000W baseados em energia hidráulica, chamadas de pico/micro estações, beneficiam com 130 mil dispositivos, mais de 500 mil habitantes na China. No Nepal, encontram-se instalados 2.500 micro/pico estações que totalizam a capacidade de geração de 20MW.

No Brasil, devido à significativa incidência solar, os sistemas de conversão estática baseados em energia fotovoltaica recebem destaque por serem de fácil instalação em áreas remotas. Conectados ou não à rede de distribuição, este tipo de conversão requer algumas habilidades no processamento da energia que envolve o rastreamento de máxima potência advindo dos módulos fotovoltaicos, realizado por conversores estáticos de energia, convertendo-a, disponibilizando tensão senoidal convencional. Estes dispositivos de conversão estática de energia, chamados inversores fotovoltaicos, caracterizam-se por diversas propriedades de processamento de energia, de acordo com a finalidade da aplicação. Tais propriedades compreendem diversos fatores como

eficiência, número de elementos de circuito, robustez, complexidade, tipo de controle, tipo de processamento de potência, potência associada, capacidade de paralelismo, gerenciamento de energia, dentre outras [3], [4].

1.2 Estrutura da tese

A pesquisa desenvolvida nesta tese refere-se a um sistema de conversão estática de energia baseada em um painel fotovoltaico e uma célula a combustível, como fonte de energia, que tem como objetivo oferecer tensão senoidal de forma não intermitente a uma carga isolada. Destacam-se, entre os objetivos desta pesquisa, os itens a seguir:

- Concepção de uma estrutura de único estágio de processamento de potência, denominada de microinversor capaz de oferecer tensão de saída CA de amplitude elevada em relação à entrada CC, com reduzida TDH (taxa de distorção harmônica) através do Modo de Controle de Corrente (MCC).

- Idealização de uma nova estrutura (dual) capaz de processar energia a partir de duas fontes de entrada utilizando a topologia de único estágio que, por meio da estratégia de gerenciamento, oferece energia ininterrupta à carga isolada da rede.

No capítulo 1, uma introdução a respeito da crescente utilização de recursos renováveis, aplicados a sistemas de geração distribuída de energia, com destaque para o atual cenário, foi apresentada.

No capítulo 2, utilizando-se de energia solar fotovoltaica, os principais tipos de conversores estáticos aplicados a sistemas distribuídos de energia são apresentados. No mesmo contexto, caracterizam-se as estruturas de único e múltiplos estágios, destacando-se as técnicas de Gerenciamento de Energia em que dispositivos processam potência de diferentes fontes renováveis. Evidencia-se que, o processamento de energia, realizado por estes conversores, é decorrente de estruturas de múltiplos estágios.

Posteriormente, uma topologia de micro-rede, gerenciada por um sistema supervisor, é apresentada, ressaltando uma conjuntura totalmente autônoma que, por meio de múltiplos conversores de potência e um eletrolizador (dispositivo para obtenção de hidrogênio), é capaz de gerar e armazenar hidrogênio como combustível de retaguarda, para uso em uma célula a combustível. Por final, a topologia do conversor de único estágio que recebe energia de duas fontes renováveis, objeto principal desta tese, é apresentada.

No capítulo 3, o conversor de único estágio denominado IUE (Inversor de Único Estágio), conectado a apenas uma fonte CC, é avaliado sob seu regime de funcionamento em histerese, no modo de controle de corrente (MCC), que o habilita à elevação de tensão de saída. A operação é regida pela imposição de variáveis que faz com que no indutor, em um ciclo (60Hz) da tensão de saída, circule uma corrente senoidal retificada (120Hz). A validação da proposta é obtida pela análise dos estados do conversor mediante o funcionamento da histerese de corrente, utilizando-se o modelo matemático baseado em espaço de estados. Resultados de simulação da modelagem matemática, bem como os estados de operação do conversor, são expostos de forma a validar a estrutura e seu mecanismo de funcionamento.

No capítulo 4, a análise matemática do conversor, baseado em sua estratégia de controle, é desenvolvida. Dois estudos são realizados, o primeiro se destina a obtenção do ganho estático do conversor que resulta no relacionamento entre as grandezas controladas em função da razão cíclica. O segundo estudo trata da análise de pequenos sinais e visa obter os parâmetros do sistema de controle automático. As funções de transferência obtidas descrevem a resposta em frequência entre grandezas, mediante perturbações.

No capítulo 5, o conversor IDUE (Inversor Dual de Único Estágio), assim denominado por ser estruturado a partir da topologia IUE apresentada no capítulo 3, acrescida de uma célula de entrada de energia, é apresentado. Esta célula, composta de interruptor, diodo e indutor, processa potência, utilizando o controle MCC. Com o objetivo de se averiguar o processamento de potência da célula, apresenta-se o princípio de funcionamento do conversor de único estágio, fundamentado na estratégia lógica para imposição de variáveis, através dos três mecanismos principais de controle por histerese. Resultados de simulação para um dado ponto de operação são expostos, relacionando-os com os valores obtidos de equacionamentos. A partir do projeto dos elementos armazenadores de energia, o conversor é dimensionado. Por final, o IDUE é concebido em função da estratégia de gerenciamento de energia, descrita pelos dois sistemas de controle apresentados, que processam energia de um painel fotovoltaico e de uma célula a combustível.

No capítulo 6, o protótipo do IDUE, submetido a diversas situações de funcionamento, é avaliado. Com o objetivo de se averiguar a controlabilidade, destacando-se a estratégia de gerenciamento de energia, apresenta-se o comportamento das principais grandezas para a garantia do fornecimento ininterrupto de potência à carga. Posteriormente, uma análise conclusiva é apresentada.

Capítulo 2

Aspectos Tecnológicos acerca dos Inversores Fotovoltaicos de Único Estágio

2.1 Considerações Iniciais

Atualmente, no contexto da geração fotovoltaica de energia, conversores estáticos, que processam potência através de estágios dedicados, ou que compõem por paralelismo um sistema de maior porte, têm sido utilizados para concepção de projetos. Esta estratégia, baseada na modularização, atrativa do ponto de vista da interoperabilidade, proporciona a integração de sistemas, bem como possibilita que a manutenção ou troca de dispositivos seja realizada sem que haja interrupção do funcionamento geral.

A tecnologia de sistemas de geração de energia fotovoltaica de baixa potência (~1kW) de multi-funções, denominados microinversores, encontra-se em crescente desenvolvimento [6]. Com estágios reduzidos, processam potência fotovoltaica e fornecem tensão CA. Como contribuição à modularização, conjuntos formados por módulos fotovoltaicos e microinversores são individualizados num amplo sistema, possibilitando que sombreamentos parciais, no arranjo de painéis conectados, não influenciem na eficiência de rastreamento de potência global [5-6].

Do ponto de vista do fornecimento de energia, sistemas de conversão estática, cuja potência fornecida é proveniente de múltiplas fontes, empregam o uso de

conversores dedicados. Ver-se-á, no estudo desenvolvido, que em decorrência da carga, ou em função de controle seletivo da utilização de recursos, estratégias de gerenciamento de energia são propostas.

Considerando-se o exposto, a tese propõe o desenvolvimento de um sistema de conversão estática de energia, que apresenta características comuns aos microinversores e sistemas de múltiplas entradas de energia. Devido ao controle independente de distintas fontes de energia, possibilita-se ao conversor, por mecanismo de gerenciamento de energia, o fornecimento de potência de maneira ininterrupta a uma carga CA. O estudo, a seguir, orienta-se pela apresentação de algumas topologias, que possuem as características consideradas e não empregam o uso de transformadores.

2.2 Topologias de Inversores Fotovoltaicos sem Transformador

As topologias de inversores, que processam a potência fotovoltaica, capazes de elevar o potencial de entrada, apresentam algumas características básicas de diferenciação, que se aplicam aos estágios de operação e à forma de controle. Autores classificam as estruturas, sem transformador, em três tipos: topologias de mais de um estágio (*multi-stage*), de único estágio (*single-stage*) e topologias que dispõem de pseudo-link-CC [6], [7]. Os itens que se seguem tratam exclusivamente da aproximação com a concepção da estrutura proposta nesta tese, sendo que o foco se concentra em sistemas de único estágio.

2.2.1 Topologias de Múltiplos Estágios

Topologias de múltiplos estágios, frequentemente, apresentam duas estruturas de circuito bem definidas, apresentadas na fig. 2.1. A primeira, que representa o primeiro estágio, lida com a potência extraída do painel fotovoltaico e, ao mesmo tempo, compõe

um *link* de tensão contínua – *link* CC. A segunda, que recebe energia proveniente do *link* CC, realiza a conversão CC-CA. A tensão gerada fornece potência a uma carga isolada e ou conectada a uma rede de distribuição [8-14].

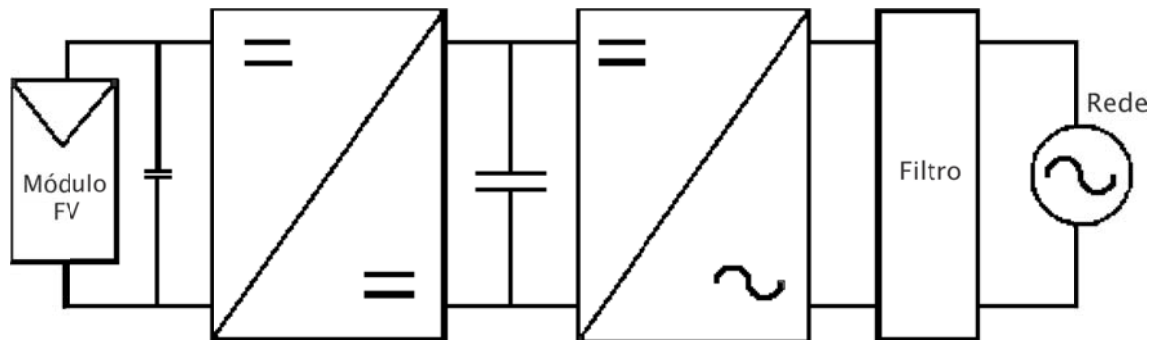


Figura 2. 1 - Estrutura de um sistema estático de conversão de energia de múltiplos estáticos

Neste tipo de configuração, a função do primeiro estágio é estabelecer o ponto de operação do painel fotovoltaico disponibilizando o *link* CC. O capacitor (de desacoplamento) paralelo ao painel fotovoltaico desacopla o fornecimento constante de corrente e provê a mesma grandeza de forma pulsada ao conversor.

A conversão CC-CA é realizada pelo segundo estágio e possui um capacitor de entrada, intermediário aos estágios, que além de fornecer a tensão CC ao inversor desacopla o sistema fotovoltaico. No entanto, considerando-se sistemas amplificadores, uma capacitância reduzida é requerida.

Na fig 2.2, uma topologia clássica de dois estágios é apresentada. Trata-se de um conversor do tipo elevador (*boost*) conectado a um circuito inversor. O primeiro estágio, um circuito *boost*, processa a potência do painel fotovoltaico e estabelece o *link* CC com ganho de potencial. O inversor do tipo ponte completa fornece a potência a uma carga/rede CA, de acordo com a disponibilidade solar.

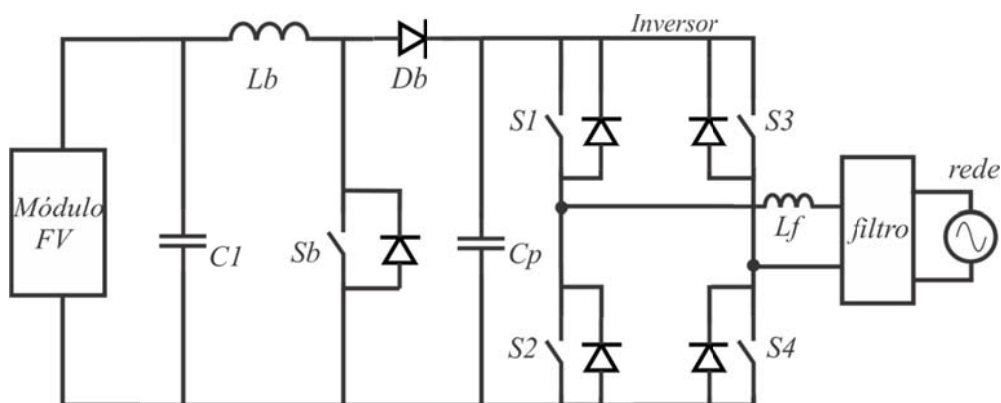


Figura 2. 2 - Estrutura clássica de dois estágios de processamento de potência.

Devido ao grau de liberdade, o controle individual das etapas requer sensores também dedicados, o que representa uma desvantagem em termos de custo. Porém, topologias de dois estágios possuem características atrativas ao se considerar a modularização dos processos. Um primeiro estágio, descrito pelo processamento de potência de entrada, que agrega múltiplas fontes renováveis, poderia se caracterizar em através de uma rede de entrada de potência. Tal qual, um segundo estágio, distribuído à utilização de potência, poderia formar uma rede de variadas cargas isoladas. Neste caso, devido a possíveis desbalanços de cargas, prevê-se um aumento de complexidade, demandando estratégias de gerenciamento de energia.

Apesar das características vantajosas de controle dos sistemas de múltiplos estágios, a configuração apresenta eficiência questionável, sobretudo devido à maior complexidade em circuitos, constituindo-se de número elevado de elementos armazenadores e semicondutores. Estratégias que visam melhor eficiência são priorizadas para sistemas baseados em energia renovável. Neste sentido, destacam-se as estruturas de único estágio, apresentadas a seguir, e que vêm de encontro à estrutura proposta.

2.2.2 Inversores de Único estágio

Os conversores CC-CA são categorizados com base nos seguintes critérios: número de estágios de processamento de potência, localização dos elementos desacopladores de potência, utilização de transformadores, e tipos de interface com a rede. No que diz respeito aos estágios de processamento de potência, um inversor de único estágio deve desempenhar outras funções como, por exemplo, o rastreamento de potência de um painel fotovoltaico, a amplificação de tensão, e o controle de corrente injetada à rede (para dispositivo conectado à rede). Um inversor de único estágio representa um sistema caracterizado por englobar as diversas funções, que seriam realizadas por estágios individualizados, em um único estágio de processamento de potência, tal qual a fig. 2.3 ilustra [6-7].

Com a redução de estágios de processamento, a eficiência geral do sistema pode ser elevada, com o menor número de elementos dissipativos. Em contrapartida, em decorrência da exclusão dos estágios dedicados, em termos de controlabilidade, o grau de liberdade é reduzido e a complexidade é transferida para o mecanismo de controle.

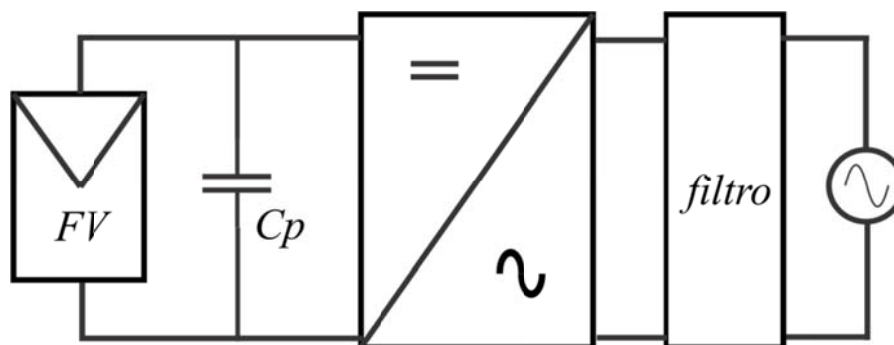


Figura 2. 3 - Diagrama de um sistema de conversão estática de energia do tipo *single-stage*

Em sistemas fotovoltaicos de conversão CC-CA, dispositivos microinversores modulares, de baixa potência, possuem estruturas de único estágio, onde a função de rastreamento de máxima potência do painel fotovoltaico é realizada. A seguir, alguns exemplos de inversores de único estágio são apresentados.

A topologia descrita em [15], mostrada nas figs. 2.4 e 2.5, apresenta uma estrutura derivada do circuito *buck-boost* de apenas 4 interruptores. A energia de um painel fotovoltaico, disponibilizada através do capacitor de entrada, é transferida durante a etapa de carga ao indutor L_1 no semiciclo positivo. O mesmo ocorre, utilizando-se o outro painel, através de L_2 no semiciclo negativo. As etapas de transferência da energia armazenada nos indutores, em relação a cada semiciclo, ocorrem pelo controle dos interruptores S_2 e S_4 , do tipo *IGBT*. O circuito opera em quatro etapas definidas, executando amplificação e a conversão cc/ca.

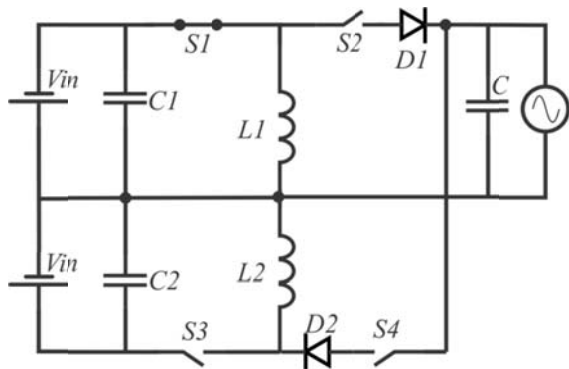


Figura 2. 4- Indutor sendo carregado

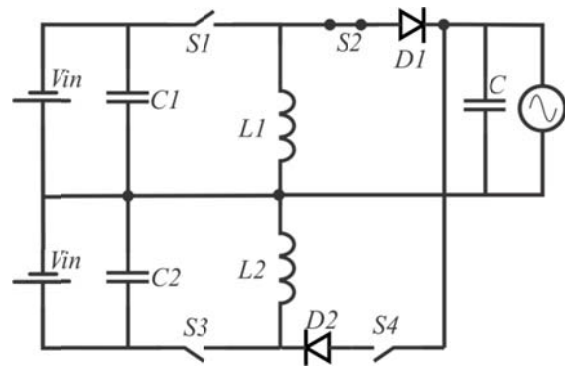


Figura 2. 5 – Indutor sendo descarregado

Inverter using Buck-Boost type Chopper.[15]

O processamento de potência de entrada deste dispositivo emprega o RPMP (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência) utilizando a técnica PeO (Perturbação e Observação). A técnica de rastreamento, baseia-se na imposição de corrente, conforme mostra a fig. 2.6. Denota-se, talvez devido à restrição do grau de liberdade de controle de estruturas de único estágio, que somente meio ciclo de uma corrente, em modo descontinuo, com característica senoidal retificada, circula através de cada indutor durante um ciclo da tensão de saída. O autor sugere um fator de utilização aplicado painel fotovoltaico, em função de cada capacitância do circuito de entrada.

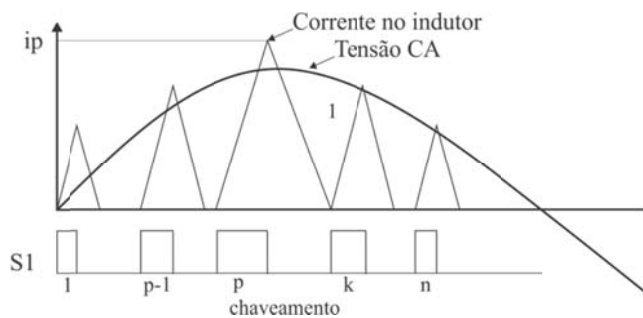


Figura 2. 6 – Modo MCD de operação do conversor [15].

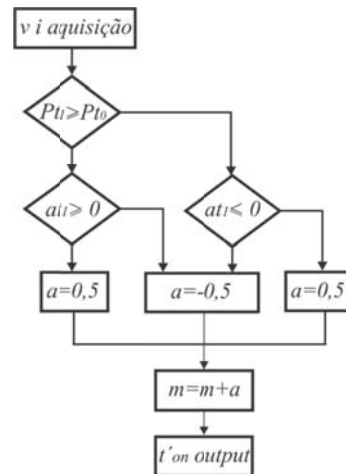
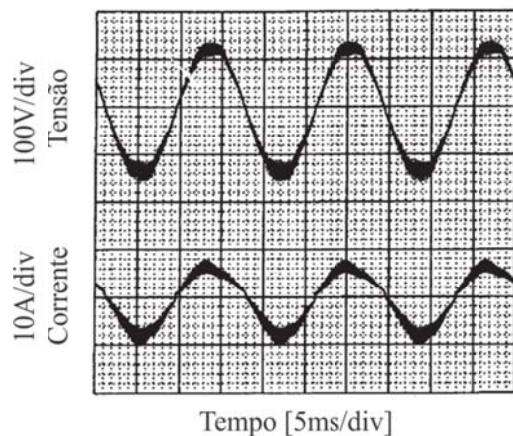
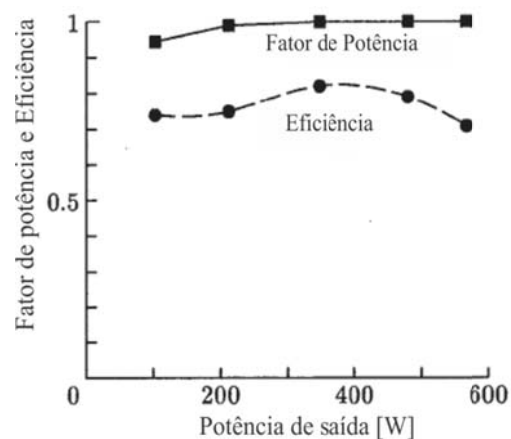


Figura 2. 7 – Perturb & Observe adaptado [15]

Os resultados da operação do conversor de único estágio, mostrados nas fig. 2.8 apresentam: a corrente, no item (a), orientada, e, em fase à rede, descrevendo um fator de potência praticamente unitário, conforme indica a figura do item (b). O conversor apresenta um pico de eficiência que ocorre entre 300 – 400 W.



(a) Corrente injetada na rede



(b) Eficiência e fator de potência

Figura 2. 8 - Resultados de operação do conversor [15]

A topologia do inversor de único estágio [16], mostrada na fig. 2.9, baseia-se no controle, por mecanismo de controle ressonante, de 4 interruptores apenas. O dispositivo possui três etapas de operação por semi-ciclo, nos quais, através da amplificação ou redução de tensão, realiza a conversão CC-CA.

Ao princípio de operação aplica-se a mesma lógica, que ocorre de maneira complementar por semiciclos da tensão de saída. Para o positivo, mantendo-se ativo apenas o interruptor S_1 , a etapa de elevação da corrente que circula por L_{r1} decorre do controle do interruptor S_3 , por onde há a transferência de energia, a partir da fonte cc ao indutor. Neste período, a potência suprida à carga é fornecida pelo capacitor de ressonância C_r . A partir do caminho de corrente formado pela ação de bloqueio ao interruptor S_3 , inicia-se a segunda etapa, resultado da ressonância entre L_{r1} e C_r . A terceira etapa decorre da completa descarga de energia do indutor L_{r1} , período em que D_2 , reversamente polarizado, faz com que o capacitor de ressonância forneça a corrente de carga.

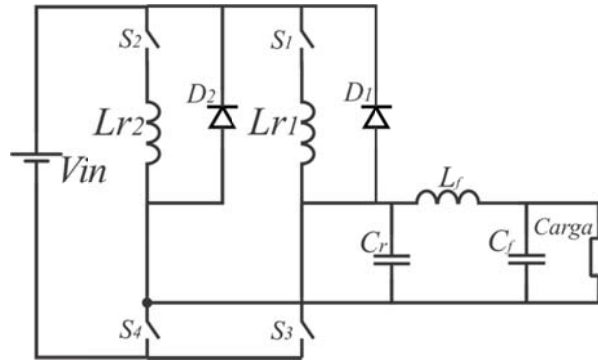


Figura 2.9 - Novel single-stage full-bridge buck-boost [16]

A topologia de 50W, descrita em [17] denominada *Transformless voltage-boosting inverter for ac modules*, é disponibilizada na fig. 2.10. A arquitetura do tipo *buck-boost*, com 6 interruptores, permite que a conversão CC-CA se dê na forma amplificada. Obtido pelo método de espaço de estados médio, a eq. 2.1 descreve o ganho do circuito buck-boost.

$$\frac{V_C}{V_{IN}} = \frac{DR(1-D)}{R(1-D)^2 + r} \quad (2.1)$$

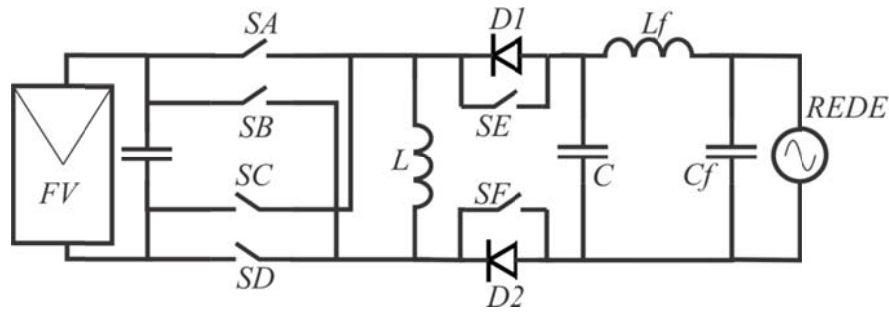


Figura 2. 10 - Transformerless voltage-boosting inverter for ac modules [17]

A compreensão do funcionamento deste conversor se inicia pela análise do semiciclo negativo de operação, considerando-se o sentido de I_O . Neste período, considerando-se o ciclo de 50Hz, os interruptores D e F permanecem acionados. A transferência de energia, que ocorre entre o painel fotovoltaico e o indutor L, é controlada pelo acionamento do interruptor A, conforme ilustra a figura 2.11 (a). Com o comando de bloqueio em A, como ilustra a fig. 2.11 (b), permite-se que a energia do indutor L seja transferida, através de F e D_1 , ao conjunto carga/filtro de saída. De forma complementar, no semiciclo positivo, os interruptores D e F permanecem acionados, e o interruptor B controla o processamento de potência advinda do painel fotovoltaico à carga.

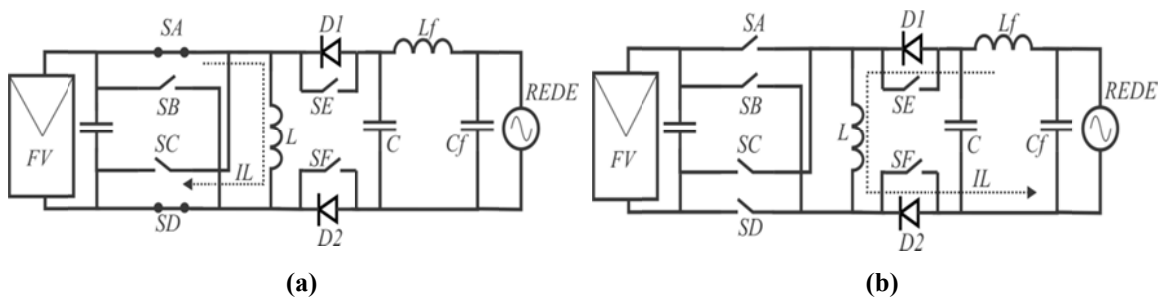


Figura 2. 11 - Etapas de carga (a) e de descarga (b) da energia no indutor

No sistema de controle, apresentado na fig. 2.12, o sinal de referência para a imposição de corrente, que circula no indutor L, mostrado na fig.2.12 (b), controla o processamento de potência do painel fotovoltaico. A energia disponível no indutor fornece a corrente para a carga/rede, que através de modulação por largura de pulso

(mlp), gera uma tensão senoidal sincronizada pelo *PLL*. Apesar do trabalho não especificar a técnica utilizada para realizar o RPMP, a ilustração deixa claro que o referido ocorre pela manipulação da amplitude do sinal de referência à corrente no indutor. É possível concluir que para evitar possíveis distorções da tensão/corrente de saída CA, alterações de amplitude no sinal de referência, ao longo de um período completo, devem respeitar o ciclo da rede.

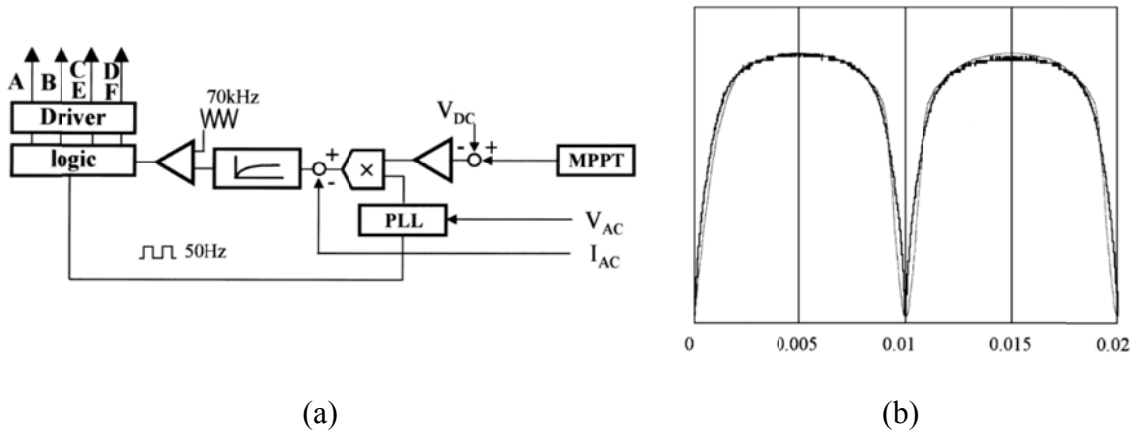


Figura 2. 12 - Sistema de controle proposto em [17]: (a) malha de controle; (b) Sinal de referência

Os resultados da conversão CC-CA como a tensão/corrente de saída, bem como a eficiência podem ser visualizados na fig. 2.13 (a) e (b) respectivamente, em que a máxima eficiência é observada para o maior nível de tensão de entrada.

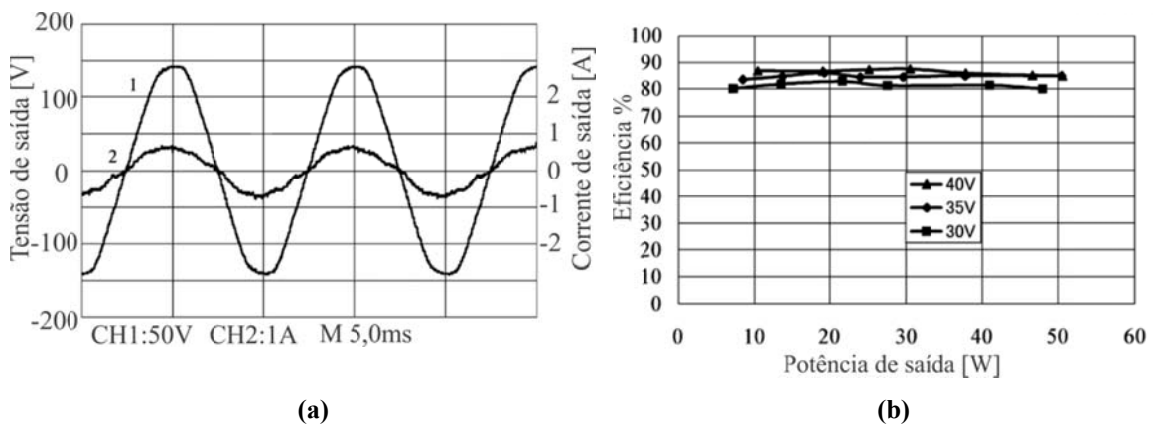


Figura 2. 13 - Resultados para a operação do conversor proposto em [17]: (a) tensão e corrente de saída, (b) Eficiência

O inversor de único estágio proposto em [18], do tipo *buck-boost*, mostrado na fig. 2.14, apresenta quatro interruptores e dois indutores, responsáveis pelo manejo de energia da fonte fotovoltaica à carga. A conversão CC-CA ocorre pela utilização cíclica à 60Hz, da energia disponível em cada indutor, por semiciclo, controlada pelo de RPMP. Sendo assim, o sistema, que se destina à geração conectada à rede, fornece, por meio de um filtro CL, apenas potência ativa.

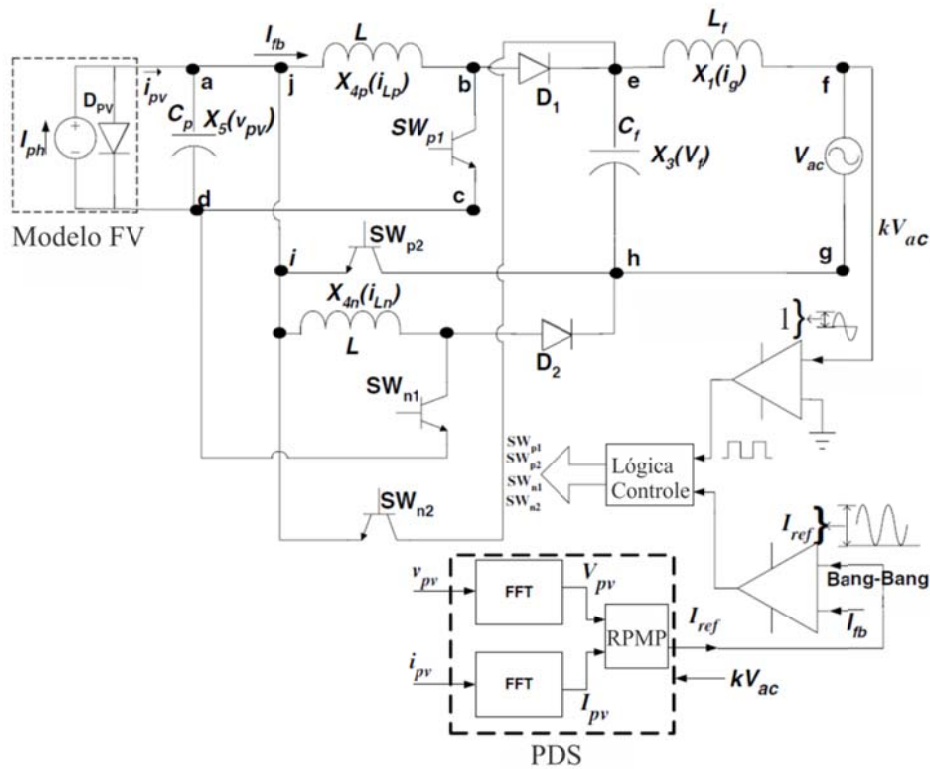


Figura 2. 14 – Microinversor proposto em [18]

Responsável pela imposição de energia ao indutor, o controle por histerese (*bang-bang*), que realiza a operação de carga e descarga do indutor, conforme ilustra as figuras 2.15 (a) e 2.15 (b), estabelece o nível de corrente associado à onda de densidade de fluxo magnético. A eq. 2.2 mostra, que o aspecto da energia/corrente, necessário ao indutor para a geração de tensão CA, com reduzido conteúdo harmônico, deve ser o mesmo da potência ca.

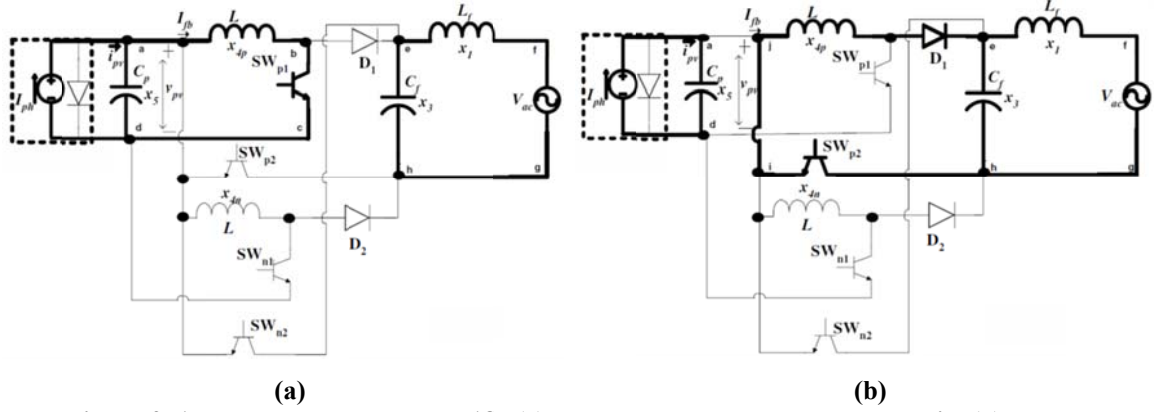


Figura 2. 15 - Etapas de operação [18]:(a)etapa de armazenamento de energia, (b) etapa de descarga de energia

$$I_{REF}(t) = \frac{V_p I_p \sin^2(\omega t)}{V_{PV}} \quad (2.1)$$

A fig. 2.18 apresenta a tensão gerada no capacitor do filtro, associada abaixo, em cada semiciclo, às correntes de cada indutor, sobreposta uma à outra.

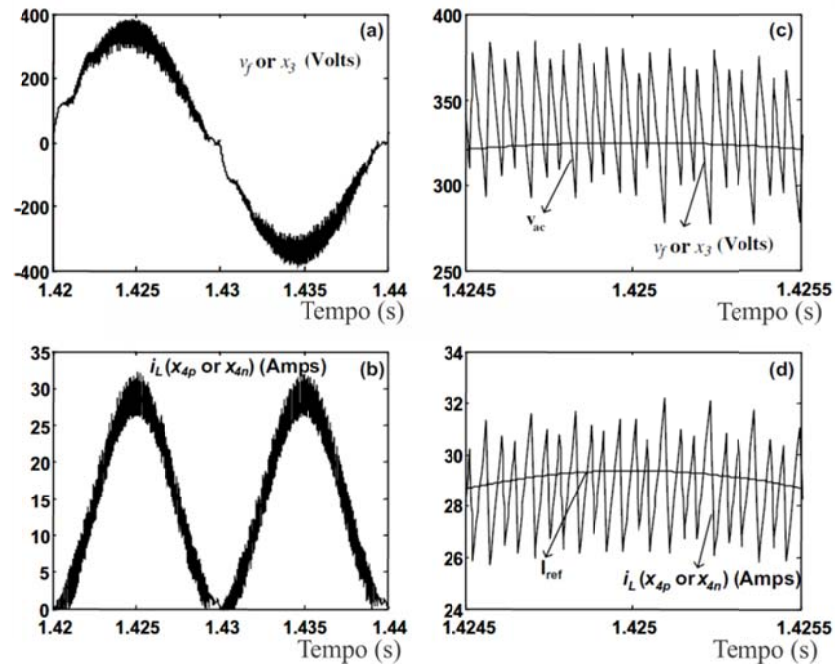


Figura 2. 16 – Resultados experimentais [18]: (a) Tensão de saída, (b) Corrente em cada indutor principal, (c) Detalhe: Tensão de saída, (d) Detalhe: Corrente no indutor principal.

A técnica de RPMP, apresentada em [18], consiste no controle de amplitude do sinal de referência à corrente dos indutores principais. A operação, que se desenvolve a passos cíclicos de 60 Hz, visa operar o conversor como uma carga variável, aumentando

ou diminuindo-se o nível de curto circuito da estrutura através do processamento de potência. Os resultados acerca do RPMP são apresentados na fig. 2.17. No primeiro gráfico, observa-se o perfil da potência CC extraída do painel, no segundo, que apresenta mesmo comportamento, a variável de controle responsável pela manipulação da amplitude da referência para a corrente dos indutores, e no terceiro, a corrente e a tensão do painel fotovoltaico.

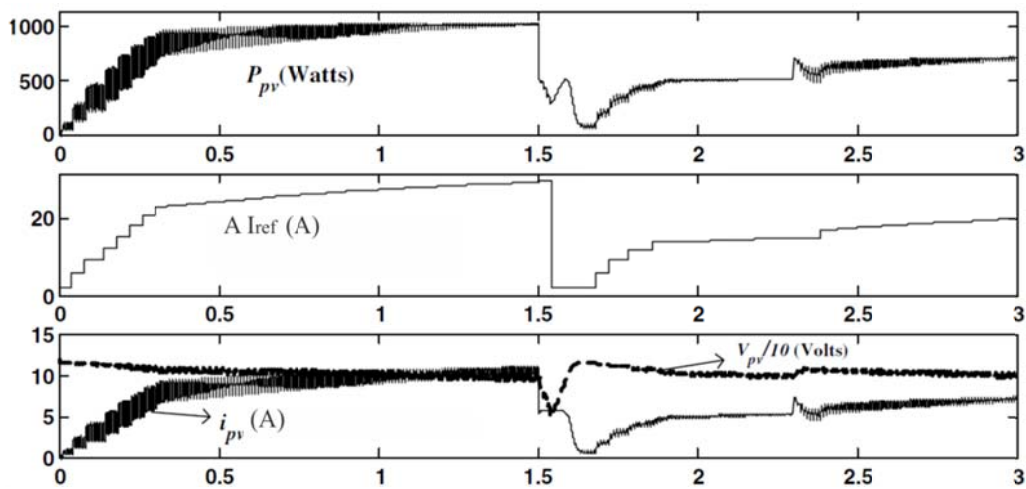


Figura 2. 17 - Resultados do RPMP do conversor proposto em [18]

Devido à relação entre a variável de controle da referência e a potência extraída do módulo fotovoltaico, observada nos resultados mostrados, em [20], propõe-se uma versão genérica da estratégia de processamento aplicada ao painel fotovoltaico, que se destina a inversores de único estágio do tipo *buck-boost*. A técnica, que se baseia na imposição de corrente por histerese aos indutores principais da estrutura, elimina a necessidade de um sensor de corrente.

Em [19], observa-se a mesma topologia descrita em [18] que opera no modo descontínuo, porém a imposição de corrente aos indutores é dada pela técnica de MLP, utilizando-se um sinal senoidal retificado como referência ao controle.

2.2.3 ANÁLISE CONCLUSIVA DOS INVERSORES DE ÚNICO ESTÁGIO

Conforme observado, inversores de único estágio derivados da estrutura *buck-boost* são prontamente aplicados ao controle da potência CC de entrada e saída CA, utilizando-se de sinais de referência específicos para imposição de grandezas associadas. Sendo assim, técnicas de RPMP de sistemas fotovoltaicos são realizadas pelo conversor.

Considerando-se a corrente constante do painel fotovoltaico, dado que o sistema de conversão não envolve estágio intermediário, o processamento da diferença entre as potências instantâneas CC e CA, deve-se ao capacitor de desacoplamento conectado ao painel fotovoltaico.

Diferentes topologias de inversores de único estágio são disponíveis na literatura [21 - 34]. Em função da amostra dos conversores investigados nesta tese, conclui-se que as principais diferenças entre as topologias são decorrentes do número de indutores, interruptores, e o tipo de controle. Verificou-se ainda que, embora as estratégias de controle possam se estabelecer de formas diferenciadas, a necessidade de filtros de saída, compostos de indutores e capacitores, ainda é inevitável. Investigações relacionadas aos sistemas de conversão conectados à rede e sistemas não conectados, respectivamente, são apresentadas em [35-36].

De forma geral os inversores de único estágio, que processam energia fotovoltaica destinam-se à geração conectada, devido ao caráter intermitente da energia solar. A utilização destes sistemas em aplicações isoladas à rede requer duas principais funcionalidades, garantir o suprimento adequado a diferentes tipos de cargas (fator de potência), oferecer potência constante.

Neste contexto, a proposta apresentada nesta tese visa à concepção e o desenvolvimento de uma estrutura de único estágio destinada ao uso em sistemas isolados, capaz de mitigar o aspecto intermitente da energia fotovoltaica. Para tanto, o sistema de conversão utiliza uma estrutura de entrada paralela, que através de estratégias de controle, é solicitada à demanda energética.

O item a seguir refere-se aos aspectos tecnológicos de sistemas de conversão isolados que aplicam estratégias de gerenciamento de energia. A técnica oferece diversas funcionalidades e tem como principal característica, quando aplicadas a sistemas de energia renovável, o uso inteligente da energia gratuita em detrimento do uso de qualquer combustível.

2.3 Estratégias de Gerenciamento de Energia – Investigação

O termo Gerenciamento de Energia é empregado na eletrônica de potência e refere-se a sistemas multi-energizados que controlam o fluxo de potência através de cada fonte. Uma quantidade expressiva de configurações pode ser encontrada na literatura. Um aspecto que pode ser comum em relação a estas configurações refere-se ao uso do *link* CC como ponto de acoplamento por onde a energia é utilizada [37 - 59].

O gerenciamento de energia aplica-se de forma ampla considerando-se os diferentes aspectos que se referem à aplicação e topologia do sistema de geração. Visando a contextualização geral, algumas estruturas são investigadas, evidenciando-se diversas estratégias e tipos de configurações. Apesar de apresentarem variações na concepção, duas regras básicas foram verificadas em relação ao foco do gerenciamento: uma diz respeito à máxima utilização das fontes renováveis e outra se orienta no uso adequado das fontes, sujeitas a cargas de dinâmica acentuada.

De acordo com o estudo, verifica-se que não há um padrão na forma de controle ou concepção da estrutura de geração de energia. Os sistemas de poucos estágios ou complexos, podem ser geridos por um controle único ou inter-relacionado através de grandezas de várias partes do sistema.

Desta forma, o estudo tem como objetivo demonstrar as aplicações, orientando-se na forma compreendida pelo sistema de retaguarda, classificadas em três segmentos:

1. Sistemas fotovoltaicos com retaguarda à bateria
2. Sistemas de célula a combustível com retaguarda à bateria e/ou supercapacitor
3. Sistemas de múltiplas fontes

2.3.1 Sistemas Fotovoltaicos com Retaguarda à Bateria

Diversos sistemas fotovoltaicos com retaguarda à bateria são disponibilizados, no entanto visando a contextualização genérica acerca do assunto, uma amostra de sistemas com estruturas que englobam o cenário é investigada. O gerenciamento de energia aplicado a estes sistemas tem como prerrogativa a economia de combustíveis, ou seja, prioriza o uso do recurso renovável não esgotável.

O sistema de geração de energia proposto por [37], ilustrado na fig. 2.19, refere-se a um dispositivo multi-energizado, que processa potência de um painel fotovoltaico e um banco de baterias, além de fornecer potência ca à carga. O RPMP do painel fotovoltaico é realizado através dos conversores cc/cc: 1- *boost* e 2- *Buck*. Ambos processam a energia fotovoltaica e a disponibilizam para bateria e ao *link* CC. A geração ininterrupta é garantida por meio da energia disponível na bateria, processada pelo conversor bidirecional CC-CC 3, o qual possui um transformador de alta

frequência agredado. O conversor CC-CA encarrega-se do fornecimento da potência à carga.

O sistema como um todo é concebido, uma vez que a estratégia de gerenciamento de energia visa, por meio dos conversores 1 e 3, a estabilidade do *link* CC, configurando-se como um dispositivo autônomo de geração. Devido ao RPMP, a filosofia de gerenciamento prioriza a utilização do recurso renovável e carrega a bateria quando esta é excedente em relação à utilizada pela carga.

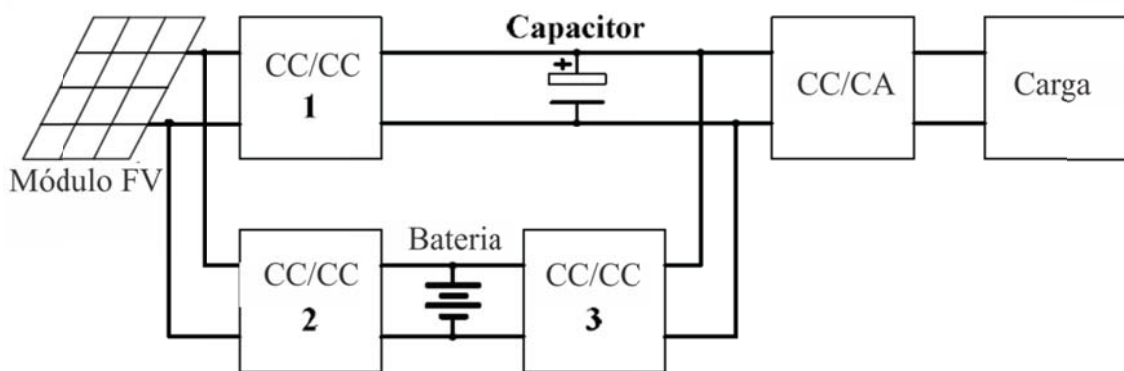


Figura 2. 18 - Sistema de conversão de energia [37]

O sistema da fig. 2.20, desenvolvido em [38] apresenta três estágios de conversão, denotados por um estágio *buck* de processamento de potência de um painel fotovoltaico, um estágio bidirecional *buck-boost* de controle de carga à bateria, e um inversor que pode ser agregado ao *link* CC.

O gerenciamento de energia decorre do controle do estágio de conversão *buck-boost* conectado à bateria. O conversor *buck* disponibiliza energia ao sistema através do RPMP. Quando a carga é atendida integralmente pela potência fotovoltaica, o conversor *buck-boost* carrega a bateria. Este integraliza o fornecimento contínuo de potência à carga quando o sistema fotovoltaico não é suficiente.

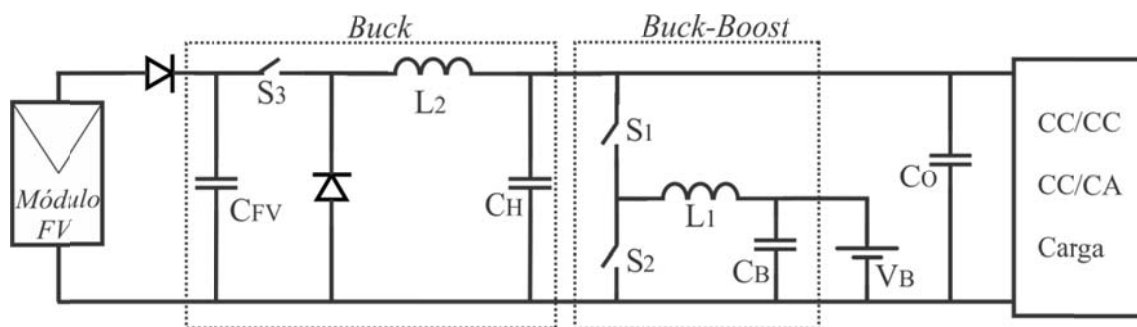


Figura 2. 19 - Sistema de conversão de energia [38]

Outros trabalhos que compartilham da mesma estratégia são propostos [39][40]. Um conversor desenvolvido em [41] processa a energia de entrada proveniente de um sistema fotovoltaico multi-módulos.

De forma geral, as pesquisas neste segmento, revelam o controle de carga dedicado à bateria. Alguns trabalhos apresentam propostas que priorizam a correta utilização da fonte e agregam supercapacitores em paralelo à bateria, constituindo uma forma híbrida de fornecimento de potência, oferecendo-se densidade de energia e potência [42].

Outras formas de gerenciamento de energia, dentro do segmento, são encontradas em sistemas conectados à rede [40, 43]. As estruturas utilizam estratégias semelhantes de controle de fluxo de potência configurando-se basicamente como nas formas apresentadas pelos diagramas de blocos das figuras 2.21 (a), (b), (c) e (d).

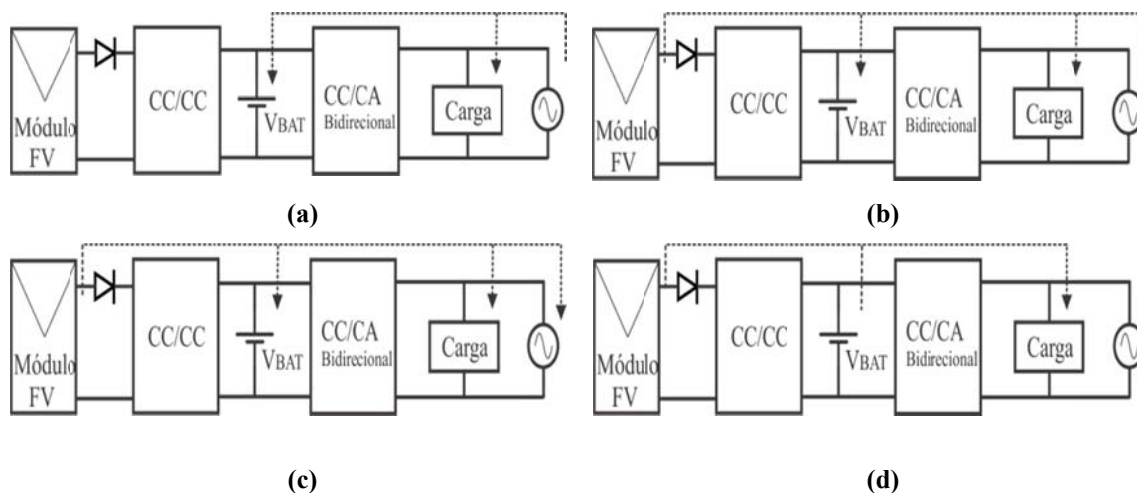


Figura 2. 20 – Estratégia de gerenciamento de energia[43]

2.3.2 Sistemas de célula a combustível com retaguarda à bateria e/ou supercapacitor

Em [44], dois sistemas à célula a combustível que dispõem de retaguarda são propostos para aplicação em veículos elétricos. A arquitetura caracteriza-se como um sistema isolado da rede elétrica, em que a potência solicitada pela carga possui elevada dinâmica, a qual restringe o uso da fonte de energia baseada em hidrogênio. Sendo um sistema de retaguarda, contemplado pela elevada densidade de potência é utilizado, tal como o supercapacitor (SC).

A primeira estrutura investigada constitui-se de dois conversores, mostrados na fig. 2.22 (a). O primeiro conversor controla o fluxo de potência extraído da célula a combustível e o segundo controla o fluxo bidirecional de potência ao SC. Ambos os estágios tem como finalidade manter o *link* CC estável, ao qual a carga se conecta.

A técnica de controle realiza a verificação do valor de tensão *link* CC, tido como ponto de acoplamento. O erro entre o valor de referência e o valor real da tensão, dependendo da dinâmica, recorre à ação de controle de imposição de corrente no elemento armazenador de determinado estágio. Ou seja, o controle seleciona o estágio a depender do tipo de erro. Com a técnica, a célula a combustível é imune aos surtos de demanda, que são supridos pela alta densidade de potência proveniente do supercapacitor.

A técnica garante estabilidade e longevidade à célula a combustível, uma vez que não sofre bruscas demandas de energia. Fenômenos como a falta de hidrogênio, devido à elevada dinâmica da carga que sobrecarrega o compressor do dispositivo renovável, são evitados o que contribui para seu correto funcionamento e preservação.

A segunda arquitetura, mostrada na fig 2.22 (b), prevê a retirada do estágio de conversão da célula a combustível. Desta maneira, o controle tem redução do grau de

liberdade, cuja solução se dá em contribuição ao aumento de complexidade de controle. O autor garante que o mesmo resultado apresentado para a arquitetura de dois estágios é contemplado. O ganho em relação à primeira proposta é obtido pela retirada de um estágio de processamento de potência, elevando a eficiência total do sistema e oferecendo redução de custos de fabricação.

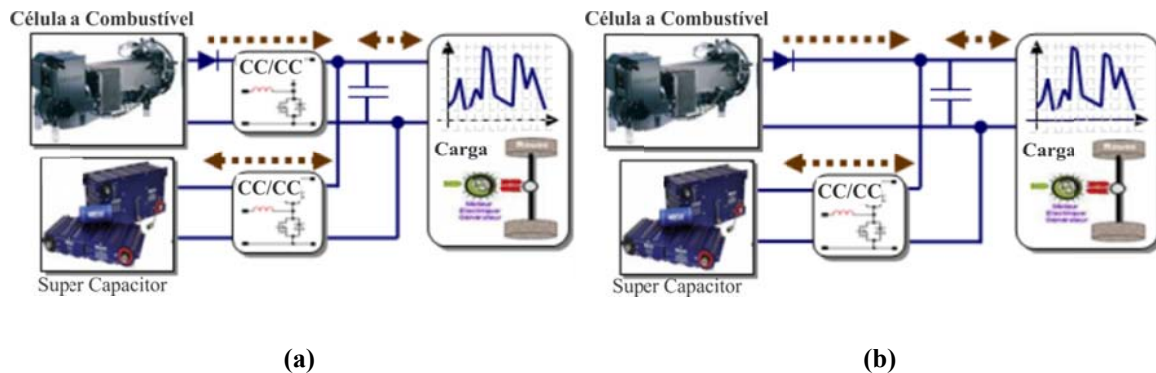


Figura 2. 21- Estratégias de gerenciamento de energia [45]

Outros sistemas conectados à rede são propostos [45][46], os quais utilizam o mesmo ponto de acoplamento entre os estágios, dado pelo *link* CC disponibilizado à carga. Em [46] e [47], os sistemas admitem o uso de baterias ou supercapacitores como fonte de retaguarda.

2.3.3 Sistemas de Múltiplas Fontes

O sistema desenvolvido em [48] mostrado na figura 2.23 apresenta a interação de diversas fontes, em que os dispositivos de armazenamento de energia operam em longo e curto prazo. O sistema de curto prazo utiliza um banco de baterias, e o de longo prazo é composto por uma célula a combustível e um eletrolizador que tem como objetivo produzir e armazenar hidrogênio.

O gerenciamento de energia comandado por computador é complexo e utiliza ações padronizadas, conforme períodos do dia. A estratégia de controle prima pelo uso

das fontes renováveis permitindo a economia e produção de hidrogênio configurando-se como um sistema autônomo de longa capacidade energética, obtida por meio do conjunto eletrolizador e célula a combustível.

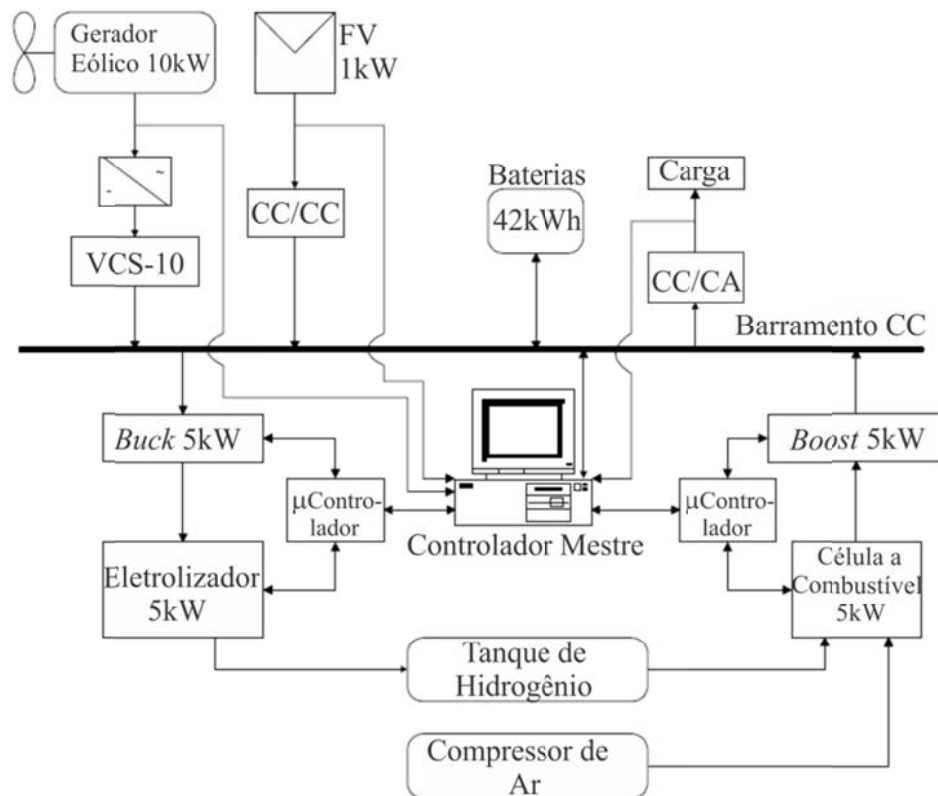


Figura 2. 22 - Sistema de múltiplas fontes [48]

2.3.4 Análise conclusiva: Estratégias de Gerenciamento de Energia

Alguns sistemas que empregam gerenciamento de energia foram apresentados, categorizando-se os tipos de estratégias básicas e arquiteturas de maneira geral. Evidencia-se, que as topologias descritas empregam o uso de estágios dedicados de processamento de potência, em que o controle orienta-se pelo fluxo de energia. Em alguns casos é possível identificar a integração de conversores em um único sistema,

porém, ainda torna-se claro a presença de estágios de controle de potência dedicados [37-58].

Verificou-se, que para as diversas tecnologias, uma estratégia freqüente é o controle da bateria. Evidencia-se, que o gerenciamento de energia utiliza abordagens que visam desde a economia de combustíveis, ao correto uso de fontes renováveis. É possível observar, que o desenvolvimento destes tipos de sistemas encontra-se em ascensão e vem de encontro com as filosofias orientadas à descentralização de energia e criação de mini-redes inteligentes, como é o caso do sistema totalmente autônomo apresentado em [48]. Neste contexto, o desenvolvimento de sistemas modulares e que possibilitam a integração de diversas tecnologias, merece atenção.

2.4 A Proposta da Presente Tese

A tese proposta apresenta o desenvolvimento de uma nova topologia de único estágio, que envolve o processamento de potência elétrica proveniente de diferentes fontes renováveis. O provimento de energia compreende-se através do gerenciamento de energia aplicado a duas fontes de entrada. Utilizando-se o modo de controle por corrente, o sistema autônomo controla o fluxo de potência oferecida por um painel fotovoltaico e uma célula a combustível, através do processamento da energia armazenada em cada acumulador (indutor) de entrada associada a cada fonte.

O sistema de controle aplicado à topologia, ilustrada na fig. 2.23, é coordenado por um módulo processador digital de sinais (*PDS*). O circuito é baseado em estrutura de único estágio outrora concebida [59], em que o suprimento de energia é proveniente de uma fonte de entrada.

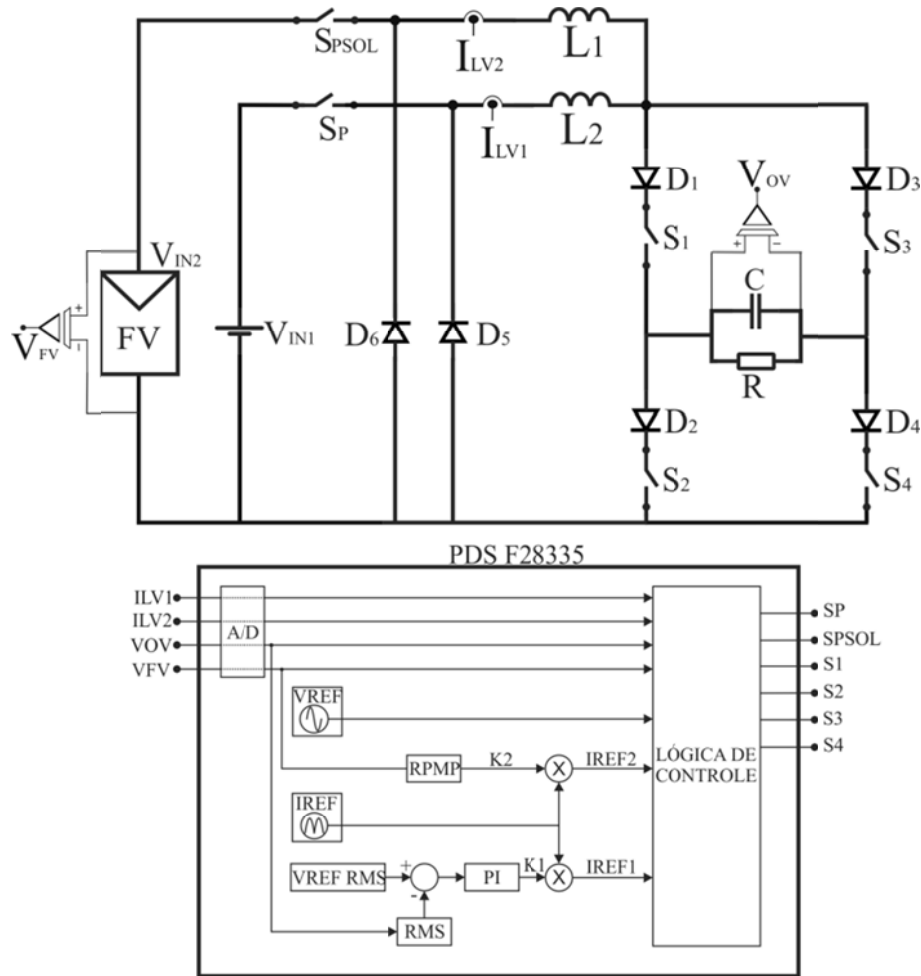


Figura 2. 23 – Topologia IDUE proposta pela tese

O presente trabalho é apresentado com detalhes nos capítulos subsequentes desta tese, nos quais se averigua a capacidade de geração de potência ca de forma autônoma, priorizando-se o uso de uma fonte renovável em relação a outra.

O princípio básico de operação da conversão CC-CA deste conversor decorre da imposição de duas variáveis de controle: a corrente no indutor L , por meio de um sinal de referência senoidal retificado (I_{REF}), e a tensão de saída no capacitor C por meio do sinal senoidal de amplitude fixa (V_{REF}). Uma tensão CA amplificada com reduzido conteúdo harmônico é produzida de forma ininterrupta, para atender cargas isoladas da rede elétrica, utilizando um único filtro de saída capacitivo de reduzida magnitude.

Capítulo 3

Modelagem Matemática por Espaço de Estados do Inversor de Único Estágio

3.1 Considerações Iniciais

O sistema inversor dual de único estágio, apresentado nesta tese, possui duas estruturas de entrada de energia compreendidas por conjuntos formados por um interruptor, um indutor, e um diodo de retorno. O conjunto, ou célula de entrada, constitui, junto à fonte de alimentação, um circuito *buck-boost*, se conectado ao inversor. Um circuito compreendido pela célula de entrada e o inversor representa um sistema independente de único estágio que fundamenta o mecanismo de funcionamento do sistema de conversão estática de energia CC-CA.

O estudo matemático desenvolvido neste capítulo visa a concepção das etapas, bem como a compreensão *buck-boost* de operação da topologia, responsável pela produção de tensão CA amplificada ou reduzida. A análise tem por objetivo justificar as funcionalidades específicas de cada etapa, compreendidas entre o acúmulo e a descarga de energia, mediante um controle de histerese dupla, em que duas grandezas são impostas ao sistema.

Utilizando-se o modelo de espaço de estados, considerando-se o modo de controle de corrente, uma tensão é imposta à carga através de um indutor (armazenador de energia), tendo em vista a contribuição de corrente instantânea proveniente de um



elemento armazenador de energia, capacitivo. A modelagem permite delinear o aspecto dimensional das grandezas em função do tempo, associadas ao processo intermitente e ponderado de carga e descarga de energia. Embora se aplique a um sistema de frequência variável, as etapas de operação podem ser averiguadas através de simulação por frequência controlada de comutação de etapas [18].

3.2 Modelo Matemático

O modelo matemático proposto agrupa os dados do sistema, considerando-se seus parâmetros de circuitos e suas entradas, em um conjunto de equações diferenciais que representam as etapas de operação [60-66]. O estado dinâmico das grandezas é obtido através de integração numérica sob intervalos de tempo associados aos circuitos selecionados durante um período de comutação.

A REPRESENTAÇÃO EM ESPAÇO DE ESTADOS

Um sistema que apresenta uma resposta em função de uma entrada de valores pode ser representado como uma função, dada pela eq. 3.1.

$$Y = H \cdot u \quad (3.1)$$

Para qualquer instante de tempo $t > t_0$, quando t_0 representa o instante inicial, uma resposta Y , linear e contínua no tempo, é associada por meio de uma entrada u aplicada ao sistema H . Um conjunto finito, ou infinito, de valores pode determinar o estado de um sistema.

Considerando-se para o caso finito de grandezas, definem-se os vetores de estado por $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, ..., $x_n(t)$. Cada elemento deste vetor é denominado variável de estado, sendo o espaço de estados definido pela dimensão dos vetores.

O conjunto de equações do espaço de estado, composto pela relação entre a entrada e a saída, mostrado no diagrama de blocos da fig. 3.1, descreve-se a partir do sistema de equações lineares.

$$\dot{X} = A \cdot x_{(t)} + B \cdot u_{(t)}$$

Equação de estado genérica

$$Y = C \cdot x_{(t)} + D \cdot u_{(t)}$$

Equação de saída genérica

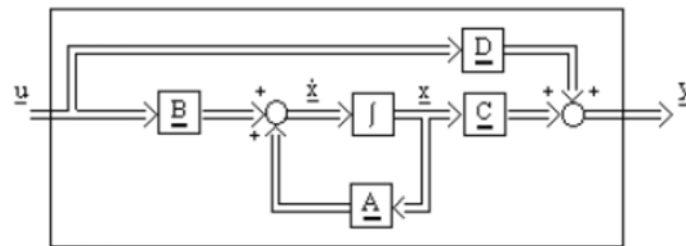


Figura 3. 1 - Diagrama de blocos de um sistema

A representação das etapas, ou circuitos, decorre da situação imposta pelos interruptores à ação de controle, que no caso específico resulta da comparação entre as grandezas, corrente no indutor e tensão de saída no capacitor, com seus respectivos valores de referência. Considerando-se os conversores clássicos, tais como o *boost*, *buck*, e *buck-boost*, dois estados estabelecem-se em função da ação de controle, que o conduzem ao armazenamento ou descarga de energia, utilizando-se um indutor como principal estrutura de transferência. Desenvolvido pelo capítulo 4, utilizando-se a técnica de espaço de estados médio, a eq. 3.2 apresenta o ganho estático da estrutura.

Para o inversor de único estágio, apresentado na fig. 3.2, o controle por histerese, através da lógica de controle, faz com que V_{OV} e I_{LV} sigam as referências V_{REF} e I_{REF} por meio das configurações descritas na tab. 3.1. O sinal $I_{REF(t)}$, de caráter senoidal, estabelece a amplitude instantânea de $I_{L(t)}$, obtida com a razão cíclica instantânea $D(t)$, requerida pelo ganho de tensão em função da tensão senoidal $V_{REF(t)}$.

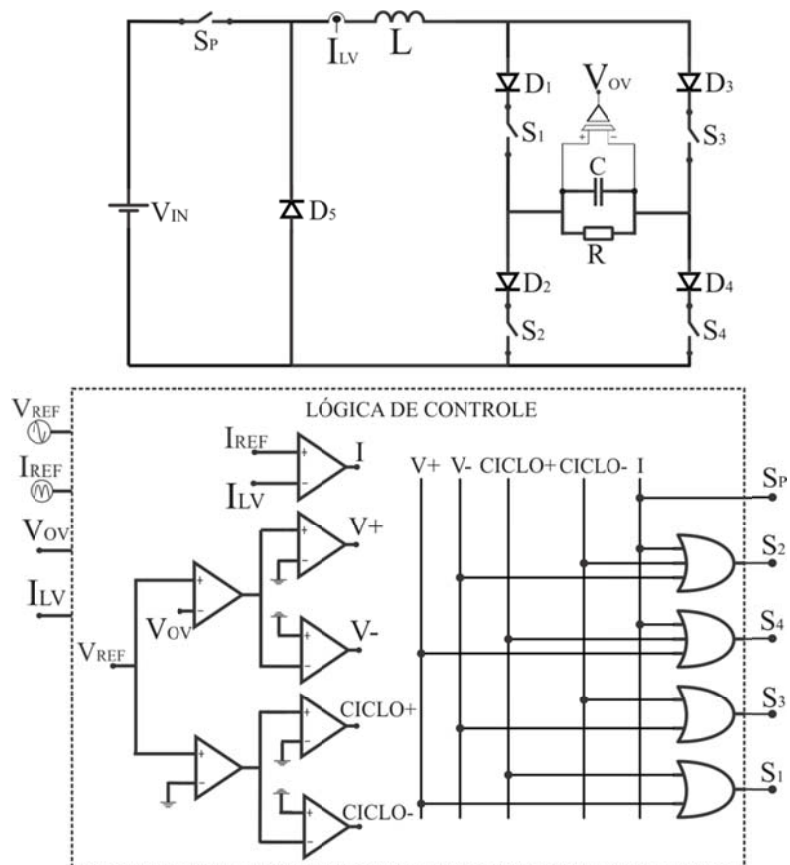


Figura 3. 2 – Inversor de Único Estágio

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.2)$$

Tabela 3. 1-Definição dos estados do single-stage em função da lógica de controle

	Situação			Interruptores					Fenômeno
Caso	Cycle+	V+	I	S _P	S _I	S ₂	S ₃	S ₄	
1	0	0	0	0	0	1	1	0	Transferência de energia acumulada no indutor ao capacitor e carga
2	0	0	1	1	0	1	1	1	Transferência de energia da fonte ao indutor
3	0	1	0	0	1	1	1	1	Transferência de energia do capacitor ao indutor
4	0	1	1	1	1	1	1	1	Transferência de energia do capacitor e da fonte ao indutor
5	1	0	0	0	1	1	1	1	Transferência de energia do capacitor ao indutor
6	1	0	1	1	1	1	1	1	Transferência de energia do capacitor e da fonte ao indutor
7	1	1	0	0	1	0	0	1	Transferência de energia acumulada no indutor ao capacitor e carga
8	1	1	1	1	1	1	0	1	Transferência de energia da fonte ao indutor



Para o inversor de único estágio, as variáveis e equações de estado são aplicadas mediante resultado da ação do controle, que impõe as equações de estado as quais as grandezas em análise estão sujeitas. As equações do conversor são compreendidas através de oito estados distintos, como se trata de um inversor, esses apresentam as mesmas características em ambos os semiciclos de operação, ou seja, quatro circuitos para o semiciclo positivo e quatro para o negativo, utilizando-se como referência o sinal V_{REF} do controlador.

O modelo em espaço de estados é representado pelas equações subsequentes:

$$\text{Equação de estado} \quad \dot{X} = A \cdot x_{(t)} + B \cdot u_{(t)} \quad (3.3)$$

$$\text{Resposta do sistema} \quad Y = C \cdot x_{(t)} \quad (3.4)$$

$$\text{Variável de estado} \quad \dot{x} = \frac{dx}{dt} \quad (3.5)$$

$$\text{Variável de estado} \quad I_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (3.6)$$

$$\text{Variável de estado} \quad V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \quad (3.7)$$

$$\text{Vetor de variáveis de estado} \quad \dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\text{Valor instantâneo} \quad x_{(t)} = \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\text{Vetor de resultado para } V_C \quad Y_{V_C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\text{Vetor de resultado para } I_L \quad Y_{I_L} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

As oito equações de estado, representadas por um sistema linear, são disponibilizadas em matrizes dos parâmetros do sistema e da entrada a partir de A_1 a A_8 e B_1 a B_8 , respectivamente. Como a operação por semiciclo é complementar, em termos da atuação dos circuitos, apresenta-se a seguir o desenvolvimento do sistema de equações lineares para o positivo da tensão de saída descritos e ilustrados a partir da figura 3.3 a 3.6, obtidos a partir de *Kirchhoff*.

Caso 8

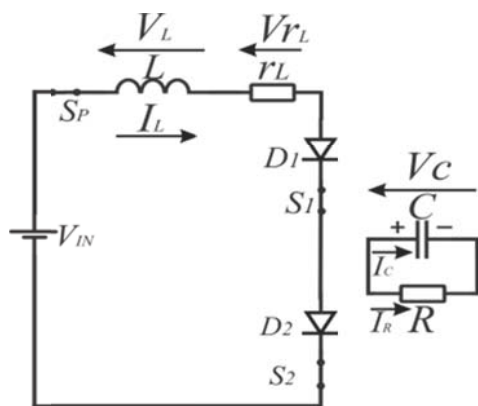


Figura 3. 3 - Acúmulo de energia da fonte ao indutor e descarga de energia do capacitor.

$$V_{IN} - V_L - r_L \cdot I_L = 0 \quad (3.12)$$

$$I_C = -I_R \quad (3.13)$$

Matriz de estado:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot V_{IN} \quad (3.14)$$

Indutor: acúmulo de energia

Capacitor: transferência de energia à carga

Caso 7

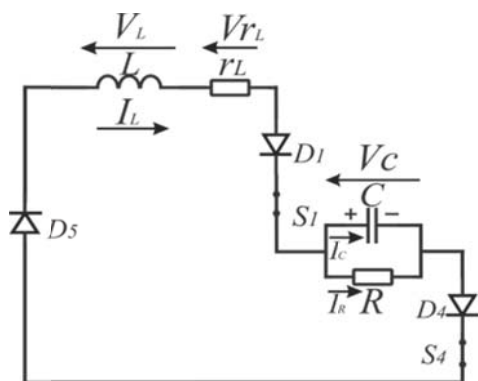


Figura 3. 4 – Transferência de energia do indutor ao capacitor e carga.

$$-V_L - r_L \cdot I_L - V_C = 0 \quad (3.15)$$

$$I_L = I_C + I_R \quad (3.16)$$

Matriz de estado:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{IN} \quad (3.17)$$

Indutor: Transferência de energia à carga\capacitor

Caso 5

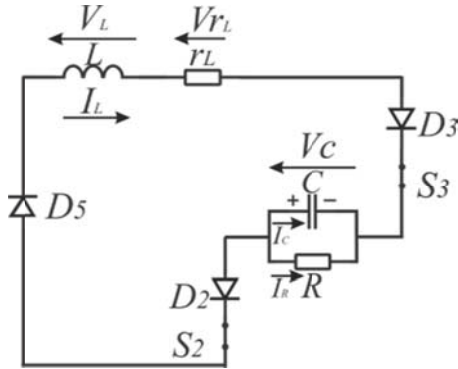


Figura 3. 5 - Etapa de transferência de energia do capacitor ao indutor.

$$-V_L - r_L \cdot I_L + V_C = 0 \quad (3.18)$$

$$I_L = -I_C - I_R \quad (3.19)$$

Matriz de estado:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{IN} \quad (3.20)$$

Capacitor: Transferência de energia para o indutor

Caso 6

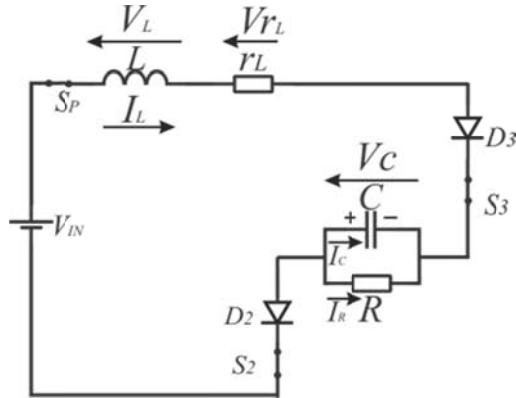


Figura 3. 6 – Etapa de acúmulo de energia ao indutor e redução de potencial elétrico do capacitor.

$$V_{IN} - V_L - r_L \cdot I_L + V_C = 0 \quad (3.21)$$

$$I_L = -I_C - I_R \quad (3.22)$$

Matriz de estado:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot V_{IN} \quad (3.23)$$

Indutor: Acúmulo de energia proveniente do capacitor e da fonte.

A elevação do potencial elétrico do capacitor de saída advém da disponibilidade energética do indutor em termos da corrente de carga. Sendo assim, uma corrente mínima é necessária para que a tensão na carga atenda aos requisitos de potência instantânea, durante a etapa de descarga do indutor. A partir das equações a seguir, obtidas no capítulo 4, através da análise de espaço de estados médio, definem-se o aspecto e a amplitude da grandeza de imposição acerca da aplicação da função descrita



pela tensão de saída. A corrente necessária ao indutor, bem como a sua razão cíclica são ilustradas nos itens da fig.3.7.

$$\text{Real} \quad \frac{V_C}{V_{IN}} = \frac{-DR(D-1)}{R(D-1)^2 + r_L} \quad (3.24)$$

$$\text{Ideal} \quad \frac{V_C}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.25)$$

$$\text{Real} \quad \frac{I_L}{V_{IN}} = \frac{D}{R(D-1)^2 + r_L} \quad (3.26)$$

$$\text{Ideal} \quad \frac{I_L}{V_{IN}} = \frac{D}{R(D-1)^2} \quad (3.27)$$

Considerando-se uma aplicação, dado um sistema com os parâmetros do ponto de operação descrito abaixo, avaliando-se apenas o semiciclo positivo (complementar ao negativo), através de uma razão cíclica no tempo, dada pela tensão de saída senoidal, o inversor de único estágio controla o fluxo de potência à carga conforme a imposição da corrente circulante no indutor, mostrada na fig 3.7, onde se apresentam as principais grandezas associadas ao processamento de potência [18].

Ponto de operação:

$V_{O(t)} [V]$	$V_{IN} [V]$	$P_{O(t)} [W]$	$r_L [\Omega]$
$158 \cdot \text{sen}(\omega t)$	48	$1k \cdot \text{sen}^2(\alpha t)$	50m

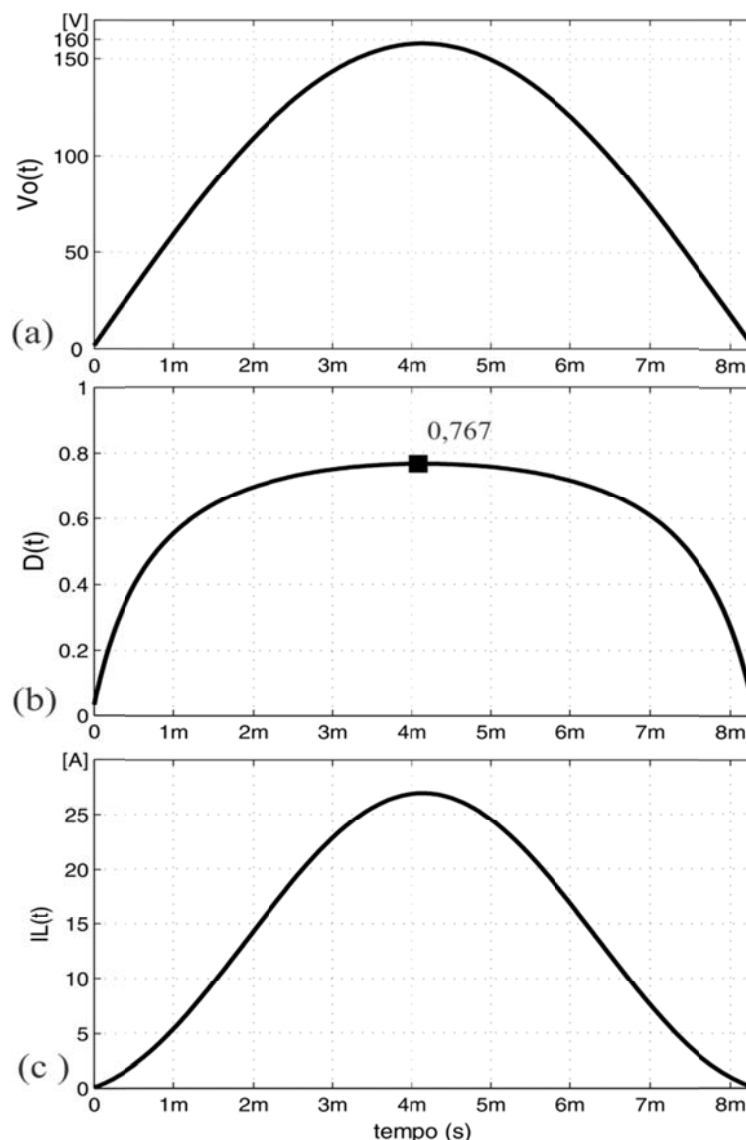


Figura 3. 7 - Aspecto do processamento de potência em função da razão cíclica associada:
(a) Tensão de saída; (b) Razão cíclica instantânea; (c) Corrente no indutor.

O principal mecanismo para a composição da tensão de saída é consequência do processamento de energia dado pelo controle da corrente do indutor. Para tanto, a histerese através de um sinal de referência, impõe ao indutor a corrente de aspecto mostrado na fig.3.7(c), obtida pela aplicação da lógica de controle.

Tendo em vista o processamento de dados periódico, em que o mecanismo de controle executa a leitura e escrita de dados, determinada variação de corrente através da bobina do indutor é produzida em um tempo entre amostras. Logo, para que se tenha controle sobre a amplitude da variação, é necessário determinar-se a função da



freqüência de comutação que ocorre em função de três aspectos: o circuito aplicado ao indutor, a razão cíclica instantânea, e o período de amostragem do sistema de controle.

Considerando-se que o conversor opera na maior parte do tempo sob a condição *boost*, devido diferença entre a tensão senoidal e a tensão de entrada, o tempo para a comutação se emprega ao complemento da razão cíclica, ou seja, na etapa de descarga de energia conforme proposto a seguir.

Modo Boost

$$D > 0,5 \quad (3.28)$$

$$T_S = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} \quad (3.29)$$

$$\Delta t_{on} = D \cdot T_S, \quad \Delta t_{off} = T_A \quad (3.30)$$

$$T_S = D \cdot T_S + T_A \quad (3.31)$$

$$T_S = \frac{T_A}{1-D}, \quad F_S = \frac{1-D}{T_A} \quad (3.32)$$

Modo Buck

$$D < 0,5 \quad (3.33)$$

$$T_S = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} \quad (3.34)$$

$$\Delta t_{on} = T_A, \quad \Delta t_{off} = (1-D) \cdot T_S \quad (3.35)$$

$$T_S = T_A + (1-D) \cdot T_S \quad (3.35)$$

$$T_S = \frac{T_A}{D}, \quad F_S = \frac{D}{T_A} \quad (3.36)$$

A máxima freqüência de comutação ocorre em metade da freqüência da amostragem, uma vez que o tempo de amostragem submete o controle à ação de comutação a cada período de amostragem. Como resultado do funcionamento do controle executado a uma taxa de amostragem fixa, com período de 12μs, o conversor opera segundo a freqüência de comutação estebelece, em função do modo de operação, e da razão cíclica, mostrada na fig. 3.8.

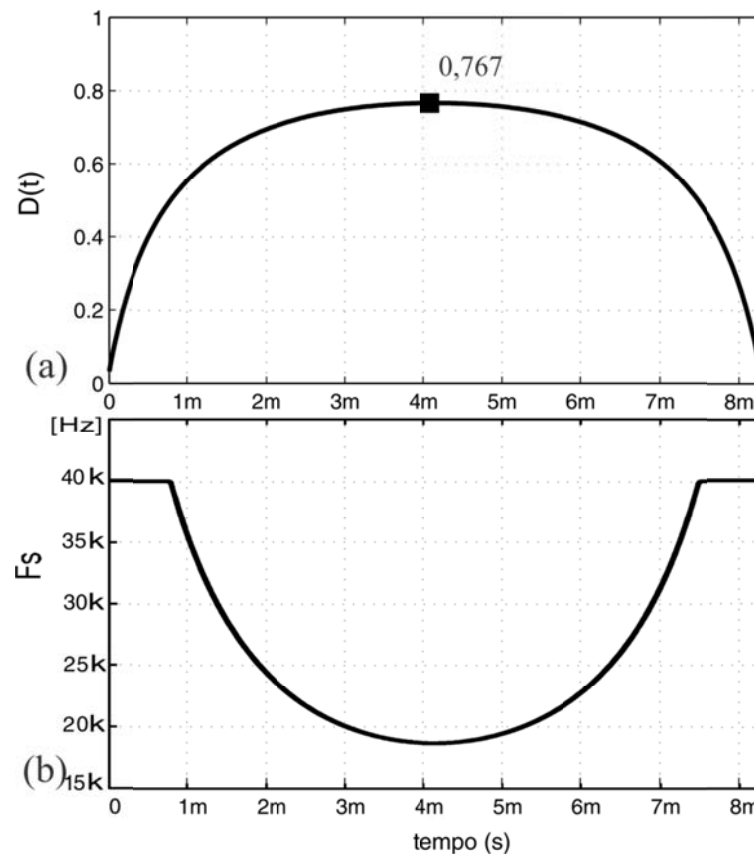


Figura 3. 8 – Característica de frequência de comutação em função da razão cíclica instantânea.

De acordo com o ponto de operação, denota-se que o ganho estático permanece na forma *boost* em pelo menos setenta por cento do período de ciclo. A frequência de comutação tende a aumentar conforme a razão cíclica diminui, chegando ao limite dado pela metade da frequência de amostragem, quando o ganho estático é menor que o valor unitário.

Como se descreve no capítulo 5, a indutância do elemento armazenador de energia é dada em função do período de amostragem e do ganho estático, em que se estipula a máxima variação de corrente no ponto de máxima tensão de saída, conforme a eq. 3.37.

Ponto de operação:

$V_{O\ MAX}$ [V]	V_{IN} [V]	T_A [μs]	ΔI_L [A]
158~160	10 \rightarrow 100	12,5	5

$$L = \frac{T_A}{(1-D)\Delta I_L} \left(\frac{1}{V_{IN}} + \frac{1}{V_{OMAX}} \right)^{-1} \quad (3.37)$$

$$L=400\mu H$$

De acordo com as características descritas para o sistema, em função da parametrização do ponto de operação, o item a seguir refere-se ao desenvolvimento da simulação computadorizada do modelo matemático. Na sequência apresentam-se os resultados acerca do funcionamento do inversor de único estágio e suas etapas de operação.

3.3 Simulação do Modelo Matemático do Inversor de Único Estágio

As matrizes expostas no item anterior representam um conjunto de equações diferenciais, que submetidas à integração numérica, mostrada na eq. 3.38, descrevem o comportamento das variáveis de saída em análise: I_L e V_C .

$$x_{(t)} = x_{(0)} + \int_0^t (A \cdot x_{(t)} + B \cdot v_{(t)}) dt \quad (3.38)$$

Utilizando-se o recurso do bloco *s-function*, ilustrado na fig. 3.10, disponível pela plataforma computacional de simulação *MATLAB* através de sua interface visual (*simulink*), permite-se o desenvolvimento, por meio de interações ao longo do tempo, das grandezas em análise.

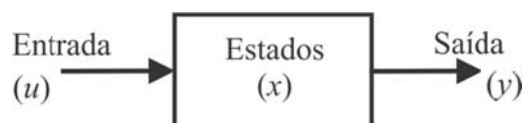


Figura 3. 9 – Apresentação do bloco *s-function* – *matlab*.

O bloco *s-function* descreve uma rotina de execução em que o *simulink*, inicializa suas variáveis, considerando-se os tipos de dados e o tempo de amostragem (passo de iteração). Em sequência, o simulador obtém os parâmetros dos blocos, determinando a ordem de execução, e, posteriormente, aloca o espaço de memória necessário. Neste ponto, estabelece-se o ciclo de execução do algoritmo de controle do inversor de único estágio, em que a solução do sistema linear retorna como valor inicial para o próximo passo de execução, determinadas pelo solver *ODE2 (Heun)*. O diagrama de blocos da simulação computacional é mostrado nas figuras 3.11 e 3.12.

Ponto de operação:

$V_{O\ MAX}\ [V]$	$V_{IN}\ [V]$	$P_{O(t)\ MAX}\ [W]$	$L\ [\mu H]$	$C\ [\mu F]$	$r_L\ [\Omega]$
160	48	1,0k	400	40	20m

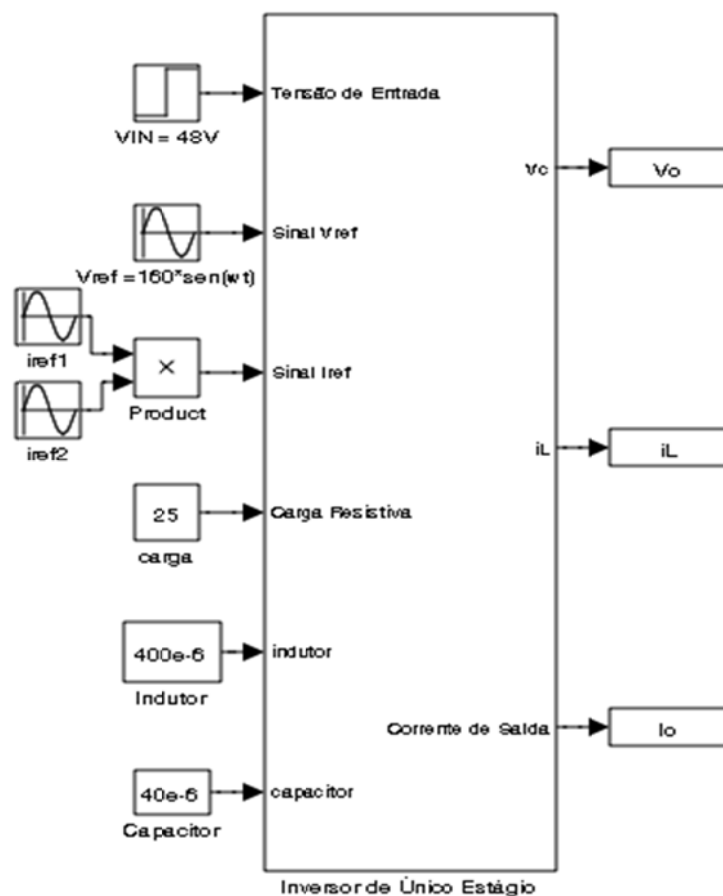


Figura 3. 10 – Interface de parametrização do modelo do Inversor de Único Estágio

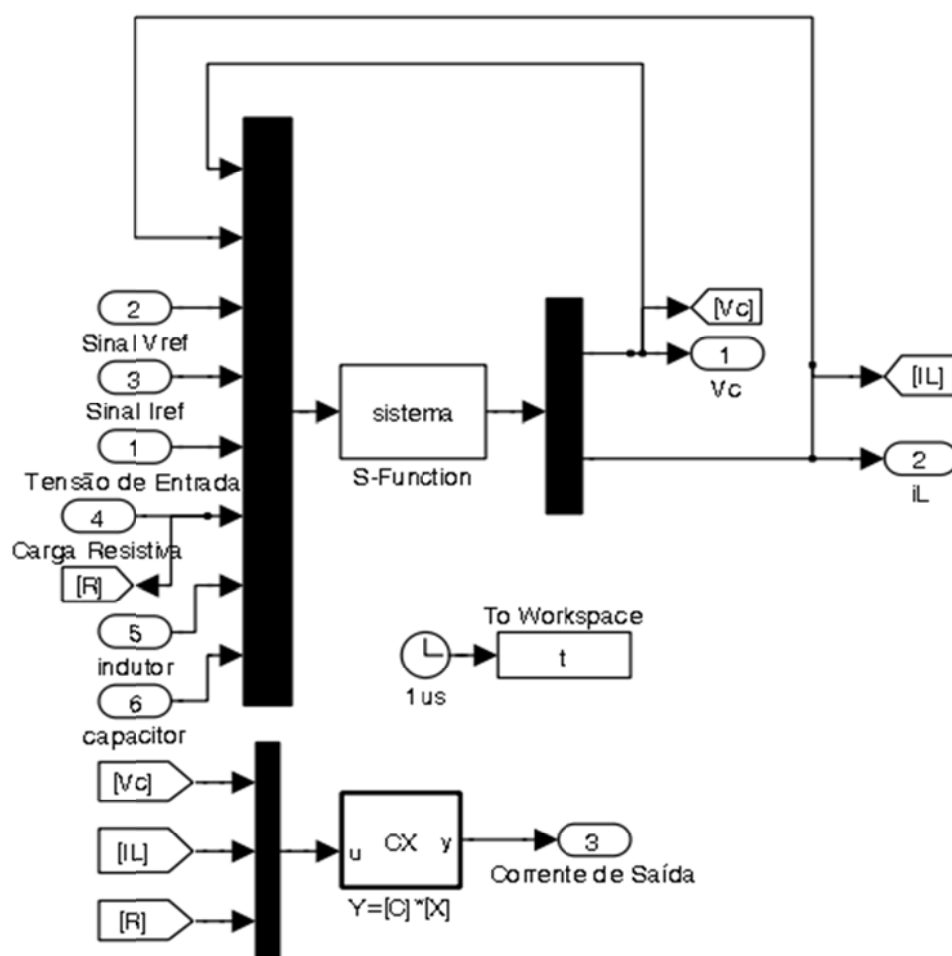


Figura 3. 11 – Inversor de Único Estágio

Os resultados de simulação do modelo matemático estão disponíveis nas figuras 3.13 (a), (b) e (c), onde apresentam-se as principais grandezas que se relacionam ao ponto de operação, tais como a tensão/corrente de saída, corrente imposta ao indutor, e a potência de saída, respectivamente. O conversor opera como um seguidor de tensão e de corrente no indutor. No entanto, devido ao controle de tensão por histerese, a passagem da tensão de saída por zero faz com que o circuito descrito no caso 5 imponha a transferência de energia do capacitor de saída para o indutor, descarregando-o e gerando, como consequência do aumento de densidade de fluxo magnético, uma breve elevação de corrente, priorizando a redução da taxa de distorção harmônica.

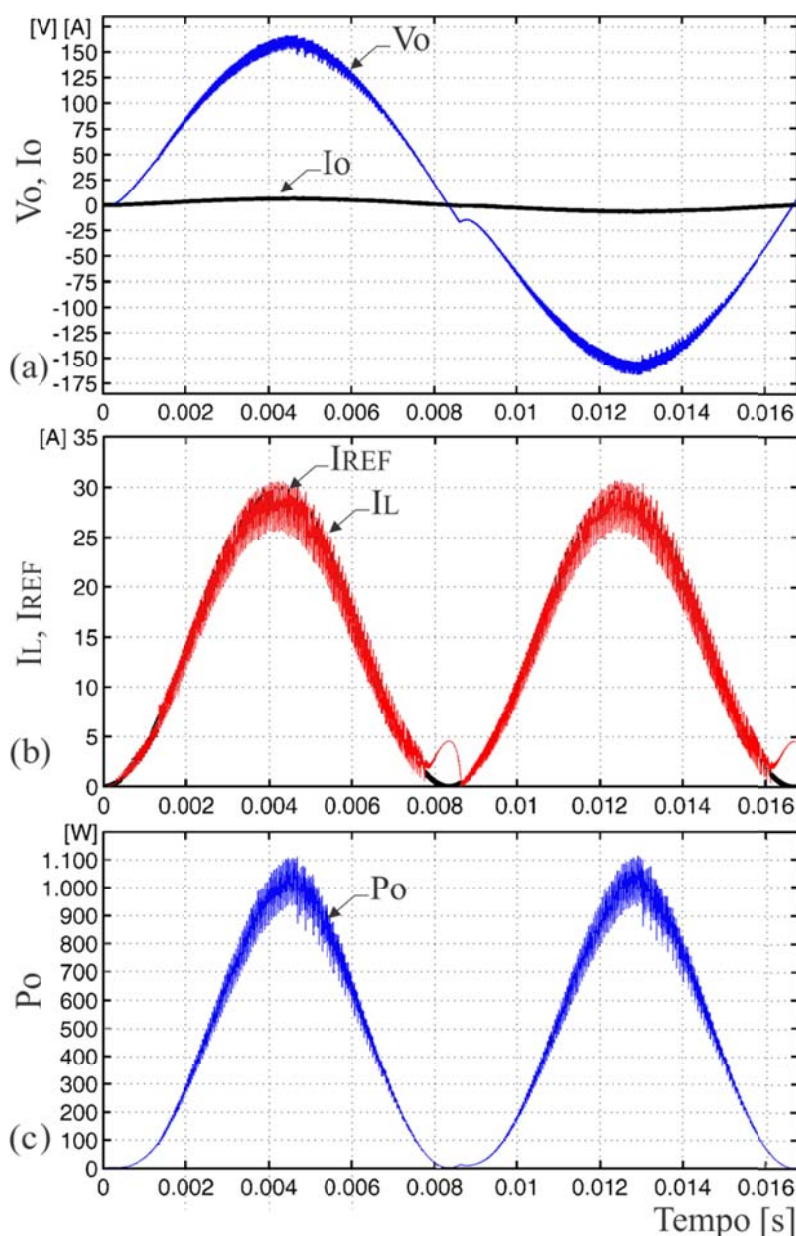


Figura 3. 12 - Resultados para o modelo de simulação: (a) Tensão/corrente de saída; (b) Corrente I_L imposta ao indutor; (c) Potência de saída

Dado que, o sistema de processamento de dados, responsável pela comutação de circuitos age por um período variável, compreendido por passos (período) de simulação, um mecanismo de sincronismo é necessário para que o comportamento da histerese seja obtido. No ponto de operação, em que o ganho de tensão é maior que o valor unitário, controla-se a razão cíclica, mediante a uma frequência variável, de acordo com o equacionamento a seguir. A variável “N”, responsável por acumular o número de passos



de simulação (T_P) controla o número de amostragem (T_A), necessários por ponto de operação em um período de comutação (T_S)

Etapas de acúmulo de energia ao indutor:

$$T_S = \frac{T_A}{(1-D)} \quad (3.39)$$

$$T_P \cdot N > D \cdot T_S \quad (3.40)$$

$$N > D \cdot \frac{T_S}{T_P} \quad (3.41)$$

$$N > \frac{T_A}{T_P} \cdot \frac{D}{1-D} = \frac{T_A}{T_P} \cdot \frac{V_O}{V_{IN}} \quad (3.42)$$

Etapas de transferência de energia do indutor à carga:

$$T_S = \frac{T_A}{(1-D)} \quad (3.43)$$

$$T_P \cdot N > (1-D) \cdot T_S \quad (3.44)$$

$$N > \frac{T_A}{T_P} \quad (3.45)$$

Sendo o tempo de amostragem descrito por 12 vezes o tempo de passo de simulação ($1\mu s$), tem-se uma frequência de amostragem dada por 83kHz. O aspecto da corrente do indutor de $400\mu H$, correspondente ao funcionamento no pico da tensão de saída, resulta das relações em que um tempo de amostragem capta a situação de descarga de energia, dada pela tensão amplificada do capacitor aplicada à bobina. A fig. 3.14 apresenta os resultados obtidos, onde se apresenta de forma detalhada dois ciclos de comutação. A corrente do indutor possui uma variação conforme estipulada na tabela 3.3 de 5A a uma frequência de comutação (F_S) de aproximadamente 18kHz através de

uma razão cíclica de aproximadamente 75%. Como o modelo matemático descreve (caso 8), na etapa de carga do indutor ($D.T_s$), o capacitor fornece potência à carga. A etapa complementar $((1-D).T_s)$ é limitada pelo tempo de amostragem, conforme à máxima variação de corrente permitida ao indutor.

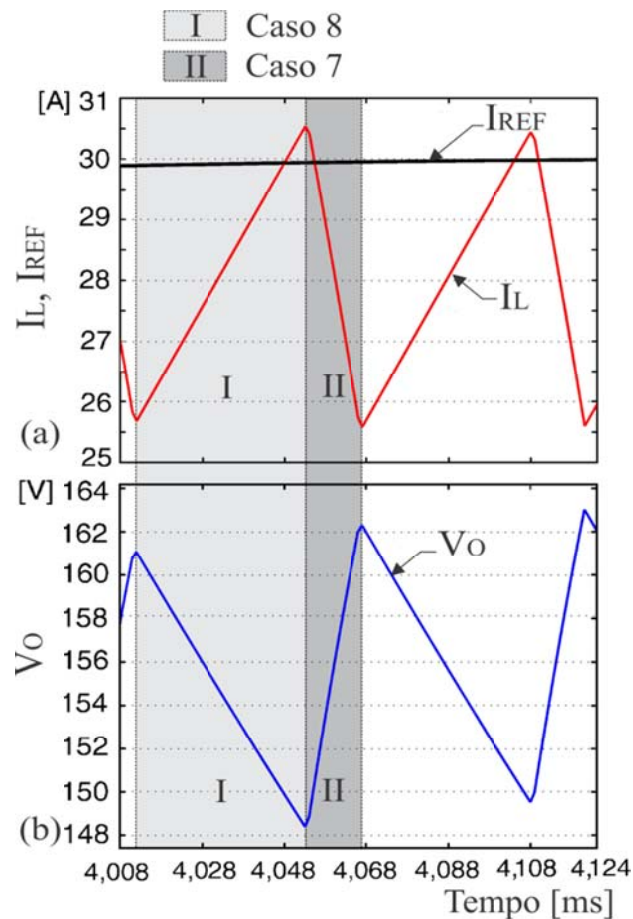


Figura 3. 13 – Resultados das etapas de comutação para o controle da corrente no indutor: (a) corrente no indutor; (b) tensão no capacitor de saída.

3.4 Conclusões

O sistema de equações proposto através da modelagem matemática representa fundamental importância para a concepção das etapas de funcionamento do inversor de único estágio. Para o princípio de operação do conversor, mostra-se, que a utilização de



quatro matrizes de estados por semi-ciclo, escolhidos de acordo com o resultado da lógica de operação proposta para imposição das grandezas V_C e I_L , representa a ação de um controle aplicado a circuitos de eletrônica de potência.

Utilizando-se dos recursos advindos da técnica de espaço de estados médio e do cálculo da indutância, previstos nos capítulos 4 e 5, submetidos à simulação computacional, caracterizou-se a corrente necessária ao indutor para a obtenção de tensão de saída senoidal amplificada, bem como o aspecto da frequência de comutação e razão cíclica.

O capítulo subsequente refere-se às funções de transferência utilizadas nesta seção e denota como se caracteriza, através de um ciclo de carga e descarga de energia de um indutor, a imposição grandezas em um dado ponto de operação.



Capítulo 4

Funções de Transferência do Inversor de Único Estágio

4.1 Análise de Regime Permanente: grandes sinais

A análise de regime permanente, utilizando-se o modelo de espaço de estados médio, permite a obtenção das funções de transferências que relacionam grandezas físicas em um dado ponto de operação, durante um ciclo de comutação de circuitos de armazenamento e transferência de energia. O inversor de único estágio controla grandezas processadas, considerando-se os aspectos de entrada de energia e de saída, em que uma razão de cíclica é definida, por intermédio de elementos armazenadores de energia como um indutor e um capacitor, o montante de energia processada por ciclo de comutação.

As etapas de operação do inversor de único estágio foram descritas no capítulo 3, de posse das relações, descritas neste capítulo, entre as principais grandezas. Esta análise fundamenta-se no principal mecanismo utilizado pelo inversor de único estágio que trata do modo de controle de corrente aplicada a um indutor, responsável pela amplificação de tensão de saída por intermédio de um capacitor.

Através do modelo de espaço de estados descrito no capítulo 3, denotam-se duas etapas principais de operação que controlam a imposição da corrente ao indutor, submetendo-a a uma derivada positiva ou negativa, de acordo com o valor de referência.

Face ao problema da extração da função de transferência, o modelo CC do inversor de único estágio, mostrado na fig. 4.1, é proposto, baseando-se apenas nas duas etapas principais. Como a mesma função ocorre nos dois semiciclos, representa-se a mesma ação onde os circuitos de carga e descarga se configuram, através dos semicondutores destacados em vermelho.

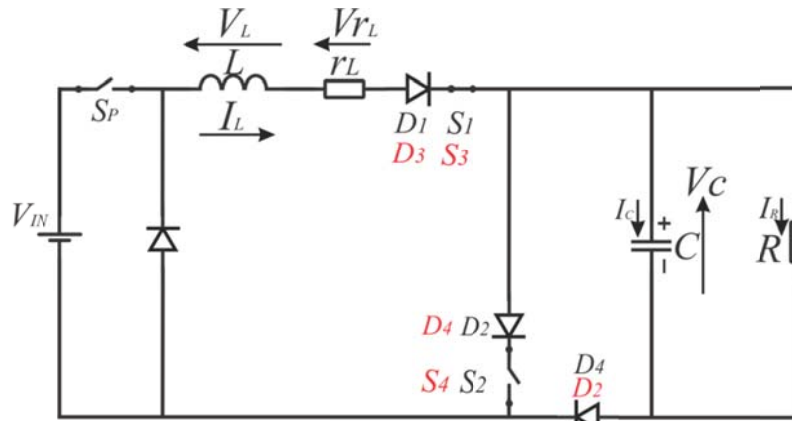


Figura 4. 1 - Modelo cc do Inversor de Único Estágio

A representação do modelo CC, considerando-se o semiciclo positivo, fundamenta-se nas matrizes de estado descritas pelos casos 8 e 7 da tabela 3.1, que representam as etapas de carga e descarga de energia dada ao indutor, mostradas nas figuras 4.2 e 4.3, respectivamente.

Caso 8

$$V_{IN} - V_L - r_L \cdot I_L = 0 \quad (4.1)$$

$$I_C = -I_R \quad (4.2)$$

Matriz de estado:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot V_{IN} \quad (4.3)$$

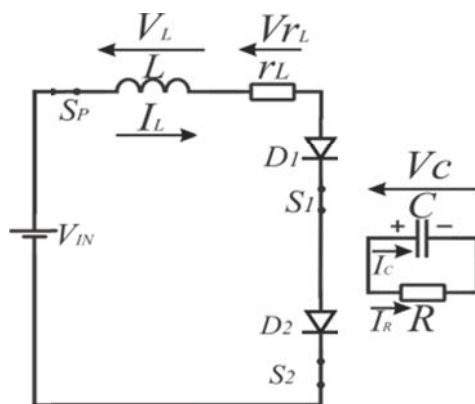


Figura 4. 2 - Acúmulo de energia da fonte ao indutor e descarga de energia do capacitor à carga.

Indutor: acúmulo de energia

Capacitor: transferência de energia à carga

Caso 7

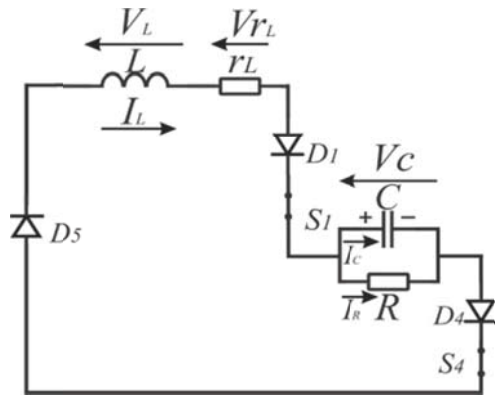


Figura 4.3 - Transferência de energia acumulada do indutor à carga e ao capacitor.

$$-V_L - r_L \cdot I_L - V_C = 0 \quad (4.4)$$

$$I_L = I_C + I_R \quad (4.5)$$

Matriz de estado:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_C}{dt} \\ \frac{dI_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{IN} \quad (4.6)$$

Indutor: Transferência de energia acumulada à carga e ao capacitor

Os dois estados, representados pelas duas matrizes, processam a energia durante um ciclo, no qual o período de tempo associado às etapas descreve-se como uma fração do período de comutação T_S . A eq. 4.7 mostra o relacionamento, onde d representa uma fração do período de comutação associada à etapa de armazenamento de energia, sendo que o período restante, dado pela fração complementar $(1-d)$ complementar refere-se à etapa de descarga de energia.

$$T_S = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} = dT_S + (1-d)T_S \quad (4.7)$$

A representação do modelo de espaço de estados médio é obtida a partir do conjunto de equações a seguir, através da soma ponderada das equações de estado de carga e descarga de energia do indutor, descritas nas equações. 4.3 e 4.6 respectivamente.

$$\dot{X}_S = A_S \cdot x_{s(t)} + B_S \cdot u_{(t)} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} A_s &= A_1 d + A_2 (1-d) \\ B_s &= B_1 d + B_2 (1-d) \\ C_s &= C_1 d + C_2 (1-d) \end{aligned} \quad A_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & -\frac{d-1}{C} \\ \frac{d-1}{L} & \frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{L} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

O sistema de equações de espaço de estados médio representa um sistema não linear e sua linearização é possível, considerando-se o valor médio acerca de um ponto de operação através da inserção das perturbações de pequenos sinais (ca), gerando a eq. 4.10 [61][67].

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}}{dt} &= A_s \tilde{x}_{(t)} + B_s \tilde{u}_{(t)} + B_d \tilde{d}_{(t)} \\ \tilde{y}_{(t)} &= C_s \tilde{x}_{(t)} \end{aligned} \quad (4.10)$$

A perturbação de pequeno sinal é mostrada no conjunto de equações 4.11.

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ y &= Y + \tilde{y} \\ d &= D + \tilde{d} \\ u &= U + \tilde{u} \end{aligned} \quad (4.11)$$

No ponto de operação CC, as equações de regime permanente podem ser obtidas desconsiderando-se as perturbações ca, de acordo com o conjunto de equações 4.12, resultando no sistema de equações de regime permanente 4.13.

$$X \gg \tilde{x} \quad (4.12)$$



$$Y \gg \tilde{y}$$

$$D \gg \tilde{d}$$

$$U \gg \tilde{u}$$

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU = 0 \quad (4.13)$$

$$Y = CX$$

As funções de transferência do sistema podem ser obtidas a partir da matriz de estados e da matriz de saída de acordo com o conjunto de equações 4.14.

$$X = -A^{-1}BU \quad (4.14)$$

$$Y = (-CA^{-1}B)U$$

A corrente I_L e tensão V_C podem ser obtidas acerca de um ponto de operação por meio da equação de saída que resulta em Y . Com $C = [1 \ 0]$, obtém-se a função de transferência de regime permanente que relaciona a tensão de saída à tensão de entrada conforme mostra a eq. 4.15 e 4.16.

Não ideal:

$$\frac{V_C}{V_{IN}} = \frac{-DR(D-1)}{R(D-1)^2 + r_L} \quad (4.15)$$

Ideal: $r_L = 0$

$$\frac{V_C}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D} \quad (4.16)$$



Com $C=[0 \ 1]$, obtém-se a função de transferência de regime permanente que relaciona a corrente no indutor à tensão de entrada conforme mostra a eq. 4.17 e 4.18.

Não ideal:

$$\frac{I_L}{V_{IN}} = \frac{D}{R(D-1)^2 + r_L} \quad (4.17)$$

Ideal: $r_L = 0$

$$\frac{I_L}{V_{IN}} = \frac{D}{R(D-1)^2} \quad (4.18)$$

A função de transferência, descrita pela eq. 4.19, apresenta o ganho de tensão em função da corrente I_L . Evidencia-se, que para um dado ponto de operação, a amplitude da corrente imposta ao indutor resulta na tensão de saída aplicada a uma carga R , conforme eq. 4.20.

$$G_{V_{CIL}} = \frac{V_C}{I_L} = R(1-D) \quad (4.19)$$

$$V_C = (1-D) \cdot I_L \cdot R \quad (4.20)$$

4.2 Resultados: ponto de operação

Esta seção apresenta o relacionamento entre as grandezas de regime permanente, em função da variação da razão cíclica, no ponto de operação da tabela 4.1. As figuras 4.4 (a) e (b) mostram respectivamente, a resposta para a tensão de saída e corrente no indutor de acordo com as equações 4.15 e 4.17.

Tabela 4. 1 - Ponto de operação

Potência de saída	1kW
r_L	20m ohms
V_{IN}	48V
R_{Carga}	25,6 ohms

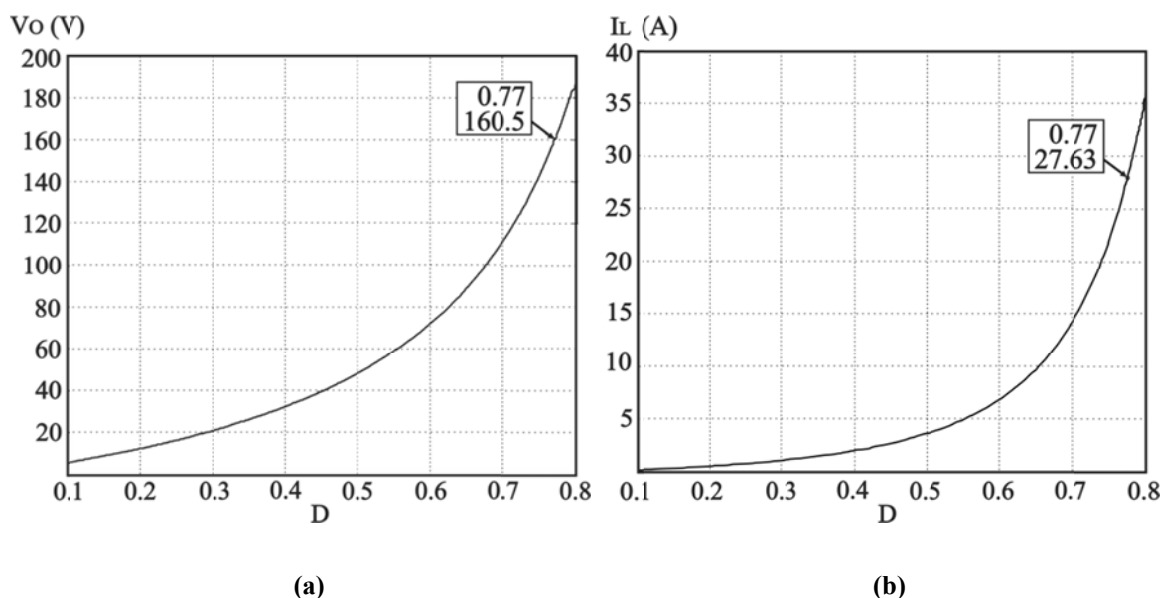


Figura 4. 4 – Resposta das funções de transferência cc de regime permanente em função de D : (a) tensão de saída, (b) corrente do indutor armazenador de energia

Os resultados apresentados na fig. 4.4 evidenciam a correlação entre a amplitude da corrente do indutor e a tensão de saída. Para que a tensão de saída do ponto de operação seja imposta à carga, a potência processada demanda uma corrente do indutor de 27,63A.

Os gráficos das figuras 4.5 e 4.6 mostram a relação entre a tensão de saída e a corrente do indutor, de acordo com a eq. 4.19. Evidencia-se que, para uma mesma razão cíclica, o ganho de tensão, dividido pela corrente do indutor, ocorre em função da carga.

$$G_{VCIL} = \frac{V_C}{I_L} = R(1 - D) \quad (4.19)$$

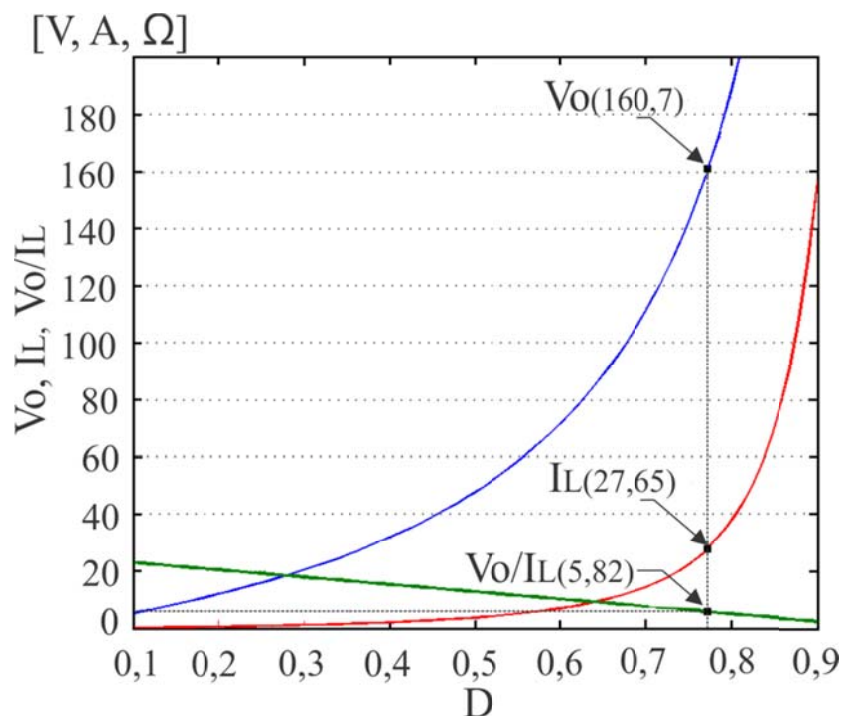


Figura 4. 5 - Ganho de tensão em relação à corrente do indutor

Os resultados apresentados na fig. 4.6 evidenciam que o ganho de tensão em relação à corrente, é fortemente influenciado pela carga para baixas tensões de saída, no entanto, há uma tendência de convergência entre as três relações de potência mostradas, quando se considera tensões elevadas de saída.

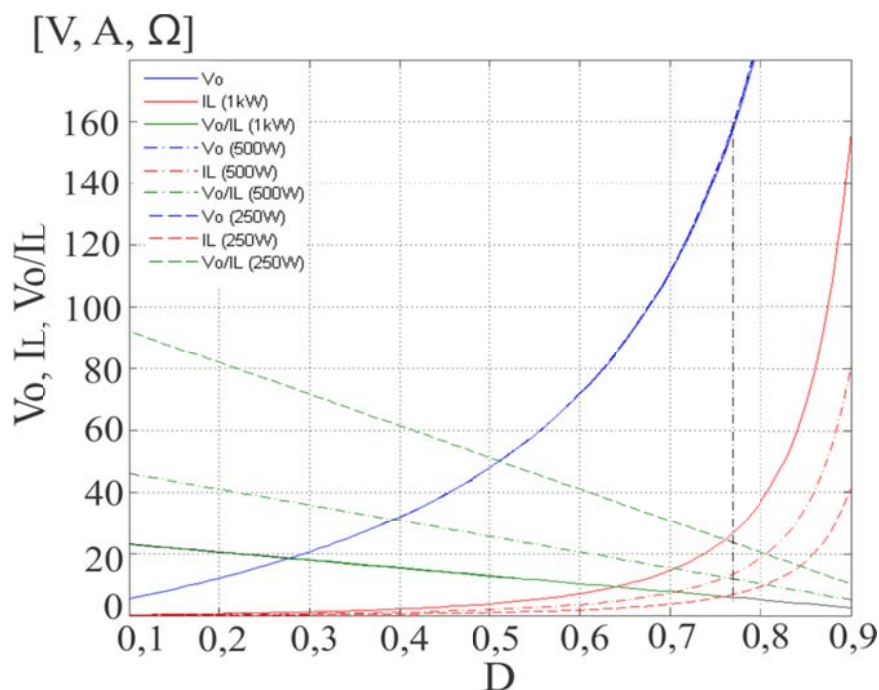


Figura 4. 6 Ganho de tensão e corrente para diferentes valores de potência

4.3 Análise de Pequenos Sinais

A análise estudada na seção anterior estabelece o comportamento de um sistema para pontos de operações fixos, por meio de funções de transferências estáticas, relacionando as a valores CC, ou valores de regime permanente. A análise de pequenos sinais estuda as pequenas perturbações acerca do ponto de operação, ou seja, determina a resposta dinâmica de um sistema. Logo, as alterações acerca de um ponto de observação remetem ao tempo de resposta, resultando em funções de transferências no domínio da frequência por meio da *Transformada de Laplace*.

A análise de pequenos sinais disponibiliza ferramentas de acesso às dinâmicas relacionadas às grandezas de controle, que possibilitam entender os fenômenos associados às interações diversas. Descritas nos relacionamentos resultantes da matriz de funções de transferência de pequenos sinais, dispõe-se das plantas de controle associadas ao inversor de único estágio. As equações de estado utilizadas para a obtenção das funções de transferência de pequenos sinais é gerada pela linearização, feita a partir da inserção de pequenos sinais que resulta no sistema de equações 4.11 [61-67].

$$\begin{aligned} A_s &= A_1 d + A_2 (1-d) \\ B_s &= B_1 d + B_2 (1-d) \\ C_s &= C_1 d + C_2 (1-d) \end{aligned} \quad A_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & -\frac{d-1}{C} \\ \frac{d-1}{L} & \frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d}{L} \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} &= A_s \tilde{x}(t) + B_s \tilde{u}(t) + B_d \tilde{d}(t) \\ \tilde{y}(t) &= C_s \tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (4.10)$$



Convertendo-se o sistema de equações (4.10) do domínio do tempo para a frequência, através de *Laplace*, resulta em (4.11).

$$\tilde{x} = [(sI - A_s)^{-1} B_s \quad (sI - A_s)^{-1} B_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\tilde{y}(s) = [C_s (sI - A_s)^{-1} B_s \quad C_s (sI - A_s)^{-1} B_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix}$$

Onde:

$$B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \begin{bmatrix} -\frac{I_L}{C} \\ \frac{V_C + V_{IN}}{L} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$B_s = Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Os parâmetros do sistema de equações dão origem às funções de transferência de pequenos sinais de acordo com as equações subsequentes;

$$\begin{aligned} \tilde{x}(s) &= \begin{bmatrix} G_{V_C V_{IN}}(s) & G_{V_C d}(s) \\ G_{I_L V_{IN}}(s) & G_{I_L d}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{V}_C(s) \\ \tilde{I}_L(s) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_{V_C V_{IN}}(s) & G_{V_C d}(s) \\ G_{I_L V_{IN}}(s) & G_{I_L d}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{IN}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.23)$$

,

Equação de saída para V_C

$$C = [1 \ 0]$$

$$\tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} G_{V_C V_{IN}}(s) & G_{V_C d}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Equação de saída para I_L

$$C = [0 \ 1]$$

$$\tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} G_{I_L V_{IN}}(s) & G_{I_L d}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Solução da matriz de estados

$$G_{V_c V_{IN}}(s) = \left[(sI - A_s)^{-1} B_s \right]_{11} \quad (4.26)$$

$$G_{I_L V_{IN}}(s) = \left[(sI - A_s)^{-1} B_s \right]_{21} \quad (4.28)$$

$$G_{V_c d}(s) = \left[(sI - A_s)^{-1} B_d \right]_{11} \quad (4.27)$$

$$G_{I_L d}(s) = \left[(sI - A_s)^{-1} B_d \right]_{21} \quad (4.29)$$

Solução da matriz de saída

$$G_{V_c - I_L V_{IN}}(s) = C_s (sI - A_s)^{-1} B_u \quad (4.30)$$

$$G_{V_c - I_L d}(s) = C_s (sI - A_s)^{-1} B_d \quad (4.31)$$

$$(sI - A_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{CR(r_L + Ls)}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} & \frac{LR(1-D)}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} \\ \frac{CR(D-1)}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} & \frac{L(CRs+1)}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Funções de transferência de pequenos sinais

$$G_{V_c V_{IN}}(s) = (sI - A_s)^{-1}_1 B_s \quad (4.33)$$

$$G_{I_L V_{IN}}(s) = (sI - A_s)^{-1}_2 B_s \quad (4.35)$$

$$G_{V_c d}(s) = (sI - A_s)^{-1}_1 B_d \quad (4.34)$$

$$G_{I_L d}(s) = (sI - A_s)^{-1}_2 B_d \quad (4.36)$$

As equações 4.37 à 4.40 definem as funções de transferência de pequenos sinais que tratam da tensão de saída e corrente no indutor mediante as interações tanto da tensão de entrada quanto da razão cíclica, respectivamente.

$$G_{V_c V_{IN}}(s) = \frac{DR - D^2 R}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} \quad (4.37)$$

$$G_{V_c d}(s) = -\frac{R(DV_c - V_{IN} - V_c + DV_{IN} + I_L r_L + I_L Ls)}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} \quad (4.38)$$

$$G_{I_L V_{IN}}(s) = \frac{D(CRs+1)}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} \quad (4.39)$$

$$G_{I_L d}(s) = \frac{V_c + V_{IN} + s(CRV_c + CRV_{IN}) + I_L R - DI_L R}{R + r_L - 2DR + Ls + D^2 R + CRr_L s + CLRs^2} \quad (4.40)$$

Capítulo 5

O Inversor Dual de Único Estágio com Gerenciamento de Energia Aplicado a um Painel Fotovoltaico e uma Célula a Combustível

5.1 Análise do Princípio de Funcionamento Básico do Inversor Dual de Único Estágio

O IDUE (Inversor Dual de Único Estágio) [67], mostrado na fig. 5.1 (a) deriva do sistema de conversão estática CC-CA em Modo de Controle de Corrente MCC, mostrado na fig. 5.1 (b), através do princípio de funcionamento descrito no capítulo 3 e apresentada em [59]. Conforme a concepção do IUE (Inversor de Único Estágio) prevê, sua aplicabilidade a sistemas de geração solar fotovoltaica visando suprir potência constante é restringida, uma vez que a estrutura possui apenas uma entrada de energia, esta que é intermitente.

O IDUE possui duas estruturas de entrada de energia, (em que se caracteriza a entrada Dual) compreendidas por conjuntos formados por um interruptor, um indutor, e um diodo de retorno. O conjunto, ou célula de entrada, constitui junto à fonte de alimentação, um circuito *buck-boost*, se conectado ao inversor. Um circuito

compreendido pela célula de entrada e o inversor representa um sistema independente de único estágio que fundamenta o mecanismo de funcionamento do sistema de conversão estática de energia CC-CA.

Logo, devido ao controle de fluxo de energia transferida por cada célula de entrada, através da técnica de gerenciamento de energia apresentada neste capítulo, permite-se ao IDUE, a execução de técnicas de rastreamento de máxima potência de um painel fotovoltaico, através de uma célula de entrada, bem como o fornecimento constante de potência de saída, utilizando-se de fontes de tensão ou corrente, conectadas à segunda célula de entrada, mostrado na fig.5.1 (a). Geralmente, estruturas que visam satisfazer o proposto, utilizam topologias multi-estágios, conforme investigação apresentada no cap. 2.

De maneira independente, cada célula de entrada, compreendida no IDUE, é controlada conforme a imposição de corrente (MCC), de acordo com o cap.3, e o princípio de funcionamento se aplica de forma genérica, de acordo com o item a seguir.

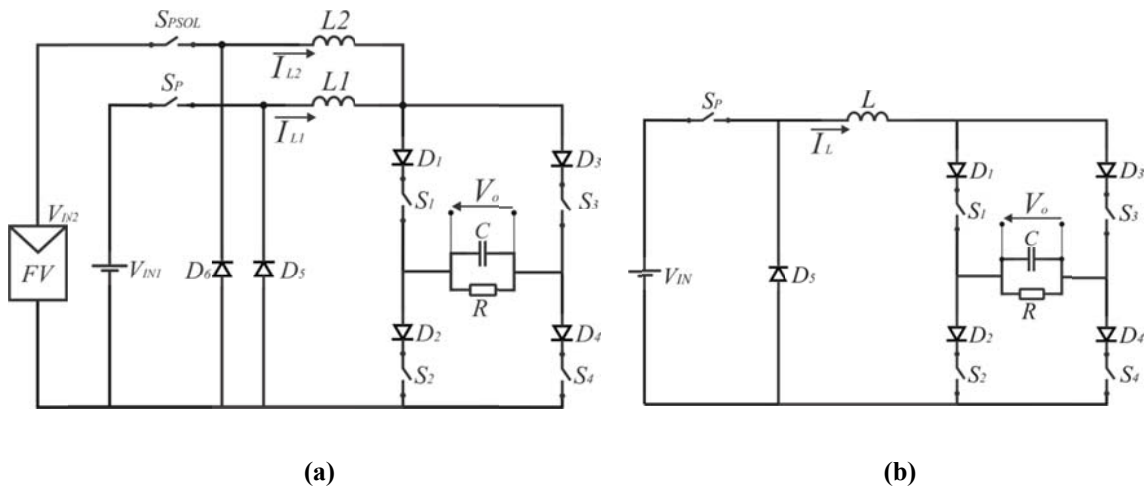


Figura 5.1 - (a) IDUE [67] (b) IUE[59]

O IDUE caracteriza-se pelas mesmas relações entre as grandezas processadas, descritas no cap. 4, tendo o ganho estático apresentado na eq. 5.1.

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.1)$$

5.1.1 Princípio de Operação do IUE

De acordo com o cap.3, um controle de histerese aplicado ao circuito de potência, permite ao IUE, através da imposição de corrente de aspecto senoidal a um indutor, o suprimento de tensão ca amplificada a uma carga, por meio de uma fonte de tensão cc de entrada. Para tanto, o circuito visto a partir de uma única fonte de entrada comuta-se em 8 estágios de operação, de acordo lógica de controle resultante da comparação entre grandezas processadas no tempo.

De uma abordagem alternativa ao cap. 3, neste capítulo, definem-se as etapas de operação, através de três mecanismos, classificados em: Controle de Corrente, Controle de Ciclo e Controle de Tensão. Utilizando-se de sinais de referência, gerados por um PDS onde a lógica de controle é aplicada, mediante os sinais medidos, conforme a fig. 5.2, a imposição de oito estágios de operação é obtida ao inversor de único estágio.

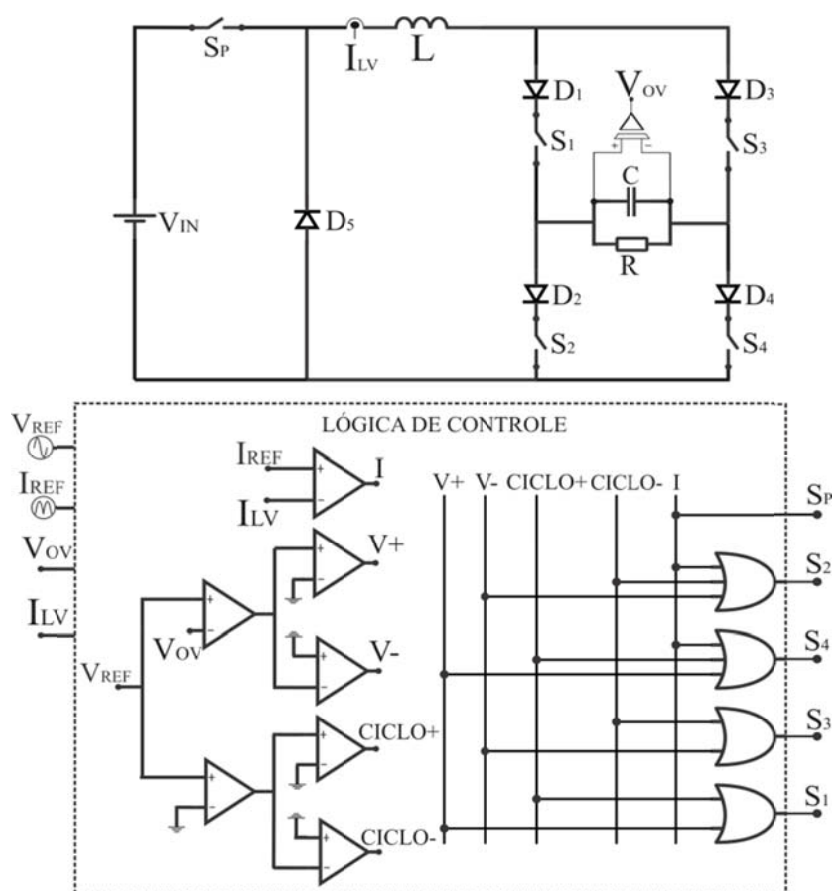


Figura 5.2 - Estrutura de controle do IUE



Através da aplicação dos mecanismos de controle, descritos a seguir, garante-se como prioridade, a imposição de corrente, conforme descrito no cap.4, necessária à amplificação de tensão de saída, de acordo com o ponto de operação. As seções subsequentes tratam em detalhes os três sistemas de controle.

5.1.2 CONTROLE DE CORRENTE

O controle de corrente é fundamental para a operação do conversor, pois garante a capacidade de imposição de tensão à carga conectada no centro do inversor em função da energia armazenada no indutor. Esta característica decorre da capacidade de elevação da tensão do ponto de vista instantâneo, que ocorre em função da tensão $V_{REF(t)}$. Desta forma o indutor, através de seus terminais, adquire tensão com amplitude necessária à carga e ao capacitor, para imposição da tensão senoidal amplificada, exigida pelo controle de tensão.

Da perspectiva da amplificação e da estabilidade de funcionamento, a importância deste controle eleva-se a outro patamar, considerando-se uma fonte de entrada de energia não regulada. Por meio do controle de corrente, o fenômeno da amplificação de tensão é imune à variação da tensão de entrada, uma vez que o ajuste de amplitude do sinal I_{REF} seja aplicado, utilizando-se uma malha de controle de tensão eficaz de saída.

De acordo com a fig. 5.3, um sinal senoidal retificado é utilizado para a imposição da corrente, tendo em vista a redução dos efeitos harmônicos da ação do controle de tensão. Com o objetivo de armazenar a energia extraída da fonte de entrada, as etapas de elevação de corrente são descritas nas figuras 5.4 para o semiciclo positivo.

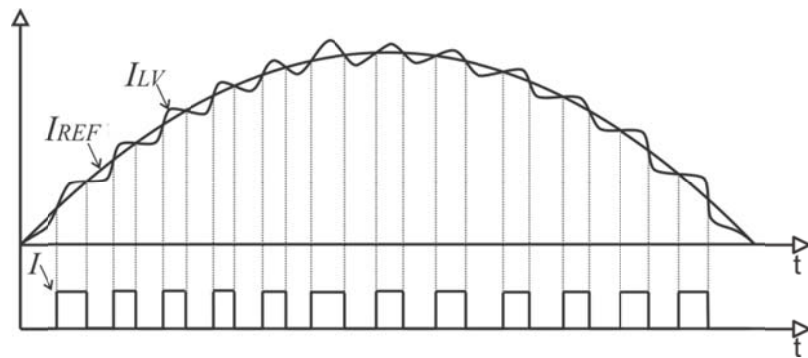


Figura 5.3 - Controle de Corrente - sinais de controle

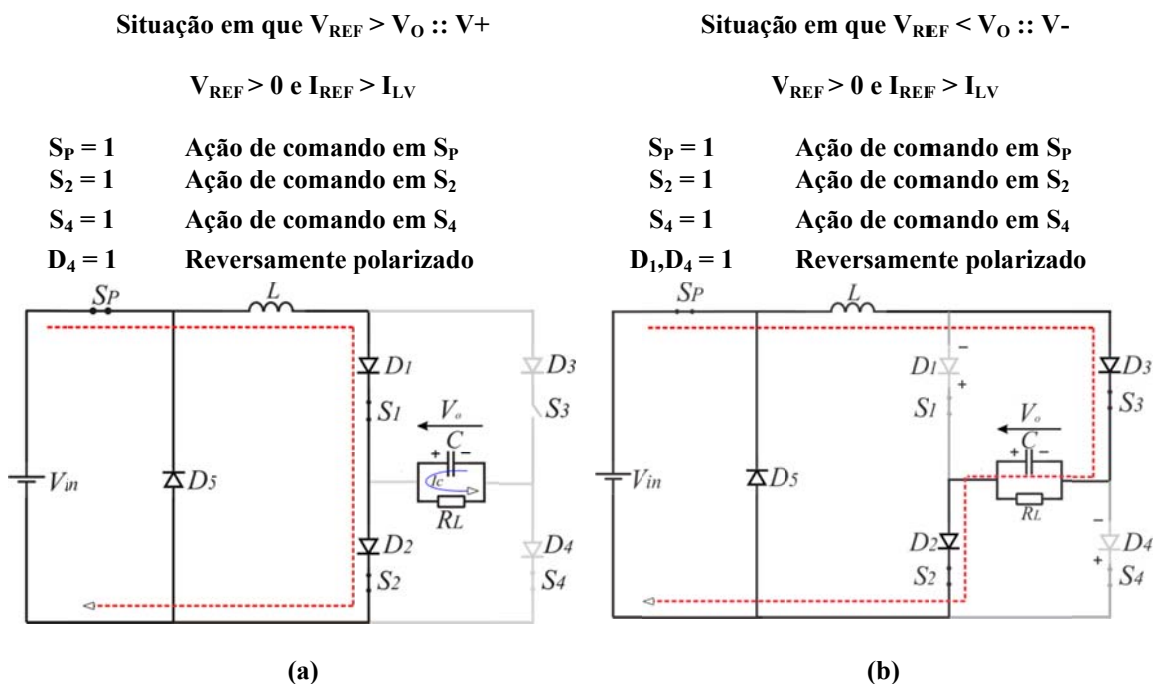


Figura 5.4 – Operação de elevação de corrente :: I

Para o caso mostrado na fig. 5.4 (a), a elevação de energia armazenada no indutor é dada pela potência proveniente da fonte de tensão V_{IN} que faz fluir através dos semicondutores S_P , D_1 , D_2 , S_1 e S_2 uma derivada positiva de corrente em um período de tempo. O processo descrito ocorre de maneira complementar para o semiciclo negativo através de S_3 e S_4 . Dentre as configurações de operação, ocorrendo em menor frequência, na etapa mostrada na fig. 5.4 (b), a corrente no indutor eleva-se em maior diferencial devido à ação de descarga de energia do capacitor, executada pelo controle de tensão descrita no item 5.1.4.

Detalhado no mesmo item, adiante, a redução da corrente I_L , complementar à atual ação descrita nas figs. 5.4 (a) e (b), é efetuada pela transferência de energia do indutor ao capacitor de saída junto à carga, que no semiciclo positivo é condicionada a necessidade de elevação de tensão de saída (fig. 5.6 (a)), de acordo com a formatação da corrente indicada na figura 5.3 para a tensão de saída senoidal.

5.1.3 CONTROLE DE CICLO

O controle de ciclo tem como objetivo definir a operação básica do inversor priorizando a manutenção da funcionalidade em tensão alternada. Isto é feito através do PDS de acordo com a comparação entre o sinal V_{REF} e o nível CC, conforme mostra a fig. 5.5.

Este controle submete a carga à operação CA mesmo em decorrência de falha do sensor de tensão de saída. No entanto, o seu principal aspecto refere-se à manutenção da continuidade à corrente do indutor que, em função de uma interrupção de circuito, sujeita os dispositivos semicondutores a uma derivada instantânea de tensão, criada pelo potencial do indutor.

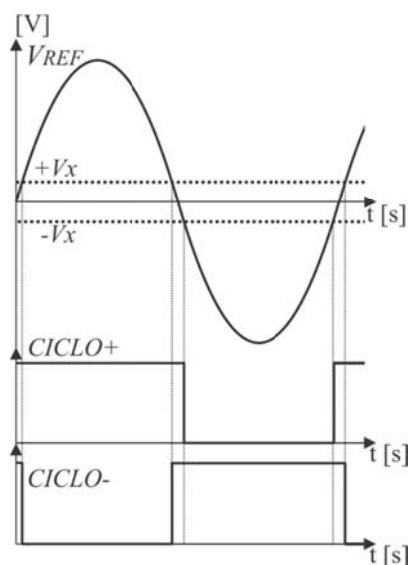


Figura 5. 5 - Controle de Ciclo - sinais



A ação do pulso *Cycle+* age nos interruptores S_1 e S_4 , sendo complementar ao pulso *Cycle-* aplicado no semiciclo negativo aos interruptores S_3 e S_2 . A operação em 60 Hertz descreve-se através etapas de operação, a partir da situação imposta pela lógica de controle vista com detalhes no controle mostrado a seguir.

5.1.4 CONTROLE DE TENSÃO

Este controle se dedica à formatação da onda de tensão senoidal de saída, em outras palavras, é o controle de distorção harmônica. No entanto, este efeito só se aplica se satisfeitas as condições impostas pelo cap. 4, que se referem ao atendimento das etapas de controle anteriormente mostrados que garantem o balanço de energia, necessário à carga.

O controle de tensão age diretamente nos interruptores do inversor, por meio dos sinais gerados, a partir da comparação entre o sinal V_{REF} e o sinal de tensão adquirido do sensor de tensão de saída: V_{OV} . A figura 5.6 (a) e (b) apresenta os estágios de operação segundo lógica de controle descrita na fig. 5.2.

Semiciclo positivo: $V_{REF} > 0$			
		$S_1 = 1 \quad S_4 = 1$	
$V_{REF} > V_{OV}$		$V_{REF} < V_{OV}$	
$S_3 = 0$	$S_2 = (\text{controle de corrente})$	$S_3 = 1$	$S_2 = 1$
D_1 e D_4 polarizados diretamente		D_1 e D_4 polarizados reversamente	
Transf. de energia do indutor à carga/cap		Transf. de energia do capacitor ao indutor	
$\uparrow V_O$	$\downarrow I_L$	$\downarrow V_O$	$\uparrow I_L$

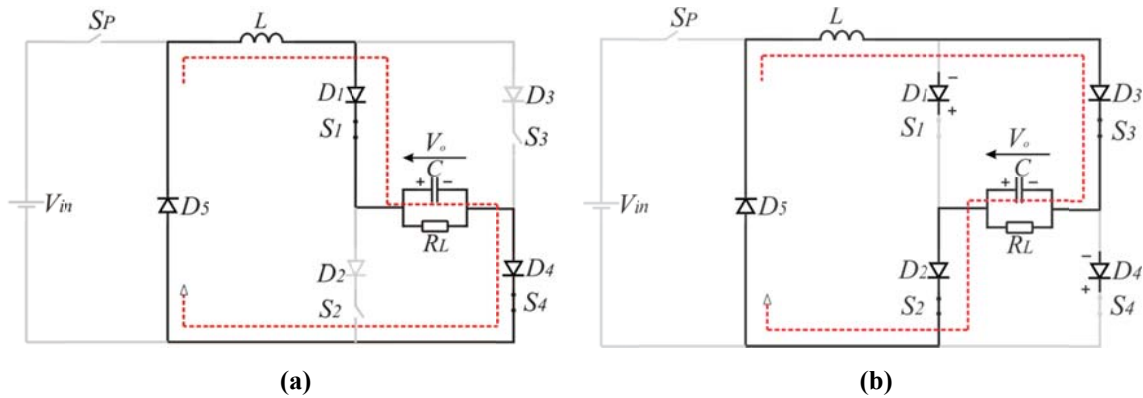


Figura 5. 6 - Controle de tensão: (a) elevação de tensão, (b) redução de tensão

A situação da fig. 5.6 (a) mostra necessidade de elevação de tensão, contemplada se a corrente do indutor for suficiente para carregar o capacitor, ou seja, se a sua energia armazenada suprir a demanda de potência da carga. O indutor então adquire o potencial necessário para polarizar diretamente os diodos D_1 e D_4 .

A situação da fig. 5.6 (b) ocorre de forma complementar, pelo acionamento dos interruptores S_3 e S_2 . Neste momento, devido ao potencial do capacitor, os diodos D_1 e D_4 polarizam-se reversamente, evitando um curto circuito ao mesmo. Nesta ação configura-se uma derivada positiva de corrente do indutor, dada pela descarga da energia do capacitor ao indutor, que visa manter a distorção da tensão de saída dentro de um limite. Através desta técnica, filtros sintonizados compostos por elementos magnéticos não são necessários à saída, o que se caracteriza como uma vantagem associada ao controle por histerese da tensão, em relação à modulação por largura de pulso.

5.1.5 Considerações finais

Conforme mostrado, as etapas descritas pelo Controle de Corrente e de Tensão condicionam a operação do inversor de único estágio à amplificação de tensão e recorre



à manutenção prioritária da amplitude da corrente I_L em MCC. Com objetivo de configurar um sistema de controle automático, tal que a amplitude da corrente do indutor seja estabelecida de forma dinâmica, e, visando caracterizar o sistema de controle proposto, dentro de um contexto, a seguir, algumas técnicas clássicas de controle são apresentadas e mostram de forma geral, em termos do ganho de tensão e estratégia de controle, como ocorre a imposição da tensão de saída em conversores.

5.2 Sistemas de Controle Clássicos: ponto de vista

As principais técnicas que visam o controle automático de um conversor de potência são conhecidas como: “Modo de Controle de Tensão (MCT)”, “Modo de Controle de Corrente (MCC)”, e modo de controle “Feedforward”, mecanismos que possuem aplicabilidade em função do tipo de conversor [68-71].

O MCT compreende basicamente uma malha de controle contendo um único *loop*, no qual um sinal de erro é gerado a partir da diferença entre o sinal de referência (V_{REF}) e o sinal de tensão controlado V_O . O sinal resultante é aplicado ao controlador que, por meio da alteração da razão cíclica, controla a tensão V_O . Esta técnica possui algumas desvantagens compreendidas em problemas de instabilidade e desempenho quando aplicados a conversores em paralelismo. A depender do modo de condução do conversor, outros problemas podem ser enunciados, como atraso de fase e complexidade na construção do controlador [68].

O modo de controle *Feedforward* pode ser aplicado ao MCT e tem como função controlar a tensão de entrada ao conversor, atuando de maneira inversa na razão cíclica. Este controlador possui características melhoradas em relação ao MCT através de



menor ganho em malha aberta da função de transferência, o que ocasiona melhor resposta em tempo real para a regulação da tensão de carga.

O MCC é uma alternativa para melhoria de confiabilidade e tempo de resposta, em que compreendem-se, dentro de uma malha de controle, dois *loops* que fazem com que a tensão de saída do conversor seja controlada em termos da corrente no indutor (*loop* interno ao *loop* de tensão), fonte de corrente do conversor. Este tipo de mecanismo garante a estabilidade do sistema em função de um sinal de referência controlado, característica que oferece proteção contra sobrecarga e curto-circuito. De forma resumida, a malha de controle age mediante ao erro gerado a partir da diferença entre a tensão de saída V_O e V_{REF} . Este sinal, submetido a um controlador, gera o sinal de referência para o indutor, onde o controle de corrente, interno ao *loop* de controle de tensão de dinâmica lenta, apresenta-se em função de uma dinâmica de resposta acelerada. Desta forma, a corrente no indutor segue uma referência de corrente gerada pela saída do controlador de tensão. [69-71]

Existem três tipos básicos de MCC, expostos em termos usualmente conhecidos: *Peak Current Mode*, *Average Current Mode* e *Valley Current Mode*. Os desafios em se utilizar os métodos estão relacionados a problemas relacionados à frequências sub-harmônicas de comutação e instabilidades que agregam complexidade na modelagem e desenvolvimento de controladores [69].

- MCC: Vantagens em relação ao MCT
 - Rápida resposta a transitórios
 - Imunidade a ruído de entrada
 - Paralelismo de conversores mediante uma única malha de tensão
 - Balanceamento de cargas a conversores em paralelismo
 - Proteção contra sobrecarga: corrente I_L controlada



- Características de controle presente em ambos: MCT e *Feedforward*

A utilização do MCC permite amplo grau de liberdade em relação à energia processada pelo conversor e provê controle dinâmico com rápido tempo atuação, bem como de proteção do circuito. O IDUE se fundamenta nas vantagens associadas ao MCC, por meio do controle por histerese da corrente do indutor. Na seção subsequente, um estudo acerca do método de controle por histerese é exposto, evidenciando-se as características apresentadas acerca do MCC.

5.3 Modo de Controle de Corrente Aplicado ao IUE - IDUE

O sistema de controle por histerese é responsável pelo manejo efetivo do fluxo de energia de entrada à saída, processada pelo indutor. Executando-se a estratégia de controle vista anteriormente, uma corrente senoidal retificada é imposta ao indutor através da comutação periódica de circuitos decorrentes de uma variação cíclica do ganho estático de tensão.

Conforme descrito no cap.3, a característica da função de potência processada pelo indutor ocorre na forma da potência instantânea dissipada pela carga. Através da análise evidencia-se que, embora o inversor seja conectado a uma fonte CC, o processamento da potência de entrada é do tipo CA, fato que o diferencia dos conversores CC-CA de múltiplos estágios.

Demonstrado no cap. 4, evidenciado pelos resultados da modelagem matemática tratada no cap 3, um determinado ponto de operação refere-se a um valor instantâneo de uma grandeza que varia no tempo. Através das funções de transferência descritas, baseando-se no ponto de operação descrito abaixo, a análise a seguir refere-se a um



protótipo experimental. Investigado através do software de simulação *PSIM*[®], de acordo com a fig.5.2, resultados acerca da potência processada, bem como, o dimensionamento de elementos armazenadores de energia, são apresentados, onde destaca-se a característica de funcionamento apresentada pelo mecanismo da histerese, em função de um tempo de amostragem fixo do circuito de controle associado.

Ponto de operação:

$V_{O(t)} [V]$	$V_{IN} [V]$	$P_{Opk} [W]$	$r_L [\Omega]$
160	60	2k	50m

As expressões a seguir permitem relacionar as grandezas em termos da razão cíclica associada a potência processada pelo indutor fornecida à carga. Considerando-se a eqs. (5.2) obtém-se a razão cíclica responsável pela corrente de pico do indutor dada pela eq. (5.5).

Função de Transferência do Circuito

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{D \cdot R \cdot (D-1)}{R \cdot D^2 - 2 \cdot R \cdot D + R + r_L} \quad (5.2)$$

Razão Cíclica Real

$$D^2 \cdot (R \cdot (V_O + V_{IN})) - D \cdot (R \cdot (2 \cdot V_O + V_{IN})) + V_O \cdot (R + r_L) = 0 \quad (5.3)$$

Obtido a partir de (5.3), a razão cíclica (5.4) refere-se ao valor real, que considera a resistência série do circuito:

Razão cíclica instantânea no ponto de operação

$$D = 0.733 \quad (5.4)$$

A corrente de pico do indutor é dada pela expressão (5.5) e relaciona-se ao ponto de operação por meio de D.

$$I_L = \frac{D \cdot V_{IN}}{R \cdot D^2 - 2 \cdot R \cdot D + R + r_L} = 48.078 A \quad (5.5)$$

Considerando-se o uso dos elementos armazenadores dimensionados na seqüência, em que $L = 400 \mu H$ e $C = 40 \mu F$, o funcionamento básico do conversor CC-CA é apresentado na fig. 5.7, onde se evidencia a composição da tensão senoidal através da imposição de uma corrente senoidal retificada no indutor, de acordo com a eq. 5.5. É possível observar o efeito ocasionado pelo controle de tensão, na fronteira de cada semiciclo, que ao executar a etapa de diminuição distorção harmônica de acordo com a fig. 5.6 (b) para o semiciclo positivo, faz com que a energia disponível no capacitor seja transferida para o indutor, não afetando a estabilidade do conversor.

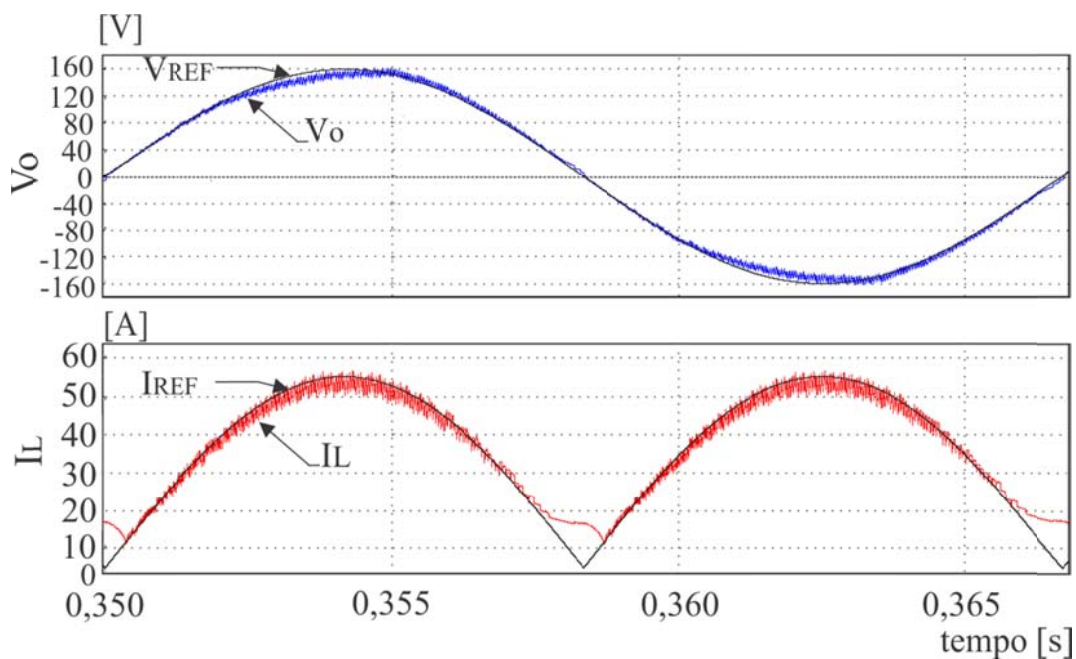


Figura 5. 7 – Resultados de simulação: (a)Tensão de saída; (b) Corrente do indutor

Com a corrente do indutor acerca de um ponto de operação, o inversor de único estágio submete o elemento armazenador de energia a variações instantâneas de tensão em função de uma razão cíclica associada ao ciclo de comutação de circuitos.

Apresenta-se a seguir a potência processada pelo conversor CC-CA, mostrada na fig. 5.8.

Potência de Pico de Saída

$$P_{Op} = V_o I_o = 2kW \quad (5.6)$$

Perdas de pico no circuito série

$$P_{r,p} = r_L \cdot I_L^2 = 113W \quad (5.7)$$

Potência de pico processada pelo indutor

$$P_{lp} = D \cdot V_{IN} \cdot I_L = 2,113kW \quad (5.8)$$

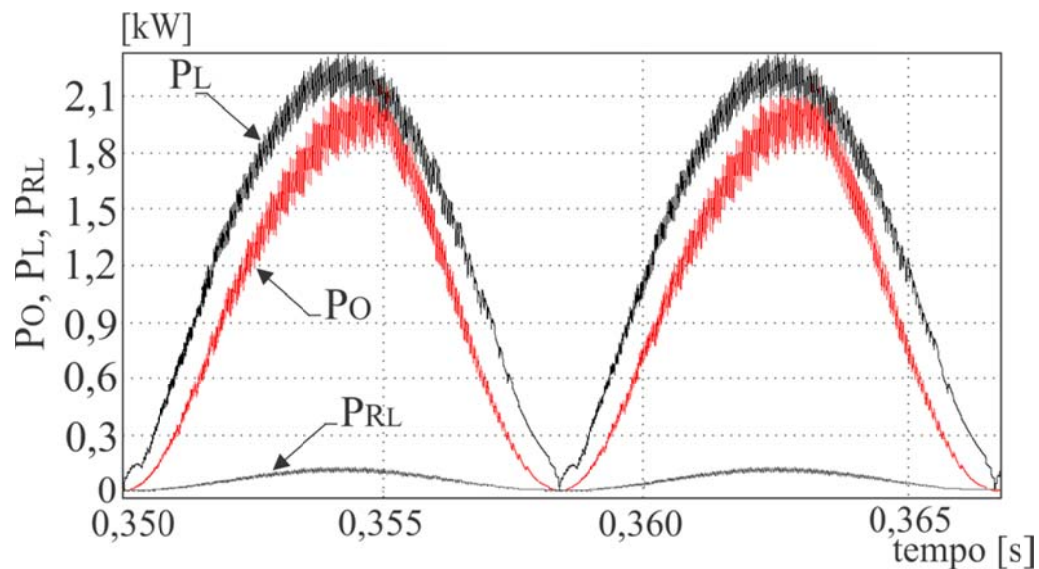


Figura 5. 8 - Potências instantâneas

A energia armazenada pelo indutor durante um ciclo de comutação é função da frequência dada pelo circuito, e da sua variação de corrente. Conforme descrito no cap.3, a frequência de comutação dada pelo controle por histerese, que ocorre por tempos delimitados pelo ciclo do PDS, é função da razão cíclica e do período de amostragem do controlador.

O ponto de operação, dado pela tensão máxima de saída, faz com que a derivada mais acentuada de corrente ao indutor se dê na descarga de energia do mesmo, delimitada, em variação negativa de corrente no indutor, por uma unidade de tempo de amostragem. Sendo assim, o período complementar descreve-se em função da razão cíclica no dado instante, através do número de tempos de amostragem necessários para que a inclinação na variação positiva de corrente causada pela tensão de entrada ultrapasse o valor de referência. A ação resulta em determinada frequência de comutação dada pela relação entre tensões de entrada e saída, como demonstram as expressões a seguir, descritas no cap. 3.

Modo Boost

$$D > 0,5 \quad (5.9)$$

$$T_S = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} \quad (5.10)$$

$$\Delta t_{on} = D \cdot T_S, \quad \Delta t_{off} = T_A \quad (5.11)$$

$$T_S = D \cdot T_S + T_A \quad (5.12)$$

$$T_S = \frac{T_A}{1-D}, \quad F_S = \frac{1-D}{T_A} \quad (5.13)$$

Modo Buck (hipotético)

$$D < 0,5 \quad (5.14)$$

$$T_S = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} \quad (5.15)$$

$$\Delta t_{on} = T_A, \quad \Delta t_{off} = (1-D) \cdot T_S \quad (5.16)$$

$$T_S = T_A + (1-D) \cdot T_S \quad (5.17)$$

$$T_S = \frac{T_A}{D}, \quad F_S = \frac{D}{T_A} \quad (5.18)$$

Para que o circuito de comutação atenda aos requisitos da frequência de amostragem, considerando-se o limite imposto à variação de corrente no indutor, o mesmo deve ser dimensionado em função das tensões aplicadas e do tempo de amostragem. Se o indutor é dimensionado para a situação *boost*, como será visto a seguir, a situação *buck* é controlada por metade da frequência de amostragem, uma vez que a variação de corrente, devido as baixas tensões, utilizam no máximo um período de amostragem.

O conversor é dimensionado para o modo *boost* e os gráficos das figuras 5.9 relacionam a frequência de chaveamento à tensão instantânea de saída, para o semiciclo positivo, considerando-se o ponto de operação anteriormente descrito.

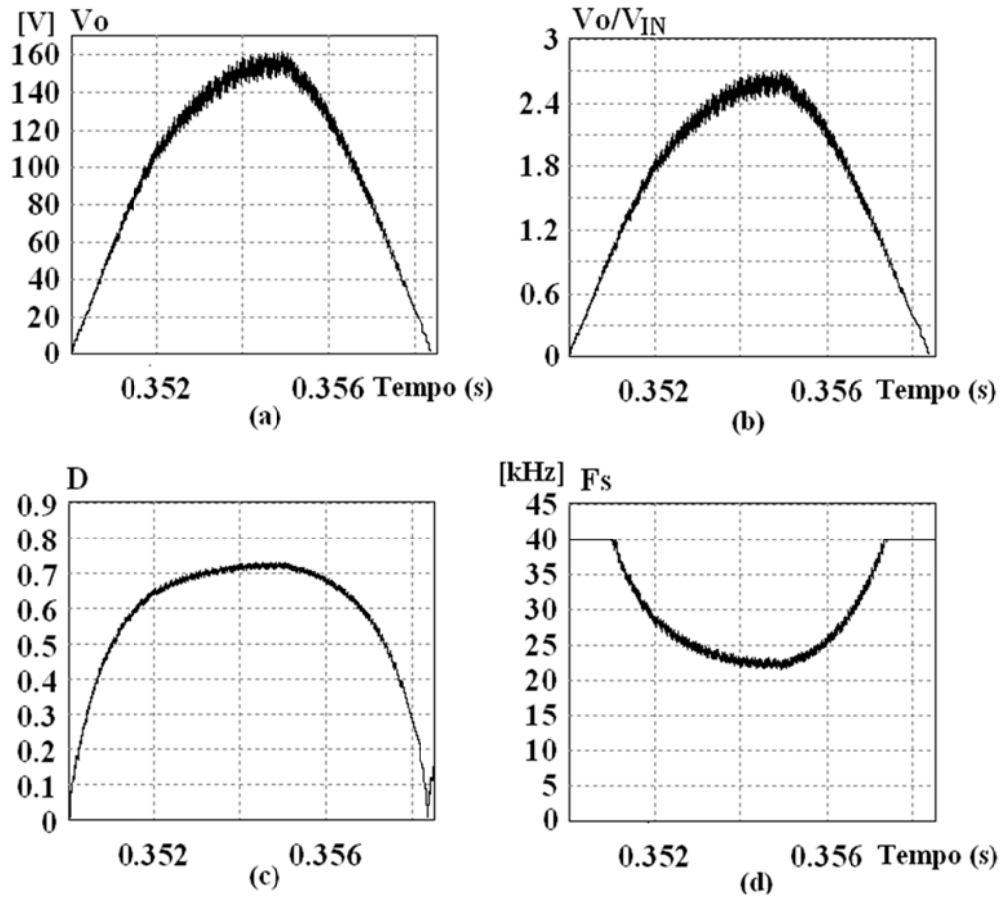


Figura 5. 9 - Resultados de simulação: (a) Tensão de saída; (b) Ganhos Estático; (c) Razão Cíclica; (d) Frequência de Comutação

Considerando-se o ponto de operação, observa-se que o ganho estático permanece na forma *boost* em pelo menos setenta por cento do período de ciclo. Evidencia-se que segundo as relações dadas pelos equacionamentos, o conversor caracteriza-se pela função *buck-boost* para um período completo de semiciclo, fato que pode ser observado a partir da fig. 5.9 (b).



5.4 Análise da Indutância do Elemento Armazenador de Energia

A função de controle à indutância reside na máxima variação dada à corrente de sua bobina, que se deve à amplitude da tensão instantaneamente induzida. Considerando-se a amplificação de tensão, esta situação ocorre em período relacionado ao complemento da razão cíclica. Tendo em vista o sistema de controle digital, este tempo é referido ao período de amostragem, e se aplica sempre que o ganho estático for maior que o valor unitário. Situação diferente desta implica em um diferencial de corrente reduzido, em que a amplitude compreende-se em um tempo de amostragem, neste caso relacionado à situação de carga, delimitada pela ação da fonte de entrada.

Dois métodos são propostos para o cálculo da indutância. O primeiro é descrito, acerca de um ponto de operação, considerando-se uma corrente constante, dada a aproximação pelo intervalo de tempo analisado. Proposto por [18], no segundo método, utilizam-se as aproximações acerca da função senoidal da corrente de referência considerando-se os intervalos de tempo de comutação.

5.4.1 Cálculo da indutância: Método das Equações de Estado

Por permitir baixas tensões de entrada, o IUE detém a função *boost* como prerrogativa, quando a máxima condição de estado de processamento de energia decorre da tensão de pico de saída, no momento de descarga do indutor.



A metodologia reside na análise da variação da corrente em dado instante, em função do tempo de amostragem. Através do equacionamento, utilizando-se as equações de estado referentes às etapas de carga e descarga do indutor, a seguir descreve-se a indutância de acordo com o ponto de operação prescrito abaixo.

Ponto de operação:

$V_{O(t)} [V]$	$V_{IN} [V]$	$\Delta I_L [A]$	T_A
160	60	5	12,5 μs

Onde ΔI_L representa a variação máxima de corrente em um instante de comutação.

Modo de carga do indutor

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t_{on}} = \frac{V_{IN}}{L} \quad (5.19)$$

$$\Delta t_{on} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{IN}} \quad (5.21)$$

Modo de descarga do indutor

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t_{off}} = \frac{V_O}{L} \quad (5.20)$$

$$\Delta t_{off} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_O} \quad (5.22)$$

$$T_S = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} \quad (5.23)$$

$$T_S = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{IN}} + \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_O} \quad (5.24)$$

$$L \cdot \Delta I_L \left(\frac{1}{V_{IN}} + \frac{1}{V_O} \right) = T_S \quad (5.25)$$

$$L = \frac{T_S}{\Delta I_L} \left(\frac{1}{V_{IN}} + \frac{1}{V_O} \right)^{-1} \quad (5.26)$$

Dado o ponto de operação ($D = 0,733$), a indutância é expressa por (5.27):

$$L = \frac{T_A}{(1-D) \Delta I_L} \left(\frac{1}{V_{IN}} + \frac{1}{V_O} \right)^{-1} \quad (5.27)$$

O gráfico da fig. 5.11 apresenta a variação ΔI_L no indutor versus a indutância para o ponto de operação. Observa-se, à diminuição da indutância, o aumento da variação de corrente.

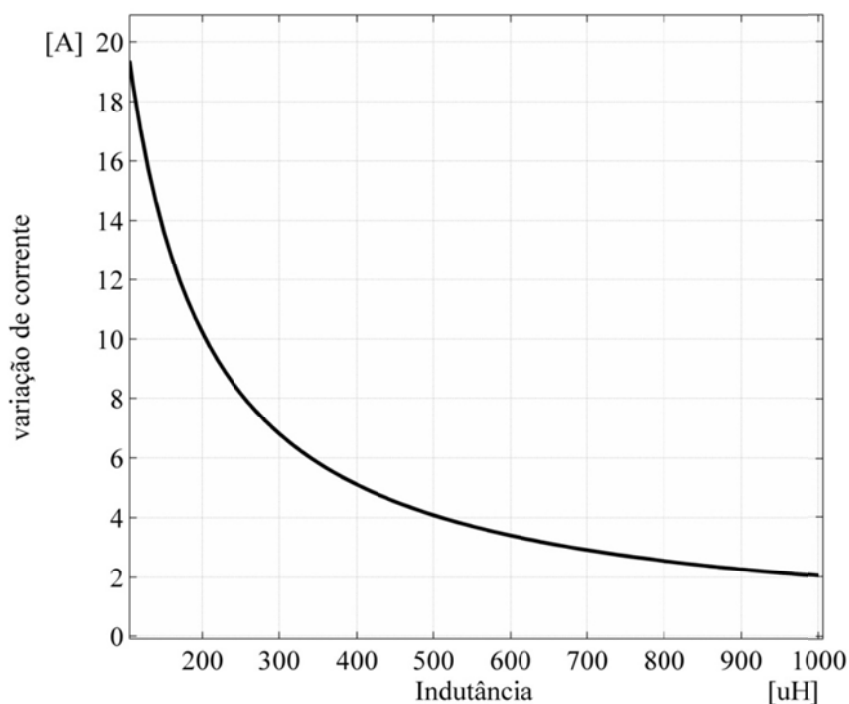


Figura 5. 10 – Variação de corrente no ponto de operação em função da indutância escolhida

Nos gráficos das figuras 5.11, apresentam-se os resultados de simulação para três casos distintos de indutância, para o mesmo ponto de operação, evidenciando-se a variação na amplitude de ΔI_L para a mesma frequência de comutação, de acordo com o gráfico da fig. 5.10. As figuras 5.11, (a), (b), e (c), referem-se aos resultados acerca da utilização de indutores de 200uH, 400uH e 1000uH, respectivamente.

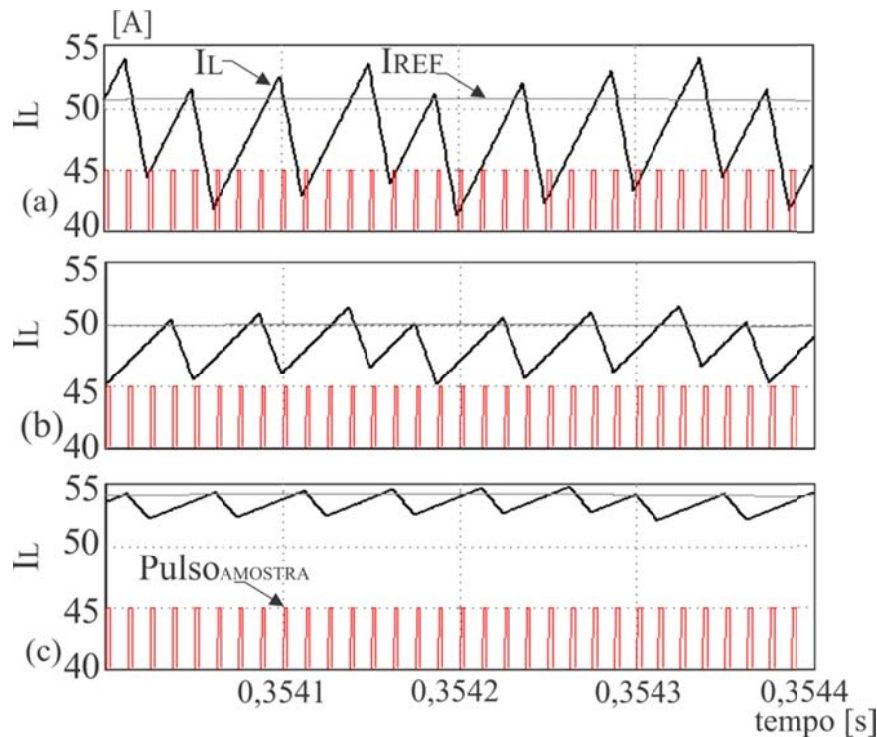


Figura 5.11 - Ondulação da corrente imposta aos indutores: (a) Indutância de 200µH; (b) Indutância de 400µH; (c) Indutância de 1000µH

Através dos resultados é possível verificar que as comutações ocorrem a uma mesma frequência, no entanto há um ajuste de amplitude, que se deve ao controle por meio da tensão eficaz, conforme decreve-se no item 5.6.3.

Uma questão que merece atenção no cálculo proposto refere-se à ausência da função de corrente no tempo. Devido ao curto período de tempo entre duas interações, para a geração da corrente de referência, assume-se característica constante, de acordo com a fig. 5.12.

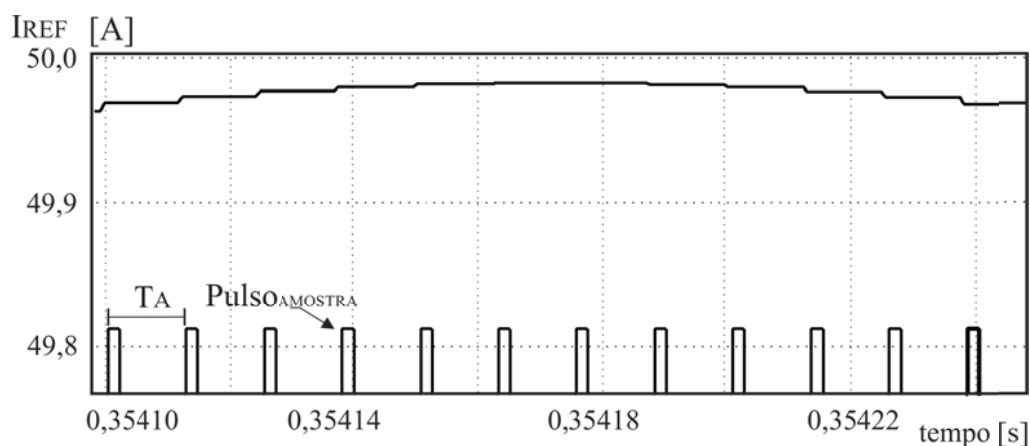


Figura 5.12 – Característica da corrente de referência no contexto dos períodos de amostragem.

Na análise proposta por [18], consideram-se aproximações em função da característica senoidal de referência, esta que é analisada em um período de comutação. Desta forma, a análise assume uma relação constante entre a corrente I_L e a corrente de referência, evidenciando-se, para o período analisado, que a corrente de referência é constante.

5.4.2 Cálculo da indutância baseado em [18]

O cálculo é proposto em função da corrente de referência senoidal, avaliando-se seu comportamento acerca dos instantes de comutação atrelados ao ponto de operação e o conseqüente desvio da corrente I_L . Utilizando-se do fluxo de potência de entrada e de saída, obtém-se o aspecto da corrente em função da potência CA, o que fornece como resultado um ganho aplicado à corrente extraída da fonte de entrada, baseando-se na fig. 5.13, de acordo com as expressões seguintes.

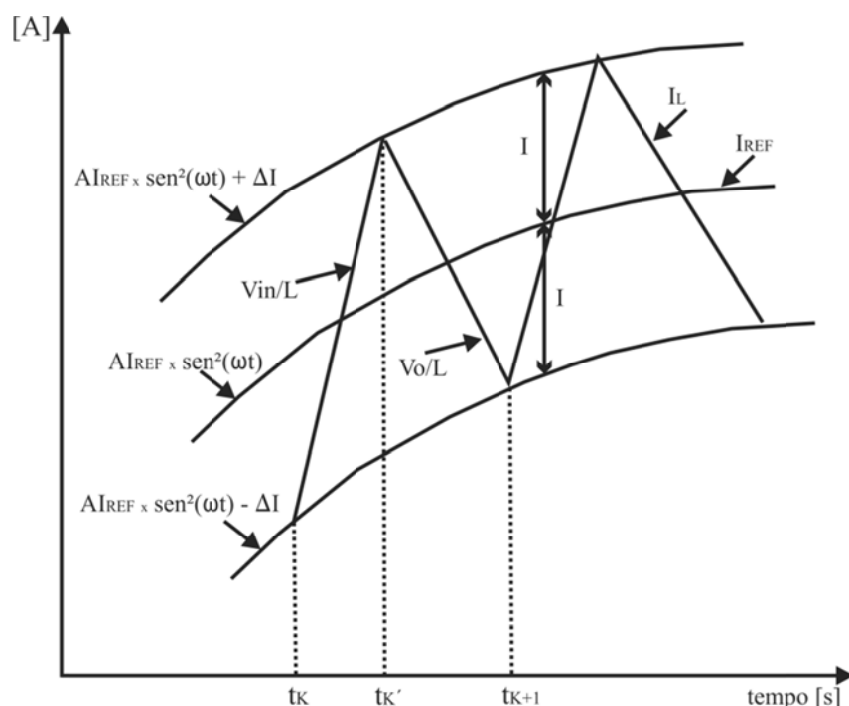


Figura 5. 13 Ilustração da proposta do cálculo da indutância [18].



Considera-se, através do balanço do fluxo de potência que, por meio de uma eficiência unitária, a amplitude da corrente necessária ao indutor é consequência do ponto de operação associado à potência instantânea, conforme descreve o equacionamento a seguir. É necessário destacar que a variação de corrente ΔI se refere à diferença entre a corrente $I_{REF(t)}$ e a corrente $I_{L(t)}$.

Potência de Entrada

$$V_{IN} \cdot I_{REF} \quad (5.28)$$

Potência de Saída

$$V_o \cdot I_o \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.29)$$

$$I_{REF(t)} = \frac{(V_o \cdot I_o)}{V_{IN}} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (5.30)$$

$$I_{REF(t)} = A \cdot I_{REF} \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (5.31)$$

$$A = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{IN} \cdot I_{REF}} \quad (5.32)$$

Modo de carga do indutor

$$V_L = L \frac{\partial i}{\partial t} = V_{IN} \quad (5.33)$$

$$\frac{V_{IN}}{L} = \frac{I_{REF(t_k')} - I_{REF(t_k)}}{t_{k'} - t_k} \quad (5.35)$$

$$I_{REF(t_k)} = A \cdot I_{REF} \cdot \text{sen}^2(\omega t_k) - \Delta I \quad (5.37)$$

$$I_{REF(t_k')} = A \cdot I_{REF} \cdot \text{sen}^2(\omega t_{k'}) + \Delta I \quad (5.39)$$

$$\frac{V_{IN}}{L} = \frac{A \cdot I_{REF} \cdot (\text{sen}^2(\omega t_{k'}) - \text{sen}^2(\omega t_k))}{t_{k'} - t_k} + \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{k'} - t_k} \quad (5.41)$$

Modo de descarga do indutor

$$V_L = L \frac{\partial i}{\partial t} = V_o \quad (5.34)$$

$$\frac{V_o}{L} = \frac{I_{REF(t_{k+1})} - I_{REF(t_k')}}{t_{k+1} - t_{k'}} \quad (5.36)$$

$$I_{REF(t_{k+1})} = A \cdot I_{REF} \cdot \text{sen}^2(\omega t_{k'}) - \Delta I \quad (5.38)$$

$$I_{REF(t_k')} = A \cdot I_{REF} \cdot \text{sen}^2(\omega t_k) + \Delta I \quad (5.40)$$

$$\frac{V_o}{L} = \frac{A \cdot I_{REF} \cdot (\text{sen}^2(\omega t_{k'}) - \text{sen}^2(\omega t_k))}{t_{k+1} - t_{k'}} - \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{k+1} - t_{k'}} \quad (5.42)$$

$$\frac{V_{IN}}{L} = \frac{A \cdot I_{REF} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t_{k'}))}{t_{k'} - t_k} \quad (5.43)$$

$$\frac{V_O}{L} = \frac{A \cdot I_{REF} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t_{k'}))}{t_{k+1} - t_{k'}} \quad (5.44)$$

$$- \frac{A \cdot I_{REF} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t_k))}{t_{k'} - t_k} + \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{k'} - t_k}$$

$$- \frac{A \cdot I_{REF} \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t_k))}{t_{k+1} - t_{k'}} - \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{k+1} - t_{k'}}$$

$$\frac{V_{IN}}{L} = \frac{-A \cdot I_{REF} \cdot (\text{sen}(\omega(t_k + t_{k'})) \cdot \text{sen}(\omega(t_k - t_{k'})))}{t_{k'} - t_k} + \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{k'} - t_k} \quad (5.45)$$

$$\frac{V_O}{L} = \frac{-A \cdot I_{REF} \cdot (\text{sen}(\omega(t_k + t_{k'})) \cdot \text{sen}(\omega(t_k - t_{k'})))}{t_{k+1} - t_{k'}} - \frac{2 \cdot \Delta I}{t_{k+1} - t_{k'}} \quad (5.46)$$

$$t_k + t_{k'} \approx 2 \cdot t_k \quad (5.47)$$

$$\Delta t_{on} = |t_{k'} - t_k|$$

$$\text{sen}(\omega \cdot \Delta t_{on}) \approx \omega \cdot \Delta t_{on}$$

$$t_k + t_{k'} \approx 2 \cdot t_k$$

$$\Delta t_{off} = |t_{k'} - t_k| \quad (5.48)$$

$$\text{sen}(\omega \cdot \Delta t_{off}) \approx \omega \cdot \Delta t_{off}$$

$$\Delta t_{on} = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{V_{IN} + (L \cdot \omega \cdot A I_{REF} \cdot \text{sen}(2\omega \cdot t_k))} \quad (5.49)$$

$$\Delta t_{off} = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{V_O + (L \cdot \omega \cdot A I_{REF} \cdot \text{sen}(2\omega \cdot t_k))} \quad (5.50)$$

$$T_s = \Delta t_{on} + \Delta t_{off} \quad (5.51)$$

$$T_s = 2 \cdot L \cdot \Delta I \cdot \left(\left(\frac{1}{V_{IN} + (L \cdot \omega \cdot A I_{REF} \cdot \text{sen}(2\omega \cdot t_k))} \right) + \left(\frac{1}{V_O + (L \cdot \omega \cdot A I_{REF} \cdot \text{sen}(2\omega \cdot t_k))} \right) \right) \quad (5.52)$$

Ponto de Operação		
$V_{O(tk)} = V_{pico}$	$\text{sen}(2\omega \cdot t_k) = 0$	$\text{sen}(\omega \cdot t_k) = 1$

$$T_s = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{V_{IN}} + \frac{2 \cdot L \cdot \Delta I}{V_O} \quad (5.53)$$

$$L = \frac{T_s}{2 \cdot \Delta I} \cdot \left(\frac{1}{V_{IN}} + \frac{1}{V_{Opico}} \right)^{-1} \quad (5.54)$$

Onde: ΔI é a diferença entre a corrente I_L e a corrente de referência.

5.4.3 Considerações Finais MCC: Metodologia de Cálculo da Indutância

Evidenciado pela igualdade matemática, ambos os cálculos, que basearam-se nas equações de estados, consideram a aproximação de uma função de corrente de referência constante. O segundo método se orienta pela corrente de referência, equivalente a duas vezes a distância entre a corrente medida, enquanto o primeiro método se orienta pela corrente I_L no MCCr.

5.5 Análise da Capacitância do Elemento Armazenador do Inversor

Através do controle por histerese da corrente no indutor, a energia armazenada em campo magnético é transferida, durante uma comutação, a partir da indução magnética que fornece a corrente elétrica associada à elevação do potencial elétrico do capacitor. Para o estado de absorção de energia da fonte pelo indutor, a potência fornecida à carga conectada ao IUE deve ser suprida por um elemento armazenador de energia. Como consequência, o capacitor deve ser capaz de armazenar a energia transferida pelo indutor acompanhada de uma variação de tensão.

Em função de uma variação de tensão, de acordo com o projeto, a situação de pico de energia é definida como ponto de operação crítico de energia. A variação de tensão causada pela absorção de energia do capacitor decorre em função de um período de tempo de comutação. O equacionamento abaixo descreve o exposto de acordo com [13].

Energia descarregada pelo indutor

$$E_{(k)} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \Delta I^2 \quad (5.55)$$

Energia armazenada no Capacitor

$$E_{(k)} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \Delta V_o^2 \quad (5.56)$$

$$E_{(k)} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left((I_{L(k+1)})^2 - (I_{L(k)})^2 \right) \quad (5.57) \quad E_{(k)} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left((V_{O(k+1)})^2 - (V_{O(k)})^2 \right) \quad (5.58)$$

$$E_{(k)} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I_{REF\max} - \Delta I)^2 - \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I_{REF\max} + \Delta I)^2 \quad (5.59) \quad E_{(k)} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{O\max} + \Delta V)^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{O\max} - \Delta V)^2 \quad (5.60)$$

$$E_{L(k)} = -2L \cdot I_{REF\max} \cdot \Delta I \quad (5.61) \quad E_{C(k)} = 2C \cdot V_{O\max} \cdot \Delta V \quad (5.62)$$

$$E_{C(k)} = E_{L(k)} \quad (5.63)$$

$$C = \frac{L \cdot \Delta I \cdot I_{REF\max}}{\Delta V \cdot V_{O\max}} \quad (5.64)$$

Ponto de Operação				
L	ΔV	ΔI	$I_{ref\max}$	$V_{O\max}$
400uH	10V	2,5 A	48A	160V

$$C=40\mu F$$

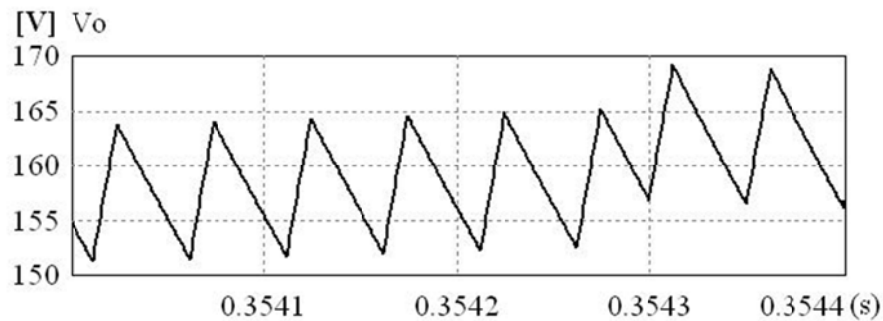


Figura 5. 14 - Resultado da variação de tensão para o pico da tensão V_o : $C= 40\mu F$



5.6 Estratégia de Gerenciamento de Energia: IDUE

5.6.1 Considerações Iniciais

As seções anteriores trataram de expor o princípio básico de funcionamento, referindo-se ao IUE, onde o processamento de potência decorre da imposição de corrente à bobina do indutor de uma célula de entrada. Considerando-se a aplicação orientada a uma fonte renovável, um sistema autônomo de geração de energia seria restrito em função da disponibilidade energética. No entanto, devido à característica de processamento dada ao indutor utilizando-se a estrutura em ponte –H, o advento de uma célula de entrada, formada pelo conjunto interruptor (*buck*), indutor, e diodo de retorno, permite, utilizando-se uma fonte auxiliar de energia, o fornecimento ininterrupto de potência a uma carga isolada utilizando-se, como recurso principal, uma fonte intermitente de energia renovável dada pela energia fotovoltaica. Como observado no cap. 2, estruturas que realizam este tipo de procedimento são compostas de múltiplos estágios de processamento de potência.

Conectadas por meio de duas células de entrada, utilizando-se um painel fotovoltaico e uma célula a combustível, o Inversor Dual de Único Estágio processa potência proveniente de duas fontes distintas de energia, através de uma técnica de gerenciamento de energia. Em razão da disponibilidade de recursos energéticos, e da máxima eficiência ao fornecimento constante de potência de saída, apresenta-se a seguir a estratégia de gerenciamento de energia que é verificada experimentalmente através da estrutura dual de único estágio.

5.6.2 Estratégia de Gerenciamento de Energia

A estratégia de gerenciamento de energia se baseia em dois principais aspectos, dados pelo fornecimento de potência constante a uma carga isolada do tipo CA, e o uso inteligente dos recursos energéticos disponibilizados por duas fontes renováveis. Tido como fonte principal, um painel fotovoltaico fornece energia ao conversor através do rastreamento do ponto de máxima potência (RPMP), realizado por uma das células de entrada, baseando-se na técnica de tensão constante do painel fotovoltaico. De maneira auxiliar, uma fonte de energia a hidrogênio fornece a demanda de sobrecarga, quando a máxima potência fornecida pela fonte principal não é satisfatória à carga. A situação de sobrecarga é decorrente de dois fatores, um em função de transitórios de carga e outro em função das condições climáticas, quando ambos caracterizam-se através de surtos ou longos períodos.

O gerenciamento de energia é realizado por dois sistemas de controle que se aplicam a manutenção da amplitude da energia processada por cada célula de entrada, onde se aplicam os mecanismos descritos no item 5.1, a partir do Controle de Corrente. O fluxograma do gerenciamento de energia é ilustrado na fig. 5.16, onde um PDS *F28335* (Processador Digital de Sinais) realiza o processamento de dados a uma taxa de amostragem através da topologia de controle, ilustrada na fig. 5.15, de acordo com o mecanismo para imposição de corrente aos indutores de cada célula de entrada.

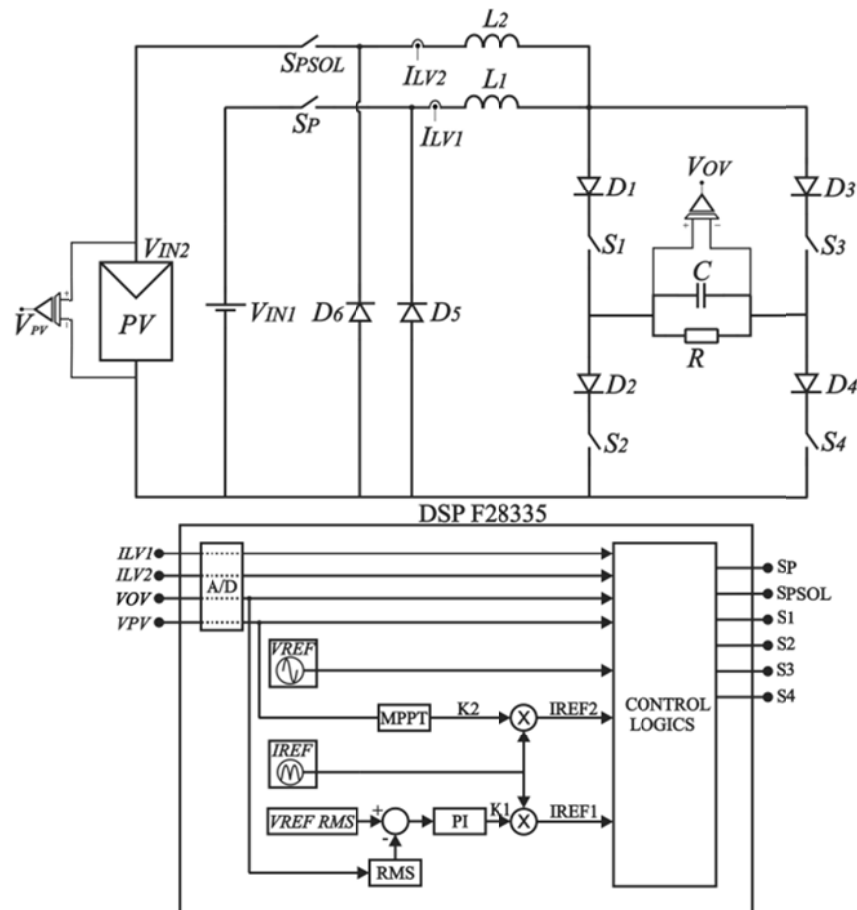


Figura 5. 15 – Topologia de processamento de dados do IDUE

Através da fig. 5.15 descreve-se o estágio da célula de entrada de energia solar compreendido pelo indutor L_2 , interruptor S_{PSOL} e o diodo de retorno D_6 . O processamento da energia solar é realizado por meio da comparação por histerese entre o sinal I_{LV2} e o sinal de referência I_{REF2} . De acordo com a manutenção da amplitude da função senoidal de I_{REF2} , a célula de entrada age como uma impedância variável, visando o estabelecimento da tensão de referência ao painel fotovoltaico, dado pelo RPMP, utilizando a técnica de tensão de circuito aberto. A entrada de energia secundária é fornecida por uma célula a combustível, do tipo *PEMFC* (*Proton Exchange Membrane Fuel Cell*), através do circuito compreendido pelo indutor L_1 , o interruptor S_P e o diodo de retorno D_5 . O processamento da energia é realizado por meio da comparação entre o sinal I_{LV1} e o sinal de referência I_{REF1} .

O fluxograma da fig. 5.16 apresenta o funcionamento do conversor, no que diz respeito ao controle e imposição das grandezas: V_{PV} , $V_{Oeficaz}$, V_O , I_{L1} e I_{L2} de acordo com a estratégia apresentada. A técnica de RPMP define o valor da tensão de referência ao painel fotovoltaico que age de acordo com o controle da amplitude de I_{REF2} . Paralelamente, o fornecimento de potência ininterrupta à carga é garantido pela análise da tensão eficaz de saída, que controla o acúmulo de energia necessária ao indutor L_1 por meio da manutenção da amplitude de sua corrente, dada por I_{REF1} .

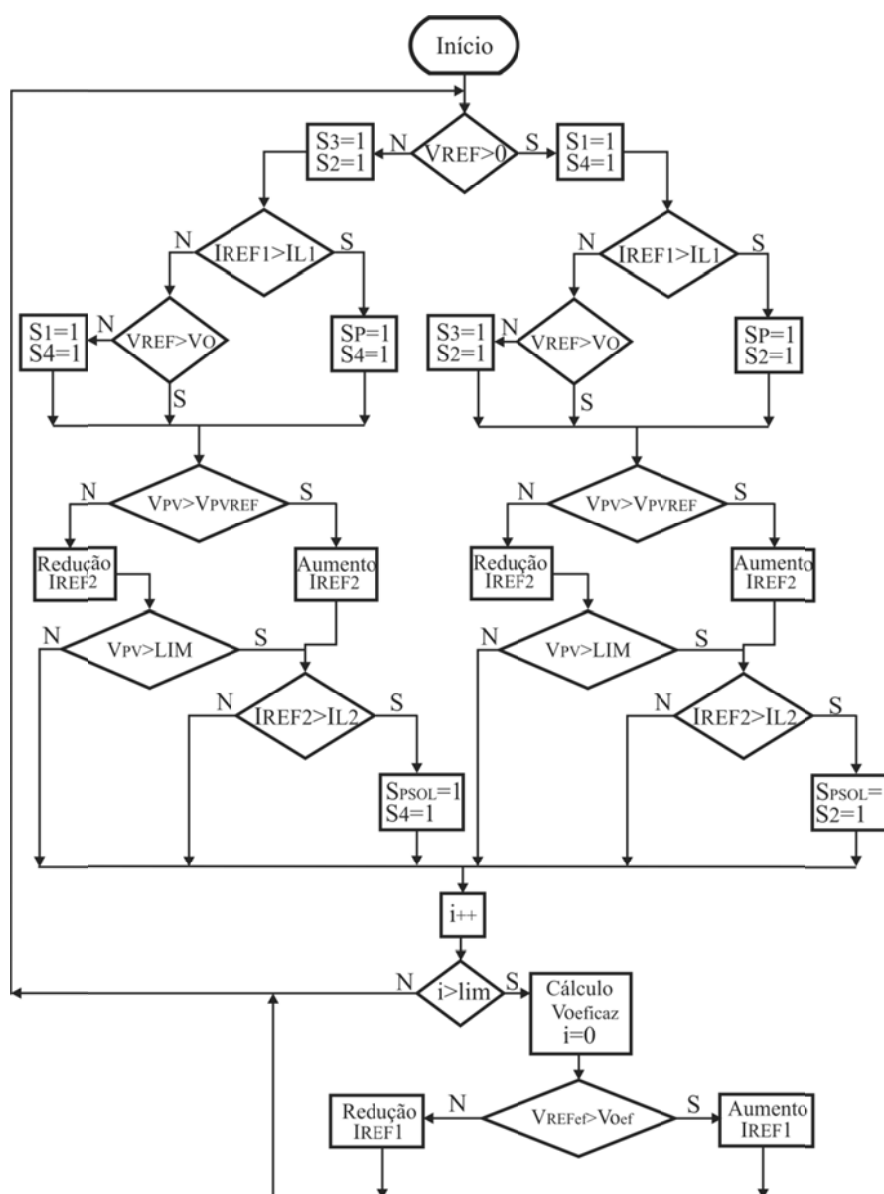


Figura 5. 16 – Fluxograma do Gerenciamento de Energia proposto ao IDUE

Apresenta-se a seguir os dois mecanismos de controle independentes, que se aplicam ao processamento de energia de cada célula de entrada por meio da manutenção da amplitude dos sinais de referência de corrente.

5.6.3 Célula de Entrada de Energia Solar Fotovoltaica: Sistema de Controle

O sistema compreendido pelo estágio de entrada de energia solar é mostrado na figura 5.17. Observa-se que o fluxo de corrente extraída do painel ocorre através do interruptor S_{PSOL} e L_2 com a finalidade de atender o inversor.

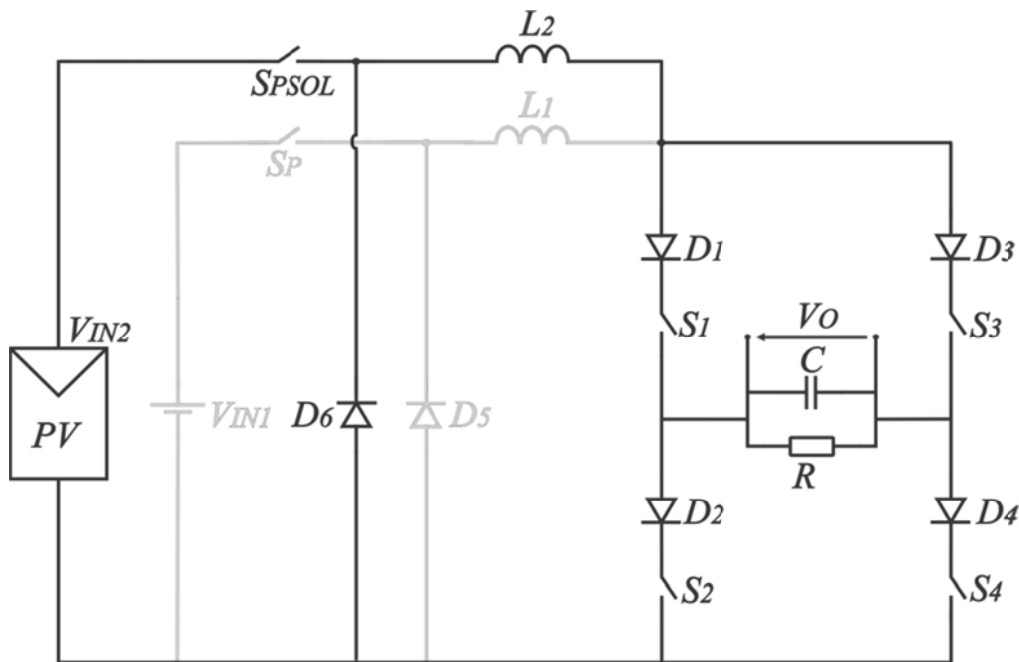


Figura 5. 17 - Estágio de processamento de potência do painel FV

Destacado anteriormente, em relação ao funcionamento CA, uma corrente senoidal retificada é conduzida através das bobinas do indutor da célula de entrada. No entanto, através da relação unitária entre a potência de entrada e de saída (considerando-se sistema sem perdas), o processamento de potência de entrada é função da tensão de saída e da carga conectada conforme descreve a eq. 5.65.

Tendo em vista a aplicação da Técnica de Circuito Aberto, o IDUE, através do controle de amplitude de corrente I_L , diretamente proporcional à potência extraída do painel, age como uma carga variável, responsável pela manutenção do ponto de operação constante devido ao RPMP.

$$I_{L(t)} = \frac{P_{O(t)}}{V_{O(t)} \cdot (1 - D_{(t)})} \quad (5.65)$$

Em função da característica senoidal de extração de potência executada pelo IDUE, considerando-se a fonte de corrente fotovoltaica, para que a técnica de rastreamento seja obtida acerca de um ponto de operação constante, um elemento armazenador de energia deve se encarregar da corrente injetada pelo painel fotovoltaico e suprida ao conversor de forma pulsada. Dado o ciclo de 60 Hz, o controle de tensão constante aplicado ao painel fotovoltaico decorre da manutenção da tensão de entrada por meio de um capacitor de desacoplamento.

A energia associada a este elemento se deve a variação de tensão dada ao acúmulo de cargas em função da injeção de corrente, proveniente do painel fotovoltaico, e do fornecimento de corrente pulsante à célula de entrada. De acordo com a fig. 5.18, o cálculo da capacitância se baseia na função da energia, descrita na eq. 5.69, equivalente área de uma função senoidal de amplitude dada pela potência ativa [72][73].

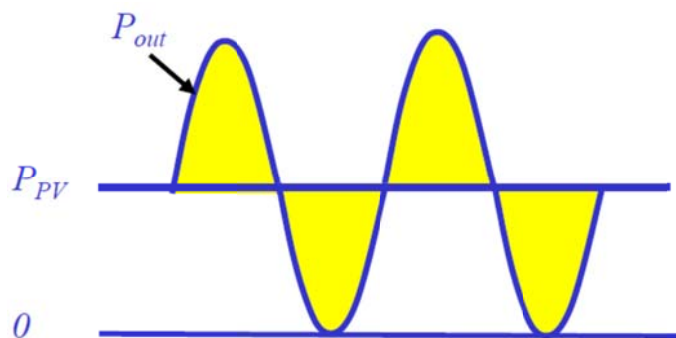


Figura 5. 18 - Potência instantânea processada pelo capacitor de desacoplamento, área em amarelo[73].



Através da eq (5.66) a expressão para a função da potência a ser analisada é apresentada na eq. 5.68.

$$P_{O(t)} = V_{O_{\max}} \text{sen}(\omega t) \cdot \frac{P_{PV}}{V_{O_{\max}}} \text{sen}(\omega t) \quad (5.66)$$

$$P_{O(t)} = 2P_{PV} \text{sen}^2(\omega t) \quad (5.67)$$

$$P_{O(t)} - P_{PV} = P_{PV} \cos(2\omega t) \quad (5.68)$$

A equação que descreve a energia acumulada pelo capacitor é dada por (5.70), em termos da variação de tensão.

$$E_C = \int (P_{O(t)} - P_{PV}) dt \quad (5.69)$$

$$E_C = \frac{1}{2} C \cdot (V_{C_{\max}}^2 - V_{C_{\min}}^2) \quad (5.70)$$

O capacitor de desacoplamento pode ser obtido a partir da eq. (5.71) a partir do ponto de operação descrito abaixo.

Ponto de Operação		
V_C	P_{PV}	ΔV_C
60V	1080W	5V

$$C = \frac{P_{PV}}{2 \cdot \omega \cdot V_C \cdot \Delta V_C} \geq 4mF \quad (5.71)$$

$$C = 10mF$$

A fig. 5.19 apresenta os resultados referentes às condições de operação do painel fotovoltaico conforme a aplicação do capacitor de desacoplamento de 10mF.

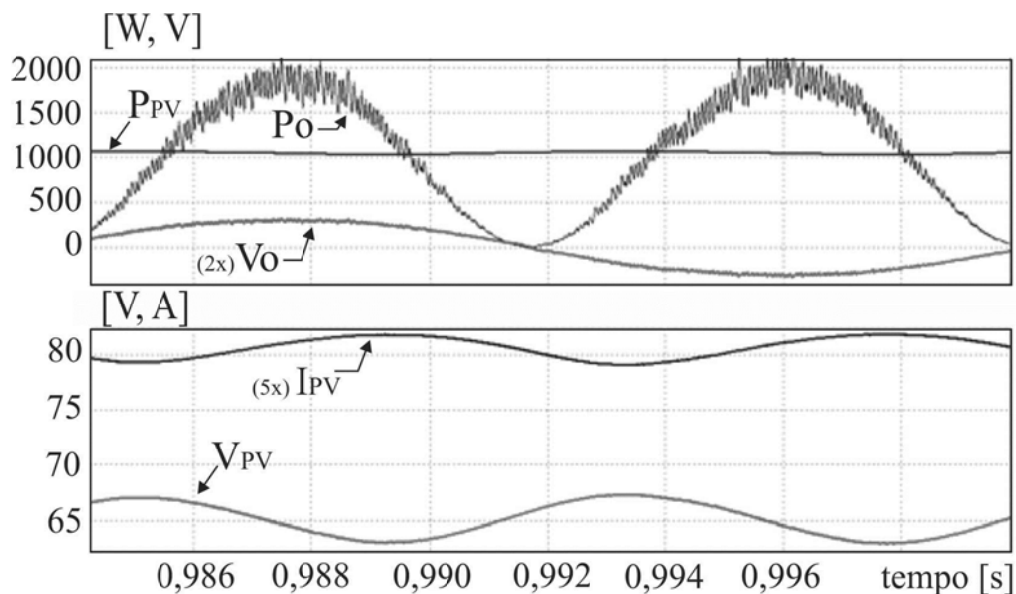


Figura 5. 19 - Resultado da aplicação do capacitor de desacoplamento ao painel FV: Destaque para a tensão e corrente com característica cc

A fim de atender ao RPMP, um sistema de controle é proposto na fig. 5.20. Responsável pelo controle de amplitude de corrente, o compensador PI (proporcional mais integral), aciona a planta de controle, através da histerese por meio de um ganho multiplicador da corrente de referência imposta ao indutor. A malha de controle de tensão do painel é definida em função de uma malha de controle interna de histerese, esta, de dinâmica elevada apresenta ganho unitário em relação à planta de controle externa. A função de transferência de pequenos sinais da tensão de entrada pela corrente no indutor é apresentada na eq 5.72.

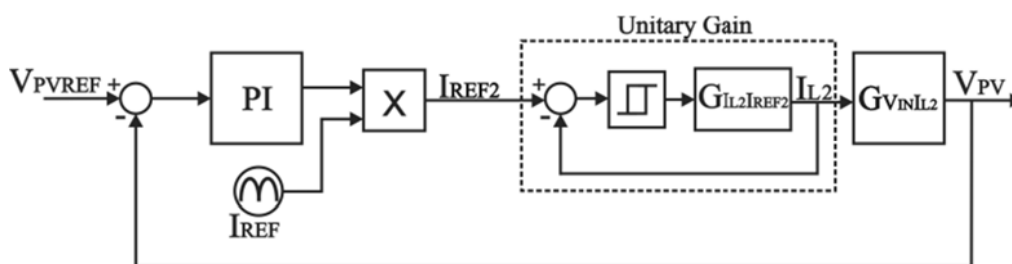


Figura 5. 20 – Sistema de controle aplicado ao RPMP

$$G_{V_{IN} I_{L2}}(s) = \frac{D((CR)s+1)}{R+r_L-2Dr_L+(L_2)s+D^2R+(CRr_L)s+(CL_2R)s^2} \quad (5.72)$$

Um controlador PI, dado pela eq. 5.72, foi proposto para aplicação à planta descrita pela eq 5.73, utilizando-se a ferramenta *SISOTOOL* do *MATLAB*®.

$$C_{PI}(s) = Kp + \frac{Ki}{s} = 1 + \frac{8}{s} \quad (5.73)$$

O gráfico da figura 5.21 apresenta a comparação entre a curva de resposta da função de transferência V_{TF} e o resultado da tensão no painel V_{PV} no circuito de simulação. É possível observar que o controle permite as oscilações CA de potência caracterizadas pela corrente que oscila em 120Hz no indutor, gerada pela malha interna à histerese que refere-se à imposição de I_L por meio de I_{REF} .

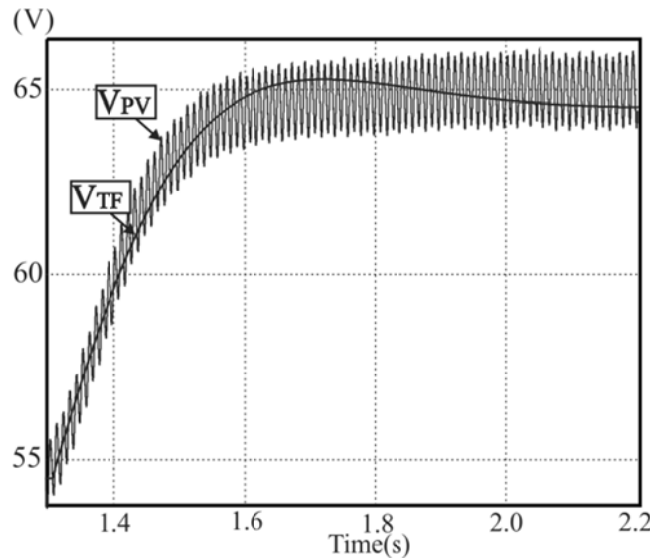


Figura 5. 21 - Comparação das respotas para mudança de tensão de referência do painel FV.

De maneira semelhante ao controle *FeedForward*, se observada no tempo, a função de impedância realizada pelo IDUE, detém derivada inversamente proporcional ao ganho de corrente imposto ao indutor L_2 . Em outras palavras, a técnica de controle atua positivamente no ganho da corrente de referência ao indutor, conforme a elevação

do potencial de entrada, causada, por exemplo, em razão do aumento de irradiância solar. Tendo em vista a aplicação a sistemas isolados à rede, a técnica de RPMP é satisfeita, uma vez que a potência de pico do painel fotovoltaico seja associada à carga nominal.

5.6.4 Célula de Entrada de Energia de Retaguarda

A célula a combustível (V_{IN1}), conectada ao circuito de entrada, considerando-se a utilização de um capacitor de desacoplamento, fornece potência à carga através do comutador S_P e o indutor L_1 , utilizando o diodo de retorno D_5 , conforme ilustra a fig. 5.22.

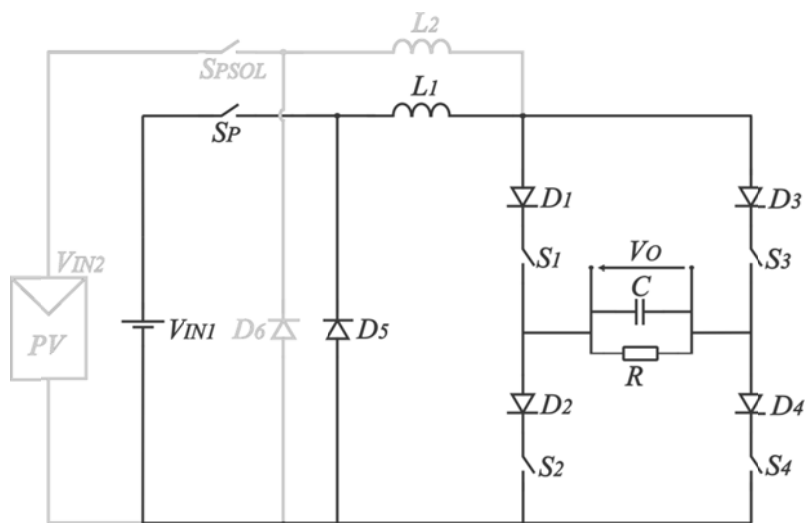


Figura 5. 22 – Estágio de processamento de potência da célula a combustível

Conforme descrito anteriormente o conversor opera no modo de controle de corrente, sendo que para imposição de tensão CA amplificada, uma corrente de mesmo aspecto deve circular através do indutor. Considerando-se o RPMP, realizado pela célula de entrada associada, a contribuição do sistema a hidrogênio condiciona-se às insuficiências de energia solar, caracterizada pela queda de irradiância ou pela

sobrecarga temporária. Uma vez que a potência de saída pode ser integralmente fornecida pelo sistema solar, o mecanismo de ação da célula a combustível baseia-se na tensão eficaz de saída do IDUE, assim como mostra a fig. 5.23.

De acordo com o erro gerado a partir da diferença entre os sinais de referência e de saída eficazes o compensador PI aciona um ganho aplicado malha de histerese, responsável pela imposição da corrente senoidal retificada à célula de entrada, tida como retaguarda. Desta forma, o inversor, conectado aos dois indutores percebe a contribuição de potência proveniente das duas fontes de entrada totalizando a demanda. Conforme descrito para o sistema de entrada solar, a ação de controle de tensão eficaz é lenta se comparada à malha interna de imposição de corrente.

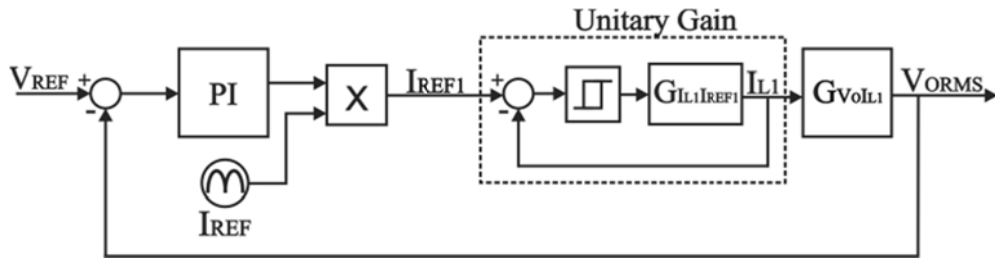


Figura 5. 23 - Sistema de controle da tensão de saída eficaz

A função de transferência de pequenos sinais da tensão de saída pela corrente I_{L1} pode ser obtida através da matriz de equações apresentadas no cap. 4, utilizando-se o teorema da superposição, anulando-se a perturbação na tensão de entrada: $\tilde{v}_{IN} = 0$.

$$G_{VOIL1}(s) = \frac{G_{Vod}(s)}{G_{ILd}(s)} = -\frac{R(DV_O - V_{IN} - V_O + DV_{IN} + I_{L1}r_L + I_{L1}L_1s)}{V_O + V_{IN} + I_{L1}R - DI_{L1}R + s \cdot (CRV_O + CRV_{IN})} \quad (5.74)$$

Um controlador PI, dado pela eq. 5.75, foi proposto para aplicação à planta descrita utilizando-se a ferramenta *SISOTOOL* do *MATLAB*.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{Ki}{s} = 0.003 + \frac{12}{s} \quad (5.75)$$

O gráfico da fig. 5.24 apresenta duas curvas de resposta a uma variação da tensão de saída eficaz, para o mesmo ponto de operação. A curva V_{TF} é a curva de resposta da função de transferência submetida ao controlador, sendo que V_{ORMS} representa a tensão de saída do circuito de simulação. A forma discretizada representa o atraso de cálculo cíclico da tensão eficaz de saída.

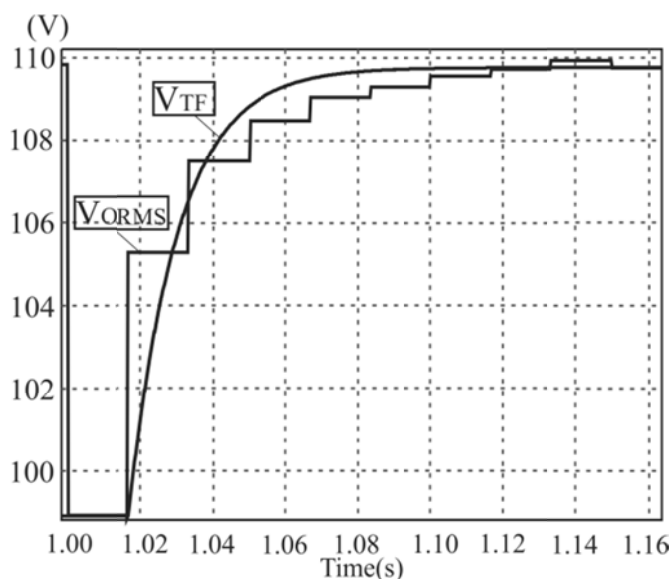


Figura 5. 24 - Comparação das respotas para mudança de tensão eficaz de saída.

5.6.5 Resultados da Estratégia de Gerenciamento de Energia: IDUE

Conforme descrito neste capítulo, utilizando-se a imposição de corrente controlada, através do mecanismo de armazenamento de energia característico do indutor, permite-se a uma estrutura de único estágio o processamento dual de energia por duas células de entrada. A consequente geração ininterrupta de energia decorre da técnica de gerenciamento aplicado a uma fonte solar fotovoltaica e uma fonte CC de retaguarda, providenciado por uma célula a combustível.



Os resultados, apresentados na figura 5.25, referem-se ao funcionamento básico da estrutura em dois intervalos distintos de funcionamento à ocorrência de degraus de irradiância solar. Observa-se então, três períodos, intercalados por duas transições, em que a restrição de potência fotovoltaica é administrada. A figura composta por quatro gráficos (a, b, c, d), apresenta a potência de entrada fornecida pelo painel fotovoltaico resultante do RPMP, bem como as correntes em função dos ganhos aplicados às respectivas células de entrada, e por último, a tensão de saída durante vários ciclos de 60Hz.

Sendo a carga dimensionada para o pico da potência fotovoltaica, evidencia-se que para o primeiro e último intervalos, o processamento integral de potência refere-se à energia disponibilizada pelo painel fotovoltaico, através do indutor da célula de entrada a ele associada. Acompanhada por uma oscilação da tensão de saída, ao primeiro degrau de irradiância, a redução da disponibilidade energética fotovoltaica é compensada pela imposição de corrente através do indutor associado à célula a combustível. Em seguida no regime permanente, a potência fornecida à carga é devida à ação conjunta das duas células de entrada. A segunda transição, referente à integralização da potência solar fotovoltaica, é acompanhada da redução da contribuição de corrente proveniente da célula a combustível, momento em que a tensão de saída mantém-se estável.

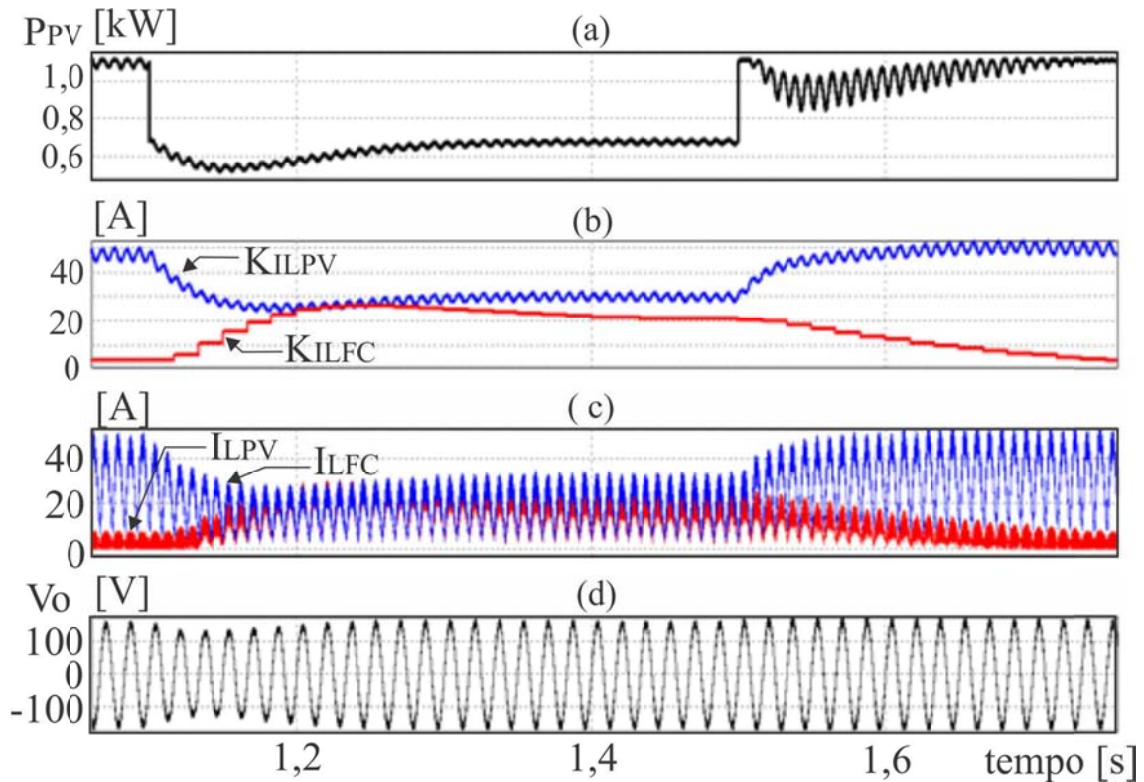


Figura 5. 25 - Resultados para o gerenciamento de energia: (a) Potência do Painél Fotovoltaico, (b) Amplitudes das correntes associadas a cada célula de entrada, (c) Correntes nos indutores de cada célula de entrada, (d) Tensão de saída do IDUE.

Compreendidos pelos degraus de irradiância, as respostas de controle associadas à imposição de corrente nos indutores mostram que o fornecimento ininterrupto de energia é atendido. De acordo com a estratégia adotada, através dos dois controles apresentados, mostra-se que o uso do recurso solar de energia é priorizado em relação a outros.

Finalmente, observando-se os resultados acerca da estrutura proposta, sob ação do mecanismo de gerenciamento de energia, pode-se afirmar que a conversão CC-CA, por meio do duplo fornecimento de energia, é obtida por uma estrutura de único estágio de processamento de potência, por consequência, denominada de Inversor Dual de Único Estágio. De forma a validar o proposto, o protótipo desenvolvido em laboratório é submetido à investigação, as quais incorrem no gerenciamento de energia adotado.



Capítulo 6

Resultados Experimentais: Estratégia de Gerenciamento de Energia Aplicado ao Inversor Dual de Único Estágio

6.1 Considerações Iniciais

Os resultados experimentais apresentados nesta seção referem-se ao funcionamento do IDUE sob gerenciamento de energia apresentado na seção 5.6. Primeiramente, com o objetivo de averiguar a operação básica do princípio de funcionamento, o IDUE é analisado em regime permanente. Em seguida, considerando-se a malha de controle exposta no item 5.6.4, a investigação do fornecimento constante de potência é realizada (considerando-se apenas uma fonte de energia), em função das dinâmicas associadas à carga, bem como à tensão de entrada. Posteriormente, a análise se orienta ao gerenciamento de energia, por meio da investigação dos resultados associados às possíveis perturbações no sistema de conversão CC-CA.

6.2 Apresentação dos Resultados

Especificado na tab. 6.1, o protótipo do IDUE desenvolvido no Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Uberlândia – MG é apresentado na fig. 6.1, onde visualizam-se os indutores das células de entrada, o dispositivo de processamento digital de sinais, os capacitores de entrada, módulos sensores de tensão\corrente de efeito *hall*, bem como de acionamento de Mosfets, e por último seu sistema de arrefecimento.

Tabela 6.1 - Dados do protótipo

Tensão de saída, $V_{O\ RMS} = 110V$
Potência de saída, $P_O = 1000\ W$
IDUE
Indutor $L1 = 400\mu H$, Core: 65-33-39
Indutor $L2 = 400\mu H$, Core: 65-33-39
Capacitor de saída $C = 40\ \mu F \pm 10\%$, 650 V_{AC} , 50..60Hz
Interruptores, IRFP264
Diodos, STTH200L04TV



Figura 6.1 – Protótipo do IDUE



A análise do gerenciamento de energia aplicado ao IDUE se dá em função das fontes de energia renováveis descritas na tab. 6.2.

Tabela 6.2 - Dados das Fontes de alimentação	
Ballard's Nexa Fuel Cell: PEMFC	
Potência Contínua de Saída:	1200W _{max}
Tensão de Operação:	22-50V _{DC}
Situação de potência nominal:	26V _{DC} /46A
Maxima ondulação de corrente à 120 Hz:	0,247 I _{INRMS}
Temperatura de operação:	3-30°C (37-86°F)
Capacitor de desacoplamento:	14 mF / 100V
Painel Fotovoltaico	
8 FV KD135SX-UPU - Kyocera	
4 strings de 2 paineis conectados em série	
Potência Máxima de saída: 1080W	
Tensão de operação pot nominal (tensão de circuito aberto): 65 V _{DC}	
Capacitor de Desacoplamento:	11 mF / 100V

A fig. 6.2 apresenta a situação em que o IDUE, conectado as duas fontes de entrada, opera sob condição de regime permanente em que a potência nominal do painel fotovoltaico atende à demanda da carga. Disponibilizado na fig. 6.3, na situação de regime permanente, a potência fornecida à carga, devida a irradiância abaixo da nominal, se dá através de uma pequena contribuição da célula a combustível, denotada pelo aumento da corrente do indutor da célula a combustível (I_{L1}), e redução da corrente do indutor do painel fotovoltaico (I_{L2}).

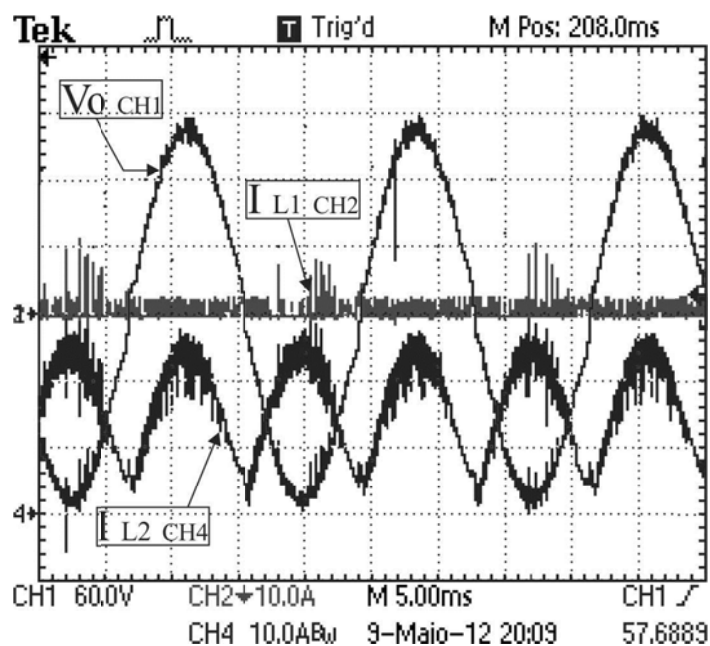


Figura 6. 2 - IDUE em regime permanente sob condição nominal de irradiância solar.

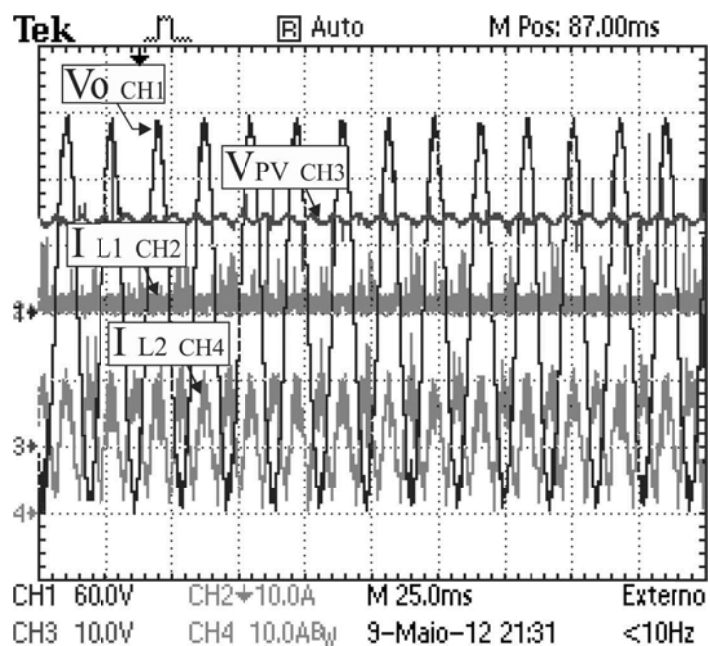


Figura 6. 3 - IDUE em regime permanente sob condição de irradiância solar pouco abaixo da nominal.

Em regime permanente a situação dada pelo aumento de carga nominal é mostrada na fig. 6.4. Considerando-se a sobrecarga, a tensão de saída é mantida em seu valor eficaz graças à contribuição de energia da célula a combustível, oferecida através da corrente I_{L1} imposta ao indutor associado.

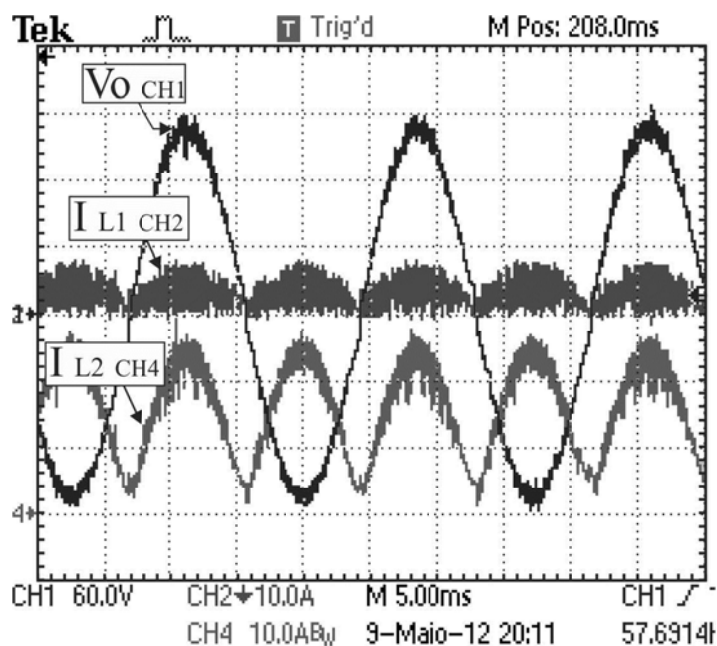


Figura 6. 4 – Regime permanente: carga nominal excedida

Com a irradiância solar nula, os resultados presentes nas figuras 6.5 (a) e (b) referem-se ao fornecimento integral de energia, oferecido através da imposição de I_{L1} a partir do sistema baseado em hidrogênio. Observando-se a tensão de entrada dada por V_{CC} , uma pequena redução de amplitude se apresenta ao aumento de potência solicitada que se deve ao efeito da queda tensão intrínseca da célula a combustível.

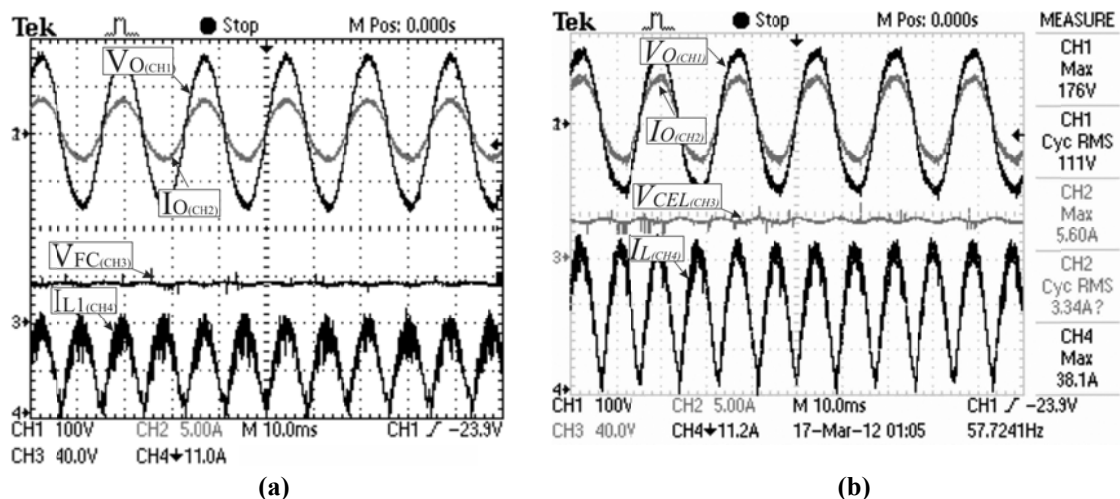


Figura 6. 5 - (a) Carga de 250W, (b) Carga de 360W

As figuras 6.6 (a) e (b) apresentam os resultados referentes ao funcionamento do IDUE sujeito a cargas indutivas de diferentes fatores de potência. De acordo com a fig. 6.6 (b), considerando-se o fator de potência de 0,46 atrasado, o fornecimento de potência ca é satisfeito, entretanto a corrente associada ao indutor principal apresenta uma distorção caracterizada pela amplificação. Tendo em vista o período delimitado acerca da inversão do semiciclo de tensão de saída, representado pelo fator de potência, o circuito de comutação representado pela descarga de energia do indutor principal é constituído da fonte de corrente da carga. Por causar elevação de potencial ao capacitor em paralelo, a energia oferecida pela carga indutiva aciona o controle de tensão, que faz com que a corrente do indutor principal se eleve através da transferência de energia do capacitor.

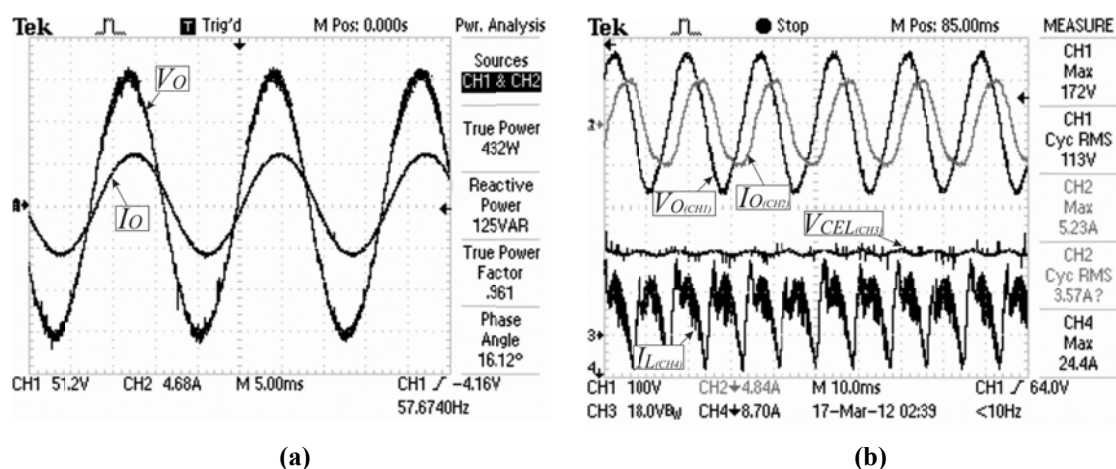


Figura 6. 6 - (a) fator de potência de saída: 0,95, (b) Fator de potência de saída: 0,46

Comparando-se as fig. 6.7 (a) e (b), nota-se que a redução de DHT (Distorção Harmônica de Tensão) foi obtida a partir do controle tensão por histerese utilizando-se apenas um filtro capacitivo de alta frequência. Sendo o controle de tensão desativado, os resultados da fig. 6.7 (b) referem-se apenas à atuação do controle de ciclo, onde o DHT relacionado se deve ao aspecto da energia disponível no indutor principal.

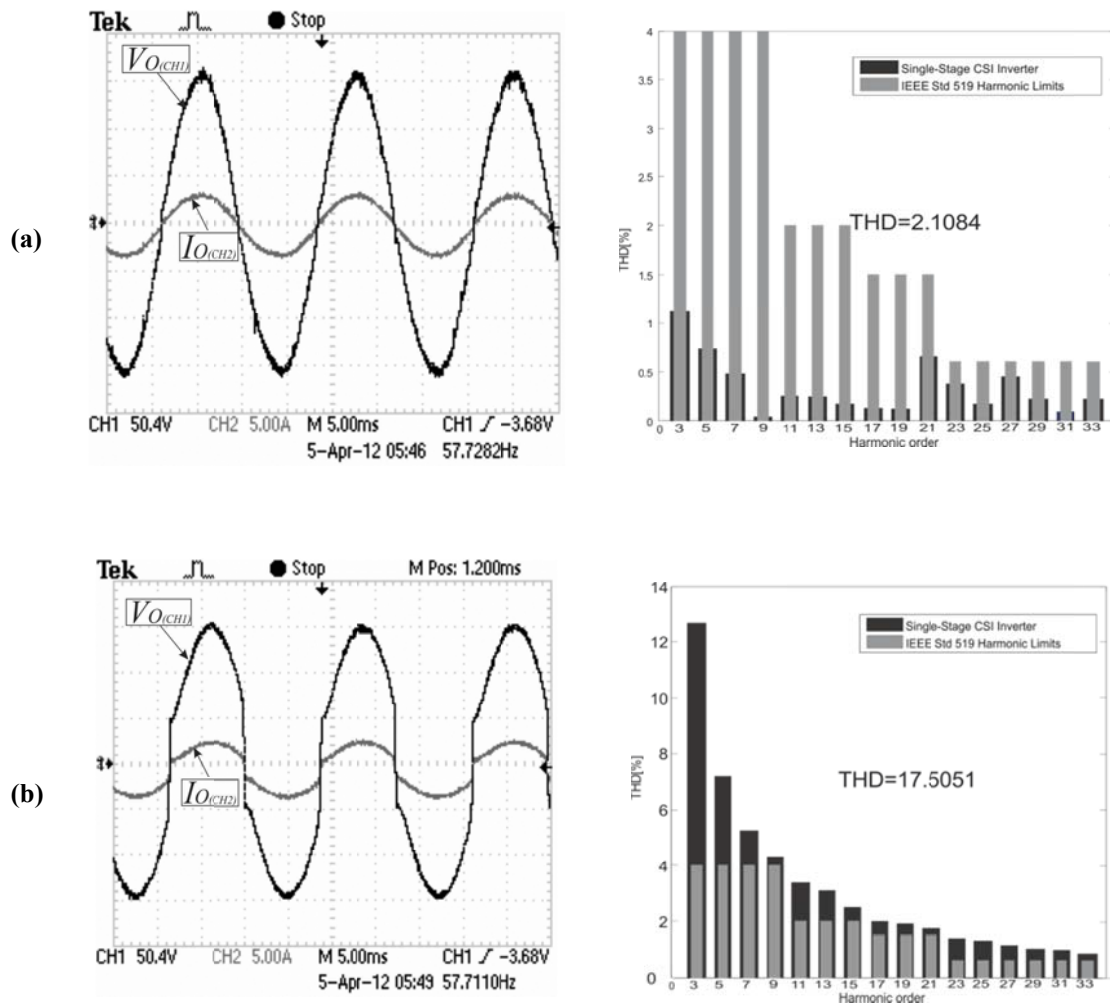


Figura 6. 7 – Tensão/corrente de saída e taxa de distorção harmônica:
(a) controle de tensão ativado;
(b) controle de tensão desativado.

A partir das próximas figuras, os resultados mostrados a seguir referem-se ao funcionamento dinâmico do IDUE sujeito a perturbações generalizadas. A primeira situação, mostrada na fig 6.7, apresenta o resultado de operação do conversor, com apenas uma entrada de energia, submetido ao degrau negativo de tensão de entrada. Como resultado, observa-se que a tensão de saída permanece inalterada por consequência do controle aplicado à imposição de corrente do indutor. Caracterizada

pela ação contrária do *feedforward*, a atuação é devido a malha de controle descrita no item 5.6.4, como consequência da manutenção da potência ca oferecida à carga.

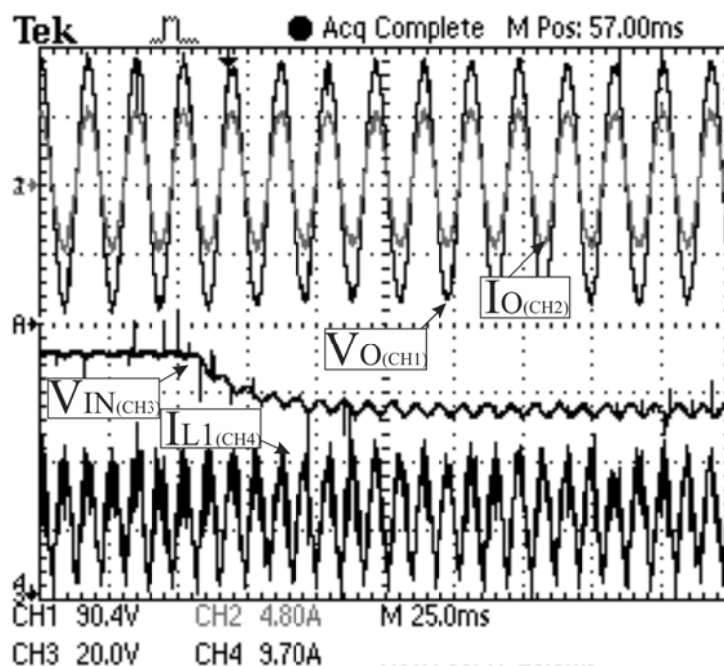
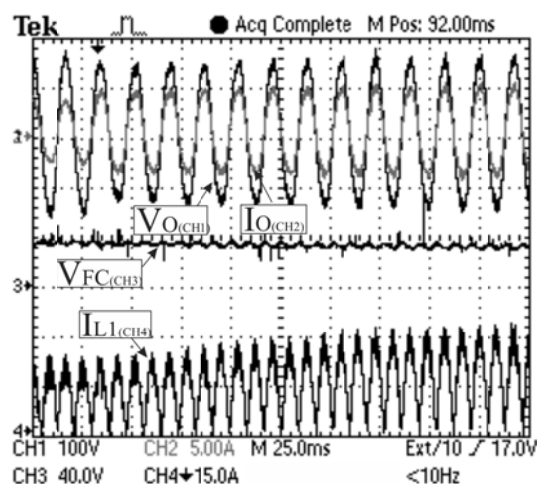
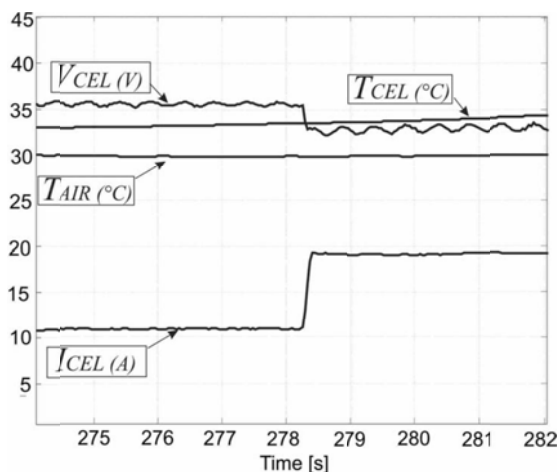


Figura 6. 8 – IDUE com apenas uma entrada de energia submetido ao degrau negativo da tensão de entrada.

De acordo com os resultados mostrados na fig. 6.8, o comportamento do controle caracterizado pela elevação de amplitude imposta à corrente do indutor está relacionado à redução da potência fornecida à carga. Neste contexto, segue-se a apresentação dos resultados acerca do teste de aumento em degrau de 50% da potência solicitada pela carga. A fig. 6.9 (a) mostra o regime permanente após a ocorrência da mudança de carga, denotada pela variação na amplitude de corrente de carga. Os gráficos da fig. 6.9 (b), que se referem às medições disponibilizadas pelo software da célula a combustível, apresentam importantes efeitos realizados pelo capacitor de desacoplamento evidenciado pela tensão e corrente constantes.



(a)



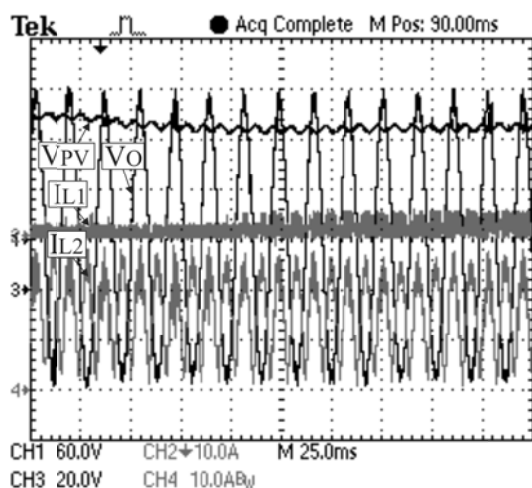
(b)

Figura 6.9 - IDUE aplicado à célula a combustível sob degrau de carga de 50%:

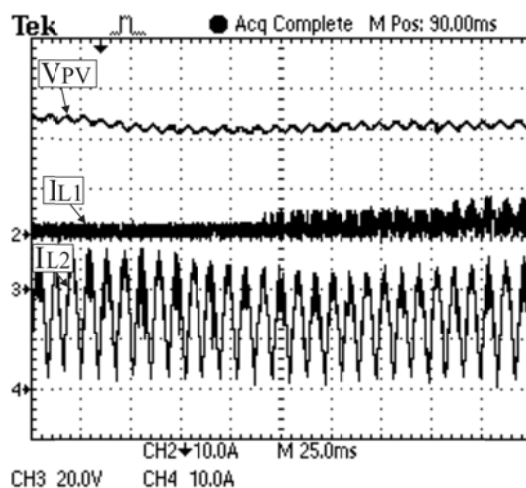
(a) Transitório

(b) Dados obtidos do software integrado à célula a combustível

Os resultados a seguir, mostrados nas figuras 6.10 e 6.11, representam a atuação do IDUE a partir das duas fontes de entrada (painel fotovoltaico e célula a combustível), sob ação de um degrau de sobrecarga de 50%. O primeiro item a se avaliar refere-se à manutenção da tensão senoidal de forma constante. O segundo item refere-se à variação de tensão consequente na entrada do painel fotovoltaico.



(a)



(b)

Figura 6.10 – IDUE sob ação do gerenciamento de energia mediante ao degrau de sobrecarga de 50%: (a) Visão generalizada; (b) Destaque para imposição de correntes e tensão no painel fotovoltaico.

Considerando-se a malha de controle ininterrupto de energia, condicionada pela ação da célula de entrada de retaguarda (seção 5.6.4), observa-se através das figuras, que a tensão de saída é mantida constante, graças à conseqüente elevação de amplitude da corrente (I_{L1}) imposta ao indutor associado. Durante o tempo de resposta em regime permanente do controle de I_{L1} mencionado, a elevação de potência de carga, faz com que a energia do capacitor de desacoplamento do painel fotovoltaico seja drenada rapidamente nas etapas de descarga do mesmo, incorrendo no transitório de tensão observado. Tão logo a contribuição da célula de retaguarda se estabiliza, o controle RPMP ajusta-se ao ponto de operação anterior, em que a máxima potência era extraída, fato evidenciado pela observação da tensão e corrente nos dois períodos intercalados pelo transitório.

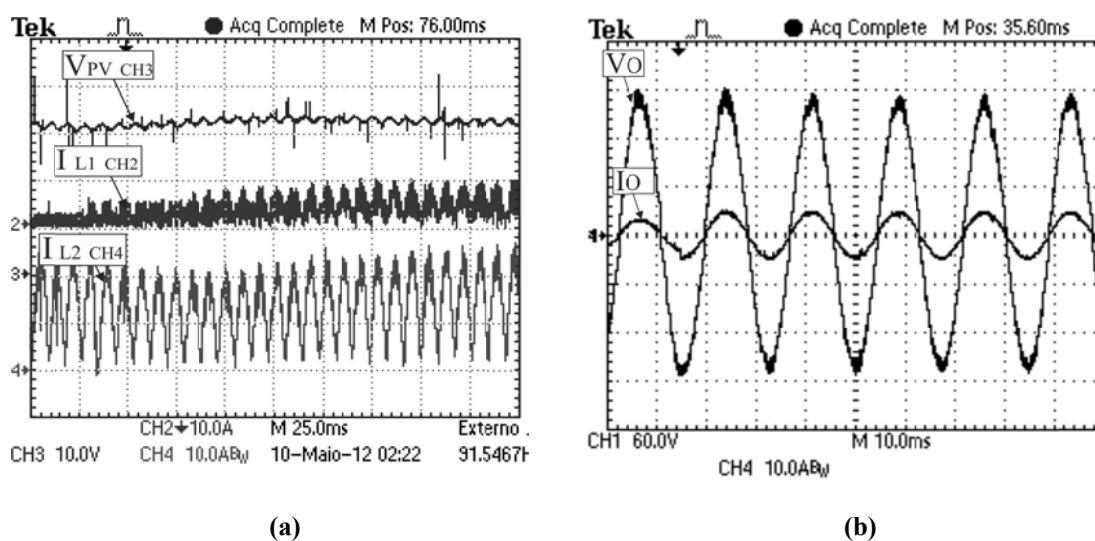


Figura 6.11– IDUE sob ação do gerenciamento de energia mediante ao degrau de sobrecarga de 50%: (a) Destaque para o transitório de ajuste de RPMP; (b) Destaque para potência de saída

Os resultados apresentados nas figuras 6.12, (a), (b), e (c), referem-se ao gerenciamento de energia dado em função da retirada de parte do conjunto de células fotovoltaicas equivalente a 700W. Considerando-se a malha de controle ininterrupto de energia, condicionada pela ação da célula de entrada de retaguarda (seção 5.6.4), observa-se através das figuras 6.12 (a) e (b), que a tensão de saída é mantida constante,

graças à conseqüente elevação de amplitude da corrente (I_{L1}) imposta ao indutor associado. Conforme descrito anteriormente, o RPMP se estabiliza tão logo o regime transitório referente à extração de potência da célula a combustível se encerre. A partir da fig. 6.12 (c) é possível analisar a tensão de saída no exato instante da retirada de potência solar fotovoltaica, denotada pela corrente (invertida por questões relacionadas ao gatilho da ocorrência) extraída do conjunto de células fotovoltaicas associadas.

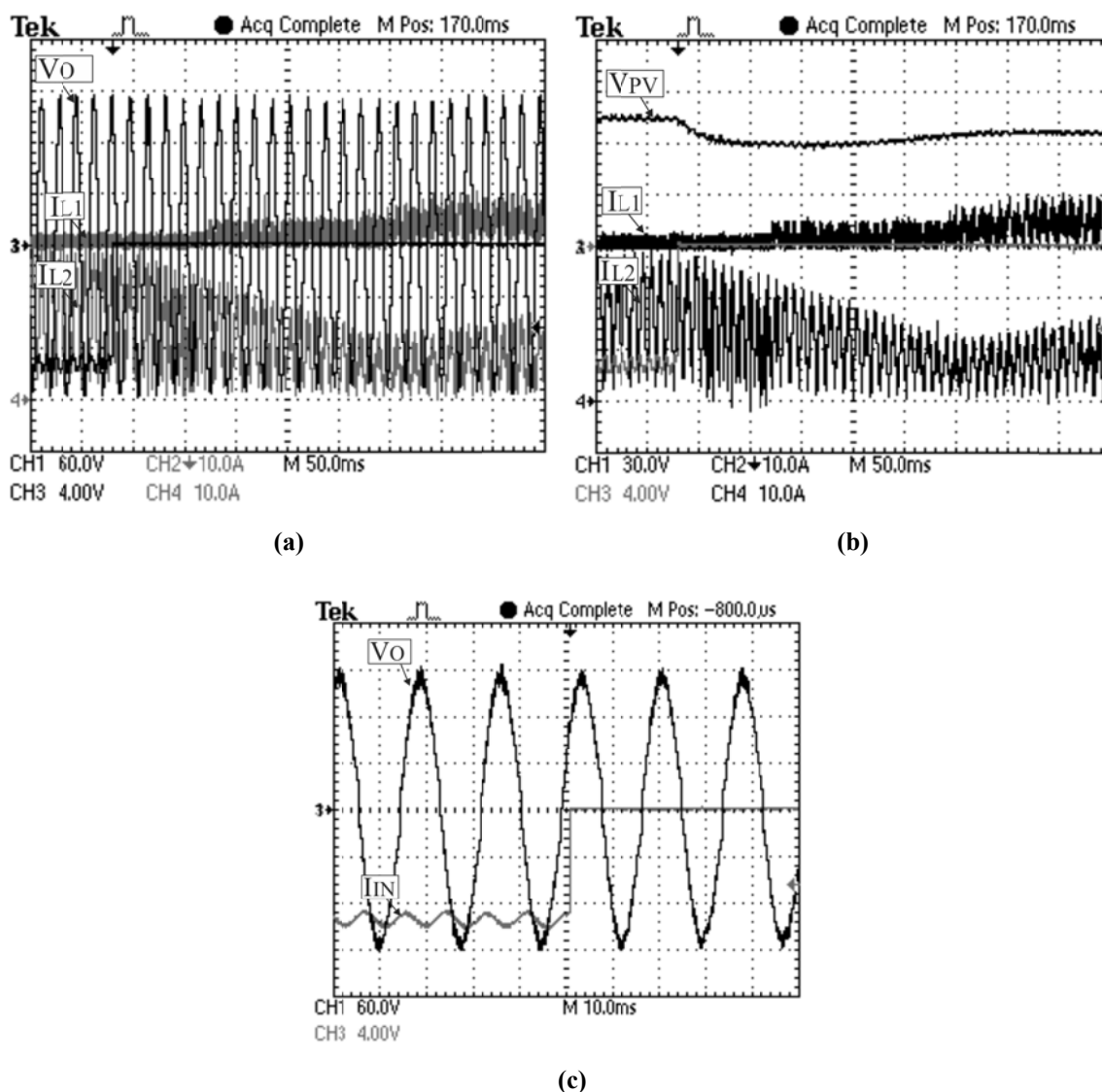


Figura 6. 11 – IDUE sob degrau negativo de 700W de potência solar fotovoltaica:
 (a) Visão generalizada; (b) Detalhe para ação de controle; (c) Detalhe da tensão de saída na ocorrência do degrau.

Considerando-se a situação anterior, em que parte da potência fotovoltaica é restringida, mostrado na fig. 6.13, o resultado exposto refere-se à desconexão completa

do sistema fotovoltaico, em que a potência total dada ao IDUE é instantaneamente anulada. De acordo com a resposta dinâmica do sistema ininterrupto de energia, condicionada as restrições da célula a combustível (*starvation*), o controle à ocorrência não é suficientemente rápido e acarreta consequente distorção da tensão de saída, dada pelo período de um ciclo. Entretanto, esta situação é muito particular e caracteriza uma situação de falha do painel fotovoltaico. Tendo em vista a dinâmica lenta das oscilações da irradiância, esta é uma situação hipotética sob condições normais de funcionamento.

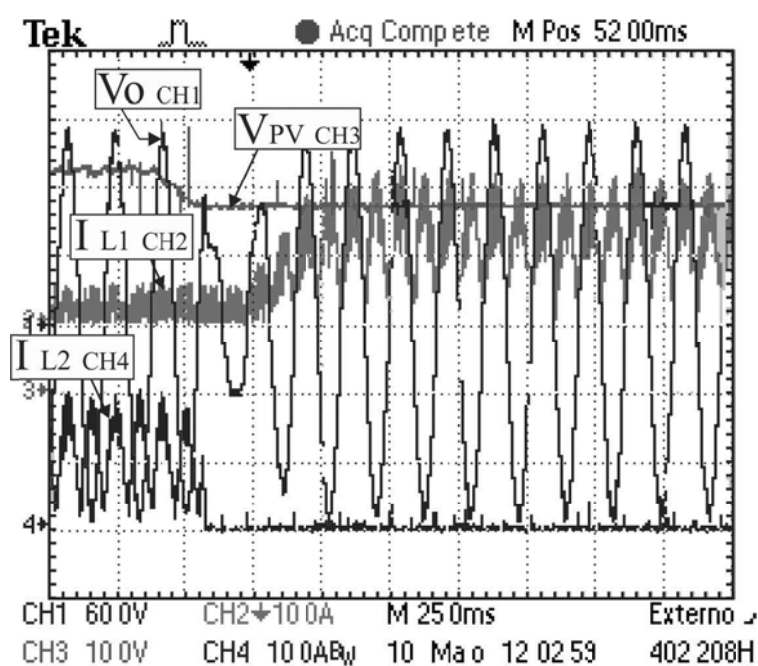
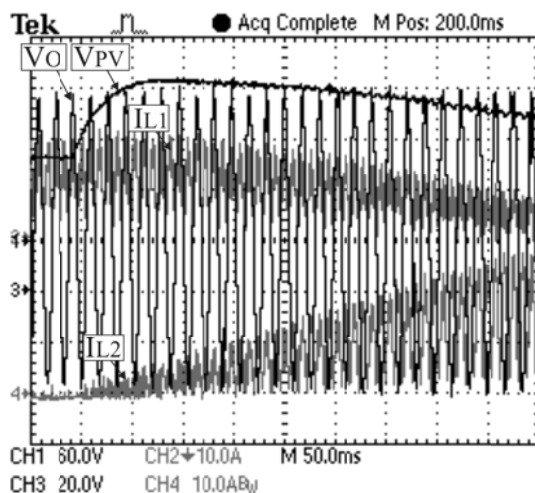
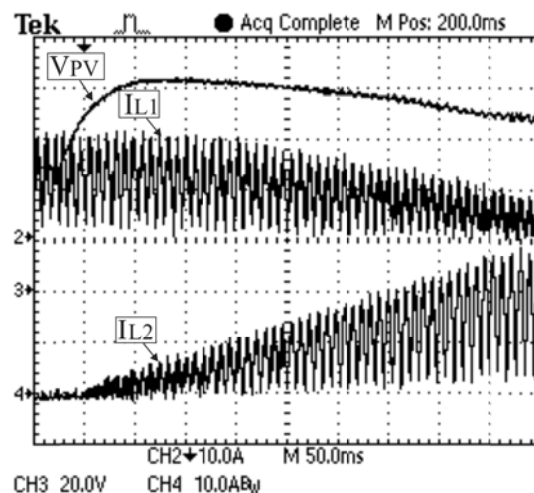


Figura 6. 12 - Desligamento do sistema fotovoltaico

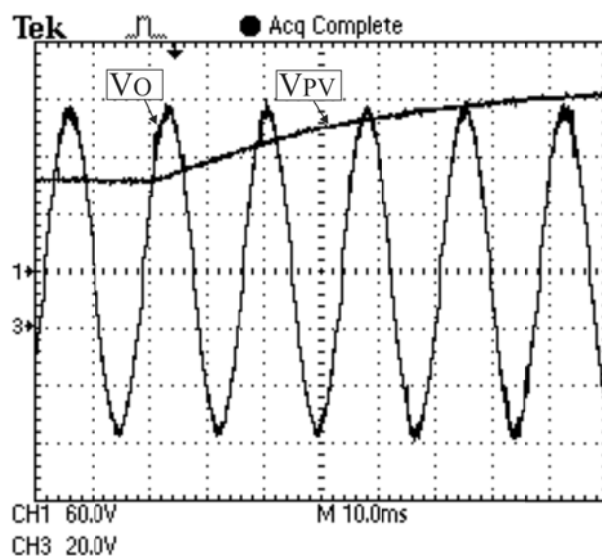
Os resultados associados às figuras a seguir referem-se à situação complementar à anterior em que o IDUE, ao processar potência nominal proveniente apenas da célula a combustível, percebe a conexão do painel fotovoltaico. De acordo com o gerenciamento de energia proposto, observa-se que o controle ininterrupto de energia atua de forma a reduzir a corrente imposta ao indutor associado à célula a combustível, à medida que o RPMP estabelece o ponto de operação.



(a)



(b)



(c)

Figura 6. 13 - Degrau total positivo de irradiância solar: (a), (b) e (c)

6.3 Considerações finais

Na averiguação do protótipo do IDUE, dois momentos podem ser considerados. O primeiro, refere-se ao funcionamento básico do conversor, quando a imposição das correntes nos indutores de cada célula de entrada, bem como da tensão de saída, associada ao capacitor de filtro, são analisadas. Com foco no assunto principal da pesquisa desenvolvida, posteriormente, evidenciou-se o relacionamento das grandezas



associadas ao processamento de potência dado a duas fontes renováveis de energia por meio de uma estrutura de único estágio de geração ca ininterrupta.

Observando-se os resultados experimentais, conclui-se que a energia disponibilizada pelo indutor, dada através da circulação de corrente senoidal retificada em sua bobina, detém as características necessárias para a imposição de tensão senoidal de reduzido teor de distorção harmônica. Verificou-se que o princípio básico de operação se aplica as duas células de entrada de forma independente, habilitando a contribuição conjunta de potência à carga. Foi evidenciado ainda, que para cargas de fator de potência reduzido, o IDUE apresentou funcionamento estável, considerando-se determinada distorção da corrente no indutor.

Em decorrência dos dois controles implementados, foi possível observar que as correntes circulantes nas bobinas associadas às células de entrada agem em função do gerenciamento de energia, que tem por objetivo compensar a falta de energia solar fotovoltaica através da fonte de retaguarda. Conforme observado, a filosofia de gerenciamento é satisfeita, tendo em vista as situações associadas à geração ininterrupta de energia por meio de uma fonte intermitente.

Conclusão Geral

Como objetivo final desta pesquisa, a concepção de um sistema de geração ininterrupta de corrente alternada foi proposta a partir de uma estrutura de único estágio de processamento de potência. Baseando-se na imposição de variáveis, duas malhas de controle, associadas às respectivas células de entrada descritas, compostas pelos indutores principais, permitem que o gerenciamento de energia seja aplicado a duas fontes de entrada independentes. Sendo assim, considerando-se a técnica de RPMP e o controle da tensão eficaz de saída realizado por uma célula a combustível, permite-se que, em condição climática favorável, a utilização do recurso solar fotovoltaico seja priorizada em relação ao uso de hidrogênio.

O conteúdo presente na tese refere-se a seis grandes temas, de acordo com o fluxo descritivo disponibilizados nos capítulos, considerando os seguintes aspectos: a contextualização no âmbito dos SDGER; a investigação das topologias e estratégias de gerenciamento de energia existentes; a concepção da proposta, baseando-se no desenvolvimento teórico e matemático do IDUE a partir do IUE; e a sua validação experimental.

Em relação à concepção da estrutura, uma forma de modelagem matemática por espaço de estados, disponibilizada no capítulo três, expõe a análise teórica, que ilustra, em função dos circuitos de comutação, a técnica de histerese, aplicada como modo de controle de corrente através dos indutores responsáveis pelo processamento de potência. A validação do modelo teórico, onde a histerese é descrita, é corroborada pelo auxílio e aplicação das relações entre as grandezas desenvolvidas nos capítulos quatro e cinco.

Utilizadas no capítulo três, as principais relações entre as grandezas de controle são desenvolvidas no capítulo seguinte, que são fundamentadas no modelo de espaço de



estados médio baseando-se nas etapas de carga e descarga de energia do indutor associado à célula de entrada. De posse de um modelo cc representativo do conversor cc-ca, a partir dos resultados acerca do ponto de operação analisado, evidenciam-se as mesmas relações descritas na modelagem matemática do capítulo três, referidas através de valores instantâneos. Como conclusão, conforme a técnica descrita no capítulo, a perturbação de pequenos sinais dá origem às funções de transferência de controle dinâmico, utilizadas para composição do princípio de operação do gerenciamento de energia que é descrito no capítulo seguinte.

Destinado à concepção final e execução do IDUE, o capítulo cinco desenvolve-se por meio da aplicação prática, onde são convalidadas as relações descritas nos capítulos anteriores, observando-se o dimensionamento dos principais elementos do circuito. No mesmo capítulo, a partir dos mecanismos descritos pelas duas malhas de controle associadas a cada célula de entrada a concepção do gerenciamento de energia é obtida.

Como parte final do trabalho, de acordo com a descrição de projeto realizada no capítulo cinco, a análise do IDUE é realizada a partir de um protótipo experimental. As observações referem-se primeiramente ao funcionamento em regime permanente e posteriormente ao regime sob o gerenciamento de energia, onde se evidenciam, conforme descrito pela tese, o princípio de funcionamento básico do conversor CC-CA e o comportamento das grandezas associadas ao fornecimento de energia ininterrupta a uma carga isolada.

Publicações

Produções associadas à pesquisa

- ***Publicações em Periódicos Internacionais***

- [1] Garcia, L.S.; Buiatti, G.M.; de Freitas, L.C.; Coelho, E.AA; Farias, V.J.; Gomes de Freitas, L.C., "Dual Transformerless Single-Stage Current Source Inverter With Energy Management Control Strategy," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.10, pp.4644,4656, Oct. 2013
- [2] Garcia, L.S.; de Freitas, L.C.; Buiatti, G.M.; Coelho, E.AA; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., "Evaluation of a single-stage current source inverter with high-voltage gain supplied by a polymer electrolyte membrane fuel cell," *Power Electronics, IET* , vol.5, no.9, pp.1834,1846, November 2012

- ***Publicações em Periódicos Nacionais***

- [1] Garcia L. S.; de Freitas, L.C.; Vieira J. B. Jr.; Coelho, E. A. A.; Farias V. J.; Luiz C. G. Freitas, "Single-Stage Current Source Inverter with Amplified Sinusoidal Output Voltage: Analysis, Simulation and Experimental Results", *SOBRAEP - Eletrônica de Potência*, v. 16, n. 3, p.222-232, jun/ago. 2011.

• ***Publicações em Congressos e conferências nacionais e internacionais***

- [1] Garcia, L.S.; de Freitas, L.C.; Junior, J.B.V.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., “Nova Estratégia de Controle Aplicada a um Inversor Fonte de Corrente de Único Estágio com Tensão de Saída Senoidal Amplificada”, *XVIII Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2010*, Bonito, 2010.
- [2] Garcia, L.S.; Costa, N.M.A.; de Freitas, L.C.; Junior, J.B.V.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., "New control strategy applied to a CSI inverter with amplified sinusoidal output voltage: Analysis, simulation and experimental results," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE* , pp.2121,2126, 12-16 Sept. 2010
- [3] Garcia, L. S.; de Freitas L.C.; Avelar H. J.; Costa, N. M. A., Vieira Jr. J. B.; Coelho, E. A. A.; Farias, V. J.; Freitas, L. C. G.; “Single-Stage Fuel-Cell Inverter with New Control Strategy”, *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) IEEE*, 2010, PP. 1-6, 2010.
- [4] Costa, N.M.A.; Garcia, L.S.; de Freitas, L.C.; Junior, J.B.V.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., "Novel proposal of multilevel inverter using Buck EIE converter," *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.3224,3229, 4-7 July 2010
- [5] Garcia, L.S.; de Freitas, L.C.; Buiatti, G.M.; Coelho, E.A.A.; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., "Modeling and control of a single-stage current source inverter with amplified sinusoidal output voltage," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE* , vol., no., pp.2024,2031, 5-9 Feb. 2012

- [6] Melo, F. C.; Garcia, L. S.; Borges, F. A.; Buiatti, Gustavo M.; de Freitas, L.C.; Coelho, E.A.A.; Freitas, L.C.G.; “Nova Topologia de Inversor de Único Estágio com Elevado Ganho de Tensão para Sistemas Baseados em Fontes Alternativas de Energia”, *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON 2012)*, Fortaleza, 2012.
- [7] Melo, F. C.; Garcia, L. S.; Buiatti, G. M.; de Freitas, Luiz C.; Coelho, Ernane A.A.; Farias, Valdeir J.; Freitas, Luiz C.G., "Novel transformeless single-stage 4-switches Buck-Boost Inverter,"*Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE* , vol., no., pp.2811,2816, 17-21 March 2013
- [8] Melo, F. C.; Garcia, L. S.; de Freitas, Luiz C.; Coelho, Ernane A.A.; Farias, Valdeir J.; Freitas, Luiz C.G.; “Transformless Microinverter for PV Systems”, *28th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, pp. 2902 – 2907, Paris, 2013.

Premiações Internacionais

- ***EU PVSEC Student Awards Winners -Paris França – 2013 – “as the most outstanding student research work in the field of “Components for PV Systems”.***

- [1] Melo, F. C.; Garcia, L. S.; de Freitas, Luiz C.; Coelho, Ernane A.A.; Farias, Valdeir J.; Freitas, Luiz C.G.; “Transformless Microinverter for PV Systems”, *28th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, pp. 2902 – 2907, Paris, 2013.

Referências Bibliográficas

- [1] Renewables 2014 Global Status Report
- [2] Agência Nacional de Energia Elétrica
- [3] Steimer, P.K., "Power electronics, a key technology for future more electrical energy systems," *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE* , vol., no., pp.1161,1165, 20-24 Sept. 2009
- [4] Lyons, J.P.; Vlatkovic, V., "Power electronics and alternative energy generation," *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual* , vol.1, no., pp.16,21 Vol.1, 20-25 June 2004
- [5] Soares, Tiago Leonel Almeida. Sistemas de Produção de Eletricidade Descentralizada Baseados em Energia Renovável. Porto: FEUP, 2009. 96 p. Dissertação (Mestrado) – Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Major Energia. Faculdade de Engenharia da Unversidade do Porto, Porto, 2009
- [6] Kjaer, S.B.; Pedersen, J.K.; Blaabjerg, F., "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,"*Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.41, no.5, pp.1292,1306, Sept.-Oct. 2005
- [7] Yaosuo Xue; Liuchen Chang; Sren Baekhj Kjaer; Bordonau, J.; Shimizu, T., "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.19, no.5, pp.1305,1314, Sept. 2004

- [8] Chomsuwan, K.; Prisuwana, P.; Monyakul, V., "Photovoltaic grid-connected inverter using two-switch buck-boost converter," *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE* , vol., no., pp.1527,1530, 19-24 May 2002

- [9] Urakabe, T.; Fujiwara, K.; Kawakami, T.; Nishio, N., "High efficiency power conditioner for photovoltaic power generation system," *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International* , vol., no., pp.3236,3240, 21-24 June 2010

- [10] Boonyaroonate, I; Mori, S., "A compact DC/AC inverter for automotive application," *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on* , vol.5, no., pp.V-829,V-832 vol.5, 2002

- [11] Holmes, D.G.; Atmur, P.; Beckett, C.C.; Bull, M.P.; Kong, W.Y.; Luo, W.J.; Ng, D.K.C.; Sachchithananthan, N.; Su, P.W.; Ware, D.P.; Wrzos, P., "An Innovative, Efficient Current-Fed Push-Pull Grid Connectable Inverter for Distributed Generation Systems," *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE* , vol., no., pp.1,7, 18-22 June 2006

- [12] Sheng-Yuan Ou; Ho-Pu Hsiao, "Analysis and Design of a Novel Single-Stage Switching Power Supply With Half-Bridge Topology," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.26, no.11, pp.3230,3241, Nov. 2011

- [13] Chomsuwan, K.; Prisuwana, P.; Monyakul, V., "Photovoltaic grid-connected inverter using two-switch buck-boost converter," *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE* , vol., no., pp.1527,1530, 19-24 May 2002



- [14] Martins, D.C.; Demonti, R.; Barbi, I, "Usage of the solar energy from the photovoltaic panels for the generation of electrical energy," *Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International* , vol., no., pp.,344 pp., Jun 1999
- [15] Kasa, N.; Iida, T.; Iwamoto, Hideo, "An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system," *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE* , vol.1, no., pp.185,190 vol.1, 1999
- [16] Chien-Ming Wang, "A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE* , vol.1, no., pp.51,57 vol.1, 9-13 Feb. 2003
- [17] Masato Kusakawa, Hiroshi Nagayoshi, Koichi Kamisako, Kosuke Kurokawa, Further improvement of a transformerless, voltage-boosting inverter for AC modules, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Volume 67, Issues 1–4, March 2001, Pages 379-387
- [18] Sachin Jain, Vivek Agarwal, New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems, *Energy Conversion and Management*, Volume 48, Issue 2, February 2007, Pages 625-644, ISSN 0196-8904
- [19] Jain, S.; Agarwal, V., "A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.22, no.5, pp.1928,1940, Sept. 2007

- [20] Patel, H.; Agarwal, V., "MPPT Scheme for a PV-Fed Single-Phase Single-Stage Grid-Connected Inverter Operating in CCM With Only One Current Sensor," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.24, no.1, pp.256,263, March 2009
- [21] Prasad, B.S.; Jain, S.; Agarwal, V., "Universal Single-Stage Grid-Connected Inverter," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.23, no.1, pp.128,137, March 2008
- [22] Sanchis, P.; Ursua, A; Gubia, E.; Marroyo, L., "Design and experimental operation of a control strategy for the buck-boost DC-AC Inverter," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -* , vol.152, no.3, pp.660,668, 6 May 2005
- [23] Piazza, G.L.; Barbi, I, "New Step-Up/Step-Down DC-AC Converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.29, no.9, pp.4512,4520, Sept. 2014
- [24] Caceres, R.O.; Barbi, I, "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.14, no.1, pp.134,141, Jan 1999
- [25] Mo Wei; Chiang, AL.P.; Blaabjerg, F., "A new DC/AC boost transformerless converter in application of photovoltaic power generation," *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on* , vol., no., pp.813,817, 5-8 Dec. 2011
- [26] Kalaivani, B.; Chinnaiyan, V.K.; Jerome, J., "A novel control strategy for the boost DC - AC inverter," *Power Electronics, 2006. IICPE 2006. India International Conference on* , vol., no., pp.341,344, 19-21 Dec. 2006



- [27] Hirachi, K.; Tomokuni, Y., "A novel control strategy on single-phase PWM current source inverter incorporating pulse area modulation," *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997, Proceedings of the*, vol.1, no., pp.289,294 vol.1, 3-6 Aug 1997
- [28] Yu Fang; Xudong Ma, "A Novel PV Microinverter With Coupled Inductors and Double-Boost Topology," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.25, no.12, pp.3139,3147, Dec. 2010
- [29] Sanchis, P.; Ursua, A; Gubia, E.; Marroyo, L., "Design and experimental operation of a control strategy for the buck-boost DC-AC Inverter," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -* , vol.152, no.3, pp.660,668, 6 May 2005
- [30] Masato Kusakawa, Hiroshi Nagayoshi, Koichi Kamisako, Kosuke Kurokawa, Further improvement of a transformerless, voltage-boosting inverter for AC modules, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Volume 67, Issues 1–4, March 2001, Pages 379-387
- [31] Feel-Soon Kang; Cheul-U Kim; Sung-Jun Park; Han-Woong Park, "Interface circuit for photovoltaic system based on buck-boost current-source PWM inverter," *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]* , vol.4, no., pp.3257,3261 vol.4, 5-8 Nov. 2002
- [32] Ho, B.M.T.; Chung, H.S.-H.; Hui, S. Y R, "An integrated inverter with maximum power tracking for grid-connected PV systems," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE* , vol.3, no., pp.1559,1565 Vol.3, 2004

- [33] Martins, D. C.; Demonti, R.; Barbi, I.; "Static Conversion System for Treatment of the Solar Energy and Interconnection with the Mains Power Supply," Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 1999, Foz do Iguaçu. COBEP'99 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Foz do Iguaçu: SOBRAEP, 1999. v. 2. p. 335-340.
- [34] Kasa, N.; Iida, T.; Iwamoto, Hideo, "Maximum power point tracking with capacitor identifier for photovoltaic power system," *Power Electronics and Variable Speed Drives*, 2000. *Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475)* , vol., no., pp.130,135, 2000
- [35] Mohamed A. Eltawil, Zhengming Zhao, Grid-connected photovoltaic power systems: Technical and potential problems—A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 14, Issue 1, January 2010, Pages 112-129
- [36] Junior, L.G.; de Brito, M.A.G.; Sampaio, L.P.; Canesin, C.A, "Single stage converters for low power stand-alone and grid-connected PV systems," *Industrial Electronics (ISIE)*, 2011 *IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1112,1117, 27-30 June 2011
- [37] Junliang Han; Haibo Xu; Qinghua Song; Shaozhong Zheng, "Research and implementation of a single phase stand-alone photovoltaic inverter with parallel topology," *Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2011 *International Conference on* , vol., no., pp.1165,1168, 16-18 Sept. 2011
- [38] Zhiling Liao; Xinbo Ruan, "Control strategy of bi-directional DC/DC converter for a novel stand-alone photovoltaic power system," *Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008. *VPPC '08. IEEE* , vol., no., pp.1,6, 3-5 Sept. 2008

- [39] Zhiling Liao; Xinbo Ruan, "A novel power management control strategy for stand-alone photovoltaic power system," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International* , vol., no., pp.445,449, 17-20 May 2009

- [40] Hong Wang; Donglai Zhang, "The Stand-alone PV Generation System with Parallel Battery Charger," *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on* , vol., no., pp.4450,4453, 25-27 June 2010

- [41] Imhoff, J.; Pinheiro, J.R.; Russi, J.L.; Brum, D.; Gules, R.; Hey, H.L., "DC-DC converters in a multi-string configuration for stand-alone photovoltaic systems," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* , vol., no., pp.2806,2812, 15-19 June 2008

- [42] Glavin, M.E.; Chan, P.K.W.; Armstrong, S.; Hurley, W.G., "A stand-alone photovoltaic supercapacitor battery hybrid energy storage system," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th* , vol., no., pp.1688,1695, 1-3 Sept. 2008

- [43] Chiang, S. J.; Chang, K.T.; Yen, C. Y., "Residential photovoltaic energy storage system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.45, no.3, pp.385,394, Jun 1998

- [44] Azib, T.; Bethoux, O.; Remy, G.; Marchand, C., "Structure and control strategy for a parallel hybrid fuel cell/supercapacitors power source," *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE* , vol., no., pp.1858,1863, 7-10 Sept. 2009



- [45] Ke Jin; Xinbo Ruan; Mengxiong Yang; Min Xu, "Power management for hybrid fuel cell system," *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE* , vol., no., pp.504,509, 15-19 June 2008
- [46] Wei-Shih Liu; Jiann-Fuh Chen; Tsorng-Juu Liang; Ray-Lee Lin, "Multicascoded Sources for a High-Efficiency Fuel-Cell Hybrid Power System in High-Voltage Application," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.26, no.3, pp.931,942, March 2011
- [47] Ribeiro, E.; Marques Cardoso, AJ.; Boccaletti, C., "Fuel cell-supercapacitor system for telecommunications," *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, vol., no., pp.1,6, 19-21 April 2010
- [48] Agbossou, K.; Kelouwani, S.; Anouar, A; Kolhe, M., "Energy management of hydrogen-based stand-alone renewable energy system by using boost and buck converters," *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE* , vol.4, no., pp.2786,2793 vol.4, 3-7 Oct. 2004
- [49] Kellogg, W. D.; Nehrir, M.H.; Venkataramanan, G.; Gerez, V., "Generation unit sizing and cost analysis for stand-alone wind, photovoltaic, and hybrid wind/PV systems," *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.13, no.1, pp.70,75, Mar 1998
- [50] Chee Lim Nge; Midtgard, O.-M.; Norum, L., "Power management of grid-connected photovoltaic inverter with storage battery," *PowerTech, 2011 IEEE Trondheim* , vol., no., pp.1,6, 19-23 June 2011
- [51] Nakayama, H.; Hiraki, E.; Tanaka, T.; Koda, N.; Takahashi, N.; Noda, S., "Stand-alone photovoltaic generation system with combined storage



using lead battery and EDLC," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, vol., no., pp.1877,1883, 1-3 Sept. 2008

- [52] Rong-Jong Wai; Chung-You Lin; Bo-Han Chen, "High-Efficiency DC–DC Converter With Two Input Power Sources," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.4, pp.1862,1875, April 2012
- [53] Lagorse, J.; Giurgea, S.; Paire, D.; Cirrincione, M.; Simoes, M.G.; Miraoui, A, "Optimal Design Analysis of a Stand-Alone Photovoltaic Hybrid System," *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, vol., no., pp.1,7, 5-9 Oct. 2008
- [54] Xiong Liu; Peng Wang; Poh Chiang Loh; Blaabjerg, F.; Feng Gao, "A compact seven switches topology and reduced DC-link capacitor size for single-phase stand-alone PV system with hybrid energy storages," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, vol., no., pp.1920,1925, 6-11 March 2011
- [55] Pacheco, V.A; Freitas, L.C.; Vieira, J.B.; Coelho, E. A A; Farias, V.J., "Stand-alone photovoltaic energy storage system with maximum power point tracking," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol.1, no., pp.97,102 vol.1, 9-13 Feb. 2003
- [56] Gurkaynak, Y.; Khaligh, A, "Control and Power Management of a Grid Connected Residential Photovoltaic System with Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV) Load," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, vol., no., pp.2086,2091, 15-19 Feb. 2009

- [57] Sarhangzadeh, M.; Hosseini, S.H.; Sharifian, M. B B; Gharehpetian, G.B., "Multiinput Direct DC–AC Converter With High-Frequency Link for Clean Power-Generation Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.26, no.6, pp.1777,1789, June 2011
- [58] Ke Jin; Xinbo Ruan; Mengxiong Yang; Min Xu, "A Hybrid Fuel Cell Power System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.56, no.4, pp.1212,1222, April 2009
- [59] Garcia, L.S.; de Freitas, L.C.; Buiatti, G.M.; Coelho, E.AA; Farias, V.J.; Freitas, L.C.G., "Evaluation of a single-stage current source inverter with high-voltage gain supplied by a polymer electrolyte membrane fuel cell," *Power Electronics, IET* , vol.5, no.9, pp.1834,1846, November 2012
- [60] Vuthchhay, E.; Bunlaksananusorn, C., "Dynamic modeling of a Zeta converter with State-Space averaging technique," *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2008. ECTI-CON 2008. 5th International Conference on* , vol.2, no., pp.969,972, 14-17 May 2008
- [61] Rim, C.T.; Joung, G.B.; Cho, G.-H., "A state-space modeling of nonideal DC-DC converters," *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE* , vol., no., pp.943,950 vol.2, 11-14 April 1988
- [62] Jian Sun; Byungcho Choi, "Averaged Modeling and Switching Instability Prediction for Peak Current Control," *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th* , vol., no., pp.2764,2770, 16-16 June 2005

- [63] Ghadimi, A. A.; Rastegar, H.; Keyhani, A.; “Development of Average Model for Control of a Bridge PWM DC-DC Converter”, *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, 2007. vol. 4, n. 2, pp. 53, 60.
- [64] Yan Zhou; Bolin Wang, "A large signal dynamic model for buck-cascaded Buck-Boost converter in universal-input PFC applications," *Electrical Machines and Systems*, 2008. *ICEMS 2008. International Conference on* , vol., no., pp.4080,4085, 17-20 Oct. 2008
- [65] Lee, J. J.; Kazmeiriczuk, M. K.; “Effects of Load Changes on the Control-to-Output Transfer Function of a Buck-Boost Converter in CCM”, Wright State University, Dayton, How2Power Today, 2010.
- [66] Erickson, R. W.; “DC-DC Power Converters”, John Wiley & Sons, Inc., Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 2001.
- [67] Garcia, L.S.; Buiatti, G.M.; de Freitas, L.C.; Coelho, E.AA; Farias, V.J.; Gomes de Freitas, L.C., "Dual Transformerless Single-Stage Current Source Inverter With Energy Management Control Strategy,"*Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.28, no.10, pp.4644,4656, Oct. 2013
- [68] Robert Sheehan, “Understanding and Applying current-mode Control Theory”, Power Electronics Tchnology Exhibition and Conference, October 30 – November 1, 2007, Hilton Anatole, Dallas, TX
- [69] Wan, K. *Advanced Current-Mode Control Techniques for DC-DC Power Electronic Converters*, 2009, 104 f, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Missouri University of Science & Technology, Missouri, 2009.



- [70] Basso, C., “A Tutorial Introduction to Simulating Current Mode Power Stages”, Manuscript for PCIM, Sinard France, 1997.
- [71] Dixon, L., “Average Current Mode Control of Switching Power Supplies”, Unitrode Application Note, Texas Instruments, 1999.
- [72] Krein, P.T.; Balog, R.S., "Cost-Effective Hundred-Year Life for Single-Phase Inverters and Rectifiers in Solar and LED Lighting Applications Based on Minimum Capacitance Requirements and a Ripple Power Port," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE* , vol., no., pp.620,625, 15-19 Feb. 2009
- [73] Zhao, Z., *High Efficiency Single-Stage Grid-tied PV Inverter for Renewable Energy System*, 2012, 159 f, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2012.