

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ISRAEL JOSÉ DOS SANTOS BARBOSA

**ESTUDO E ANÁLISE DO MICROINVERSOR Cuk PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2020

ISRAEL JOSÉ DOS SANTOS BARBOSA

**ESTUDO E ANÁLISE DO MICROINVERSOR ĆUK PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio

CORNÉLIO PROCÓPIO

2020



Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio
Departamento Acadêmico de Elétrica
Curso de Engenharia Elétrica



FOLHA DE APROVAÇÃO

Israel José dos Santos Barbosa

Estudo E Análise Do Microinversor Baseado no Conversor Cúk Para Sistemas Fotovoltaicos Conectados A Rede Elétrica Monofásica

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 15:00hs do dia 11/08/2020 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

Prof(a). Dr(a). Leonardo Poltronieri Sampaio - Presidente (Orientador)

Prof(a). Dr(a). Sergio Augusto Oliveira da Silva - (Membro)

Prof(a). Vinicius Dario Bacon - (Membro)

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Santíssima Trindade e à Virgem Maria por me sustentarem durante minha jornada nesta graduação. Aos meus pais José Carlos e Maria Margarete, meu irmão Felipe e meu primo Fabiano por sempre me apoiarem em todas as minhas escolhas.

Ao meu orientador Professor Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio, por sua dedicação, paciência e ensinamentos na elaboração deste trabalho.

Aos professores Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva e Dr. Vinícius Dário Bacon, pelas sugestões e avaliações deste trabalho.

Aos docentes da UTFPR-CP por sua dedicação no ensino e troca de experiências.

Aos meus amigos: Estevão, Bruno, Gabriel, Marcelo Gustavo, Murilo e Luan que de maneira direta ou indireta contribuíram como meu crescimento.

Nisso, surgiu uma grande tormenta e lançava as ondas dentro da barca de modo que ela já se enchia de água. Jesus achava-se na popa, dormindo sobre um travesseiro. Eles acordaram-no e disseram-lhe: “Mestre, não te importas que pereçamos?”. E Ele, despertando, repreendeu o vento e disse ao mar: “Silêncio! Cala-te!” E cessou o vento e seguiu-se grande bonança. Ele disse-lhes: “Como sois medrosos! Ainda não tendes Fé?”.

(Mc 4, 37 – 40)

RESUMO

BARBOSA, I. J. S. **ESTUDO E ANÁLISE DO MICROCONVERSOR ĆUK PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA.** 2020. 90f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2020.

Este trabalho apresenta o estudo e análise do emprego do conversor Ćuk em sistemas fotovoltaicos conectados rede elétrica monofásica. Neste sentido, o conversor Ćuk é controlado de forma a tanto realizar o seguimento do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico, bem como produzir uma corrente senoidal retificada no indutor de saída. Em sequência, é empregado um inversor monofásico em ponte completada conectada à rede elétrica que realiza a inversão da corrente de saída do Ćuk para a rede elétrica, operando com chaveamento na mesma frequência da rede. Deste modo, o conversor Ćuk é projetado para operar no modo de condução descontínua (MCD). Neste trabalho, é realizada a análise quantitativa e qualitativa do conversor, apresentando as equações de projeto em regime permanente, bem como as equações que descrevem o comportamento transiente do conversor. A modelagem de pequenos sinais é realizada considerando o modelo de resistor sem perdas, a qual possibilita a obtenção da função de transferência do sistema, bem como o projeto do controlador de corrente. Finalmente, a partir deste estudo será realizada a implementação em ambiente de simulação computacional, a fim de validar o desenvolvimento teórico realizado.

Palavras Chave: Desenvolvimento de uma topologia; Sistemas Fotovoltaicos; Condução descontínua; Modelo do resistor sem perdas.

ABSTRACT

BARBOSA, I. J. S. **STUDY AND ANALYSIS OF ĆUK MICROINVERTER FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS CONECTED TO SINGLE-PHASE ELECTRIC GRID.** 2020. 90f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2020.

This paper presents the study and analysis of the use of the converter Ćuk in photovoltaic systems connected to the single-phase electric grid. In this sense, the converter Ćuk is controlled in order to both follow the maximum power point of the photovoltaic arrangement and produce a rectified sinusoidal current in the output inductor. In sequence, a complete single-phase bridge inverter connected to the electrical grid is employed that reverses the output current from Ćuk to the electrical grid, operating with switching at the same frequency as the grid. In this way, the inverter Ćuk is designed to operate in Discontinuous Conduction Mode (MCD). In this work, the quantitative and qualitative analysis of the converter is performed, presenting the design equations in permanent regime, as well as the equations describing the transient behavior of the converter. The modeling of small signals is carried out considering the lossless resistor model, which permits obtaining the transfer function of the system, as well as the current controller design. Finally, from this study it will be implemented in a computational simulation environment in order to validate the theoretical development performed.

Palavras Chave: Development of a topology; Photovoltaic Systems; Discontinuous Conduction; Lossless resistor model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Panorama do crescimento da matriz energética mundial	14
Figura 1.2 - Panorama mundial de geração distribuída.....	15
Figura 1.3 - Oferta interna de energia elétrica em 2018	15
Figura 1.4 - Topologia de simples estágio.....	18
Figura 1.5 - Topologia inversor duplo estágio	18
Figura 1.6 – (a) Inversor de tensão VSI; (b) Inversor de Corrente CSI	19
Figura 1.7 – Microinversor baseado do conversor Ćuk	21
Figura 2.1 - Topologia conversor Ćuk	24
Figura 2.2 - Primeira Etapa de Funcionamento Conversor Ćuk.....	25
Figura 2.3 - Segunda Etapa de Funcionamento Conversor Ćuk	26
Figura 2.4 - Terceira Etapa de Funcionamento Conversor Ćuk	26
Figura 2.5 - (a) Formas de Onda das Correntes nos Indutores L1 e L2 ; (b) Forma de Onda Tensão nos Indutores L1 e L2	27
Figura 2.6 - (a) Formas de Onda das Correntes na Chave S e no Diodo D ; (b) Forma de Onda Tensão na Chave S e no Diodo D	28
Figura 2.7 - (a) Formas de Onda das Correntes nos Capacitores C1 e C2 ; (b) Forma de Onda Tensão nos Capacitores C1 e C2	28
Figura 2.8 - Formas de onda: Razão cíclica e modulação em PWM.....	29
Figura 2.9 - Circuito conversor Ćuk.....	32
Figura 2.10 - Comportamento do ganho estático quando d é variado	38
Figura 3.1- Representação da Rede de comutação	42
Figura 3.2 – (a) Formas de onda corrente e (b) tensão no Diodo D e na Chave S	43
Figura 3.3 - Modelo resistor sem perdas	45
Figura 3.4 – Modelo ac de pequenos sinais da rede de comutação	46

Figura 3.5 - Circuito equivalente em pequenos sinais conversor $\hat{C}uk$	49
Figura 3.6 - - Circuito equivalente em pequenos sinais conversor $\hat{C}uk$ com resistor R_{FV} e capacitor de desacoplamento C_{FV}	53
Figura 3.7 - Diagrama de bode da corrente de Saída em malha aberta	59
Figura 3.8 - Diagrama de bode planta de corrente com o sistema compensado	61
Figura 3.9 - Resposta ao degrau planta de corrente	61
Figura 3.10 - Diagrama de bode malha de corrente para o sistema não compensado	64
Figura 3.11 - Diagrama de bode da corrente de Saída em malha aberta	65
Figura 3.12 - Resposta ao degrau planta de corrente	65
Figura 3.13 - Diagrama de bode do sistema não compensado da tensão de Entrada em malha aberta	67
Figura 3.14 - Diagrama de bode do sistema compensado da tensão de Entrada em malha aberta	67
Figura 3.15 - Resposta ao degrau planta de Tensão	68
Figura 4.1 - Microinversor baseado no conversor CC-CC $\hat{C}uk$	69
Figura 4.2 - Planta de controle: malhas interna de corrente e externa de tensão	69
Figura 4.3 - Tensão controlada no capacitor de desacoplamento $C_{FV} = 3mF$	71
Figura 4.4 - Corrente de entrada: Indutor $L1 = 20\mu H$	72
Figura 4.5 - Comparação entre a razão cíclica e o cosseno retificado	72
Figura 4.6 - Corrente indutor de saída conversor $\hat{C}uk$	73
Figura 4.7 - Corrente fornecida à carga $R_o = 16,2\Omega$	73
Figura 4.8 - Conteúdo harmônico corrente fornecida a carga $R_o = 16,2\Omega$	74
Figura 4.9 - Tensão controlada capacitor de desacoplamento	75
Figura 4.10 - Corrente Indutor de entrada microinversor $\hat{C}uk$	76

Figura 4.11 - Comparação entre a razão cíclica e o cosseno retificado	76
Figura 4.12 - Corrente controlada, indutor de saída L2	77
Figura 4.13 - Tensão e corrente injetada na rede elétrica	78
Figura 4.14 - Conteúdo harmônico corrente fornecida à rede elétrica	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Oferta Interna de Energia Elétrica	16
Tabela 3.1 - Dados Elétricos Módulo solar Canadian	57
Tabela 3.2 - Especificações de Projeto conversor Ćuk	57
Tabela 3.3 - Valores elementos armazenadores de energia	58
Tabela 3.4 - Parâmetros modelo AC em pequenos sinais	58
Tabela 3.5 – Parâmetros do Compensador PI da malha de corrente	60
Tabela 3.6 - Valores elementos armazenadores de energia	62
Tabela 3.7 - Parâmetros modelo AC em pequenos sinais	63
Tabela 3.8 – Parâmetros do Compensador PI da malha de corrente	64
Tabela 3.9 – Parâmetros do Compensador PI da malha de tensão	66
Tabela 4.1 - Valores calculados e aferidos via simulação	70
Tabela 4.2 - Grandezas aferidas via simulação	71
Tabela 4.3 - Grandezas elétricas aferidas via simulação	75

LISTA DE SIGLAS

BP	-	British Petroleum
IEA	-	International Energy Agency
GD	-	Geração Distribuída
MME	-	Ministério de Minas e Energia
OIEE	-	Oferta Interna de Energia Elétrica
PV	-	Photovoltaic
CC	-	Corrente Contínua
CA	-	Corrente Alternada
VSI	-	Voltage-Source Inverter
CSI	-	Current-Source Inverter
MPP	-	Maximum Power Point
PWM	-	Pulse Width Modulation
MPPT	-	Maximum Power Point Tracking
QEE	-	Qualidade de Energia Elétrica
STC	-	Standard Test Conditions
LKT	-	Lei de Kirchhoff de Tensão
LKC	-	Lei de Kirchhoff de Corrente
MCC	-	Modo de Condução Contínua
MCD	-	Modo de Condução Descontínua
EMI	-	Interferência Eletromagnética
P&O	-	Perturbe e Observe
PLL	-	Phase Locked Loop

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	Contextualização.....	14
1.2	Classificação dos Inversores.....	17
1.3	Inversor Fonte de Tensão e Inversor Fonte de Corrente.....	19
1.4	Microinversor Ćuk.....	20
1.5	JUSTIFICATIVA.....	22
1.6	OBJETIVOS.....	23
1.6.1	OBJETIVOS GERAL.....	23
1.6.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	23
1.7	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	23
2	MODELAGEM DO CONVERSOR ĆUK NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO (MCD).....	24
2.1	ANÁLISE QUALITATIVA.....	24
2.1.1	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO.....	25
2.1.2	FORMAS DE ONDA IDEAIS.....	27
2.2	ANÁLISE QUANTITATIVA.....	29
2.2.1	Primeira Etapa.....	30
2.2.2	Segunda Etapa.....	31
2.2.3	Terceira Etapa.....	31
2.3	TENSÃO MÉDIA NO CAPACITOR INTERMEDIÁRIO C_1	32
2.4	GANHO ESTÁTICO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD).....	34
2.5	DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS ARMAZENADORES DE ENERGIA.....	38
2.5.1	Indutância Equivalente Crítica L_{eqcri}	38
2.5.2	Indutância de Saída L_2	39

2.5.3	Indutância de Entrada L1	39
2.5.4	Capacitância C1.....	40
2.5.5	Capacitância C2.....	41
3	ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR NO DMC	42
3.1	Resistor Sem Perdas.....	42
3.2	Modelo AC no MCD.....	46
3.3	Circuito Equivalente.....	49
3.3.1	Circuito Equivalente Com Fonte De Tensão Ideal.....	49
3.3.2	Circuito Equivalente: Resistor RFV e Capacitor de Desacoplamento CFV	52
3.4	Projeto Do Conversor Ćuk e Dos Controladores.....	56
3.4.1	Especificações De Projeto.....	56
3.4.2	Conversor Ćuk: Fonte Ideal.....	58
3.4.3	Conversor Ćuk: Resistor RFV e Capacitor de Desacoplamento CFV 62	
4	RESULTADOS E SIMULAÇÕES.....	69
4.1	Teste: Carga Resistiva Ro	70
4.2	Teste: Rede Elétrica	74
5	CONCLUSÃO	79
	BIBLIOGRAFIA.....	80
I.	ANEXO	84
A.	MODELO CÉLULA FOTOVOLTAICA	85
B.	MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ENERGIA FOTOVOLTAICA 87	

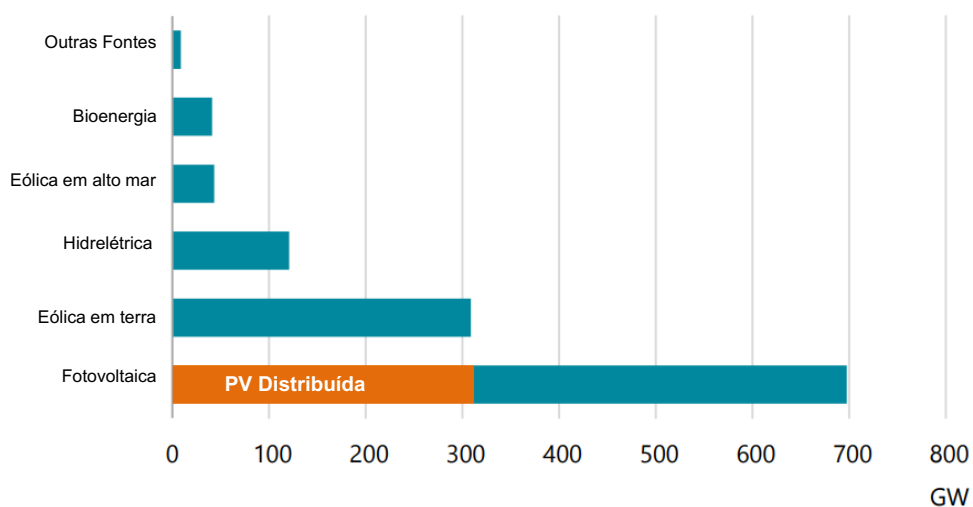
1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Devido à crescente demanda energética por energia elétrica aliada a questões de redução de impactos ambientais, houve um aumento na busca por fontes alternativas de energia nos últimos anos. Segundo uma análise estatística realizada pela British Petroleum (BP), a demanda por energia elétrica no ano de 2017 cresceu cerca de 2,2%, acima da média de dez anos, 1,7%, este crescimento vem sendo impulsionado pelo crescimento econômico. Diante disso, cada vez mais tem-se a necessidade de procurar fontes alternativas de geração de energia elétrica, devido ao interesse na diminuição dos níveis das emissões de gases que contribuem com o efeito estufa e à economia com a geração de novos postos de trabalho.

Desta forma, segundo um estudo realizado pela International Energy Agency (IEA), comparando com anos anteriores, existe uma previsão de que a capacidade de energia renovável deve aumentar em 50% no período de 2019 a 2024. Neste cenário de ampliação da matriz energética destaca-se o uso da energia solar fotovoltaica. Este aumento equivale a potência instalada dos Estados Unidos cerca de 1200GW. A Figura 1.1 mostra o panorama para o crescimento da matriz energética mundial considerando os próximos anos.

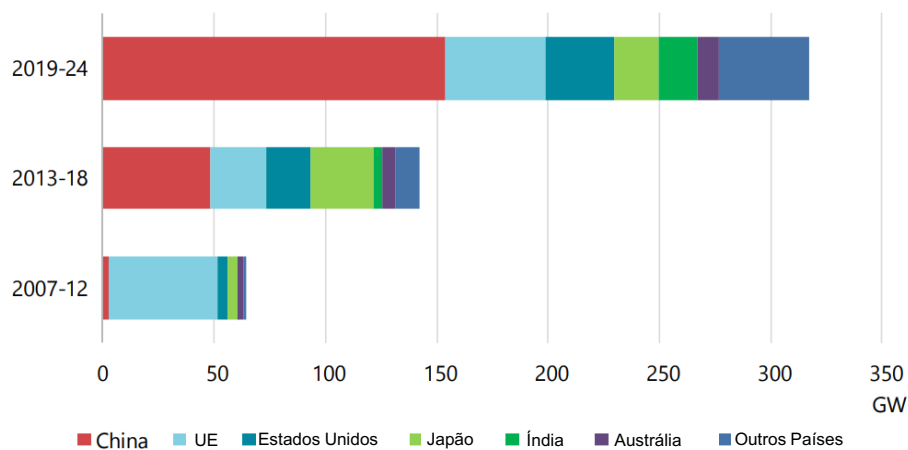
Figura 1.1 - Panorama do crescimento da matriz energética mundial



Fonte: IEA, 2019

Nesse cenário, a conversão de energia solar fotovoltaica por ser considerada uma energia limpa, inesgotável e possuindo uma ótima viabilidade econômica (BARRETO, 2014). Cada vez ganhando espaço e mais residências vem empregando o modelo de geração própria. Segundo a IEA, estima-se que se atinja cerca 320[GW] de capacidade de geração distribuída (GD). A Figura 1.2 mostra um quadro geral de alguns países que terão aumento na GD.

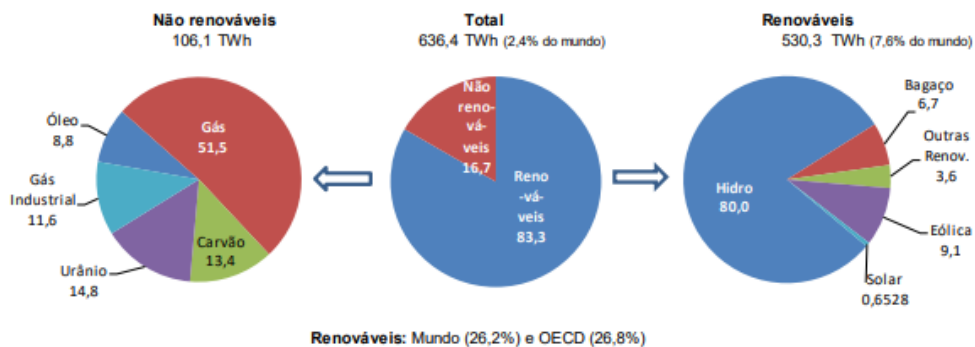
Figura 1.2 - Panorama mundial de geração distribuída



Fonte IEA, 2019

Segundo o Ministério de Minas e Energia (MME), No Brasil, a matriz energética é predominantemente renovável, visto que, grande parte da energia gerada é proveniente das usinas hidrelétricas, conforme apresentado na Figura 1.3. No ano de 2018, a Oferta interna de Energia Elétrica (OIEE) atingiu 636,4 TWh, registrando um aumento de 1,7% em relação ao ano de 2017.

Figura 1.3 - Oferta interna de energia elétrica em 2018



Fonte: Ministério de Minas e Energia (MME), 2018

A Tabela 1.1 destaca os aumentos na oferta de energias renováveis no Brasil. Em relação ao ano de 2017 a energia eólica atingiu 14,4% de aumento em sua oferta, assim como a energia hidráulica sofreu um de 4,8%. Mesmo possuindo baixa representatividade perante o cenário nacional, a geração fotovoltaica registrou um aumento de 316,1% quando comparado ao ano de 2017 (MME, 2018).

Tabela 1.1 - Oferta Interna de Energia Elétrica

Especificação	GWh		18/17 %	Estrutura	
	2017	2018		2017	2018
Hidráulica	370.906	388.971	4,9	59,3	61,1
Eólica	42.373	48.475	14,4	6,8	7,6
Solar	832	3.461	316,1	0,13	0,54
Outras renováveis	17.247	18.947	9,8	2,8	3,0
Óleo	12.458	9.293	-25,4	2,0	8,6
Gás natural	65.593	54.622	-16,7	2,6	2,2
Outras renováveis	12.257	12.314	0,5	2,0	1,9

Fonte: Ministério de Minas e Energia, 2018

Por ser estrategicamente localizado além de sua grande extensão territorial e condições climáticas favoráveis, o Brasil possui um potencial de geração de energia elétrica fotovoltaica enorme. Além do mais os maiores potenciais estão localizados nas regiões mais povoadas do país (GUIZELINI, 2017).

A conversão da radiação solar incidente nas células fotovoltaicas (*Photovoltaic* – PV) em energia elétrica, recebe o nome de energia solar PV. O estudo conduzido por Becquerel, demonstrou que ao incidir luz sobre um eletrodo dentro de uma solução de eletrolítico, ocorreu a conversão de radiação luminosa em energia elétrica. Um século após o estudo realizado por Becquerel, a primeira fotocélula de silício monocristalino foi construída. Porém, somente na década de 50 surge uma fotocélula de silício parecida com as células atuais. A crescente utilização de energia solar PV deve-se a crise energética ocorrida na década de 70, pois, até então essa fonte de energia era utilizada somente nos programas espaciais (FADIGAS, 2016). Um painel ou módulo PV é resultado da combinação em série ou paralelo de células fotovoltaicas, visto que, apenas uma célula produz valores baixos de tensão e corrente em seus terminais (GUIZELINI, 2017).

Visto que a geração de energia elétrica proveniente do arranjo PV é em corrente contínua (CC), são necessários meios de processamento eficientes, que se adaptem aos mais diversos tipos de carga. Com isso, a evolução da Eletrônica de Potência possibilita o contínuo desenvolvimento de estruturas de conversores estáticos no condicionamento dessa energia gerada. Diversas topologias foram estudadas e implementadas, com o intuito de obter a mais alta eficiência (SCHONARDIE, 2011).

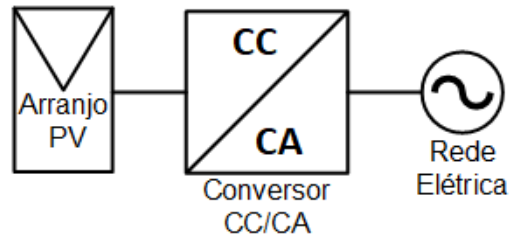
Ao longo deste capítulo serão classificados os tipos de inversores, como de tensão e corrente. Além disso, será apresentado o microinversor baseado no conversor Ćuk e apresentadas algumas vantagens em empregar esse conversor no processamento da energia PV.

1.2 Classificação dos Inversores

Para que a energia CC, gerada pelo arranjo PV, seja fornecida ao sistema elétrico, é necessário realizar o condicionamento afim da conversão em Corrente Alternada (CA), dentro dos indicadores de qualidade de energia elétrica atender às normas que regulam o sistema elétrico. Dependendo do caso em estudo, existem diversas configurações para processamento de energia fotovoltaica, utilizando diferentes topologias de conversores estáticos operando em baixa ou alta frequência, as topologias de conversores são divididas em: estágio simples ou duplo estágio (RODRIGUES; TEIXEIRA; BRAGA, 2003).

A Figura 1.4 mostra a topologia de único estágio CC-CA, onde a conexão entre o arranjo PV e a rede elétrica é feita por meio de um inversor fonte de tensão (VSI) (RODRIGUES; TEIXEIRA; BRAGA, 2003). Apesar do inversor de único estágio ser mais eficiente, quando comparado a topologia de duplo estágio, o seu controle é mais complexo, uma vez que este deve controlar a corrente injetada na rede, além de executar o algoritmo de rastreamento do MPP (Maximum Power Point) dos módulos fotovoltaicos, (ZHU; YAO; WU, 2011). Podem ser utilizados inversores de tensão VSI (Voltage-Source Inverter) ou inversores de corrente CSI (Current-Source Inverter) nesta configuração (RODRIGUES; TEIXEIRA; BRAGA, 2003).

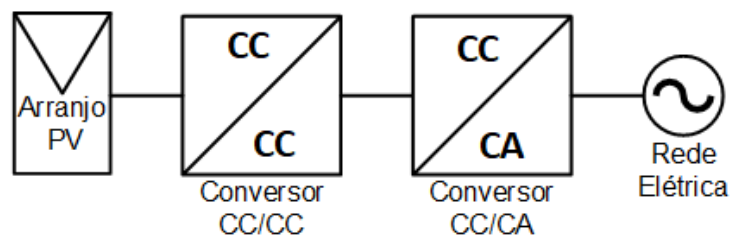
Figura 1.4 - Topologia de simples estágio.



Fonte: Autoria Própria

A Figura 1.5, representa esquemático de uma topologia de duplo estágio de conversão de potência. O primeiro estágio desta topologia, CC-CC, é responsável por elevar a tensão entregue pelo arranjo PV e executar o algoritmo de MPP, o segundo estágio inverte a energia CC em energia CA e realiza o controle da corrente injetada na rede elétrica (JAIN; AGARWAL, 2007). Adotando a topologia de duplo estágio, são observadas algumas vantagens como a possibilidade da elevação da tensão terminal do arranjo PV, uma vez que esse nível de tensão é menor que a tensão média da rede elétrica, possibilitando realizar a inversão para alimentação de cargas CA (SAMPAIO, 2010). No entanto, essa configuração possui algumas desvantagens como maior número de peças, maior custo e tamanho maior (JAIN; AGARWAL, 2007).

Figura 1.5 - Topologia inversor duplo estágio



Fonte Autoria Própria

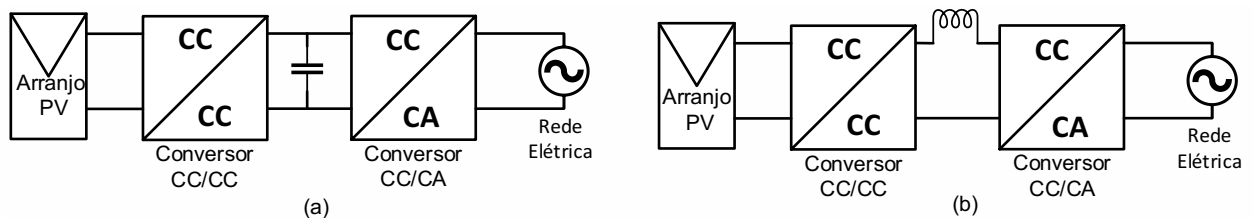
Nesta topologia o conversor CC-CC, realiza o rastreamento do MPP, além disso, nas topologias de fonte de corrente a saída é possível produzir uma corrente com formato senoidal retificado na saída do conversor por diferentes estratégias de controle. No estágio CC-CA, o inversor estaria operando na frequência da rede, transformando a corrente senoidal retificada em uma forma de onda senoidal completa, por meio da modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) em baixa frequência (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

1.3 Inversor Fonte de Tensão e Inversor Fonte de Corrente

Inversores VSI, Figura 1.6a, possuem característica capacitiva, devido uso de um capacitor em sua entrada, formando um barramento CC. A tensão no barramento CC é controlada a um nível superior a tensão de pico da rede CA. Comumente, o controle é baseado no PWM senoidal, onde a frequência de chaveamento deve ser limitada, caso contrário as perdas por comutação são elevadas. Além disso, a interferência eletromagnética (EMI), devido a interrupção no fluxo de energia que circula pelas chaves, é alta. Os principais inversores VSI são o de meia ponte de ponte completa e Push-Pull (RODRIGUES; TEIXEIRA; BRAGA, 2003; DE MORAIS, 2017).

Os inversores CSI, Figura 1.6b possuem em sua entrada uma impedância indutiva, devido a presença do indutor como elemento armazenador de energia. Com a estrutura CSI é possível gerar uma corrente alternada a partir de uma corrente CC com amplitude e frequência controláveis, no estágio CC-CC são empregados conversores estáticos que naturalmente possuem essa característica – saída de fonte de corrente (SAMPAIO, 2010; DE MORAIS, 2017).

Figura 1.6 – (a) Inversor de tensão VSI; (b) Inversor de Corrente CSI



Fonte: Autoria Própria

O inversor *unfolding* é análogo ao inversor CSI, pois também apresenta característica de fonte de corrente na entrada do módulo CC-CA. A diferença para o inversor CSI convencional consiste na modulação que é aplicada no módulo CC-CA. O inversor CSI recebe modulação PWM em alta frequência nos estágios CC-CC e CC-CA. Já o inversor *unfolding*, a modulação PWM em alta frequência é feita somente no estágio CC-CC, com o objetivo de gerar uma corrente senoidal retificada na saída do conversor estático CC-CC. Na etapa CC-CA, a modulação é feita em baixa frequência, transformando a onda senoidal retificada e injetando na rede elétrica (DE MORAIS, 2017).

Por consequência de sua modulação em baixa frequência, o inversor unfolding tem perdas por chaveamento menores, quando comparado a inversores modulados em PWM (PRASANNA; RATHORE, 2014).

1.4 Microinversor Ćuk

Normalmente, no primeiro estágio, CC-CC, são empregados conversores CC-CC do tipo Boost ou Buck-Boost (JAIN; AGARWAL, 2007). Neste trabalho o conversor CC será substituído pelo conversor Ćuk. Esta topologia permite controlar as correntes de entrada e saída do conversor. Alguns problemas apresentados nos conversores convencionais, Buck, Boost e Buck-Boost, como pulsação nas correntes de entrada e de saída, não são observados neste conversor. Além disso, este conversor foi concebido para propiciar altos rendimentos, pouca interferência eletromagnética (EMI), excelente resposta dinâmica e tamanho e peso reduzidos (CUK; MIDDLEBROOK, 1977).

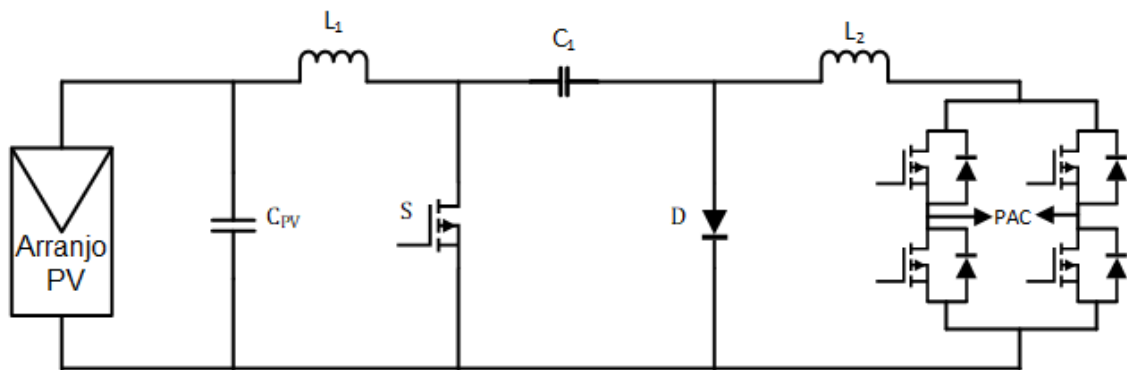
No estágio CC-CA, os inversores de tensão monofásicos são responsáveis por converter a energia CC de uma fonte alternativa de energia em energia CA. Além dessa aplicação, também são empregados na alimentação de motores de indução dentre outras cargas CA (SAMPAIO, 2010). Levando em consideração sua potência elétrica – baixa potência ou alta potência – o sistema PV pode ser denominado como de pequeno ou de grande porte. Em sistemas de pequeno porte os microinversores ganham destaque, pois garantem uma instalação mais rápida e mais barata (DE MORAIS, 2017).

Um microinversor baseado no conversor Ćuk, Figura 1.7, reúne todas as vantagens do conversor estudado, como indutores de menor porte, pois a transferência de energia entre a entrada e saída é feita por um capacitor, ao contrário do conversor Buck-Boost que realiza esta transferência por meio de um indutor (SELWAN; PARK; GAJIC, 2015). O microinversor proposto possui elementos passivos mais baratos, além de produzir uma onda senoidal com baixa taxa de distorção harmônica (KNIGHT; SHIRSAVAR; HOLDERBAUM, 2006).

Apesar das vantagens apresentadas anteriormente, controlar este conversor usando técnicas clássicas de controle não é uma tarefa fácil, devido à dificuldade em determinar sua função de transferência, pois possui quatro elementos armazenadores de energia: dois indutores; dois capacitores, sendo um deles responsável pela transferência de potência entre a fonte de corrente de entrada – indutor de entrada – e a fonte de corrente de saída – indutor de saída – resultando em um sistema de quarta ordem (KNIGHT; SHIRSAVAR; HOLDERBAUM, 2006).

A escolha da topologia de dois estágios está atrelada ao fato do conversor CC-CC do primeiro estágio ser substituído pelo conversor CC-CC Ćuk.

Figura 1.7 – Microinversor baseado do conversor Ćuk



Fonte: Autoria Própria

Através junção das curvas características de uma célula fotovoltaica, é possível rastrear o ponto de máxima de potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT), entregue pela célula para uma dada irradiação solar. Para executar o algoritmo que irá determinar o MPPT, é necessário utilizar um capacitor de desacoplamento C_{PV} , este capacitor garante que ondulações na tensão terminal de saída do PV sejam eliminadas. Não eliminar essas ondulações, dependendo de sua amplitude, deixariam distantes o ponto de operação MPP, afetando a eficiência do método de MPPT (SCHONARDIE, 2011; BRITO, 2013).

Os microinversores possuem vantagens em serem utilizados em sistemas de baixa potência, pois podem ser integrados a cada módulo fotovoltaico, reduzindo as perdas devido as diferenças de fabricação e do sombreamento parcial causado por árvores ou prédios próximos. Em sistemas de pequeno porte os microinversores ganham destaque, pois garantem uma instalação mais rápida e mais barata (CALAIS et al. 2002; DE MORAIS, 2017). Alguns algoritmos para rastreamento do MPPT e a modelagem de uma célula PV estão disponíveis em anexo, Anexo B e A, respectivamente.

1.5 JUSTIFICATIVA

Como a localização da matriz energética brasileira em sua maioria se encontra longe do consumidor e predominantemente hidráulica, as fontes alternativas de energia ganham força. Nesse sentido, os sistemas fotovoltaicos conectados à rede vêm apresentando um crescimento considerável, pois podem ser implantados aos grandes centros urbanos.

Por essa razão, os microinversores possuem vantagens em serem utilizados em sistemas de baixa potência, pois podem ser integrados a cada módulo fotovoltaico, reduzindo as perdas devido as diferenças de fabricação e do sombreamento parcial causado por árvores ou prédios próximos (CALAIS; MYRZIK; SPOONER; AGELIDIS, 2002).

Alguns autores já estudaram este tipo de conversor dentre eles Cabral (2016), LOHMANN et al. (2017). No entanto, o microinversor que se propõe o estudo e análise nesse trabalho é possível realizar a execução do algoritmo que defina o ponto de máxima potência (MPPT), controlar a corrente de saída senoidal e injetá-la na rede elétrica.

Portanto, a topologia do microinversor baseado no conversor CC-CC Ćuk contribui no campo de pesquisa da eletrônica de potência, visto que será realizada uma modelagem matemática e controle clássico deste conversor de quarta ordem, ajudando na aplicabilidade de conversores análogos ao conversor Ćuk.

1.6 OBJETIVOS

1.6.1 OBJETIVOS GERAL

Este trabalho tem como objetivo geral, estudar, projetar e implementar via simulação computacional um microinversor baseado no conversor CC-CC Ćuk.

1.6.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são os seguintes:

- Análise matemática e projetos dos elementos presentes na topologia estudada;
- Modelagem matemática da topologia e projeto dos controladores;
- Análise e comparação dos resultados obtidos via simulação computacional.

1.7 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em cinco capítulos.

No Capítulo 2, são estudadas cada etapa de funcionamento do conversor Ćuk, de forma qualitativa, quantitativa, equacionamento para projeto do conversor, além de descrever matematicamente o MCD.

No Capítulo 3, é realizada uma análise dinâmica do conversor e determinação do modelo AC em pequenos sinais. Além disso, é apresentado o projeto do conversor e os controladores.

No Capítulo 4, é apresentado os resultados obtidos a partir de simulações computacionais.

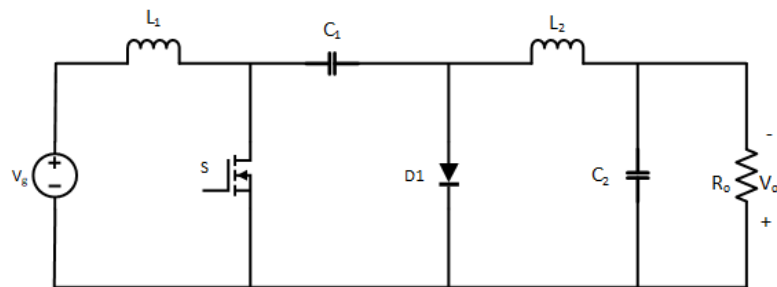
No Capítulo 5, são apresentadas conclusões do trabalho.

2 MODELAGEM DO CONVERSOR ĆUK NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO (MCD)

2.1 ANÁLISE QUALITATIVA

O conversor estático CC/CC Ćuk é conversor de quarta ordem, possui quatro elementos armazenadores de energia, sendo eles, dois indutores e dois capacitores. Este conversor, representado pela Figura 2.1, pode ser caracterizado como a combinação dos conversores Boost e Buck, que possuem características de fonte de corrente em sua entrada e saída quando no modo de condução contínuo MCC (CABRAL, 2016).

Figura 2.1 - Topologia conversor Ćuk



Fonte: Autoria Própria

A transferência de energia entre as fontes de corrente CC de entrada e saída, nesta topologia idealizada por Slobodan Ćuk, ocorre devido a característica de acumulação capacitiva (MARTINS; BARBI, 2006).

Em regime permanente algumas considerações podem ser feitas, tais como a tensão de entrada oriunda dos módulos fotovoltaicos, pode ser representada por uma fonte de tensão contínua sem ondulações com valor igual a V_g , quando no modo MCC. A tensão de saída pode ser considerada como sendo a queda de tensão V_o no resistor R_o (VIERO, 2011).

Para a análise de cada subintervalo de funcionamento, com o conversor operando no modo de condução descontínuo (MCD). No MCD o conversor opera em três etapas distintas, são considerados alguns aspectos, tais como:

- As capacitâncias C_1 e C_2 são suficientemente elevadas a fim de garantir que as ondulações de tensão possam ser desprezadas;

- Os semicondutores são ideais;
- O tempo de condução da chave S é dado por $t_c = dT_s$;
- O tempo de condução do diodo D é dado por $t_D = d_1 T_s$;
- O tempo em que ambos semicondutores, diodo e chave, estão bloqueados é caracterizado $t_d = T_s - (d_1 T_s + dT_s)$;
- Um período de chaveamento é T_s .

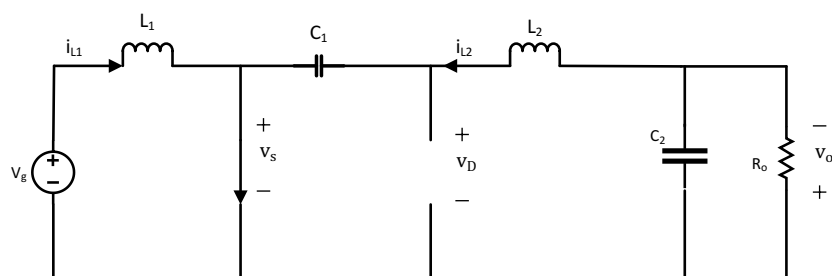
Também se considera que em regime permanente em um período de chaveamento a tensão média nos indutores é nula, enquanto o valor médio da tensão no capacitor intermediário C_1 é a soma das tensões V_g e V_o (CABRAL, 2016).

2.1.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

2.1.1.1 Primeira Etapa de Funcionamento ($0 < t \leq t_c$)

Durante a primeira etapa de funcionamento, a chave S é ligada, ficando fechada, com isso, o diodo D é polarizado reversamente. A fonte de entrada fornece energia ao indutor L_1 . A corrente em L_1 cresce linearmente com uma razão de V_g/L_1 . Por sua vez a energia acumulada no capacitor C_1 , cuja corrente possui derivada negativa, é fornecida para o indutor L_2 e para a carga. A corrente em L_2 cresce linearmente com uma razão de V_g/L_2 . A Figura 2.2 representa o circuito equivalente para esta etapa de funcionamento (CABRAL, 2016).

Figura 2.2 - Primeira Etapa de Funcionamento Conversor Ćuk



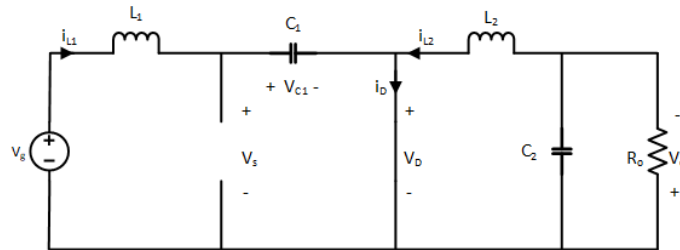
Fonte: Autoria Própria

2.1.1.2 Segunda Etapa de Funcionamento ($t_c < t \leq t_c + t_D$)

Na segunda etapa de funcionamento, a chave S é desligada, ficando aberta, e como consequência o diodo D é polarizado diretamente. A energia armazenada no

indutor L_1 é transferida para o capacitor C_1 . A corrente em L_1 decresce linearmente com uma razão de $-V_o/L_1$. Por sua vez a energia acumulada indutor L_2 é transferida para a carga. A corrente em L_2 decresce linearmente com uma razão de $-V_o/L_2$. A Figura 2.3 representa o circuito equivalente para esta etapa de funcionamento (MARTINS; BARBI, 2006).

Figura 2.3 - Segunda Etapa de Funcionamento Conversor Ćuk

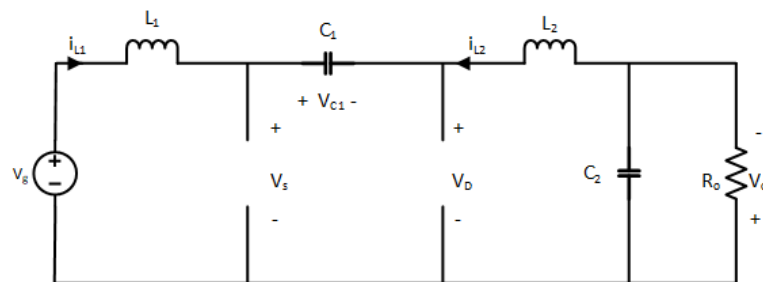


Fonte: Autoria Própria

2.1.1.3 Terceira Etapa de Funcionamento ($t_c + t_D < t \leq T_s$)

A terceira etapa de funcionamento caracteriza o MCD, nela as correntes nos indutores igualam-se em seus valores mínimos, fazendo com que o diodo D entre em corte por extinção de corrente. A chave S continua desligada, com isso a corrente passa a circular pelo circuito caracterizando o efeito roda livre. Toda a energia proveniente da fonte V_g é transferida para a carga. A Figura 2.4 representa o circuito equivalente para esta etapa de funcionamento (CABRAL, 2016).

Figura 2.4 - Terceira Etapa de Funcionamento Conversor Ćuk

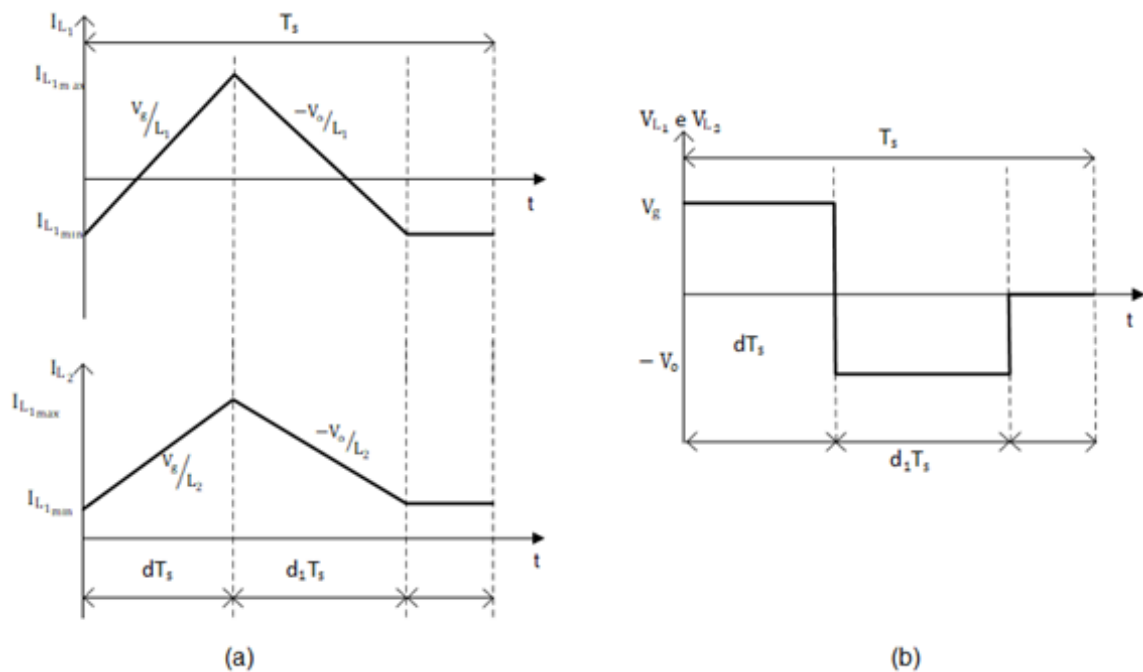


Fonte: Autoria Própria

2.1.2 FORMAS DE ONDA IDEAIS

Analisando os circuitos anteriores assim como suas hipóteses simplificadoras, pode-se definir as respectivas formas de onda ideais em alta frequência para cada etapa de operação. A Figura 2.5a representa a forma de onda da corrente nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente. A Figura 2.5b descreve o comportamento da tensão nos indutores.

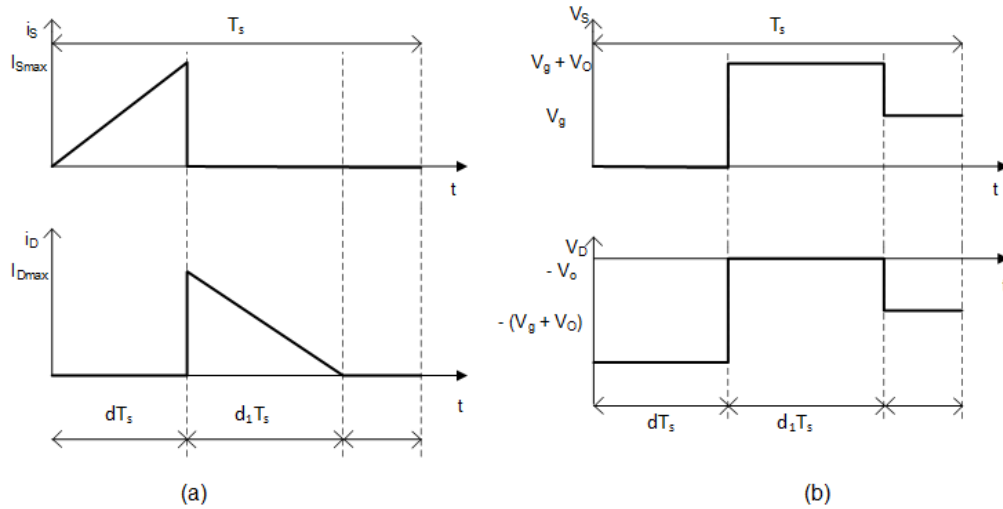
Figura 2.5 - (a) Formas de Onda das Correntes nos Indutores L_1 e L_2 ; (b) Forma de Onda Tensão nos Indutores L_1 e L_2



Fonte: Autoria Própria

Avaliando o comportamento dos semicondutores em um período T_s , são traçadas as formas de onda em alta frequência de corrente e tensão. A representação da Figura 2.6a ilustra o formato da corrente na Chave S e diodo D , respectivamente, que é a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 . A Figura 2.6b apresenta a forma de onda da tensão na chave e no diodo.

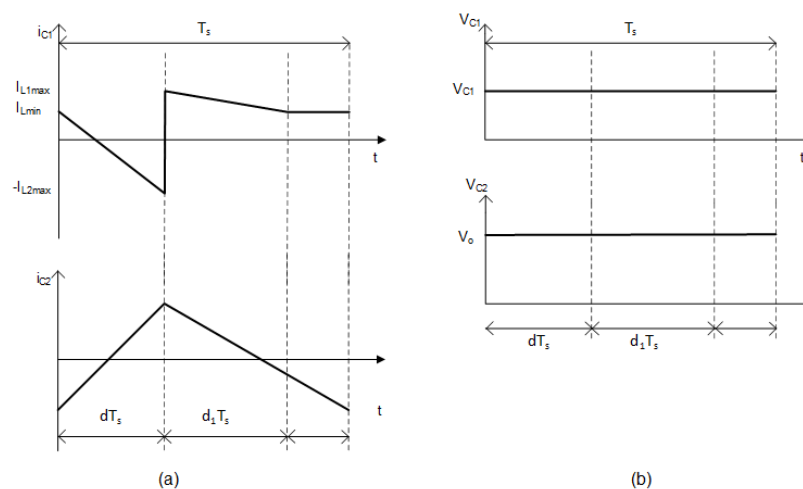
Figura 2.6 - (a) Formas de Onda das Correntes na Chave S e no Diodo D; (b) Forma de Onda Tensão na Chave S e no Diodo D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 2.7a apresenta a forma de onda da corrente no capacitor C_1 e no capacitor C_2 , respectivamente. Analisando o comportamento da corrente, a tensão nos capacitores também apresenta ondulação, porém essa ondulação é minimizada com a escolha da capacitância, com isso, a tensão em ambos os capacitores é constante ao longo das três etapas de funcionamento, a Figura 2.7b ilustra o formato desta tensão.

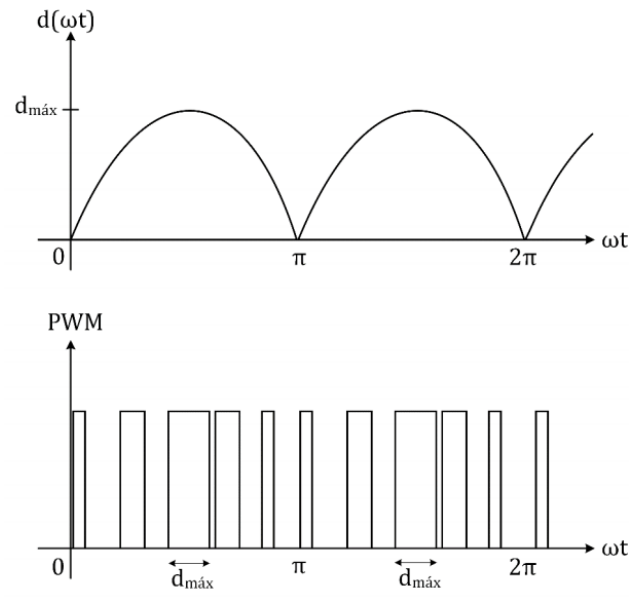
Figura 2.7 - (a) Formas de Onda das Correntes nos Capacitores C_1 e C_2 ; (b) Forma de Onda Tensão nos Capacitores C_1 e C_2



Fonte: Autoria Própria

A Figura 2.8 apresenta o comportamento da forma de onda da razão cíclica quando aplicada a modulação em seno retificado. Através dela, é possível observar o tempo em que a chave permanece aberta ou fechada, variando conforme o valor da razão cíclica muda.

Figura 2.8 - Formas de onda: Razão cíclica e modulação em PWM



Fonte: (CABRAL, 2016)

Através da análise realizada qualitativamente, o comportamento dos elementos semicondutores e armazenadores de energia são conhecidos. Com isso, o próximo passo é determinar seu funcionamento matematicamente durante cada etapa e seu comportamento médio em um período de chaveamento. A consequência desta análise resulta no projeto dos elementos armazenadores de energia e a determinação de algumas variáveis como corrente nos indutores.

2.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

Para o dimensionamento e modelagem do conversor $\hat{C}uk$, deve-se analisar e equacionar cada etapa de funcionamento. Analisando a topologia mostrada na Figura 2.1 e aplicando as Leis de Kirchhoff, para tensão (LKT) e corrente (LKC), nos circuitos equivalentes para cada etapa, obtém-se a descrição da operação de cada elemento passivo (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

Considerando que ao longo de um período de comutação o capacitor de acoplamento C_1 tem tensão constante e que a tensão média nos indutores, em regime permanente, é nula. A tensão média em C_1 é dada pela soma das tensões de entrada e saída.

2.2.1 Primeira Etapa

A tensão no indutor L_1 é dada pela Equação (2.1)

$$v_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = v_g(t) \quad (2.1)$$

onde:

$v_{L_1}(t)$: tensão no indutor L_1 ;

$i_{L_1}(t)$: corrente no indutor L_1 ;

$v_g(t)$: tensão da fonte de entrada.

Por sua vez a tensão no indutor L_2 é calculada pela Equação (2.2)

$$v_{L_2}(t) = L_2 \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = v_{C_1}(t) - v_o(t) = v_g(t) \quad (2.2)$$

onde:

$v_{L_2}(t)$: tensão no indutor L_2 ;

$i_{L_2}(t)$: corrente no indutor L_2 ;

$v_{C_1}(t)$: tensão do capacitor C_1 ;

$v_o(t)$: tensão da fonte de saída;

$v_g(t)$: tensão da fonte de entrada.

A corrente no capacitor C_1 é dada por

$$i_{C_1}(t) = C_1 \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -i_{L_2}(t) \quad (2.3)$$

onde:

$i_{C_1}(t)$: Corrente no capacitor C_1 ;

$v_{C_1}(t)$: tensão do capacitor C_1 ;

$i_{L_2}(t)$: Corrente no indutor L_2 .

A corrente no capacitor C_2 é dada por

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = i_{L_2}(t) - i_o(t) \quad (2.4)$$

$i_{C_2}(t)$: Corrente no capacitor C_1 ;

$v_{C_2}(t)$: tensão do capacitor C_1 ;

$i_o(t)$: Corrente no resistor R;

$i_{L_2}(t)$: Corrente no indutor L_2 .

2.2.2 Segunda Etapa

A tensão no indutor L_1 é dada pela Equação (2.5)

$$v_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = v_{C_1}(t) - v_g(t) = -v_o(t) \quad (2.5)$$

Por sua vez a tensão no indutor L_2 é calculada por (4.6)

$$v_{L_2}(t) = L_2 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (2.6)$$

A corrente no capacitor C_1 é dada por

$$i_{C_1}(t) = C_1 \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = i_{L_1}(t) \quad (2.7)$$

A corrente no capacitor C_2 é dada por

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = i_{L_2}(t) - i_o(t) \quad (2.8)$$

2.2.3 Terceira Etapa

A tensão no indutor L_1 é dada pela Equação (2.9)

$$v_{L_1}(t) = L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = 0 \quad (2.9)$$

Por sua vez a tensão no indutor L_2 é calculada através de (2.10)

$$v_{L_2}(t) = L_2 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = 0 \quad (2.10)$$

A corrente no capacitor C_1 é dada por

$$i_{C_1}(t) = C_1 \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = i_{L_1}(t) = -i_{L_1}(t) \quad (2.11)$$

A corrente no capacitor C_2 é dada por

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = i_{L_2}(t) - i_o(t) \quad (2.12)$$

2.3 TENSÃO MÉDIA NO CAPACITOR INTERMEDIÁRIO C_1

A transferência de energia no conversor Ćuk ocorre devido à acumulação capacitiva. O capacitor intermediário C_1 é responsável por transportar a energia proveniente da fonte de corrente de entrada para a fonte de saída. Assim sendo, necessita-se conhecer o comportamento deste componente.

A tensão média no capacitor C_1 pode ser determinada analisando a malha externa do circuito, Figura 2.9. Desta forma, aplica-se a LKT, resultando (2.13).

$$v_{C_1} = v_{L_2} - v_{L_1} + V_o + V_g \quad (2.13)$$

Onde:

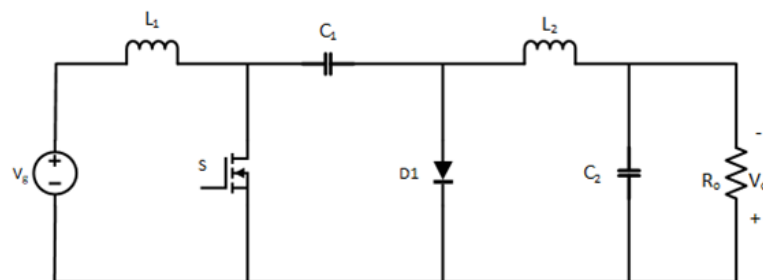
v_{C_1} : é a tensão do capacitor C_1 ;

v_{L_1} : é a tensão no indutor L_1 ;

v_{L_2} : é a tensão no indutor L_2 ;

V_o e V_g : são as tensões de saída e entrada, respectivamente.

Figura 2.9 - Circuito conversor Ćuk



Fonte: Autoria Própria

Aplicando a definição de valor médio e considerando que a tensão média dos indutores de entrada e saída é igual a zero ao longo de um período de alta frequência. A Tensão média, representada pelo símbolo $\langle \quad \rangle$, no capacitor C_1 é dada pela Equação (2.14).

$$\langle V_{C_1} \rangle = V_g + \langle v_o \rangle \quad (2.14)$$

Onde:

$\langle V_{C_1} \rangle$: é a tensão média no capacitor C_1 ;

V_g : é a tensão de entrada do conversor;

$\langle v_o \rangle$: é a tensão média de saída do conversor.

As tensões médias nos capacitores C_1 e C_2 ao longo de um período de chaveamento são contínuas, haja visto que a sua constante de tempo é superior ao período de chaveamento (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

Quando aplicados em problemas onde se deseja uma forma de onda de tensão e corrente com frequência menor que a frequência de chaveamento, o valor da constante dos elementos armazenadores de energia não deve filtrar a frequência fundamental da rede elétrica. Desta forma, deseja-se que a resposta do circuito em alta frequência seja mais rápida que em baixa frequência. Em função disso, os indutores e capacitores devem ser projetados para armazenar energia apenas durante o período de comutação em alta frequência.

A razão cíclica obedecerá a relação que (2.15), com isso, atingirá seu valor máximo quando $\omega t = \pi/2$.

$$d(\omega t) = d_{\text{máx}} |\text{sen}(\omega t)| \quad (2.15)$$

A tensão média instantânea em um período de chaveamento deve corresponder a Equação (2.16). Para tal fim, a razão cíclica deve mudar conforme a lei senoidal.

$$\langle v_o(\omega t) \rangle = \sqrt{2} V_o |\text{sen}(\omega t)| \quad (2.16)$$

Onde:

V_o é o valor eficaz da tensão de saída do conversor;

$\omega = 2\pi f$ é a frequência angular da rede elétrica, em que f é a frequência fundamental da rede em Hz.

Logo, (2.14) torna-se

$$\langle V_{C_1} \rangle = V_g + \sqrt{2}V_o |\text{sen}(\omega t)| \quad (2.17)$$

Analisando o conversor em cada período de chaveamento o sistema está estático, em outras palavras, a corrente e tensão variam lentamente a ponto de serem julgados constantes, para determinação do sistema de controle (KOCHER; STEIGERWALD, 1983).

2.4 GANHO ESTÁTICO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD)

Operando no MCD, o conversor Ćuk apresenta uma relação linear entre a razão cíclica e a tensão de saída. Este comportamento permite que uma simples modulação senoidal na razão cíclica reflita o mesmo comportamento na saída do conversor.

A corrente média no indutor de saída L_2 , pode ser determinada pela razão entre a tensão média e resistência de saída. Pela definição do valor médio, o valor da corrente média no indutor L_2 , pode ser calculando à área sob curva característica da corrente no indutor L_2 , Figura 2.5a.

$$\langle i_{L_2}(\omega t) \rangle = \frac{1}{T_s} \left[d(\omega t) T_s \left(\frac{V_g + \langle v_o(\omega t) \rangle}{\langle v_o(\omega t) \rangle} \right) \frac{(i_{L_2\text{máx}} - i_{L_2\text{mín}})}{2} \right] + i_{L_2\text{mín}} \quad (2.18)$$

Analisando a forma de onda de tensão do indutor L_2 , Figura 2.5b, o tempo condução do diodo (d_1) pode ser determinado por (2.19).

$$\frac{1}{T_s} [V_g d(\omega t) T_s - \langle v_o(\omega t) \rangle d_1 T_s] = v_{L_1} \quad (2.19)$$

Como a tensão média nos indutores ao longo de um intervalo de chaveamento é nula, (2.19) pode ser simplificada resultando em.

$$d_1 = \frac{V_g d(\omega t)}{\langle v_o(\omega t) \rangle} \quad (2.20)$$

A resistência equivalente ($R_{eq} = R_o$) da Figura 2.9, depende dos valores instantâneos de tensão e corrente, $v_o(\omega t)$ e $i_o(\omega t)$, respectivamente, que segundo a lei de Ohm ($R_{eq} = v_o(\omega t)/i_o(\omega t)$) essa hipótese é verdadeira. Os valores instantâneos de tensão e corrente obedecem a lei senoidal $|\text{sen}(\omega t)|$.

A corrente média no indutor L_2 é igual razão da tensão $\langle v_o(\omega t) \rangle$ pela resistência R_{eq} .

$$\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{R_{eq}} = \frac{1}{T_s} \left[d(\omega t) T_s \left(\frac{V_g + \langle v_o(\omega t) \rangle}{\langle v_o(\omega t) \rangle} \right) \frac{(i_{L2\text{máx}} - i_{L2\text{mín}})}{2} \right] + i_{L2\text{mín}} \quad (2.21)$$

O valor máximo da corrente do indutor L_2 pode ser determinado integrando a (2.2), resulta em (2.22).

$$i_{L2\text{máx}} = i_{L2\text{mín}} + \frac{V_g d(\omega t) T_s}{L_2} \quad (2.22)$$

Através da substituição da Equação (2.22) em (2.21), tem-se.

$$\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{R_{eq}} = \frac{V_g d^2(\omega t) T_s}{2L_2} + \frac{V_g^2 d^2(\omega t) T_s}{2L_2 \langle v_o(\omega t) \rangle} + i_{L2\text{mín}} \quad (2.23)$$

Com a intenção de determinar a expressão que descreve o ganho estático no MCD, é necessário conhecer a corrente no indutor de entrada L_1 . De maneira análoga a determinação da corrente no indutor de saída, a expressão que descreve o comportamento da corrente mínima.

$$i_{L1\text{mín}} = i_{L1\text{máx}} - \frac{V_o d_1 T_s}{L_1} \quad (2.24)$$

Através dos resultados de (2.20) e (2.24), o valor da corrente máxima no indutor L_1 pode ser determinado, resultado em (2.25).

$$i_{L1\text{máx}} = i_{L1\text{mín}} + \frac{V_g d(\omega t) T_s}{L_1} \quad (2.25)$$

Pelo equacionamento da terceira etapa de funcionamento do conversor, tem-se (2.26).

$$i_{L2\text{mín}} = -i_{L1\text{mín}} \quad (2.26)$$

A corrente média no indutor pode ser determinada admitindo que o rendimento do conversor seja unitário ($P_e = P_s$), com isso, (2.27), descreve o balanço de energia do conversor.

$$V_g \langle i_{L_1}(\omega t) \rangle = \langle i_{L_2}(\omega t) \rangle^2 R_{eq} \quad (2.27)$$

Através da Equação (2.27), a corrente média no indutor L_1 , pode ser determinada por (2.28).

$$\langle i_{L_1}(\omega t) \rangle = \frac{\langle v_o(\omega t) \rangle^2}{V_g R_{eq}} \quad (2.28)$$

De maneira análoga a determinação da corrente média no indutor L_2 , pela forma de onda de corrente do indutor L_1 , Figura 2.5a, é possível determinar o seu comportamento médio, (2.29) mostra este resultado.

$$\langle i_{L_1}(\omega t) \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\frac{(i_{L_1\text{máx}} - i_{L_1\text{mín}})(d(\omega t)T_s + d_1 T_s)}{2} \right] + i_{L_1\text{mín}} \quad (2.29)$$

Através de (2.28) e (2.29), pode-se determinar o valor de $i_{L_1\text{mín}}$, com isso, a (2.30) mostra este resultado.

$$i_{L_1\text{mín}} = \frac{d(\omega t)(\langle v_o(\omega t) \rangle^2 + V_g) i_{L_1\text{máx}} V_g R_{eq} - \langle v_o(\omega t) \rangle^3 R_{eq}}{(d(\omega t)(\langle v_o(\omega t) \rangle + 2\langle v_o(\omega t) \rangle)) V_g R_{eq}} \quad (2.30)$$

Substituindo a (2.26) em (2.30), (2.31) pode ser obtida.

$$i_{L_1\text{mín}} = \frac{V_g^2}{\langle v_o(\omega t) \rangle R_{eq}} - \frac{d^2(\omega t) V_g^2 T_s + d^2(\omega t) V_g T_s \langle v_o(\omega t) \rangle}{2\langle v_o(\omega t) \rangle L_2} \quad (2.31)$$

Os resultados de (2.25) e (2.30), são substituídos em (2.22), originando a (2.31).

$$\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{R_{eq}} = \frac{V_g d^2(\omega t) T_s}{2L_2} + \frac{V_g^2 d^2(\omega t) T_s}{2L_2 \langle v_o(\omega t) \rangle} + \frac{V_g d^2(\omega t) T_s}{2L_1 \langle v_o(\omega t) \rangle} + \frac{V_g d^2(\omega t) T_s}{2L_1} - \frac{V_g^2}{R_{eq} \langle v_o(\omega t) \rangle} \quad (2.32)$$

Para a determinação do ganho estático do conversor Ćuk no MCD, é necessário determinar as raízes da Equação (2.32) para a variável $\langle v_o(\omega t) \rangle$. O ganho estático para o MCD é representado por (2.33).

$$\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{V_g} = d(\omega t) \sqrt{\frac{R_{eq} T_s (L_1 + L_2)}{2L_1 L_2}} \quad (2.33)$$

A indutância equivalente (L_{eq}) é descrita por (2.34)

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (2.34)$$

A constate de descontinuidade (K) é dada por (2.35).

$$K = \frac{2L_{eq}}{R_{eq}T_s} \quad (2.35)$$

Analisando (2.35) nota-se que existe uma dependência da impedância de saída do conversor, frequência de chaveamento e da indutância equivalente. Quando se modula o conversor em PWM, a frequência de chaveamento não sofre alterações. Com raras exceções a indutância L_{eq} sofre alterações, podendo ser considerada constante. Com isso, a única dependência seria R_{eq} . Porém, se os valores instantâneos de tensão e corrente não possuem defasagem angular entre si, a impedância de saída do conversor não se altera. Portanto, para uma determinada faixa de operação (2.33) é constante. Através disso, com uma simples modulação senoidal da razão cíclica, obtêm-se na saída do conversor uma forma de onda senoidal retificada.

Através dos resultados das Equações (2.34) e (2.35), pode-se substituí-los em (2.33), resultando em (2.36).

$$\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{V_g} = \frac{d(\omega t)}{D_1} = \frac{d(\omega t)}{\sqrt{K}} \quad (2.36)$$

Com a finalidade de garantir que o conversor Ćuk opere no MCD, deve-se definir um limitante que esteja entre os modos de condução contínua e descontínua. Este limite é conhecido como modo de condução crítica, em sua análise o que foi estudado para o MCD e o MCC será utilizado (BASCOPE, 2001).

Segundo Barbi (2006), o ganho estático no MCC é descrito pela relação $\langle v_o(\omega t) \rangle / V_g = d / (1 - d)$, sabendo disso, substitui-se em (2.36), e o comportamento modo de condução crítica é conhecido através de (2.37).

$$\frac{d}{1-d} = \frac{d}{\sqrt{K_{cri}}} \quad (2.37)$$

O valor crítico da constante de descontinuidade (K_{cri}) é definido por (2.38).

$$K_{cri} = (1 - d)^2 \quad (2.38)$$

A garantia da operação no MCD é assegurada pela Equação (2.39).

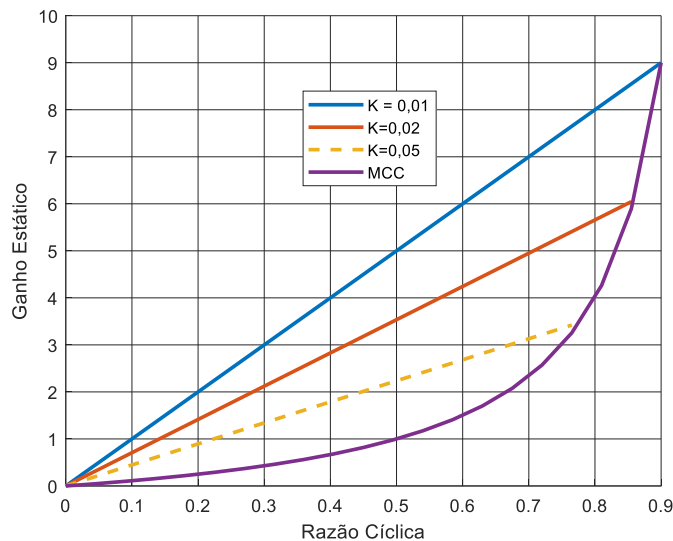
$$K_{cri} \leq (1 - d)^2 \quad (2.39)$$

A constante K pode ser expressa em termos do valor crítico da constante de descontinuidade, com isso obtêm-se (2.40).

$$K_{cri} = \frac{2L_{eqcri}}{R_{eq}T_s} \quad (2.40)$$

A Figura 2.10 demonstra o comportamento do ganho estático nos dois modos de condução analisados (MCC e MCD). Observa-se que a curva azul apresenta um comportamento não linear, caracterizando o modo de condução contínuo. As demais curvas representam o MCD, variando apenas os valores da constante K. Nota-se que o ganho estático no MCD apresenta um comportamento linear, até mesmo quando o valor da constante de descontinuidade é alterado dentro de uma faixa de valores.

Figura 2.10 - Comportamento do ganho estático quando d é variado



Fonte: Autoria própria

2.5 DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS ARMAZENADORES DE ENERGIA

2.5.1 Indutância Equivalente Crítica L_{eqcri}

A indutância equivalente crítica (L_{eqcri}), é uma garantia de que o conversor opere no MCD, podendo ser definida substituindo (2.38) em (2.40), o que resulta em (2.41).

$$L_{eqcri} = \frac{R_o T_s (1-d)^2}{2} \quad (2.41)$$

2.5.2 Indutância de Saída L_2

A partir da Equação (2.22) pode-se determinar o valor da indutância de saída L_2 .

A indutância L_2 deve ser maior que a indutância de entrada L_1 , isto garante que a corrente de saída possua baixa ondulação, evitando que ocorra a EMI (*Electromagnetic Interference*). A EMI é produzida pelos componentes semicondutores que comutam em alta frequência. A comutação em alta frequência possui alta energia harmônica associada, que pode interagir com os harmônicos fundamental e de alta frequência da rede. A interação acontece devido as altas derivadas associadas aos elementos armazenadores de energia, capacitores e indutores, gerando ruídos EMI que fluem pela rede elétrica (HAMZA; QIU; JAIN, 2013).

Através de (2.40) calcula-se a indutância L_2 .

$$L_2 = \frac{V_g d T_s}{\Delta i_{L_2}} \quad (2.42)$$

2.5.3 Indutância de Entrada L_1

Sabendo que a indutância crítica resulta do paralelo das indutâncias de entrada e saída, o valor de L_1 pode ser calculado por (2.43).

$$L_1 = \frac{L_2 L_{eqcri}}{L_2 - L_{eqcri}} \quad (2.43)$$

Analisando (2.41) nota-se que a indutância L_1 é aproximadamente igual a indutância crítica. Essa igualdade garante que o conversor operará no MCD. A indutância L_1 pode ser calculada por (2.44).

$$L_1 \cong L_{eqcri} = \frac{R_o T_s (1-d)^2}{2} \quad (2.44)$$

A partir de (2.35), pode-se definir (2.45).

$$\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{V_g} = \frac{d}{\sqrt{K_{cri}}} \quad (2.45)$$

Substituindo o valor da tensão da rede em (2.45), obtém-se (2.46).

$$\frac{\sqrt{2} V_{RMS} |\text{sen } \omega t|}{V_g} = \frac{d}{\sqrt{K_{cri}}} \quad (2.46)$$

A expressão (2.46) conduz a uma nova relação para a razão cíclica, implicando em (2.47).

$$d = \frac{\sqrt{K_{cri}} \sqrt{2} V_{RMS} |\text{sen } \omega t|}{V_g} \quad (2.47)$$

O valor máximo para a razão cíclica ocorre quando $\omega t = \pi/2$, portanto, têm-se (2.48).

$$d_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{K_{cri}} \sqrt{2} V_{RMS}}{V_g} \quad (2.48)$$

Através de (2.35), pode-se substituir (2.48) e calcular a indutância (L_1), implicando em (2.49).

$$L_1 = \frac{\sqrt{K_{cri}} \sqrt{2} V_{RMS} T_s}{\Delta i_{L_1 \text{máx}}} \quad (2.49)$$

A corrente máxima pode ser definida pela relação $P_e = P_s$, ao passo que corrente média ($\langle i_{L_1} \rangle$) pode ser calculada por (2.50).

$$\langle i_{L_1} \rangle = \frac{2P_s \text{sen}(\omega t)^2}{V_g} \quad (2.50)$$

O valor máximo da corrente no indutor ($i_{L_1 \text{máx}}$), é calculado por (2.51).

$$i_{L_1 \text{máx}} = \frac{2P_s}{V_g} \quad (2.51)$$

A variação da corrente média de entrada ($\langle \Delta i_{L_1} \rangle$) pode ser determinada através de (2.52).

$$\langle \Delta i_{L_1} \rangle = \frac{d_{\text{máx}} V_g T_s}{L_1} \quad (2.52)$$

2.5.4 Capacitância C_1

A capacitância C_1 pode ser determinada em função das correntes dos indutores de entrada e saída. Sabendo que a corrente no capacitor C_1 durante a primeira etapa de funcionamento é igual a (2.2), com isso, tem-se (2.53).

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = - \left(i_{L_2 \text{min}} + \frac{V_g}{L_2} t \right) \quad (2.53)$$

A derivada de (2.53) é negativa, pois o capacitor (C_1) está fornecendo energia ao indutor (L_2).

O valor mínimo de (2.53) pode ser determinado através da corrente de saída do conversor e do valor médio da corrente média do indutor L_2 , então tem-se (2.54).

$$-C_1 \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = - \left(\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{R_o} - \frac{\langle \Delta i_{L_2} \rangle}{2} + \frac{V_g}{L_2} t \right) \quad (2.54)$$

Isolando as derivadas e aplicando as integrais em ambos os lados de (2.52) e substituindo em (2.42), tem-se (2.55).

$$\int_{v_{C_1\text{máx}}}^{v_{C_1\text{min}}} dv_{C_1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^{dT_s} - \left(\frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{R_o} - \frac{V_g dT_s}{2L_2} + \frac{V_g}{L_2} t \right) dt \quad (2.55)$$

Resolvendo as integrais de (2.55), obtém-se o retorno de (2.56).

$$v_{C_1\text{min}} = v_{C_1\text{máx}} - \frac{\langle v_o(\omega t) \rangle}{C_1 R_o} \quad (2.56)$$

A partir de (2.57), calcula-se a capacitância C_1 .

$$C_1 = \frac{\langle v_o(\omega t) \rangle dT_s}{\Delta v_{C_1} R_o} \quad (2.57)$$

2.5.5 Capacitância C_2

Analisando a forma de onda de corrente do capacitor C_2 , Figura 2.7a calculando a área sob a curva, pode-se determinar o valor de sua capacitância através de (2.58).

$$\Delta v_{C_2} = \frac{1}{C_2} \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\langle \Delta i_{L_2} \rangle}{2} \quad (2.58)$$

Portanto, a capacitância da C_2 é calculado pela Equação (2.59).

$$C_2 = \frac{\langle \Delta i_{L_2} \rangle T_s}{8 \Delta v_{C_2}} \quad (2.59)$$

3 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR NO MCD

3.1 Resistor Sem Perdas

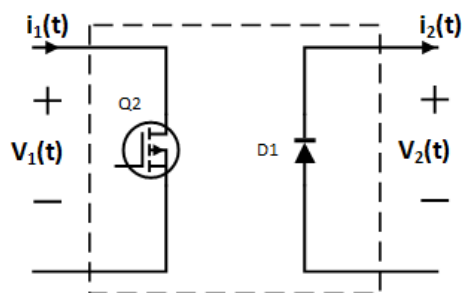
Em alguns conversores quando se realiza a análise em regime permanente, admite-se que o valor médio das variáveis, valores de tensão e corrente, por exemplo, não sofre alterações durante um período de chaveamento. Porém, quando a análise dinâmica é realizada pequenas alterações no valor médio de algumas variáveis são notadas.

Com isso, analisando o conversor somente em regime permanente, algumas conclusões podem não ser válidas. Quando não observada a dinâmica do sistema algumas instabilidades podem acontecer. O resistor sem perdas é uma das maneiras de analisar a dinâmica do sistema, além de substituir a chave e o diodo por fontes de potência (VIERO, 2011).

As técnicas apresentadas em Erickson et al. (2001) para modelagem dos conversores operando no MCD foram utilizadas nos conversores de ordem inferior. Porém, nos conversores de ordem elevada, até agora Simonetti et al. (1997) estudou o método do resistor sem perdas para obtenção do modelo em pequenos sinais do conversor Ćuk operando como um circuito PFC Ćuk. Outras referências como Cabral (2016) não desenvolveram o modelo em pequenos sinais, somente estudaram o conversor sendo implementado no estágio CC-CC de um microinversor Ćuk.

Objetiva-se desenvolver um modelo matemático que represente a rede de comutação considerando o esquema representado pela Figura 3.1.

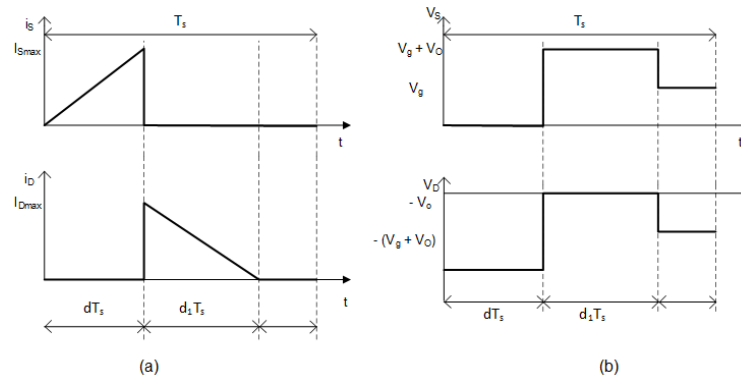
Figura 3.1- Representação da Rede de comutação



Fonte: Autoria Própria

As correntes médias, nas chaves podem ser obtidas calculando a área sob as respectivas formas de ondas, Figura 3.2a (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

Figura 3.2 – (a) Formas de onda corrente e (b) tensão no Diodo D e na Chave S



Fonte: Autoria Própria

O parâmetro d_1 , pode ser determinado calculando o valor médio da tensão nos indutores, Figura 2.5b, que ao longo de um período é zero. Com isso, tem-se a (3.1)

$$\frac{1}{T_s} [\langle v_g(t) \rangle d(t) T_s - \langle v_o(t) \rangle d_1 T_s] = 0 \quad (3.1)$$

Portanto, d_1 é calculado por (3.2).

$$d_1 = \frac{\langle v_g(t) \rangle d(t)}{\langle v_o(t) \rangle} \quad (3.2)$$

O tempo de condução do diodo ($t_D = d_1 T_s$) é considerado constante, uma vez que a carga (R_o) é considerada invariante.

A corrente máxima na chave ($i_{S_{max}}$) é dada pelo cálculo da área sob a sua curva. Considera-se que esta corrente é composta pela soma das correntes dos indutores de entrada L_1 e de saída L_2 , representada por (3.3).

$$i_{S_{max}} = \frac{\langle v_o(t) \rangle d(t) T_s}{L_{eq}} \quad (3.3)$$

Pela da forma de onda da chave, Figura 3.2a, é possível determinar a corrente média na chave S ($\langle i_s(t) \rangle$) é dada por (3.4).

$$\langle i_1(t) \rangle = \langle i_s(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \frac{i_{S_{max}}}{2} d(t) T_s \quad (3.4)$$

Onde:

$\langle i_1(t) \rangle$: Corrente média na chave S.

Através da forma de onda do Diodo, Figura 3.2a, determina-se a corrente média no diodo D ($\langle i_D(t) \rangle$) é calculada por (3.5)

$$\langle i_2(t) \rangle = \langle i_D(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \frac{i_{s\max}}{2} d_1 T_s \quad (3.5)$$

$\langle i_2(t) \rangle$: corrente média no diodo D.

Analisando a forma de onda de tensão dos semicondutores, Figura 3.2b, pode-se determinar o valor médio da tensão na chave ($\langle v_1(t) \rangle$) e no diodo, respectivamente.

$$\langle v_1(t) \rangle = \frac{1}{T_s} [0 \cdot d(t)T_s + d_1 T_s (\langle v_g(t) \rangle + \langle v_o(t) \rangle) + d_2 T_s \langle v_g(t) \rangle] \quad (3.6)$$

Sabendo que $d_2 = 1 - d(t) - d_1$, com isso (3.6) torna-se

$$\langle v_1(t) \rangle = (1 - d(t)) \langle v_g(t) \rangle - d_1 \langle v_o(t) \rangle \quad (3.7)$$

De maneira análoga, pela Figura 3.2b, pode-se determinar a tensão média no diodo D ($\langle v_2(t) \rangle$).

$$\langle v_2(t) \rangle = d(t) \langle v_g(t) \rangle - (1 - d_1) \langle v_o(t) \rangle \quad (3.8)$$

Substituindo o valor que (3.2) retorna, obtém-se (3.7) e (3.8), tornam-se, respectivamente:

$$\langle v_1(t) \rangle = \langle v_g(t) \rangle \quad (3.9)$$

e

$$\langle v_2(t) \rangle = \langle v_o(t) \rangle \quad (3.10)$$

Logo, as correntes nos dispositivos semicondutores podem ser representadas por (3.11) e (3.12), respectivamente.

A chave S:

$$\langle i_1(t) \rangle = \frac{\langle v_g(t) \rangle d(t)^2 T_s}{2L_{eq}} \quad (3.11)$$

O diodo D:

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle d(t) d_1 T_s}{2L_{eq}} \quad (3.12)$$

Através da substituição de (3.9) em (3.12), tem-se (3.13).

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle^2 d(t)^2 T_s}{2L_{eq} \langle v_2(t) \rangle} \quad (3.13)$$

Nota-se que (3.13) pode ser simplificada e torna-se (3.14).

$$\langle i_1(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle}{R_{eq}(d)} \quad (3.14)$$

Onde $R_{eq}(d)$ é considerada a resistência equivalente da chave S.

$$R_{eq}(d) = \frac{2L_{eq}}{d(t)^2 T_s} \quad (3.15)$$

Aplicando (3.15) em (3.13), pode-se obter (3.16).

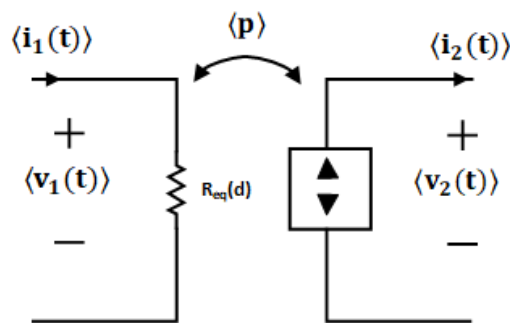
$$\langle v_2(t) \rangle \langle i_2(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle^2}{R_{eq}(d)} \quad (3.16)$$

Analisando (3.16), nota-se que o diodo se comporta como uma fonte de potência. Uma vez que o produto da tensão pela corrente nos terminais do diodo depende da resistência equivalente da chave.

$$\langle v_1(t) \rangle \langle i_1(t) \rangle = \langle v_2(t) \rangle \langle i_2(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle^2}{R_{eq}(d)} = R_{eq}(d) \langle i_1(t) \rangle^2 = \langle p \rangle \quad (3.17)$$

Desta maneira, o circuito equivalente que representa a rede de comutação é indicado pela Figura 3.3.

Figura 3.3 - Modelo resistor sem perdas



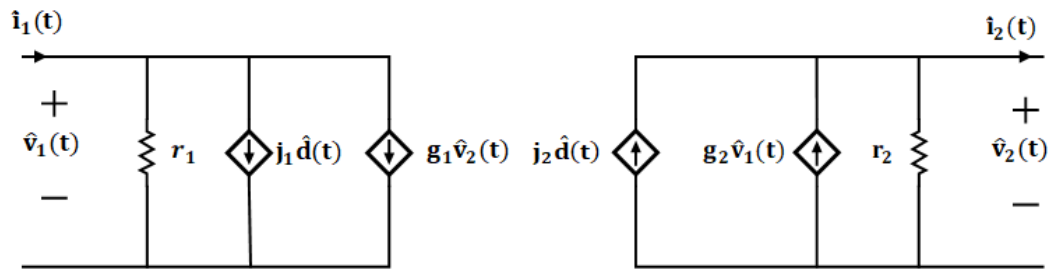
Fonte: Autoria Própria

3.2 Modelo AC no MCD

A análise em regime permanente é útil para simular e estudar o comportamento dos conversores, porém, alguns dos valores médios de algumas variáveis podem não ser lineares. Quando se analisa o circuito no domínio da frequência, não se pode utilizar esta análise. O contorno para este problema é a linearização a partir do modelo em pequenos sinais (COELHO; SCHWEITZER; MARTINS, 2012).

Desta maneira, com o modelo ilustrado pela Figura 3.3, deseja-se determinar o seu modelo equivalente em pequenos sinais. O modelo em pequenos sinais da rede de comutação é representado pela Figura 3.4.

Figura 3.4 – Modelo ac de pequenos sinais da rede de comutação



Fonte: Autoria própria

Para a construção do modelo AC em pequenos sinais, realiza-se uma perturbação no ponto de operação do modelo do resistor sem perdas, Figura 3.4. A seguir tem-se as perturbações no ponto de operação, descritas por (3.18)

$$\begin{aligned}
 \langle d(t) \rangle &= D + \hat{d}(t) \\
 \langle v_1(t) \rangle &= V_1 + \hat{v}_1(t) \\
 \langle v_2(t) \rangle &= V_2 + \hat{v}_2(t) \\
 \langle i_1(t) \rangle &= I_1 + \hat{i}_1(t) \\
 \langle i_2(t) \rangle &= I_2 + \hat{i}_2(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

Através de (3.18) o valor D é o ponto de operação da razão cíclica do transistor, V_1 e V_2 são os pontos de operação aplicados nos valores médios da tensão no transistor e no diodo, respectivamente; Os valores $\hat{d}(t)$, $\hat{v}_1(t)$, dentre outros representam as variações em pequenos sinais. Deseja-se linearizar as equações que descrevem o comportamento médio das correntes na chave e no diodo, representadas pelas Equações (3.14) e (3.16), respectivamente.

Aplicando a análise nodal nas duas portas do circuito representado pela Figura 3.4, tem-se (3.19).

$$\begin{aligned}\hat{i}_1(t) &= \frac{\hat{v}_1(t)}{r_1} + j_1 \hat{d}(t) + g_1 \hat{v}_2(t) \\ \hat{i}_2(t) &= j_2 \hat{d}(t) + g_2 \hat{v}_1(t) - \frac{\hat{v}_2(t)}{r_2}\end{aligned}\quad (3.19)$$

Os parâmetros $1/r_1$, j_1 e g_1 , podem ser obtidos representando (3.19) em série de Taylor. Considerando uma função f com derivadas de todas as ordens em algum intervalo contendo um determinado X_0 como ponto interior. A Série de Taylor gerada por f em $X_0 = x_1^0, \dots, x_n^0$ é representada por (3.20) (THOMAS; WEIER; HASS, 2012)

$$f(x_1, \dots, x_n) = \sum_{k>0} \frac{1}{k!} \left(\sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} (X_0) (x_i - x_i^0) \right)^k \quad (3.20)$$

Aplicando a definição de (3.20) na expressão da corrente média na chave, obtém-se (3.21)

$$\langle \hat{i}_1(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle}{R_{eq}(d)} = f_1(\langle v_1(t) \rangle, \langle v_2(t) \rangle, \langle d(t) \rangle) \quad (3.21)$$

Aplicando a definição que (3.20) mostra e, expandido a corrente média da chave, (5.21), tridimensionalmente nos pontos de operação V_1 , V_2 e D . Tem-se (3.22).

$$\begin{aligned}I_1 + \hat{i}_1(t) &= f_1(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \\ &\hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} + \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} + \text{termos não lineares}\end{aligned}\quad (3.22)$$

Considerando apenas os termos contínuos da igualdade de (3.22).

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, D) = \frac{V_1}{R_{eq}(D)} \quad (3.23)$$

Para linearizar o sinal proveniente de (3.23), os termos com derivadas de ordens elevadas são desconsiderados, com isso:

$$\hat{i}_1(t) = \frac{\hat{v}_1(t)}{r_1} + j_1 \hat{d}(t) + g_1 \hat{v}_2(t) \quad (3.24)$$

Os termos $1/r_1$, j_1 e g_1 são calculados pelas derivadas parciais de (3.24), aplicando os pontos de operação V_1 , V_2 e D , obtendo as relações conforme (3.25).

$$\begin{aligned}
\frac{1}{r_1} &= \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} = \frac{1}{R_{eq}(D)} \\
g_1 &= \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} = 0 \\
j_1 &= \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = \left(-\frac{V_1}{R_{eq}(D)^2} \right) \left(-\frac{2 \cdot 2 \cdot L_{eq}}{T_s \cdot D \cdot D^2} \right) = \frac{2V_1}{R_{eq}(D)}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Substituindo os resultados de (3.25), em (3.24), tem-se (3.26).

$$\hat{i}_1(t) = \frac{\hat{v}_1(t)}{R_{eq}(D)} + \hat{d}(t) \frac{2V_1}{R_{eq}(D)} \tag{3.26}$$

A Equação (3.16) pode ser reescrita originando (3.27)

$$\langle \hat{i}_2(t) \rangle = \frac{\langle v_1(t) \rangle^2}{R_{eq}(d) \langle v_2(t) \rangle} = f_2(\langle v_1(t) \rangle, \langle v_2(t) \rangle, \langle d(t) \rangle) \tag{3.27}$$

De maneira análoga, aplicando a definição de série de Taylor tridimensional em (3.27), tem-se (3.28).

$$\begin{aligned}
I_2 + \hat{i}_2(t) &= f_2(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \left. \frac{\partial f_1(v_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1=V_1} + \\
\hat{v}_2(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} &+ \hat{d}(t) \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} + \text{termos não lineares}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Obedecendo a igualdade e considerando que os contínuos de (3.28) se anulam, obtém-se (3.29).

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, D) = \frac{V_1^2}{R_{eq}(D)V_2} \tag{3.29}$$

Para linearizar o sinal proveniente de (3.28), os termos com derivadas de ordens elevadas são desconsiderados, com isso, tem-se (3.30).

$$\hat{i}_2(t) = -\frac{\hat{v}_2(t)}{r_2} + j_2 \hat{d}(t) + g_2 \hat{v}_1(t) \tag{3.30}$$

Os termos $1/r_2$, j_2 e g_2 são calculados pelas derivadas parciais de (3.30), aplicando os pontos de operação V_1 , V_2 e D , obtém-se (3.31).

$$\begin{aligned}
\frac{1}{r_2} &= \left. \frac{\partial f_2(v_1, V_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} = -\frac{V_1^2}{V_2^2 R_{eq}(D)} \\
g_2 &= \left. \frac{\partial f_1(V_1, v_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2=V_2} = \frac{2V_1}{V_2 R_{eq}(D)} \\
j_2 &= \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = \left(-\frac{V_1^2}{V_2 R_{eq}(D)^2} \right) \left(-\frac{2 \cdot 2 \cdot L_{eq}}{T_s \cdot D \cdot D^2} \right) = \frac{2V_1^2}{DV_2 R_{eq}(D)}
\end{aligned} \tag{3.31}$$

Substituindo os resultados de (3.31), em (3.30), pode-se determinar (3.32)

$$\hat{i}_2(t) = \hat{v}_2(t) \frac{V_1^2}{V_2^2 R_{eq}(D)} + \hat{d}(t) \frac{2V_1^2}{DV_2 R_{eq}(D)} + \hat{v}_1(t) \frac{2V_1}{V_2 R_{eq}(D)} \quad (3.32)$$

A partir da representação matemática desenvolvida, é possível determinar as equações que descrevem o comportamento de cada elemento armazenador de energia. O que é necessário para determinação das funções de transferência e implantação de técnicas clássicas de controle.

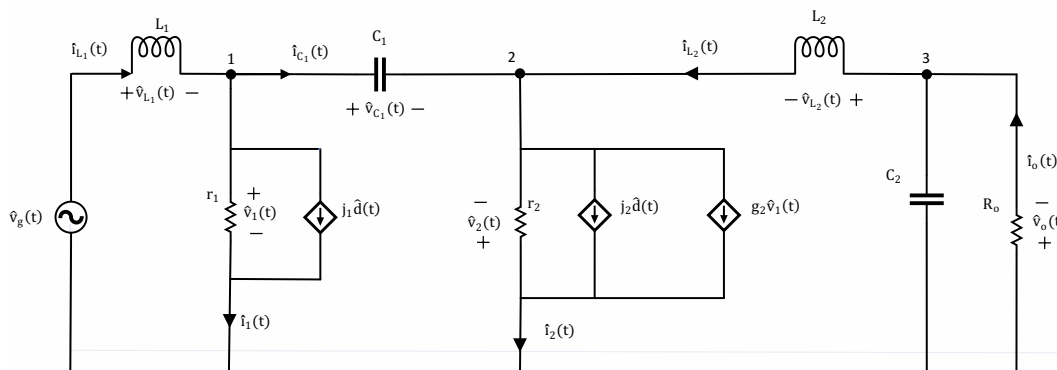
3.3 Circuito Equivalente

A análise do conversor Ćuk modelado em pequenos sinais AC, será feita em duas etapas utilizando uma fonte de tensão ideal de entrada e posteriormente substituindo esta fonte e retirando o capacitor de saída. A fonte de entrada será substituída por um resistor (R_{FV}) que descreve o comportamento do arranjo fotovoltaico em pequenos sinais e um capacitor de desacoplamento (C_{FV}) (FEMIA; PETRONE; SPAGNUOLO; VITELLI, 2009).

3.3.1 Circuito Equivalente Com Fonte De Tensão Ideal

Com a determinação do equacionamento para o modelo de pequenos sinais, pode-se analisar o comportamento conversor para esta condição. Deste modo, substitui-se os elementos semicondutores, chave e diodo, por seus modelos equivalentes, Figura 3.4, no circuito original do conversor Ćuk, Figura 2.1. Desta forma, tem-se o circuito equivalente para pequenos sinais para o conversor Ćuk, Figura 3.5.

Figura 3.5 - Circuito equivalente em pequenos sinais conversor Ćuk



Fonte: Autoria Própria

Com o intuito de determinar as funções de transferências pertinentes ao estudo do conversor Ćuk como um microinversor de energia elétrica, necessita-se resolver o circuito disponível na Figura 3.5, desta forma, as leis de Kirchhoff são empregadas.

Aplicando a LKC nos nós 1, 2 e 3 do circuito da Figura 3.5, tem-se.

Para o Nó 1, tem-se a relação que (3.33) mostra.

$$\hat{i}_1(t) = \hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} \quad (3.33)$$

Para o Nó 2, tem-se (5.34):

$$\hat{i}_2(t) = C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_2}(t) \quad (3.34)$$

Para o Nó 3, obtém-se (3.35):

$$\hat{i}_o(t) = \hat{i}_{L_2}(t) - C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}(t)}{dt} \quad (3.35)$$

Aplicando a LKT nas malhas do circuito da Figura 3.5, tem-se.

Para a Malha 1, tem-se a Equação 3.36:

$$\hat{v}_{L_1}(t) = L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - \hat{v}_1(t) \quad (3.36)$$

Para a Malha 2, (5.37) é determinada:

$$\hat{v}_{C_1}(t) = \hat{v}_1(t) + \hat{v}_2(t) \quad (3.37)$$

Para a Malha 3, obtém-se (5.38):

$$\hat{v}_{L_2}(t) = L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}(t)}{dt} = \hat{v}_2(t) - \hat{v}_o(t) \quad (3.38)$$

Por sua vez, para a Malha 4, tem-se (3.39):

$$\hat{v}_{C_2}(t) = \hat{v}_o(t) = \hat{i}_o(t)R_o \quad (3.39)$$

A queda de tensão no resistor r_1 pode ser determinada isolando o termo $\hat{v}_1(t)$, de (3.26), além disso, com a substituição de (3.33) o termo $\hat{i}_1(t)$ é eliminado. Logo, é obtida a relação (3.40).

$$\hat{v}_1(t) = r_1 \left(\hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} - j_1 \hat{d}(t) \right) \quad (3.40)$$

A tensão no resistor r_2 pode ser determinada isolando o termo $\hat{v}_2(t)$, (3.32), além disso, com a substituição de (3.34) o termo $\hat{i}_2(t)$ é eliminado. Logo, tem-se (3.41).

$$\hat{v}_2(t) = r_2 \left[j_2 \hat{d}(t) + g_2 \hat{v}_1(t) - \left(C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_2}(t) \right) \right] \quad (3.41)$$

Substituindo (3.40) em (3.41), o termo $\hat{v}_1(t)$ é eliminado, resultado em (3.42).

$$\hat{v}_2(t) = r_2 \left[j_2 \hat{d}(t) + g_2 r_1 \left(\hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} - j_1 \hat{d}(t) \right) - \left(C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_2}(t) \right) \right] \quad (3.42)$$

Substituindo (3.40) em (3.36) da malha 1, tem-se (3.43).

$$L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - r_1 \left(\hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} - j_1 \hat{d}(t) \right) \quad (3.43)$$

Substituindo (3.42) em (3.38) da malha 3, obtém-se (3.44).

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}(t)}{dt} = r_2 \left[j_2 \hat{d}(t) + g_2 r_1 \left(\hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} - j_1 \hat{d}(t) \right) - \left(C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_2}(t) \right) \right] - \hat{v}_o(t) \quad (3.44)$$

A expressão da malha 2, (3.37), é simplificada ao serem substituídas as (3.40) e (3.42).

Devido ao interesse de serem determinadas funções de transferências pertinentes à análise que será realizada no conversor, como controle da corrente de saída do conversor, para esse fim a Transformada de Laplace é aplicada nas expressões de malha. Desta forma, o sistema descrito por (3.45), foi obtido isolando as variáveis dependentes do circuito: $\hat{I}_{L_1}(s)$, $\hat{I}_{L_2}(s)$, $\hat{V}_{C_1}(s)$ e $\hat{V}_{C_2}(s)$; igualando aos termos de entrada: $\hat{V}_g(s)$ e $\hat{D}(s)$; representando as expressões para as quatro malhas do circuito analisado.

$$\begin{bmatrix} L_1 s + r_1 & 0 & -C_1 r_1 s & 0 \\ -g_2 r_2 r_1 & L_2 s + r_2 & C_1 r_2 (g_2 r_1 + 1) s & 1 \\ -r_1 (r_2 g_2 + 1) & r_2 & s C_1 (g_2 r_2 + r_1) + C_1 r_2 s + 1 & 0 \\ 0 & -R_o & 0 & C_2 R_o s + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{L_1}(s) \\ \hat{I}_{L_2}(s) \\ \hat{V}_{C_1}(s) \\ \hat{V}_{C_2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_g(s) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j_1 r_1 \\ -r_2 (g_2 j_1 r_1 - j_2) \\ r_1 (-g_2 j_1 r_2 - j_1) + r_2 j_2 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{D}(s) \quad (3.45)$$

Para determinar a Função de Transferência que relaciona a corrente de saída do indutor L_2 com a razão cíclica $\widehat{D}(s)$, se deve resolver o sistema (3.45). A Função de Transferência (FT) $G_{id} = \widehat{I}_{L_2}(s)/\widehat{D}(s)$, foi obtida utilizando o Software Matlab® para as manipulações matemáticas necessárias, em (3.46) tem-se a função de transferência G_{id} .

$$G_{id} = \frac{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4}{b_1 s^4 + b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5} \quad (3.46)$$

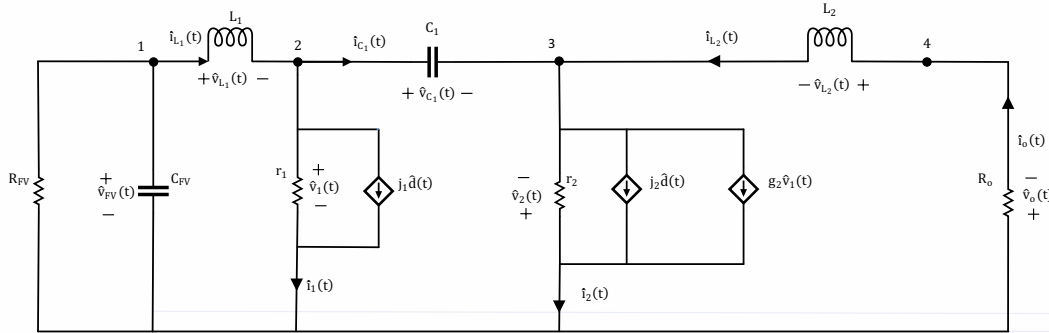
Onde os coeficientes dos polinômios de (3.46), estão disponíveis em (3.47).

$$\begin{aligned} a_1 &= C_1 C_2 L_1 R_0 j_1 r_1 r_2 + C_1 C_2 L_1 R_0 j_2 r_1 r_2 \\ a_2 &= C_1 L_1 j_1 r_1 r_2 + C_1 L_1 j_2 r_1 r_2 + C_2 L_1 R_0 j_2 r_2 - C_2 L_1 R_0 g_2 j_1 r_1 r_2 \\ a_3 &= j_2 r_1 r_2 + L_1 j_2 r_2 + C_2 R_0 j_2 r_1 r_2 - L_1 g_2 j_1 r_1 r_2 \\ a_4 &= j_2 r_1 r_2 \\ b_1 &= C_1 C_2 L_1 L_2 R_0 (g_2 r_1 r_2 + r_1 + r_2) \\ b_2 &= \left(C_1 \left(C_2 R_0 r_2 + L_2 (g_2 r_2 + 1) \right) r_1 + L_2 (C_1 r_2 + C_2 R_0) \right) L_1 + C_2 L_2 R_0 r_2 C_1 r_1 \\ b_3 &= \left(C_1 \left((g_2 r_2 + 1) R_0 + r_2 \right) r_1 + r_2 (C_1 + C_2) R_0 + L_2 \right) L_1 + L_2 r_1 (C_1 r_2 + C_2 R_0) \\ b_4 &= L_1 (R_0 + r_2) + r_1 (r_2 (C_1 + C_2) R_0 + L_2) \\ b_5 &= r_1 (R_0 + r_2) \end{aligned} \quad (3.47)$$

3.3.2 Circuito Equivalente: Resistor R_{FV} e Capacitor de Desacoplamento C_{FV}

De maneira análoga à análise do circuito equivalente do conversor \acute{C} uk com a fonte de tensão ideal, é realizada a análise de do circuito equivalente com resistor R_{FV} e capacitor de desacoplamento C_{FV} . Nesta análise o módulo fotovoltaico foi modelado em pequenos sinais e foi substituído por uma resistência R_{FV} , no qual relaciona o valor de tensão e corrente no ponto de máxima potência (FEMIA; PETRONE; SPAGNUOLO; VITELLI, 2009). Desta forma, adicionando o resistor e o capacitor de desacoplamento C_{FV} , tem-se a Figura 3.6.

Figura 3.6 - Circuito equivalente em pequenos sinais conversor Ćuk com resistor R_{FV} e capacitor de desacoplamento C_{FV}



Fonte: Autoria Própria

A resolução do circuito equivalente do conversor Ćuk, Figura 3.6, é realizada empregando as leis LKC e LKT em cada nó em malha do circuito.

Aplicando a LKT malha 1, (3.48) é obtida.

$$\hat{v}_{FV}(t) - R_{FV}(-\hat{i}_{FV}(t)) = 0 \quad (3.48)$$

Para a Malha 2, tem-se (3.49)

$$\hat{v}_{L_1}(t) = L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = \hat{v}_{FV}(t) - \hat{v}_1(t) \quad (3.49)$$

Para a Malha 3, (3.50):

$$\hat{v}_{C_1}(t) = \hat{v}_1(t) + \hat{v}_2(t) \quad (3.50)$$

Para a Malha 4, obtém-se (3.51):

$$\hat{v}_{L_2}(t) = L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}(t)}{dt} = \hat{v}_2(t) - \hat{v}_o(t) \quad (3.51)$$

A queda de tensão no resistor R_o é calculada por (3.52)

$$\hat{v}_o(t) = R_o \hat{i}_{L_2}(t) \quad (3.52)$$

Aplicando a LKC nos nós 1, 2 e 3 do circuito da Figura 3.6, tem-se.

Para o Nó 1, tem-se a Equação (3.53):

$$\hat{i}_{FV}(t) = \hat{i}_{C_{FV}}(t) + \hat{i}_{L_1}(t) \quad (3.53)$$

Para o Nó 2, tem-se (3.54):

$$\hat{i}_1(t) = \hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} \quad (3.54)$$

Para o Nó 3, se obtém (3.55):

$$\hat{i}_2(t) = C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_2}(t) \quad (3.55)$$

Substituindo (3.49) em (3.48) e sabendo que $C_{FV} \frac{d\hat{v}_{C_{FV}}(t)}{dt}$, tem-se (3.56).

$$\hat{v}_{FV}(t) + R_{FV} \left(C_{FV} \frac{d\hat{v}_{C_{FV}}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_1}(t) \right) = 0 \quad (3.56)$$

A queda de tensão nos resistores r_1 e r_2 , são calculadas por (3.40) e (3.42), respectivamente.

Substituindo (3.40) em (3.49), a expressão que descreve o comportamento da corrente da malha 2 torna-se (3.57).

$$L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = \hat{v}_{FV}(t) - r_1 \left(\hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} - j_1 \hat{d}(t) \right) \quad (3.57)$$

Substituindo (3.40) e (3.52) em (3.51), a expressão que descreve o comportamento da corrente da malha 4 torna-se (3.58).

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}(t)}{dt} = r_2 \left[j_2 \hat{d}(t) + g_2 r_1 \left(\hat{i}_{L_1}(t) - C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} - j_1 \hat{d}(t) \right) - \left(C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} + \hat{i}_{L_2}(t) \right) \right] - R_o \hat{i}_{L_2}(t) \quad (3.58)$$

A Equação (3.50), malha 3, é simplificada ao serem substituídas as Equações (3.40) e (3.42).

Devido ao interesse de serem determinadas funções de transferências pertinentes à análise que será realizada no conversor, como controle da corrente de saída do conversor, para esse fim a Transformada de Laplace é aplicada nas expressões de malha. Desta forma, o sistema (3.59) foi obtido isolando as variáveis dependentes do circuito: $\hat{I}_{L_1}(s)$, $\hat{I}_{L_2}(s)$, $\hat{V}_{C_1}(s)$ e $\hat{V}_{C_{FV}}(s)$; igualando ao termo de entrada $\hat{D}(s)$; representando as expressões para as quatro malhas do circuito analisado.

$$\begin{bmatrix} L_1s + r_1 & 0 & -C_1r_1s & -1 \\ -g_2r_2r_1 & L_2s + r_2 + R_o & C_1r_2(g_2r_1 + 1)s & 0 \\ -r_1(r_2g_2 + 1) & r_2 & sC_1(g_2r_2 + r_1) + C_1r_2s + 1 & 0 \\ R_{FV} & 0 & 0 & C_{FV}R_{RV}S + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{L_1}(s) \\ \hat{I}_{L_2}(s) \\ \hat{V}_{C_1}(s) \\ \hat{V}_{C_{FV}}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j_1r_1 \\ r_2(j_2 - g_2j_1r_1) \\ r_1(-g_2j_1r_2 - j_1) + r_2j_2 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{D}(s) \quad (3.59)$$

Para determinar a Função de Transferência que relaciona a corrente de saída do indutor L_2 com a razão cíclica $\hat{D}(s)$, se deve resolver o sistema de Equações disponível em (3.59). A Função de Transferência (FT) $G_{id} = \hat{I}_{L_2}(s)/\hat{D}(s)$, foi obtida utilizando o Software Matlab® para as manipulações matemáticas necessárias, (3.60) mostra a função de transferência G_{id} .

$$G_{id} = \frac{\alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4}{\beta_1 s^4 + \beta_2 s^3 + \beta_3 s^2 + \beta_4 s + \beta_5} \quad (3.60)$$

Os coeficientes dos polinômios (3.60), estão disponíveis em (3.61).

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= C_1 C_{FV} L_1 R_{FV} j_1 r_1 r_2 + C_1 C_{FV} L_1 R_o j_2 r_1 r_2 \\ \alpha_2 &= C_1 L_1 j_1 r_1 r_2 + C_1 L_1 j_2 r_1 r_2 + C_{FV} L_1 R_{FV} j_2 r_2 - C_{FV} L_1 R_{FV} g_2 j_1 r_1 r_2 + 2C_1 C_{FV} R_{FV} j_2 r_1^2 r_2 \\ \alpha_3 &= 2C_1 j_2 r_1^2 r_2 + L_1 j_2 r_2 + C_1 R_{FV} j_2 r_1 r_2 + C_1 R_{FV} j_1 r_1 r_2 + C_{FV} R_{FV} j_2 r_1 r_2 - L_1 g_2 j_1 r_1 r_2 \\ \alpha_4 &= j_2 r_1 r_2 + R_{FV} j_2 r_2 \\ \beta_1 &= C_1 C_{FV} L_1 L_2 R_{FV} (g_2 r_1 r_2 + r_1 + r_2) \\ \beta_2 &= C_1 [2R_{FV} L_2 C_{FV} (r_1^2 + r_2 g_2 r_1^2)] + C_{FV} L_1 L_2 R_{FV} + \dots \\ & \quad r_1 [L_1 L_2 (g_2 r_2 + 1) + C_{FV} R_{FV} (L_1 R_o + r_2 (L_1 R_o g_2 + L_1 + L_2))] \\ \beta_3 &= C_1 \left[r_2 (L_1 R_o + L_2 R_{FV}) + r_1 \left(\frac{L_1 R_o + r_2 (L_1 R_o g_2 + L_1 + L_2) + \dots}{R_{FV} (r_2 (L_2 g_2 + C_{FV} R_o) + L_2)} \right) \right] + \dots \\ & \quad L_2 R_{FV} r_1 C_{FV} + L_1 (L_2 + R_{FV} C_{FV} (R_o + r_2)) \\ \beta_4 &= C_1 [R_{FV} R_o r_2 + r_1 (R_o r_2 + R_{FV} (R_o g_2 r_2 + R_o + r_2) + r_1^2 (2R_o g_2 r_2 + 2R_o + 2r_2))] + \dots \\ & \quad r_1 (C_{FV} R_{FV} (R_o + r_2) + L_2) + L_1 (R_o + r_2) + L_2 R_{FV} \\ \beta_5 &= (R_o + r_2) (R_{FV} + r_1) \end{aligned} \quad (3.61)$$

Por sua vez, deseja-se também controlar a tensão de entrada do conversor CC-CC Cúk, para isso é necessário determinar a FT que relacione a tensão de entrada,

capacitor C_{FV} , com a corrente do indutor de saída L_2 . Para isso, em primeiro lugar, se deve resolver o sistema (3.59), para se obter uma FT que relaciona a tensão de entrada com a razão cíclica, $G_{vd} = \widehat{V}_{C_{FV}}(s)/\widehat{D}(s)$, mostrada em (3.62).

$$G_{vd} = \frac{\gamma_1 s^2 + \gamma_2 s + \gamma_3}{\beta_1 s^4 + \beta_2 s^3 + \beta_3 s^2 + \beta_4 s + \beta_5} \quad (3.62)$$

Os coeficientes dos polinômios de (3.62), estão disponíveis em (3.63). O denominador de (3.62), é igual ao denominador de (3.60).

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{R_{FV} C_1 L_2 r_1 r_2 j_2 - 2 R_{FV} C_1 L_2 j_1 r_1 r_2 - \dots}{C_1 L_2 j_1 r_1 R_{FV} r_2 - 2 C_1 L_2 g_2 j_1 r_1^2 r_2 R_{FV}} \\ \gamma_2 &= \frac{R_{FV} C_1 R_o j_2 r_1 r_2 - R_{FV} C_1 R_o j_1 r_1 r_2 - 2 R_{FV} C_1 R_o j_1 r_1^2 r_2 - \dots}{2 R_{FV} C_1 j_1 r_1^2 r_2 - 2 C_1 R_{FV} R_o j_1 r_1^2 - R_{FV} L_2 r_1 r_1} \\ \gamma_3 &= -R_{FV} R_o j_1 r_1 - R_{FV} j_1 r_1 r_2 \end{aligned} \quad (3.63)$$

A razão entre as funções de transferência descritas por (3.60) e (3.62), resulta na FT de interesse, G_{vi} , que é uma FT que relaciona a tensão de entrada do conversor com a corrente do indutor de saída, (3.64).

$$G_{vi} = \frac{\gamma_1 s^2 + \gamma_2 s + \gamma_3}{\alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4} \quad (3.64)$$

3.4 Projeto Do Conversor Ćuk e Dos Controladores

3.4.1 Especificações De Projeto

A partir do equacionamento desenvolvido anteriormente se pode projetar o microinversor Ćuk, uma vez que sua composição primária tem como elemento base o conversor CC-CC Ćuk.

Para projeto são levados em consideração os parâmetros dos módulos fotovoltaicos e da rede elétrica. Os dados elétricos são provenientes do catálogo do fabricante, Tabela 3.1, e foram obtidos levando em consideração as condições de teste padrão (*Standard Test Conditions* – STC), onde são aplicados $1000 [W/m^2]$ de irradiância a $25^\circ C$ de temperatura.

Tabela 3.1 - Dados Elétricos Módulo solar Canadian

Grandezas Elétricas	
Potência Máxima: P_m	330[W]
Tensão de Circuito Aberto: V_{oc}	45,6[V]
Tensão Máxima: V_m	37,2[V]
Corrente Máxima: I_m	8,88[A]
Corrente de Curto-Circuito: I_{sc}	9,45[A]

Fonte: Canadian Solar datasheet Maxpower CS6U-325|330|335|340P

Os parâmetros para projeto do conversor Ćuk são mostrados na Tabela 3.2. Para a tensão de saída do arranjo fotovoltaico, ser igual a tensão de entrada especificada para o conversor, são utilizados quatro módulos em série. Todos os cálculos necessários, para determinação dos valores dos elementos armazenadores de energia, são realizados levando em consideração as equações obtidas na seção de dimensionamento dos elementos armazenadores de energia do conversor Ćuk. É possível projetar estes elementos e analisar adequadamente o conversor Ćuk operando no modo de condução descontínua. Nesta tabela também são mostrados os parâmetros da rede elétrica como tensão de pico, eficaz e frequência do sistema.

Tabela 3.2 - Especificações de Projeto conversor Ćuk

Especificações de Projeto	
Grandeza	Valor
Potência de saída: P_s	1[kW]
Tensão de Entrada: V_G	130[V]
Tensão Eficaz Rede Elétrica: V_{RMS}	127[V]
Tensão de Pico Rede Elétrica: V_P	180[V]
Frequência Rede Elétrica: f_R	60[Hz]
Frequência de Chaveamento: f_s	50[kHz]
Ondulação Corrente de Saída: Δi_{L_2}	10%
Ondulação Tensão Capacitor Intermediário: Δv_{C_1}	70%
Ondulação Tensão Capacitor de Saída: Δv_{C_2}	50%

Fonte: Autoria Própria

3.4.2 Conversor Ćuk: Fonte Ideal

3.4.2.1 Elementos armazenadores de Energia

A partir dos parâmetros de projeto e das equações desenvolvidas para dimensionamento dos elementos armazenadores de energia, item 2.6, o microinversor baseado no conversor CC-CC Ćuk, operando no MCD, foi projetado. A Tabela 3.3 mostra os valores calculados para os componentes, obedecendo os critérios de projeto.

Tabela 3.3 - Valores elementos armazenadores de energia

Elementos Armazenadores de Energia	
Indutor de Entrada: L_1	41,36[μ H]
Indutor de Saída: L_2	1,60[mH]
Capacitor Intermediário: C_1	0,432[μ F]
Capacitor de Saída: C_2	25,72[nF]
Resistor de Saída: R_o	16,20[Ω]

Fonte: Autoria Própria

Tendo em vista o cálculo realizado dos componentes armazenadores de energia, se pode determinar os parâmetros definidos para implementação do modelo em pequenos sinais do conversor, obtidos na análise dinâmica do conversor no MCD. Esses parâmetros estão apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Parâmetros modelo AC em pequenos sinais

Parâmetros Modelo AC de Pequenos Sinais	
Indutância Equivalente: L_{eq}	40,34[μ H]
Resistência Equivalente: R_{eq}	16,48[Ω]
j_1	31,88
j_2	16,28
r_1	16,48[Ω]
r_2	16,20[Ω]
g_2	0,062

Fonte: Autoria Própria

3.4.2.2 Projeto dos Controladores

Os parâmetros exibidos nas Tabelas 3.3 e 3.4, são utilizados para determinar a FT que descreve a malha de corrente, mostrada em (3.46), com isso tem-se (3.65).

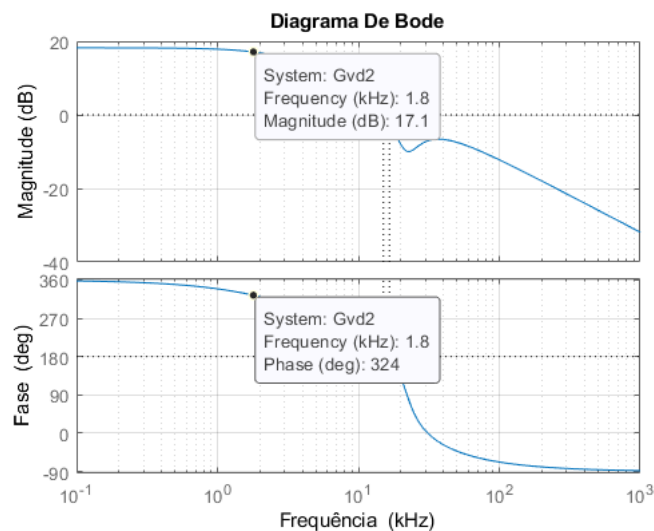
$$\frac{\hat{I}_{L_2}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{9,568 \times 10^{-14} s^3 + 2,251 \times 10^{-7} s^2 - 0,0091 s + 4348}{5,995 \times 10^{-19} s^4 + 1,548 \times 10^{-12} s^3 + 2,869 \times 10^{-7} s^2 + 0,0303 s + 534,1} \quad (3.65)$$

A função de transferência que descreve a malha de corrente precisa ter uma frequência de cruzamento de ganho elevada, garantindo que o controle seja rápido e acompanhe um formato de onda de seno retificado na saída do conversor Ćuk. (SAMPAIO, 2010).

No projeto do compensador de corrente, foi adotado o plano contínuo e a FT de corrente implementada via software *Matlab*®, através dele foram obtidas as frequências de cruzamento e fase da FT. Utilizando o domínio da frequência como ferramenta de análise. O módulo e fase da planta de corrente foram determinados utilizando o diagrama de bode. Para o controle da corrente do indutor de saída, se utilizou um compensador do tipo Proporcional Integral (PI).

A Figura 3.7 representa o diagrama de bode da corrente de saída em malha aberta, para o sistema não compensado. No qual na frequência de cruzamento desejada (1,8kHz) apresenta ganho de 17,1dB e -36° de fase (descontando 360°).

Figura 3.7 - Diagrama de bode da corrente de Saída em malha aberta



Fonte: Autoria Própria

Segundo Angélico, Campanhol e Silva (2014, p. 2648), para efetuar o projeto do controlador PI se deve considerar a frequência de cruzamento de ganho (ω_c) e margem de fase (γ) para isso, alguns passos devem ser observados:

Obter o diagrama de bode do sistema a ser compensado, onde se deve avaliar a fase (θ_c) do sistema na frequência ω_c .

Observar qual a contribuição angular (ϕ) que o compensador deve fornecer de modo que a margem de fase γ seja atingida na frequência de cruzamento ω_c .

A FT do controlador PI é dada pela Equação (3.66)

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_i \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \quad (3.66)$$

Onde,

$$T_i = \frac{\tan(\phi + 90^\circ)}{\omega_c} \quad (3.67)$$

Por fim, se deve obter novamente o diagrama de bode para $\left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) G(s)$ e calcular o ganho (G) do sistema na frequência ω_c para que o módulo cruze em 0dB. O valor desse ganho é igual a $K_i = 10^{\frac{G}{20}}$. Os cálculos necessários para a determinação dos parâmetros do compensador PI foram realizados utilizando (3.66) e (3.67) e seus resultados estão disponíveis na Tabela 3.5.

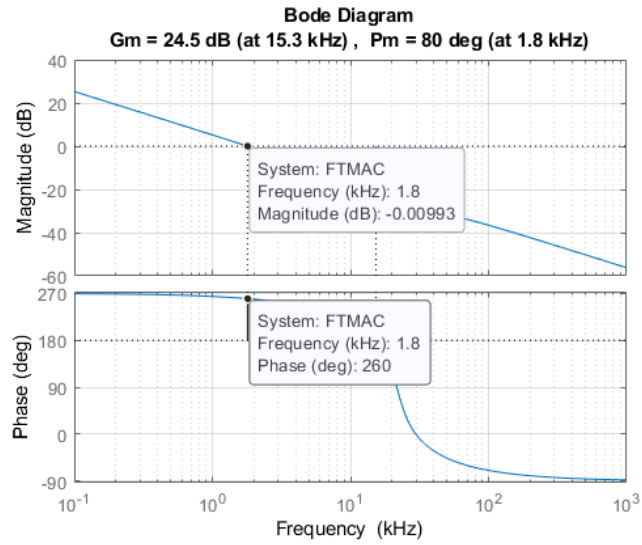
Tabela 3.5 – Parâmetros do Compensador PI da malha de corrente

Parâmetros Controlador PI	
Contribuição PI: MF_{PI}	$-64,22^\circ$ (graus)
T_i	$4,279 \times 10^{-5}$ [s]
K_i	$1,421 \times 10^3$
K_p	0,0607

Fonte: Autoria Própria

O diagrama de bode da malha de controle representada pela Figura 3.7 é para o sistema não compensado. Para o sistema compensado adotando frequência de cruzamento de ganho em 1,8[kHz] e margem de fase em 80°(graus), é mostrado na figura 5.8.

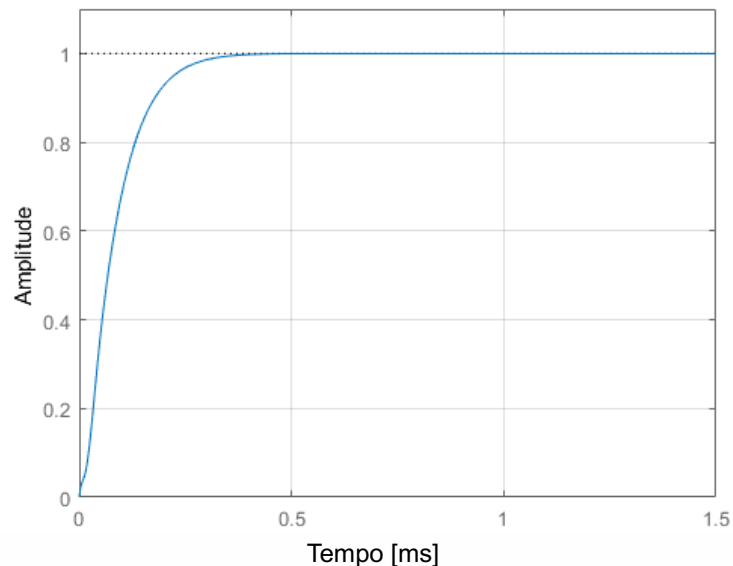
Figura 3.8 - Diagrama de bode planta de corrente com o sistema compensado



Fonte: Autoria Própria

Para analisar a compensação com o controlador PI, se aplicou um degrau unitário à FT da malha de corrente de saída, Figura 3.9. Deste modo, nota-se que o controle da malha de corrente é rápido e estável.

Figura 3.9 - Resposta ao degrau planta de corrente



Fonte: Autoria Própria

3.4.3 Conversor Ćuk: Resistor R_{FV} e Capacitor de Desacoplamento C_{FV}

3.4.3.1 Elementos armazenadores de Energia

A partir dos parâmetros de projeto e das equações desenvolvidas para dimensionamento dos elementos armazenadores de energia, item 2.6, o microinversor baseado no conversor CC-CC Ćuk, operando no MCD, foi projetado. Para o projeto a fonte de tensão ideal foi substituída por um resistor R_{FV} em paralelo com um capacitor de desacoplamento C_{FV} . A Tabela 3.6 mostra os valores calculados para os componentes, obedecendo os critérios de projeto.

Tabela 3.6 - Valores elementos armazenadores de energia

Elementos Armazenadores de Energia	
Indutor de Entrada: L_1	41,36[μ H]
Indutor de Saída: L_2	1,60[mH]
Capacitor Intermediário: C_1	0,432[μ F]
Resistor Fotovoltaico: R_{FV}	15,5[Ω]
Capacitor de Desacoplamento: C_{FV}	3[mF]
Resistor de Saída: R_o	16,20[Ω]

Fonte: Autoria Própria

Como foi demonstrado na seção que descreve o comportamento do ganho estático no MCD o valor da indutância de entrada garante que o conversor Ćuk, opere no modo descontínuo. Tendo isso em vista, para melhoria nos resultados obtidos para esta configuração do microinversor, o valor de L_1 foi substituído para 20[μ H]. Portanto, os parâmetros definidos para implementação do modelo em pequenos sinais do conversor foram calculados levando em consideração o novo valor do indutor de entrada, obtidos na análise dinâmica do conversor no MCD. Esses parâmetros estão apresentados na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 - Parâmetros modelo AC em pequenos sinais

Parâmetros Modelo AC de Pequenos Sinais	
Indutância Equivalente: L_{eq}	19,76[μ H]
Resistência Equivalente: R_{eq}	8,07[Ω]
j_1	65,10
j_2	33,24
r_1	8,07[Ω]
r_2	16,20[Ω]
g_2	0,127

Fonte: Autoria Própria

3.4.3.2 Projeto dos Controladores

Para esta configuração do microinversor, resistor mais capacitor de desacoplamento, se propõe um sistema de controle multi-malhas, composto por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Os parâmetros exibidos na Tabela 3.7, são utilizados para determinar a FT que descreve a malha de corrente G_{id} , mostrada em (3.60), com isso tem-se (3.68).

$$\frac{\hat{I}_{L_2}(s)}{D(s)} = \frac{4,997 \times 10^{-9} s^3 + 8,791 \times 10^{-4} s^2 + 195,8s - 3730}{2,596 \times 10^{-14} s^4 + 1,858 \times 10^{-8} s^3 + 8,32 \times 10^{-4} s^2 + 11,82s + 747,6} \quad (3.68)$$

A função de transferência que descreve a malha de corrente precisa ter uma frequência de cruzamento de ganho elevada, garantindo que o controle seja rápido e acompanhe um formato de onda de seno retificado na saída do conversor \hat{C}_{uk} . (SAMPAIO, 2010).

No projeto do compensador de corrente, foi adotado o plano contínuo, utilizando o domínio da frequência como ferramenta de análise. O módulo e fase da planta de corrente foram determinados utilizando o diagrama de bode. Para o controle da corrente do indutor de saída, foi utilizado um compensador do tipo PI. A Tabela 3.8 mostra os parâmetros calculados para o compensador PI de corrente.

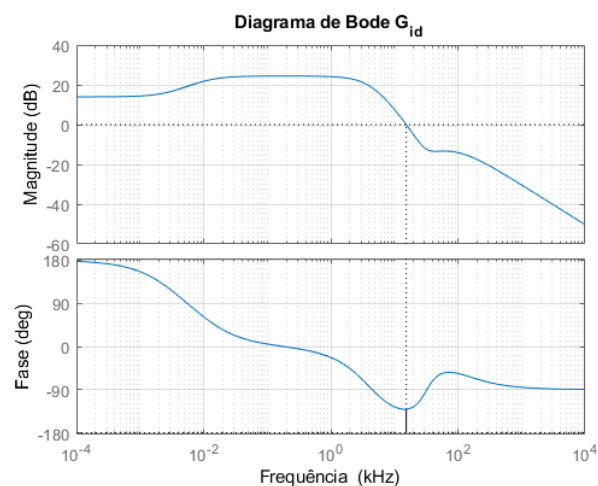
Tabela 3.8 – Parâmetros do Compensador PI da malha de corrente

Parâmetros Controlador PI de Corrente	
	Malha de Corrente
Contribuição PI: MF_{PI}	$-40,43^\circ$ (graus)
T_i	$1,04 \times 10^{-4}$ [s]
K_i	497,64
K_p	0,05

Fonte: Autoria Própria

O diagrama de bode da malha de controle representada pela Figura 3.10 é para o sistema não compensado.

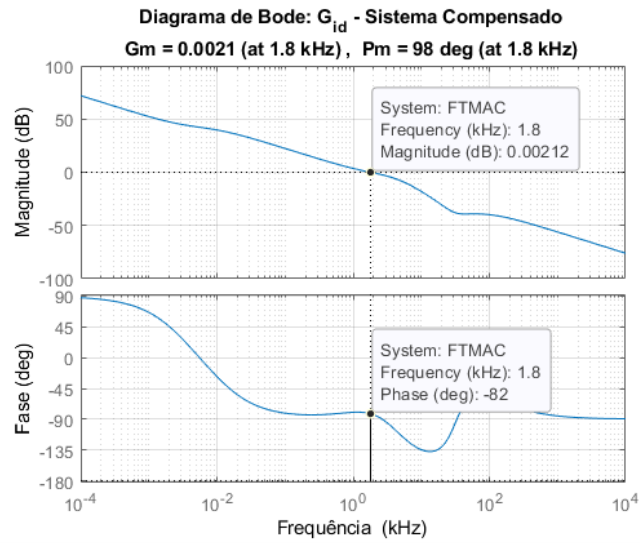
Figura 3.10 - Diagrama de bode malha de corrente para o sistema não compensado



Fonte: Autoria Própria

Para o sistema compensado adotando frequência de cruzamento de ganho em 1,8[kHz] e margem de fase em 98° , é mostrado na Figura 3.11.

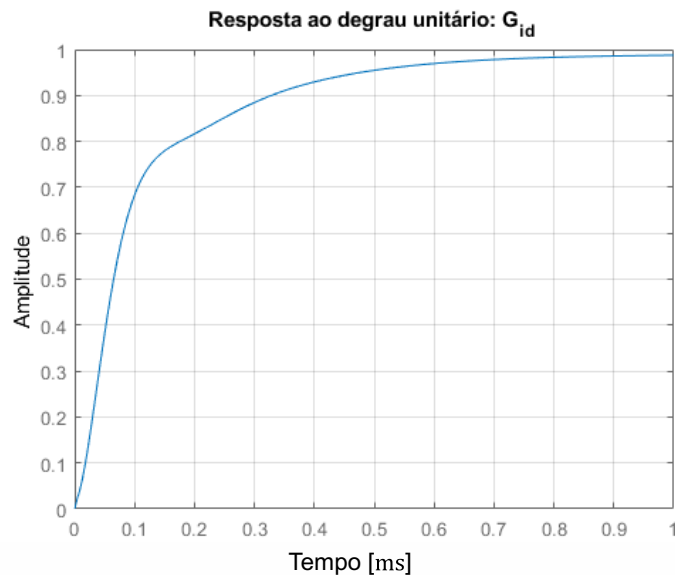
Figura 3.11 - Diagrama de bode da corrente de Saída em malha aberta



Fonte: Autoria Própria

Para analisar a compensação com o controlador PI, se aplicou um degrau unitário à FT da malha de corrente de saída, Figura 3.13. Deste modo, nota-se que o controle da malha de corrente é rápido e estável.

Figura 3.12 - Resposta ao degrau planta de corrente



Fonte: Autoria Própria

Por sua vez os parâmetros obtidos na Tabela 3.7, são utilizados para determinar a FT de tensão G_{vi} , descrita em (3.64).

$$\frac{\hat{V}_{CFV}(s)}{\hat{I}_{L2}(s)} = \frac{3,185 \times 10^{-4} s^2 + 16,95s + 2,554 \times 10^{-5}}{4,997 \times 10^{-9} s^3 + 8,791 \times 10^{-4} s^2 + 195,8s - 3730} \quad (3.69)$$

No projeto do compensador de tensão, foi adotado o plano contínuo, utilizando o domínio da frequência como ferramenta de análise. O módulo e fase da planta de tensão foram determinados utilizando o diagrama de bode. Para o controle da tensão no capacitor fotovoltaico, foi utilizado um compensador do tipo PI. A Tabela 3.9 mostra os parâmetros calculados para o compensador PI de tensão.

Tabela 3.9 – Parâmetros do Compensador PI da malha de tensão

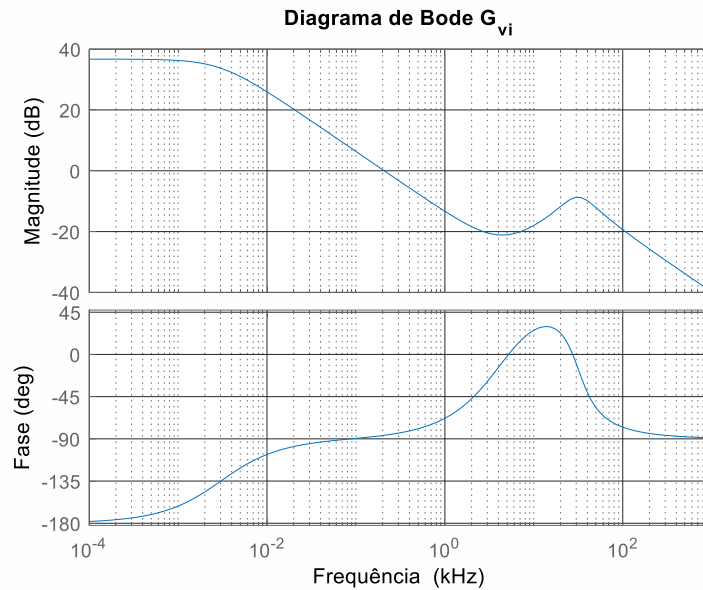
Parâmetros Controlador PI de Corrente	
	Malha de Tensão
Contribuição PI: MF_{PI}	- 2,64°(graus)
T_i	0,07[s]
K_i	3,49
K_p	0,24

Fonte: Autoria Própria

A malha de tensão garante que a tensão no capacitor de desacoplamento permaneça em um valor constante, sua frequência de ganho é menor que a malha interna de corrente. O compensador de tensão será responsável por gerar a referência para a malha de corrente.

O diagrama de bode da malha de controle de tensão representada pela Figura 3.13 é para o sistema não compensado.

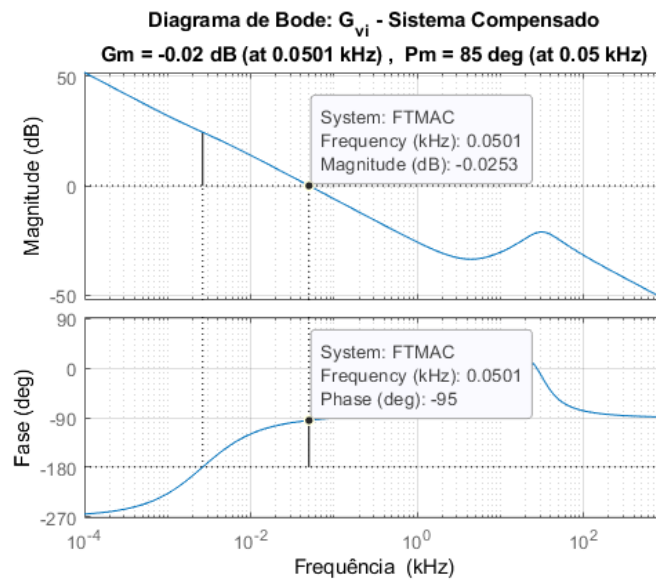
Figura 3.13 - Diagrama de bode do sistema não compensado da tensão de Entrada em malha aberta



Fonte: Autoria Própria

Para o sistema compensado adotando frequência de cruzamento de ganho em 50[Hz] e margem de fase em 85°, é mostrado na figura 3.15.

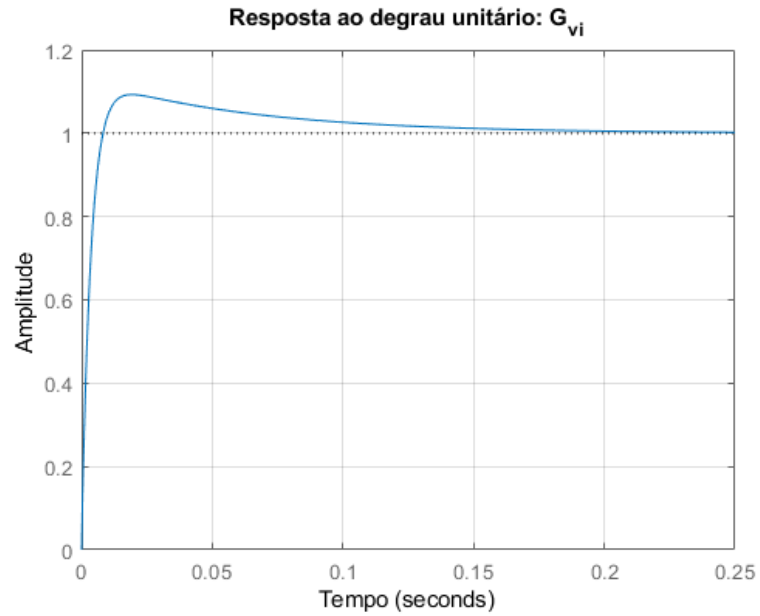
Figura 3.14 - Diagrama de bode do sistema compensado da tensão de Entrada em malha aberta



Fonte: Autoria Própria

Para analisar a compensação com o controlador PI, se aplicou um degrau unitário à FT da malha de tensão de entrada, Figura 3.16. Deste modo, nota-se que o controle da malha de tensão é um pouco lento e estável.

Figura 3.15 - Resposta ao degrau planta de Tensão

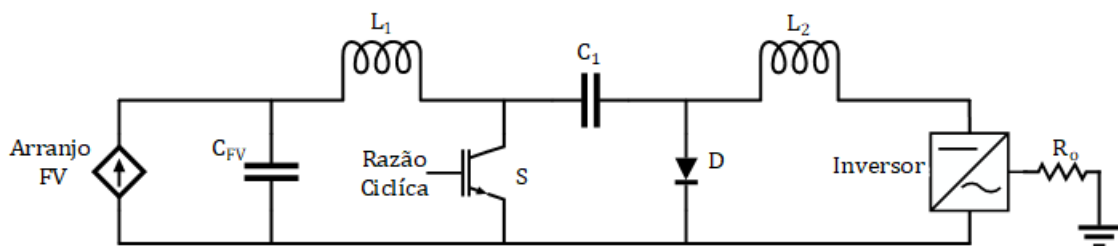


Fonte: Autoria Própria

4 RESULTADOS E SIMULAÇÕES

O sistema completo do microinversor Ćuk – Painel Fotovoltaico, Microinversor Ćuk, Algoritmo MPPT e Sistema de Controle – foi simulado em ambiente computacional. Para este fim se utilizou o Software *Simulink*®, presente no ambiente computacional *MatLab*®, no qual foi possível analisar a dinâmica do sistema, modelar, obter figuras e grandezas elétricas pertinentes à análise do sistema. Foram simuladas algumas variações na topologia do microinversor: operando com fonte ideal e carga resistiva; fonte ideal e rede elétrica; capacitor de desacoplamento e carga resistiva; capacitor de desacoplamento e rede elétrica. A Figura 4.1 apresenta o sistema do microinversor baseado no conversor CC-CC Ćuk implementado em simulação computacional.

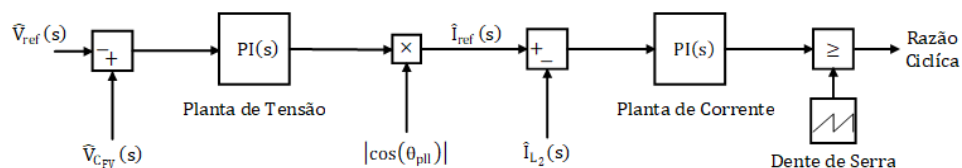
Figura 4.1 - Microinversor baseado no conversor CC-CC Ćuk



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.2, representa os controladores das malhas de tensão e corrente. Através do algoritmo que irá determinar o ponto de MPP, será definida a tensão de referência que será comparada com a tensão aplicada no capacitor C_{FV} . Ao passar pelo PI de tensão será gerada uma referência de corrente multiplicada pelo cosseno retificado da rede elétrica, obtido através de um controlador PLL básico (*Phase Locked Loop*). Aplicando o PI de corrente, esse resultado será comparado a uma onda dente de serra com frequência de chaveamento de 50[kHz], formando a razão cíclica PWM, que irá controlar a chave S.

Figura 4.2 - Planta de controle: malhas interna de corrente e externa de tensão



Fonte: Autoria Própria

4.1 Teste: Carga Resistiva R_o

Através das Equações desenvolvidas na análise quantitativa, algumas grandezas elétricas foram determinadas, tais como, correntes médias nos indutores de entrada e saída. Com esses resultados se pode confrontar com os valores aferidos por meio de simulação do conversor operando em malha aberta com fonte ideal e carga R_o em paralelo com C_2 . Os dados estão apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Valores calculados e aferidos via simulação

Grandezas Aferidas - Conversor em malha aberta

Grandeza	Simulado	Calculado	 Erro
V_g [V]	130,00	130,00	0,000%
I_{L1} [A]	7,93	7,70	2,99%
I_{L2} [A]	7,88	7,86	0,25%
I_{Chave} [A]	7,87	7,87	0,00%
V_{Chave} [V]	130,30	130,00	0,23%
I_{Diodo} [A]	7,93	8,06	1,61%
V_{Diodo} [V]	127,30	127,28	0,02%
$P_{saída}$ [W]	1006,00	1000,00	0,60%
$V_{saída}$ [V]	127,67	127,28	0,31%
$I_{saída}$ [A]	7,88	7,86	0,25%

Fonte: Autoria Própria

Visto que o circuito projetado foi validado devido os valores calculados e aferidos via simulação serem muito próximos, se deu início a outra etapa de simulações. A fonte ideal foi substituída pelo modelo do arranjo fotovoltaico e capacitor de desacoplamento e carga puramente resistiva. Algumas grandezas foram aferidas via simulação, tais como, correntes médias nos indutores de entrada e saída. Para analisar a estabilidade do circuito, foi simulado um sombreamento parcial, via degrau de carga. Todos os resultados estão apresentados na Tabela 4.2.

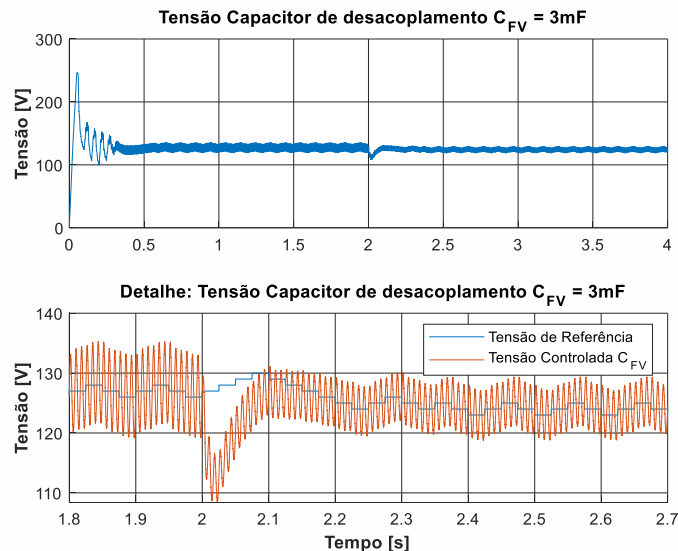
Tabela 4.2 - Grandezas aferidas via simulação

Grandezas Aferidas - Carga R_o		
Grandeza	Valor	
	0 a 2s	2 a 4s
V_{PV} [V]	126,80	124,40
I_{L1} [A]	15,50	9,27
I_{L2} [A]	9,81	7,53
I_{Chave} [A]	14,12	8,24
V_{Chave} [V]	126,50	123,90
I_{Diodo} [A]	11,19	8,58
V_{Diodo} [V]	159,10	122,30
P_{IV} [kW]	1,96	1,15
I_{PV} [A]	15,46	9,26
I_{rede} [A]	10,86	8,34

Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.3 mostra o comportamento do controle da tensão do capacitor de desacoplamento na entrada conversor. Uma queda na potência fornecida pelo sistema PV foi simulada por um degrau em $t = 2s$. Se observa que rapidamente o sistema entra em regime acompanhando a tensão de referência ($V_{ref} = 130[V]$)

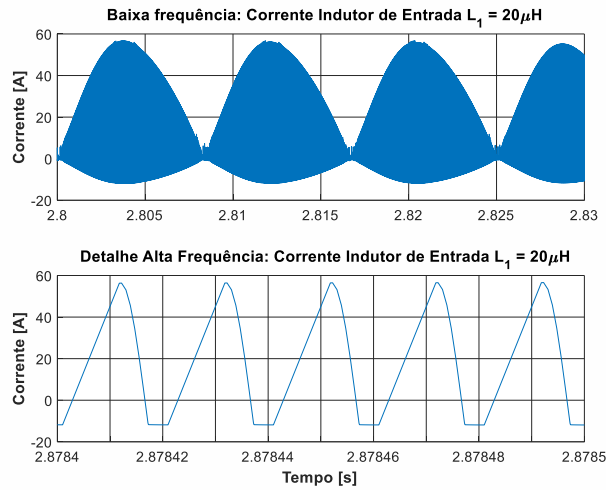
Figura 4.3 - Tensão controlada no capacitor de desacoplamento $C_{FV} = 3mF$



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.4 mostra o comportamento da corrente de entrada, podendo ser observado uma envoltória em baixa frequência, comprovando o argumento sustentado durante a análise quantitativa do conversor.

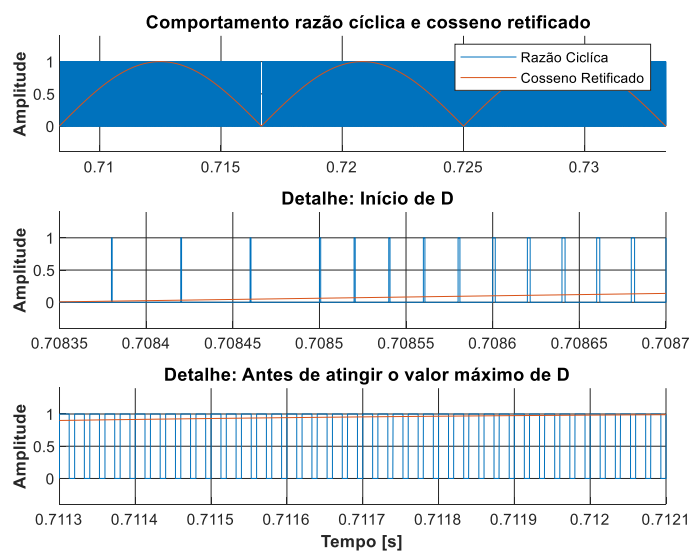
Figura 4.4 - Corrente de entrada: Indutor $L_1 = 20\mu\text{H}$



Fonte: Autoria Própria

Através da Figura 4.5, nota-se o comportamento da razão cíclica três períodos de um cosseno retificado. Na figura que mostra o detalhe no intervalo de tempo de 0,70835[s] até 0,7087[s], que seria o início da forma de onda que descreve o cosseno retificado, a razão cíclica vai mudando conforme o valor do cosseno aumenta. O valor da razão cíclica muda até atingir o valor máximo estabelecido por projeto ($D_{\text{max}} = 0,6996$) onde ocorre o pico da cossenoide, no intervalo de tempo de 0,7113[s] até 0,7121[s].

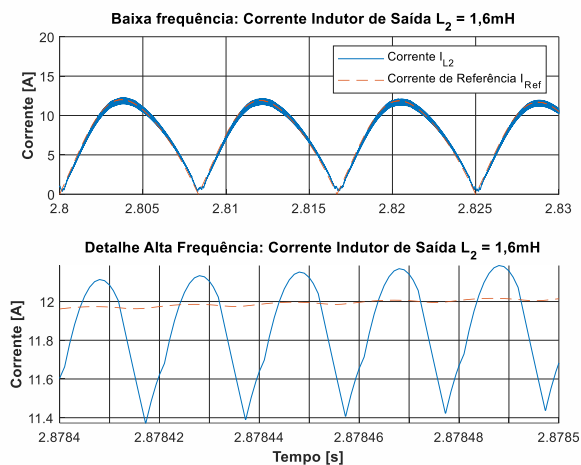
Figura 4.5 - Comparação entre a razão cíclica e o cosseno retificado



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.6 mostra o comportamento das correntes de saída (indutor L_2) e de referência (I_{Ref}), podendo ser observado que ambas são similares e apresentam comportamento em baixa frequência que formando um seno retificado. Demonstrando que a hipótese levantada na sessão o comportamento do conversor Ćuk operando no modo descontínuo, de que com uma simples modulação senoidal retificada, essa característica seria repetida na saída do conversor.

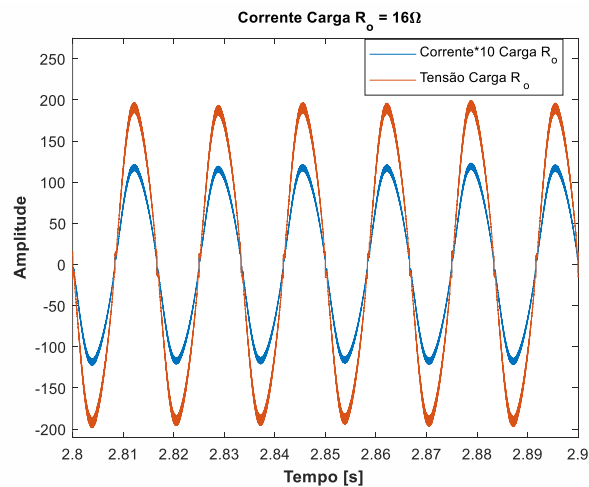
Figura 4.6 - Corrente indutor de saída conversor Ćuk



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.7 mostra o comportamento da corrente elétrica fornecida a uma carga resistiva, resistor $R_o = 16,2\Omega$, podendo ser observado comportamento em baixa frequência que formando uma onda senoidal completa.

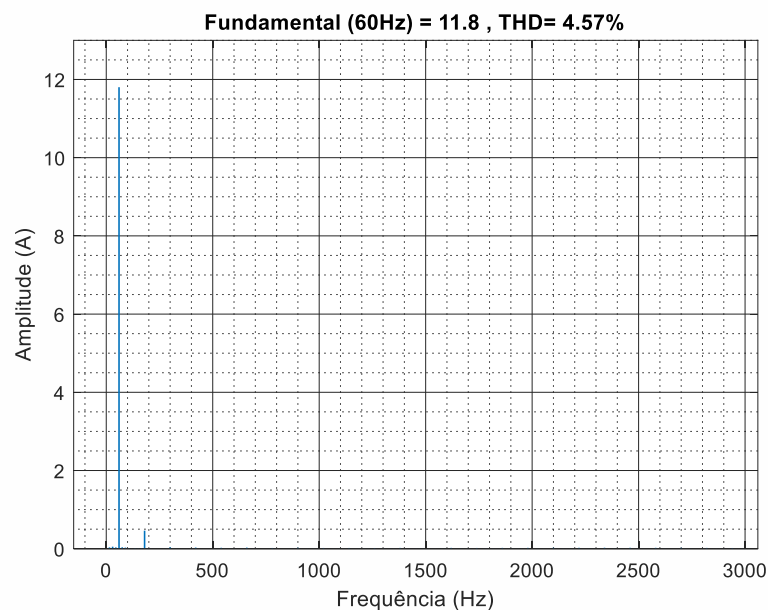
Figura 4.7 - Corrente fornecida à carga $R_o = 16,2\Omega$



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.8 apresenta o conteúdo harmônico fornecido a carga $R_o = 16,2\Omega$. Apesar de apresentar uma distorção harmônica total, THD = 4,57%, que ultrapassa alguns limites estabelecidos por normas internacionais, o microinversor tem um bom funcionamento, pois algumas técnicas para correção de harmônicos não são utilizados, tais como, filtros ativos e passivos, além controle no acionamento das chaves do inversor. Esse resultado reforça o que Ćuk (1977) defende que devido a presença do indutor na saída do conversor, alguns harmônicos são suprimidos.

Figura 4.8 - Conteúdo harmônico corrente fornecida a carga $R_o = 16,2\Omega$



Fonte: Autoria Própria

4.2 Teste: Rede Elétrica

Neste teste o microinversor operou com modelo do arranjo fotovoltaico e capacitor de desacoplamento e a carga puramente resistiva foi substituída pela rede elétrica. Algumas grandezas foram aferidas via simulação, tais como, correntes médias nos indutores de entrada e saída. Para analisar a estabilidade do circuito, foi simulado um sombreamento parcial, via degrau de carga. Todos os resultados estão apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Grandezas elétricas aferidas via simulação

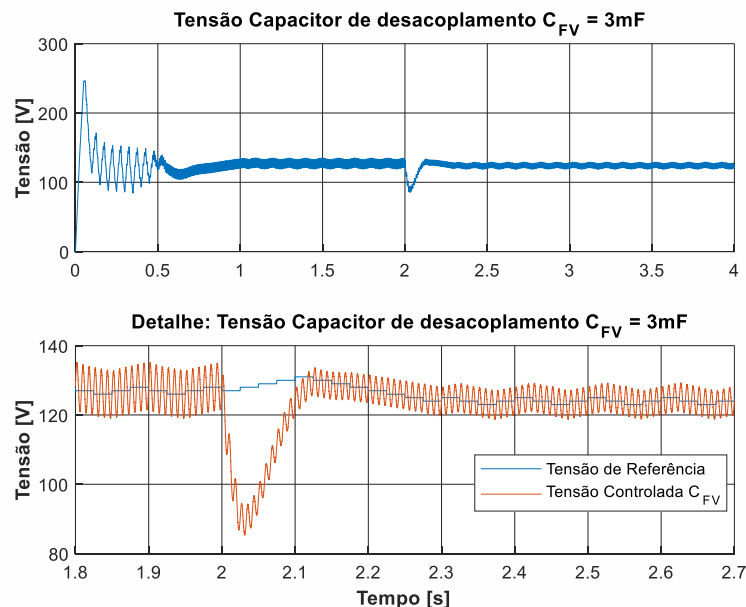
Grandezas Aferidas – Rede Elétrica

Grandeza	Valor	
	0 a 2[s]	2 a 4[s]
V_{PV} [V]	127,10	123,60
I_{L1} [A]	15,44	9,29
I_{L2} [A]	13,59	7,99
I_{Chave} [A]	14,60	8,26
V_{Chave} [V]	124,10	122,80
I_{Diodo} [A]	14,43	9,03
V_{Diodo} [V]	117,40	115,30
P_{IV} [kW]	1,98	1,15
I_{PV} [A]	15,55	9,31
I_{Rede} [A]	21,30	12,51

Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.9 mostra o comportamento do controle da tensão do capacitor de desacoplamento na entrada conversor. Uma queda na potência fornecida pelo sistema PV foi simulada por um degrau em $t = 2s$. Se observa que rapidamente o sistema entra em regime acompanhando a tensão de referência ($V_{ref} = 130[V]$)

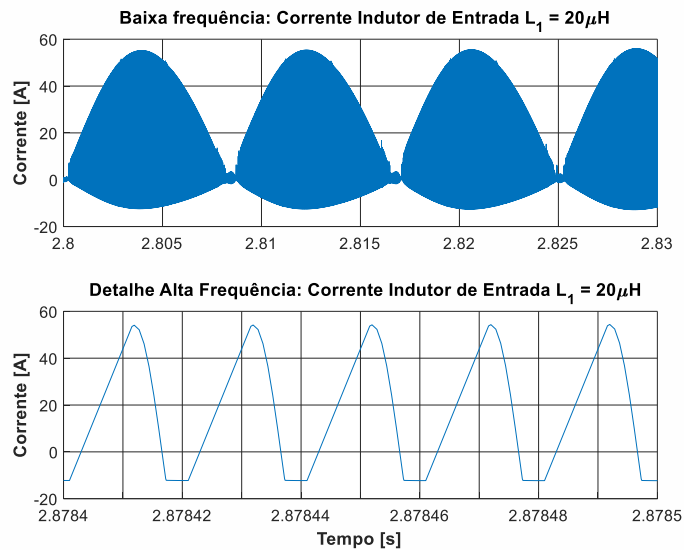
Figura 4.9 - Tensão controlada capacitor de desacoplamento



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.10 mostra o comportamento da corrente de entrada, podendo ser observado uma envoltória em baixa frequência, comprovando o argumento sustentado durante a análise quantitativa do conversor.

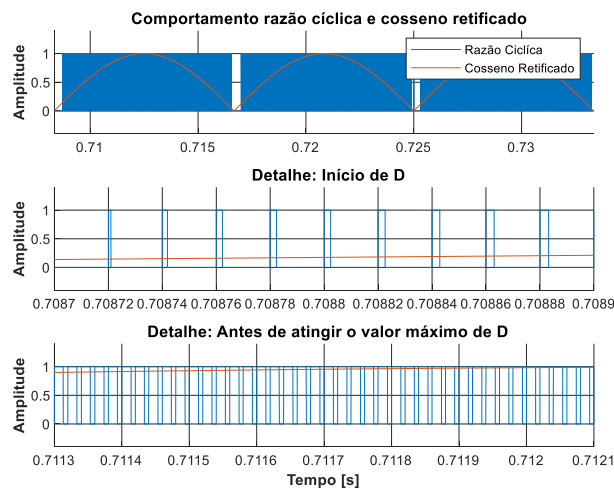
Figura 4.10 - Corrente Indutor de entrada microinversor Ćuk



Fonte: Autoria Própria

Através da Figura 4.11, nota-se o comportamento da razão cíclica três períodos de um cosseno retificado. Na figura que mostra o detalhe no intervalo de tempo de 0,7087[s] até 0,7089[s], que seria o início da forma de onda que descreve o cosseno retificado, a razão cíclica vai mudando conforme o valor do cosseno aumenta. O valor da razão cíclica muda até atingir o valor máximo estabelecido por projeto ($D_{\max} = 0,6996$) onde ocorre o pico da cossenoide, no intervalo de tempo de 0,7113[s] até 0,7121[s].

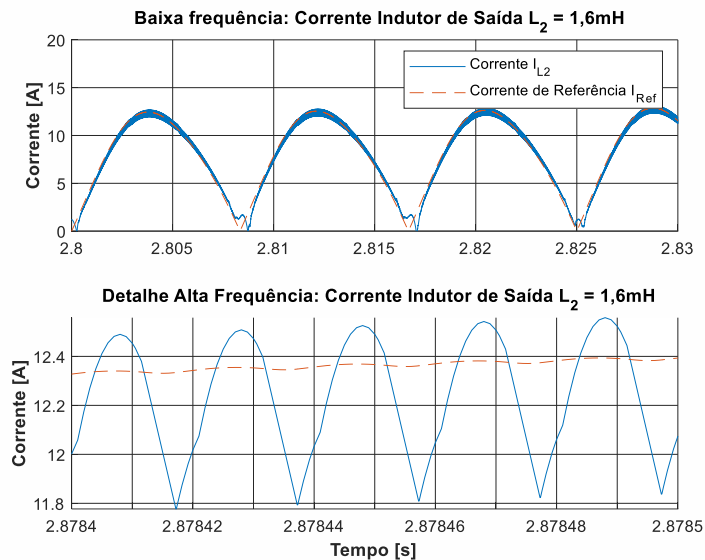
Figura 4.11 - Comparação entre a razão cíclica e o cosseno retificado



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.12 mostra o comportamento das correntes do indutor L_2 e de referência (I_{Ref}), podendo ser observado que ambas são similares e apresentam comportamento em baixa frequência formando um seno retificado. Analisando o espectro harmônico da corrente do indutor de saída, verificou-se que existe uma componente de 120[Hz], com amplitude de $I_{L_2,120} = 5,28[A]$. Essa componente possui influência na forma de onda de corrente que será injetada na rede elétrica, contribuindo com o aumento da taxa de distorção harmônica. A malha de controle de tensão é responsável por esse comportamento, quanto mais lenta for a resposta em frequência do controlador PI (frequência de cruzamento baixa), menor será a amplitude dessa componente harmônica e seus múltiplos.

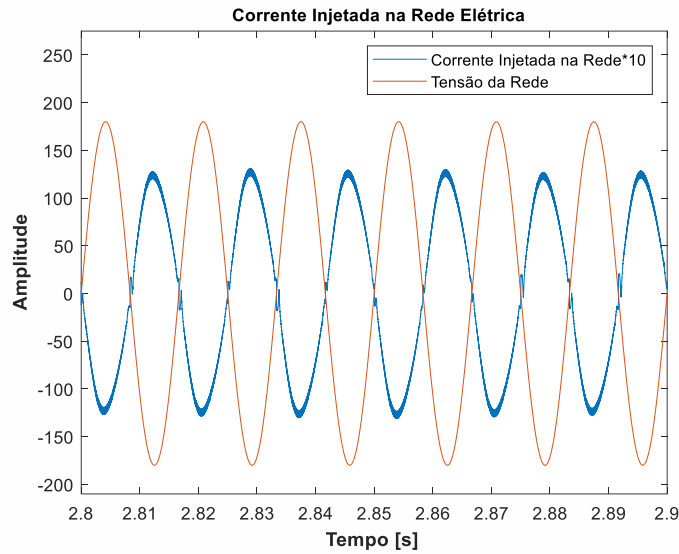
Figura 4.12 - Corrente controlada, indutor de saída L2



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.13 mostra o comportamento da corrente elétrica injetada na rede elétrica, podendo ser observado comportamento em baixa frequência que formando uma onda senoidal completa. Através desta forma de onda, comprova-se o que foi explicado a respeito da componente harmônica de 120[Hz], esta componente distorceu um pouco o formato da corrente injetada na rede elétrica, contribuindo com o aumento da taxa de distorção harmônica.

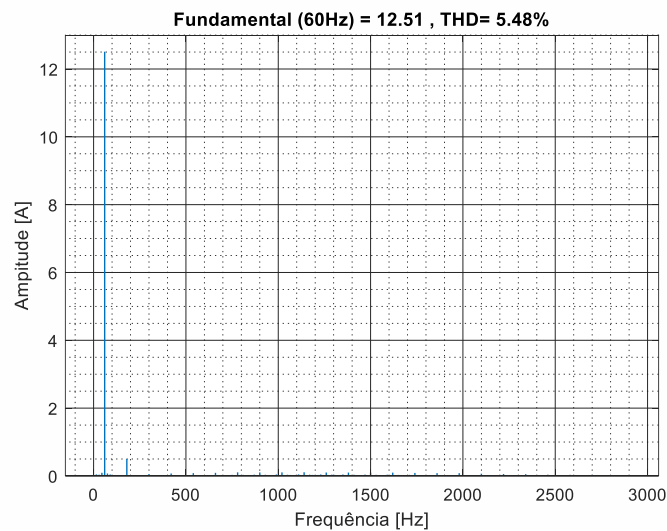
Figura 4.13 - Tensão e corrente injetada na rede elétrica



Fonte: Autoria Própria

A Figura 4.14 apresenta o espectro harmônico fornecido a rede elétrica. Apesar de apresentar uma THD = 5,48%, que ultrapassa alguns limites estabelecidos por normas internacionais, este microinversor apresenta um bom funcionamento, apesar de não utilizar algumas técnicas para supressão de harmônicos, como filtros ativos, passivos ou controle no acionamento das chaves do inversor.

Figura 4.14 - Conteúdo harmônico corrente fornecida à rede elétrica



Fonte: Autoria Própria

5 CONCLUSÃO

Através deste trabalho se analisou o comportamento do conversor Ćuk no MCD. Desta forma, se examinou as etapas de funcionamento do conversor, sendo possível estabelecer o ganho de tensão no MCD. Desta maneira, se percebeu que existe uma relação linear, dada uma faixa de operação de K , entre a razão cíclica e a tensão de saída do conversor. Com este comportamento, foi possível obter uma forma de onda senoidal retificada na saída do conversor.

Por se tratar de um conversor CC-CC que possui quatro elementos armazenadores de energia, implicando em um sistema de quarta ordem, o equacionamento que determina do modelo AC em pequenos sinais é bastante complexo. Com operação no MCD a corrente de fonte CC de entrada é descontínua, sendo necessário empregar um capacitor C_{FV} de capacitância elevada, possibilitando que o algoritmo de MPPT seja executado. Apesar das dificuldades e condições necessárias, a utilização deste microinversor baseado no conversor Ćuk torna-se vantajoso, pois as perdas por comutação são reduzidas uma vez que estágio CC-CA pode operar em baixa frequência.

Os resultados apresentados via simulação computacional, validaram as hipóteses sustentadas nas seções de análise do comportamento do ganho estático do conversor. Além disso, o microinversor foi validado, pois se comportou como o esperado. Ademais os elementos armazenadores de energia também foram validados, visto que os valores aferidos ficaram em concordância com os parâmetros de projeto.

Como proposta de continuidade de trabalho propõe-se a implementação do circuito físico. Além disso, empregar técnicas de atenuação de harmônicos como filtros passivos ou ativos.

BIBLIOGRAFIA

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. **Fundamentos de circuitos elétricos**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- ANGÉLICO, B. A; CAMPANHOL, L. B. G.; SILVA, S. A. O. **Proportional–integral/proportional–integral–derivative tuning procedure of a single-phaseshunt active power filter using Bode diagram**. IET Power Electron., 2014, Vol. 7, Iss. 10, pp. 2647–2659
- BARRETO, R. L. **Contribuições ao Método de rastreamento de Máxima Potência Para Sistemas Fotovoltaicos**. 2014. Dissertação (Mestrado em Ciências) - Engenharia elétrica e de Computação UFRN, [S. l.], 2014
- BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados**. 2001. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, [S. l.], 2001.
- BP Statistical Review of World Energy 2019. **Statistical analysis**, [S. l.], n. 68, p. 64, 13 jun. 2019. Disponível em: <https://www.bp.com/content/dam/bp/business-sites/en/global/corporate/pdfs/energy-economics/statistical-review/bp-stats-review-2019-full-report.pdf>. Acesso em: 23 out. 2019.
- BRITO, M. A. G. **Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para Obtenção de MPPT, Detecção e Proteção de Ilhamento, Sincronização e Paralelismo com a Rede de Distribuição de Energia Elétrica**. 2013. 220f. Tese – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual de São Paulo, Ilha Solteira, 2013.
- CABRAL, H. G. **Estudo e Desenvolvimento de um Microinversor Empregando o Conversor Ćuk para Microgeração Fotovoltaica**. Orientador: Prof. Dr. Fernando Soares Dos Reis. 2016. 138 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - PUCRS, Porto Alegre, 2016.
- CALAIS, M.; MYRZIK, J.; SPOONER, T.; AGELIDIS V. **Inverters for Single-phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview 2002**. Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1023107>. Acesso em Maio de 2020

CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. **MODELO DE ARRANJO FOTOVOLTAICO DESTINADO A ANÁLISES EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA VIA SIMULAÇÃO**. *Eletrônica de Potência*, [s. l.], ano 2008, v. 13, ed. 2, 3 ago. 2008.

COELHO, R. F.; SCHWEITZER, R.; MARTINS, D. C. **OBTENÇÃO DE MODELOS MÉDIOS PARA GRANDES SINAIS VOLTADOS À SIMULAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS**. *Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática*, [s. l.], 2012.

CONVERSORES CC-CC (Choppers). *In: SILVA, S. A. O. Eletrônica de Potência*. [S. l.: s. n.], 2016. cap. 6.

ĆUK, S. M. **Modelling, Analysis, and Design**. 1977. 317 f. Tese (In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy) - California Institute Of Technology, Pasadena, California, 1977.

ĆUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. **A new optimum topology switching dc-to-dc converter**. *In: Power Electronics Specialists Conference, 1977 IEEE*. 1977. p. 160–179.

DE MORAIS, J. C. S. Desenvolvimento de um microinversor conectado à rede baseado na integração do conversor Ćuk com uma estrutura de indutores chaveados. 2017. 163 f. Dissertação - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2017.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. [S. l.: s. n.], 2001.

FADIGAS, E. A. F. A.; **Energia Solar Fotovoltaica: Fundamentos, Conversão e viabilidade técnico-econômica**, apostila. Disponível em: http://disciplinas.stoa.usp.br/pluginfile.php/56337/mod_resource/content/2/Apostila_solar.pdf. Acesso em: 25 out. 2019.

FEMIA, N.; PETRONE, G.; SPAGNUOLO, G.; VITELLI, M. **A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid Connected**

Photovoltaic Systems. Transactions On Industrial Electronics, 2009, v. 56, n.11, p. 4473-4482.

GUIZELINI, I. R. **DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA CONECTADO À REDE ELÉTRICA MONOFÁSICA UTILIZANDO FILTROS L E LCL.** 2017. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, [S. l.], 2017.

HAMZA, D.; QIU, M.; JAIN, P. K. **Application and Stability Analysis of a Novel Digital Active EMI Filter Used in a Grid-Tied PV.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS,, [s. l.], v. 28, ed. 6, 6 jun. 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6311480>. Acesso em: 15 out. 2019.

JAIN, S.; AGARWAL, V.. **A Single-Stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems With Maximum Power Point Tracking.** IEEE Transactions on Power Electronics, v.22, n. 5, p. 1928-1940, 2007.

JUNIOR, P. A. S., Pedro de Assis. **Conversor CC-CC boost entrelaçado aplicado no processamento da energia de arranjo solar fotovoltaico.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)–Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.

KJAER, S. B; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. **A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules.** IEEE Transactions on Power Electronics v.41, n.5, IEEE, 2005. p. 1292-1306.

KNIGHT, J.; SHIRSAVAR, S.; HOLDERBAUM, W. **An Improved Reliability Cuk Based Solar Inverter With Sliding Mode Control.** IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 21, No. 4, JULHO 2006.

KOCHER, M. J.; STEIGERWALD, R. L. **An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms.** IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, [s. l.], 1983. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4504259>. Acesso em: 1 out. 2019.

LOHMANN, A. L.; TONIN, C. Z.; NAKAMURA, D. Y. **Microinversor Cuk de estágio único para aplicação ao em energias renováveis.** 68 f. Trabalho de Conclusão de

Curso – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2017.

Market analysis and forecast from 2019 to 2024. **Renewables 2019**. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/renewables-2019>. Acesso em 23 de out. 2019.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 2a ed. ed. [s.l.] Edição do Autor, 2006.

PRASANNA, U. R.; RATHORE, A. K.; **Current-Fed Interleaved Phase-Modulated Single-Phase Unfolding Inverter: Analysis, Design, and Experimental Results**. Transactions On Industrial Electronics, vol. 61, no. 1, IEEE, 2014. p. 310-319

Resenha Energética Brasileira: Exercício de 2018, [S. l.], p. 32, Maio de 2019. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/documents/36208/948169/Resenha+Energ%C3%A9tica+Brasileira+-+edi%C3%A7%C3%A3o+2019+v3.pdf/92ed2633-e412-d064-6ae1-eefac950168b#:~:text=Esta%20Resenha%20Energ%C3%A9tica%20tem%20por,das%20cadeias%20energ%C3%A9ticas%20e%20compara%C3%A7%C3%B5es>. Acesso em: 2 out. 2019.

RODRIGUES, M. C. B.; TEIXEIRA, E. C.; BRAGA, H. A. C. **Uma visão topológica sobre sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados à rede de energia elétrica**. In: Proc. 5th Latin-Amer. Congress: Eletr. Gen. Transm. (5th CLAGTEE). 2003.

ROMITI, L.; DUPONT, F. H. **Simulação E Análise Do Algoritmo De Perturbação E Observação No Rastreamento Do Ponto De Máxima Potência Em Sistemas Fotovoltaicos**. Simpósio de Ciência, Inovação e Tecnologia. SimCIT, 2016, p. 15 -19.

SAMPAIO, L. P. **Uma nova metodologia de projeto e controle para o inversor Boost (CSI) monofásico, para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica**. Orientador: Carlos Alberto Canesin , 2010, 110f., Dissertação (Mestrado), Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010

SCHONARDIE, M. F. **SISTEMA FOTOVOLTAICO TRIFÁSICO CONECTADO À REDE COM CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA E REATIVA UTILIZANDO**

TRANSFORMADA dq0. 2011. Tese (Doutor em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, [S. l.], 2011.

SELWAN, E.; PARK, G.; GAJIC, Z. **Optimal control of the Cuk converter used in solarcells via a jump parameter technique**. IET Control Theory Appl., 2015, Vol. 9, Iss. 6, pp. 893–899

SILVA, S. A. O.; SAMPAIO, L. P.; OLIVEIRA, F. M.; DURAND, F. R. **SISTEMA FOTOVOLTAICO COM CONDICIONAMENTO ATIVO DE ENERGIA USANDO MPPT BASEADO EM PSO E MALHA FEED-FORWARD DE CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC**. Eletrônica de Potência, Campo Grande, ano 2016, v. 21, ed. 2, 11 abr. 2016.

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIÁN, J.; UCEDA, J. **The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Ćuk Power Factor Preregulators: Analysis and Desig**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, n. 5, 1997, p. 630 – 637.

THOMAS, G. B.; WEIER, M. D.; HASS, J. **Cálculo**. 12. ed. São Paulo: Pearson, 2012. v. 2.

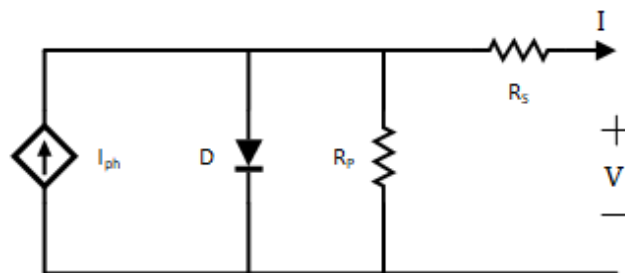
VIERO, R. C. **ESTUDO DA MODELAGEM DINÂMICA DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR ZETA NO MCD ALIMENTADO A PARTIR DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS PARA CONEXÃO À REDE ELÉTRICA**. Orientador: FERNANDO SOARES DOS REIS. 2011. 136 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.

ZHU, Y.; YAO, J.; WU, D.. **Comparative study of two stages and single stage topologies for Grid-Tie Photovoltaic Generation by PSCAD/EMTDC**. The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection. IEEE, 2011, p. 1304 – 1309.

A. MODELO CÉLULA FOTOVOLTAICA

A Figura 1 apresenta um circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica, no qual a fotocorrente (I_{ph}) é diretamente influenciada pela irradiação solar. Assim sendo, quando não existe irradiação incidindo sobre a célula, o modelo comporta-se como um diodo (D), não gerando tensão ou corrente. As resistências série (R_s) e paralela (R_p), representam a resistência interna da célula e as perdas associadas, respectivamente (CABRAL, 2016).

Figura 1 - Modelo Célula Fotovoltaica



Fonte: Cabral, 2016

A corrente (I) gerada nos terminais da célula fotovoltaica é definida pela Equação (1).

$$I = I_{ph} - I_r \left[\exp \left(q \left(\frac{V + IR_s}{\eta k T} \right) \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1)$$

Onde:

V é a tensão terminal da célula fotovoltaica;

I_r é a corrente de saturação reversa da célula;

q é a carga de um elétron $1,6 * 10^{-19}$ C;

η é fator de idealidade da junção p-n;

k é a constante de Boltzmann $1,38 * 10^{-23}$ J/K;

T é a temperatura ambiente K.

A Equação (2) resulta na característica I-V da fotocélula, porém, não pode ser resolvida algebricamente, visto que não se pode isolar a corrente I. Além do mais, a irradiação e temperatura devem ser contempladas no modelo matemático (CASARO; MARTINS, 2008).

Com as Equações (2) e (3), pode-se calcular as correntes I_{ph} e I_r .

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha(T - T_r)] \frac{P_{sun}}{1000} \quad (2)$$

$$I_r = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r}\right)^3 \cdot \exp\left[\frac{qE_G}{\eta k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (3)$$

Onde:

I_{sc} é a corrente de curto-circuito por célula;

α é o coeficiente de temperatura I_{sc} ;

T_r é a temperatura de referência, 298 K;

P_{sun} é a intensidade de irradiação solar [W/m^2];

I_{rr} corrente de saturação reversa de referência;

E_G energia de banda proibida.

A corrente I_{rr} é a única incógnita que precisa ser determinada. Para isso, quando o ponto em se tem a tensão de circuito aberto (V_{oc}) na curva I-V é analisado, fazendo $T = T_r$, tem-se a Equação (4)

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - V_{oc}/R_p}{\exp[(qV_{oc})/(\eta k T_r)] - 1} \quad (4)$$

Conforme apresentado por (CASARO; MARTINS, 2008), a corrente I pode ser determinada utilizando o método de Newton-Raphson. A Equação (1), pode ser reescrita, resultado na Equação (5).

$$f(I) = I_{ph} - I - I_r [\exp(q(V + IR_s)/\eta k T) - 1] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (5)$$

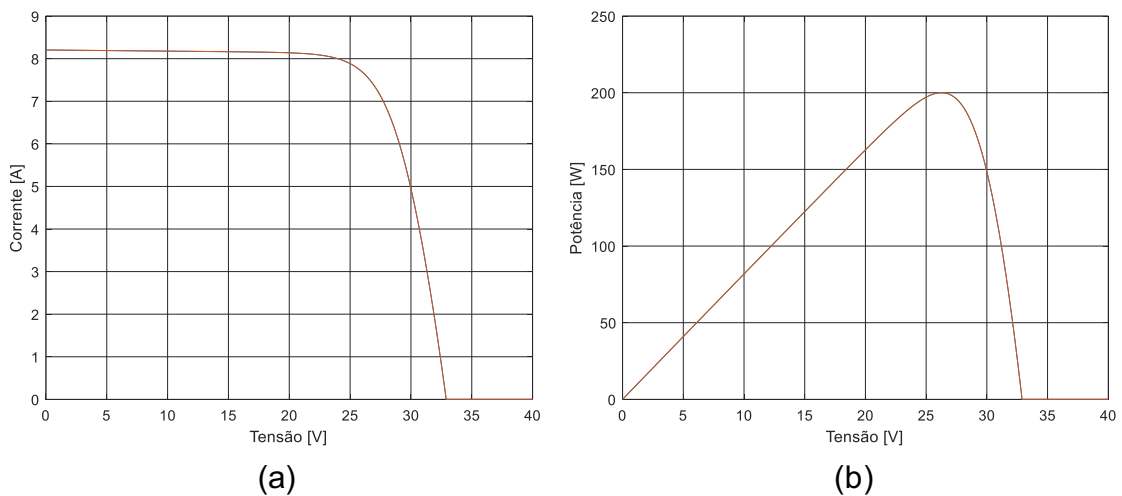
Derivando a Equação (5), obtém-se a Equação (6).

$$f'(I) = -1 - I_r \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{\eta k T}\right) \right] \frac{qR_s}{\eta k T} - \frac{R_s}{R_p} \quad (6)$$

B. MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ENERGIA FOTOVOLTAICA

A solução de (5) e (6) conduz as curvas características I-V e P-V, Figura 2a e 2b, respectivamente. As curvas apresentadas estão submetidas as condições padronizadas de teste, *Standard Test Conditions* (STC). O STC estabelece uma série de referências, tais como, $P_{\text{sun}} = 1000 \text{ W/m}^2$ e $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$. Analisando a curva de potência, P-V, fornecida por um dispositivo fotovoltaico, existe somente um ponto que garante a entrega da potência máxima, é o chamado MPP. Ao longo do dia os valores de tensão e corrente entregues pelo módulo, são sensíveis as variações de irradiação e temperatura, modificando o MPP e a potência fornecida (ROMITI; DUPONT, 2016).

Figura 2 - a) Curva característica I-V b) Curva característica P-V



Fonte: Adaptado CASARO, 2008

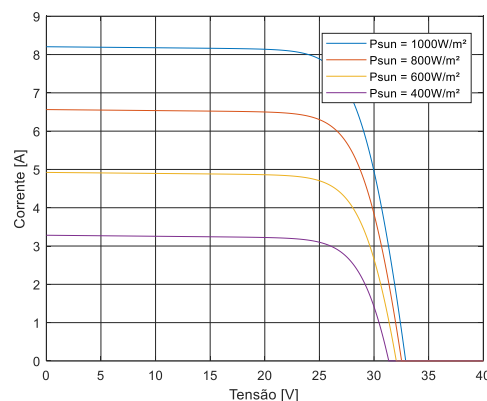
Com a finalidade de sempre buscar o MPP, independentemente das condições ambientais que influenciam na energia gerada pelo módulo PV, existem técnicas que garantem e entregam este ponto. Dentre as diversas técnicas desenvolvidas destacam-se: Método de Perturbe e Observe (P&O); Método de observação da variação da potência; Método da tensão constante (SCHONARDIE, 2011).

No método P&O o valor da tensão permanece variando dentro de uma pequena faixa, de maneira que esteja próximo do valor ideal de MPP. O sistema fica perturbando e observando o comportamento da tensão, e comparando a nova potência calculada com a potência anterior. Caso a potência aumente a perturbação segue no mesmo sentido, caso contrário, reverte-se o sentido da perturbação.

O método da condutância incremental, a procura do MPP é feita pelo cálculo da derivada de potência do módulo. Visto que, quando o a derivada tende a zero o valor da função analisada tende ao valor máximo.

No método de tensão constante, mesmo com as condições ambientais variando como a intensidade da radiação, a tensão varia pouco, Figura 3. Com isso, com a garantia que a tensão permaneça constante, é possível obter o MPP. No entanto, este método não é recomendável quando existem grande variação na temperatura ambiente durante o dia.

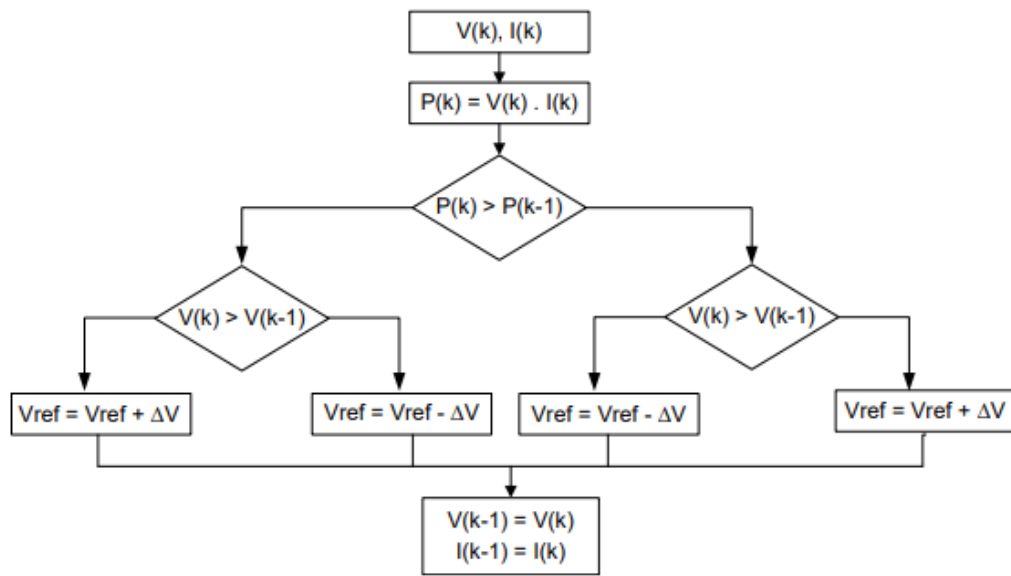
Figura 3 - Comportamento da Curva I-V variando a Radiação



Fonte: CASARO, 2008

Por ser uma das maneiras mais simples de se determinar o MPP de um arranjo fotovoltaico, para este trabalho será implementado o método P&O convencional. A Figura 4 apresenta o fluxograma deste método (JUNIOR, 2011).

Figura 4 - Fluxograma do método P&O convencional



Fonte: (JUNIOR, 2011)