



Universidade Federal de Ouro Preto – UFOP
Escola de Minas
Colegiado do curso de Engenharia de
Controle e Automação - CECAU



Yan Matheus de Toledo

Estudo Comparativo dos Conversores BUCK, CUK e SEPIC Para
Transferência de Energia Solar Utilizando Lógica Fuzzy

Monografia De Graduação em Engenharia de Controle e Automação

Ouro Preto, 2018

Yan Matheus de Toledo

Estudo Comparativo dos Conversores BUCK, CUK e SEPIC Para
Transferência de Energia Solar Utilizando Lógica Fuzzy

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia de Controle e Automação da Universidade Federal de Ouro Preto como requisito para a obtenção do Grau de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Vinícius Marinho Silva

Ouro Preto
Escola de Minas – UFOP
Dezembro/2018

T649e Toledo, Yan Matheus de .
Estudo Comparativo dos Conversores BUCK, CUK e SEPIC Para
Transferência de Energia Solar Utilizando Lógica Fuzzy [manuscrito] / Yan
Matheus de Toledo. - 2018.

105f.: il.: color; grafs; tabs; mapas.

Orientador: Prof. MSc. Vinícius Marinho Silva.

Monografia (Graduação). Universidade Federal de Ouro Preto. Escola de
Minas. Departamento de Engenharia de Controle e Automação e Técnicas
Fundamentais.

1. Controle Fuzzy. 2. Sistema Fotovoltaico. 3. BUCK. 4. CUK. 5. SEPIC. I.
Silva, Vinícius Marinho. II. Universidade Federal de Ouro Preto. III. Título.

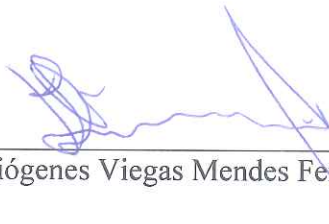
CDU: 681.5

Catálogo: ficha.sisbin@ufop.edu.br

Monografia defendida e aprovada, em 27 de novembro de 2018, pela comissão avaliadora constituída pelos professores:



Prof. Vinícius Marinho Silva - Orientador



Prof. M. Sc. Diógenes Viegas Mendes Ferreira – Professor Convidado



Prof. Dr. Paulo Marcos de Barros Monteiro – Professor Convidado

R E S U M O

Com a crescente demanda energética e a popularização de energias renováveis, a tecnologia fotovoltaica vem se tornando popular devido a sua simples instalação, flexibilidade e gigantesca disponibilidade da fonte geradora, em que, associado aos controladores de tensão inteligentes tem se tornado uma das mais favoráveis alternativas de produção de energia limpa para um futuro próximo. Diante deste contexto, propõe-se um estudo comparativo entre os conversores estáticos Buck, Cuk, SEPIC utilizados como reguladores de tensão em um sistema fotovoltaico. Foram apresentadas as modelagens matemáticas detalhadas dos três conversores afim de identificar os valores adequados para os componentes ativos (resistores, capacitores e indutores) dos três tipos. Com estes valores, implementou-se os circuitos em malha aberta no software MATLAB/SIMULINK com o intuito de realizar a coleta de dados para a construção do controlador Fuzzy e, posteriormente, a execução dos testes em malha fechada. Os resultados obtidos nos testes em malha fechada demonstraram que o método de controle Fuzzy é eficaz e apresenta baixas taxas de erro para os três casos analisados. Sendo assim, o método de controle Fuzzy é uma excelente ferramenta para manter uma saída constante de tensão na carga, independente das condições climáticas impostas ao painel solar.

Palavras Chave: Controle Fuzzy, BUCK, CUK, SEPIC, MOSFET, Sistema Fotovoltaico.

ABSTRACT

With the increasing demand for energy and the popularization of renewable energies, photovoltaic technology has become popular due to its simple installation, flexibility and gigantic availability of the generating source, in which, together with intelligent voltage controllers, making it one of the most favorable clean energy alternatives for the near future. In this context, a comparative study is proposed between the static converters Buck, Cuk, SEPIC used as voltage regulators in a photovoltaic system. Detailed mathematical modeling of the three converters was presented in order to identify the appropriate values for the active components (resistors, capacitors and inductors) of the three types. With these values, the open-loop circuits were implemented in the MATLAB / SIMULINK software in order to perform the data collection for the construction of the Fuzzy controller and, later, the execution of the tests in closed loop. The results obtained in the closed-loop tests showed that the Fuzzy control method is effective and presents low error rates for the three cases analyzed. As such, the Fuzzy control method is an excellent tool to maintain a constant voltage output on the load, regardless of the climatic conditions imposed on the solar panel.

Key Words: Fuzzy Control, BUCK, CUK, SEPIC, MOSFET, Photovoltaic System.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Radiação média anual no Brasil	23
Figura 2.2 - Radiação média anual da Europa	23
Figura 2.3 - (a) Dopagem com boro (elemento trivalente), substrato com falta de elétrons - tipo p; (b) dopagem com Fósforo (elemento pentavalente), substrato com excesso de elétrons - tipo n.	25
Figura 2.4 - Junção PN	25
Figura 2.5 - Célula de silício Monocristalino	26
Figura 2.6 - Célula de silício Policristalino	27
Figura 2.7 - Célula de silício Amorfo.....	28
Figura 2.8 - Módulo com células conectadas em paralelo.....	28
Figura 2.9 - Módulo com células conectadas em série	29
Figura 2.10 - Uma possibilidade de ligação do diodo by-pass entre as células	29
Figura 2.11 - Efeito causado pela variação da irradiância solar sobre a curva característica I-V para um módulo fotovoltaico de 36 células de silício cristalino (c-Si) a 25°C.....	30
Figura 2.12 - Efeito causado pela variação de temperatura das células sobre a curva característica I-V para um módulo de 36 células de silício cristalino (c-Si) sob irradiância de 1000 W/m ²	31
Figura 2.13 - Símbolo do transistor (a) PNP e (b) NPN.....	32
Figura 2.14 - Ilustração de um conversor CC-CC utilizando um transistor como uma chave comutadora.....	33
Figura 2.15 - Tensão da saída do circuito mediante a comutação da chave.....	33
Figura 2.16 - MOSFET tipo depleção de canal N	34
Figura 2.17 - MOSFET do tipo depleção de canal N com uma tensão VDD aplicada e VGS igual a zero.....	35

Figura 2.18 - Curva características de dreno e curva de transferência para um MOSFET do tipo depleção de canal N.....	36
Figura 2.19 - MOSFET do tipo depleção de canal P	36
Figura 2.20 - Curva características de dreno e curva de transferência para um MOSFET do tipo depleção de canal P	37
Figura 2.21 - MOSFET intensificação de canal N.....	38
Figura 2.22 - Curva característica de transferência e curvas características de dreno para um MOSFET do tipo intensificação do tipo N.....	39
Figura 2.23 - Junção de figuras demonstrando a construção básica de um MOSFET do tipo intensificação de canal P (a), curva característica de transferência (b) e as curvas características de dreno (c).....	40
Figura 2.24 - Curvas características de saída do MOSFET.....	41
Figura 2.25 - Representação da eletrônica de potência.....	42
Figura 2.26 - Esquemático das principais funções dos controladores de potência enfatizando o conversor CC-CC.....	43
Figura 2.27 - Tensão em um indutor real.....	44
Figura 2.28 - Esquemático de um Conversor Abaixador de Tensão (BUCK)	45
Figura 2.29 - Principais formas de ondas para um conversor BUCK operando em operação contínua.....	46
Figura 2.30 - Circuito equivalente do BUCK para o interruptor fechado	46
Figura 2.31 - respectivamente: tensão na bobina, corrente da bobina e corrente do condensador de um conversor BUCK	47
Figura 2.32 - Respectivamente, corrente do condensador e ondulação de tensão do condensador	51
Figura 2.33 - a) esquemático do circuito. b) circuito com chave fechada. c) circuito com chave aberta	53

Figura 2.34 - Principais formas de ondas de um conversor CUK.....	54
Figura 2.35 - Esquemático de um conversor SEPIC de uma saída.....	57
Figura 2.36 - Etapa 1 do funcionamento do conversor SEPIC em modo de condução contínua.....	58
Figura 2.37 - Etapa 2 do funcionamento do conversor SEPIC em modo de condução contínua.....	59
Figura 2.38 - Formas de ondas de um conversor SEPIC em modo de condução contínua.....	60
Figura 2.39 - Controlador Fuzzy representado por diagrama de blocos.....	67
Figura 2.40 - Sistemas de controle.....	68
Figura 2.41 - Funções de pertinência para a altura de um objeto qualquer.....	69
Figura 2.42 - Raciocínio Fuzzy.....	70
Figura 2.43 - Defuzzificação pelo método do centro de área.....	71
Figura 2.44 - Esquema de um Controlador Fuzzy.....	72
Figura 2.45 - Controlador FuzzyPI.....	73
Figura 2.46 - Respectivamente, método tradicional de controle FUZZY e método aplicado neste trabalho.....	74
Figura 3.1 - Circuito BUCK em malha aberta.....	78
Figura 3.2 - Circuito CUK em malha aberta.....	79
Figura 3.3 - Circuito SEPIC em malha aberta.....	80
Figura 3.4 - Controlador.....	82
Figura 3.5 - Método de Fuzzyficação.....	82
Figura 3.6 - Circuito em malha fechada (BUCK).....	83
Figura 3.7 - Funções de pertinência para o conversor BUCK.....	83
Figura 3.8 - Saídas do controlador fuzzy para o conversor BUCK.....	84
Figura 3.9 - Regras de inferência utilizada no controle fuzzy do conversor BUCK.....	84
Figura 3.10 - Verificação das regras de inferência fuzzy no projeto do controlador BUCK.....	85

Figura 3.11 - Circuito em malha fechada (CUK)	85
Figura 3.12 - Funções de pertinência para o conversor CUK.....	86
Figura 3.13 - Saídas do controlador fuzzy para o conversor CUK.....	87
Figura 3.14 - Regras de inferência utilizada no controle fuzzy do conversor CUK.....	87
Figura 3.15 - Verificação das regras de inferência fuzzy no projeto do controlador CUK	88
Figura 3.16 - Circuito em malha fechada (SEPIC).....	88
Figura 3.17 - Funções de pertinência para o conversor SEPIC	89
Figura 3.18 - Saídas do controlador fuzzy para o conversor SEPIC.....	90
Figura 3.19 - Regras de inferência utilizada no controle fuzzy do conversor SEPIC	90
Figura 3.20 - Verificação das regras de inferência fuzzy no projeto do controlador SEPIC.....	91
Figura 4.1 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor BUCK no primeiro teste; b) Tensão fornecida pela placa.....	92
Figura 4.2 - Gráfico da corrente (Superior) e tensão (Inferior) referentes ao primeiro teste do MOSFET utilizado no conversor BUCK	93
Figura 4.3 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor CUK no primeiro teste; b) Tensão Fornecida pela placa	93
Figura 4.4 - Gráfico da corrente (Superior) e tensão (Inferior) referentes ao primeiro teste do MOSFET utilizado no chaveamento do conversor CUK	94
Figura 4.5 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor SEPIC no primeiro teste; b) Tensão fornecida pela placa.....	95
Figura 4.6 - Gráfico da corrente (Superior) e tensão (Inferior) referentes ao primeiro teste do MOSFET utilizado no chaveamento do conversor SEPIC	96
Figura 4.7 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor SEPIC no segundo teste; b) Tensão fornecida pela placa.....	97
Figura 4.8 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor CUK no segundo teste; b) Tensão fornecida pela placa.....	97

Figura 4.9 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor SEPIC no segundo teste; b) Tensão fornecida pela placa.....	98
Figura 4.10 - Resposta do conversor BUCK à alteração do set point	99
Figura 4.11 - Resposta do conversor CUK à alteração do set point.....	99
Figura 4.12 - Resposta do conversor SEPIC à alteração do set point	100

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Dados obtidos após simulação em malha aberta (BUCK).....	79
Tabela 3.2 - Dados obtidos após simulação em malha aberta (CUK)	80
Tabela 3.3 - Dados obtidos após simulação em malha aberta (SEPIC)	81
Tabela 4 - Tabela comparativa dos resultados obtidos	100

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analógico - Digital
AC-AC	Corrente Alternada para Corrente alternada
AC-CC	Corrente Alternada para Corrente Contínua
BJT	Transistor de Junção Bipolar
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
c-Si	Silício cristalino
D/A	Digital - Analógico
DCV	Tensão Descontínua do Capacitor
FIR	Resposta de Impulso Finito
GTO	Desligamento pelo Gate
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
InCond	Condutância Incremental
JFET	Transistor por Junção de Efeito de Campo
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Oxido
MPP	Ponto de Potência Máximo
MPPE	Ponto Máximo de Potência
MPPT	Acompanhamento do Ponto Máximo de Potência
PI	Proporcional Integral
PV	Fotovoltaico
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SEPIC	Conversor Indutor Primário de Extremidade Única
SiO ₂	Dióxido de Silício

LISTA DE SÍMBOLOS

Δi_L	Ondulação da Corrente na Indutância [A]
I_{C1}	Corrente no Capacitor 1 [A]
C_1	Capacitância 1 [F]
$I_{C_{md}}$	Corrente Média no Capacitor de Entrada [A]
$I_{D_{md}}$	Corrente Média de Dreno [A]
$I_{E_{md}}$	Corrente Média de Entrada [A]
$I_{L_{md}}$	Corrente Média no Indutor de Entrada [A]
I_C	Corrente do Condensador [A]
I_D	Corrente de Dreno [A]
I_G	Corrente da porta [A]
I_L	Corrente no Indutor [A]
I_{L1}	Corrente no Indutor 1 [A]
I_{L2}	Corrente no Indutor 2 [A]
I_{max}	Corrente Máxima [A]
I_{min}	Corrente Mínima [A]
L_{min}	Indutância Mínima [H]
P_0	Potencia de Saída [W]
P_S	Potência da Fonte [W]
T_S	Taxa de Amostragem
V_{C1}	Tensão no Capacitor 1 [V]
V_{GS}	Tensão Entre a Porta e a Fonte [V]
V_L	Tensão no Indutor [V]
V_{L1}	Tensão no Indutor 1 [V]
g_m	Transcondutância [S]
u_k	Ação de Controle no Estado Atual
u_{k-1}	Ação de Controle no Estado Anterior
ΔV_{C1}	Varição da Tensão no Capacitor 1 [V]
ΔI_E	Varição da Corrente de Entrada [A]
ΔI_{L2}	Varição da Corrente no Indutor 2 [A]
ΔV_C	Ondulação na Tensão do Capacitor de Entrada [V]
ΔV_{C0}	Ondulação na Tensão do Capacitor de Saída [V]
ΔQ	Varição de Carga [C]
Δu	Varição da Ação de Controle
C	Capacitancia [F]
E	Tensão de Entrada [V]
I_0	Corrente de Saída [A]
I_E	Corrente de Entrada [A]
I_S	Corrente na Chave [A]
L	Indutância [H]

L_E	Indutor de Entrada [H]
L_m	Indutor de Magnetização [H]
R_0	Carga [Ω]
V_{DS}	Tensão Entre o Dreno e a Fonte [V]
V_T	Tensão Limiar de Condução [V]
D	Ciclo de Trabalho
T	Periodo [s]
V_o	Tensão de Saída [V]
f	Frequência [Hz]
β	Ganho
$\mu_{\Delta e}$	Função de Pertinência da Derivada do Erro
μ_e	Função de Pertinência do Erro
μ_u	Função de Pertinência da Ação de Controle

SUMÁRIO

R E S U M O.....	3
ABSTRACT	4
Lista de Figuras.....	5
Lista de Tabelas	10
Lista de Siglas e Abreviaturas	11
Lista de Símbolos.....	12
1 Introdução.....	17
1.1 Delimitação do Tema	17
1.2 Problema	18
1.3 Hipótese de Estudo	18
1.4 Objetivos	18
1.5 Justificativa.....	18
2 Fundamentação Teórica.....	19
2.1 Estado da Arte.....	19
2.2 Potencial Energético Brasileiro	22
2.3 Energia Fotovoltaica	24
2.3.1 Efeito Fotovoltaico	24
2.3.2 Estrutura da Célula Fotovoltaica	24
2.3.3 Tipos de Células Fotovoltaicas	26
2.3.3.1 Silício Monocristalino	26
2.3.3.2 Silício Policristalino.....	27
2.3.3.3 Silício Amorfo	27
2.3.4 Módulos Fotovoltaicos	28
2.3.5 Fatores que Influenciam o Desempenho de um Módulo Fotovoltaico	30
2.3.6 Efeito da Irradiância Solar.....	30
2.3.7 Efeito da Temperatura	31
2.4 Transistores de Potência e o MOSFET	32
2.4.1 Análise do Chaveamento do Transistor.....	32
2.4.2 MOSFET	34
2.4.2.1 MOSFET Tipo Depleção de Canal N	34
2.4.2.2 MOSFET Tipo Depleção de Canal P.....	36

2.4.2.3	MOSFET Tipo Intensificação de Canal N	37
2.4.2.4	MOSFET Tipo Intensificação de Canal P	39
2.4.3	Regiões de Operação de um MOSFET	40
2.5	Conversor Estático de Potência	42
2.5.1	Tipos de Conversores de Potência	42
2.5.2	O Conversor CC-CC BUCK.....	44
2.5.2.1	Análise do Conversor CC-CC BUCK em Regime Permanente em Modo de Condução Contínua.....	44
2.5.2.2	Etapas de Funcionamento e Formas de Onda do Conversor CC-CC BUCK	45
2.5.2.3	Análise Matemática do Conversor CC-CC BUCK.....	46
2.5.2.3	a) Análise com o Interruptor Fechado:	46
2.5.2.3	b) Análise com o Interruptor Aberto:	48
2.5.3	O Conversor CC-CC CUK.....	52
2.5.3.1	Etapas de Funcionamento e Formas de Onda do Conversor CC-CC CUK .	52
2.5.3.2	Análise Matemática do Conversor CC-CC CUK	54
2.5.4	O Conversor CC-CC SEPIC.....	57
2.5.4.1	Etapas de Funcionamento e Formas de Onda do Conversor CC-CC SEPIC	58
2.5.4.2	Análise Matemática do Conversor CC-CC SEPIC.....	60
2.6	Lógica Fuzzy	67
2.6.1	Introdução e Conceitos Básicos	67
2.6.2	Fuzzyficação de Função de Pertinência.....	69
2.6.3	Base de Regras.....	70
2.6.4	Defuzzificação	70
2.6.5	Sistema de Controle FUZZY	71
2.6.5.1	Controlador FUZZY-PI.....	73
2.6.6	Técnicas de Controle	74
3	Modelagem do Sistema.....	75
3.1	Definição dos Parâmetros dos Conversores.....	75
3.1.1	Definição dos Parâmetros do Conversor BUCK.....	75
3.1.2	Definição dos Parâmetros do Conversor CUK.....	76
3.1.3	Definição dos Parâmetros do Conversor SEPIC.....	77

3.2	Implementação dos Circuitos no SIMULINK.....	77
3.2.1	Implementação dos Circuitos em Malha Aberta.....	78
3.2.1.1	Implementação do Circuito em Malha Aberta do Conversor BUCK.....	78
3.2.1.2	Implementação do Circuito em Malha Aberta do Conversor CUK	79
3.2.1.3	Implementação do Circuito em Malha Aberta do Conversor SEPIC.....	80
3.2.2	Implementação dos Circuitos em Malha Fechada	81
3.2.2.1	Implementação do Circuito Malha Fechada do Conversor BUCK	83
3.2.2.2	Implementação do Circuito Malha Fechada do Conversor CUK.....	85
3.2.2.3	Implementação do Circuito Malha Fechada do Conversor SEPIC	88
4	Análise dos Resultados.....	91
4.1	Primeiro Teste.....	91
4.2	Segundo Teste	96
4.3	Terceiro Teste	98
5	Conclusão	101
6	Trabalhos Futuros.....	101
	Referência Bibliográfica	102

1 Introdução

O desenvolvimento da indústria e o crescente aumento da utilização de equipamentos eletroeletrônicos em diversas áreas provocou um aumento significativo da demanda energética global nos últimos anos. Este aumento da demanda energética, juntamente com o baixo investimento no desenvolvimento de tecnologias para o setor de geração de energia elétrica, fez com que alguns países tenham experimentado um princípio de uma crise energética, causando um alerta em nível mundial.

A energia solar aparece como uma solução a ser considerada para enfrentar este desafio, visto que a superfície do planeta Terra apresenta grande disponibilidade deste recurso e, tal recurso, apresenta índices de poluição dentro da aceitação. A energia fotovoltaica é apresentada como uma ótima ferramenta para atender aos consumidores de regiões mais isoladas, ou seja, as regiões onde as fontes tradicionais não conseguem alcançar.

Porém, ainda existem algumas dificuldades para o uso da energia solar em larga escala. Os altos custos dos painéis solares e sua baixa eficiência, tem deixado a tecnologia fotovoltaica em segundo plano. Contudo, essa deficiência tem se tornado o principal desafio para os pesquisadores na busca de novas tecnologias para tornar a energia fotovoltaica cada vez mais presente na vida das pessoas.

O objetivo do presente trabalho é apresentar uma comparação da eficiência do gerenciamento da tensão na saída de três conversores (BUCK, CUK, SEPIC) controlados por lógica Fuzzy. A chave a ser controlada será um transistor de efeito de campo metal-óxido semiconductor, MOSFET. Este controle por lógica Fuzzy será utilizado para garantir uma tensão adequada de 9,6V, fornecida por uma placa que possui uma faixa de variação de tensão de 4 a 15,5V que alimentará uma carga de $13,7\Omega$ de resistência.

1.1 Delimitação do Tema

O desenvolvimento de tecnologias para o aperfeiçoamento da utilização de energias renováveis tem sido um tema amplamente debatido. A tecnologia fotovoltaica é uma das áreas mais atrativas e, talvez, mais promissoras no que diz respeito ao desenvolvimento de tecnologias para melhorar a utilização e o aproveitamento dos recursos energéticos renováveis aplicados em diversos sistemas.

1.2 Problema

Análise da eficiência dos conversores BUCK, CUK e SEPIC que atuam de forma intermediária entre uma placa fotovoltaica e uma bateria para o gerenciamento e controle de energia solar.

1.3 Hipótese de Estudo

Com o surgimento de fontes alternativas de energia, o foco da criação de diversos tipos de tecnologias para projetos elétricos é o desenvolvimento sustentável. Sendo assim, é imprescindível realizar pesquisas para obter uma otimização dos recursos energéticos. O estudo comparativo de diversas opções de conversores visa focar na possibilidade da criação de um conversor mais flexível e eficiente, que forneça a potência necessária para alimentação de diversos equipamentos.

1.4 Objetivos

Analisar e simular o desempenho de três conversores estáticos de potência que atuarão como regulador de tensão de um sistema fotovoltaico utilizando controle através de lógica Fuzzy.

1.5 Justificativa

Com a visível escassez dos reservatórios de petróleo e os recorrentes aumentos das temperaturas médias no planeta, são gerados constantes conflitos no que diz respeito a medidas que diminuam a emissão de gases poluentes para a atmosfera, o desenvolvimento tecnológico é de suma importância e é de se esperar que o tema energia alternativa seja debatido cada vez mais, uma vez que se acredita que este tópico possa ser essencial para amenizar a degradação que o planeta vem sofrendo pela ação humana.

Nota-se que uma questão muito visada atualmente é a geração de energia limpa, bem como o incentivo à construção de residências, carros e até mesmo cidades autossustentáveis que consigam uma harmonia entre bom uso energético e conservação da natureza para as próximas gerações.

2 Fundamentação Teórica

2.1 Estado da Arte

Neste tópico será explicitado as tecnologias mais atuais desenvolvidas pelos pesquisadores no que diz respeito à métodos de controle de sistemas fotovoltaicos autossustentáveis. O método de MPPT não foi utilizado neste trabalho, mas é um bom indicador de desenvolvimento tecnológico quando se trata de conversores de potência. Os artigos foram analisados com o objetivo de verificar o desempenho de diferentes topologias e suas adaptabilidades para o método de controle Fuzzy proposto no presente trabalho. Todas as análises foram feitas foco aos conversores estáticos CC-CC SEPIC, CC-CC BUK e CC-CC CUK.

Em (CHUNG et al.,2003) é apresentado o desenvolvimento uma nova técnica de rastreamento do ponto máximo de potência (MPP) de uma placa fotovoltaica. O rastreamento é feito conectando-se uma modulação de largura de pulso (PWM) no interruptor e um conversor CC-CC do tipo SEPIC ou CUK entre um painel solar e um barramento de carga ou bateria. O conversor opera de modo descontínuo na tensão do capacitor (DCV) enquanto a corrente de entrada é mantida contínua. O ciclo de trabalho nominal do interruptor principal no conversor é ajustado para um determinado valor, de modo que a resistência de entrada do conversor seja igual à resistência de saída do painel solar. Isso garante a transferência da potência máxima. Modulando uma perturbação senoidal de pequeno sinal para o ciclo de trabalho do interruptor principal e comparando a variação máxima na tensão de entrada e da tensão do interruptor principal, o MPP do painel pode ser localizado. A técnica é simples e elegante e não requer uma computação matemática complicada, implementação de hardware, microprocessador ou processador de sinal digital.

Em (CHIANG, SHIEH e CHEN, 2009) foi explorado o sistema de carregador implementado com o conversor SEPIC para um sistema autônomo fotovoltaico (PV). O SEPIC projetado emprega o controle de modo que a corrente de pico com o comando atual gerado a partir da tensão de entrada PV regulando o loop, onde o comando de tensão é determinado pelo PV através do loop de controle e do rastreamento do ponto de potência máxima do módulo (MPP) pelo circuito de carga da bateria. O objetivo do controle é equilibrar fluxo de energia do módulo fotovoltaico para a bateria e a carga tal que a energia fotovoltaica é utilizada de forma eficaz e a bateria é carregada com três fases de carregamento.

O sistema autônomo requer bateria para armazenamento de energia quando o fornecimento do módulo estiver comprometido durante o período de variação ou falta de energia solar. O módulo fotovoltaico varia a tensão de saída com o nível de insolação, bem como a temperatura, se a potência de pico da tensão do módulo fotovoltaico não coincidir com

a tensão da bateria, a eficiência de conversão energética do módulo fotovoltaico será reduzida. Portanto, é necessário um carregador de bateria para rastrear o pico potência do módulo fotovoltaico em todas as condições de operação. Além disso, o carregamento da bateria precisa de controle para alcançar alta estado de carga e, conseqüentemente, maior tempo de vida da bateria.

Uma nova abordagem para a modelagem em arranjos fotovoltaicos foi discutida em (ZADEH e FATHI, 2017), foi desenvolvido um modelo polinomial a partir do circuito equivalente do modelo de diodo único do painel fotovoltaico e foi apresentado um algoritmo para a estimativa do ponto máximo de potência (MPPE). O algoritmo MPPE proposto usa apenas três coordenadas de corrente e de tensão, próximas ao ponto de operação, para estimar a curva $I - V$ do painel fotovoltaico. Então, a voltagem MPP é calculado por um método analítico e é definido como o arranjo fotovoltaico de tensão operacional. Portanto, a perda do processo de estimativa diminui, o que resulta em eficiência do algoritmo. Além disso, o algoritmo tem melhor dinâmica sob várias condições ambientais.

Um inovador método de controle de conversores CC-CC foi apresentado em (NETO et al., 2013), no qual é demonstrado um método bastante simples de controle fuzzy de um conversor Boost. Neste trabalho foi utilizado somente uma entrada de erro no bloco do controlador fuzzy e como saída foram utilizados pulsos com intensidades equivalentes ao ciclo de trabalho necessário para que o conversor forneça a tensão estipulada no set point. De acordo com a análise feita pelos estudantes, notou-se um desempenho excelente do conversor utilizado e há indicações de que este método robusto pode ser utilizado para outros conversores, inclusive o BUCK, CUK e o SEPIC.

Um estudo de simulação e uma implementação experimental de um controlador baseado em lógica Fuzzy, atuando no monitoramento do ponto máximo de potência em um módulo fotovoltaico, foi apresentado por (MAHMOUD et al., 2000). Um conversor CUK simples, é usado como uma interface entre um módulo fotovoltaico e a carga alimentada. O conversor CUK com o controle baseado em lógica Fuzzy permite obter a máxima potência para diferentes níveis de insolação na saída do gerador fotovoltaico para a carga. O ciclo de trabalho do conversor CUK é ajustado pelo controlador Fuzzy para rastrear o sistema de máxima potência disponível. O controlador dá uma adequada e adaptativa performance para a natureza do sistema. O controlador não precisa de nenhuma variação de regra ou associação das modificações de função, quando testado com cargas resistivas diferentes. As simulações e os resultados experimentais mostraram que o sistema apresenta um desempenho adequado e robusto para o controlador proposto em termos de tempo de assentamento, overshoot e erro de estado estacionário com o sistema fotovoltaico.

Foi apresentado uma simulação e implementação de hardware em (SAFARI e MEKHILEF, 2011) utilizando o algoritmo de condutância incremental (IncCond) no máximo rastreamento de ponto de potência (MPPT) usado em sistemas de energia solar com o

método de controle direto. A principal diferença da proposta desse sistema para os sistemas MPPT existentes inclui a eliminação do circuito de controle proporcional-integral e quanto a investigação do efeito, simplificando o circuito de controle. As contribuições são feitas em vários aspectos de todo o sistema, incluindo design de conversor, sistema simulação, programação do controlador e configuração experimental. O sistema resultante é capaz de rastrear MPPs com precisão e rapidez, sem oscilação de estado estacionário, e também, seu desempenho dinâmico é satisfatório. O sistema proposto foi simulado e construído, e a funcionalidade da sugestão e o conceito de controle foi comprovado. Dos resultados adquiridos durante as simulações e experimentos de hardware, foi confirmado que, com um sistema bem projetado incluindo um conversor adequado e selecionando um algoritmo eficiente e comprovado, a implementação de MPPT é simples e pode ser facilmente construído para atingir um nível de eficiência aceitável dos módulos fotovoltaicos. Os resultados também indicam que o sistema de controle proposto é capaz de rastrear a potência máxima do arranjo fotovoltaico e, portanto, melhora a eficiência do sistema fotovoltaico e reduz a perda de baixa potência e custo do sistema.

Um controlador baseado em lógica Fuzzy baseado em um conversor SEPIC para o rastreamento do ponto máximo de potência (MPPT) em um sistema fotovoltaico foi desenvolvido por (EL KHATEB et al., 2011). O controlador proposto apresentou uma distribuição convergente da função de associação e ofereceu resposta mais rápida do que a associação distribuída com funções simétricas. O controlador Fuzzy para o esquema do MPPT SEPIC mostrou alta precisão na transição de corrente e manteve a tensão sem alterações. No caso de carga variável, apresentou um pequeno erro de estado estacionário e pequeno overshoot. O proposto esquema garante o uso otimizado do gerador fotovoltaico e comprovou sua eficácia em condições de cargas variáveis, unidade e fator de potência no lado da saída do inversor (carga). O desempenho do conversor foi testado em simulações com experimentos em diferentes condições de operações. O desempenho do MPPT baseado em lógica Fuzzy com operação do conversor SEPIC foi comparada com a do conversor SEPIC baseado em proporcional integral (PI) convencional. Os resultados mostraram que o esquema MPPT baseado em lógica Fuzzy para SEPIC pode rastrear com precisão o sinal de referência e transferência potência em torno de 4,8% a mais do que o sistema convencional baseado em PI. Como o proposto método sempre transfere a potência máxima dos arranjos fotovoltaicos para o lado do inversor, otimiza o número de módulos fotovoltaicos. O controlador Fuzzy para o esquema MPPT SEPIC mostrou alta precisão na transição de corrente e manteve a tensão sem quaisquer alterações, no caso de carga variável, ocorreu um erro de estado estacionário e pequeno overshoot.

Foi apresentado em (LIN, HSU e LEE, 2005) o desenvolvimento de um controlador baseado em lógica Fuzzy do tipo 2. Os controladores baseados em lógica Fuzzy do tipo 1 foram desenvolvidos com sucesso e usados em várias aplicações. Porém, a experiência e conhecimento de especialistas humanos são necessários para decidir as funções de associação e as regras do controlador. No entanto, nas aplicações em tempo real, a incerteza

associada com a informação disponível sempre acontece. O controlador baseado em lógica Fuzzy do tipo 2 pode manipular as regras, levando em consideração as incertezas quando a operação é extremamente incerta e / ou os engenheiros não podem determinar exatamente as notas da associação. O controlador proposto foi aplicado a um conversor CC-CC do tipo BUCK, afim de regular a saída tensão para um valor desejado sem oscilações de estado estacionário apesar da mudança na carga ou tensão de entrada. Os testes realizados demonstraram que o controle realizado pelo controlador Fuzzy do tipo 2 foram satisfatórios e pode efetivamente controlar um conversor CC-CC, operado em ambientes não estruturados. Deixou-se claro, também, a superioridade do desempenho quando comparado a um controlador Fuzzy do tipo 1.

Um estudo comparativo entre o controlador baseado em lógica Fuzzy e o algoritmo de condutância incremental modificado foi realizado por (FARAYOLA, HASAN e ALI, 2017). O algoritmo de Condutância Incremental (IncCond) é considerado barato e fácil de implementar para rastreamento de ponto de potência máxima (MPPT). No entanto, a técnica IncCond leva tempo para encontrar o MPP se a tensão está longe do MPP, e sofre quando submetido a rápida mudança na irradiância. Realizou-se a comparação da técnica IncCond com a técnica de Condutância Incremental modificada sob as condições de teste padrão. A fim de avaliar o melhor e mais preciso controlador para o MPPT. Os resultados sugerem que o uso de controlador Fuzzy e IncCond modificado poderiam melhorar o MPPT e aumentar a estabilidade do sistema fotovoltaico.

Pôde-se concluir que o modelo de algoritmo IncCond modificado fornece uma eficiência de energia operacional geral maior na entrada enquanto a técnica utilizando um controlador Fuzzy tem uma maior eficiência de saída de energia usando o conversor CC-CC CUK modificado. Mostrou-se que o IncCond modificado atinge o ponto máximo de potência mais rápido que a técnica utilizando controlador Fuzzy. Além disso, observou-se que uma ligeira redução da corrente que vem do modelo fotovoltaico e da corrente entrando no CUK modificado enquanto as tensões nos dois níveis são os mesmos.

2.2 Potencial Energético Brasileiro

O Brasil possui uma localização privilegiada do ponto de vista de radiação solar. A energia fotovoltaica pode ser aplicada em lugares distantes e com difícil acesso e altos custos de instalação das estruturas para propagação das fontes energéticas tradicionais. Portanto, a larga utilização das fontes alternativas pode contribuir com a integração do Brasil como um todo.

As figuras 2.1 e 2.2 apresentam mapas mostrando a irradiação média anual do Brasil e de países da Europa. Pode-se observar como o potencial disponível no Brasil é maior quando comparado com países da Europa, onde a conversão fotovoltaica já é utilizada largamente. Além de sua grande extensão, observa-se que em todo território brasileiro há disponibilidade de irradiação solar equivalente ou melhor que nos países do sul da Europa

e superando países como, por exemplo, a Alemanha, país com capacidade instalada significativa de sistemas de geração fotovoltaica (GTES, 2014).

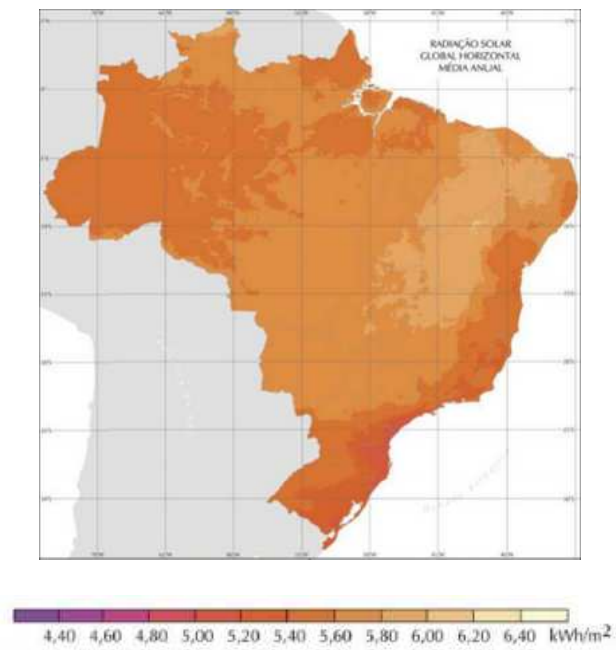


Figura 2.1 - Radiação média anual no Brasil

FONTE: (GTES, 2014).

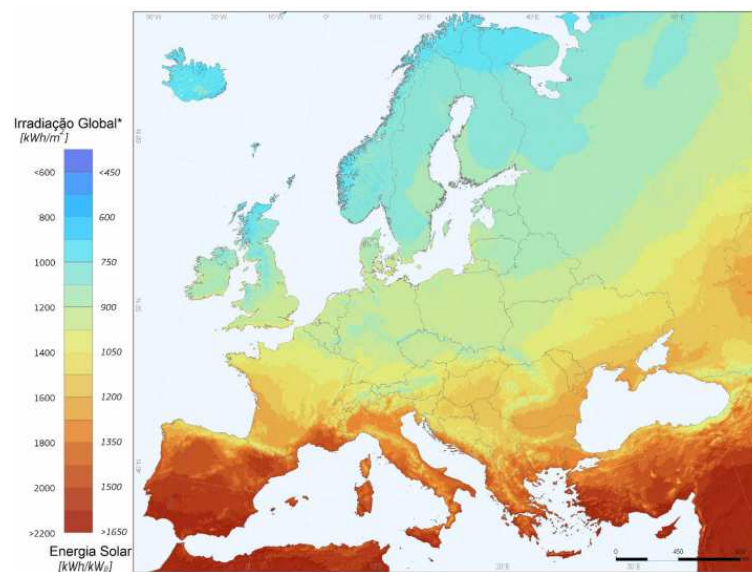


Figura 2.2 - Radiação média anual da Europa

FONTE: (GTES, 2014).

2.3 Energia Fotovoltaica

O aproveitamento da energia gerada pelo Sol, inesgotável na escala terrestre de tempo, tanto como fonte de calor quanto fonte de luz, é hoje, sem sombra de dúvidas, uma das alternativas energéticas mais promissoras para se enfrentar os desafios do novo milênio (GTES, 2014; CEPEL, 2006).

A Energia Solar Fotovoltaica é a energia obtida através da conversão direta da luz em eletricidade. O dispositivo base para a conversão da luz em energia elétrica é a célula fotovoltaica que, através do efeito fotovoltaico, converte diretamente energia solar em elétrica (ZANESCO, 2003).

2.3.1 Efeito Fotovoltaico

O efeito fotovoltaico, relatado por Edmond Becquerel, em 1839, é o aparecimento de uma diferença de potencial nos extremos de uma estrutura de material semicondutor, produzida pela absorção da luz. A célula fotovoltaica é a unidade fundamental do processo de conversão (CEPEL, 2006).

A célula fotovoltaica é um componente construído a partir de material semicondutor, material que possui característica intermediária entre um isolante e um condutor. A seguir será abordada a estrutura deste componente, visto que é parte indispensável para o processo.

2.3.2 Estrutura da Célula Fotovoltaica

O elemento que serve como matéria prima para a confecção dessas células é o silício, esse se apresenta geralmente em forma de areia e é bastante abundante na natureza. O silício puro não é um bom condutor de energia, não possuindo elétrons livres, por essa razão deve ser dopado - acrescenta-se outro elemento em sua estrutura - para que se possa usá-lo neste sistema (MARTINS, COELHO e DOS SANTOS, 2011).

Quando acrescenta algumas impurezas, de forma controlada, o semicondutor deixa de ser intrínseco e passa a ser extrínseco ou dopado. Dependendo do qual material esse processo é feito ele pode ser do tipo P e do tipo N. Os elementos mais usados é o Boro e o Fosforo. O primeiro é trivalente e dar origem ao tipo P, já o segundo é pentavalente origina o tipo N, a figura 2.3 representa o processo de dopagem do silício (MARTINS, COELHO e DOS SANTOS, 2011).

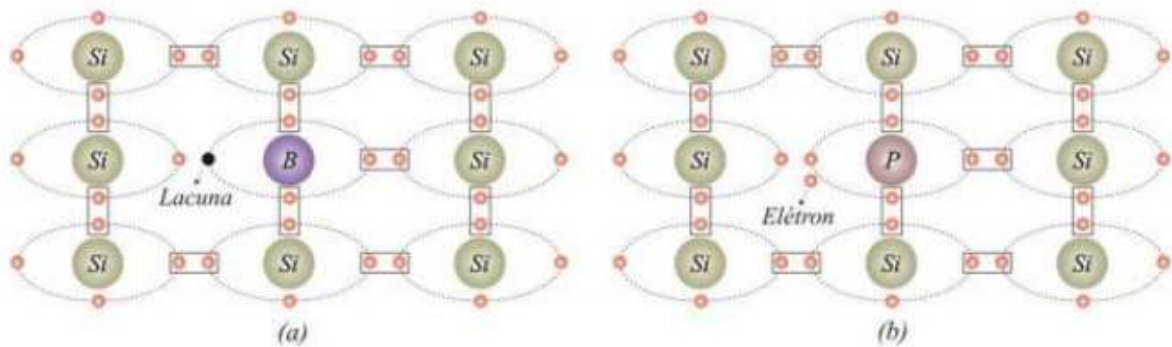


Figura 2.3 - (a) Dopagem com boro (elemento trivalente), substrato com falta de elétrons - tipo p; (b) dopagem com Fósforo (elemento pentavalente), substrato com excesso de elétrons - tipo n.

FONTE: (MARTINS, COELHO e DOS SANTOS, 2011).

Cada célula solar compõe-se de camada fina de material tipo N e outra com maior espessura de material tipo P, conforme figura 2.4. Separadamente, ambas são eletricamente neutras. Mas ao serem unidas, exatamente na junção P-N, que é a região onde os dois materiais se encontram, cria-se um campo elétrico que separa os portadores de carga (MARTINS, COELHO e DOS SANTOS, 2011).

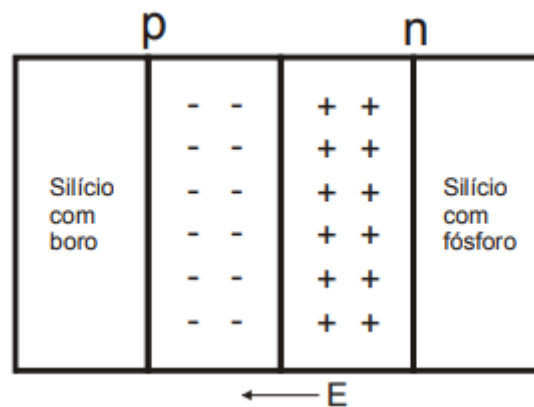


Figura 2.4 - Junção PN

FONTE: (IMHOFF, 2007).

A junção, vista na figura 2.4, é também chamada de diodo. O diodo, como qualquer material, quando é exposto a um feixe luminoso, gera pares de elétrons-lacunas que rapidamente decaem a seu estado neutro normal. No entanto, quando um fóton excita um elétron à banda de condução próximo da região de depleção, o elétron cai na influência do campo elétrico existente nesta região atravessando a junção do diodo (DAZCAL e JÚNIOR, 2009).

2.3.3 Tipos de Células Fotovoltaicas

As células mais conhecidas no mercado são organizadas da composição de dois materiais semicondutores, que, a partir do efeito fotovoltaico, gera-se uma corrente elétrica. As famílias das células fotovoltaicas são constituídas basicamente pelo silício monocristalino, policristalino e amorfo (SILVA, SILVA e SOUZA, 2010).

2.3.3.1 Silício Monocristalino

A célula de silício Monocristalino, conforme a figura 2.5, é historicamente as mais usadas e comercializada como conversor direto de energia solar em eletricidade e a tecnologia para sua fabricação é um processo básico muito bem constituído. A fabricação da célula de silício começa com a extração do cristal de dióxido de silício. Este material é desoxidado em grandes fornos, purificado e solidificado. Este processo atinge um grau de pureza em 98 e 99% o que é razoavelmente eficiente sob o ponto de vista energético e custo (CEPEL, 2006).

A célula de silício Monocristalino, tem os seus átomos bem ordenados, embora a baixa eficiência das células fotovoltaicas, a de silício Monocristalino possui uma eficiência superior em comparação com as demais células, em média de 12% (SILVA, SILVA e SOUZA, 2010).

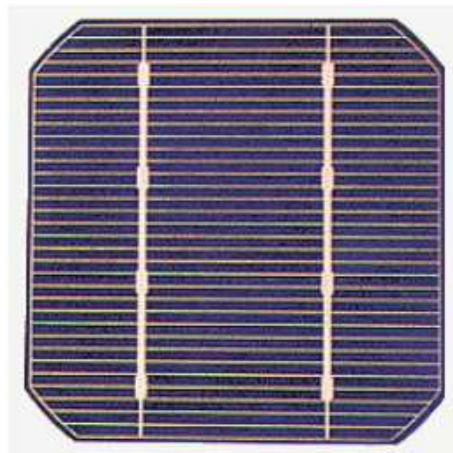


Figura 2.5 - Célula de silício Monocristalino

FONTE: (CEPEL, 2006).

2.3.3.2 Silício Policristalino

O silício policristalino, vide figura 2.6, são células com grau de organização intermediária, nem tão organizado quanto as células do silício monocristalino, e nem totalmente desorganizadas como no caso do silício amorfo, são mais baratas que as de silício monocristalinos, devido ao seu processo de separação das células serem menos rigorosos, porém, a sua eficiência também reduz em comparação com a anterior (SILVA, SILVA e SOUZA, 2010).

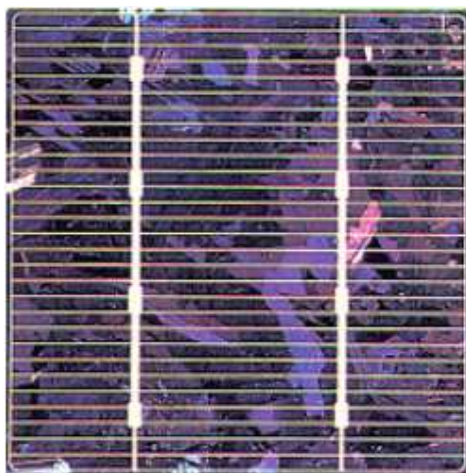


Figura 2.6 - Célula de silício Policristalino

FONTE: (CEPEL, 2006).

2.3.3.3 Silício Amorfo

Uma célula de silício amorfo, conforme a figura 2.7, difere das demais estruturas cristalinas por apresentar alto grau de desordem na estrutura dos átomos. A utilização de silício amorfo para uso em fotocélulas tem mostrado grandes vantagens tanto nas propriedades elétricas quanto no processo de fabricação. Por apresentar uma absorção da radiação solar na faixa do visível e podendo ser fabricado mediante deposição de diversos tipos de substratos, o silício amorfo vem se mostrando uma forte tecnologia para sistemas fotovoltaicos de baixo custo. Mesmo apresentando um custo reduzido na produção, o uso de silício amorfo apresenta duas desvantagens: a primeira é a baixa eficiência de conversão comparada às células mono e policristalinas de silício; em segundo, as células são afetadas por um processo de degradação logo nos primeiros meses de operação, reduzindo assim a eficiência ao longo da vida útil (CEPEL, 2006).

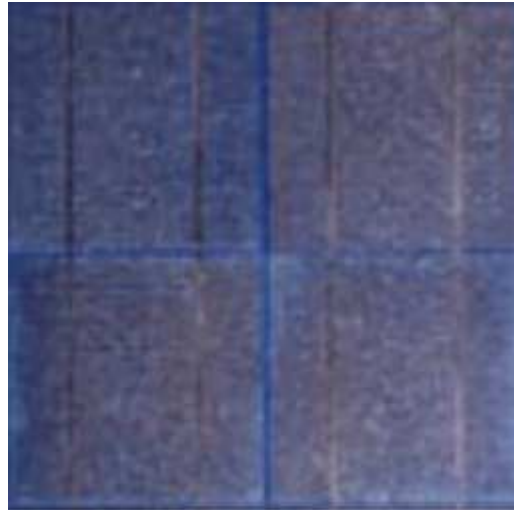


Figura 2.7 - Célula de silício Amorfo

FONTE: (NASCIMENTO, 2004).

2.3.4 Módulos Fotovoltaicos

Uma única célula fotovoltaica apresenta em sua saída valores baixos de tensão e corrente, com isso, surge a necessidade de agrupar as células fotovoltaicas formando um módulo. As células podem ser agrupadas em série ou em paralelo.

Ao conectar as células em paralelo (figura 2.8), somam-se as correntes de cada módulo e a tensão do módulo é exatamente a tensão da célula. A corrente produzida pelo efeito fotovoltaico é contínua. Pelas características típicas das células (corrente máxima por volta de três ampères e tensão muito baixa, em torno de 0,7V) este arranjo não é utilizado salvo em condições muito especiais, como por exemplo: em sistemas em que o conceito de armazenamento de energia deve ser levado em consideração (CEPEL, 2006).

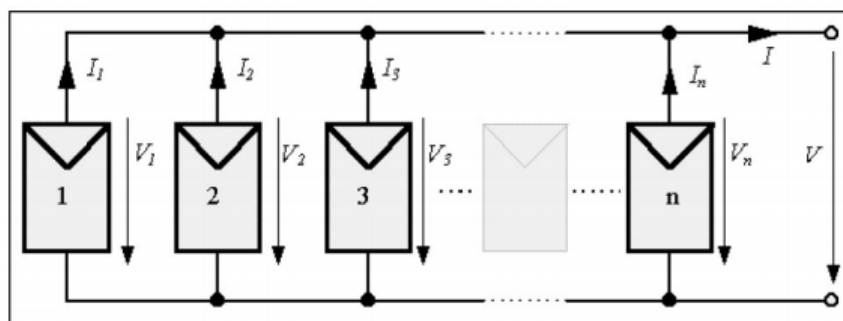


Figura 2.8 - Módulo com células conectadas em paralelo

FONTE: (CEPEL, 2006).

O número de células em um painel (módulo) é determinado pelas necessidades de tensão e corrente da carga a alimentar. Normalmente, um módulo fotovoltaico é constituído de 33 a a 36 células ligadas em série, vide figura 2.9, resultando em tensão suficiente para alimentar uma bateria de 12V (FUCHS, 2012).

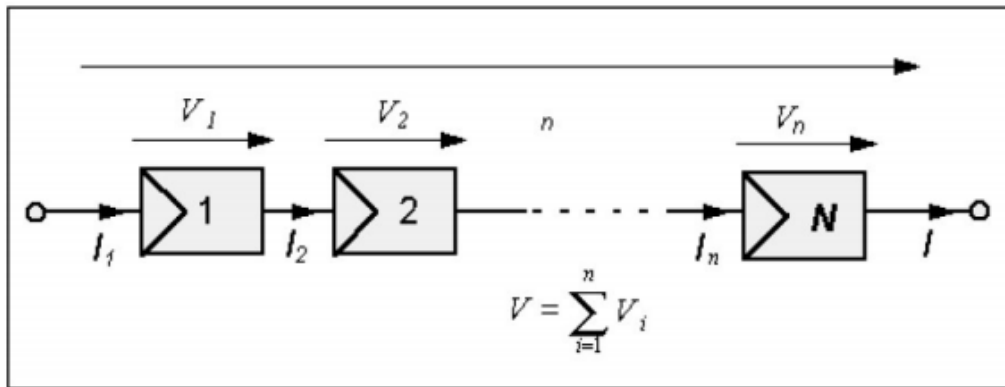


Figura 2.9 - Módulo com células conectadas em série

FONTE: (CEPEL, 2006).

Quando uma célula fotovoltaica dentro de um módulo, por algum motivo, estiver encoberta a potência de saída do módulo cairá drasticamente que, por estar ligada em série, comprometerá todo o funcionamento das demais células no módulo. Para que toda a corrente de um módulo não seja limitada por uma célula de pior desempenho (o caso de estar encoberta), usa-se o diodo de passo ou de “by-pass”. Este diodo serve como um caminho alternativo para corrente e limita a dissipação de calor na célula defeituosa. Geralmente o uso do diodo by-pass (figura 2.10) é feito em grupamentos de células o que, torna muito mais barato comparado ao custo de se conectar um diodo em cada célula (TEIXEIRA, 2015).

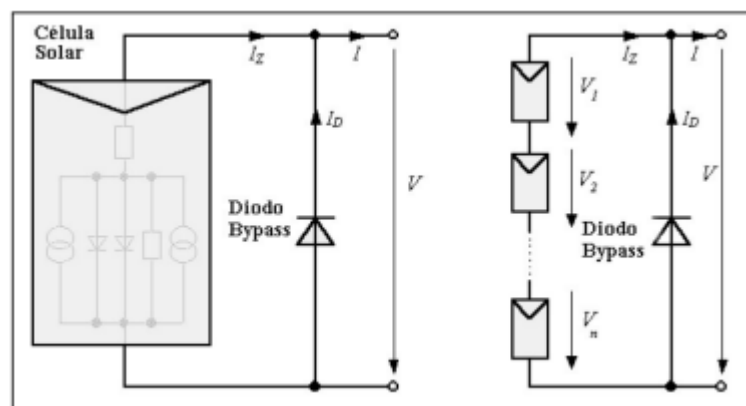


Figura 2.10 - Uma possibilidade de ligação do diodo by-pass entre as células

FONTE: (CEPEL, 2006).

Como dito por VILLALVA e GAZOLI (2012), os sistemas de microgeração solar fotovoltaica (módulos) são normalmente instalados nos telhados de edifícios e residência a fim de suprir de forma total ou parcial o consumo de energia elétrica ou até mesmo fornecer a energia excedente à concessionária local.

2.3.5 Fatores que Influenciam o Desempenho de um Módulo Fotovoltaico

A radiação solar incidida nos módulos fotovoltaicos pode ser influenciada por questões climáticas e atmosféricas. Apenas uma parte da radiação solar alcança a superfície terrestre, visto que, a atmosfera absorve e reflete boa parte dos raios solares.

Estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície terrestre seja, aproximadamente, 10 mil vezes o consumo energético mundial (CRESESB, 2008).

De maneira semelhante ao que ocorre as células fotovoltaicas, o desempenho dos módulos fotovoltaicos é fundamentalmente influenciado pela irradiância solar e pela temperatura das células (GTES, 2014).

2.3.6 Efeito da Irradiância Solar.

A corrente elétrica gerada pelo módulo aumenta com o aumento da irradiância solar. A corrente de curto-circuito tem um aumento linear com a irradiância, como mostra a figura 2.11 (GTES, 2014).

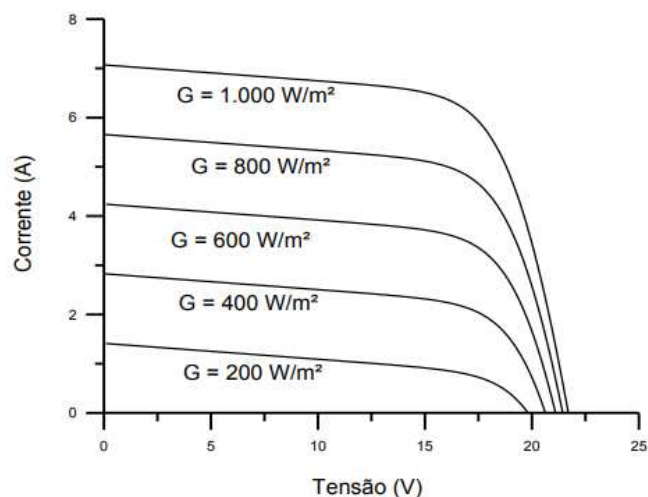


Figura 2.11 - Efeito causado pela variação da irradiância solar sobre a curva característica I-V para um módulo fotovoltaico de 36 células de silício cristalino (c-Si) a 25°C

FONTE: (GTES, 2014).

2.3.7 Efeito da Temperatura

A incidência de radiação solar e a variação da temperatura implicam em uma variação de temperatura nas células que compõem os módulos. A figura 2.12 mostra as curvas I-V para diversas temperaturas de célula, deixando evidente que há uma queda de tensão importante com o aumento da temperatura da célula. A corrente sofre uma elevação muito pequena que não compensa a perda causada pela diminuição de tensão (GTES, 2014).

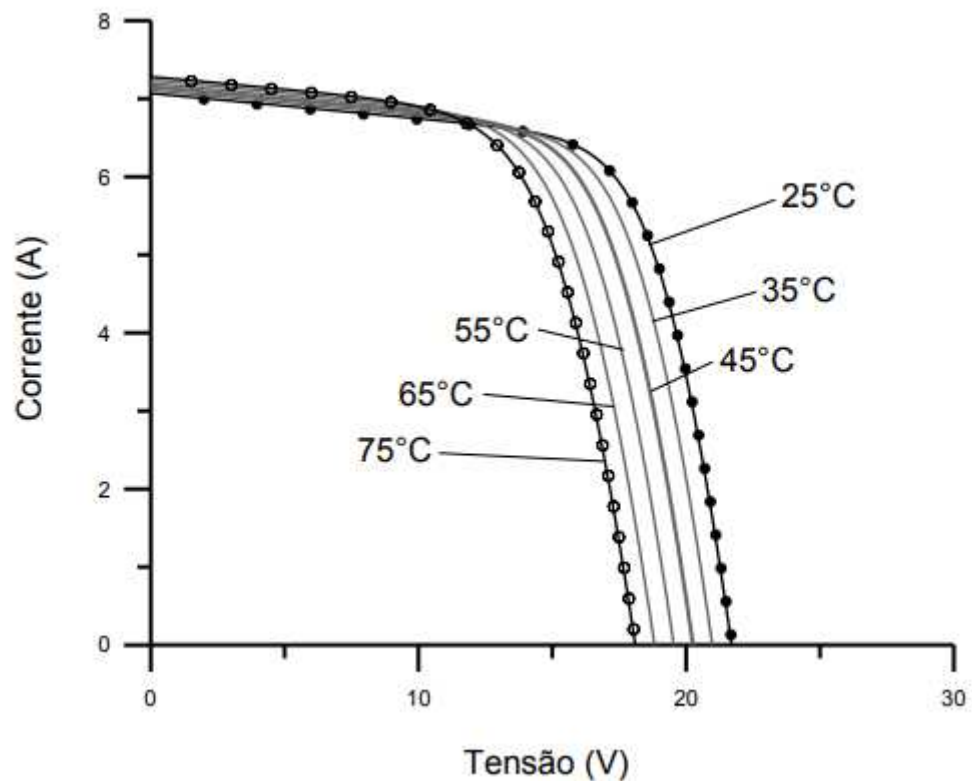


Figura 2.12 - Efeito causado pela variação de temperatura das células sobre a curva característica I-V para um módulo de 36 células de silício cristalino (c-Si) sob irradiância de 1000 W/m²

FONTE: (GTES, 2014).

2.4 Transistores de Potência e o MOSFET

O transistor de potência bipolar é um semicondutor de potência com estrutura NPN ou PNP. Por razões tecnológicas, em altas tensões apenas o do tipo NPN são produzidos. Na figura 2.13 estão representados os símbolos dos transistores bipolares (BARBI, 2006).

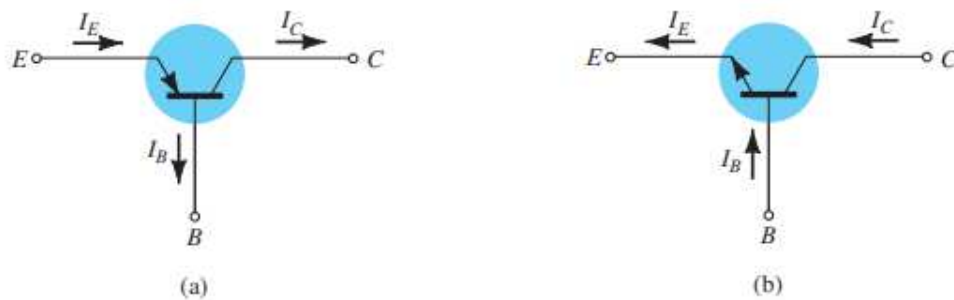


Figura 2.13 - Símbolo do transistor (a) PNP e (b) NPN

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

O transistor é sempre empregado como interruptor em conversores estáticos. Quando saturado, atua como interruptor fechado, quando bloqueado, atua como um interruptor aberto. O transistor é amplamente utilizado por ser o que mais se aproxima de um interruptor ideal.

Além disso, é de vital importância o comportamento a transição do estado bloqueado para o estado saturado ou vice-versa, sendo caracterizado nesses casos pelos tempos de comutação. Quanto menores forem os tempos de comutação, melhor será o transistor em eletrônica de potência (BARBI, 2006).

2.4.1 Análise do Chaveamento do Transistor

Como citado anteriormente, o transistor pode atuar como uma chave eletrônica que é completamente ligada ou desligada devido ao seu corte e saturação.

Tomamos como exemplo a figura 2.14 para uma análise do chaveamento:

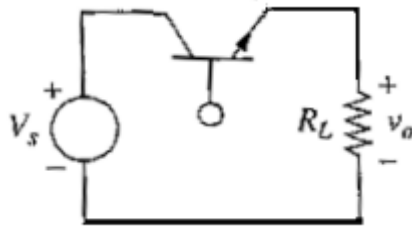


Figura 2.14 - Ilustração de um conversor CC-CC utilizando um transistor como uma chave comutadora

FONTE: (HART, 2001).

Sabemos que para a figura 2.14, temos:

$$V_o = I_L R_L \quad (2.1)$$

A tensão na saída é dada por:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_i dt = V_t D \quad (2.2)$$

$$V_o = V_t D \quad (2.3)$$

A componente CC da tensão de saída é controlada pela taxa de trabalho D , este fato é extremamente importante, visto que esta relação é parte direta no controle proposto neste projeto e é dado por:

$$D = \frac{t_{ligado}}{t_{ligado} + t_{desligado}} = \frac{t_{ligado}}{T} = t_{ligado} f \quad (2.4)$$

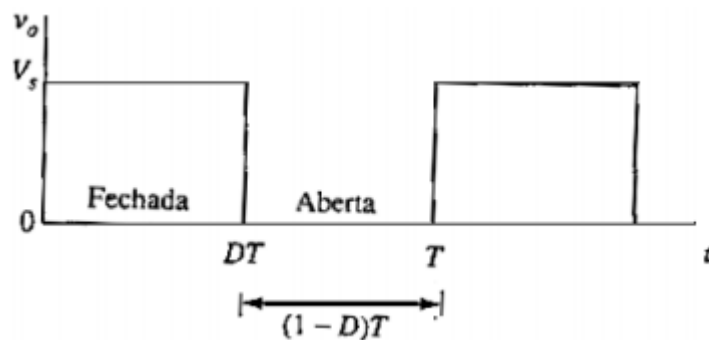


Figura 2.15 - Tensão da saída do circuito mediante a comutação da chave

FONTE: (HART, 2001).

2.4.2 MOSFET

O MOSFET de potência é um componente eletrônico cujo seu controle é feito por tensão e requer apenas uma pequena corrente de entrada. O chaveamento é muito eficaz e a velocidade de chaveamento é da ordem de nanosegundos. Mediante a estas características, o MOSFET foi escolhido para ser usado neste trabalho, atuando no chaveamento dos conversores estáticos analisados.

Por possuir limitação de tensão e corrente baixa, de 1000V e 100A, os MOSFETs são largamente utilizados em aplicações de baixa potência. Eles não possuem problemas do fenômeno de ruptura secundária como os BJT's mas necessitam de cuidados especiais em seu manuseio devido a descargas eletrostáticas (HART, 2001).

O MOSFET é classificado em dois grupos: MOSFET tipo depleção e MOSFET tipo intensificação. Essas classificações serão abordadas nos tópicos seguintes.

2.4.2.1 MOSFET Tipo Depleção de Canal N

A figura 2.16 apresenta a estrutura básica de um MOSFET do tipo depleção de canal N.

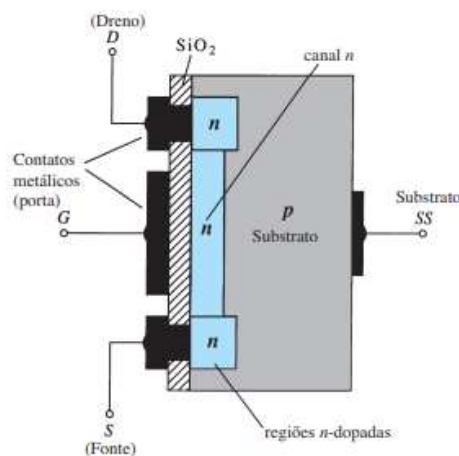


Figura 2.16 - MOSFET tipo depleção de canal N

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

Os terminais de fonte e dreno são conectados por meio de contatos metálicos às regiões dopadas do tipo n, as quais são ligadas entre si por um canal n, como mostra a figura. A porta também é conectada a uma superfície metálica de contato, mas permanece isolada do canal n por uma camada muito fina de dióxido de silício (SiO_2), um tipo particular de isolante, denominado dielétrico, que estabelece campos elétricos opostos (por isso o prefixo di-) quando submetido a um campo externo aplicado (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

Podemos fazer algumas considerações quanto a camada isolante de SiO_2 :

- Não existe conexão imediata entre o terminal de porta e o canal do MOSFET.
- O MOSFET apresenta uma alta impedância de entrada graças a camada isolante de SiO_2 , característica esta, desejável no componente.

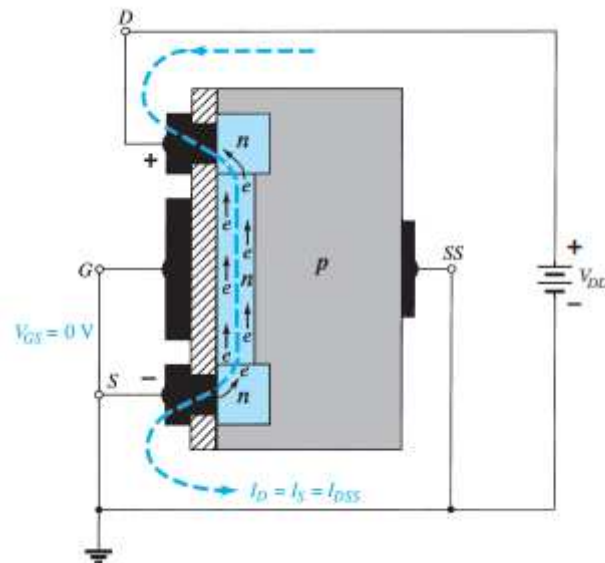


Figura 2.17 - MOSFET do tipo depleção de canal N com uma tensão V_{DD} aplicada e V_{GS} igual a zero

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

A figura 2.18 demonstra a relação da tensão de porta e da característica do MOSFET. A região de tensões positivas de porta nas curvas características de dreno ou na curva de transferência é geralmente chamada de região de intensificação; a região entre os valores de corte e saturação de I_{DSS} chama-se região de depleção.

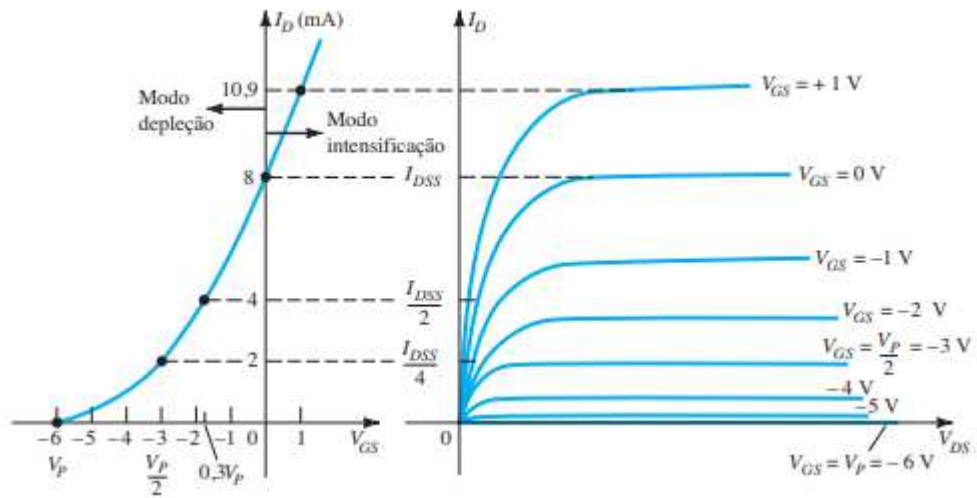


Figura 2.18 - Curva características de dreno e curva de transferência para um MOSFET do tipo depleção de canal N

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

2.4.2.2 MOSFET Tipo Depleção de Canal P

A construção do MOSFET tipo depleção de canal p é exatamente o oposto do que é mostrado na figura 2.18. Isto é, existe agora um substrato do tipo n e um canal do tipo p, como mostra a figura 2.19. Os terminais são os mesmos, mas todas as polaridades das tensões e os sentidos das correntes são invertidos (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

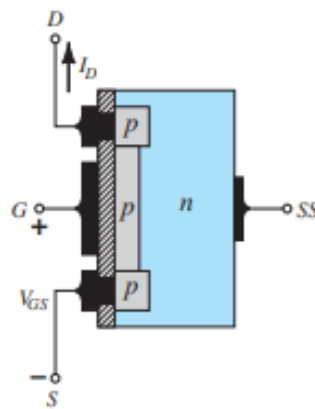


Figura 2.19 - MOSFET do tipo depleção de canal P

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

A figura 2.20 apresenta a curva de dreno para o MOSFET do tipo depleção de canal P. Pode-se observar que pela inversão dos polos, a curva apresenta um espelhamento no eixo I_D quando comparada a figura 2.18, mas a curva de transferência se mantém.

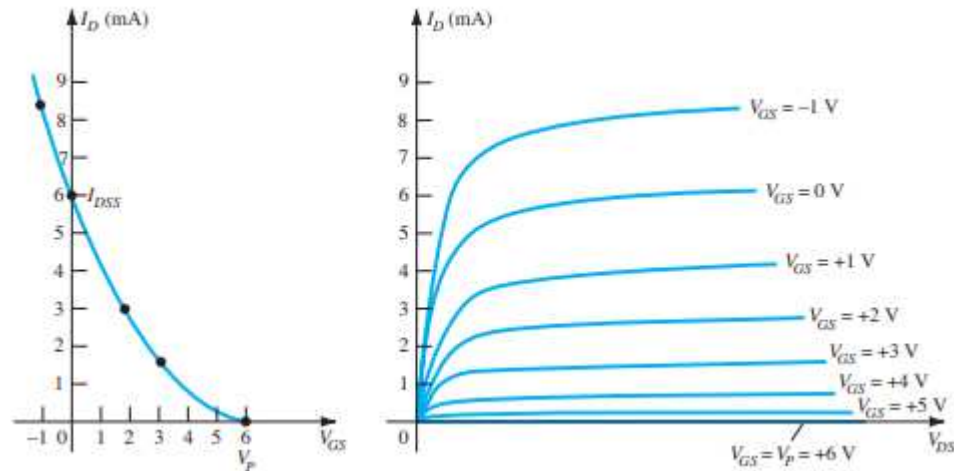


Figura 2.20 - Curva características de dreno e curva de transferência para um MOSFET do tipo depleção de canal P

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

2.4.2.3 MOSFET Tipo Intensificação de Canal N

Por mais que os MOSFETs tipo depleção não sejam amplamente utilizados, eles apresentam papel importante no desenvolvimento do contexto histórico para os MOSFETs do tipo intensificação. Os MOSFETs do tipo intensificação são amplamente utilizados em computadores pessoais e em eletrônica digital.

Apesar de haver algumas semelhanças em estrutura e modo de operação entre MOSFET tipo depleção e MOSFET tipo intensificação, as características do MOSFET tipo intensificação são bastante diferentes de todas as que foram obtidas até agora (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

A corrente de dreno para esse dispositivo é nula até a tensão porta-fonte atingir determinado valor. Em particular, o controle da corrente nesse dispositivo de canal n é realizado por uma tensão positiva porta-fonte, o que não ocorre com o JFET de canal n e com o MOSFET tipo depleção de canal n, onde esse controle é feito por tensões negativas (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

A figura 2.21 apresenta a construção básica de um MOSFET do tipo intensificação de canal N.

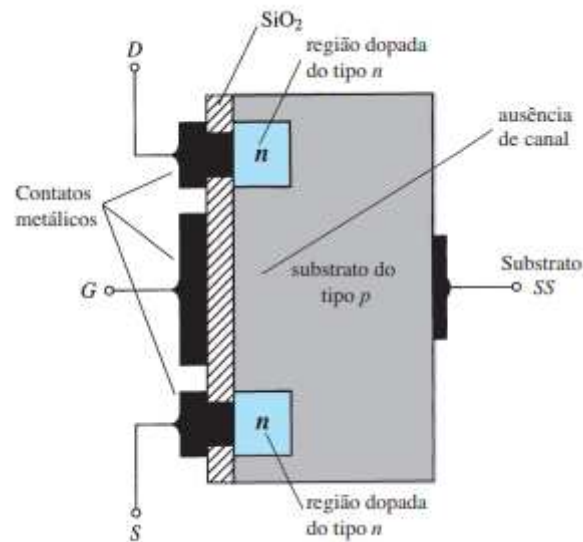


Figura 2.21 - MOSFET intensificação de canal N

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

Na Figura 2.21 é mostrada a estrutura básica de um MOSFET tipo intensificação de canal N. Uma camada grossa de material do tipo P é formada a partir de uma base de silício, e é chamada de substrato. Como no MOSFET tipo depleção, o substrato, às vezes, está conectado internamente ao terminal de fonte e, em outras, temos um quarto terminal (denominado SS) disponível para o controle do potencial do substrato. Os terminais de fonte e de dreno estão conectados novamente às regiões dopadas do tipo N, por meio de contatos metálicos, mas observe, que não existe um canal entre as duas regiões dopadas do tipo N (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

A camada de SiO₂ ainda está presente para isolar a plataforma metálica de porta da região entre o dreno e a fonte, porém, nesse caso, é simplesmente o substrato do tipo p (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

A principal diferença entre um MOSFET do tipo intensificação e um MOSFET do tipo depleção, em sua construção, é: a ausência de um canal entre duas regiões dopadas do tipo N.

A partir das curvas características de dreno, foi construído o esboço da curva característica de transferência para um MOSFET do tipo intensificação do tipo N, a figura 2.22 demonstra essa ideia:

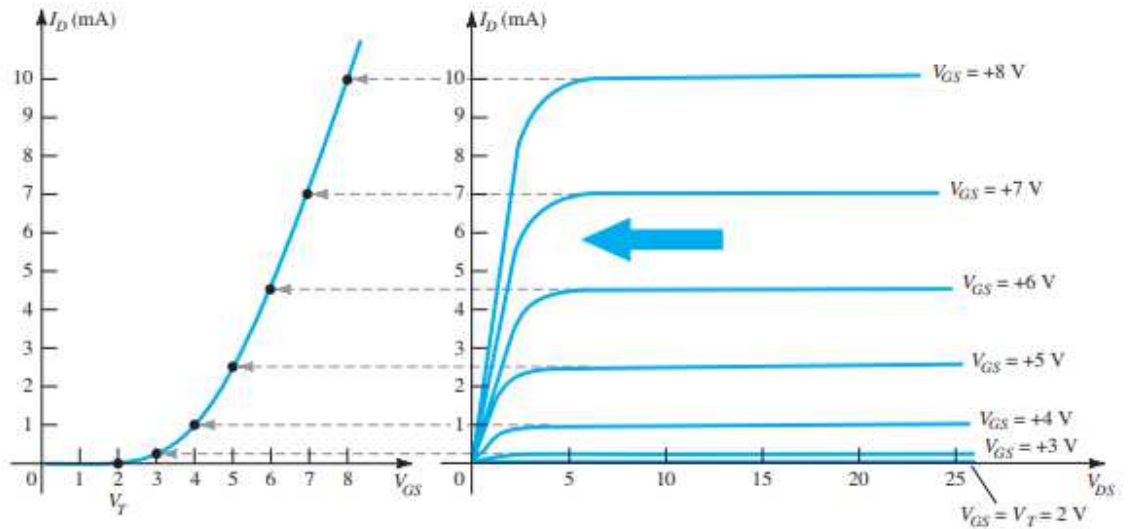


Figura 2.22 - Curva característica de transferência e curvas características de dreno para um MOSFET do tipo intensificação do tipo N.

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

2.4.2.4 MOSFET Tipo Intensificação de Canal P

O MOSFET tipo intensificação de canal p possui constituição exatamente inversa ao de canal n (vide figura 2.23). Logo, o substrato será o tipo n, e as regiões abaixo das conexões de dreno e fonte tornam-se n-dopadas. As curvas características de dreno observadas na figura abaixo mostram que quanto mais negativo V_{GS} , maior será a corrente de dreno (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

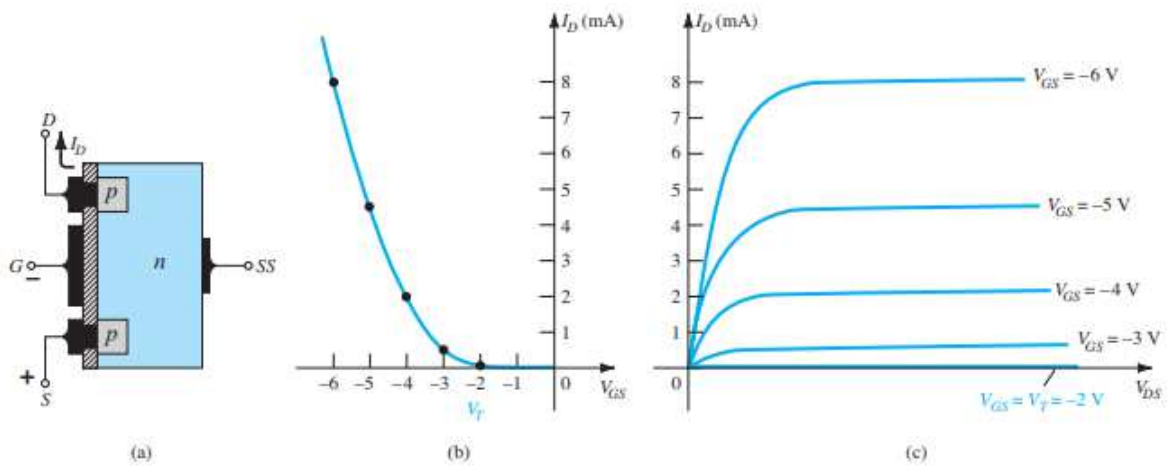


Figura 2.23 - Junção de figuras demonstrando a construção básica de um MOSFET do tipo intensificação de canal P (a), curva característica de transferência (b) e as curvas características de dreno (c).

FONTE: (BOYLESTAD e NASHELSKY, 2013).

2.4.3 Regiões de Operação de um MOSFET

Como dito, o MOSFET é um componente eletrônico controlado por tensão e possuem uma alta impedância de entrada. Em seu gate, é produzida uma ligeira corrente de fuga da ordem de nanoamperes.

Para o ganho de corrente, temos:

$$\beta = \frac{I_D}{I_G} \quad (2.5)$$

Onde, I_D é a corrente de dreno e I_G é a corrente de gate.

A transcondutância (g_m) é a relação da corrente de dreno pela tensão entre a porta (gate) e a fonte (source) (V_{GS}) e é dada por:

$$g_m = \frac{I_D}{V_{GS}} \quad (2.6)$$

Podemos observar três regiões de operação do MOSFET:

- 1) Região de corte ($V_{GS} \leq V_T$)
- 2) Região pinch-off ou de saturação (onde $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$).
- 3) Região linear (onde $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$).

Onde:

V_T é a tensão limiar de condução do dispositivo;

V_{DS} é a tensão entre o dreno e a fonte.

Na região linear nota-se que a corrente de dreno (I_D) varia na proporção para a tensão dreno-fonte (V_{DS}). Os MOSFET's de potência são operados na região linear voltados para chaveamento devido a elevada corrente e baixa tensão de dreno. Outro fator importante é que a corrente de dreno permanece quase constante na região de saturação para qualquer crescimento no valor de V_{DS} e utilizam-se transistores nesta região para amplificar a tensão (RASHID, 1999).

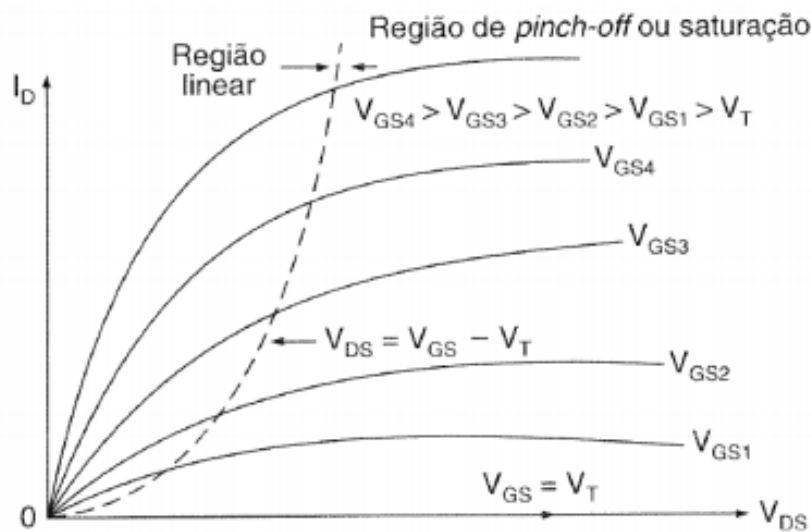


Figura 2.24 - Curvas características de saída do MOSFET

FONTE: (RASHID, 1999).

2.5 Conversor Estático de Potência

A Engenharia Elétrica pode ser subdividida em três grandes grupos: Eletrônica, Eletrônica de Potência e Controle (vide figura 2.25). A eletrônica de potência pode ser definida como a ciência que estuda os conversores estáticos de potência e o funcionamento e atuação de componentes estáticos de potência (Transistores, Tiristores, etc.).

A eletrônica de potência se tornou uma ciência amplamente estudada a partir dos anos 60, através do desenvolvimento dos interruptores eletrônicos de estado sólido, que são chaves comutativas mais eficientes, rápidas e compactas. Esses componentes permitiram a conversão e o processamento de potência com o mínimo de perdas possíveis e o máximo desempenho.

Os conversores de potência possuem uma ampla aplicabilidade e vem se tornando cada vez mais uma ferramenta extremamente importante no desenvolvimento de novas tecnologias no campo da conversão energética, eficiência e sustentabilidade.

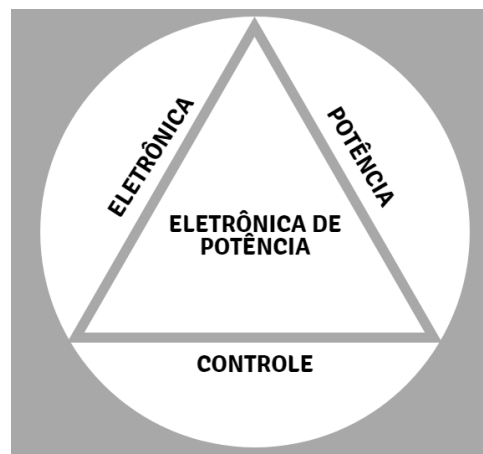


Figura 2.25 - Representação da eletrônica de potência

2.5.1 Tipos de Conversores de Potência

Os conversores estáticos de potência são definidos como sistemas que possuem, em associação, componentes ativos (interruptores), como, por exemplo, MOSFET, Diodos, Tiristores, Transistores, IGBT's, GTO's e componentes passivos (resistores, capacitores e indutores) (BARBI, 2006).

Existem diversos tipos de conversores de potência, como: Retificadores não Controlados (AC-CC), Retificadores Controlados (AC-CC), Choppers, Controladores de Tensão AC (AC-AC), Inversores, Controladores Cíclicos, etc.

Os controladores podem assumir diversas função que dependem do seu tipo e suas limitações. Eles podem atuar como:

- Controle de motores de corrente contínua e alternada;
- Fontes chaveadas;
- Conversores para soldagem;
- Alimentação de emergência;
- Carregadores de bateria;
- Retificadores para eletroquímica;
- Transmissão de corrente contínua;
- Reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes;
- Filtros ativos de potência;
- Compensadores estáticos de potência reativa;
- Controle de fornos indutivos e resistivos.

A figura 2.26 exemplifica de forma esquemática as principais funções dos conversores de potência:

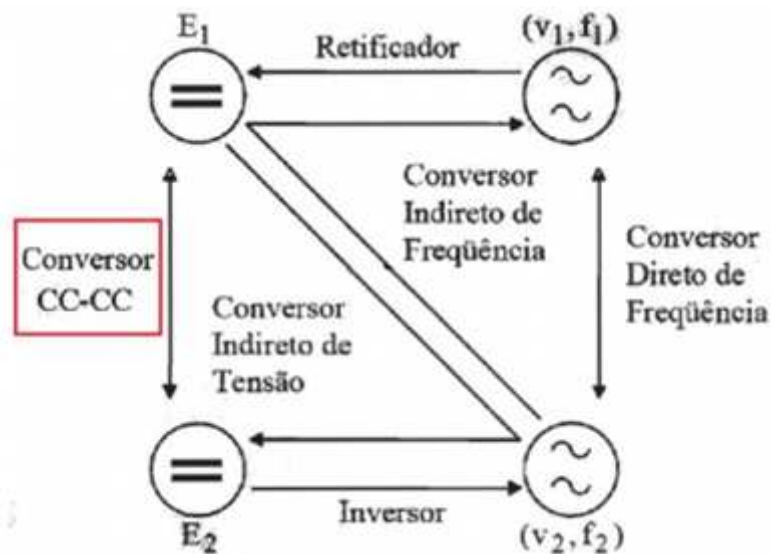


Figura 2.26 - Esquemático das principais funções dos controladores de potência enfatizando o conversor CC-CC

FONTE: (BARBI, 2006).

2.5.2 O Conversor CC-CC BUCK

O conversor CC-CC abaixador de tensão, também conhecido como conversor BUCK, produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão de entrada, esse comportamento é consequência do princípio da conservação de energia. Teoricamente, esse tipo de conversor é concebido de forma a possibilitar uma variação contínua da tensão média na carga desde zero até o valor da tensão de alimentação (BARBI, 2006).

2.5.2.1 Análise do Conversor CC-CC BUCK em Regime Permanente em Modo de Condução Contínua

O indutor ideal deve ser considerado para obter a relação entre entrada e saída. A tensão média sobre ele será nula, vide Figura 2.27, no conversor, quando o transistor estiver conduzindo, $V_L = E - V_0$, e quando o diodo estiver conduzindo, $V_L = -V_0$.

$$(E - V_0) \cdot t_T = V_0 \cdot (t_T - \tau) \quad (2.7)$$

$$\frac{V_0}{E} = \frac{t_T}{\tau} \quad (2.8)$$

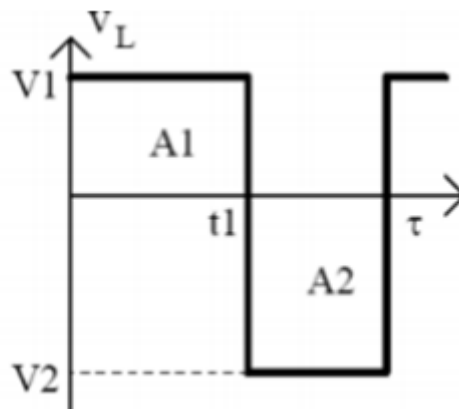


Figura 2.27 - Tensão em um indutor real

FONTE: (HART, 2001).

2.5.2.2 Etapas de Funcionamento e Formas de Onda do Conversor CC-CC BUCK

A tensão de entrada (E) é ceifada pela chave T . Pode-se considerar praticamente constante, devido ao capacitor que comporta como um filtro. Devido a isto, a corrente que passa pela carga (R_0) tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo. A figura 2.28 mostra a topologia. Com o transistor conduzindo (diodo cortado), transfere-se energia da fonte para o indutor (cresce i_0) e para o capacitor (quando $i_0 > V_0/R$). Quando T desliga, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga (já que estamos supondo constante a tensão). A tensão a ser suportada, tanto pelo transistor quanto pelo diodo é igual à tensão de entrada, E (HART, 2001).

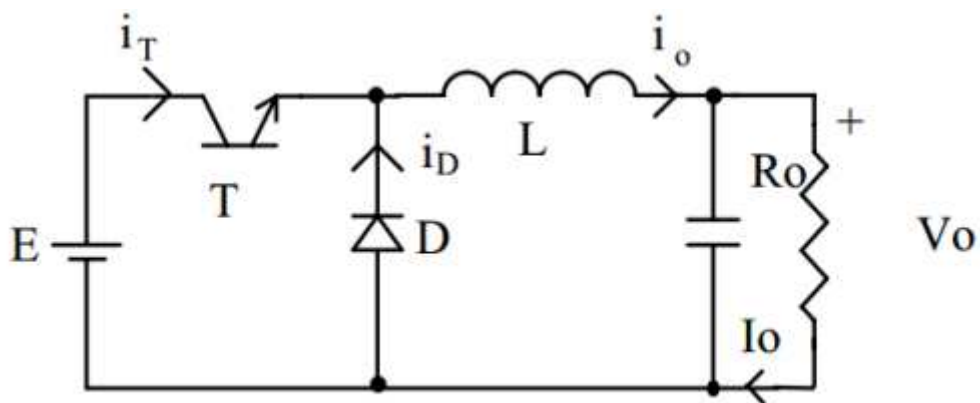


Figura 2.28 - Esquemático de um Conversor Abaixador de Tensão (BUCK)

FONTE: (SILVA, 2014).

Se circular uma corrente pelo indutor, durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Via de regra, prefere-se operar no modo contínuo devido a haver, neste caso, uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. A Figura 2.29 mostra as formas de onda típicas de ambos os modos de operação (HART, 2001).

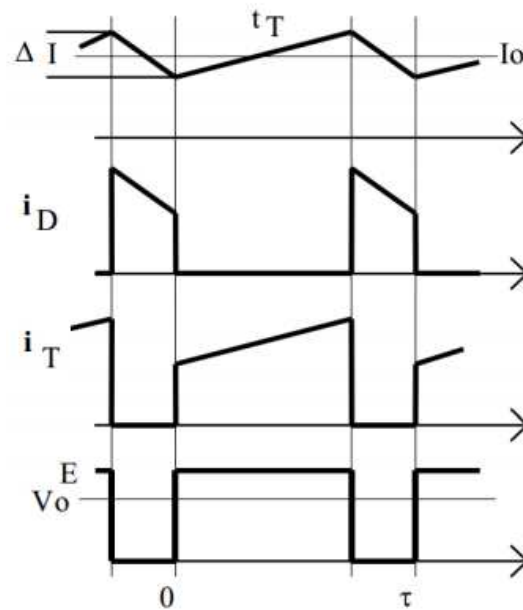


Figura 2.29 - Principais formas de ondas para um conversor BUCK operando em operação contínua

FONTE: (SILVA, 2014).

2.5.2.3 Análise Matemática do Conversor CC-CC BUCK

2.5.2.3 a) Análise com o Interruptor Fechado:

Quando o interruptor está fechado, o diodo se polariza de forma inversa e o circuito equivalente é mostrado na figura abaixo (HART, 2001).

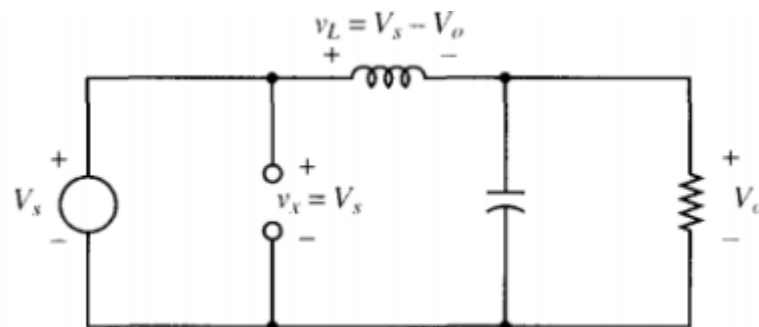


Figura 2.30 - Circuito equivalente do BUCK para o interruptor fechado

FONTE: (HART, 2001).

Temos que:

$$V_L = V_S - V_0 = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.9)$$

Reajustando, temos:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_0}{L} \quad (\text{interruptor fechado}) \quad (2.10)$$

Como a derivada da corrente é uma constante positiva, a corrente aumenta linearmente como se mostra na Figura 2.31. A variação da corrente quando o interruptor está fechado se calcula modificando a equação anterior (HART, 2001):

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S - V_0}{L} \quad (2.11)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{fechado}} = \frac{V_S - V_0}{L} \cdot DT \quad (2.12)$$

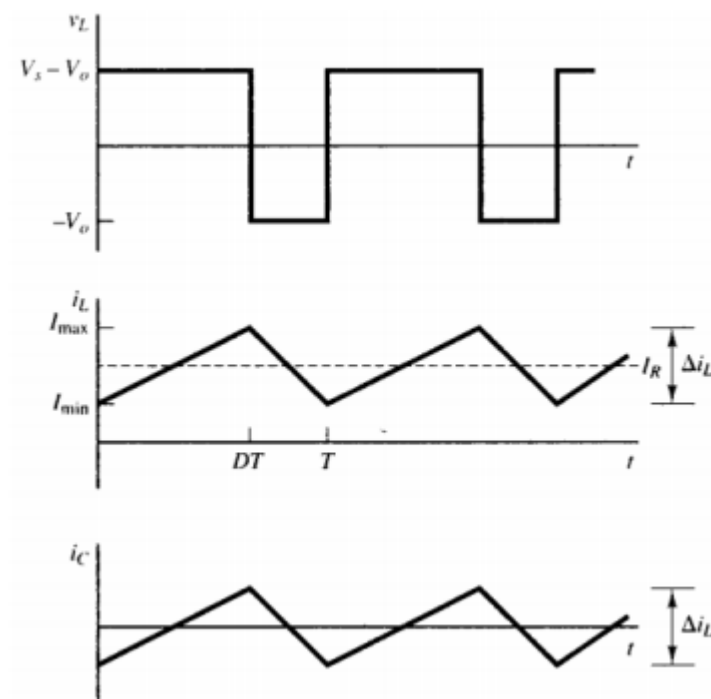


Figura 2.31 - respectivamente: tensão na bobina, corrente da bobina e corrente do condensador de um conversor BUCK

FONTE: (HART, 2001).

2.5.2.3 b) Análise com o Interruptor Aberto:

Quando o interruptor está aberto, o diodo se polariza diretamente para passar a corrente da bobina no circuito equivalente. Quando o interruptor está aberto, a tensão da bobina é (HART, 2001):

$$V_L = -V_0 = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.13)$$

Rearranjando, temos:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_0}{L} \quad (\text{interruptor aberto}) \quad (2.14)$$

A derivada da corrente na bobina é caracterizada por uma constante negativa, a corrente diminui de forma linear (vide figura 2.31). A variação da corrente na bobina quando o interruptor está aberto é dada por:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D) \cdot T} = \frac{-V_0}{L} \quad (2.15)$$

$$(\Delta i_L)_{aberto} = \left(\frac{-V_0}{L} \right) \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.16)$$

A operação em regime permanente é necessária para que a corrente da bobina seja à mesma no final e princípio de cada ciclo de comutação. De modo que a mudança líquida na bobina em um período será zero. Para isso deve-se atender (HART, 2001):

$$(\Delta i_L)_{fechado} + (\Delta i_L)_{aberto} = 0 \quad (2.17)$$

Considerando as equações 2.12, 2.16 e 2.17, temos que:

$$\left(\frac{V_S - V_0}{L} \cdot DT \right) + \left(\frac{-V_0}{L} \right) \cdot (1-D) \cdot T \cong 0 \quad (2.18)$$

Isolando V_0 :

$$V_0 = V_S \cdot D \quad (2.19)$$

Podemos observar que a tensão de saída depende apenas da tensão de entrada e do ciclo de trabalho (D), com isso, podemos ajustar o ciclo de trabalho caso houver uma variação na tensão de entrada, porém, é necessária uma realimentação para a comparação entre as tensões, afim de ajustar o ciclo de trabalho de forma correta.

A corrente média na bobina deve ser igual à corrente média da resistência da carga, porque a corrente média do condensador deve ser nula quando opera em regime permanente (HART, 2001):

$$I_L = I_R = \frac{V_0}{R} \quad (2.20)$$

Calculando os valores mínimos e máximos:

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.21)$$

$$I_{max} = \frac{V_0}{R} + \frac{1}{2} \cdot \left(\left(\frac{V_0}{L} \right) \cdot (1 - D) \cdot T \right) = V_0 \cdot \left(\frac{1}{R} + \frac{(1 - D)}{2Lf} \right) \quad (2.22)$$

$$I_{min} = \frac{(I_L - \Delta I_L)}{2} \quad (2.23)$$

$$I_{min} = \frac{V_0}{R} - \frac{1}{2} \cdot \left(\left(\frac{V_0}{L} \right) \cdot (1 - D) \cdot T \right) = V_0 \cdot \left(\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)}{2Lf} \right) \quad (2.24)$$

Sendo f a frequência de comutação, dado em Hz.

É necessário validar a análise anterior, verificando a ocorrência de corrente permanente na bobina. Podemos calcular a corrente mínima dada pela equação 2.24 para esta comprovação. Para que haja uma corrente permanente na bobina, o valor mínimo da corrente deve ser positivo.

Podemos utilizar a equação 2.24 para determinar a combinação de L e f que produzirá corrente permanente. Como $I_{min} = 0$, é o limite entre a corrente permanente e a corrente descontínua (HART, 2001):

$$I_{min} = 0 = V_0 \cdot \left(\frac{1}{R} - \frac{(1 - D)}{2Lf} \right) \quad (2.25)$$

$$(Lf)_{min} = \frac{(1-D) \cdot R}{2} \quad (2.26)$$

Se estabelecermos a corrente de fixação desejada:

$$L_{min} = \frac{(1-D) \cdot R}{2f} \quad (2.27)$$

Sendo L_{min} definido como a indutância mínima para que tenha corrente permanente na bobina.

Na análise anterior, temos suposto que o condensador era muito grande para a tensão de saída ser constante. Na prática não será possível manter perfeitamente constante a tensão de saída com uma capacidade finita. A variação periódica da tensão de saída se calcula a partir da relação entre a tensão e a corrente do condensador. A corrente do condensador é (HART, 2001):

$$I_C = I_L - I_R \quad (2.28)$$

A corrente I_c é mostrada na figura 2.32.

O condensador se carrega ao mesmo tempo em que a corrente for positiva na mesma. Aplicando a definição da capacitância (HART, 2001):

$$Q = C \cdot V_0 \quad (2.29)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_0 \quad (2.30)$$

$$\Delta V_0 \approx \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.31)$$

A variação de carga ΔQ é calculada pela área do triângulo localizado a cima do eixo do tempo (visualizar figura 2.32):

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{T \cdot \Delta I_L}{8} \quad (2.32)$$

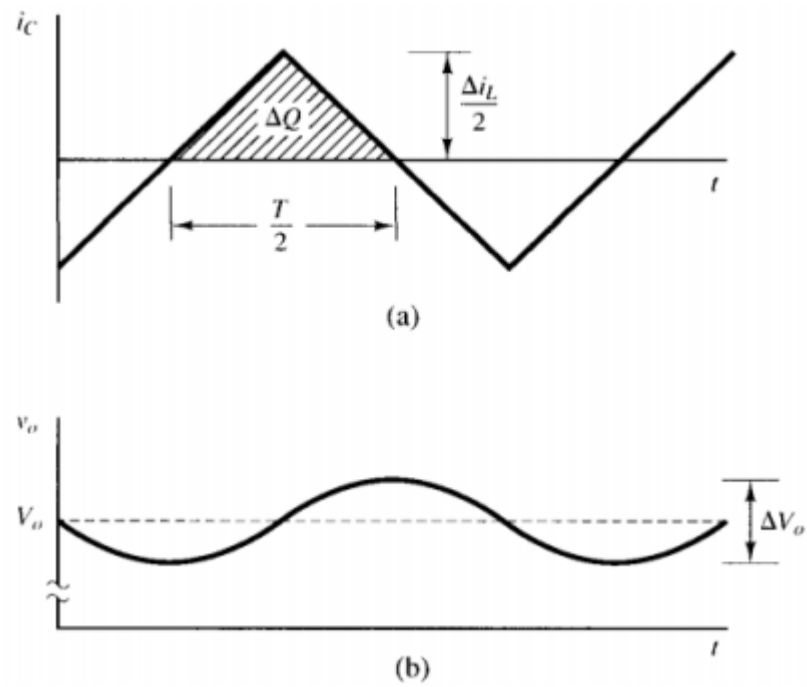


Figura 2.32 - Respectivamente, corrente do condensador e ondulação de tensão do condensador

FONTE: (HART, 2001).

Portanto:

$$\Delta V_0 = \frac{T \cdot \Delta I_L}{8C} \quad (2.33)$$

Substituindo o valor de ΔI_L dado pela equação 2.16:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1 - D}{8LCf^2} \quad (2.34)$$

2.5.3 O Conversor CC-CC CUK

O conversor CUK tem como propriedade realizar a transferência de energia entre duas fontes CC de corrente. Possuindo o mesmo nome do seu inventor, o conversor CUK pode ser encarado como sendo uma associação do conversor Boost com um conversor Buck; pois ele apresenta uma entrada com característica de fonte de corrente, enviando energia a um capacitor (característica de uma fonte de tensão), e em seguida tem-se o capacitor (entrada fonte de tensão), transferindo energia para uma carga com características de fonte de corrente. Portanto, o conversor CUK é na realidade um conversor Boost-Buck, dual do conversor BuckBoost (TEIXEIRA, 2015).

2.5.3.1 Etapas de Funcionamento e Formas de Onda do Conversor CC-CC CUK

Em um conversor CUK, existe a possibilidade da tensão de saída assumir uma tensão maior ou menor que a tensão aplicada na entrada, além disso, ele possui uma característica interessante: a inversão de polaridade na saída do conversor.

O indutor de entrada atua como um filtro para fonte contínua, e impede a existência de um grande conteúdo de harmônicos. Ao contrário das outras topologias de conversores CC-CC (Buck, Boost, Sepic etc), onde a transferência de energia está associada à um indutor, a transferência de energia do conversor CUK dependerá do capacitor C_1 (TEIXEIRA, 2015).

A figura 2.33 apresenta os circuitos equivalentes para o conversor CUK considerando a variação da posição da chave.

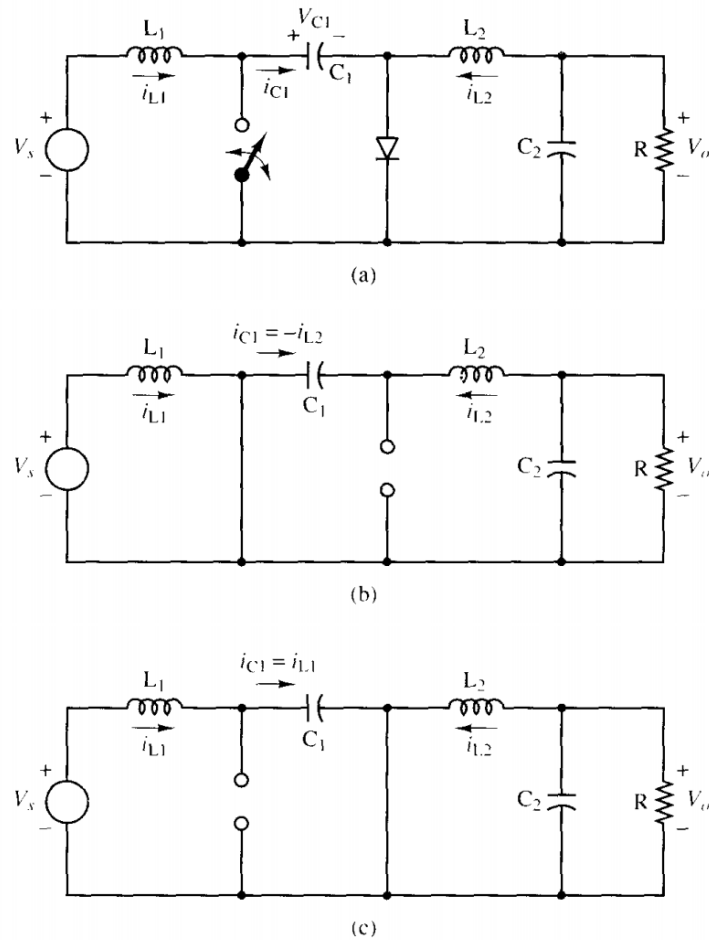


Figura 2.33 - a) esquemático do circuito. b) circuito com chave fechada. c) circuito com chave aberta

FONTE: (HART, 2001).

O conversor CUK apresenta duas etapas de funcionamento:

Etapa 1: Na primeira etapa de operação a chave permanece aberta (figura 2.33 (c)). A energia proveniente da fonte de corrente de entrada I_{L1} é acumulada no capacitor C_1 , através do diodo D , que também conduz a corrente de carga (BARBI, 2006).

Etapa 2: Na segunda etapa de operação a chave permanece fechada (figura 2.33 (a)). O diodo D é polarizado inversamente e permanece bloqueado. A energia acumulada, durante a primeira etapa, no capacitor C_1 é enviada através da chave para fonte de corrente I_0 (BARBI, 2006).

A figura 2.34 apresenta as principais formas de ondas de um conversor CUK considerando o regime permanente.

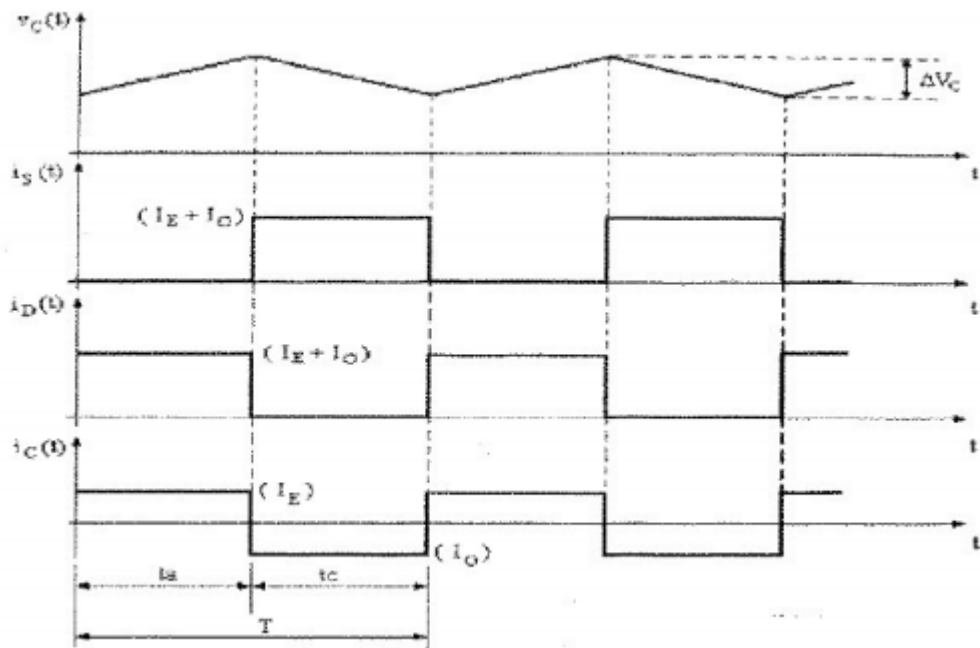


Figura 2.34 - Principais formas de ondas de um conversor CUK

FONTE: (HART, 2001).

2.5.3.2 Análise Matemática do Conversor CC-CC CUK

Algumas considerações prévias:

- Os valores dos indutores são altos e suas correntes são constantes.
- Os valores dos capacitores são altos e suas tensões são constantes.
- As formas de onda de tensão e corrente são periódicas.
- A chave fica fechada durante um tempo DT e aberta durante um tempo $(1-D)T$, onde D é a taxa de trabalho e T é o período.
- Todos os componentes são ideais.

Usando a Lei de Kirchhoff, calcula-se a tensão média em C_1 . Sabendo que durante um período de tempo, a tensão média nos indutores é igual a zero.

Então:

$$V_{C1} = V_E - V_0 \quad (2.35)$$

Fechando-se a chave, o diodo torna-se inversamente polarizado. A corrente em C_1 é dada por:

$$I_{C1} = -I_{L2} \quad (2.36)$$

Abrindo-se a chave, o diodo é forçado por L_1 e L_2 a entrar em operação, então a corrente C_1 :

$$I_{C1} = I_{L1} \quad (2.37)$$

A potência absorvida pela carga é igual a potência absorvida pela fonte:

$$-V_0 \cdot I_{L2} = V_S \cdot I_{L1} \quad (2.38)$$

Em regime permanente, a corrente média nos capacitores é igual a zero. Considerando que a chave está fechada no tempo $D \cdot T$ e está aberta em $(1-D) \cdot T$, temos que:

$$(I_{C1 \text{ fechado}}) \cdot D \cdot T + (I_{C1 \text{ aberto}}) \cdot (1 - D) \cdot T = 0 \quad (2.39)$$

Substituindo a equação 2.38 em 2.39, temos:

$$-I_{L2} \cdot D \cdot T + I_{L1} \cdot (1 - D) \cdot T = 0 \quad (2.40)$$

Logo:

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (2.41)$$

A potência entregue pela fonte na entrada é igual a potência média absorvida pela carga, então temos que:

$$P_S = P_0 \quad (2.42)$$

$$V_S \cdot I_{L1} = -V_0 \cdot I_{L2} \quad (2.43)$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = -\frac{V_0}{V_S} \quad (2.44)$$

Substituindo a equação 2.41 em 2.44, podemos obter a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$\frac{V_0}{V_S} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (2.45)$$

Podemos observar o sinal negativo da equação 2.45. Este sinal indica a inversão de polaridade que ocorre entre a tensão de saída e a tensão de entrada. É possível estimar a variação de tensão em C_1 , calculando ΔV_1 no intervalo que a chave está aberta e I_{L1} e I_{C1} são iguais. Supondo que as correntes em L_1 e são constantes e seu valor é I_{L1} , temos:

$$\Delta V_{C1} \approx \frac{1}{C_1} \cdot \int_{DT}^T I_{L1} dt = \frac{I_{L1}}{C_1} \cdot (1-D) \cdot T = \frac{V_S}{R \cdot C_1 \cdot f} \cdot \left(\frac{D^2}{1-D}\right) \quad (2.46)$$

$$\Delta V_{C1} \approx \frac{V_0 \cdot D}{R \cdot C_1 \cdot f} \quad (2.47)$$

Fazendo uma análise nos indutores quando a chave estiver fechada, é possível calcular a variação de corrente.

$$V_{L1} = V_S = L_1 \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (2.48)$$

A variação de corrente em L_1 no intervalo DT (quando a chave está fechada), é:

$$\frac{\Delta I_{L1}}{DT} = \frac{V_S}{L_1} \quad (2.49)$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_S \cdot DT}{L_1} \quad (2.50)$$

A tensão L_2 (quando a chave está fechada) é dada por:

$$V_{L2} = V_0 + (V_S - V_0) = V_S = L_2 \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} \quad (2.51)$$

ΔI_{L2} será:

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_S \cdot DT}{L_2} = \frac{V_S \cdot D}{L_2 \cdot f} \quad (2.52)$$

Para que os indutores possuam correntes permanentes, a corrente média deverá assumir o valor maior do que a metade das variações de correntes. Com isso, podemos calcular o tamanho mínimo dos indutores para que as correntes sejam permanentes:

$$L_{1 \min} = \frac{(1 - D)^2 \cdot R}{2 \cdot D \cdot f} \quad (2.53)$$

$$L_{2 \min} = \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot f} \quad (2.54)$$

2.5.4 O Conversor CC-CC SEPIC

Inicialmente proposto em 1977, o conversor CC-CC SEPIC (do inglês, Single Ended Primary Inductor Converter) ou conversor CC-CC com indutância simples no primário é um conversor estático que pode diminuir ou elevar a tensão de sua fonte, porém não há a inversão de polaridade na saída, o que ocorre no conversor CUK. Veja na figura 2.27 a imagem de um conversor CC-CC SEPIC, na qual se pode notar: a tensão de entrada (E), o indutor de entrada (L_E), a indutância de magnetização do transformador (L_m) um diodo (D') seguido de um capacitor (C) de entrada e outro de saída para a carga (C_0) e uma determinada carga (R_0) com sua respectiva tensão (V_0) (SILVA, 2015).

Suas vantagens vêm associadas a uma considerável dificuldade de controle por se tratar de um conversor de 4^a ordem. O arranjo para múltiplas pode ser obtido nessa estrutura. Uma importante vantagem se dá no circuito isolado, quando a indutância L_m torna-se a indutância de magnetização do transformador (BARBI, 2006).

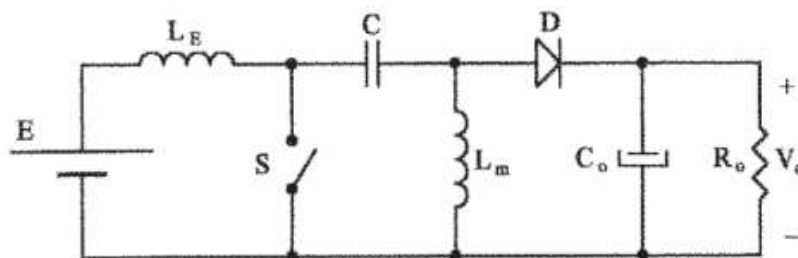


Figura 2.35 - Esquemático de um conversor SEPIC de uma saída.

FONTE: (BARBI, 2006).

O Conversor SEPIC apresenta algumas características importantes: Não existe a inversão na polaridade da tensão de saída, a tensão de entrada apresenta baixo ruído, a transferência de energia é feita pelo capacitor, pode possuir a característica tanto de abaixar quanto de elevar a tensão, possui estrutura manualmente isolada na entrada o que apresenta pequena ondulação de corrente.

Para a realização deste trabalho, o conversor SEPIC será considerado em modo de condução contínua pela viabilidade do estudo.

O conversor CC-CC SEPIC modo de condução contínua apresenta uma transferência estática independente de carga (R_0) dependente unicamente da razão cíclica (D), podendo operar como abaixador ou elevador de tensão com maior faixa de variação do ciclo de trabalho e maior flexibilidade de controle (SILVA, 2015).

2.5.4.1 Etapas de Funcionamento e Formas de Onda do Conversor CC-CC SEPIC

O funcionamento do conversor SEPIC se dá por duas etapas:

Etapa 1 (t_0, t_1):

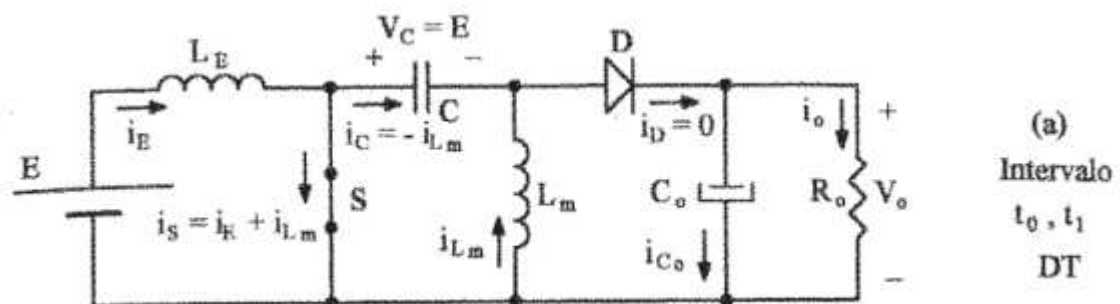


Figura 2.36 - Etapa 1 do funcionamento do conversor SEPIC em modo de condução contínua

FONTE: (BARBI, 2006).

Na etapa 1, nota-se que:

- A chave S está conduzindo e o diodo D está bloqueado.
- V_C e V_{C0} são respectivamente E e V_0 .
- A tensão reversa do diodo será $-(E = V_0)$.
- O indutor L_E armazena energia proveniente da fonte E .
- I_E e I_{Lm} crescem linearmente segundo a relação E/L_E e E/L_m , respectivamente.
- A corrente na chave S ($I_S = I_E + I_{Lm}$) cresce linearmente com a relação E/L_{eq} , no qual: $L_{eq} = L_E \cdot L_m / (L_E + L_m)$.
- Capacitor C_0 alimenta a carga (BARBI, 2006).

Etapa 2 (t_0, t_1):

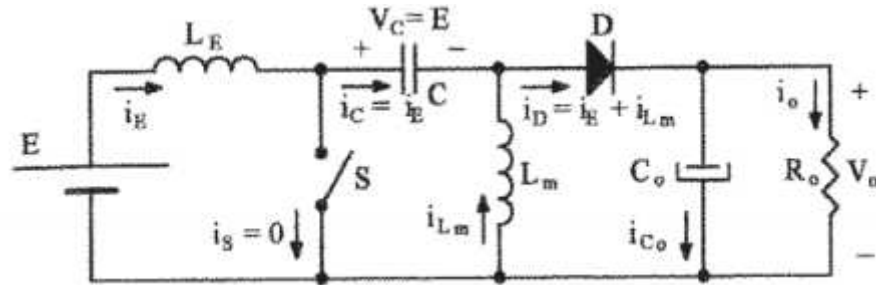


Figura 2.37 - Etapa 2 do funcionamento do conversor SEPIC em modo de condução contínua

FONTE: (BARBI, 2006).

Na etapa 2, nota-se que:

- No instante t_1 chave S é aberta e o diodo D entra em condução.
- L_E e L_m assumem o valor V_0 .
- Há transferência de energia dos indutores L_E e L_m para o capacitor C_0 e carga R_0 .
- As correntes em L_E e L_m decrescem linearmente com a relação $-V_0/V_E$ e $-V_0/L_m$, respectivamente.
- A corrente que passa no diodo D , ($I_D = I_E + I_{Lm}$), decresce linearmente na razão relação $-V_0/L_{eq}$.
- A tensão na chave S virá ser $V_S = E + V_0$.
- Quando $t = t_2$ a chave S é novamente posta em condução, retornando à etapa anterior e reiniciando um novo ciclo (BARBI, 2006).

A figura 2.38 apresenta as principais formas de ondas de um conversor SEPIC.

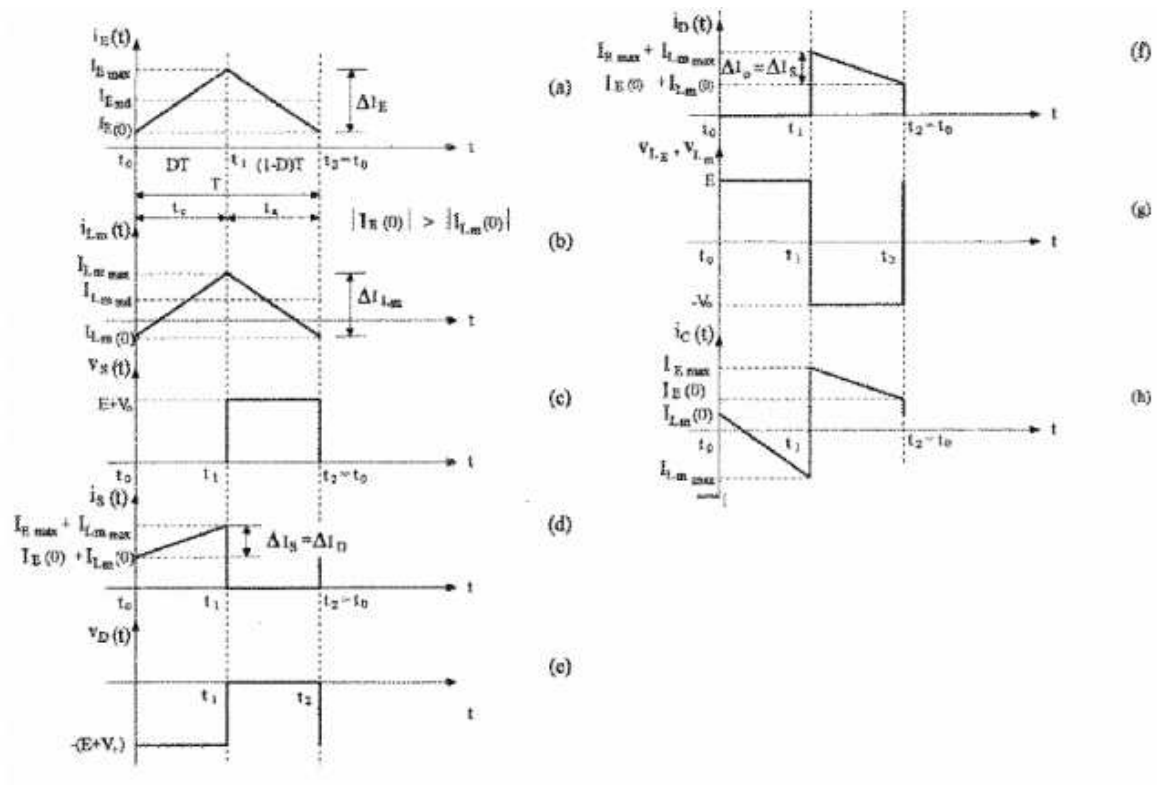


Figura 2.38 - Formas de ondas de um conversor SEPIC em modo de condução contínua

FONTE: (BARBI, 2006).

2.5.4.2 Análise Matemática do Conversor CC-CC SEPIC

Sabe-se que no intervalo DT os indutores L_E e L_m armazenam energia e no intervalo $(1-D).T$ tal energia é transferida à carga. Desconsiderando perdas no conversor, tem-se (HART, 2001):

$$E \cdot (I_{E_{md}} + I_{L_{md}}) \cdot DT = V_0 \cdot (I_{E_{md}} + I_{L_{md}}) \cdot (1 - D) \cdot T \quad (2.55)$$

Onde $I_{E_{md}}$ e $I_{L_{md}}$ representam os valores médios da corrente de entrada I_E e da corrente do indutor magnetizante I_{L_m} , em ordem, durante o período T . A partir da equação 2.55 pode-se encontrar a seguinte relação (BARBI, 2006):

$$\frac{V_0}{E} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.56)$$

Tal relação mostra que, assim como o conversor CUK, a tensão média de saída V_0 é função singular da razão cíclica D quando o conversor SEPIC opera no modo de condução contínua (BARBI, 2006).

- **Cálculo o Valor Médio da Corrente de Entrada:**

Podemos calcular os valores médios de corrente de entrada a partir da figura 2.38, temos que:

$$I_{E_{md}} = \frac{DT \cdot I_{E(0)}}{T} + \frac{DT \cdot (I_{E_{max}} - I_{E(0)})}{2 \cdot T} + \frac{(1-D) \cdot T - I_{E(0)}}{T} + \frac{(1-D) \cdot T \cdot (I_{E_{max}} - I_{E(0)})}{2 \cdot T} \quad (2.57)$$

Só que:

$$I_{E_{max}} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT \quad (2.58)$$

Então:

$$I_{E_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT + I_{E(0)} \quad (2.59)$$

- **Cálculo a Corrente Média na Indutância de Magnetização.**

Podemos calcular a corrente média na indutância de magnetização, visto que:

$$I_{L_{m_{md}}} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{DT} (I_{L_{m(0)}} + E \cdot \frac{t}{L_m}) dt + \int_0^{(1-D) \cdot T} (I_{L_{m_{max}}} - V_0 \cdot \frac{t}{L_m}) dt \right) \quad (2.60)$$

Onde:

$$I_{L_{m_{max}}} = I_{L_{m_{md}}} = I_{L_{m(0)}} + \frac{E}{L_m} \cdot DT \quad (2.61)$$

Então:

$$I_{Lm_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_m} + I_{Lm(0)} \quad (2.62)$$

- **Relação Entre Corrente Média de Entrada e Corrente Média da Indutância de Magnetização.**

Podemos encontrar uma relação entre a corrente média de entrada e a corrente média na indutância magnetizante.

Tem-se que:

$$I_{C_{md}} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{DT} (-I_{Lm(0)} - E \cdot \frac{t}{L_m}) dt \right. \\ \left. + \int_0^{(1-D) \cdot T} (I_{E(DT)} - V_0 \cdot \frac{t}{L_E}) dt \right) \quad (2.63)$$

E sabe-se que:

$$I_{E(DT)} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT \quad (2.64)$$

Em que:

$$V_0 = E \cdot \frac{D}{1-D} \quad (2.65)$$

Então:

$$I_{C_{md}} = (1-D) \cdot I_{E_{md}} - D \cdot I_{Lm_{md}} \quad (2.66)$$

E portanto:

$$\frac{I_{E_{md}}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.67)$$

- **Cálculo da Corrente Média de Saída.**

A corrente média de saída é calculada a partir da análise do circuito da figura 2.35. Admitindo que toda componente alternada da corrente do diodo D circula pelo capacitor

de saída C_0 . Pode-se então perceber que toda a corrente média de carga, mais especificamente, da saída, é a própria corrente média do diodo D . Então, a partir dos gráficos da figura 2.38, tem-se (SILVA, 2015):

$$I_0 = I_{D_{md}} = (I_{E(0)} + I_{Lm(0)}) \cdot \frac{(1-D) \cdot T}{T} + \frac{(I_{D_{max}} - [I_{E(0)} + I_{Lm(0)}]) \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot T} \quad (2.68)$$

Em que:

$$I_{D_{max}} = I_{Emax} + I_{Lmmax} \quad (2.69)$$

$$I_{Emax} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT \quad (2.70)$$

$$I_{Lmmax} = I_{Lm(0)} + \frac{E}{L_m} \cdot DT \quad (2.71)$$

Substituindo as equações 2.69, 2.70, 2.71 em 2.68, temos:

$$I_0 = (1-D) \cdot \left[\frac{E \cdot DT}{2} \cdot \left(\frac{1}{L_E} + \frac{1}{L_m} \right) + I_{E(0)} + I_{Lm(0)} \right] \quad (2.72)$$

Onde:

$$\frac{1}{L_E} + \frac{1}{L_m} = \frac{1}{L_{eq}} \quad (2.73)$$

Então:

$$I_0 = I_{D_{md}} = (1-D) \cdot \left[\frac{E \cdot DT}{2L_{eq}} + I_{E(0)} + I_{Lm(0)} \right] \quad (2.74)$$

Pela equação 2.72, temos que:

$$I_0 = I_{D_{md}} = (1-D) \cdot (I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}}) \quad (2.75)$$

Sabe-se que:

$$\frac{I_{E_{md}}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.76)$$

Então:

$$I_0 = I_{D_{md}} = I_{Lm_{md}} \quad (2.77)$$

- **Cálculo da Ondulação da Corrente de Entrada:**

Analisando-se a ondulação da corrente no indutor L_E , pode-se obter o valor da ondulação de corrente de entrada. Pela figura 2.35, temos que:

$$\Delta I_E = I_{E_{max}} - I_{E(0)} \quad (2.78)$$

Onde:

$$I_{E_{max}} = I_{E(DT)} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT = \frac{V_0}{L_E} \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.79)$$

Então:

$$\Delta I_E = \frac{E \cdot DT}{L_E} = V_0 \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.80)$$

Pela equação 2.59, tem-se:

$$I_{E(0)} = I_{E_{md}} - \frac{E \cdot DT}{2 \cdot L_E} \quad (2.81)$$

Analisando as equações 2.79 e 2.80, temos que:

$$I_{E(0)} = I_{E_{md}} - \frac{\Delta I_E}{2} \quad (2.82)$$

Substituindo as equações 2.76, 2.77 e 2.79 em 2.82:

$$I_{E(0)} = I_0 \cdot \frac{D}{1-D} - \frac{V_0}{2 \cdot L_E} \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.83)$$

Substituindo a equação 2.83 e 2.56 em 2.79, obtemos o valor máximo da corrente de entrada:

$$I_{Emax} = I_{E(DT)} = I_0 \cdot \frac{D}{1-D} + \frac{V_0}{2 \cdot L_E} \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.84)$$

- **Cálculo da Ondulação da Corrente na Indutância Magnetizante.**

Analisando a corrente I_{Lm} da figura 2.38, temos:

$$I_{Lm} = I_{Lmmax} - I_{Lm(0)} \quad (2.85)$$

$$\Delta I_{Lm} = \frac{E}{L_m} \cdot DT = \frac{V_0}{L_m} \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.86)$$

$$I_{Lm(0)} = I_{Lmmd} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (2.87)$$

$$I_{Lm(0)} = I_0 - \frac{V_0}{L_m} \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.88)$$

O valor máximo da corrente será:

$$I_{Lmmax} = I_0 + \frac{V_0}{L_m} \cdot (1-D) \cdot T \quad (2.89)$$

- **Cálculo da Característica da Transferência Estática.**

Considerando um rendimento ideal, temos que:

$$E \cdot I_{Emd} = V_0 \cdot I_0 \quad (2.90)$$

A característica de ganho estática (G) do conversor SEPIC em modo de condução contínua e regime permanente é dado por:

$$G = \frac{V_0}{E} = \frac{I_{Emd}}{I_0} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.91)$$

- **Ondulação nos Capacitores C e C₀.**

Pode-se calcular as ondulações pelas formas de onda das correntes dos capacitores C e C₀ no intervalo DT, considerando a expressão da tensão em um capacitor, temos:

$$\Delta V_C = \frac{E \cdot D^2 \cdot T}{R_0 \cdot C \cdot (1 - D)} \quad (2.92)$$

$$\Delta V_{C_0} = \frac{E \cdot D^2 \cdot T}{R_0 \cdot C_0 \cdot (1 - D)} \quad (2.93)$$

A variação de carga nos capacitores é dada por:

$$\Delta Q = \frac{E \cdot D^2 \cdot T}{R_0 \cdot (1 - D)} \quad (2.94)$$

Então:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} \quad ; \quad \Delta V_{C_0} = \frac{\Delta Q}{C_0} \quad (2.95)$$

Levando a equação 2.56 em 2.92 e 2.93 podemos calcular, em função de V₀, as ondulações em cada capacitor:

$$\Delta V_C = \frac{V_0 \cdot D \cdot T}{R_0 \cdot C} = \frac{V_0 \cdot D}{R_0 \cdot C \cdot f} \quad (2.96)$$

$$\Delta V_{C_0} = \frac{V_0 \cdot D}{R_0 \cdot C_0 \cdot f} \quad (2.97)$$

Analisando-se as duas equações acima, nota-se que a máxima ondulação de tensão ocorre para a carga máxima (R_{0min}). Uma vez determinada a máxima ondulação de tensão é possível determinar o valor dos dois capacitores (BARBI, 2006).

$$C = \frac{D}{R_{0min} \cdot f \cdot \left(\frac{\Delta V_C}{V_0}\right)} \quad (2.98)$$

$$C_0 = \frac{D}{R_{0min} \cdot f \cdot \left(\frac{\Delta V_{C_0}}{V_0}\right)} \quad (2.99)$$

2.6 Lógica Fuzzy

2.6.1 Introdução e Conceitos Básicos

A Lógica Fuzzy (Nebulosa) é a lógica que suporta os modos de raciocínio que são aproximados ao invés de exatos. Modelagem e controle Fuzzy de sistemas são técnicas para o tratamento de informações qualitativas de uma forma rigorosa. Derivada do conceito de conjuntos Fuzzy, a lógica Fuzzy constitui a base para o desenvolvimento de métodos e algoritmos de modelagem e controle de processos, permitindo a redução da complexidade de projeto e implementação, tornando-se a solução para problemas de controle até então intratáveis por técnicas clássicas (GOMIDE e GUDWIN, 1994).

Nas teorias de controle clássicas e modernas, para realizar a implementação de um controle, é necessário primeiramente efetuar a derivação do modelo matemático do processo, para isto, é necessário conhecer inteiramente o processo, mas quando o processo é muito complexo, nem sempre isso é factível (GOMIDE e GUDWIN, 1994).

Pode-se observar no modelo Takagi-Sugeno um condicionador do tipo SE.. ENTÃO, esta característica representa uma relação linear entre entrada e saída do sistema. A figura 2.39 apresenta uma representação básica deste tipo de controlador.

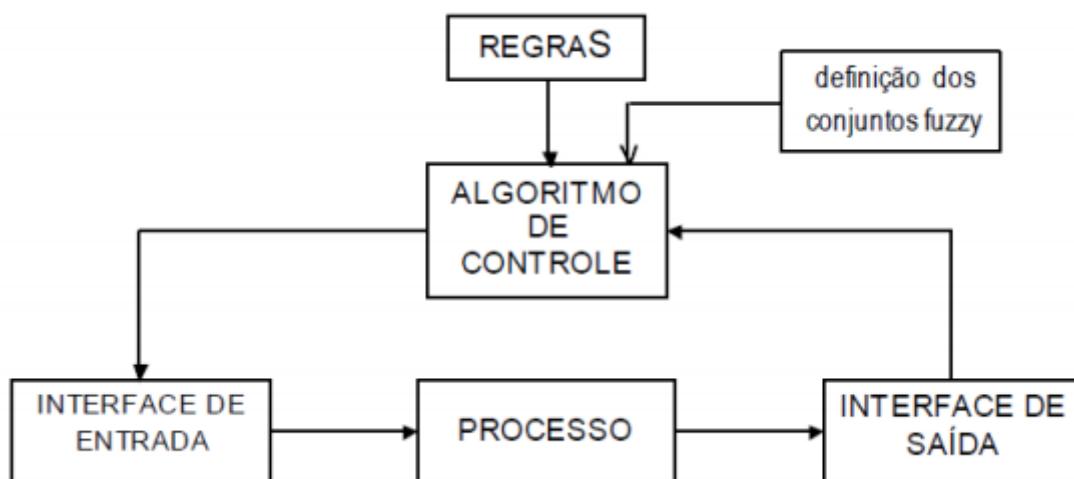


Figura 2.39 - Controlador Fuzzy representado por diagrama de blocos

FONTE: (TANSCHKEIT, 2018).

- A interface de saída é responsável por organizar e traduzir as informações para as variáveis linguísticas FUZZY. Nesta etapa pode ser adicionado alguns elementos como: Conversores A/D e D/A, fatores de escala, Quantização, etc.

- A interface de entrada é responsável por converter a saída do controlador para um valor determinístico a ser enviado pelo processo. Nesta etapa estão inclusos métodos de defuzzificação, fatores de escala, integradores e conversores.
- O algoritmo de controle decide sobre a entrada do processo com base nas regras pré-estabelecidas.
- O conjunto de regras é estabelecido previamente e é responsável pela parcela condicional SE.. ENTÃO para realizar determinada tarefa no sistema.

Pode-se observar pela figura 2.40 a diferença entre um sistema de controle clássico e um sistema de controle Fuzzy. É visível a diferença entre os dois tipos de sistema em relação ao extenso leque de variáveis lidas possibilitando uma maior precisão.

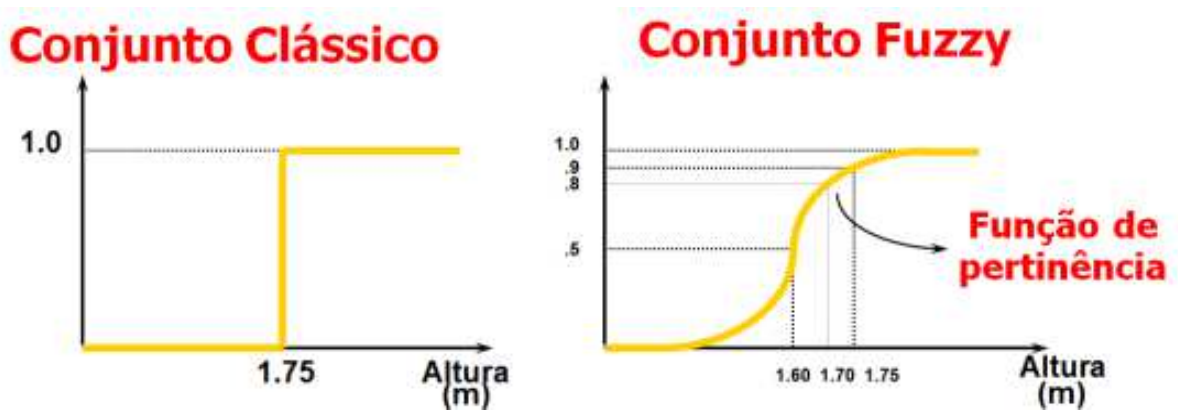


Figura 2.40 - Sistemas de controle

FONTE: (PRATI, 2018).

2.6.2 Fuzzyficação de Função de Pertinência

Segundo SHAW e SIMÕES (1999) a fuzzyficação pode ser entendida como o mapeamento do domínio de números reais para o domínio Fuzzy.

As funções de pertinência, também conhecidas como conjuntos Fuzzy, são na verdade funções matemáticas que fornecem um significado numérico para um conjunto Fuzzy. A etapa de fuzzyficação mapeia a entrada (um valor definido) entre valores de 0 a 1, através das funções de pertinência, que é o grau de pertinência (TANSCHHEIT, 2018).

Em um sistema de controle Fuzzy, as funções de pertinência governam a intensidade com que cada controlador infere a região de operação. Geralmente utilizam-se funções triangulares e trapezoidais, as quais possuem uma solução padrão, e a utilização de fuzzyfificadores para realizar a transformação das variáveis de entrada em variáveis linguísticas que serão traduzidas no processo de inferência (VIEIRA et al., 2007).

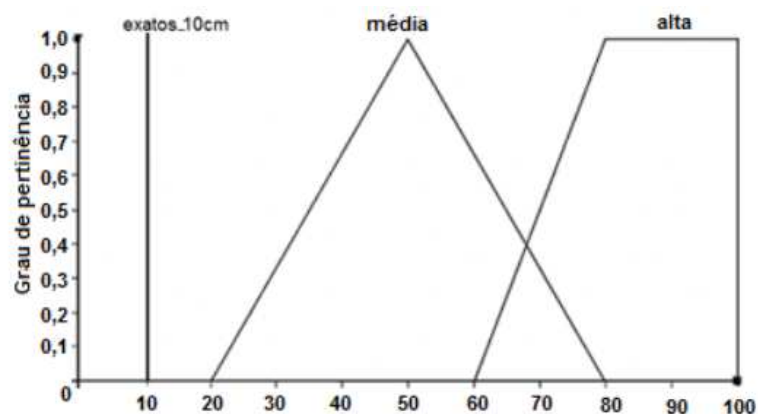


Figura 2.41 - Funções de pertinência para a altura de um objeto qualquer

FONTE: (SILVA, 2015).

Podemos observar na figura 2.41 que o conjunto Fuzzy é classificado utilizando termos linguísticos (exemplo: alto, média, perto, longe, frio, quente, etc) e os elementos são classificados de acordo como grau de quanto o elemento pertence a um determinado conjunto. Como por exemplo, considerando dois objetos com massas diferentes (150kg e 187kg) o objeto que possuir a massa de 187kg será classificado com maior grau de pertinência ao conjunto “Pesado”.

Vale lembrar que a ideia de função de pertinência também se aplica as saídas que traduzirão a resposta em variável numérica pela etapa de defuzzyficação.

2.6.3 Base de Regras

A base de conhecimento consiste de uma base de regras, caracterizando a estratégia de controle e suas metas. A base de dados armazena as definições necessárias sobre discretizações e normalizações dos universos de discurso, as partições Fuzzy dos espaços de entrada e saída e as definições das funções de pertinência (GOMIDE e GUDWIN, 1994).

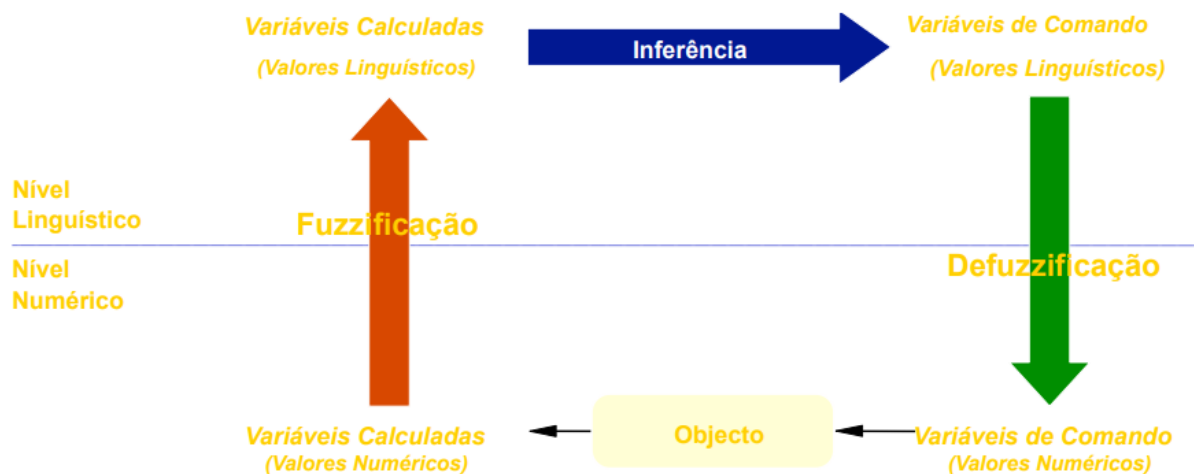


Figura 2.42 - Raciocínio Fuzzy

FONTE: (PRATI, 2018).

2.6.4 Defuzzificação

A tomada de decisão é realizada pela inferência através das variáveis linguísticas, porém, o sistema conectado a saída de controle não é capaz de ler e entender esse tipo de variável. Com isso, a etapa de defuzzificação realizará um mapeamento das variáveis para um conjunto numérico. Portanto, o principal objetivo da defuzzificação é a tradução do domínio Fuzzy para o domínio discreto.

Os métodos mais utilizados para a defuzzificação são: Média dos máximos, Centro de área.

O método da média dos máximos calcula a média de todos os valores que tenham os maiores graus de possibilidade. Este método é limitado pois considera apenas o local médio e não os valores da distribuição total. Pode ocorrer o fornecimento de dois valores iguais para das aplicações diferentes.

O método do Centro de área consiste na realização de uma média ponderada entre toda distribuição. Pode-se fazer uma analogia deste método com o cálculo do centro de gravidade em física.

A figura 2.43 demonstra a ideia deste método.

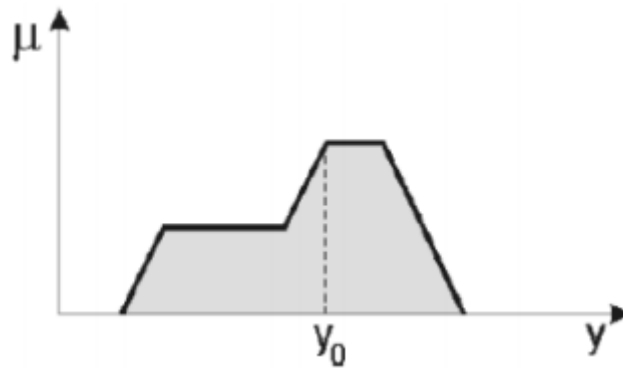


Figura 2.43 - Defuzzificação pelo método do centro de área

FONTE: (ABREU, CASTRO e LIMA, 2018)

2.6.5 Sistema de Controle FUZZY

Os sistemas de controle Fuzzy são compostos basicamente de três etapas, a primeira converte as variáveis de entrada críps em uma representação conhecida como conjuntos Fuzzy (“Fuzzificação”), a segunda etapa, relacionam as variáveis de entrada e saída. As regras são obtidas através do conhecimento e da experiência humana. A terceira etapa é referente à Defuzzificação, processo no qual converte os conjuntos Fuzzy em um número que representa um estado de saída do sistema para determinada condição (TEIXEIRA, 2015).

Podemos observar na figura 2.44 um esquemático construído em diagrama de blocos de um controlador Fuzzy. Neste trabalho, a variável de entrada será o erro da tensão (Set point - tensão de saída). As variáveis de entrada passarão pelo processo de fuzzyficação e serão rotuladas de maneira adequadas, posteriormente passarão pelo processo de decisão do controlador. O processo de defuzzificação transformará as variáveis rotuladas novamente em uma variável numérica que então, serão transferidas para o MOSFET efetuando o seu devido controle de chaveamento.

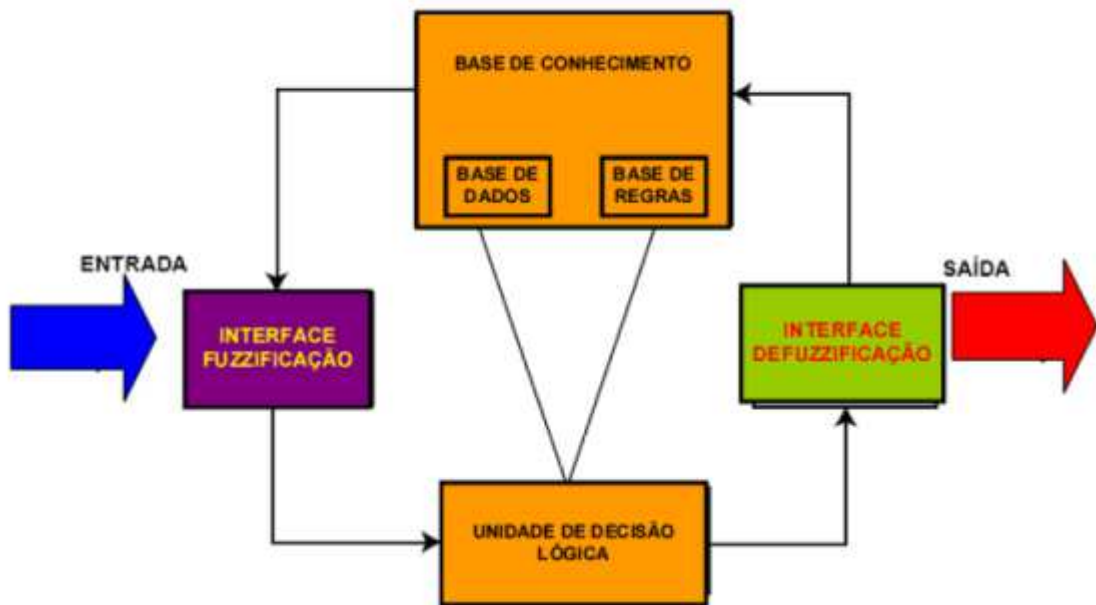


Figura 2.44 - Esquema de um Controlador Fuzzy

FONTE: (CANEPILLE, 2007).

As regras que descreverão o comportamento do sistema substituem genialmente o trabalhoso processo de modelagem matemática. As principais vantagens da lógica Fuzzy são:

- Por rotular os dados de entrada o processo de decisão é muito mais rápido que dos demais sistemas de controle;
- Por se basear na linguagem natural é mais fácil de ser compreendida;
- Possui boa tolerância à imprecisão de dados;
- Solução para o tratamento da incerteza;
- Modelo não linear ajustável a diversos níveis de incerteza;

Hibridização com outras técnicas de controle de inteligência artificial (neuro-fuzzy) ou de controle clássico (TAVARES, 2009).

2.6.5.1 Controlador FUZZY-PI

Um controlador Fuzzy PI possui entradas similares a de um controlador PI clássico. Porém, ao invés dos ganhos K_P e K_i , existem entradas tratadas por um sistema Fuzzy com o intuito de minimizar o erro (e) e a derivada do erro (Δe). A configuração utilizada em um controlador Fuzzy PI é baseada no controlador incremental, no qual incrementa-se a variação de sinal de controle Δu ao sinal de controle atual. Logo, o controlador Fuzzy fornecerá a variação da ação de controle Δu . Como se trata de um controlador discreto, a variação da ação de controle é dada por:

$$\Delta u = \frac{u_k - u_{k-1}}{T_S} \quad (2.100)$$

Onde:

- $u(k)$: Ação de controle no estado atual;
- $u(k - 1)$: Ação de controle no instante anterior;
- T_S : Taxa de amostragem;

Assim, a ação de controle no instante k é dada por:

$$u_k = u_{k-1} + T_S \cdot \Delta u \quad (2.101)$$

A Figura 2.45 mostra o controlador Fuzzy PI com os ganhos de normalização dos controladores. O ganho ke processa o erro, e o kde processa a derivada do erro e ku é o ganho que processa a variação de controle (JUNIOR, 2010).

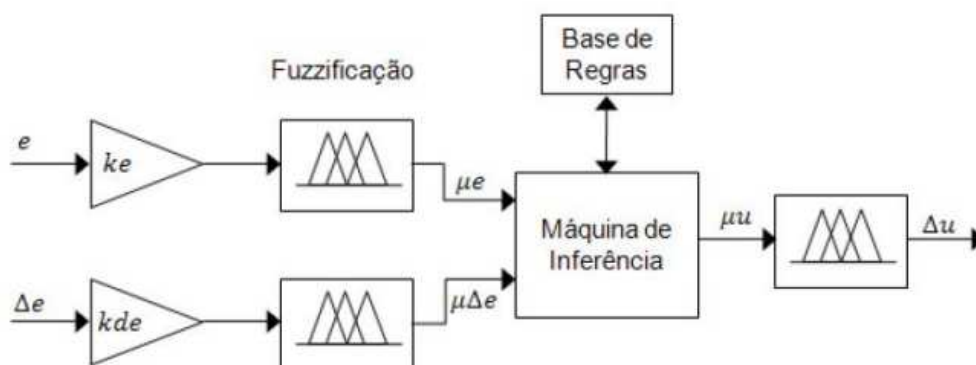


Figura 2.45 - Controlador FuzzyPI

FONTE: (JUNIOR, 2010).

Onde:

- μ_e : Função de pertinência do erro;
- $\mu_{\Delta e}$: Função de pertinência da derivada do erro;
- μ_u : Função de pertinência da ação de controle;

Obtém-se a base de regras usando o erro e a derivada do erro como variáveis de análise para o projeto, já que a ação de controle do Fuzzy PI tem como função minimizá-las. A saída do controlador é consequência da variação da ação de controle, dentro do universo de discurso já definido (JUNIOR, 2010).

2.6.6 Técnicas de Controle

Para que o painel fotovoltaico (PV) opere constantemente no ponto de potência máximo, é feito por parte no controle Fuzzy um controle que possui como saída sinais que modificam o ciclo de chaveamento do MOSFET. Em cada variação de tensão de entrada, haverá alterações no erro e na derivada do erro, pois o ideal é que a saída da carga seja o set point estipulado pelo projetista (SILVA, 2015).

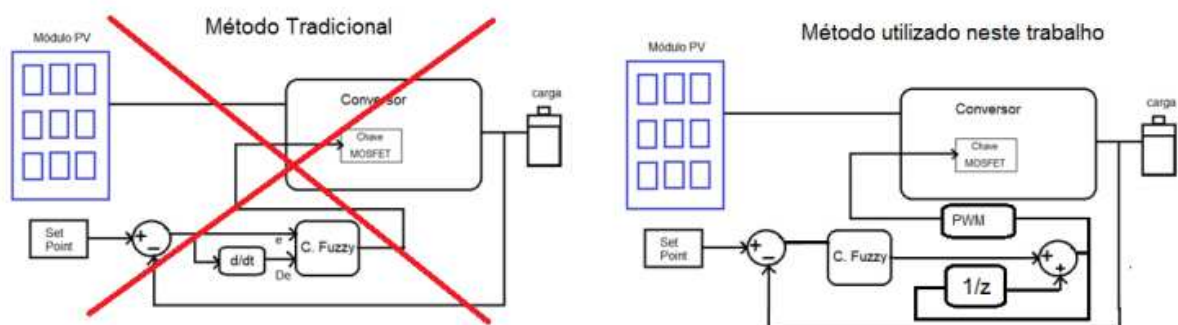


Figura 2.46 - Respectivamente, método tradicional de controle FUZZY e método aplicado neste trabalho

FONTE: (SILVA, 2015).

Devido a sua maior clareza e robustez, o método a ser utilizado neste trabalho será o P&O. Tal método se baseia na confecção de um algoritmo que utiliza dois sensores (um para tensão e um para corrente) e em cada ciclo de chaveamento acrescenta-se a constante K na razão cíclica visando encontrar o ponto de potência máximo cada chaveamento do MOSFET. Tal método trabalha em torno do MPPT e não nele. Deve-se estar atento que a eficiência deste método depende das mudanças de temperatura e radiação. Possui eficiência média de 97% (FUCHS, 2012).

Para efeito de comparação, todos os conversores serão submetidos pelo mesmo tipo de controle sob as mesmas condições.

3 Modelagem do Sistema

3.1 Definição dos Parâmetros dos Conversores

Para efeito de comparação entre os conversores, decidiu-se atribuir as mesmas condições de trabalho para os três casos ($f = 10\text{kHz}$). As equações utilizadas para encontrarmos os valores dos capacitores e indutores são as mesmas apresentadas nos tópicos 2.5.2.3, 2.5.3.2 e 2.5.4.2.

3.1.1 Definição dos Parâmetros do Conversor BUCK

Para o conversor BUCK, utilizando a equação 2.27, podemos calcular o valor de L_1 . Então:

$$L_1 = \frac{(1 - 0,62) \times 13,6}{2 \times 10000} = 261,44\mu H \quad (3.1)$$

Onde $D = 0,62$.

Utilizando a equação 2.34, podemos calcular o valor de C_1 :

Considerando:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = 5 \times 10^{-6} \quad (3.2)$$

$$C_1 = \frac{(1 - 0,62)}{8 \times 261,44 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^{-6} \times 10000} = 291mF \quad (3.3)$$

3.1.2 Definição dos Parâmetros do Conversor CUK

Para o cálculo dos indutores de um conversor CUK, precisamos calcular previamente as correntes médias em cada indutor a partir das especificações de tensão e potência, dadas por:

$$I_{L1} = \frac{P_s}{V_s} = \frac{6,73W}{15,5V} = 0,4344A \quad (3.4)$$

$$I_{L2} = \frac{P_o}{-V_o} = \frac{6,73W}{9,6V} = 0,701A \quad (3.5)$$

O ciclo de trabalho para o conversor CUK será:

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} = \frac{-9,6}{15,5} = -0,62 \quad (3.6)$$

Então $D = 0,38$.

Definindo ΔI_{L1} e ΔI_{L2} como sendo 5% de I_{L1} e I_{L2} e, considerando a equação 2.52, temos:

$$L_1 \geq \frac{15,5 \times 0,38}{10000 \times 0,02156} = 27,30 \text{ mH} \quad (3.7)$$

$$L_2 \geq \frac{15,5 \times 0,38}{10000 \times 0,03505} = 16,80 \text{ mH} \quad (3.8)$$

Considerando ΔV_{C1} igual a 1,25.

Sendo assim, obtemos o valor do capacitor C1 pela equação 2.47:

$$C_1 \geq \frac{9,6 \times 0,38}{13,6 \times 10000 \times 1,25} = 21,36 \mu F \quad (3.9)$$

Considerando:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = 7 \times 10^{-3} \quad (3.10)$$

Calculamos o valor de C2:

$$C_2 \geq \frac{1-D}{\frac{\Delta V_0}{V_0} \cdot 8 \cdot L_2 \cdot f^2} = \frac{1-0,38}{7 \times 10^{-3} \times 8 \times 16,80 \times 10^{-3} \times 10000^2} = 6,52 \mu F \quad (3.11)$$

3.1.3 Definição dos Parâmetros do Conversor SEPIC

O ciclo de trabalho (D) para o conversor SEPIC também será de 0,38.

Sabemos que:

$$I_0 = I_{D_{md}} = I_{L_{m_{md}}} = 0,7 \quad (3.12)$$

Para calcularmos L_E , antes é necessário efetuarmos o cálculo de $I_{E_{md}}$, dado pela equação 2.91:

$$I_{E_{md}} = I_0 \cdot \frac{D}{(1-D)} = 0,7 \times \frac{0,38}{(1-0,38)} = 0,433A \quad (3.13)$$

Para o cálculo de L_E , consideraremos o valor da corrente do indutor no instante zero igual a zero ($I_{E(0)} = 0$) e pela equação 2.81, temos que:

$$L_E = \frac{E \cdot D \cdot T}{2 \cdot I_{E_{md}}} = \frac{15,5 \times 0,38 \times 10^{-4}}{2 \times 0,433} = 683,7\mu H \quad (3.14)$$

Para o cálculo de L_m , consideraremos $I_{E(0)} = 0$, então:

$$L_m = \frac{E \cdot D \cdot T}{2 \cdot I_{L_{m_{md}}}} = \frac{15,5 \times 0,38 \times 10^{-4}}{2 \times 0,7} = 422,9\mu H \quad (3.15)$$

Calculamos o valor de C pela equação 2.98:

$$C = \frac{0,38}{13,7 \times 10000 \times \left(\frac{11,5}{9,6}\right)} = 2,33\mu F \quad (3.16)$$

E pela equação 2.99, tiramos o valor de C_0 :

$$C_0 = \frac{0,38}{13,7 \times 10000 \times \left(\frac{0,0063}{9,6}\right)} = 4,23\mu F \quad (3.17)$$

3.2 Implementação dos Circuitos no SIMULINK

Após a obtenção dos valores de cada componente dos conversores, desenvolveu-se um circuito para a simulação do sistema no software MATLAB/SIMULINK.

3.2.1 Implementação dos Circuitos em Malha Aberta

A primeira etapa é o desenvolvimento de um circuito em malha aberta para cada conversor. Este circuito será utilizado para determinar os erros e os ciclos de trabalho necessários para atingir o set point para cada tensão de entrada.

Fixou-se o ciclo de trabalho no valor em que o conversor foi projetado e, assim, variou-se a tensão de entrada de 15.5V até 4V. Nesta etapa, foi analisado a tensão de saída (V_o) e o erro para cada variação de tensão. Posteriormente, ajustou-se o ciclo de trabalho para cada tensão de entrada afim de igualar a tensão de saída com o set point.

Em todos os casos, foi utilizado um gerador de pulso fixado a uma frequência de 10kHz para o acionamento do MOSFET e a tensão de saída e o erro foi mostrado em Displays.

Notou-se que para todos os casos, quanto menor a tensão de entrada, maior é o ciclo de trabalho necessário para atingir o valor do set point.

3.2.1.1 Implementação do Circuito em Malha Aberta do Conversor BUCK

A figura 3.1 demonstra o circuito em malha aberta montado para representar o conversor BUCK na simulação.

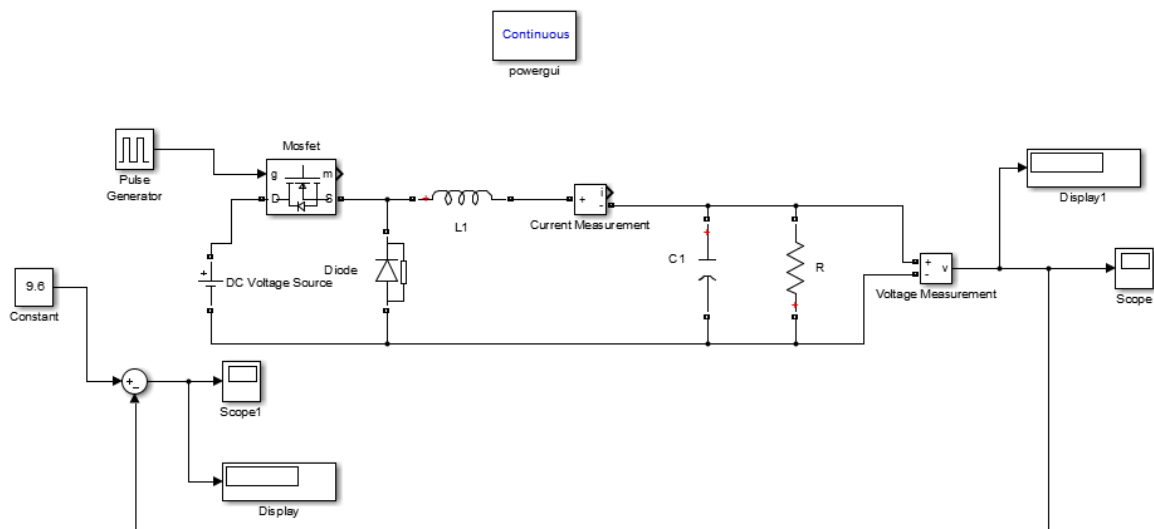


Figura 3.1 - Circuito BUCK em malha aberta

Como dito, o conversor BUCK é um conversor caracterizado como um conversor abaixador de tensão, sendo assim, os testes de tensão de saída e erro foram executados para variação de tensão de 15.5V até 9.7V, visto que 9.7V foi o mínimo valor aceito pelo

conversor para o abaixamento da tensão para 9.6V (set point). A tabela 3.1 apresenta os valores coletados pelo teste em malha aberta do conversor BUCK.

Tabela 3.1 - Dados obtidos após simulação em malha aberta (BUCK)

	Nº do teste	E	V0	Erro	Ciclo de trabalho necessário para alcançar o setpoint (%)
BUCK	1	15,5	9,334	0,2659	63,53
	2	14	8,512	1,088	70,5
	3	12,5	7,586	2,014	78,5
	4	11	6,618	2,982	88,57
	5	9,7	5,871	3,729	99,82

Para o conversor BUCK, foram realizados 5 testes com variação de tensão de entrada de 1.5V (com exceção do teste número 5 onde a variação foi de 1.3V).

3.2.1.2 Implementação do Circuito em Malha Aberta do Conversor CUK

A figura 3.2 apresenta o esquemático do circuito em malha aberta do conversor CUK usado na simulação.

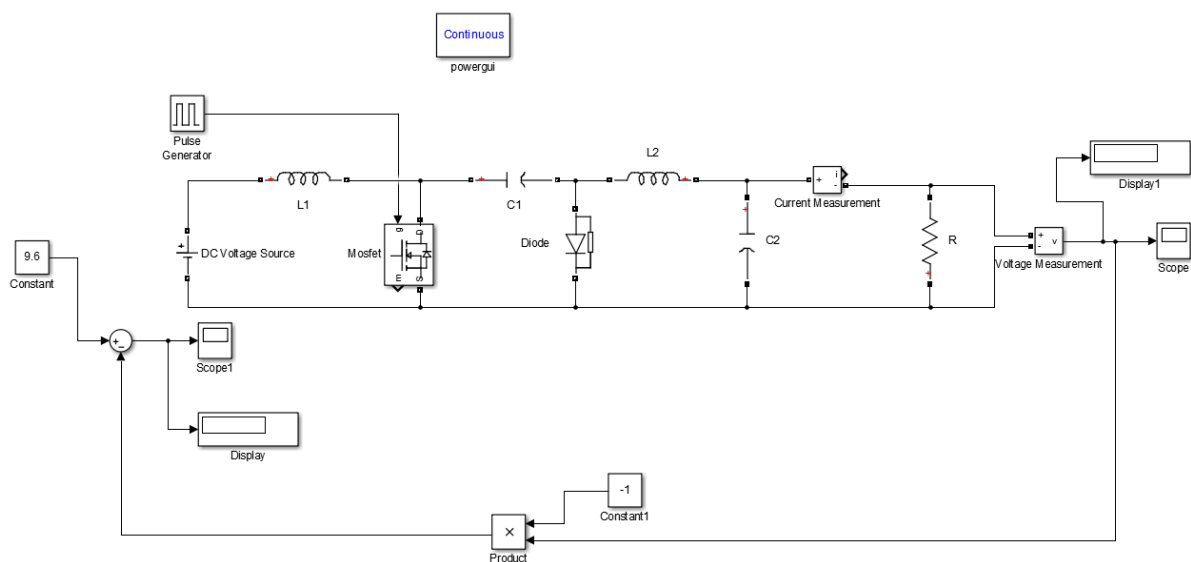


Figura 3.2 - Circuito CUK em malha aberta

O conversor CUK apresenta tensão de saída negativa, portanto, para efeito de comparação com o set point, foi necessário o tratamento da tensão de saída através da multiplicação de V_o por -1 . Este tratamento é representado na figura 3.2 pelo bloco “Product”

e “Constant1”. A tabela 3.2 apresenta os valores obtidos após os testes em malha aberta do conversor CUK.

Tabela 3.2 - Dados obtidos após simulação em malha aberta (CUK)

	Nº do teste	E	V0	Erro	Ciclo de trabalho necessário para alcançar o setpoint (%)
CUK	1	15,5	8,815	0,785	40,2
	2	14	7,895	1,705	42,7
	3	12,5	6,984	2,616	45,5
	4	11	6,063	3,537	48,7
	5	9,5	5,122	4,478	52,6
	6	8	4,226	5,374	57
	7	6,5	3,29	6,31	62
	8	4	1,758	7,842	73,5

Como o conversor CUK é um conversor abaixador e aumentador de tensão, foi possível realizar 8 testes com variação de 1.5V.

3.2.1.3 Implementação do Circuito em Malha Aberta do Conversor SEPIC

A figura 3.3 apresenta o esquemático do circuito em malha aberta do conversor SEPIC usado na simulação.

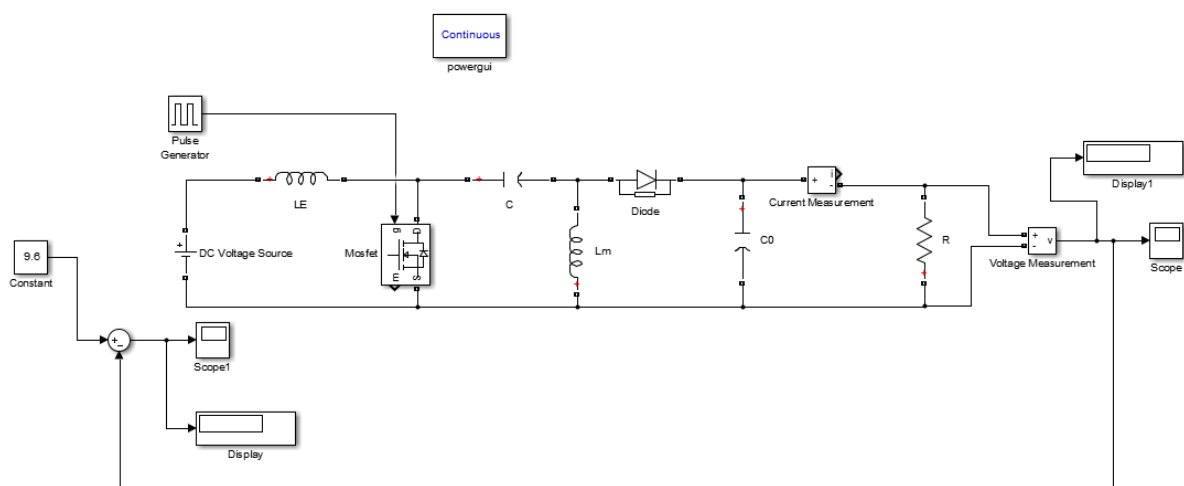


Figura 3.3 - Circuito SEPIC em malha aberta

O conversor SEPIC apresenta tensão de saída positiva, sendo assim, a comparação com o set point foi realizada através de forma direta. A tabela 3.3 apresenta os valores obtidos após os testes em malha aberta do conversor SEPIC.

Tabela 3.3 - Dados obtidos após simulação em malha aberta (SEPIC)

	Nº do teste	E	V0	Erro	Ciclo de trabalho necessário para alcançar o setpoint (%)
SEPIC	1	15,5	9,6	0,06784	38,8
	2	14	8,572	1,028	42,35
	3	12,5	7,616	1,984	45
	4	11	6,66	2,94	47,9
	5	9,5	5,705	3,895	51,3
	6	8	4,75	4,85	55,35
	7	6,5	3,798	5,802	60,2
	8	4	2,225	7,387	71,5

Assim como o conversor CUK, o conversor SEPIC pode atuar diminuindo ou aumentando a tensão de saída com relação a tensão aplicada na entrada. Sendo assim, também foi possível realizar 8 testes para este conversor com variação de 1.5V entre cada experimento.

3.2.2 Implementação dos Circuitos em Malha Fechada

Para efeito comparativo, os três conversores receberam o mesmo tipo de controle, ou seja, um controlador Fuzzy foi projetado para cada um dos conversores levando-se em consideração os valores dos erros e dos ciclos de trabalho obtidos nas tabelas 3.1, 3.2 e 3.3. O controlador recebe o erro do sinal de saída em relação ao set point e atua de tal forma a variar o ciclo de trabalho do MOSFET instalado em cada conversor afim de garantir que a tensão de saída permaneça no set point estabelecido.

O controle obedece ao esquemático mostrado na figura 2.45.

A figura 3.4 apresenta o controlador implementado para os três tipos de conversores no software MATLAB/SIMULINK.

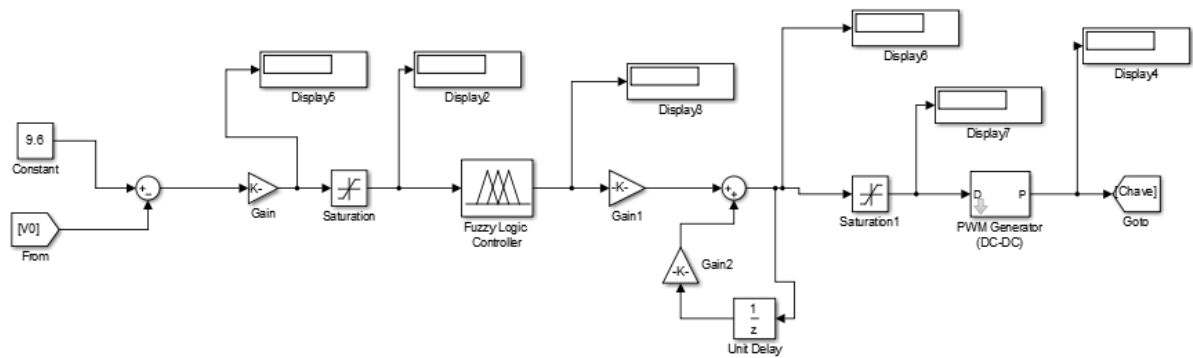


Figura 3.4 - Controlador

Analisando-se da esquerda para a direita temos um bloco de ganho para aumentar a resolução do sinal de erro seguido de um bloco de saturação para limitar o valor de entrada do bloco de inferência Fuzzy (0 a 8 no caso dos conversores CUK e SEPIC e 0 a 4 no caso do controlador BUCK). Na saída do bloco Fuzzy foi colocado um FIR (Finite Impulse Response), onde os ganhos 1 e 2 precisam ser ajustados, de modo a zerar o erro. Logo após o FIR, há mais um saturador com o objetivo de limitar o sinal de saída do bloco Fuzzy entre 0 e 1. Este sinal é encaminhado para um gerador de sinal de PWM que enviará o sinal para o MOSFET, controlando assim, o conversor em questão.

O método de inferência implementado para todos os três conversores foi o método Mandani por ser computacionalmente eficaz e bastante utilizado em otimização e adaptação no controle de sistemas, tal método pode ser visto na figura 3.5.

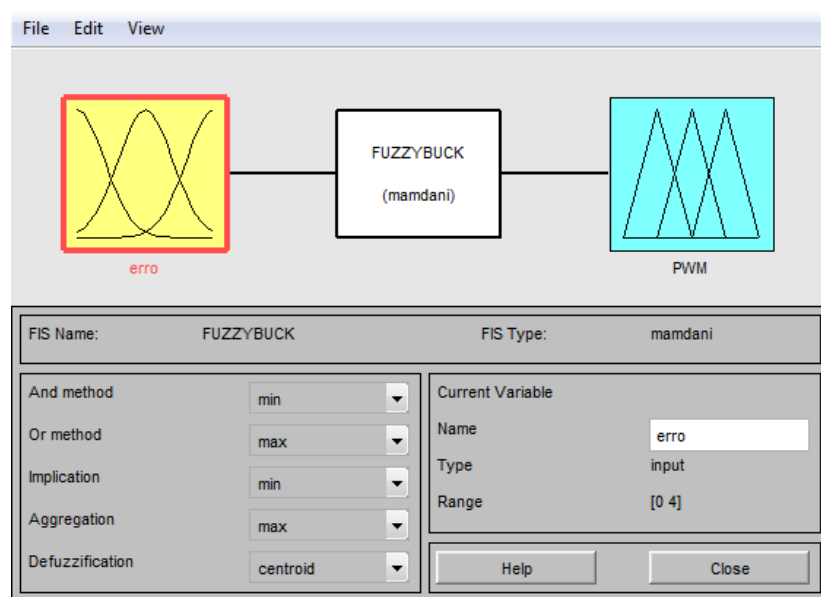


Figura 3.5 - Método de Fuzzyficação

O método utilizou de uma entrada “erro” e uma saída “ciclo de trabalho”

3.2.2.1 Implementação do Circuito Malha Fechada do Conversor BUCK

A figura 3.6 mostra o circuito em malha fechada do conversor BUCK.

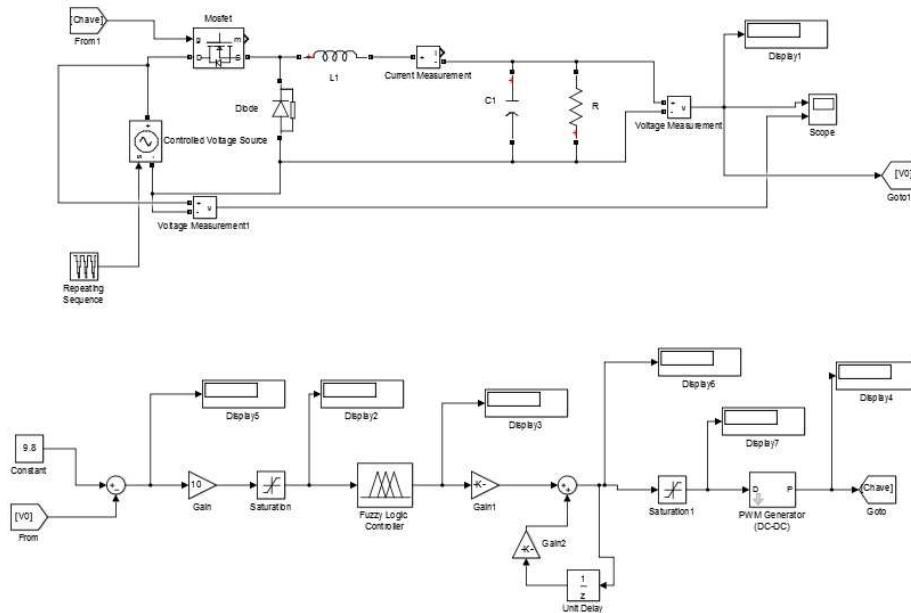


Figura 3.6 - Circuito em malha fechada (BUCK)

Os ganhos Gain, Gain1 e Gain2 foram ajustados pelo método tentativa e erro, onde: Gain = 10, Gain1 = 0.43 e Gain2 = 0.41. Com isso, o controlador apresentou um desempenho satisfatório.

As funções de pertinência para o controlador BUCK foram estabelecidas a partir da tabela 3.1, como mostra a figura 3.7.

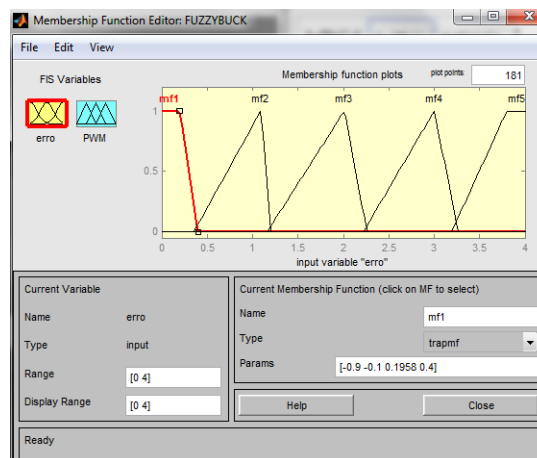


Figura 3.7 - Funções de pertinência para o conversor BUCK

Foram utilizadas 5 variáveis linguísticas: mf1, mf2, mf3, mf4 e mf5. Tais variáveis foram expressas pelas funções de pertinência triangulares e trapezoidais.

Para as funções de pertinência de saída, foram utilizadas funções trapezoidais de comprimento extremamente curto, o que apresentaram bons resultados. As funções de pertinência de saída para o conversor BUCK podem ser visualizadas na figura 3.8.

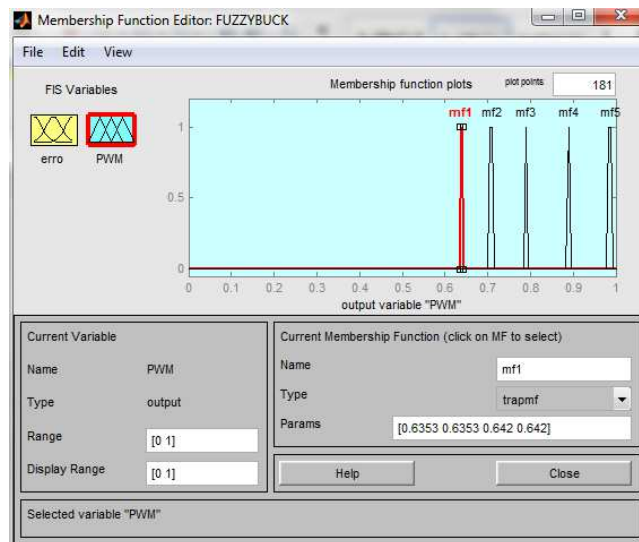


Figura 3.8 - Saídas do controlador fuzzy para o conversor BUCK

Estas saídas correspondem aos ciclos de trabalho para cada caso de fornecimento de tensão da placa para o conversor.

As regras de inferência foram do tipo agregação e composição SE-ENTÃO, como mostra a figura 3.9.

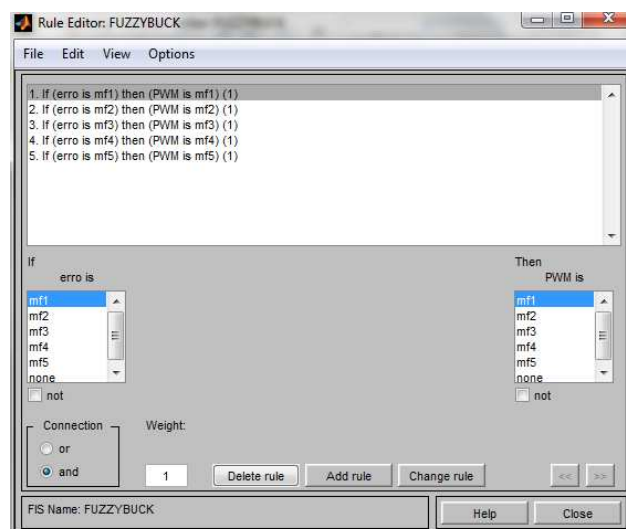


Figura 3.9 - Regras de inferência utilizada no controle fuzzy do conversor BUCK

Através da opção rule-viewer, pode-se visualizar através de gráficos a variação das respostas do sistema devido os dados de entrada e regras feitas, vide figura 3.10.

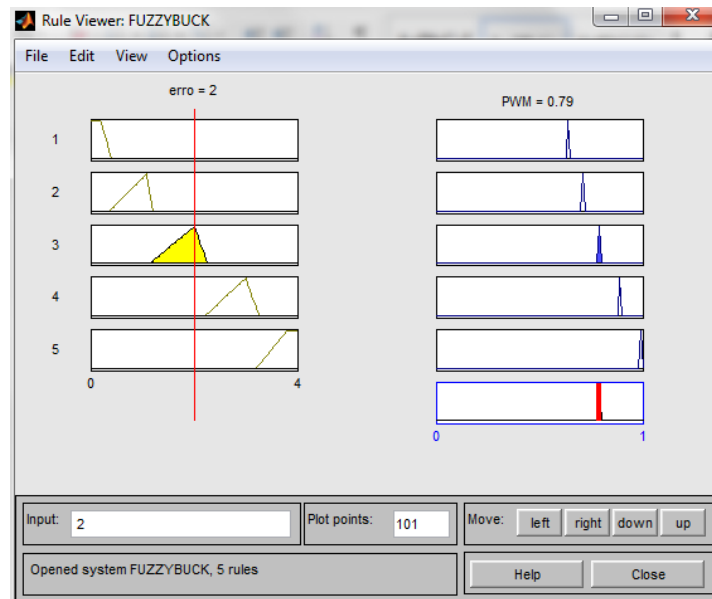


Figura 3.10 - Verificação das regras de inferência fuzzy no projeto do controlador BUCK

3.2.2.2 Implementação do Circuito Malha Fechada do Conversor CUK

A implementação do circuito em malha fechada do conversor CUK foi bastante semelhante ao modelo apresentado na figura 3.6. A figura 3.11 demonstra a construção da simulação do circuito em malha fechada para o conversor CUK.

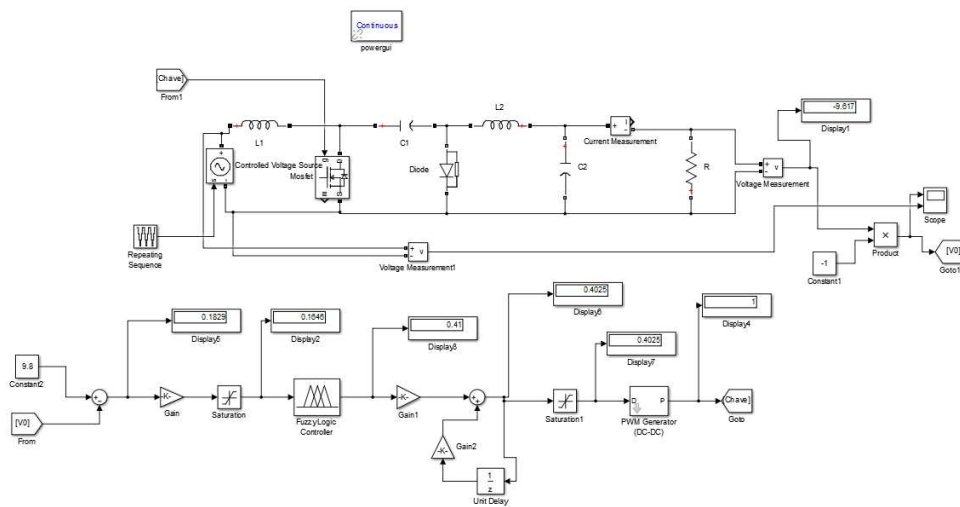


Figura 3.11 - Circuito em malha fechada (CUK)

Os ganhos Gain, Gain1 e Gain2 foram ajustados, também, pelo método tentativa e erro e definiu-se: Gain = 25, Gain1 = 0.54 e Gain2 = 0.45. Com isso, o controlador apresentou um desempenho satisfatório para o conversor CUK.

As funções de pertinência para o controlador CUK foram estabelecidas a partir da tabela 3.2, como mostra a figura 3.12.

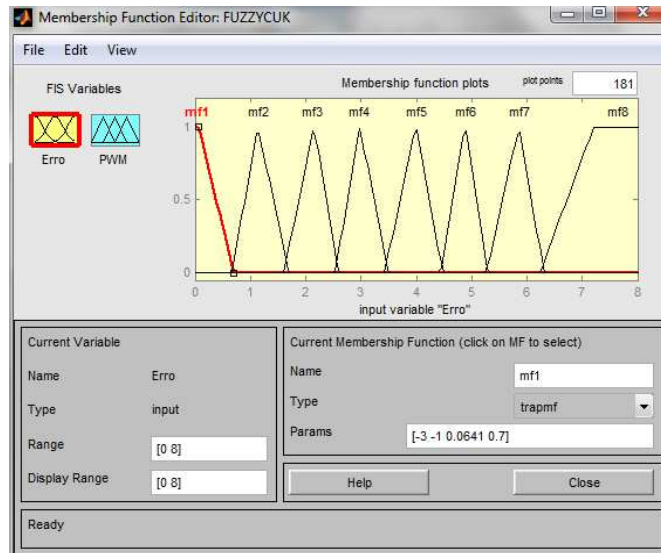


Figura 3.12 - Funções de pertinência para o conversor CUK

Foram utilizadas 8 variáveis linguísticas para este caso: mf1, mf2, mf3, mf4, mf5, mf6, mf7 e mf8. Tais variáveis foram expressas pelas funções de pertinência triangulares e trapezoidais, onde as variáveis das extremidades foram submetidas ao formato trapezoidal, pois apresentou melhor resultado.

Para as funções de pertinência de saída, assim como no conversor BUCK, foram utilizadas funções trapezoidais de comprimento extremamente curto, o que apresentaram bons resultados. As funções de pertinência de saída para o conversor CUK podem ser visualizadas na figura 3.13.

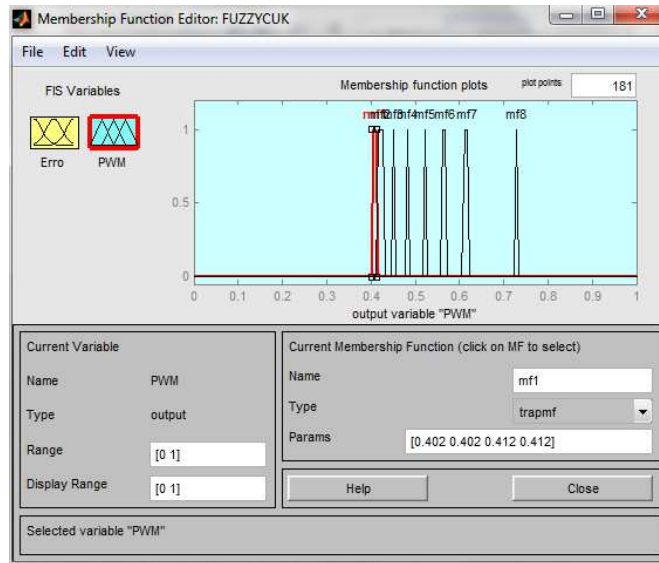


Figura 3.13 - Saídas do controlador fuzzy para o conversor CUK

Estas saídas correspondem aos ciclos de trabalho para cada caso de fornecimento de tensão da placa para o conversor, valores obtidos na tabela 3.2.

As regras de inferência foram do tipo agregação e composição SE-ENTÃO, vide figura 3.14.

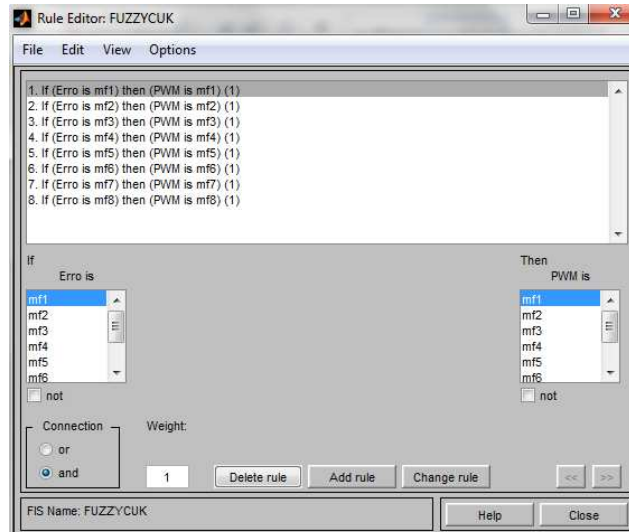


Figura 3.14 - Regras de inferência utilizada no controle fuzzy do conversor CUK

Utilizando-se o rule-viewer, pode-se visualizar através de gráficos a variação das respostas do sistema devido os dados de entrada e regras feitas, vide figura 3.15.

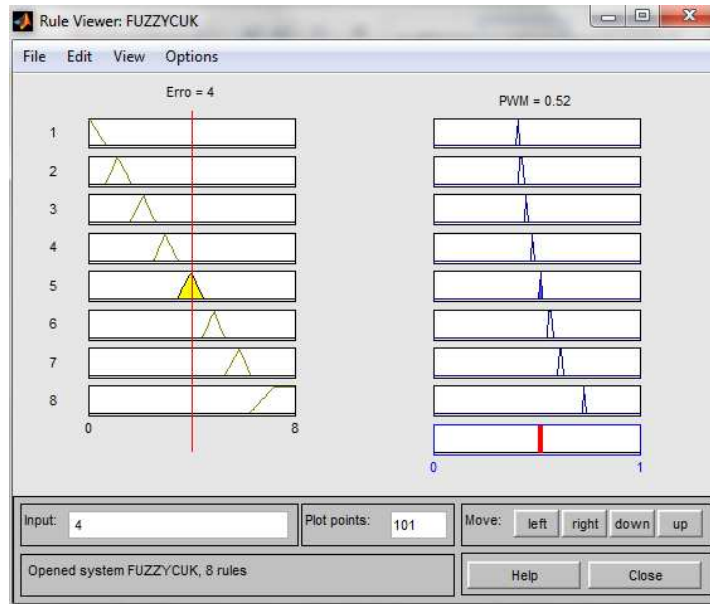


Figura 3.15 - Verificação das regras de inferência fuzzy no projeto do controlador CUK

3.2.2.3 Implementação do Circuito Malha Fechada do Conversor SEPIC

A implementação do circuito em malha fechada do conversor SEPIC foi bastante semelhante aos outros dois modelos apresentados nas figuras 3.6 e 3.11. A figura 3.16 apresenta o esquemático da simulação do circuito em malha fechada para o conversor SEPIC.

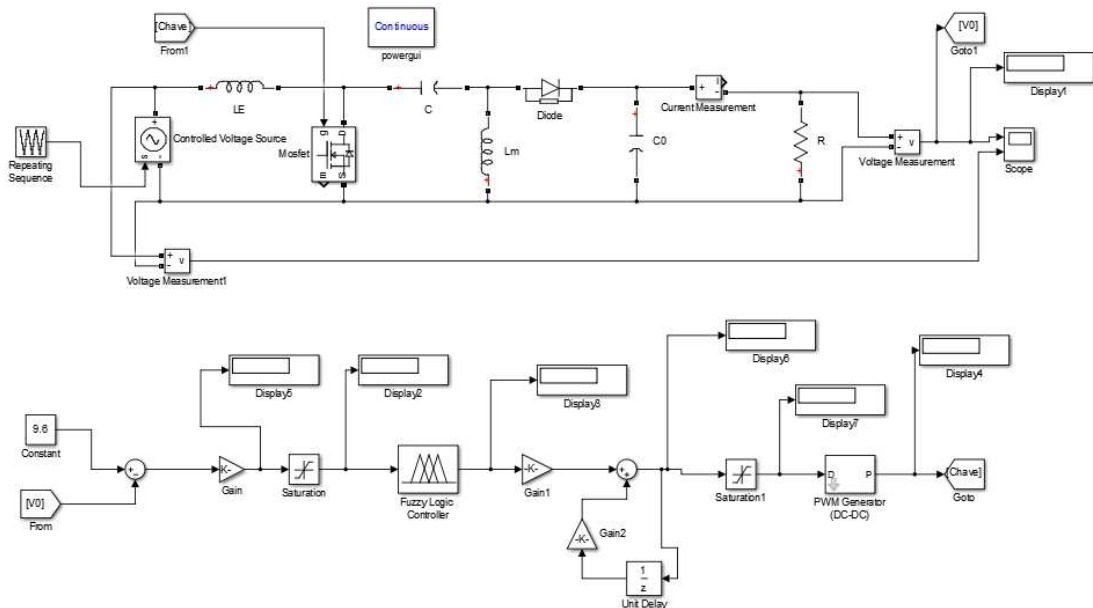


Figura 3.16 - Circuito em malha fechada (SEPIC)

Os ganhos Gain, Gain1 e Gain2 foram ajustados, também, pelo método tentativa e erro e definiu-se: Gain = 27, Gain1 = 0.43 e Gain2 = 0.53. Com isso, o controlador apresentou um desempenho satisfatório para o conversor SEPIC.

As funções de pertinência para o controlador SEPIC foram estabelecidas a partir da tabela 3.3, como mostra a figura 3.17.

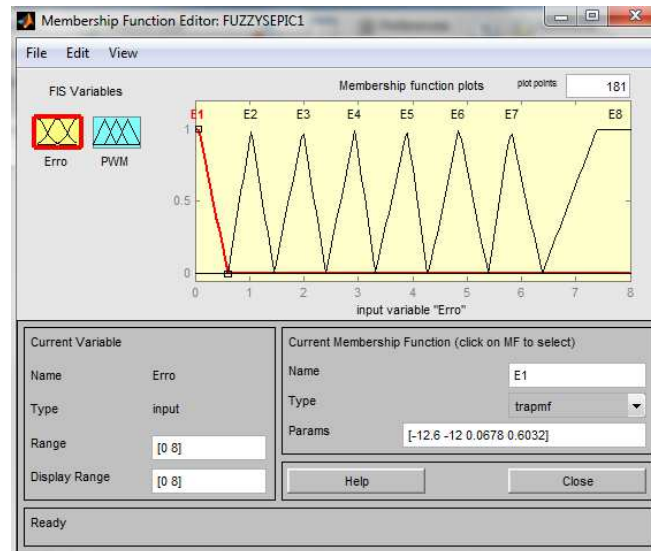


Figura 3.17 - Funções de pertinência para o conversor SEPIC

Foram utilizadas 8 variáveis linguísticas para este caso: E1, E2, E3, E4, E5, E6, E7 e E8. As variáveis foram expressas pelas funções de pertinência triangulares e trapezoidais, sendo as variáveis das extremidades submetidas ao formato trapezoidal, isso possibilitou um resultado satisfatório de controle.

Para as funções de pertinência de saída, assim como nos dois conversores anteriores, foram utilizadas funções trapezoidais de comprimento extremamente curto. As funções de pertinência de saída para o conversor SEPIC podem ser visualizadas na figura 3.18.



Figura 3.18 - Saídas do controlador fuzzy para o conversor SEPIC

Estas saídas correspondem aos ciclos de trabalho para cada caso de fornecimento de tensão da placa para o conversor, valores obtidos na tabela 3.3.

As regras de inferência foram do tipo agregação e composição SE-ENTÃO, vide figura 3.19.

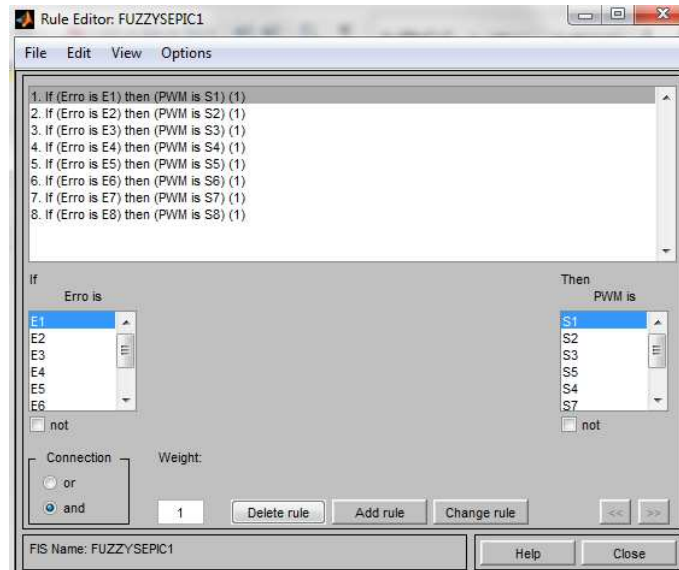


Figura 3.19 - Regras de inferência utilizada no controle fuzzy do conversor SEPIC

Utilizando-se o rule-viewer, pode-se visualizar através de gráficos a variação das respostas do sistema devido os dados de entrada e regras feitas para o conversor SEPIC, vide figura 3.20.

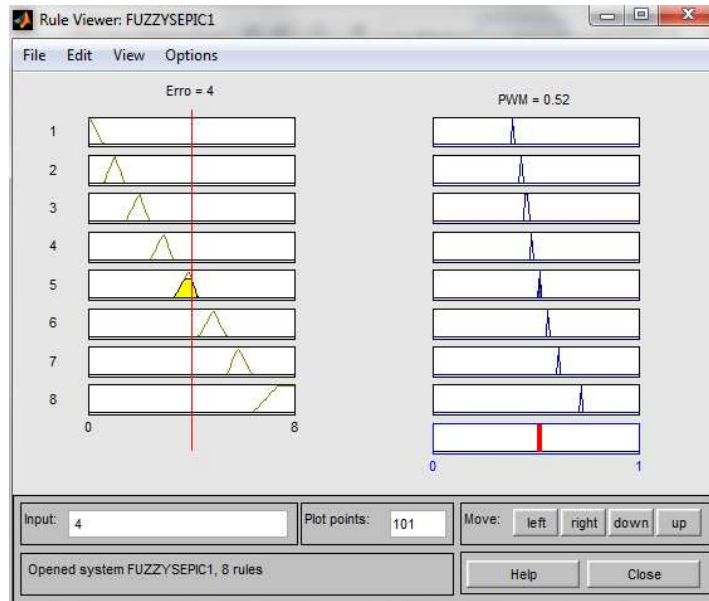


Figura 3.20 - Verificação das regras de inferência fuzzy no projeto do controlador SEPIC

4 Análise dos Resultados

Após a construção das simulações em malha fechada, os três conversores passaram por três diferentes testes para avaliar a efetividade e a robustez do controle implementado.

4.1 Primeiro Teste

Todos os três conversores foram submetidos a uma fonte de tensão variável, onde foi excluída a tensão de 4V, portanto, a faixa de variação apresentada pela fonte de tensão foi de 15.5V até 6.5V com uma variação de aproximadamente 1,5V, no sentido decrescente e crescente. O tempo para a fonte de tensão começar a variar foi ajustada de forma diferente para cada sensor, visando a estabilização do sistema antes do início da variação da fonte.

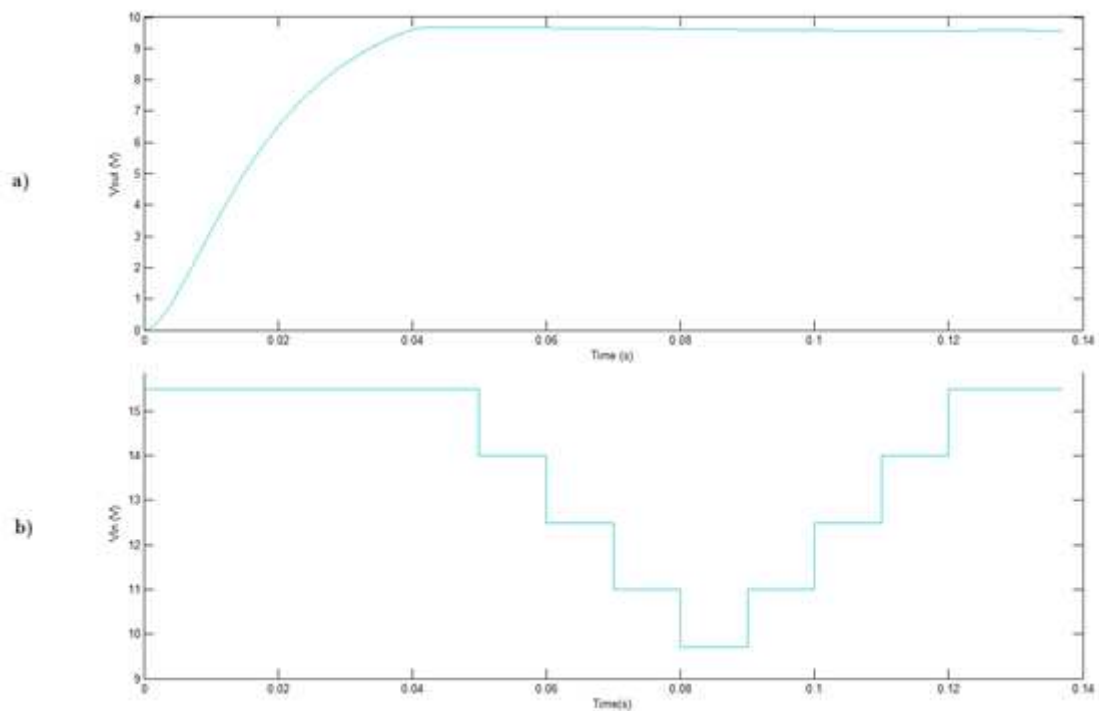


Figura 4.1 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor BUCK no primeiro teste; b) Tensão fornecida pela placa

A Figura 4.1 apresenta a tensão recolhida na saída do conversor BUCK depois de submetido ao primeiro teste. O conversor BUCK apresentou um comportamento de um sistema amortecido, ou seja, não apresentou sobressinal e o tempo de acomodação do sistema se deu em torno de 0.041s. A variação de tensão não causou mudanças drásticas no sinal de saída, nesse sentido, o controle Fuzzy conseguiu assegurar uma tensão de saída próximo ao set point e dentro da faixa aceitável de erro.

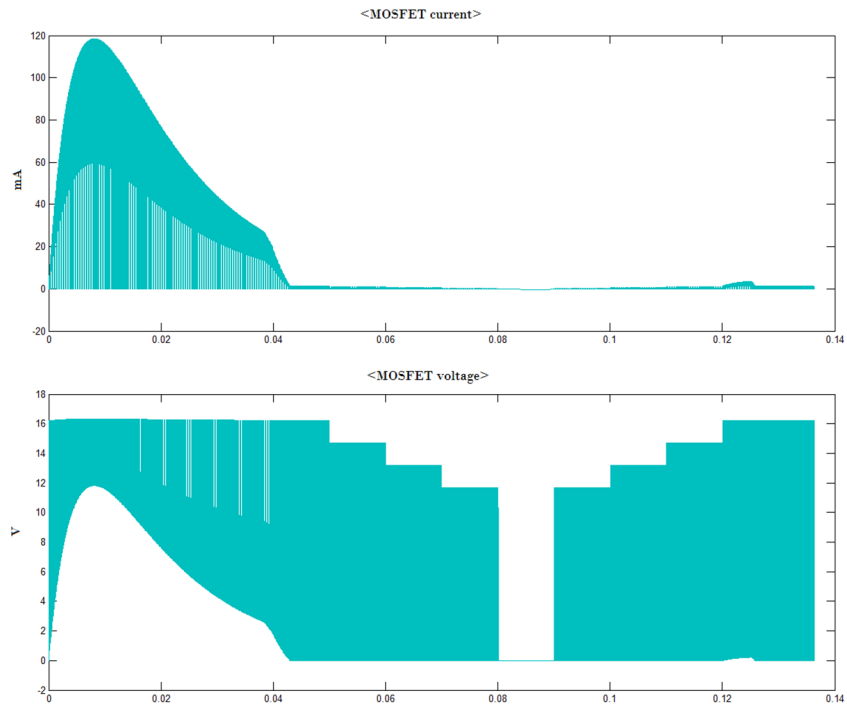


Figura 4.2 - Comportamento do MOSFET no primeiro teste para o conversor BUCK: Gráfico da corrente (Superior) em mA e tensão (Inferior) em V

A Figura 4.2 apresenta o comportamento do MOSFET utilizado para o chaveamento do conversor BUCK quando a tensão de entrada é variada.

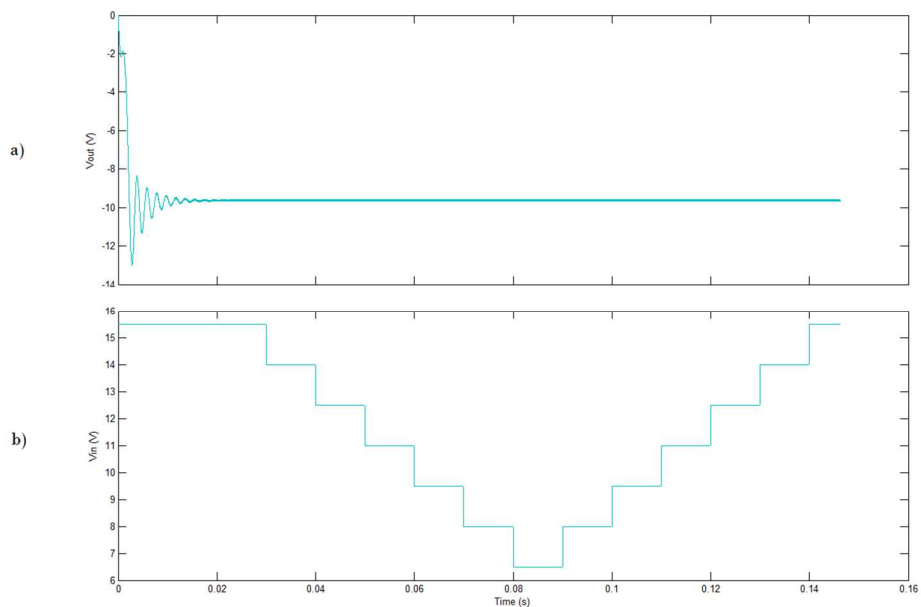


Figura 4.3 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor CUK no primeiro teste; b) Tensão Fornecida pela placa

A Figura 4.3 apresenta a tensão recolhida na saída do conversor CUK depois de submetido ao primeiro teste. O conversor CUK apresentou um comportamento oscilatório, ou seja, características típicas de um sistema sub-amortecido. O pico da oscilação ficou em torno de -13V. Sua acomodação se deu por volta de 0,017s e a variação de tensão não causou mudanças drásticas na tensão de saída. Para este caso, o controlador conseguiu garantir uma tensão de saída bastante precisa em relação ao set point.

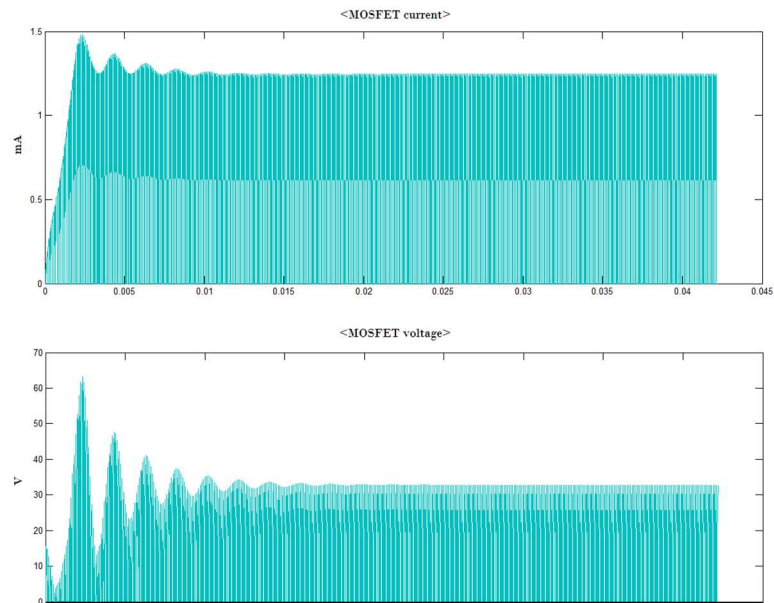


Figura 4.4 - Comportamento do MOSFET no primeiro teste para o conversor CUK: Gráfico da corrente (Superior) em mA e tensão (Inferior) em V

A Figura 4.4 apresenta o comportamento do MOSFET utilizado para o chaveamento do conversor CUK quando a tensão de entrada é variada.

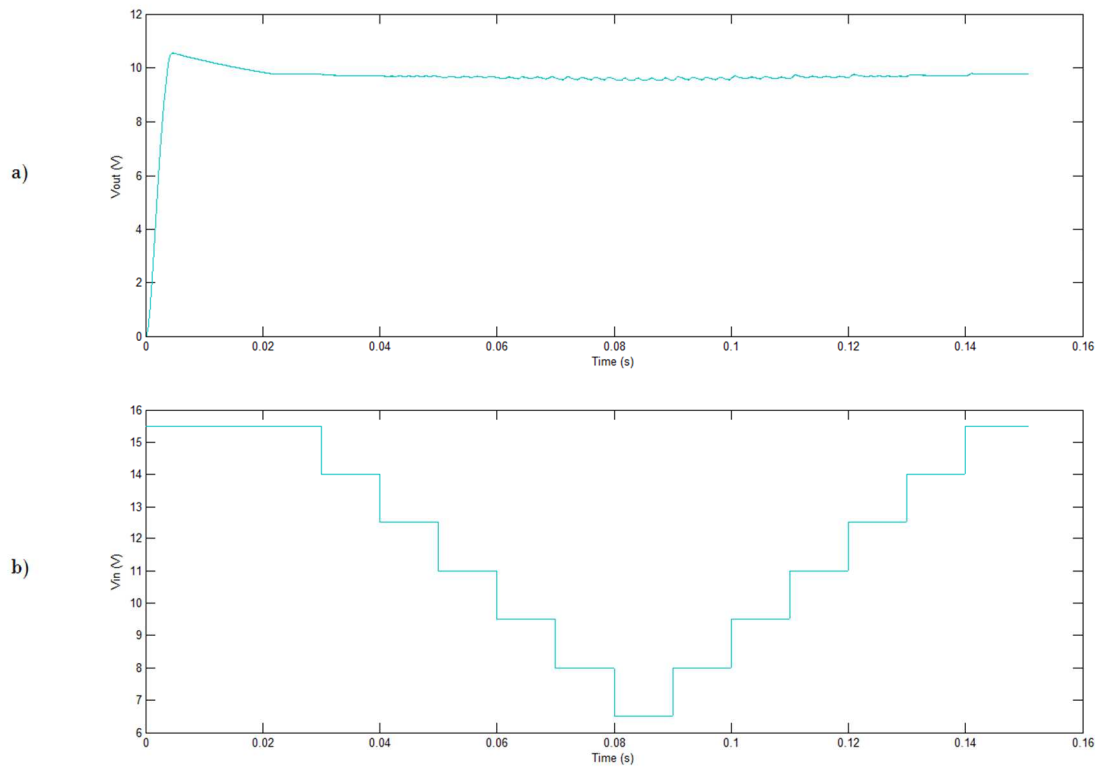


Figura 4.5 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor SEPIC no primeiro teste; b) Tensão fornecida pela placa

A Figura 4.5 apresenta a tensão recolhida na saída do conversor SEPIC depois de submetido ao primeiro teste. O conversor SEPIC apresentou um comportamento de um sistema sub-amortecido com um sobressinal máximo, em torno de 10,5V. Seu tempo de acomodação ficou em torno de 0.025s. Conforme a fonte foi decrescendo a tensão de entrada, a tensão de saída foi apresentando oscilações, quanto menor foi a tensão de entrada, maior a oscilação apresentada na tensão de saída. Este fato se dá por uma imprecisão no ajuste dos ganhos do sistema, entretanto, os ganhos foram ajustados da melhor maneira para que a tensão de saída pudesse ficar em uma faixa aceitável do set point e ao mesmo tempo manter o controle do sistema estável.

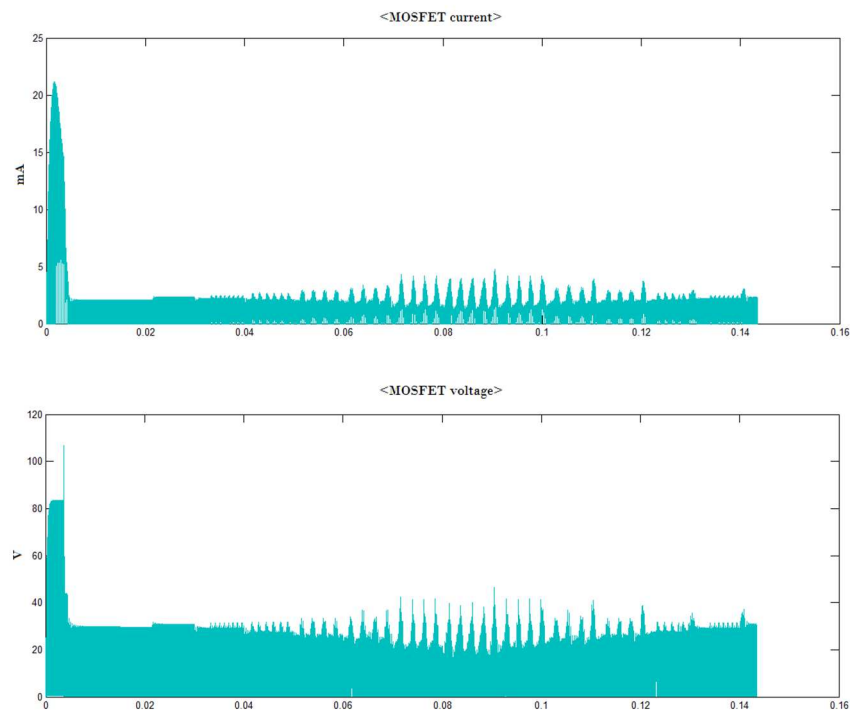


Figura 4.6 - Comportamento do MOSFET no primeiro teste para o conversor SEPIC: Gráfico da corrente (Superior) em mA e tensão (Inferior) em V

A Figura 4.6 apresenta o comportamento do MOSFET utilizado para o chaveamento do conversor SEPIC quando a tensão de entrada é variada.

4.2 Segundo Teste

Todos os três conversores foram submetidos a uma variação brusca de tensão de entrada, onde foi considerado uma queda de 15.5V direto para 6.5V para os conversores CUK e SEPIC e uma queda de 15.5V direto para 9.7V para o conversor BUCK, visto que este último apresenta características de um conversor abaixador de tensão. Da mesma forma que no primeiro teste, o tempo para a fonte de tensão de entrada variar foi ajustada de forma diferente para cada sensor, visando a estabilização do sistema antes do início da variação da fonte.

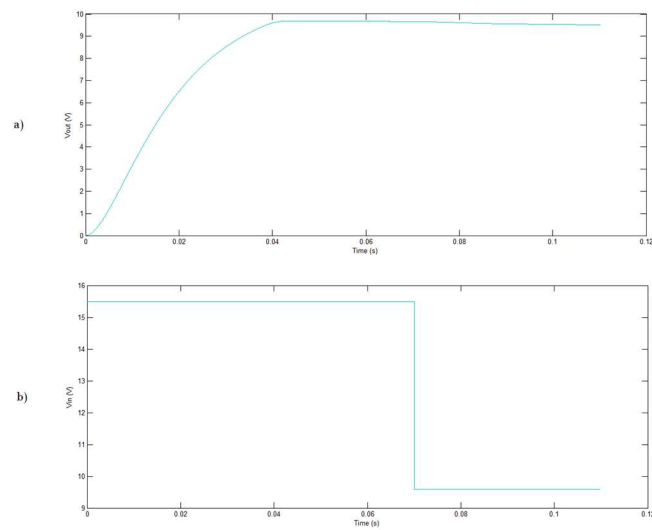


Figura 4.7 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor BUCK no segundo teste; b) Tensão fornecida pela placa

A Figura 4.7 apresenta a tensão recolhida na saída do conversor BUCK depois de submetido ao segundo teste. O conversor BUCK apresentou uma leve queda de tensão (aproximadamente 0.3V) depois da variação brusca de tensão fornecida pela placa, nesse sentido, o controle Fuzzy conseguiu assegurar uma tensão de saída próximo ao set point e dentro da faixa aceitável de erro.

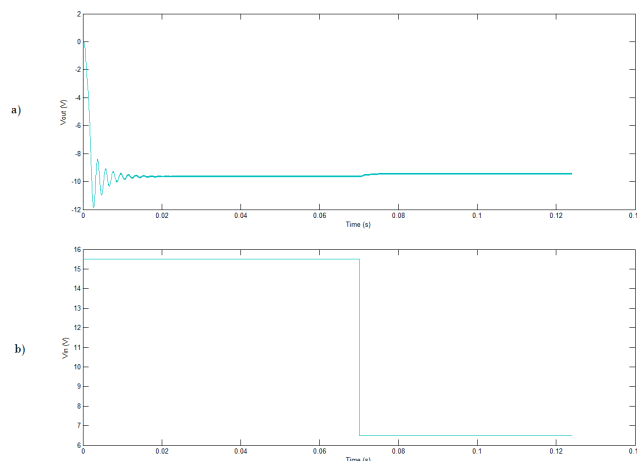


Figura 4.8 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor CUK no segundo teste; b) Tensão fornecida pela placa

A Figura 4.8 demonstra o comportamento da tensão recolhida na saída do conversor CUK depois de submetido ao segundo teste. O conversor CUK também apresentou uma

leve queda de tensão (aproximadamente $0.3V$) depois da queda brusca da tensão fornecida pela placa, porém, o sinal permaneceu sem grandes oscilações após a estabilização do sistema. O erro observado pode ser considerado dentro dos limites aceitáveis.

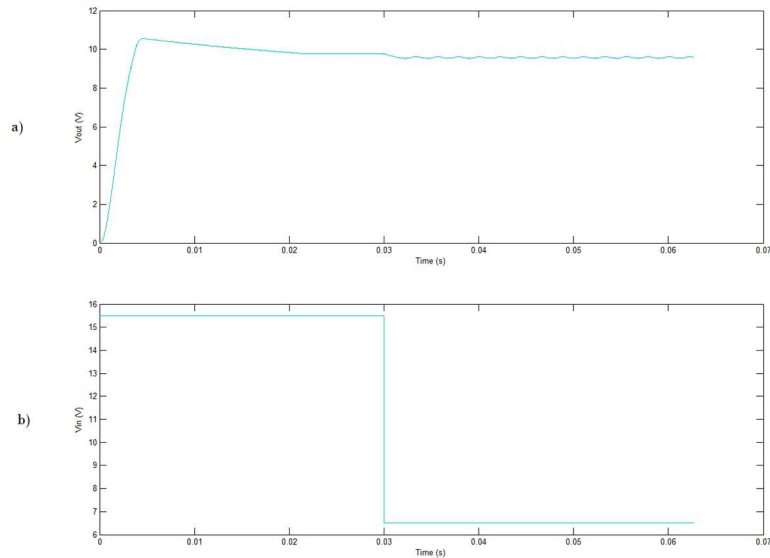


Figura 4.9 - a) Tensão obtida na carga após o controle do conversor SEPIC no segundo teste; b) Tensão fornecida pela placa

A Figura 4.9 apresenta os resultados obtidos da tensão recolhida na saída do conversor SEPIC depois de submetido ao segundo teste. O conversor SEPIC apresentou uma ligeira queda de tensão (aproximadamente $0.2V$) depois da queda brusca da tensão fornecida pela placa, porém, o sinal apresentou oscilações próximo ao set point quando submetido a uma tensão de $6.5V$. O erro observado pode ser considerado dentro dos limites aceitáveis.

4.3 Terceiro Teste

Para o terceiro teste, todos os três conversores foram submetidos a uma fonte de tensão variável onde a faixa de variação de tensão segue as mesmas especificações do primeiro teste. Neste terceiro teste, o set point foi alterado de forma repentina com o objetivo de verificar a resposta do controle sob esta nova condição de referência.

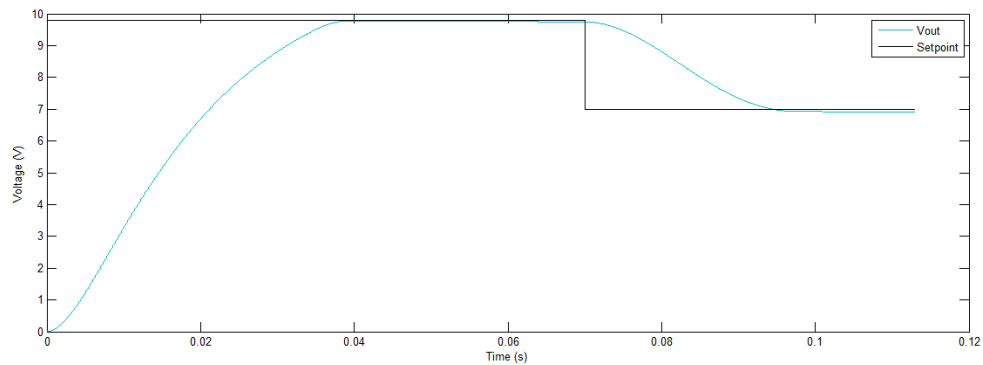


Figura 4.10 - Resposta do conversor BUCK à alteração do set point

A Figura 4.10 demonstra a resposta do controle implementado para o conversor BUCK ao novo ponto de set point. Pode-se observar que o sistema apresentou uma resposta demorada (em torno de 0.03 segundos até estabilizar no novo set point). Porém, o sistema conseguiu alcançar o set point com sucesso.

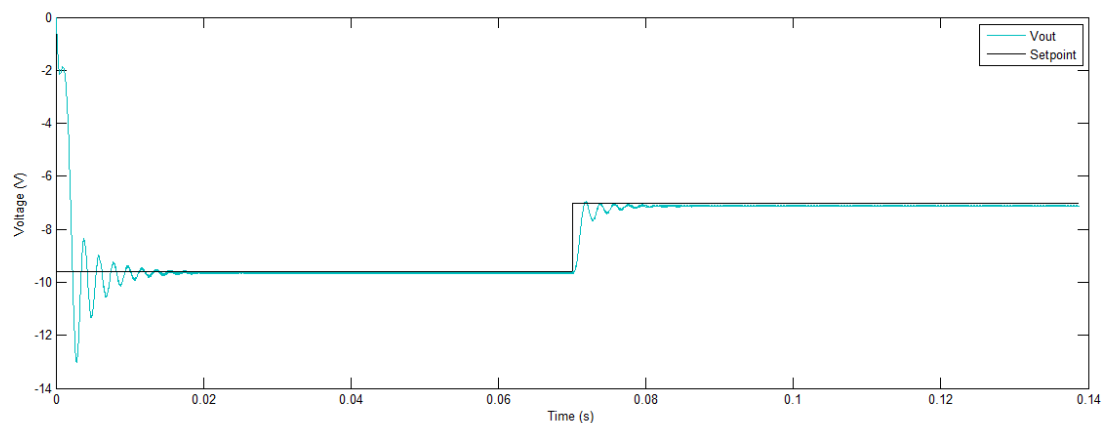


Figura 4.11 - Resposta do conversor CUK à alteração do set point

A Figura 4.11 demonstra a resposta do controle implementado para o conversor CUK ao novo ponto de set point. Pode-se observar que o sistema apresentou resposta rápida (menos de 0.01 segundos até estabilizar no novo set point). Porém, o sistema apresentou um pequeno erro, dentro dos limites aceitáveis.

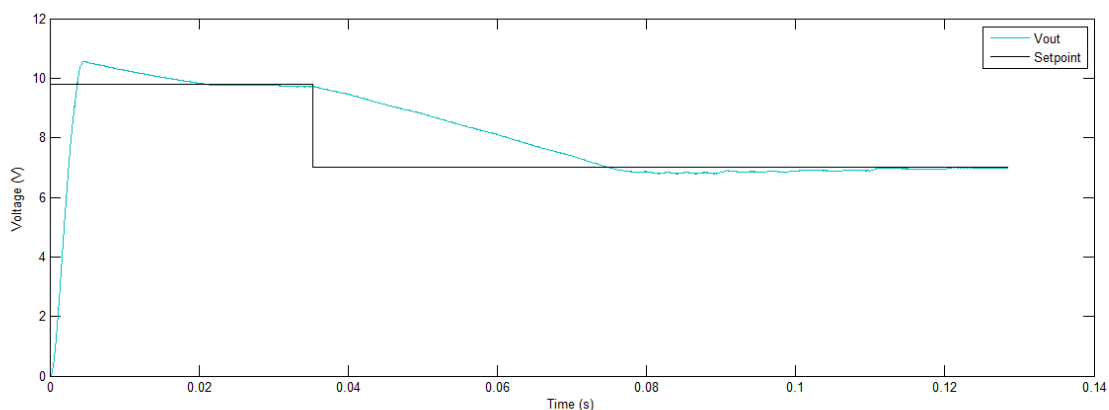


Figura 4.12 - Resposta do conversor SEPIC à alteração do set point

Pode-se notar pela Figura 4.12 a resposta do controle implementado para o conversor SEPIC ao novo ponto de set point. Observa-se que o sistema apresentou uma resposta muito lenta (mais de 0.05 segundos até estabilizar no novo set point). Porém, o sistema apresentou um pequeno erro, dentro dos limites aceitáveis.

Tabela 4 - Tabela comparativa dos resultados obtidos

	Número de componentes	Overshoot	Tempo de acomodação	Oscilação até a estabilização?	Erro max em regime permanente	Queda de tensão no teste 2	Tempo de resposta para a mudança de set point
BUCK	5	0	0.041s	Não	0.1V	0.3V	0.03s
CUK	7	13V	0.017s	Sim	0	0.3V	0.01s
SEPIC	7	10.5V	0.025s	Apenas 1 pico	0.15V	0.2V	0.05s

A tabela 4 demonstra um comparativo entre alguns parâmetros obtidos com a série de testes realizados com o controle implementado para os três tipos de conversores. Com essa tabela é possível ter uma melhor visualização em relação ao potencial do controlador frente a um tipo específico de conversor estático.

Como dito, a tensão de 4V foi retirada dos testes em malha fechada, pois, nos três casos, perdeu-se a estabilidade do sistema para este nível de tensão. Este fato, talvez, pode ser resolvido ajustando de forma precisa os ganhos nos três casos e melhorando os parâmetros do controlador Fuzzy, como: adequar a largura das funções de pertinência de entrada e de saída do controlador, visto que este passo foi feito pelo método tentativa e erro.

5 Conclusão

De acordo com os dados obtidos no presente projeto, a aplicabilidade e eficácia do método de controle Fuzzy para controle de diferentes tipos conversores estáticos se mostrou bastante eficiente para os três casos analisados. Este método versátil e de fácil aplicação é uma excelente ferramenta para garantir uma saída constante de tensão na carga, independente das condições climáticas impostas ao painel solar, atendendo as necessidades do sistema. Notou-se boa eficiência e baixa taxa de erro para a saída desejada nos três conversores em questão sendo que, estes, podem ser expandidos para diversos projetos devido suas características apresentadas nos resultados do presente trabalho.

Concluiu-se que cada conversor possui características, parâmetros e formas de respostas diferentes, sendo assim, o conversor que obteve o melhor desempenho foi o conversor CUK, por mais que ele tenha apresentado um comportamento oscilatório até alcançar o regime permanente e com maior overshoot, este conversor apresentou excelentes resultados do ponto de vista do tempo de acomodação, erro em regime permanente e tempo de resposta à mudança de set point. Deve-se levar em consideração, também, os aspectos econômicos para a construção física de cada conversor, visto que os conversores apresentam complexidades e quantidades diferentes de componentes em seu esquemático físico.

Por fim, os objetivos deste trabalho foram cumpridos em sua totalidade.

6 Trabalhos Futuros

A sugestão como trabalho futuro é desenvolver o controle dos três tipos de conversores utilizando outras técnicas de inteligência artificial, bem como aplicar técnicas de MPPT para estes conversores e implementar fisicamente tal projeto para que se comprove a eficácia da utilização do controle Fuzzy para o controle de conversores estáticos.

É importante a publicação deste documento devido às poucas pesquisas e referências bibliográficas a respeito deste assunto.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

ABREU, F. F. L.; CASTRO, G. C.; LIMA, A. H. A. V. **Lógica Fuzzy e sua Aplicação aos Sistemas de Energia**. Disponível em <<http://pt.scribd.com/doc/57578401/Artigo>> Acesso em: 09 ago.2018.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 1^a Edição. Florianópolis: Edição do Autor, 2006. 315pg.

BOYLESTAD R.; NASHELSKY L., 2013. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria dos Circuitos**. 11^a ed., Prentice-Hall Inc, Rio de Janeiro.

CANEPPELE, F.L. **Desenvolvimento de um Modelo Fuzzy para Otimização de Energia Gerada por um Sistema Híbrido (Solar-Fotovoltaico e Eólico)**. (Tese de mestrado em Agronomia). Botucatu, 2007.

Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito. **Energia Solar Princípios e Aplicações**, CEPEL-CRESESB, Rio de Janeiro, 2006.

CHIANG, S. J.; SHIEH, H-J.; CHEN, M-C. Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4344-4353, 2009.

CHUNG, HS-H. et al. A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or Cuk converter. **IEEE transactions on power electronics**, v. 18, n. 3, p. 717-724, 2003.

CRESESB - Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito, Centro de Pesquisa de Energia Elétrica. (2008). **Tutorial de energia Solar Fotovoltaica**. Rio de Janeiro, 2008.

DAZCAL, R. G.; JÚNIOR, A. G. M. **Estudo Da Implementação de um Sistema de Energia Solar Fotovoltaica em um Edifício da Universidade Presbiteriana Mackenzie**. Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia, 2009.

EL KHATEB, A. et al. Fuzzy-logic-controller-based SEPIC converter for maximum power point tracking. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 4, p. 2349-2358, 2014.

FARAYOLA, A. M.; HASAN, A. N.; ALI, A.. Comparison of modified Incremental Conductance and Fuzzy Logic MPPT algorithm using modified CUK converter. In: **Renewable Energy Congress (IREC), 2017 8th International**. IEEE, 2017. p. 1-6.

FUCHS, E. **Conversor SEPIC com controle MPPT**. (Monografia, Engenharia Elétrica). São Carlos, 2012.

GOMIDE, F. A. C; GUDWIN, R. R. **Modelagem, Controle, Sistemas e Lógica Fuzzy**. SBA Controle & Automação. Vol.4 n°3. Setembro-outubro. 1994.

Grupo de Trabalho de Energia Solar-GTES. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**, CEPEL-CRESESB, 2014, Rio de Janeiro.

HART, D. W. **Electrónica de Potência**. Editora Person, S.A. 1^a ed. 2001. 497pg.

IMHOFF, J. **Desenvolvimento de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos autônomos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.

JUNIOR, J. S. D. S. **Identificação Paramétrica E Controle Fuzzy De Motor De Indução Sob Orientação De Campo**. (Monografia, Engenharia Elétrica). Tucuruí, PA, Dez. 2010.

LIN, P-Z.; HSU, C-F.; LEE, T-T. Type-2 fuzzy logic controller design for buck DC-DC converters. In: **Fuzzy Systems, 2005. FUZZ'05. The 14th IEEE International Conference on**. IEEE, 2005. p. 365-370.

MAHMOUD, A. M. A. et al. Fuzzy logic implementation for photovoltaic maximum power tracking. In: **Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE**. IEEE, 2000. p. 735-740.

MARTINS, D. C., COELHO, R. F., DOS SANTOS, W. M. **Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos**. Natal–RN: Minicursos, xi cobep congresso brasileiro de eletrônica de potência 11 a 15 de setembro de 2011.

NASCIMENTO, A. C. Princípio de Funcionamento da Célula Fotovoltaica. **Monografia de Pós-Graduação Nível Especialização em Fontes Alternativas de Energia**, Lavras, 2004.

NETO, J.; SALAZAR, A.; ARAÚJO, F.; CAVALCANTI, A. **DSP Based Fuzzy Controller Applied to a DC-DC Boost Converter**. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics. Natal, 2013.

PRATI, R. C. **Inteligência Artificial**. Disponível em <<http://professor.ufabc.edu.br/~ronaldo.prati/InteligenciaArtificial/AulaFuzzy.pdf>>. Acesso em: 09 ago. 2018.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência, Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. Pearson Educación, 3 ed. 1999. Florida.

SAFARI, A.; MEKHILEF, S. Simulation and hardware implementation of incremental conductance MPPT with direct control method using cuk converter. **IEEE transactions on industrial electronics**, v. 58, n. 4, p. 1154-1161, 2011.

SHAW, I. S.; SIMÕES, M. G., 1999. **Controle e Modelagem Fuzzy**. 1 ed. São Paulo.

SILVA, E. B. **Análise da Viabilidade de um Sistema Fotovoltaico como Fonte de Energia para um Automóvel**. (Monografia, Engenharia Elétrica). Vitória da Conquista, 2014.

SILVA, F. R. C; SILVA, N. F; SOUZA, R. L. S. **Aproveitamento da Energia Solar na Iluminação Pública de Florianópolis**. Revista Ilha Digital, ISSN 2177-2649, volume 2, páginas 69 – 74, 2010.

SILVA, V. M. **Controle da transferência da energia solar utilizando conversor SEPIC e lógico fuzzy**. (Monografia, Engenharia Elétrica). Vitória da Conquista, 2015.

TANSCHKEIT, R. **Fundamentos de Lógica Fuzzy e Controle Fuzzy**. Departamento de Engenharia Elétrica – PUC. Rio de Janeiro. Disponível em <http://tcs.eng.br/PUC/Fuzzy/SI-Logica_Control_Fuzzy.pdf>. Acesso em: 09 ago. 2018.

TAVARES, C. A. P. **Estudo Comparativo de Controladores Fuzzy Aplicados a um Sistema Solar Fotovoltaico**. 2009. 122 f. Dissertação de Mestrado – UERJ. Rio de Janeiro. 2009.

TEIXEIRA, J. R. B. **Controle fuzzy aplicado a um conversor CUK para melhor aproveitamento de energia em um painel solar**. (Monografia, Engenharia Elétrica). Vitória da Conquista, 2015.

VIEIRA, J. P. A.; NUNES, M. V. A.; UBIRATAN, H. B.; BARRA, W. **Novas Estratégias de Controle Fuzzy Aplicadas ao Conversor do DFIG para Melhoria da Estabilidade Transitória em Sistemas Eólicos**. IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS, vol. 5, n. 3, jun. 2007.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia Solar Fotovoltaica: Conceitos e Aplicações**. 1. Ed. São Paulo: Érica, 2012.

ZADEH, M. J. Z.; FATHI, S. H. A New Approach for Photovoltaic Arrays Modeling and Maximum Power Point Estimation in Real Operating Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 12, p. 9334-9343, 2017.

ZANESCO, I. **Redução no custo de sistemas fotovoltaicos autônomos**. In Relatório de produtividade CNPq, 2003.

Certifico que o aluno Yan Matheus de Toledo, autor do trabalho de conclusão de curso intitulado "Estudo Comparativo dos Conversores BUCK, CUK e SEPIC para Transferência de Energia Solar Utilizando Lógica Fuzzy", efetuou as correções sugeridas pela banca examinadora e que estou de acordo com a versão final do trabalho.

A handwritten signature in black ink, reading "Vinícius Marinho Silva", is written over a horizontal line. The signature is fluid and cursive.

Vinícius Marinho Silva
Orientador