

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PÉRICLES LEITE DA SILVA

Conversor CA/CC com Topologia Zeta Modificado para
Aplicação em Soldagem a Arco Elétrico com Eletrodo Revestido.

CAMPINA GRANDE

2019

PÉRICLES LEITE DA SILVA

Conversor CA/CC com Topologia Zeta Modificado para
Aplicação em Soldagem a Arco Elétrico com Eletrodo Revestido.

**Trabalho de Conclusão de Curso sub-
metido à Coordenação do Curso de En-
genharia Elétrica da Universidade Fe-
deral de Campina Grande como parte
dos requisitos necessários para a obten-
ção do grau de Bacharel em Ciências
no Domínio da Engenharia Elétrica.**

Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino
Orientador, UFCG.

Professor Avaliador
Avaliador

Campina Grande, Julho de 2019

Dedico este trabalho a minha família, em especial aos meus pais, que sempre estiveram presentes e nunca me deixaram abater nos momentos de dificuldade..

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente a Deus, pelo dom da vida, por ser minha força nos momentos em que eu já não sabia onde buscar e também por colocar verdadeiros anjos no meu caminho.

Aos meus pais, Flaviana e Antônio, por nunca me deixarem faltar nada, sempre me dando apoio nos momentos de dificuldades e nunca me deixando abater. Também os agradeço, pois, sempre lutaram para me proporcionar uma boa educação, mesmo se para isso fosse preciso abrir mão de seus sonhos.

Aos meus irmãos, Pedro e Paloma, por sempre estarem presentes, me proporcionando alegrias e me apoiando no decorrer da vida e da graduação, pelos momentos de força e incentivos.

A minha cunhada Kaiza, por sempre me incentivar, junto ao meu irmão, nos momentos de dificuldades.

A minha namorada, Taislane, por sempre estar presente, me proporcionando momentos de alegria e me apoiando durante minhas decisões durante a graduação.

Agradeço aos professores e profissionais que fazem parte do Departamento de Engenharia Elétrica. Pessoas profissionais, compreensivas e prontas para ajudar.

RESUMO

Nos últimos anos, tem-se aumentado o consumo de energia elétrica devido a alta demanda de equipamentos, muitos deles de elevada potência. Alguns desses equipamentos são as máquinas de solda a arco elétrico, que tem como composição transformadores com baixo fator de potência, provocando um elevado consumo de reativos e proporcionando elevadas taxas de distorção harmônica (TDH). O intuito desse trabalho é analisar, projetar, simular e testar um conversor CA-CC como pre-regulador de fator de potência (PFC), a topologia empregada para esse estudo foi o conversor zeta isolado com duplo chaveamento, para uso em soldagem a arco elétrico por eletrodos revestidos. Foram feitas as análises do conversor zeta no modo de condução contínua (CCM) e descontínua (DCM), o dimensionamento do projeto e apresentados os resultados obtidos por simulação.

Palavras-chave: Fator de Potência, Conversor, Zeta, Arco Elétrico.

ABSTRACT

In recent years, the consumption of electric power has increased due to the high demand of equipment, many of them of high power. Some of these equipments are the electric arc welding machines, whose composition is transformers with low power factor, causing a high consumption of reactive and providing high rates of harmonic distortion (TDH). The purpose of this work is to analyze, design, simulate and test a CA-CC converter as a power factor pre-regulator (PFC), the topology used for this study was the isolated double-switched zeta converter for use in arc welding by coated electrodes. Analyzes of the zeta converter were carried out in the continuous (CCM) and discontinuous (DCM) conduction mode, the project design and simulation results were presented.

Keywords:Power Factor, Converter, Zeta, Electric Arc.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Classificação de fontes de energia convencionais para soldagem.	15
Figura 2 – Princípio de funcionamento da soldagem a arco elétrico com eletrodos revestidos.	16
Figura 3 – Fontes de núcleo móvel.	17
Figura 4 – Fontes de bobina móvel.	17
Figura 5 – Fontes com reator saturável.	18
Figura 6 – Esquema do Conversor ZETA Isolado.	19
Figura 7 – Principais Formas de Onda para o Modo de Condução Contínua.	20
Figura 8 – Circuito Equivalente não Isolado.	20
Figura 9 – Primeira etapa de Operação.	21
Figura 10 – Segunda Etapa de Operação.	21
Figura 11 – Corrente no Capacitor C_0	26
Figura 12 – Formas de onda das correntes	28
Figura 13 – Formas de onda para condução descontínua.	29
Figura 14 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa	29
Figura 15 – Circuito Equivalente da Segunda Etapa	30
Figura 16 – Circuito Equivalente da Terceira Etapa	30
Figura 17 – Corrente de comutação no modo de condução descontínua.	31
Figura 18 – Circuito típico para correção ativa do FP.	36
Figura 19 – Modelo do conversor proposto.	38
Figura 20 – Primeiro Estágio de Operação do Conversor Proposto.	39
Figura 21 – Segundo Estágio de Operação do Conversor Proposto.	39
Figura 22 – Terceiro Estágio de Operação do Conversor Proposto.	39
Figura 23 – Esquemático do conversor ZETA Modificado no ambiente de simulação.	44
Figura 24 – Corrente no Indutor L_1	45
Figura 25 – Variação da Corrente no Indutor L_1	45
Figura 26 – Corrente no Indutor L_0	46
Figura 27 – Variação da Corrente no Indutor L_0	47
Figura 28 – Corrente nos Chaves CH_1 e CH_2	47
Figura 29 – Corrente nos Chaves CH_1 e CH_2	48
Figura 30 – Corrente nos Diodos D_1 e D_2	48
Figura 31 – Corrente no Indutor de Filtro L_f	49
Figura 32 – Tensão e Corrente na Entrada do Conversor.	50
Figura 33 – Tensão nas Chaves.	50
Figura 34 – Detalhe de Tensão nas Chaves.	51

Figura 35 – Tensão na Carga.	51
Figura 36 – Corrente na Carga.	52
Figura 37 – Montagem do Circuito Proposto.	53
Figura 38 – Montagem do Circuito Proposto.	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações dos Parâmetros.	43
---	----

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Objetivos	12
2	SOLDAGEM	14
2.0.1	Soldagem a Arco Elétrico com Eletrodos Revestidos	15
3	<i>EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR</i>	19
3.1	Análise do Conversor ZETA em Modo de Condução Contínua	19
3.1.1	Análise Matemática	21
3.1.2	Valores máximos e mínimos de corrente	24
3.1.2.1	Correntes no Indutor L_1	24
3.1.2.2	Correntes no Indutor L_0	25
3.1.3	DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES	25
3.1.4	DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES	26
3.1.5	Valores RMS	27
3.1.5.1	Corrente RMS na Chave S	27
3.1.5.2	Corrente RMS no Diodo D	28
3.2	Análise do Conversor Zeta em Modo de Condução Descontínua	29
3.2.1	ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE	32
3.2.1.1	Indutor L_1	32
3.2.1.2	Indutor L_0	32
3.2.1.3	Capacitor C_0	32
3.2.1.4	Limites de Condução contínua e Descontínua	33
4	FATOR DE POTÊNCIA	34
4.1	Definição	34
4.1.1	Pre-reguladores de Fator de Potência	35
4.1.1.1	Soluções passivas	35
4.1.1.2	Soluções Ativas	35
5	O CONVERSOR PROPOSTO	38
5.1	Análise do Conversor Proposto	39
5.1.1	Retificar de Onda Completa	40
5.1.2	Indutor L_1	40
5.1.3	Indutor L_0	41
5.1.4	Capacitor Intermediário C_1	41

5.1.5	Capacitor C_0	41
5.1.6	Filtros de Entrada	41
6	PROJETO E SIMULAÇÕES	43
6.1	Dimensionamento do Conversor	43
6.2	Simulação do Conversor Proposto	44
6.2.1	Corrente no Indutor L_1	44
6.2.1.1	Variação da Corrente no Indutor L_1	44
6.2.2	Corrente no Indutor L_0	45
6.2.2.1	Variação da Corrente no Indutor L_0	46
6.2.3	Corrente nas Chaves CH_1 e CH_2	46
6.2.4	Corrente nos Diodos D_1 e D_2	46
6.2.5	Corrente nos Indutor de Filtro L_f	47
6.2.6	Tensão e Corrente de Entrada	49
6.2.7	Tensão nas Chaves	49
6.2.8	Tensão na Carga	49
6.2.9	Corrente na Carga	49
7	MONTAGEM DO CIRCUITO PROPOSTO	53
8	CONCLUSÃO	54
	REFERÊNCIAS	55

1 INTRODUÇÃO

Entre as várias técnicas de soldagem, a soldagem a arco é o processo de fabricação mais utilizado em todos os setores, tais como, construção naval, civil, ferroviária, indústria aeronáutica, automobilística, indústria metalúrgica, dentre outras.

Uma quantidade significativa de energia elétrica gerada é consumida por fontes de alimentação de soldagem a arco (AWPS) e com surgimento de novas indústrias, o consumo aumenta rapidamente [MODENISI 2009].

Várias topologias foram relatadas para atender aos requisitos essenciais dos padrões internacionais de qualidade de energia. Isso levou ao desenvolvimento de várias fontes de alimentação chaveadas (SMPS) com alta corrente CC e baixa tensão de saída para soldagem.

Embora esses SMPS sejam altamente eficientes, no entanto, devido ao comportamento não-linear eles injetam correntes altamente distorcida na rede, resultando em baixo fator de potência e alta distorção harmônica total (THD) [NARULA, SINGH e BHUVANESWARI 2016].

Essa deterioração nos leva a um aumento das perdas do sistema, degradando a confiabilidade dos equipamentos elétricos, alta interferência eletromagnética e assim por diante. Conseqüentemente, é essencial usar uma AWPS baseada na correção de FP (PFC).

É preferível que as fontes de alimentação para soldagem possuam tensão e corrente de saída constante para que se possa manter o arco estável. O desempenho de soldagem de uma AWPS está relacionado à sua resposta de sobrecorrente, estabilidade de arco, geração de respingos e assim por diante, e, portanto, seu controle se torna uma tarefa difícil [MODENISI 2009].

O modelo proposto é um conversor zeta isolado de duas chaves, a tensão das chaves é limitada apenas à tensão CC de entrada V_{IN} . O modelo escolhido oferece redução da corrente de pico e excelente proteção contra corrente de sobrecarga.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo principal desse trabalho é o projeto e simulação de um conversor de topologia ZETA isolado com duas chaves. Mais especificamente, tem-se:

- Apresentação do conversor zeta;
- Equacionamento do conversor em modo de condução contínua e descontínua;

- Apresentar o modelo proposto;
- Apresentar o projeto e a simulação do modelo proposto.

2 SOLDAGEM

No setor industrial a soldagem é uma ferramenta essencial, sendo amplamente empregada para diversas finalidades e áreas, tais como: construção naval, civil, ferroviária, indústria aeronáutica, automobilística, indústria metalúrgica, dentre outras.

O processo de soldagem é dividido em três categorias e essas são divididas em subcategorias, são elas [MODENISI 2009]:

Soldagem por fusão: As partes metálicas são soldadas por meio de energia elétrica ou química, suas subcategorias são:

- Soldagem a arco elétrico;
- Soldagem a gás;
- Soldagem por eletro escória;
- Soldagem por eletro gás;
- Soldagem térmite;
- Soldagem por feixe de elétrons;
- Soldagem a plasma.

Soldagem por pressão: As partes metálicas são soldadas por meio de atrito, onde são pressionadas uma contra a outra, suas subcategorias são:

- Soldagem por resistência;
- Soldagem a gás por pressão;
- Soldagem por forjamento;
- Soldagem por atrito;
- Soldagem por explosão;
- Soldagem por indução de alta frequência;
- Soldagem por ultrassom.

Soldagem por Brasagem: As partes metálicas são soldadas por uma liga metálica de baixo ponto de fusão, suas subcategorias são:

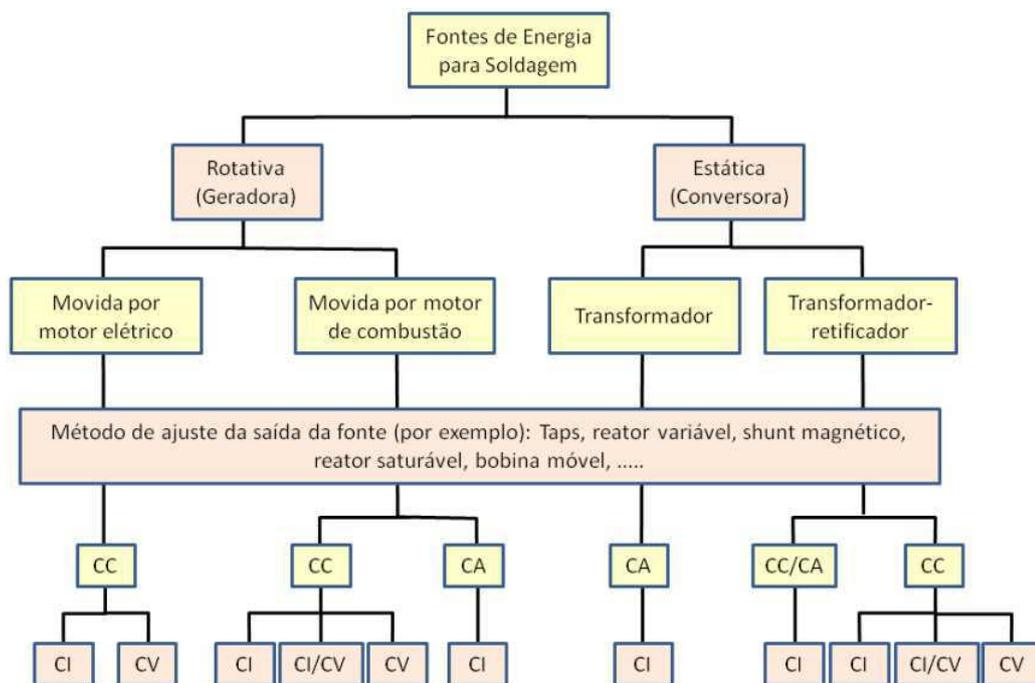
- Brasagem;
- Soldagem fraca.

As fontes de soldagem devem atender a alguns requisitos, são eles [MARQUES, MODENESI e BRACARENSE 2007]:

- Deve ser capazes de realizar um ou mais processos de soldagem;
- Permitir a seletividade dos valores de tensão e corrente;
- Fazer o controle dos valores selecionados de acordo com sua aplicação.

Em se tratando das máquinas de soldagem a arco elétrico, elas são projetadas para serem capazes de fornecer tensão e corrente na faixa de 10 a 40 V e 10 a 1200 A e podem ser de dois tipos, fonte de corrente constante (CC) e fontes de tensão constante (CV) [MODENISI 2009]. A classificação das fontes pode ser vista na Figura 1.

Figura 1 – Classificação de fontes de energia convencionais para soldagem.



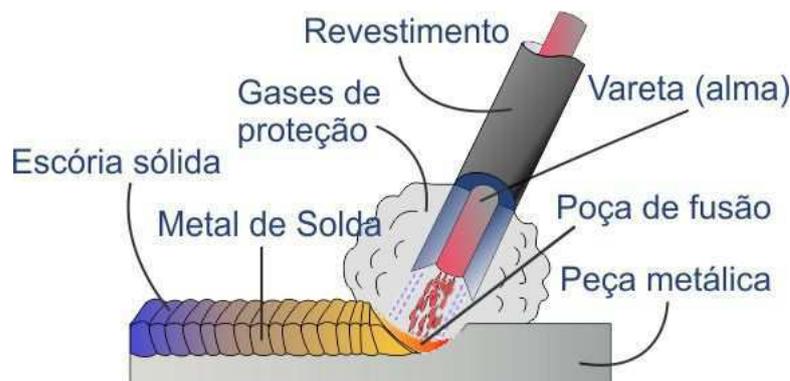
Fonte: [MODENISI 2009]

2.0.1 SOLDAGEM A ARCO ELÉTRICO COM ELETRODOS REVESTIDOS

O processo de soldagem elétrica com eletrodos revestidos ainda é muito empregado nos dias atuais e esse processo consiste na fusão do eletrodo com o metal que se deseja

soldar. O eletrodo é um arame de material específico e com um revestimento fundente e que é consumido através do arco elétrico gerado entre sua extremidade e o metal [OKUMURA e TANIGUCHI 1979]. O princípio de funcionamento é mostrado pela Figura 2.

Figura 2 – Princípio de funcionamento da soldagem a arco elétrico com eletrodos revestidos.



Fonte: [HEAVYDUTY 2018]

O eletrodo que se funde ao metal é transformado em gotas, devido a ação do arco elétrico, que por sua vez, são transferidas sob esta forma para a poça de fusão. Dependendo da intensidade de corrente da fonte, as gotas podem ser finas e numerosas (correntes elevadas) ou no formato de gotas maiores (correntes baixas) [OKUMURA e TANIGUCHI 1979]. Assim correntes mais elevadas proporcionam uma melhor qualidade na junta de solda.

Após a fusão, o revestimento se transforma em escória, recobrindo e protegendo a poça de fusão da contaminação atmosférica, e muitas vezes interferindo no processo metalúrgico que ocorre durante a soldagem. Devido a composição do revestimento, no processo de soldagem são gerados gases, que servirão como redutores e também como estabilizadores do arco.

Algumas funções do revestimento são [OKUMURA e TANIGUCHI 1979]:

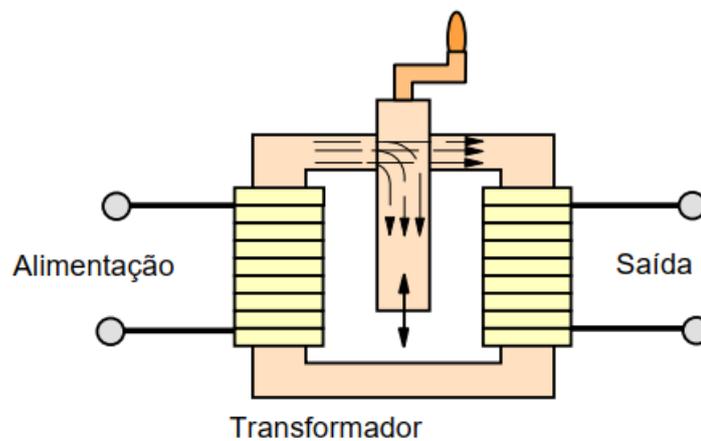
- Estabilizar o arco e promover a transferência das gotas de material fundente de modo estável;
- Promover a formação da escória e de gases para proteger a poça de fusão e auxiliar o refino do metal depositado;
- Adicionar elementos da liga ao metal depositado, nos casos necessários.

Na soldagem a arco elétrico com eletrodos revestidos, podem ser utilizados dois tipos de fontes, que são, fontes de corrente alternada (CA) e fontes de corrente contínua (CC). As fontes de corrente alternada são mais baratas por se tratarem de transformadores [OKUMURA e TANIGUCHI 1979]. Por comparação, as fontes de corrente contínua têm a vantagem de proporcionar um arco extremamente estável, sendo adequadas para aplicações

mais delicadas. As fontes CA são classificadas em quatro categorias de acordo com a sua regulagem, são elas:

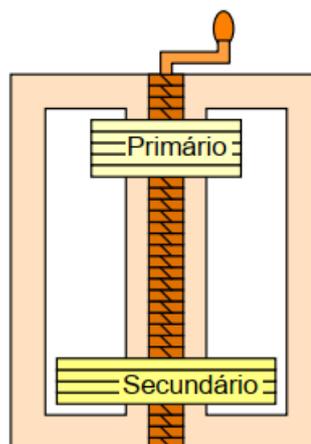
- Fontes de núcleo móvel, como mostrado na Figura 3;
- Fontes de bobinas móveis, como mostrado na Figura 4 ;
- Fontes com reator saturável, como mostrado na Figura 5;
- Fontes com estágios (TAPS).

Figura 3 – Fontes de núcleo móvel.



Fonte: [MODENISI 2009]

Figura 4 – Fontes de bobina móvel.

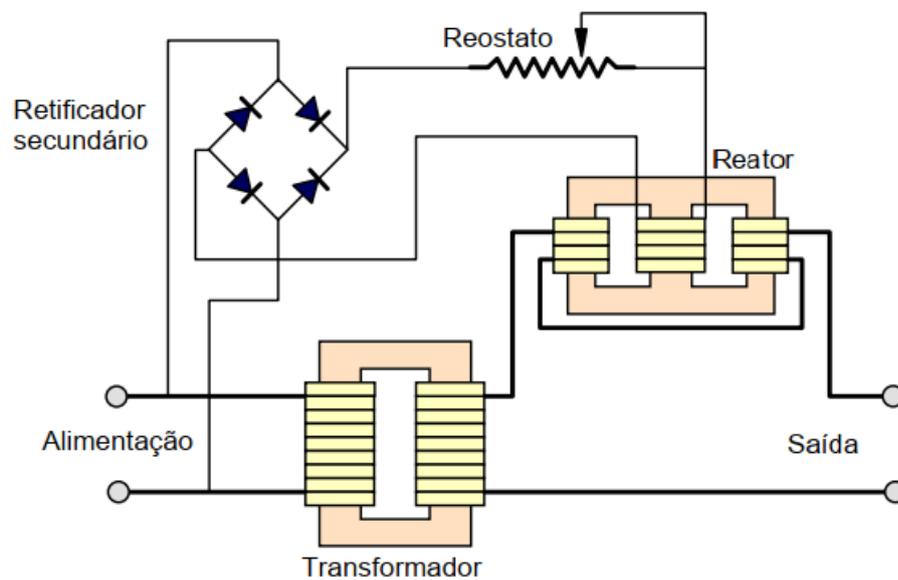


Fonte: [MODENISI 2009]

Outras fontes para soldagem a arco elétrico são encontradas, tais como:

- Fontes Tiristorizadas;
- Fontes transistorizadas chaveadas (Chopper);

Figura 5 – Fontes com reator saturável.



Fonte: [MODENISI 2009]

- Fontes inversoras.

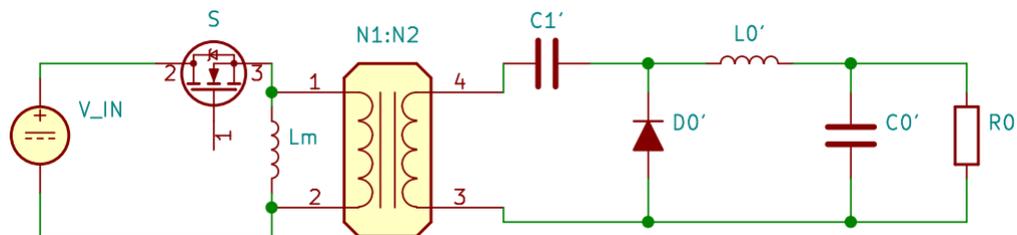
Atualmente no mercado é encontrado uma grande variedade de máquinas de solda tipo inversoras. Essas máquinas são constituídas de circuitos eletrônicos, garantindo eficiência e conforto na mudança de corrente e tensão. São equipamentos compactos, potentes, podendo trabalhar com uma gama maior de eletrodos.

3 EQUACIONAMENTO DO CONVERTOR ZETA

3.1 ANÁLISE DO CONVERTOR ZETA EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Originalmente o conversor ZETA foi desenvolvido e analisado para funcionamento como estrutura CC-CC e foi empregado em fontes chaveadas na possibilidade de substituir o conversor Forward, como contribuição local, já que o mesmo pode ser derivado do conversor Forward substituindo um dos diodos retificadores por um capacitor [ABREU 1992]. A Figura 6 mostra o conversor ZETA isolado com transformador e a Figura 7 mostra as principais formas de onda para o modo de condução descontínua.

Figura 6 – Esquema do Conversor ZETA Isolado.



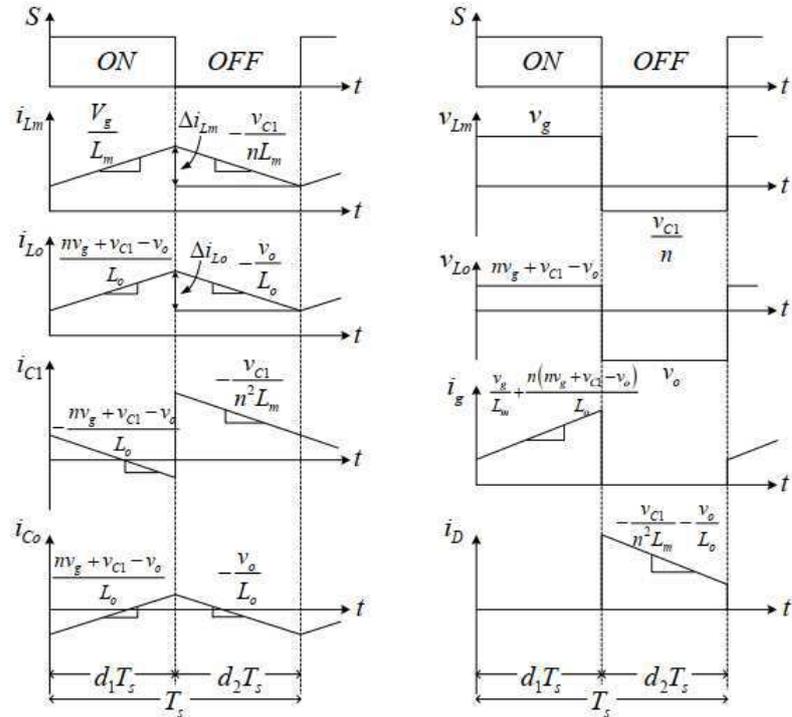
Fonte: Autor

Para análise do conversor em regime permanente deve ser tomadas as seguintes considerações [HART 2012]:

- Os capacitores serão considerados grandes o suficiente para que seja negligenciado o ripple de tensão;
- A chave S e o diodo D são ideais, isto é, serão considerados com resistência nula em condução e infinita no bloqueio;
- O transformador será considerado ideal, representado simplificadaamente pela sua indutância de magnetização.

Assim a tensão média nos indutores são iguais à zero e as tensões nos capacitores são iguais à V_0 . Referindo-se os parâmetros do secundário para o lado primário, tem-se o circuito equivalente. Como mostrado na Figura 8 [KOCHCHA e SUJITJORN 2010].

Figura 7 – Principais Formas de Onda para o Modo de Condução Contínua.

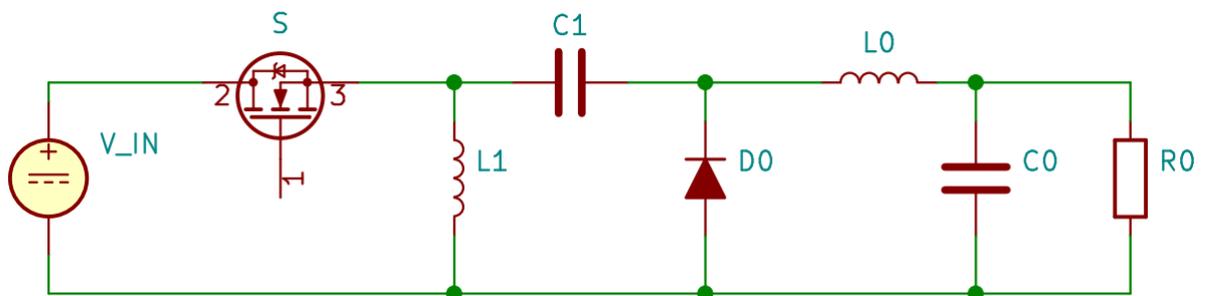


Fonte: [Kochcha e Sujitjorn 2010]

Assim, para $n = \frac{N_2}{N_1}$, tem-se:

$$V_0 = \frac{V'_0}{n}, L_0 = \frac{L'_0}{n^2}, C_1 = n^2 C'_1, C_2 = n^2 C'_2, R = \frac{R'}{n^2}. \quad (3.1)$$

Figura 8 – Circuito Equivalente não Isolado.

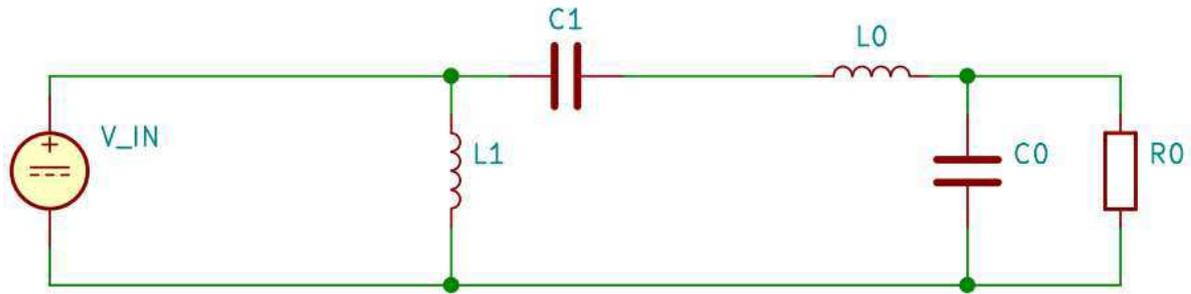


Fonte: Autor

Considerando o modo de condução contínua em regime permanente, o conversor zeta opera em duas etapas. Como mostrado nas Figuras 9 e 10.

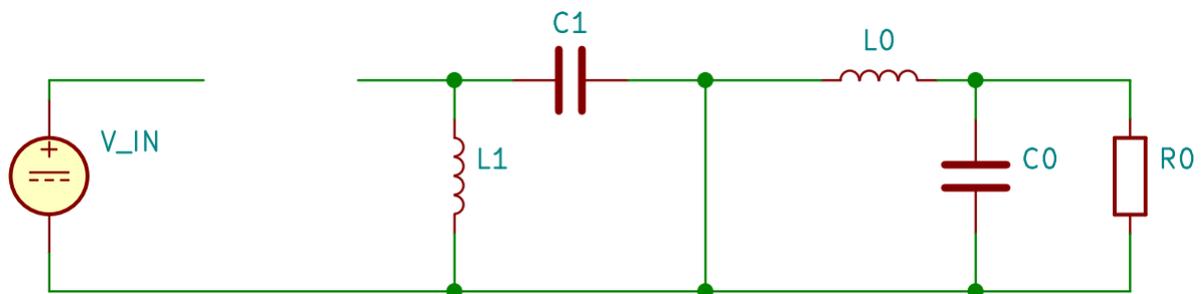
Na primeira etapa de operação a chave S está conduzindo, e o diodo D está bloqueado. Essa etapa leva um tempo de 0 a dT segundos. O indutor L_m armazena a energia recebida da fonte. O capacitor C'_1 fornece energia para a carga R' através do indutor L'_0 e do capacitor C'_0 . Enquanto o diodo está polarizado reversamente com tensão igual à $(V_i n + V'_0)$ e a corrente nos indutores aumenta linearmente.

Figura 9 – Primeira etapa de Operação.



Fonte: Autor

Figura 10 – Segunda Etapa de Operação.



Fonte: Autor

Na segunda etapa de operação a chave S está bloqueada e o diodo D está conduzindo. Essa etapa começa em DT e termina em T , ou seja, leva um tempo de $(1-D)$. O diodo D é polarizado diretamente assumindo a corrente dos indutores. Durante esta etapa os indutores L_m e L'_0 são submetidos à uma tensão negativa de valor igual à V_0 , transferem a energia armazenada na primeira etapa para os capacitores C'_1 e C'_0 . Ao final dessa etapa é iniciado um novo ciclo [CAMPOS 1995].

3.1.1 ANÁLISE MATEMÁTICA

Aplicando a lei de kirchhoff das tensão (LKT) para primeira etapa de operação, Figura 9, e sabendo que:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}; I_L = \frac{1}{L} \int V_L dt + I_L(0); I_C = C \frac{dV_C}{dt}; V_c = \frac{1}{C} \int I_C dt + V_C(0). \quad (3.2)$$

tem-se:

$$V_{L_1} = V_{IN} = L \frac{dI_L}{dt}. \quad (3.3)$$

Como a derivada da corrente é uma constante positiva, a corrente aumenta linear-

mente [HART 2012]. Tem-se:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_{IN}DT}{L_1} \quad (3.4)$$

Sendo ΔI_{L_1} a variação de corrente no indutor L_1 para a primeira etapa de funcionamento. Para a variação de corrente no indutor L_0 temos:

$$\begin{aligned} V_{L_0} + V_0 - V_{L_1} - V_{C_1} &= 0. \\ V_{L_0} &= V_{L_1} + V_{C_1} - V_0. \\ L_0 \frac{dI_{L_0}}{dt} &= V_{L_1} + V_{C_1} - V_0. \\ L_0 \frac{\Delta I_{L_0}}{DT} &= V_{L_1} + V_{C_1} - V_0. \\ \frac{\Delta I_{L_0}}{DT} &= \frac{V_{L_1} + V_{C_1} - V_0}{L_0}. \\ \Delta I_{L_0} &= \frac{V_{L_1} + V_{C_1} - V_0}{L_0} DT. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Aplicando a lei de kirchhoff das tensão (*LKT*) para segunda etapa de operação, Figura 10, tem-se:

$$\begin{aligned} V_{C_1} + V_{L_1} &= 0. \\ V_{C_1} &= -V_{L_1} = -L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt}. \\ V_{C_1} &= -V_{L_1} = -L_1 \frac{\Delta I_{L_1}}{(1-D)T}. \\ V_{C_1} &= -L_1 \frac{\Delta I_{L_1}}{(1-D)T}. \\ \Delta I_{L_1} &= -\frac{V_{C_1}(1-D)T}{L_1}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Análise com a chave aberta, Para a variação de corrente no indutor L_0 na segunda etapa de funcionamento tem-se:

$$\begin{aligned} V_{L_0} + V_{C_0} &= 0. \\ V_{L_0} &= -V_{C_0} = -V_0 = L_0 \frac{dI_{L_0}}{dt}. \\ V_0 &= -L_0 \frac{\Delta I_{L_0}}{(1-D)T}. \\ \Delta I_{L_0} &= -\frac{V_0(1-D)T}{L_0}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Sabendo que $V_{C_1} = -V_{L_1}$ e $V_{L_1} = V_{IN}$, tem-se da Equação ??:

$$\begin{aligned}\Delta I_{L_0} &= \frac{V_{IN} - V_{IN} - V_0}{L_0} DT. \\ \Delta I_{L_0} &= -\frac{V_0}{L_0} DT.\end{aligned}\tag{3.8}$$

A troca líquida de corrente nos indutores sobre o período é zero, pois no estado estável a corrente no indutor no final do ciclo de chaveamento deve ser a mesma no início. Tem-se que:

$$\Delta I_{L_1 \text{ fechada}} + \Delta I_{L_1 \text{ aberta}} = 0.\tag{3.9}$$

Usando as Equações 3.4 e 3.6, tem-se:

$$\begin{aligned}\frac{V_{IN} DT}{L_1} - \frac{V_{C_1} (1-D) T}{L_1} &= 0. \\ V_{IN} DT &= V_{C_1} (1-D) T. \\ V_{C_1} &= \frac{V_{IN} D}{(1-D)}.\end{aligned}\tag{3.10}$$

Usando as Equações 3.5, 3.7 e 3.10, tem-se:

$$\begin{aligned}\frac{V_{IN} + V_{C_1} - V_0}{L_0} DT - \frac{V_0 (1-D) T}{L_0} &= 0. \\ \frac{V_{IN} + V_{C_1} - V_0}{L_0} DT &= \frac{V_0 (1-D) T}{L_0}. \\ (V_{IN} + V_{C_1} - V_0) DT &= V_0 (1-D) T. \\ (V_{IN} + \frac{V_{IN} D}{(1-D)} - V_0) DT &= V_0 (1-D) T. \\ [V_{IN} (1 + \frac{D}{1-D}) - V_0] DT &= V_0 (1-D) T. \\ \frac{V_{IN} DT}{1-D} - V_0 DT &= V_0 (1-D) T. \\ \frac{V_{IN} DT}{1-D} &= V_0 (1-D) T + V_0 DT.\end{aligned}\tag{3.11}$$

Reordenando os termos da Equação 3.11, tem-se:

$$V_0 = \frac{D}{1-D} V_{IN}.\tag{3.12}$$

Assumindo que os componentes são ideais, tem-se, por conservação de energia que as potências de entrada e saída devem ser iguais, logo tem-se:

$$P_{IN} = P_0.\tag{3.13}$$

Sabendo que $P_{IN} = V_{IN}I_{IN}$ e $P_0 = V_0I_0$, substituindo na Equação 3.13, tem-se que:

$$\begin{aligned} V_{IN}I_{IN} &= V_0I_0. \\ \frac{V_0}{V_{IN}} &= \frac{I_{IN}}{I_0}. \\ \frac{I_{IN}}{I_0} &= \frac{D}{1-D}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Reordenando os termos da Equação 3.15, tem-se:

$$I_0 = \frac{1-D}{D}I_{IN}. \quad (3.15)$$

Como é observado nas Equações 3.12 e 3.15, o conversor zeta pode funcionar como elevador ou abaixador de tensão. Além disso sua característica estática não depende do valor da carga [BARBI e MARTINS 2006].

3.1.2 VALORES MÁXIMOS E MÍNIMOS DE CORRENTE

3.1.2.1 CORRENTES NO INDUTOR L_1

Da análise das equações anteriores, tem-se que a variação de corrente no indutor L_1 é dado pela análise da Equação 3.4 e pela forma de onda da Figura 7 é possível obter as correntes máximas e mínimas no indutor.

Assim:

$$\begin{cases} I_{L_1min} = I_{L_1} - \frac{\Delta I_{L_1}}{2}. \\ I_{L_1max} = I_{L_1} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2}. \end{cases} \quad (3.16)$$

Substituindo a Equação 3.4 na Equação 3.16, tem-se:

$$\begin{cases} I_{L_1min} = I_{L_1} - \frac{V_{IN}DT}{2L_1}. \\ I_{L_1max} = I_{L_1} + \frac{V_{IN}DT}{2L_1}. \end{cases} \quad (3.17)$$

Assumindo que a corrente no indutor I_{L_1} seja igual a corrente de entrada I_{IN} , e que a frequência de chaveamento é dada por, $f = \frac{1}{T}$, tem-se o seguinte resultado. Para uniformizar a Equação 3.60 foi substituído a tensão de entrada pela tensão de saída.

$$\begin{cases} I_{L_1min} = I_0 \frac{D}{1-D} - \frac{V_0(1-D)}{2fL_1}. \\ I_{L_1max} = I_0 \frac{D}{1-D} + \frac{V_0(1-D)}{2fL_1}. \end{cases} \quad (3.18)$$

3.1.2.2 CORRENTES NO INDUTOR L_0

Da análise das equações anteriores, tem-se que a variação de corrente no indutor L_0 é dado pela análise da Equação 3.7 e pela forma de onda da Figura 7 é possível obter as correntes máximas e mínimas no indutor.

Onde as correntes máximas e mínimas é encontrada da mesma forma que as do indutor de entrada L_1 . Assim:

$$\begin{cases} I_{L_0min} = I_{L_0} - \frac{\Delta I_{L_0}}{2}. \\ I_{L_0max} = I_{L_0} + \frac{\Delta I_{L_0}}{2}. \end{cases} \quad (3.19)$$

Substituindo a Equação 3.7 na Equação 3.19, tem-se:

$$\begin{cases} I_{L_0min} = I_{L_0} - \frac{V_0(1-D)}{2fL_0}. \\ I_{L_0max} = I_{L_0} + \frac{V_0(1-D)}{2fL_0}. \end{cases} \quad (3.20)$$

3.1.3 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES

Para o dimensionamento dos indutores é levado em consideração a ondulação de corrente no mesmo. Para o indutor L_1 a variação da corrente é dada pela Equação 3.21, tem-se o seguinte resultado.

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_{IN}(1-D)T}{L_1}. \quad (3.21)$$

Substituindo a Equação 3.12 em 3.4, tem-se:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{(1-D)V_0(1-D)}{fL_1} \frac{1}{D}. \quad (3.22)$$

Assim:

$$L_1 = \frac{(1-D)V_0(1-D)}{f\Delta I_{L_1}} \frac{1}{D}. \quad (3.23)$$

O mesmo é feito para o indutor L_0 , assim tem-se:

$$L_0 = \frac{V_0(1-D)}{f\Delta I_{L_0}}. \quad (3.24)$$

3.1.4 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES

No momento em que a chave encontra-se bloqueada e o diodo está diretamente polarizado, período de chaveamento $(1 - D)T$, a corrente que passa pelo capacitor C_1 é igual a corrente no indutor L_1 , assim tem-se que:

$$\begin{aligned}\Delta V_{C1} &= \frac{1}{C_1} \int_{DT}^1 I_{C1} dt + v_{c1}(0). \\ \Delta V_{C1} &= \frac{1}{C_1} \int_{DT}^1 I_{C1} dt. \\ \Delta V_{C1} &= \frac{I_{C1}}{C_1} (1 - D)T. \\ C_1 &= \frac{I_{C1}}{\Delta V_{C1}} (1 - D)T.\end{aligned}\tag{3.25}$$

Substituindo I_{C1} por $I_{L1} = I_{IN}$, tem-se:

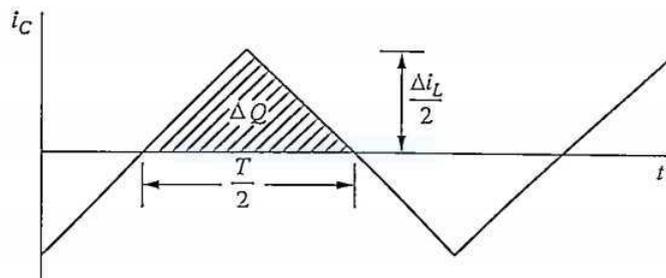
$$C_1 = \frac{I_{IN}}{\Delta V_{C1}} (1 - D)T.\tag{3.26}$$

Deixando em função das componentes de saída.

$$C_1 = \frac{I_0 D}{\Delta V_{C1} f}.\tag{3.27}$$

Nas análises anteriores o capacitor foi suposto com um valor muito alto para manter a tensão de saída constante. Na prática isso não é possível, pois as capacitâncias são finitas. O cálculo da variação na tensão de saída, é calculada pela relação tensão-corrente no capacitor [HART 2012]. A Figura 11 mostra a corrente no capacitor C_0 .

Figura 11 – Corrente no Capacitor C_0



Fonte: [HART 2012]

Enquanto a corrente for positiva o capacitor estará carregando. Pela definição de capacitância [HART 2012],

$$\begin{aligned} Q &= C_0 V_0. \\ \Delta Q &= C_0 \Delta V_0. \\ \Delta V_0 &= \frac{\Delta Q}{C_0}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

A variação ΔQ é a área do triângulo acima do eixo de tempo [3].

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta I_{L_0}}{2} \right) = \frac{T \Delta I_{L_0}}{8} \quad (3.29)$$

Assim,

$$\Delta V_0 = \frac{T \Delta I_{L_0}}{8 C_0}. \quad (3.30)$$

Pela Equação 3.7,

$$\Delta V_0 = \frac{T^2 V_0 (1 - D)}{8 C_0 L_0}. \quad (3.31)$$

Logo, pela Equação 3.32 a capacitância é dada por,

$$C_0 = \frac{V_0 (1 - D)}{8 f^2 \Delta V_0 L_0}. \quad (3.32)$$

3.1.5 VALORES RMS

Considerando os indutores grandes o suficiente para que sua corrente média seja próxima de sua corrente de pico para que seja possível desprezar a ondulação da corrente nos indutores. Obtém-se assim que a corrente na chave e no diodo são iguais ($I_{S_{max}} = I_{D_{max}}$) [6].

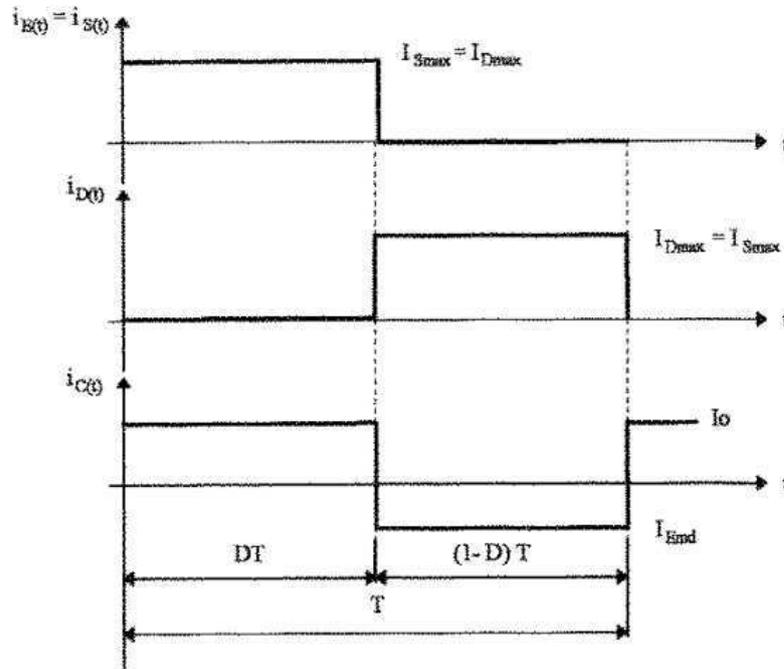
A Corrente no capacitor de acoplamento C_1 é igual a corrente de saída na primeira etapa do conversor, já na segunda etapa a corrente do capacitor é igual a corrente média de entrada [BARBI e MARTINS 2006]. A Figura 12 mostra a forma de onda das correntes.

3.1.5.1 CORRENTE RMS NA CHAVE S

Para um período de funcionamento e pela Figura 12, tem-se que:

$$(I_{SRMS})^2 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (i_S(t))^2 dt. \quad (3.33)$$

Figura 12 – Formas de onda das correntes



Fonte: [BARBI e MARTINS 2006]

Deste modo:

$$(I_{S_{RMS}})^2 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{S_{max}})^2 dt. \quad (3.34)$$

Logo, desenvolvendo a Equação 3.34, obtém:

$$I_{S_{RMS}} = I_{S_{max}} \sqrt{D} \quad (3.35)$$

3.1.5.2 CORRENTE RMS NO DIODO D

Para um período de funcionamento e pela Figura 12, tem-se que:

$$(I_{D_{RMS}})^2 = \frac{1}{T} \int_{DT}^T (i_D(t))^2 dt. \quad (3.36)$$

Deste modo:

$$(I_{D_{RMS}})^2 = \frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_{D_{max}})^2 dt. \quad (3.37)$$

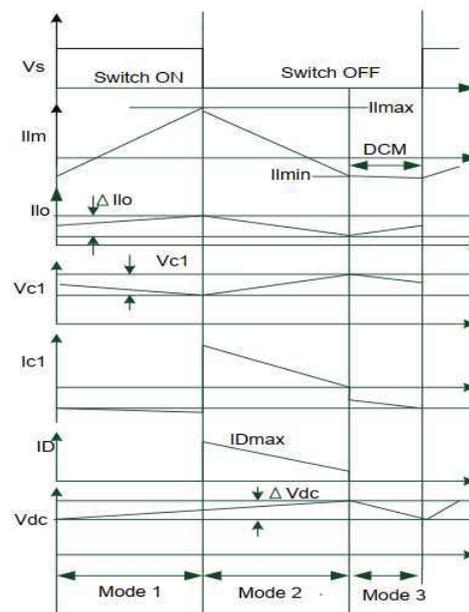
Como exposto anteriormente $I_{S_{max}} = I_{D_{max}}$, assim obtém-se:

$$I_{D_{RMS}} = I_{S_{max}} \sqrt{(1-D)} \quad (3.38)$$

3.2 ANÁLISE DO CONVERSOR ZETA EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTINUA

Para essa análise será utilizada o mesmo circuito da Figura 8 e as mesma relação de referência para o primário dadas pelas Equações presentes em 3.1. O conversor zeta em modo descontínuo opera em três etapas distintas. As principais formas de onda são mostradas na 13.

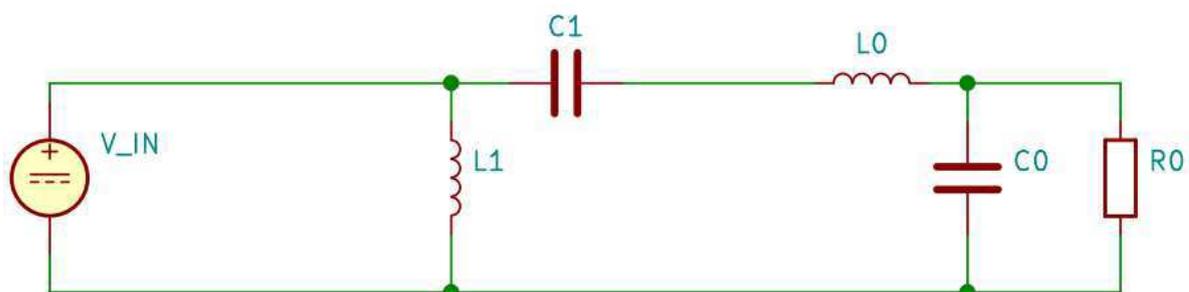
Figura 13 – Formas de onda para condução descontinua.



Fonte: [KUMAR, SASIKANTH e KUMAR 2016]

Na primeira etapa de operação a chave S encontra-se fechada e as tensões nos indutores L_1 e L_0 são iguais a tensão de entrada V_{IN} . O diodo D está reversamente polarizado e a tensão imposta no mesmo é $-(V_{IN} + V_0)$. Os indutores são carregados linearmente no qual L_1 recebe energia da fonte e L_0 recebe energia do capacitor C_1 . Durante esta etapa ocorre também a descarga do capacitor C_1 e o carregamento do capacitor C_0 [BARBI e MARTINS 2006]. O circuito equivalente é mostrado na Figura 14.

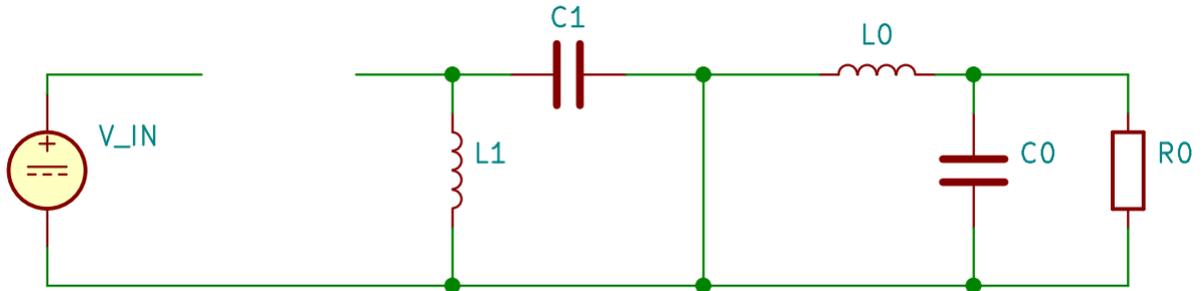
Figura 14 – Circuito Equivalente da Primeira Etapa



Fonte: Autor

Na segunda etapa de operação a chave S abre e o diodo D entra em condução. A tensão em ambos os indutores são iguais a $-V_0$, ocorrendo a transferência de energia armazenada no indutor L_1 para o capacitor C_1 e do indutor L_0 para o capacitor C_0 e consequentemente para a carga R_0 . Ocorre o decréscimo linear das correntes nos indutores e a tensão sobre a chave S é igual a $V_{IN} + V_0$ [BARBI e MARTINS 2006]. O circuito equivalente é mostrado na Figura 15.

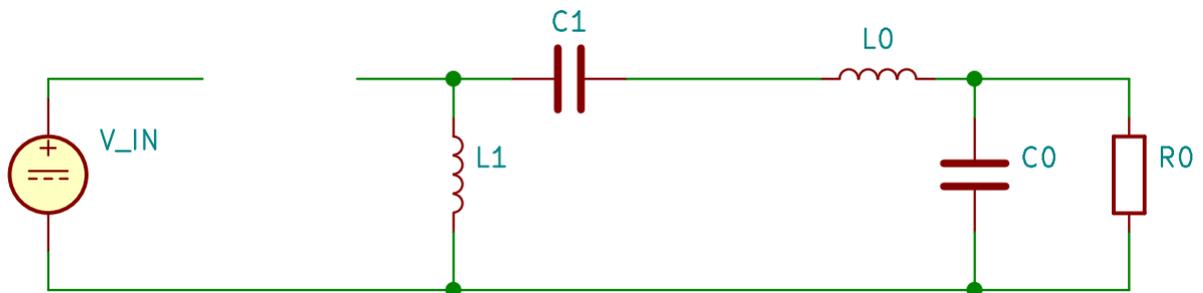
Figura 15 – Circuito Equivalente da Segunda Etapa



Fonte: Autor

Na terceira etapa de operação a chave S permanece aberta e a corrente no diodo decresce até zero. A corrente no capacitor C_1 é constante e igual a do indutor L_0 e a tensão nos indutores passa a ser zero. O circuito equivalente é mostrado na Figura 16.

Figura 16 – Circuito Equivalente da Terceira Etapa



Fonte: Autor

Admitindo que seus componentes sejam ideais e que durante o período de chaveamento não apresente perdas, de acordo com [BARBI e MARTINS 2006] tem-se:

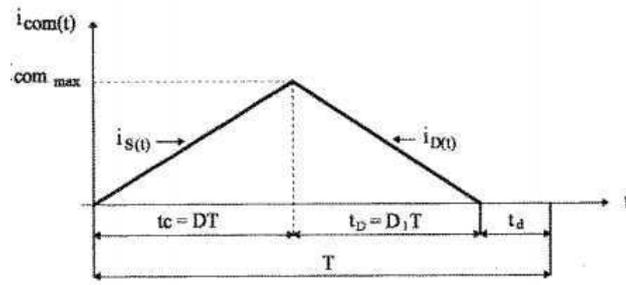
$$V_{IN}(I_{L_1} + I_{L_0})D = V_0(I_{L_1} + I_{L_0})D_1. \quad (3.39)$$

Reordenando a Equação 3.39, tem-se:

$$V_0 = \frac{D}{D_1}V_{IN}. \quad (3.40)$$

A corrente de comutação do conversor zeta em modo de condução descontínua é mostrada na Figura 17. Essa corrente é igual as correntes máximas da chave e do diodo e é dada pela Equação 3.41.

Figura 17 – Corrente de comutação no modo de condução descontínua.



Fonte: [BARBI e MARTINS 2006]

$$I_{com} = \frac{V_{IN}}{L_{eq}f} D. \quad (3.41)$$

A corrente média na chave é dada pela Equação 3.42.

$$I_S = \frac{V_{IN}}{2L_{eq}f} D^2. \quad (3.42)$$

Como a potência de entrada é $P_{IN} = V_{IN}I_{IN} = I_S V_{IN}$, então a potência de entrada é dada pela Equação 3.43.

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{2L_{eq}f} D^2. \quad (3.43)$$

Como inicialmente foi admitido que o conversor é ideal, então a potência de entrada é igual a potência da carga $P_{IN} = P_0$. Fazendo as substituições das potências obtém-se a relação entre V_0 e V_{IN} , como é mostrado na Equação 3.44 [SRIVIDYA, MALATHI e JAYACHANDRAN 2017].

$$V_0 = V_{IN} D \sqrt{\frac{R_0}{2L_{eq}f}}. \quad (3.44)$$

Diferente do modo de condução contínua, o modo de condução descontínua depende da carga R_0 e da indutância equivalente L_{eq} . Na Equação 3.44 pode-se associar uma nova variável para que a mesma seja simplificada, já que ela deve ser igual a Equação 3.40, essa variável será chamada de K_1 onde é dada pela Equação 3.46.

$$K_1 = \frac{2L_{eq}f}{R_0}. \quad (3.45)$$

Assim:

$$\frac{R_0}{2L_{eq}f} = \frac{1}{\sqrt{K_1}} = \frac{1}{D_1}. \quad (3.46)$$

Logo:

$$D_1 = \sqrt{K_1}. \quad (3.47)$$

3.2.1 ONDULAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE

3.2.1.1 INDUTOR L_1

De acordo com [ABREU 1992] e pela Figura 13, tem-se:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_{IN}DT}{L_1}. \quad (3.48)$$

Substituindo a Equação 3.44 na Equação 3.48, tem-se:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_0DT}{\sqrt{\frac{R_0}{2L_{eq}f}}L_1} \quad (3.49)$$

Reescrevendo a Equação 3.53, tem-se:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{2L_{eq}}{L_1D}. \quad (3.50)$$

3.2.1.2 INDUTOR L_0

De acordo com [ABREU 1992] e pela Figura 13, tem-se:

$$\Delta I_{L_0} = \frac{V_{IN}DT}{L_0}. \quad (3.51)$$

Substituindo a Equação 3.44 na Equação 3.51, tem-se:

$$\Delta I_{L_0} = \frac{V_0DT}{\sqrt{\frac{R_0}{2L_{eq}f}}L_1} \quad (3.52)$$

Reescrevendo a Equação 3.53, tem-se:

$$\Delta I_{L_0} = 2I_0 \frac{L_{eq}}{L_0} \sqrt{\frac{R_0}{2L_{eq}f}}. \quad (3.53)$$

3.2.1.3 CAPACITOR C_0

Admitindo que toda componente CA do indutor L_0 seja filtrada ao capacitor C_0 , então $\Delta I_{C_0} = \Delta I_{L_0}$. Da análise da Figura 13 e da Equação 3.28 tem-se:

$$\Delta V_{C_0} = I_0 \frac{L_{eq}}{L_0 f C_0} \sqrt{\frac{R_0}{2L_{eq}f}}. \quad (3.54)$$

$$\Delta V_{C_0} = \frac{V_0 D}{2L_0 f^2 C_0} \sqrt{\frac{2L_{eq}f}{R_0}}. \quad (3.55)$$

3.2.1.4 LIMITES DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA

Para que haja condução crítica a corrente I_{com} o ganho do conversor em modo de condução contínua deverá ser igual ao ganho em modo de condução descontínua.

$$\frac{D}{1-D} = D \sqrt{\frac{R_0}{2L_{eq}f}}. \quad (3.56)$$

Logo podemos determinar o valor da carga crítica R_{0crit} :

$$R_{0crit} = \frac{2L_{eq}f}{(1-D_{min})^2}. \quad (3.57)$$

O limite para o modo de condução crítica é mostrado na Equação 3.58:

$$\frac{L_{eq}f}{R_0} = \frac{(1-D)^2}{2}. \quad (3.58)$$

Para que o conversor funcione em modo de condução descontínua ele deve satisfazer a Equação 3.59:

$$\frac{L_{eq}f}{R_0} < \frac{(1-D)^2}{2}. \quad (3.59)$$

É possível se obter o menor valor de indutância para que se garanta a condução crítica. É denominada de indutância crítica e é definida com a Equação 3.18, pois como para atingir a condução crítica a corrente mínima do indutor deve ser igual a zero, logo:

$$\begin{aligned} I_{L1min} &= I_{L1} - \frac{V_{IN}DT}{2L_1} = 0. \\ I_{L1} &= \frac{V_{IN}DT}{2L_1}. \\ \frac{I_0D}{1-D} &= \frac{V_{IN}DT}{2L_1}. \\ \frac{V_0D}{R(1-D)} &= \frac{V_{IN}DT}{2L_1}. \\ 2L_1fV_0D &= R(1-D)V_{IN}D. \\ L_1 &= \frac{R(1-D)V_{IN}D}{2fV_0D}. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Logo:

$$L_1 = \frac{R(1-D)^2}{2fD}. \quad (3.61)$$

É possível determinar a razão cíclica crítica D_{crit} , que garante a condução contínua [BARBI e MARTINS 2006]:

$$D_{crit} = 1 - \sqrt{\frac{2fL_{eq}}{R_0}}. \quad (3.62)$$

4 FATOR DE POTÊNCIA

4.1 DEFINIÇÃO

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa P e a potência aparente (S) consumidas por um dispositivo ou equipamento, independente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem [POMILIO 2007]. Considerando que as ondas de tensão e corrente são variantes no tempo e periódicas, o fator de potencia FP é dado por:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v_i(t) \cdot i_i(t) dt}{V_{i,RMS} I_{i,RMS}}. \quad (4.1)$$

Onde $V_{i,RMS}$ e $I_{i,RMS}$ são os valores eficazes (RMS - do inglês, *Root Mean Square*) da tensão e corrente, respectivamente, e T corresponde ao período desses sinais. Caso as formas de ondas sejam senoidais, a Equação 4.3 se resume à um cosseno da defasagem entre elas:

$$FP = \cos(\phi). \quad (4.2)$$

Um baixo fator de potência limita a potência ativa absorvida da rede elétrica e provoca flutuações nos sistemas de distribuição e sobrecarga nos equipamentos [SOUZA]. O fator de potência também pode ser expresso a partir dos valores das potências ativa (P) e reativa (Q) por meio da expressão:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \quad (4.3)$$

O fator de potência também pode ser expresso de acordo com a distorção harmônica total (DHT), que é a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental. Assim:

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}. \quad (4.4)$$

Assim, o FP pode ser reescrito como:

$$FP = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + DTH^2}}. \quad (4.5)$$

Uma elevada distorção harmônica, de tensão ou de corrente, pode ser muito prejudicial ao funcionamento dos equipamentos, em especial, para: motores/geradores, transformadores, capacitores, cabos de alimentação e equipamentos eletrônicos [POMILIO 2007]. Como efeitos indesejáveis da distorção harmônica, podem ser citados [KLEIN e NALBANT 1990]

- Maiores esforços sobre os equipamentos e isolantes;

- Sobredimensionamento dos cabos de alimentação e dos transformadores;
- Maior aquecimento dos equipamentos devido ao aumento das perdas no material (ferro/cobre);
- As componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, gerando níveis elevados de tensão e corrente;
- Em sistemas trifásicos com neutro, a componente da 3ª harmônica de corrente pode ser muito maior do que a normal;
- A distorção da forma de onda, como o achatamento da tensão, prejudica o funcionamento dos equipamentos.

4.1.1 PRE-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA

Existe duas soluções para a correção do fator de potência, as soluções passiva e as soluções ativas [POMILIO 2007].

4.1.1.1 SOLUÇÕES PASSIVAS

Soluções passivas para a correção do FP oferecem características como robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos, operação silenciosa. Suas desvantagens são:

- São pesados e volumosos (em comparação com soluções ativas);
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Alguns circuitos não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada (90 a 240 V);
- Não possibilitam regulação da tensão;
- A resposta dinâmica é pobre;
- O correto dimensionamento não é simples.

4.1.1.2 SOLUÇÕES ATIVAS

Os circuitos ativos para correção do FP empregam interruptores controlados em associação aos elementos passivos (indutores e capacitores). Nessa configuração, o interruptor pode ser acionado tanto em baixa frequência (frequência da rede elétrica) quanto em alta frequência. O emprego de um chaveamento em alta frequência, no entanto, é mais utilizado, uma vez que leva a uma drástica redução nos valores dos elementos passivos (indutores e capacitores) utilizados [POMILIO 2007].

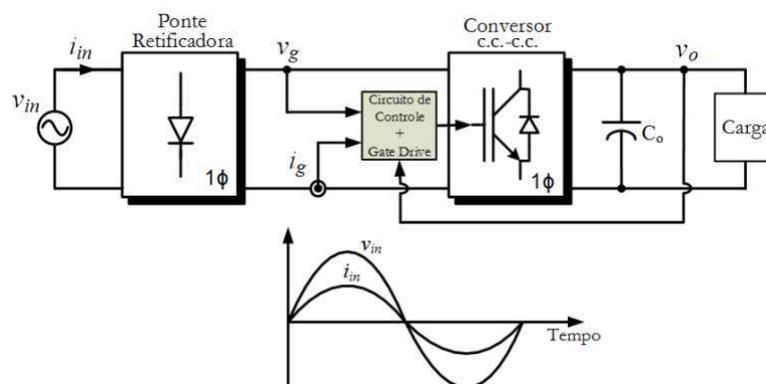
Quando compara as técnicas passivas, essa solução apresenta vantagens significativas, tais como [ZAOHONG YANG e SEN 1998]: elevado fator de potência, conteúdo harmônico reduzido, menor volume e mais leve. No entanto os pontos negativos são: possui custo mais elevado e a maior complexidade na implementação.

A solução ativa em alta frequência pode ser classificada adicionalmente na abordagem da modulação por largura de pulso (*PWM* - do inglês, *Pulse Width Modulation*).

Nessa abordagem, a chave semicondutora opera através da modulação por largura de pulso e a corrente de entrada do circuito C.A.-C.C. é modelada em uma forma senoidal e em fase com a tensão de entrada. Assim, essa estrutura passa a emular retificadora passa a emular uma simples resistência, o que resulta em um FP muito próximo da unidade e baixo conteúdo harmônico na corrente de entrada [SOUZA 2016].

O circuito de controle dessa solução, monitora a forma de onda da tensão retificada, a corrente de entrada média e a tensão de saída. Com esses três sinais é feito o controle, forçando a proporcionalidade entre as formas de onda monitoradas e regulando a tensão de saída. A Figura 18 mostra um esquema de correção do fator de potência.

Figura 18 – Circuito típico para correção ativa do FP.



Fonte: [SOUZA 2016].

A solução ativa de PWM se apresenta como uma excelente escolha para aplicações de correção de fator de potência. Várias topologias podem ser utilizadas para a correção do fator de potência, como: buck, boost, buck-boost, flyback, Cuk, Sepic [POMILIO 2007] e a topologia apresentada no capítulo anterior a zeta [Pavithra e Umamaheswari 2016]. O conversor zeta apresenta vantagens com relação aos outros conversores. Algumas delas são:

- Larga faixa da tensão de saída (abaixador-elevador da tensão);
- Pequena corrente de partida, devido à posição do capacitor de acoplamento;
- Baixa ondulação da corrente de entrada, mesmo em condução descontínua;
- Tensão de saída não invertida;

- Dispensa o filtro EMI do estágio de entrada.

Para que se consiga um FP elevado a corrente de entrada média em um período de chaveamento, deve apresentar a mesma forma de onda da tensão de entrada retificada. Em geral, a tensão e a corrente na entrada de um estágio PFC podem ser descritas, respectivamente, da seguinte maneira:

$$v_g(t) = V_{IN}|\text{sen}(wt)| \quad (4.6)$$

$$i_g(t) = I_{IN}|\text{sen}(wt)| \quad (4.7)$$

Onde V_{IN} é a amplitude da tensão, I_{IN} é a amplitude da corrente e w é a frequência angular da rede. A tensão de entrada pode ser representada como um fonte constante de tensão, já que, é desejável que a tensão de saída do conversor PFC permaneça constante ao longo de cada meio ciclo de rede.

A transformação da tensão c.c. nominal do estágio PFC será dada por:

$$m(wt) = \frac{v(t)}{V_g(t)} = \frac{V}{V_{IN}|\text{sen}(wt)|} = \frac{M}{|\text{sen}(wt)|}. \quad (4.8)$$

O primeiro ponto a ser considerado na operação do conversor PFC é que o valor de $m(wt)$ varie constantemente de um valor mínimo M até o infinito. O segundo ponto é a carga vista pelo conversor na frequência da rede elétrica. A todo instante, esse conversor absorve uma potência elétrica média que varia em função dessa frequência, podendo ser calculada da seguinte forma [SOUZA 2016]:

$$P_g(wt) = v_g(t)i_g(t) = V_g I_g \text{sen}^2(wt). \quad (4.9)$$

A potência de saída do conversor é dada por:

$$P_{out}(t) = v(t)i(t). \quad (4.10)$$

Assim, considerando uma eficiência e 100%, tem-se que sua corrente de saída pode ser calculada igualando as Equações 4.9 e 4.10:

$$i(wt) = \frac{V_g I_g}{V} \text{sen}^2(wt). \quad (4.11)$$

A carga vista pelo conversor é dada por:

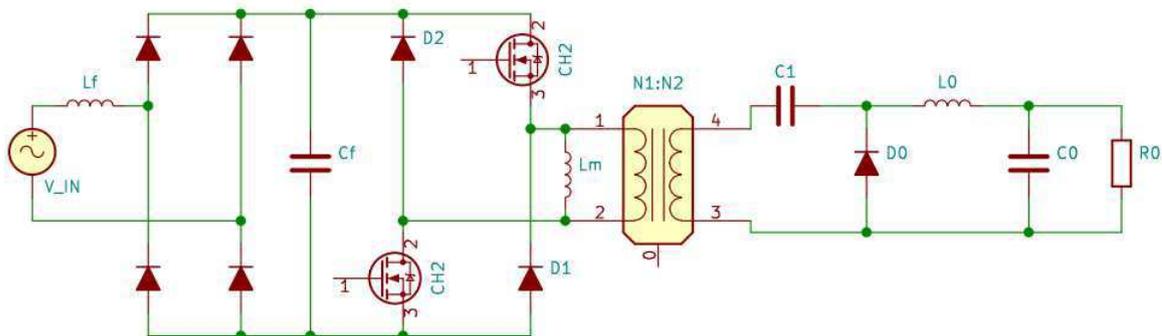
$$r(wt) = \frac{v(t)}{i(t)} = \frac{V}{V_g I_g \text{sen}^2(wt)}. \quad (4.12)$$

5 O CONVERSOR PROPOSTO

Várias topologias de conversores reguladores de fator de potência são citados na literature, entre eles, o conversor zeta isolado oferece redução da corrente de pico, excelente proteção contra corrente de sobrecarga e fácil controle. Esse modelo é proposto para aplicações *AWPS* (do inglês, *Arc Welding Power Supplies*), ou seja, para aplicações em fontes de alimentação para soldagem a arco elétrico.

No entanto, o conversor zeta ac-dc convencional isolado sofre de uma grande desvantagem, a tensão na chave é bastante elevada ($V_{IN} + V_0$) e por sua vez provocando o aumento das perdas de comutação. Optou-se então por desenvolver um conversor zeta modificado com duas chaves, operando no modo de condução descontínua [NARULA, SINGH e BHUVANESWARI 2016], para que seja proporcionado o aumento do fator de potência e a diminuição da taxa de distorção harmônica. Como é mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Modelo do conversor proposto.

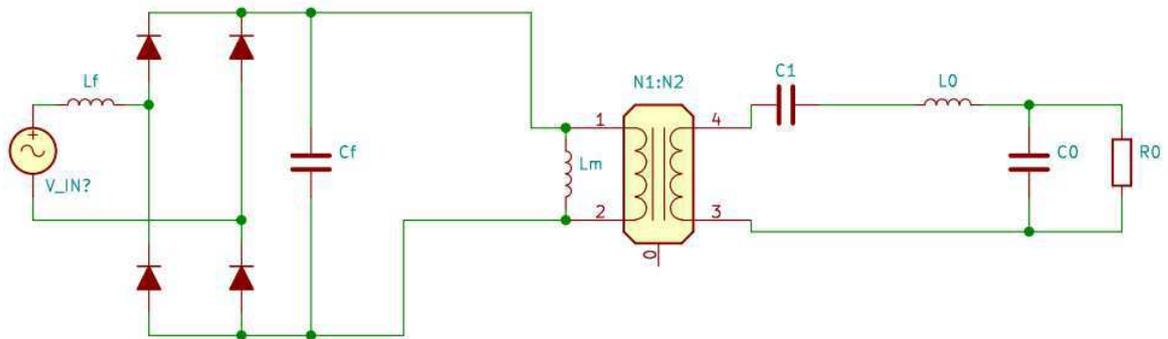


Fonte: Autor.

Assim como descrito na seção 2.2, esse conversor possui três etapas de operação, a primeira e a terceira etapa de operação são iguais ao mostrado na seção 2.2. Na segunda etapa de operação, o diferencial são os diodos D_1 e D_2 que conduzem quando as chaves são bloqueadas. Assim a energia armazenada na indutância de magnetização é transferida para o capacitor de filtro C_f [NARULA, SINGH e BHUVANESWARI 2016]. As Figuras 20, 21 e 22 mostram os modos de operação desse conversor.

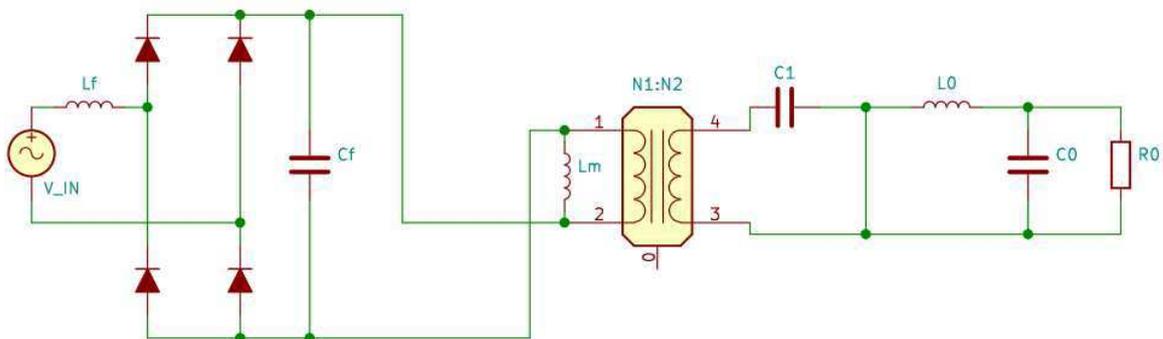
O conversor foi dimensionado para operar em modo de condução descontínua, pois, para que em modo de condução contínua atue como regulador de fator de potência é preciso que o mesmo possua malhas de controle de corrente e tensão de entrada. Já para o modo descontínua o mesmo corrige o fator de potência em malha aberta.

Figura 20 – Primeiro Estágio de Operação do Conversor Proposto.



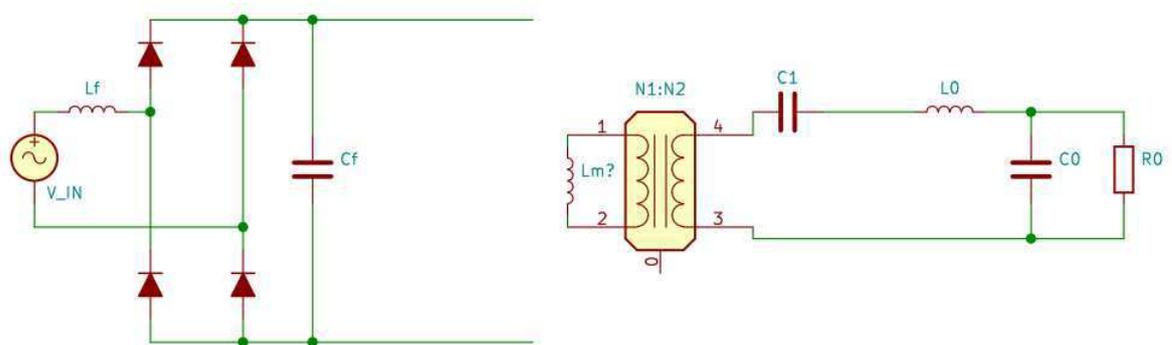
Fonte: Autor.

Figura 21 – Segundo Estágio de Operação do Conversor Proposto.



Fonte: Autor.

Figura 22 – Terceiro Estágio de Operação do Conversor Proposto.



Fonte: Autor.

5.1 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

As equações vistas para o conversor zeta em modo de condução descontínuas são válidas para esse conversor, já que ambos possuem as mesmas etapas de operação. Conforme descrito na Equação 3.40 para o caso de alimentação CC, a sua característica estática no modo descontínuo é:

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{D}{D_1}. \quad (5.1)$$

Como a alimentação do conversor proposto é CA, o intervalo normalizado torna-se variante no tempo, e sua duração depende do valor instantâneo da tensão de entrada, que foi dada pela Equação 4.8.

5.1.1 RETIFICAR DE ONDA COMPLETA

Para o cálculo da tensão retificada é considerado que a carga seja resistiva, já que o conversor emula uma carga resistiva. A tensão na carga resistiva é dada por [HART 2012]:

$$v_{in}(wt) = \begin{cases} V_m \sin wt, & 0 \leq wt \leq \pi. \\ -V_m \sin wt, & \pi \leq wt \leq 2\pi. \end{cases} \quad (5.2)$$

Onde V_m é o valor de pico da tensão. O componente CC da tensão na saída do retificador é o valor médio, sendo tem-se:

$$V_{IN} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m \sin wt dt = \frac{2V_m}{\pi}. \quad (5.3)$$

Ou seja:

$$V_{IN} = \frac{2\sqrt{2}V_{IN_{RMS}}}{\pi}. \quad (5.4)$$

5.1.2 INDUTOR L_1

A indutância de magnetização do transformador é um fator importante na decisão do modo de operação. O modo de operação depende da indutância equivalente L_{eq} , que é a combinação paralela da indutância de magnetização e a indutância de saída [SINGH, AGRAWAL e DWIVEDI 2007].

No entanto, o indutor de saída tem um efeito razoável na ondulação da tensão de saída, portanto, é significativamente maior do que a indutância de magnetização e o modo de operação depende principalmente da indutância de magnetização. Para garantir que o conversor funcione no modo de condução descontínua com carga máxima, a Equação 3.61 deve ser satisfeita. Sendo ela:

$$L_{1min} = \frac{n^2 R_0 (1 - D)^2}{2fD}. \quad (5.5)$$

O valor da indutância de magnetização $L_m = L_1$ deve ser selecionado de modo que a corrente através dele se torne descontínua durante cada ciclo de comutação. Portanto, para a operação no modo de condução descontínua (*DICM*), tem-se:

$$L_1 \ll L_{1min}. \quad (5.6)$$

5.1.3 INDUTOR L_0

O indutor L_0 é calculado de acordo com a máxima ondulação, assim como para o conversor zeta alimentado por um fonte CC e é dado pela Equação 5.7.

$$L_0 > \frac{V_0(1-D)}{f\Delta I_{L_0}}. \quad (5.7)$$

Nota-se que a equação é a mesma utilizada para o conversor em modo de condução contínua, isso ocorre pois em ambos os casos o indutor de saída L_0 possui função de filtragem da corrente que por ele circula. Obedecendo os valores de ondulação nele empregados, a ondulação ΔI_0 é dada pela Equação 5.8 [NARULA, SINGH e BHUVANESWARI 2016].

$$\Delta I_0 = \frac{V_{IN}D}{n^2 f L_0} = \frac{V_0(1-D)T}{L_0}. \quad (5.8)$$

Nota-se que a Equação 5.8 é igual a Equação 3.7 para o modo de condução contínua.

5.1.4 CAPACITOR INTERMEDIÁRIO C_1

O capacitor C_1 é escolhido de modo a apresentar uma baixa ondulação de tensão na frequência de chaveamento e deve ser pequeno o suficiente para acompanhar a variação da tensão de entrada, já que a mesma é retificada. Seu valor é dada pela Equação 3.27 do modo de condução contínua. E reordenando a equação tem-se [SINGH, AGRAWAL e DWIVEDI 2007]:

$$C_1 = \frac{V_0 D}{R_0 \Delta V_{C_1} f}. \quad (5.9)$$

5.1.5 CAPACITOR C_0

O Capacitor C_0 deve ter um valor elevado para o armazenamento da energia necessária para à carga. Uma vez que a energia da entrada varia ciclicamente, enquanto a de saída é constante [POMILIO 2007].

O valor do capacitor depende diretamente da frequência de entrada, já que o filtro retificador não torna a tensão de entrada contínua, deixando esse trabalho para o filtro de saída. Logo o capacitor C_0 deve ser calculado pela Equação 5.10.

$$C_0 = \frac{I_0}{2w\Delta V_0}. \quad (5.10)$$

Onde $w = 2\pi f_r$, onde f_r é a frequência da rede que alimentará o converso.

5.1.6 FILTROS DE ENTRADA

O filtro de entrada se trata de um passa-baixas, que tem como função suprimir componentes harmônicas de ordem elevada na corrente de alimentação. O limite do filtro

capacitivo pode ser obtido usando a Equação 5.11.

$$C_{f_{max}} = \frac{I_{pico}}{\omega V_{pico}} \tan \theta = \frac{\frac{P_0 \sqrt{2}}{V_{IN_{RMS}}}}{\omega \sqrt{2} V_{IN_{RMS}}} \tan \theta. \quad (5.11)$$

Onde $V_{IN_{RMS}}$ é a tensão rms da rede, P_0 é a potência de saída do conversor e θ é o ângulo de deslocamento entre o componente fundamental da tensão de alimentação e a corrente de alimentação, quanto menor for θ , maior será o fator de potência [VIMAL e KUMAR 2017].

O valor do indutor de filtro é projetado considerando a equação descrita em [KUMAR, SASIKANTH e KUMAR 2016] e é dada pela Equação 5.12.

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_f} - 0.03 \frac{V_{IN_{RMS}}}{P_0} \frac{1}{\omega}. \quad (5.12)$$

Onde f_c é a frequência de corte.

6 PROJETO E SIMULAÇÕES

6.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

A Tabela 1 mostra os parâmetros conhecidos do projeto do conversor, a partir dos quais os componentes serão selecionados. Os cálculos das indutâncias mínimas foram realizados admitindo-se uma variação máximo nas correntes dos indutores de 10%. Assim tem-se:

$$\Delta I_L = 10\% I_L. \quad (6.1)$$

Tabela 1 – Especificações dos Parâmetros.

Parâmetro	Valor
V_0	10V
I_0	10A
f	20kHz
$V_{IN_{rms}}$	220V
ΔV_0	5%
ΔI_0	10%
ΔI_1	10%
f_c	60Hz

De acordo com a Equação 5.4 e considerando que a alimentação seja 220 V, tem-se:

$$V_{IN} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} = 198,07V. \quad (6.2)$$

Considerando que a tensão no secundário do transformador não possa ser superior a 70 V, tem-se:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{198,07}{70} = 2,83. \quad (6.3)$$

O duty cycle será calculado pela Equação 6.4.

$$D = \frac{nV_0}{nV_{IN} + V_0} = 0,125. \quad (6.4)$$

O valor da indutância crítica é calculado pela Equação 5.5, logo:

$$L_{1min} = \frac{2,83^2 \cdot 0,5(1 - 0,125)^2}{2.20k \cdot 0,125} = 1,22mH. \quad (6.5)$$

Com L_1 deve ser menor do que L_{1min} , por simulação a indutância escolhida foi de 200uH

Para o cálculo do indutor de saída foi utilizada a Equação 5.7.

$$L_0 > \frac{10(1 - 0,125)}{20k \cdot 0,150} = 437,5uH. \quad (6.6)$$

Para o cálculo do capacitor intermediário foi utilizada a Equação 5.9.

$$C_1 = \frac{10,0,110}{0,5,0,05,10,20k} = 125\mu F. \quad (6.7)$$

Para o cálculo do capacitor de saída foi utilizada a Equação 5.10.

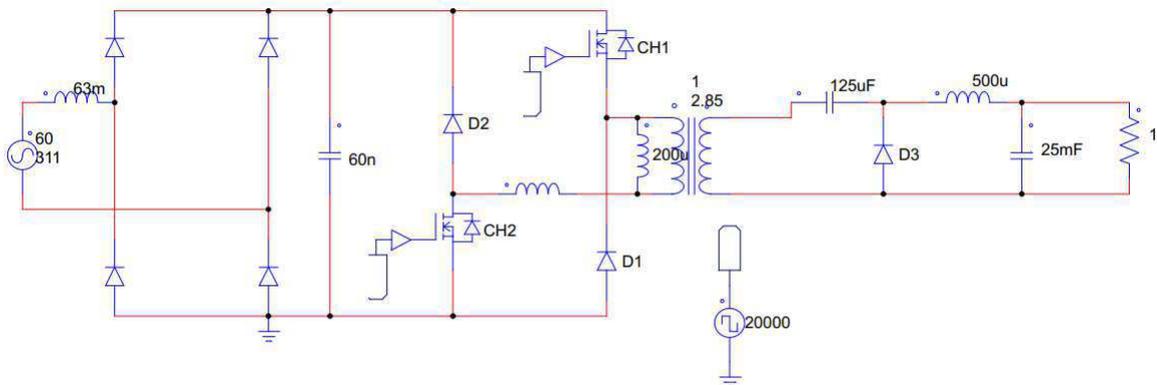
$$C_0 = \frac{50}{2,2,\pi,60,0,05,10} = 26,5mF. \quad (6.8)$$

O cálculo do filtro de entrada foi feito de acordo com as Equações 5.11 e 5.12 e seus valores são $C_f = 95,6nF$, como o valor do capacitor de filtro deve ser menor que o calculado, foi estipulado o valor de $60nF$, assim $L_f = 62mH$.

6.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

Para a simulação, foi utilizado o software PSIM versão 9.1. A Figura mostra o esquemático do circuito:

Figura 23 – Esquemático do conversor ZETA Modificado no ambiente de simulação.



Fonte: Autor

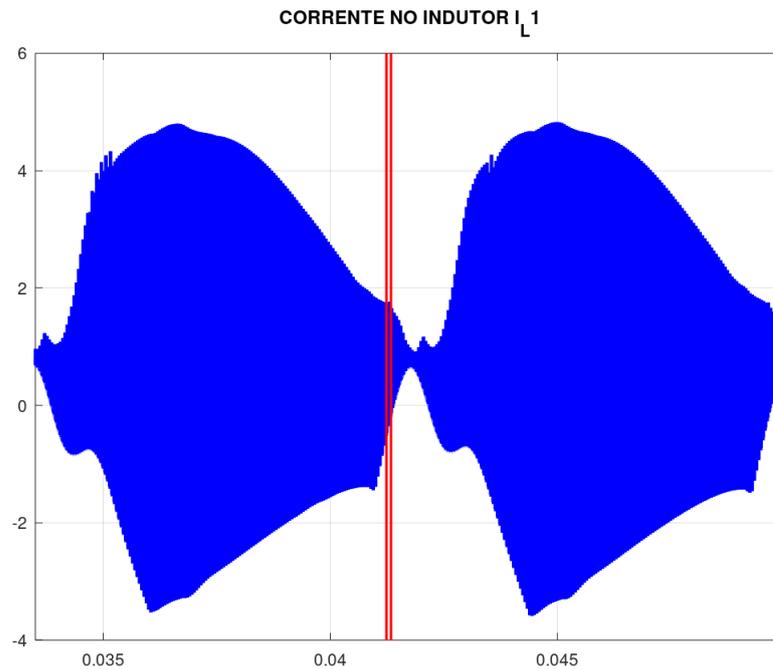
6.2.1 CORRENTE NO INDUTOR L_1

A corrente que circula no indutor de magnetização é mostrada na Figura 24. Como o indutor L_1 é o mesmo indutor de magnetização L_m a corrente no mesmo segue a corrente de entrada, com picos positivos e negativos.

As retas verticais, em vermelho, delimitam os limites que são mostrados na Figura 25.

6.2.1.1 VARIAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR L_1

Como mostrado na Figura 25 o indutor de magnetização opera em modo de condução descontínua, comprovando os cálculos e deduções empregadas.

Figura 24 – Corrente no Indutor L_1 .

Fonte: Autor

Figura 25 – Variação da Corrente no Indutor L_1 .

Fonte: Autor

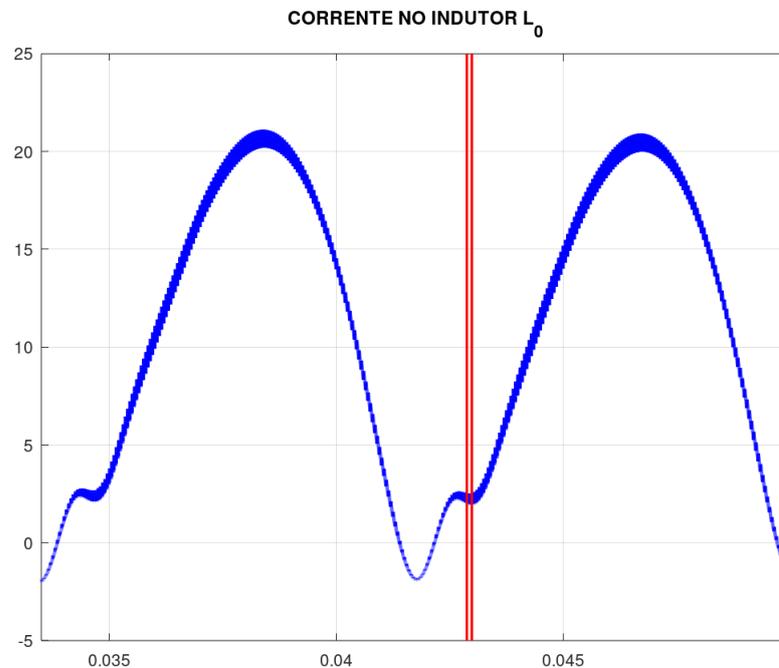
6.2.2 CORRENTE NO INDUTOR L_0

A corrente que circula no indutor de saída é mostrada na Figura 26. É possível observar que a corrente segue a forma de onda da tensão retificada em baixa frequência,

60 Hz.

As retas verticais, em vermelho, delimitam os limites que são mostrados na Figura 27.

Figura 26 – Corrente no Indutor L_0 .



Fonte: Autor

6.2.2.1 VARIAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR L_0

A Figura 27 mostra a variação na corrente do indutor L_0 , cujo valor foi de aproximadamente 500 mA, que é inferior ao valor máximo admitido de $10 \times 10\% = 1A$. É possível observar a configuração de descontinuidade da corrente. Conclui-se que é coerente utilizar o indutor com o valor calculado.

6.2.3 CORRENTE NAS CHAVES CH_1 E CH_2

A Figura 28 mostra a corrente que circula nas chaves (MOSFET).

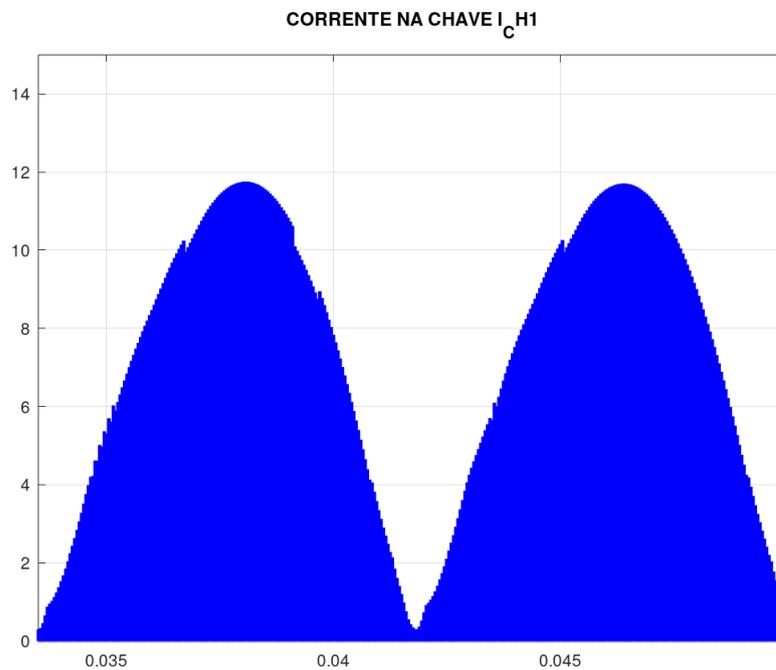
A Figura 29 mostra o detalhe da corrente que circula nas chaves (MOSFET).

6.2.4 CORRENTE NOS DIODOS D_1 E D_2

A Figura 30 mostra a corrente que circula nos diodos D_1 e D_2 .

Figura 27 – Variação da Corrente no Indutor L_0 .

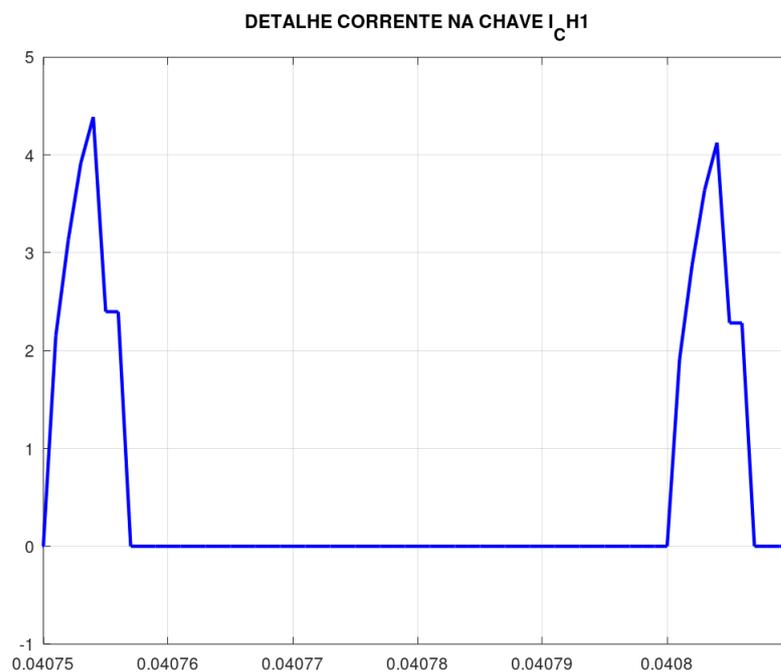
Fonte: Autor

Figura 28 – Corrente nos Chaves CH_1 e CH_2 .

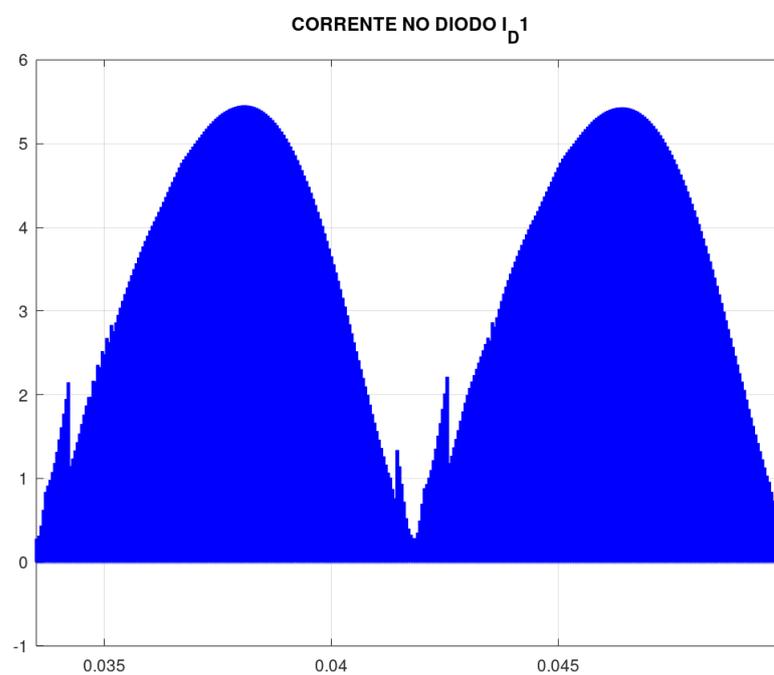
Fonte: Autor

6.2.5 CORRENTE NOS INDUTOR DE FILTRO L_f

A Figura 31 mostra a corrente que circula no indutor de filtro L_f . Como é mostrado a corrente é senoidal e segue a tensão, possibilitando assim um fator de potência próximo

Figura 29 – Corrente nos Chaves CH_1 e CH_2 .

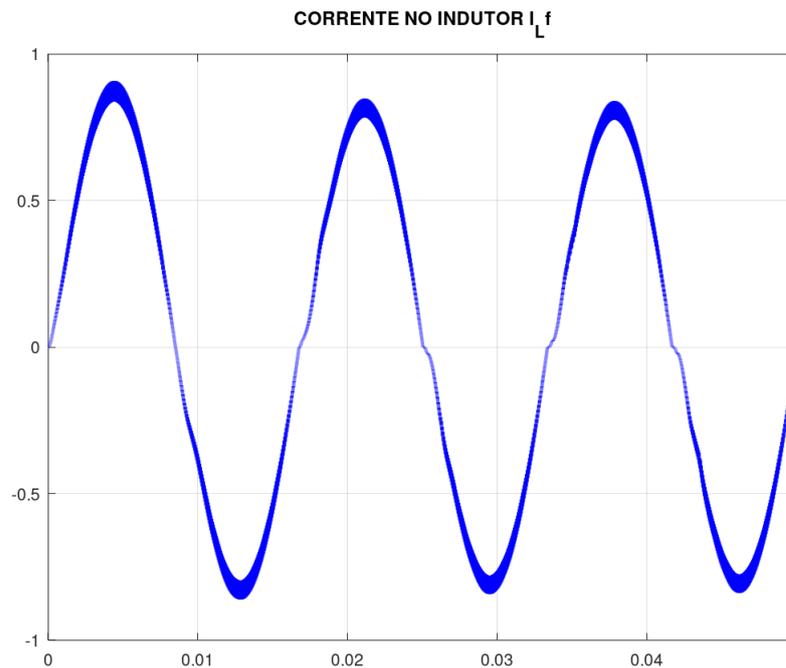
Fonte: Autor

Figura 30 – Corrente nos Diodos D_1 e D_2 .

Fonte: Autor

do unitário.

Com o auxílio do *PSIM* foi possível obter a taxa de distorção harmônica, logo a $TDH = 5,7\%$, esse valor é aceitável já que se encontra abaixo de 10% .

Figura 31 – Corrente no Indutor de Filtro L_f .

Fonte: Autor

6.2.6 TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA

A Figura 32 mostra a comparação da tensão e da corrente de entrada. A corrente foi multiplicada por um fator de 200.

Com o auxílio do *PSIM* foi possível obter o fator de potência para a referência da entrada, o resultado obtido foi um FP quase unitário, da ordem de $FP = 0,993$.

6.2.7 TENSÃO NAS CHAVES

A Figura 33 afirma o que foi dito nas seções anteriores, já que para o modelo zeta convencional, com uma chave, a tensão em seus terminais é dada por $(V_{IN} + V_0)$ e para o modelo proposto é dada por V_{IN} . Na Figura 34 mostra o detalhe da tensão nas chaves.

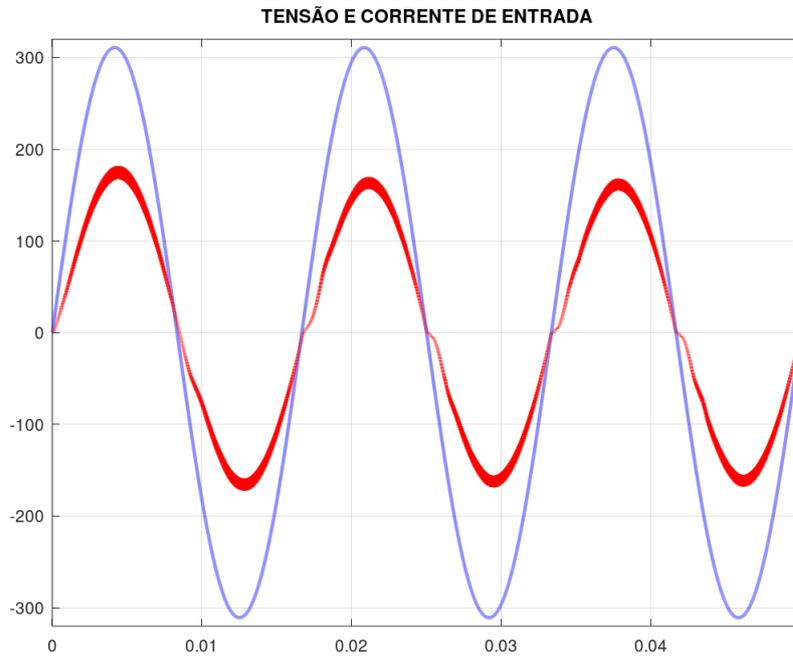
6.2.8 TENSÃO NA CARGA

A Figura 35 mostra a tensão na saída do conversor.

6.2.9 CORRENTE NA CARGA

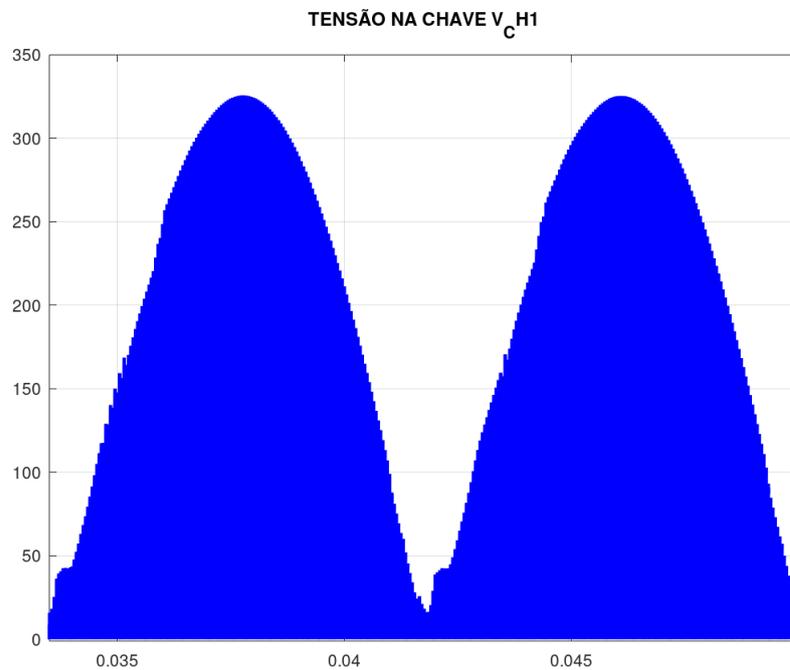
A Figura 35 mostra a corrente na carga do conversor. Sabendo-se que o conversor foi dimensionado para operar com tensão e corrente de 20V e 10A respectivamente.

Figura 32 – Tensão e Corrente na Entrada do Conversor.



Fonte: Autor

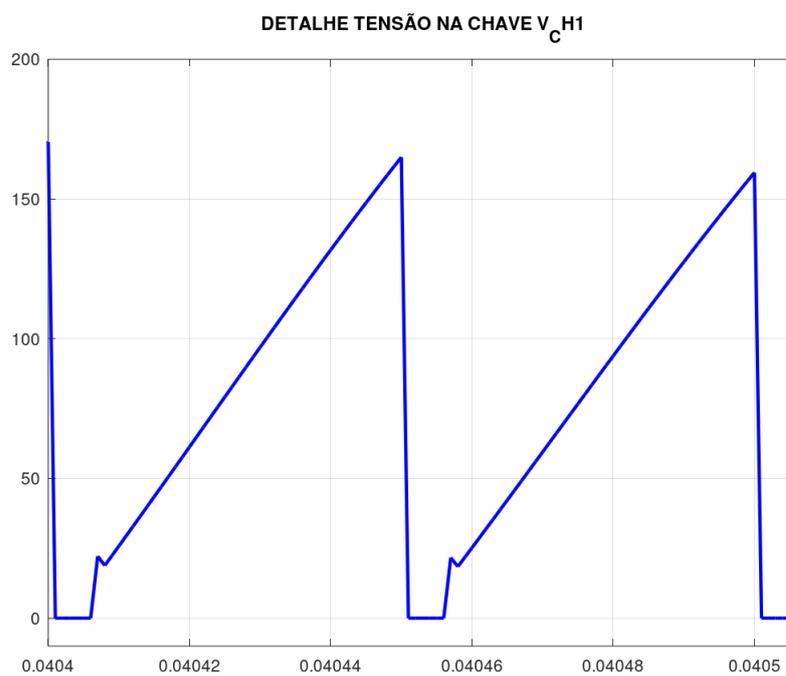
Figura 33 – Tensão nas Chaves.



Fonte: Autor

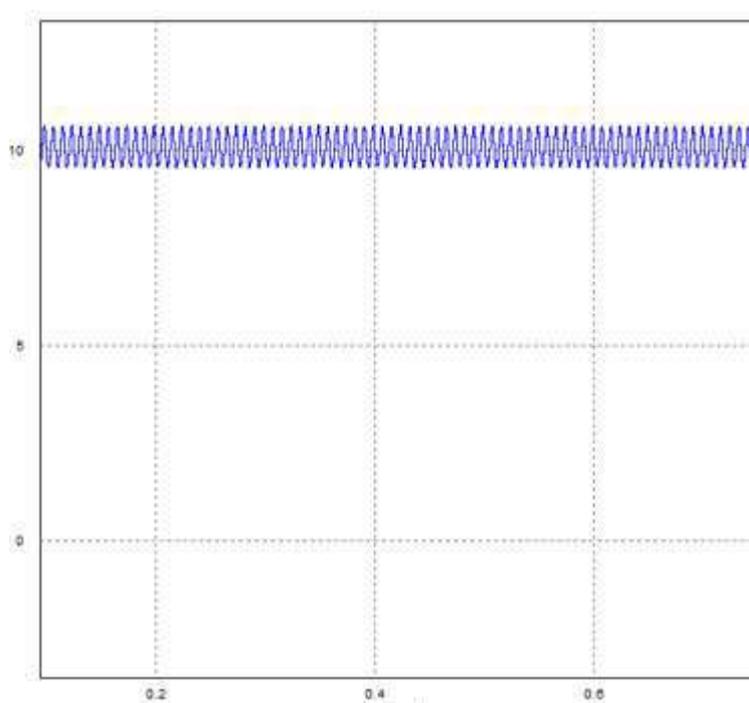
As variações de valores são esperadas no que diz respeito ao funcionamento de qualquer conversor, pois as perdas por condução e chaveamento naturalmente reduzem ou alteram a eficiência do circuito. Uma solução para o problema é realizar o controle destas

Figura 34 – Detalhe de Tensão nas Chaves.



Fonte: Autor

Figura 35 – Tensão na Carga.

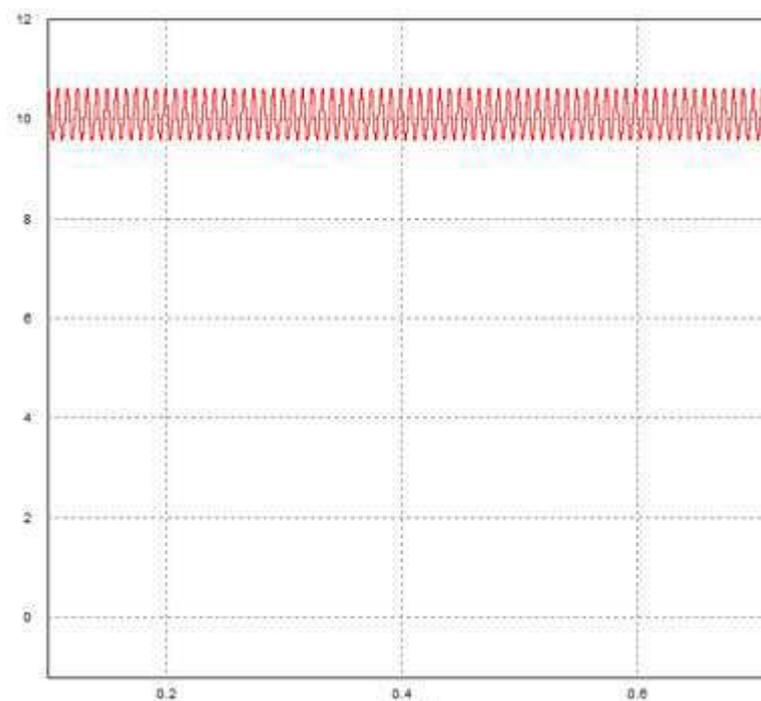


Fonte: Autor

variáveis.

Para que isso seja possível, é imprescindível que um sistema de controle seja implementado atingindo assim os valores desejados.

Figura 36 – Corrente na Carga.



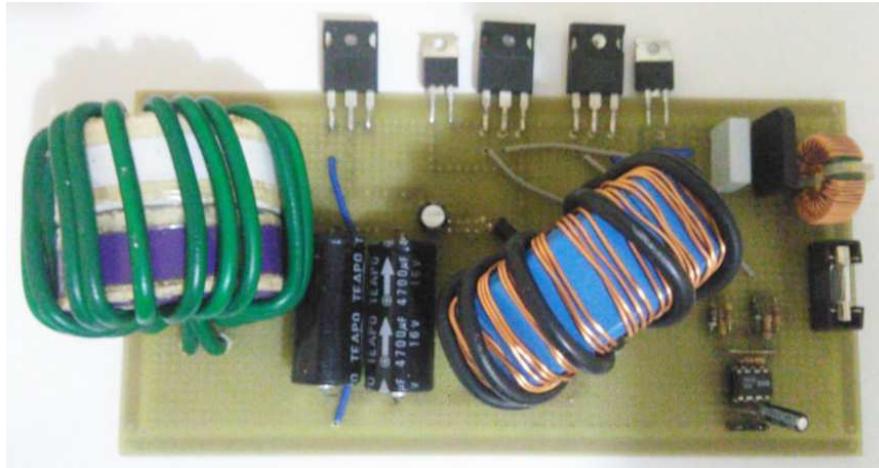
Fonte: Autor

Mesmo sem a implementação de controles para regular o fator de potência, é visto pela Figura 32 que o conversor proposto atinge a meta, que é regular o fator de potencia, deixando-o próximo do valor unitário.

7 MONTAGEM DO CIRCUITO PROPOSTO

As Figuras 37 e 38 mostram a montagem do circuito proposto. Não sendo possível obter os resultados experimentais, sendo assim, serão deixados para trabalhos futuros.

Figura 37 – Montagem do Circuito Proposto.



Fonte: Autor

Figura 38 – Montagem do Circuito Proposto.



Fonte: Autor

8 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma nova topologia para aplicação em soldagem a arco elétrico com eletrodos revestidos. De início foram apresentados o embasamento teórico e aplicação de soldagem a arco elétrico com eletrodos revestidos e alguns fontes utilizadas para o processo..

Posteriormente foi realizada uma descrição teórica do conversor zeta operando em modo de condução contínua (CCM) e em modo de condução descontínua (DCM). Para ambos os casos foram feitos os dimensionamentos dos componentes. Por conseguinte, foi apresentado o modelo proposto para aplicação AWPS e para a correção do fator de potência, sendo detalhado suas etapas de operação e suas equações.

Por fim, mostrou-se os resultados de simulação em malha aberta para o conversor proposto, verificando as correntes e formas de onda que por ele circulam e constatando que o mesmo tem função de PFC e é uma boa escolha para o objetivo proposto.

O melhoramento do circuito será deixado para trabalhos futuros, assim como o controle em malha fechada para comparação com outros modelos de conversores PFC, assim como a obtenção dos dados experimentais.

REFERÊNCIAS

- ABREU, G. N. de. *Estudo e aplicação do conversor ZETA-GEPAE isolado com múltiplas saídas e modulação PWM para fontes chaveadas*. [S.l.]: Tese de Mestrado, 1992. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 32.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos não Isolados*. [S.l.]: UFSC, 2006. v. 2. Citado 7 vezes nas páginas 24, 27, 28, 29, 30, 31 e 33.
- CAMPOS, F. D. S. *Estudo do conversor zeta operando em condução contínua aplicado à correção de fator de potência utilizando o método de controle de corrente por valores médios instantâneos*. [S.l.]: Dissertação de Mestrado, 1995. Citado na página 21.
- HART, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. [S.l.]: Porto Alegre, RS: Bookman, 2012. v. 2. Citado 5 vezes nas páginas 19, 22, 26, 27 e 40.
- HEAVYDUTY. *Eletrodo Revestido: Saiba tudo sobre*. 2018. Disponível em: <<http://www.heavyduty.com.br/blog/eletrodo-revestido-saiba-tudo-sobre>>. Acesso em: 14 Jun. 2019. Citado na página 16.
- KLEIN, J.; NALBANT, M. K. *Power factor correction - incentives, standards and techniques*. [S.l.]: PCIM, 1990. Citado na página 34.
- KOCHCHA, P.; SUJITJORN, S. Isolated zeta converter: Principle of operation and design in continuous conduction mode. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, v. 9, 07 2010. Citado na página 20.
- KOCHCHA, P.; SUJITJORN, S. Isolated zeta converter: Principle of operation and design in continuous conduction mode. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, v. 9, 07 2010. Citado na página 19.
- KUMAR, B. A.; SASIKANTH, S.; KUMAR, M. K. An isolated zeta converter topology for switched reluctance motor drive with power factor correction. *Indian Journal of Science and Technology*, v. 9, 09 2016. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 42.
- MARQUES, P. V.; MODENESI, P. J.; BRACARENSE, A. Q. *Soldagem Fundamentos e Tecnologia*. [S.l.]: Belo Horizonte, Editora UFMG, 2007. Citado na página 15.
- MODENESI, P. J. *Fontes de Energia para a Soldagem a Arco*. [S.l.]: Universidade Federal de Minas Gerais, 2009. Citado 5 vezes nas páginas 12, 14, 15, 17 e 18.
- NARULA, S.; SINGH, B.; BHUVANESWARI, G. Power factor corrected welding power supply using modified zeta converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 2, p. 617–625, June 2016. ISSN 2168-6777. Citado 3 vezes nas páginas 12, 38 e 41.
- OKUMURA, T.; TANIGUCHI, C. *Engenharia de Soldagem e Aplicações*. [S.l.]: LTC, Rio de Janeiro, 1979. Citado na página 16.

- Pavithra, S. N.; Umamaheswari, S. Zeta converter fed bldc motor for power factor correction and speed control. In: *2016 Conference on Emerging Devices and Smart Systems (ICEDSS)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 133–139. Citado na página 36.
- POMILIO, J. A. *Pré-reguladores de Fator de Potência*. [S.l.]: Publicação LTC 03/95, 2007. v. 3. Citado 4 vezes nas páginas 34, 35, 36 e 41.
- SINGH, B.; AGRAWAL, M.; DWIVEDI, S. Analysis, design, and implementation of a single-phase power-factor corrected ac-dc zeta converter with high frequency isolation. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, v. 3, p. 243–253, 03 2007. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- SOUZA, F. P. *Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos*. [S.l.]: Tese de Doutorado, Universidade de Santa Catarina. Citado na página 34.
- SOUZA, T. M. D. : Estudo de técnicas de controle aplicadas ao conversor sepic para a correção do fator de potência em um led driver. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, dez. 2016. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- SRIVIDYA, A.; MALATHI, S.; JAYACHANDRAN, J. Welding power supply with improved power quality. *ARPJN Journal of Engineering and Applied Sciences*, v. 12, p. 4752–4761, 08 2017. Citado na página 31.
- VIMAL, M.; KUMAR, P. R. S. Bldc motor speed control and pfc using isolated zeta converter. *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, v. 6, 03 2017. Citado na página 42.
- ZAOHONG YANG; SEN, P. C. Recent developments in high power factor switch-mode converters. In: *Conference Proceedings. IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (Cat. No.98TH8341)*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 477–480 vol.2. ISSN 0840-7789. Citado na página 36.