

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

ALENCAR FRANCO DE SOUZA

PROPOSTA DE NOVA TOPOLOGIA DE CONVERSOR CA-CA A CAPACITOR
CHAVEADO

TESE DE DOUTORADO

ITAJUBÁ

2022

ALENCAR FRANCO DE SOUZA

**PROPOSTA DE NOVA TOPOLOGIA DE CONVERSOR CA-CA A CAPACITOR
CHAVEADO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração em Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador: Prof. Enio Roberto Ribeiro, D. Sc.

Coorientador: Prof. Fernando Lessa Tofoli, D. Sc.

ITAJUBÁ

2022

AGRADECIMENTOS

A Deus por ter me concedido saúde e força para superar as dificuldades e por ter me capacitado para conclusão desse trabalho.

Ao orientador Prof. Dr. Enio Roberto Ribeiro e ao coorientador Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli pela competência, conhecimento, dedicação e comprometimento.

A minha esposa Tatiane pela paciência e apoio para desenvolvimento desse trabalho e seu imenso amor.

A meus pais e avós, em especial a minha mãe que me guiou e fez o possível e impossível para que esse momento acontecesse. Aos meus avós em especial aos avós maternos pelo exemplo, preocupação e apoio.

Aos amigos da UNIFEI e da UFSJ pelo suporte nessa caminhada.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Aquele que não é um bom aprendiz não será um bom mestre.

(Platão)

RESUMO

O presente trabalho tem como objetivo apresentar uma nova topologia de conversor CA-CA direto a capacitor chaveado. Essa topologia emprega apenas elementos semicondutores e capacitores apresentando-se como uma alternativa aos autoautotransformadores de baixa tensão com custo e tamanhos reduzidos. Essa nova estrutura pode operar como elevador ou abaixador de tensão, com ganho de até 3 ou até $1/3$ disponibilizando 3 níveis distintos de tensão na saída. Inicialmente, o contexto do emprego de autotransformadores é mostrado para diferentes aplicações. São apresentadas estruturas de conversão CA-CA diretas, desde as que operam em baixas frequências utilizando retificadores controlados, até as acionadas por PWM que empregam interruptores de alta velocidade. Dentre essas últimas destacam-se os conversores a capacitor chaveado pela simplicidade construtiva e desempenho. Nesse trabalho é apresentada, a nova topologia proposta e as suas etapas de operação. São desenvolvidas as expressões matemáticas para cálculo dos elementos que compõem o conversor. Por fim, um circuito é projetado, simulado e testado em bancada de forma que possa ser validado os seus cálculos e o seu funcionamento. Nos testes em bancada o conversor apresentou rendimento de 87,18% e regulação de 92,68% à plena carga. Ao final do texto é apresentada uma proposta de continuidade do trabalho para a conclusão da tese.

PALAVRAS-CHAVE: Capacitor Chaveado, Conversor CA-CA, Autotransformador.

ABSTRACT

The present work aims to present a new topology of direct AC-AC converter to switched capacitor. This topology employs only semiconductor elements and capacitors, presenting itself as an alternative to low voltage autotransformers with reduced cost and size. This new structure can operate as a voltage step-up or step-down, with a gain of up to 3 or even $1/3$, providing 3 different output voltage levels. Initially, the context of the use of autotransformers is shown for different applications. Direct AC-AC conversion structures are presented, from those that operate at low frequencies using controlled rectifiers, to those driven by PWM that employ high-speed switches. Among the latter, the switched capacitor converters stand out due to their constructive simplicity and performance. In this work, the proposed new topology and its operation steps are presented. Mathematical expressions are developed to calculate the elements that make up the converter. Finally, a circuit is designed, simulated and tested on the bench so that its calculations and operation can be validated. The results in terms of regulation and yield are presented so that it can be seen that this new structure can replace an autotransformer in certain situations. At the end of the text, a proposal for the continuity of the work for the conclusion of the thesis is presented.

KEYWORDS: Switching Capacitor, AC-AC Converter, Autotransformer.

SUMÁRIO

Capítulo 1 INTRODUÇÃO.....	10
Capítulo 2 BREVE HISTÓRICO DAS TOPOLOGIAS	16
2.1 - Análise das Principais Estruturas	16
2.2 - Motivação e Proposta do Trabalho.....	24
Capítulo 3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA.....	25
3.1 - Análise Inicial	25
3.2 - Estados Topológicos	26
3.3 - Primeiro Estado: Capacitor C_1 em carga C_2 e C_3 em descarga	29
3.4 - Segundo Estado: Capacitor C_2 em carga C_1 e C_3 em descarga	29
3.5 - Terceiro Estado: Capacitor C_3 em carga C_1 e C_2 em descarga.....	30
3.6 - Cálculo dos Capacitores	30
3.7 - Esforços de Corrente	33
3.8 - Esforços de Tensão.....	36
3.9 - Resistência Equivalente do Conversor.....	37
3.10 - Ganho de Tensão Teórico e Real	41
3.11 - Capacitor Equivalente Visto pela Fonte.....	45
3.12 - Cálculo de Perdas	45
3.12.1 - Perdas por Condução	45
3.12.2 - Perdas Por Comutação	46
3.12.3 - Perdas totais e Potência de Entrada	49
3.13 - Fator de Potência de Entrada.....	50
Capítulo 4 PROJETO, SIMULAÇÃO E APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS	51
4.1 - Projeto do Conversor CA-CA	51
4.2 - Dimensionamento dos Capacitores	51
4.3 - Dimensionamento do Interruptor	52
4.4 - Determinação das Constantes de Tempo do Circuito	53
4.5 - Ajuste do valor de Capacitância.....	54
4.6 - Resistência Equivalente	54
4.7 - Ganho e Regulação de Tensão	55
4.8 - Potência Dissipada na Carga e Perdas por Condução	56

4.9 - Perdas por Comutação.....	56
4.10 - Potência de entrada e Rendimento	57
4.11 - Potência Reativa e Aparente de Entrada	58
4.12 - Corrente de entrada e Impedância Equivalente.....	58
4.13 - Fator de Potência de Entrada.....	59
4.14 - simulação e teste experimental do circuito	59
4.15 - Discussão dos Resultados	70
Capítulo 5 CONCLUSÃO E PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS	72
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	74

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Gradador.....	12
Figura 2. Cicloconversor [8].....	13
Figura 3. Conversor Matricial [10].....	13
Figura 4. Conversor proposto em [34, 35].	16
Figura 5. Conversor a capacitor chaveado em anel [36, 37].	17
Figura 6. Conversor a capacitor chaveado proposto em [38].	18
Figura 7. Conversor a capacitor chaveado proposto em [39].	19
Figura 8. Conversor a capacitor chaveado proposto em [40].	19
Figura 9. Conversor a capacitor chaveado proposto em [41].	20
Figura 10. Conversor a capacitor chaveado proposto em [42].	21
Figura 11. Conversor CA-CA a capacitor chaveado com equalização de tensão [43].	21
Figura 12. Conversor a capacitor chaveado proposto em [44].	22
Figura 13. (a) Topologia proposta, (b) Modelo de interruptor, (c) Sinal de acionamento.	25
Figura 14. Etapas de operação: (a) C_1 em carga, (b) C_2 em carga e (c) C_3 em carga.	27
Figura 16. Representação da corrente no capacitor em regime de carga operando em: (a) Carga completa; (b) Carga parcial; (c) Carga nula.	31
Figura 17. Representação das correntes no circuito.	33
Figura 18. Corrente nos capacitores.	34
Figura 19. Corrente através dos interruptores do conversor proposto.....	36
Figura 20. Variação da tensão no capacitor ao longo da carga e da descarga.....	38
Figura 21. Modelo de circuito para o conversor a capacitor chaveado.	39
Figura 22. (a) Circuito equivalente em carga;(b) Circuito equivalente em descarga.	41
Figura 23. Possíveis posições para conexão da carga no conversor.....	42
Figura 24. Carga conectada na saída do conversor, $V_o=V_i$	42
Figura 25. Carga conectada na saída do conversor, $V_o=2V_i$	43
Figura 26. Carga conectada na saída do conversor, $V_o=3V_i$	44
Figura 27. Tensão V_{DS} nos interruptores: (a) – $S_1, S_2, S_5, S_6, S_7, S_8, S_{11}$ e S_{12} ; (b) – S_3, S_4, S_9 e S_{10}	47
Figura 28. Resistência equivalente em função da razão cíclica.	55
Figura 29. Circuito do driver de acionamento.	59
Figura 30. Circuito da etapa de potência.	60

Figura 31. Conversor construído.	60
Figura 33. Tensão e corrente de entrada obtidos em simulação.	62
Figura 34. Tensão e Corrente de entrada obtidos experimentalmente.	63
Figura 35. Tensão em diferentes interruptores do circuito obtidas em simulação.	63
Figura 36. Tensão em diferentes interruptores do circuito obtidas experimentalmente.	64
Figura 37. Tensão e corrente em S_1 obtidas em simulação.	64
Figura 38. Tensão e corrente em S_1 obtidas experimentalmente.	65
Figura 39. Tensão e corrente em S_3 obtidas em simulação.	65
Figura 40. Tensão e correntes obtidos experimentalmente no interruptor S_3	66
Figura 41. Tensão nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 obtida por meio de simulação.	66
Figura 42. Tensão nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 obtida experimentalmente.	67
Figura 43. Tensão e corrente em um dos capacitores do circuito obtidos em simulação.	67
Figura 44. Tensão e corrente em um dos capacitores do circuito obtidos experimentalmente.	68
Figura 45. Tensão e corrente de saída obtidos em simulação.	68
Figura 46. Tensão e corrente de saída obtidos experimentalmente.	69
Figura 47. Rendimento teórico e experimental do conversor.	69
Figura 48. Distribuição das perdas.	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Comparativo entre as características dos conversores.....	23
Tabela 2: Tensão sobre os interruptores.	37
Tabela 3: Parâmetros para o conversor proposto.....	51
Tabela 4: Dados do capacitor.	52
Tabela 5: Parâmetros do <i>MOSFET IRFP460</i>	53
Tabela 6. Valores de capacitância C_{GD} para o IRFP460.	57
Tabela 7: Resultados apresentados pelo conversor em simulação.	61

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

A demanda de energia tem crescido no mundo. Esse fato se deve a vários fatores como crescimento populacional, aumento do PIB em países emergentes e também melhoria das condições de vida e conforto [1].

Segundo a EPE (*Empresa de Pesquisa Energética*), no ano de 2021, o maior consumidor de energia foi o setor industrial, absorvendo 182,107 GWh do sistema elétrico. Na sequência, estão os consumidores residenciais, os quais absorveram 151,253 GWh, seguido do setor comercial, o qual utilizou 87,787 GWh do sistema elétrico [2].

Estima-se que em alguns países dentre eles o Brasil, mais de 40% da energia elétrica seja gasta dentro das edificações [3]. O consumo de energia em uma edificação envolve um grande conjunto de variáveis como localização geográfica, horário de funcionamento, taxa de ocupação, iluminação e clima [3]. Em muitos casos, a maior parcela de eletricidade é empregada em sistemas de conforto climático como aquecimento, ventilação e ar-condicionado [1, 3, 4].

Em grande parte das cidades brasileiras as concessionárias de energia disponibilizam aos consumidores a tensão monofásica de 127 V. Equipamentos de controle climático muitas vezes empregam níveis de tensão superior a esse valor devido a alta potência demandada. Equipamentos condicionadores de ar que são habitualmente utilizados em residências podem consumir até 2000 W de potência para cada aparelho. Para diminuir a corrente circulante nos condutores nesses equipamentos é muito comum o emprego dos níveis de tensão mais elevados como 220 V ou 380 V. Em alguns estados e regiões esses níveis de tensão não estão disponíveis a todos os consumidores devido ao tipo de padrão de entrada instalado ou por não ser disponibilizado pela concessionária de energia elétrica. Nesse caso é necessário um autotransformador compatibilizar os níveis de tensão.

Cada tipo de edificação possui demandas diferentes devido aos tipos e quantidades de cargas que são acionadas nesses lugares. Os equipamentos domésticos em geral demandam potências de até 5 kVA [5]. Nos ambientes comerciais essa faixa de potência pode ser mais elevada devido à maior potência das cargas, ainda assim não ultrapassam algumas dezenas de quilowatts. Na indústria existe uma gama maior de cargas que podem variar de poucas centenas de watts até algumas dezenas de kilowatts. O interesse em conhecer essas faixas de potências reside no fato de projetar um circuito que atenda parte dessas demandas.

No setor comercial, a necessidade do uso de autotransformadores é maior se comparado ao residencial, pois é comum o emprego de equipamentos de diferentes níveis de tensão, conforme a necessidade exigida pelos equipamentos de acordo atividade exercida no local. Em algumas atividades exige-se dispositivos de controle de temperatura como condicionadores de ar, câmaras frias, aquecedores e fornos elétricos. Em outras é comum o uso de dispositivos motrizes, como bombas, moedores, centrífugas etc.

A falta de espaço para acondicionar um autotransformador pode se tornar um problema grave, pois a demanda de potência é alta e o espaço físico, em geral, é restrito para acomodação desse equipamento e para ventilação adequada. Há ainda outros inconvenientes: zumbido emitido pelos componentes do autotransformador que pode ser demasiadamente elevado. Nos autotransformadores com núcleo imerso em óleo existe o problema ambiental e sanitário que pode ocorrer caso ocorra vazamento do óleo isolante.

Na indústria, é comum a necessidade do emprego de outros autotransformadores secundários de baixa tensão próximos aos equipamentos que os mesmos alimentam, devido a diferença entre o nível de tensão disponível e o requerido e a grande variedade de cargas. Também é comum o emprego de estabilizadores de tensão de grande porte para proteção de equipamentos de alta potência e alta sensibilidade, como dispositivos de automação: tornos e extrusoras empregados em centros de usinagem.

No ambiente industrial o acondicionamento dos autotransformadores pode ser um problema devido a agressividade do ambiente. Alguns lugares onde esses equipamentos estão instalados, podem ficar sujeitos a elementos corrosivos na atmosfera e também a umidade, fatores que podem comprometer a vida útil dos autotransformadores. Nesse caso é necessário o emprego de autotransformadores com grau de proteção maior com o objetivo de prolongar sua vida útil [6], o que encarece o custo de instalação ainda mais.

O ponto em comum entre esses equipamentos empregados nos três tipos de consumidores, residencial, industrial e comercial é o seu uso para adequação dos diferentes níveis de tensão. A necessidade dessa adequação pode ser uma opção cara devido ao custo que, às vezes, equivale ao valor do próprio equipamento ao qual o mesmo vai suprir. O espaço também pode ser um fator limitante, pois esses equipamentos são pesados e volumosos o que pode se tornar um inconveniente. E existem outros problemas relacionados a acomodação, ventilação e proteção elétrica.

Muitos esforços têm surgido no sentido de diminuir custos, perdas e aumentar a vida útil dos autotransformadores, como o aperfeiçoamento construtivo com o uso de novas ligas na

construção do núcleo [7]. Quanto aos condutores, o alumínio vem sendo empregado na construção dos enrolamentos para diminuição de custos. O uso do alumínio em larga escala ainda esbarra em problemas, como a formação de óxidos duros e de alta resistividade nos contatos elétricos onde esse condutor é empregado aumentando a resistividade do mesmo. No entanto, aos poucos o alumínio vem sendo inserido no mercado de autotransformadores em substituição aos enrolamentos de cobre.

No campo da eletrônica de potência a contribuição reside em aprimorar os conversores CA-CA, de forma que, esses tenham desempenho semelhante aos autotransformadores. Dentre os vários tipos de conversores CA-CA monofásicos existentes, pode-se agrupá-los de várias formas, e, em específico pode-se dividi-los em duas famílias: conversores diretos e indiretos.

A conversão indireta é aquela que apresenta estágio intermediário entre a entrada e a carga. Essa estrutura permite, dentre outras funções, a correção do fator de potência, regulação e supressão de harmônicos, no entanto possui construção mais elaborada e custo elevado se comparada à conversão direta, devido ao número de estágios envolvidos.

Os conversores diretos são aqueles construídos sem estágios intermediários. Dentre esses conversores existem os que empregam apenas retificadores controlados, nos quais a tensão eficaz de saída é modificada através da mudança do ângulo de disparo.

No gradador apresentado na Figura 1, utilizando-se somente tiristores, é possível controlar o nível de tensão na carga modificando o ângulo de disparo. Essa estrutura é usada, por exemplo, em partida de motores, controle de brilho em algumas lâmpadas, controle de temperatura e compensação de reativos.

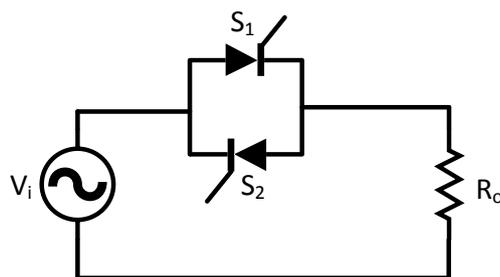


Figura 1. Gradador.

Quando existe a necessidade da redução da frequência da fonte cicloconversores são usados na conversão CA-CA. Na Figura 2 é mostrado o circuito de um cicloconversor. Esse circuito é constituído de dois retificadores controlados. Um retificador composto por S_1 , S_2 , S_3 e S_4 e outro por S_5 , S_6 , S_7 e S_8 . A variação da frequência é produzida modificando o ângulo de trabalho dos retificadores controlados, de forma que um opere em oposição ao outro. Um retificador é responsável por produzir o semiciclo positivo e outro o negativo. Uma

desvantagem é a ocorrência de graves distorções harmônicas durante a operação do circuito. Esse tipo de conversor pode-se empregar em dispositivos de tração elétrica e fornos de indução por exemplo.

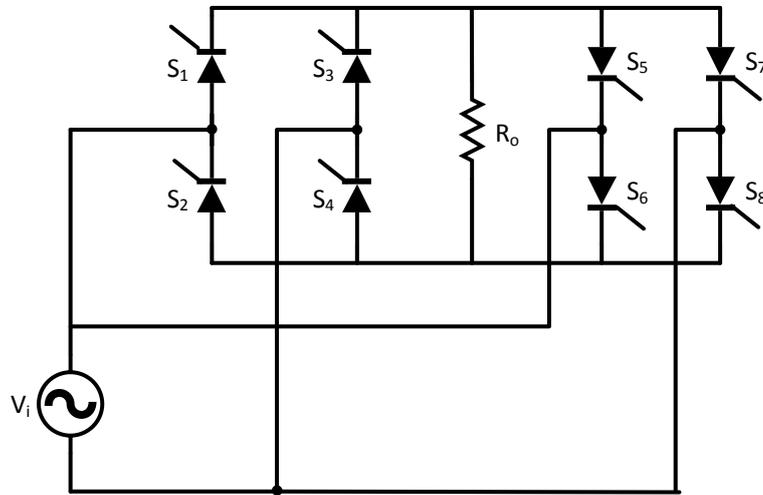


Figura 2. Cicloconversor [8].

Nos conversores diretos que empregam dispositivos de comutação rápida e técnicas de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), pode-se destacar o conversor matricial. Essa topologia é capaz de transferir potência entre uma fonte de M fases para uma carga de N fases empregando $M \times N$ interruptores bidirecionais conforme exibido na Figura 3 [9-11]. Quando utilizado em sistemas trifásicos requer o emprego de 9 interruptores bidirecionais e pode alcançar um ganho de até 86,6% [12]. Possui algumas vantagens, como por exemplo, baixa emissão de harmônicos quando se emprega filtro e a possibilidade do controle do fator de potência de entrada.

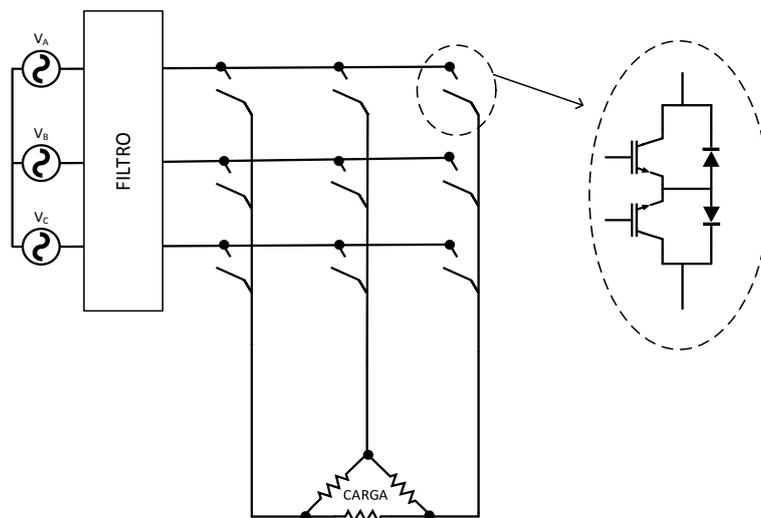


Figura 3. Conversor Matricial [10].

O conversor matricial requer maior número de semicondutores se comparado aos outros conversores apresentados até o momento, pois não se tem um interruptor controlado que opere nos quatro quadrantes. Logo é necessário construir uma combinação que trabalhe dessa forma, sendo necessário vários interruptores.

Embora seja uma estrutura baseada apenas em semicondutores, o filtro passa-baixa de entrada é necessário e desempenha um papel crucial sobre os harmônicos de corrente, pois o conversor comporta-se como uma fonte de harmônicos. Com o filtro indutivo, o conversor aumenta substancialmente de volume e o cálculo e construção adequada do filtro não é simples.

Dando continuidade às topologias de conversores diretos que empregam interruptores de alta velocidade tem-se os conversores a capacitor chaveado. Esses são constituídos unicamente por interruptores, acionados por PWM e capacitores, como elementos armazenadores de energia. Tem como principais características a capacidade de processamento de alta densidade de potência e a possibilidade de integração monolítica assim pode ser construído em tamanhos e peso reduzidos se comparados aos autotransformadores convencionais.

Por processar alta densidade de energia, essa estrutura pode além de substituir os autotransformadores de núcleo magnético também pode atender demandas recentes do mercado de eletroeletrônicos integrados. Uma demanda por exemplo são em sistemas de extração de energia [13-17] onde ocorre pode ocorrer a demanda de conversão CA-CA e ao mesmo tempo espaço e peso serem características limitadoras de projeto.

Como essas topologias de conversores foram pouco exploradas e considerando seu potencial de uso, justificam-se esforços para aprimorar e expandir as mesmas e, por consequência, que elas possam ser uma alternativa aos conversores CA-CA tradicionais, principalmente aos autotransformadores. Dessa forma, esse trabalho busca contribuir com a apresentação de uma nova topologia de conversor a capacitor chaveado senso desenvolvido conforme descrito a seguir.

No capítulo 2 é apresentado um estudo cronológico das principais topologias de conversores CA-CA a capacitor chaveado. São abordadas as principais características, inerentes a essas topologias e os resultados que elas produzem, de acordo com as publicações afins. Ao final do capítulo é apresentada a motivação e proposta do trabalho.

O conversor proposto é apresentado no capítulo 3, bem como suas etapas topológicas de funcionamento. As principais formas de onda também são apresentadas para caracterização detalhada da estrutura.

No capítulo 4 é desenvolvido o equacionamento matemático do conversor de acordo com as características das etapas de funcionamento apresentadas no capítulo 3. As equações deduzidas são empregadas para o dimensionamento dos interruptores e capacitores de acordo com os esforços de corrente, tensão e modos de operação.

O projeto, simulação e teste experimental do conversor são desenvolvidos no capítulo 5. Com o propósito de validar o funcionamento do mesmo, são especificados parâmetros de projeto e com base nas expressões matemáticas deduzidas na seção anterior são dimensionados os componentes para compor o circuito. Então o mesmo é simulado e são apresentados os resultados referentes a corrente e tensão de entrada e saída, formas de onda e, por fim, comparados os resultados calculados, simulados e obtidos experimentalmente.

A conclusão do trabalho é apresentada no capítulo 6. É desenvolvida uma síntese das contribuições do conversor proposto bem como uma análise dos resultados teóricos e práticos obtidos e a proposta de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

BREVE HISTÓRICO DAS TOPOLOGIAS

2.1 - ANÁLISE DAS PRINCIPAIS ESTRUTURAS

Circuitos que empregam somente capacitores como elementos armazenadores de energia foram inicialmente empregados para elevação de tensão na conversão CC-CC [18-27]. Algumas publicações apresentaram a sua viabilidade na conversão CC-CA [28-33]. As primeiras topologias apresentaram baixo rendimento e elevado número de componentes, e consequentemente despertou pouco interesse nesses circuitos para pesquisa no campo da eletrônica de potência.

Nos últimos anos, surgiram topologias CA-CA novas que possuem como características alto rendimento, menor número de componentes e regulação de tensão próxima aos autotransformadores, mesmo operando em malha aberta.

Na conversão CA-CA a capacitor chaveado, poucas publicações são encontradas na literatura. Uma das primeiras é apresentada em [34, 35] no ano de 1994. O circuito é um conversor de ganho unitário e tem como propósito elevar a frequência de alimentação da fonte associando capacitores em paralelo. Como algumas lâmpadas de descarga necessitam de fonte de alimentação de frequência elevada esse circuito propõe uma solução para essa demanda. Na

Figura 4 é exibido o circuito do conversor.

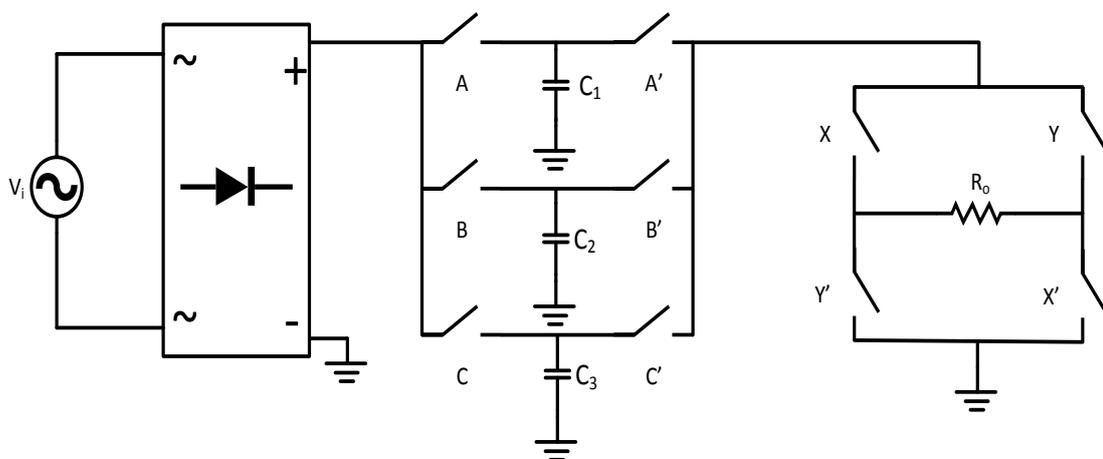


Figura 4. Conversor proposto em [34, 35].

Nos resultados apresentados o rendimento manteve-se em aproximadamente 85% e a sua regulação de tensão em aproximadamente 75%. Outra característica apresentada é a descontinuidade da corrente de entrada devido ao regime de carga dos capacitores. O autor propõe, como solução o emprego de um indutor em série com o circuito para diminuir a ondulação da corrente.

Dando continuidade ao aprimoramento para essa família de conversores, em 2004 foi apresentada uma topologia de conversor configurável capaz de fazer as seguintes conversões CC-CC, CC-CA, CA-CC e CA-CA [36, 37]. Essa topologia foi denominada de conversor em anel. Na

Figura 5 é exibida essa estrutura. Nos resultados obtidos pode-se observar rendimento superior a 80% segundo o trabalho publicado pelos autores.

Apesar das vantagens aparentes dessa topologia, ela emprega grande número de interruptores o que pode restringir o seu uso em algumas aplicações. Além do mais o sistema de acionamento necessita de um sinal de muitas fases o que pode trazer complexidade à construção do circuito.

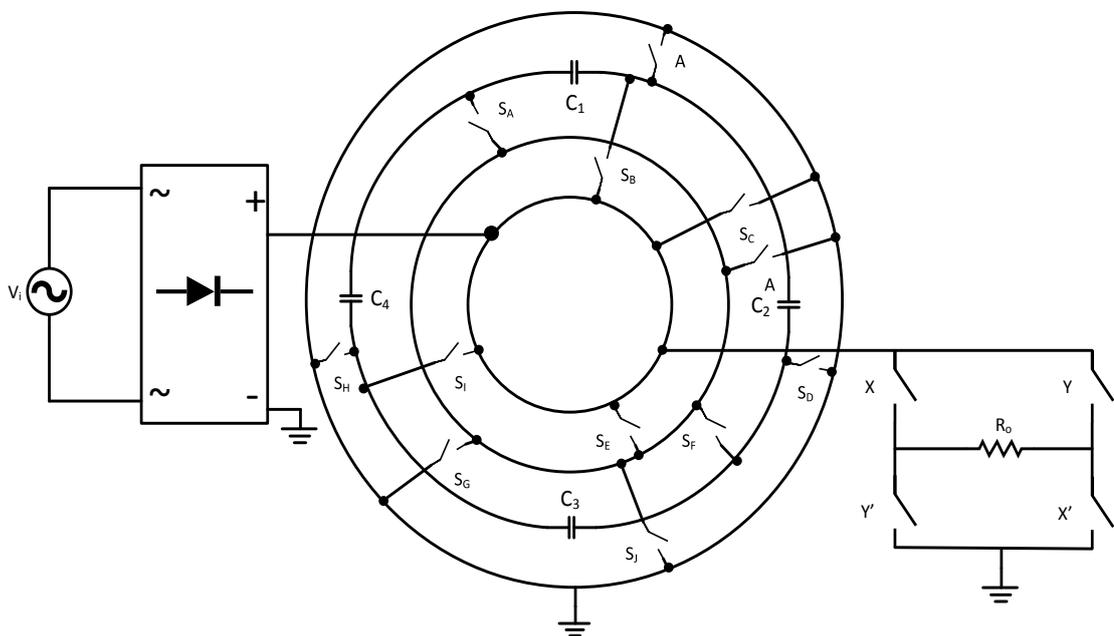


Figura 5. Conversor a capacitor chaveado em anel [36, 37].

Em 2012 foi apresentada uma topologia de conversor CA-CA de alto rendimento [38]. Essa topologia é constituída por oito interruptores e seis capacitores e faz o uso da técnica conhecida como *flying capacitor*, foi possível obter um ganho de duas vezes como elevador ou

$\frac{1}{2}$ como abaixador. Na Figura 6 é exibido o conversor, como se pode observar o circuito possui construção simples e menor número de componentes se comparado com topologias propostas anteriormente.

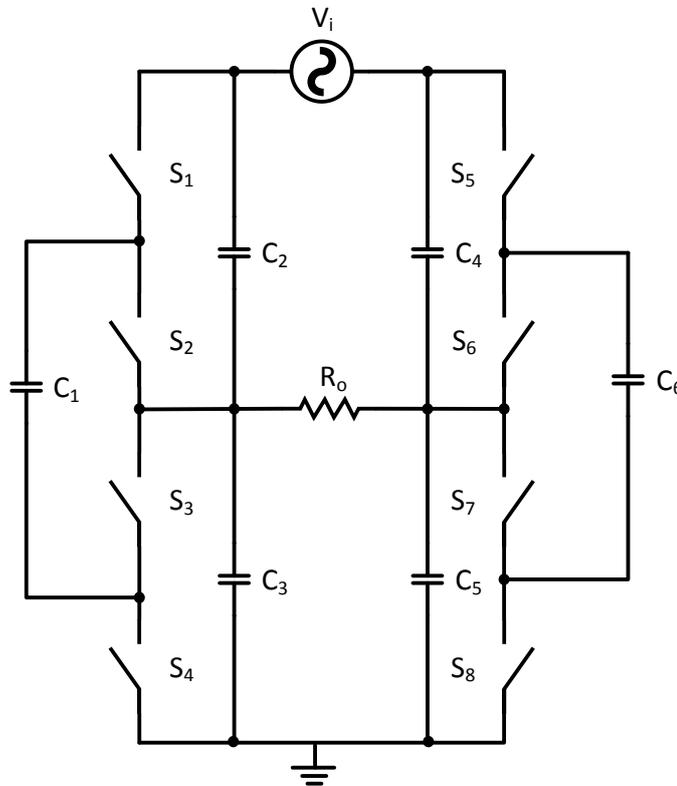


Figura 6. Conversor a capacitor chaveado proposto em [38].

Na topologia proposta, o rendimento alcançado foi de 90,6% e a regulação de tensão de 91%. O fator de potência de entrada manteve-se próximo à unidade. Os resultados foram obtidos para condição de carga nominal.

Em 2013 foi apresentada uma nova topologia de conversor, também empregando a técnica *flying capacitor* a qual é mostrada na Figura 7 [39]. Se comparado com outros conversores apresentados anteriormente, essa nova proposta possui menor número de capacitores e ganho similar à estrutura apresentada anteriormente em [38]. Com potência nominal de saída de 1000 W o conversor apresentou rendimento superior a 97,3% e regulação de tensão de aproximadamente 90%. O fator de potência apresentou resultado próximo à unidade nas condições nominais de carga. No entanto, quando a potência da carga cai abaixo de 50%, o fator de potência decresce rapidamente.

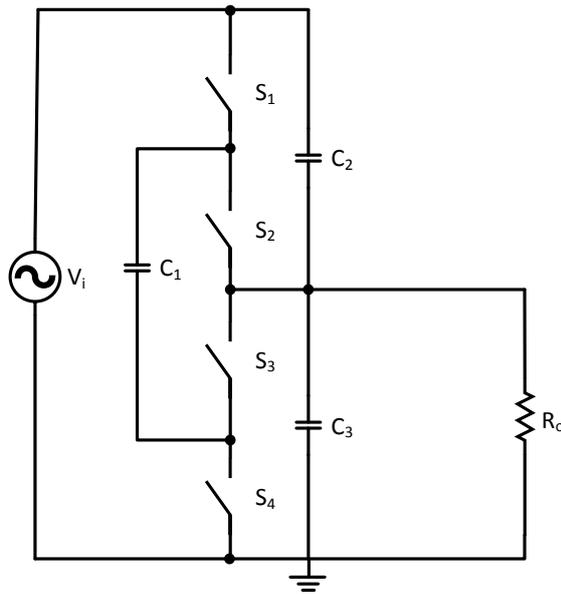


Figura 7. Conversor a capacitor chaveado proposto em [39].

Ainda em 2013, foi publicado um trabalho demonstrando que é possível associar a topologia proposta em [39] em cascata para aumentar o ganho conforme mostrado na Figura 8 [40]. O circuito é constituído por duas células combinadas, cada uma é semelhante à célula apresentada na Figura 7, no entanto conectadas em cascata. Devido a essa associação o conversor é constituído por 16 interruptores e seis capacitores, obtendo ganho de 4 como elevador ou de $\frac{1}{4}$ como abaixador. Nessa publicação o autor não apresentou os resultados de rendimento, regulação e fator de potência para o circuito proposto.

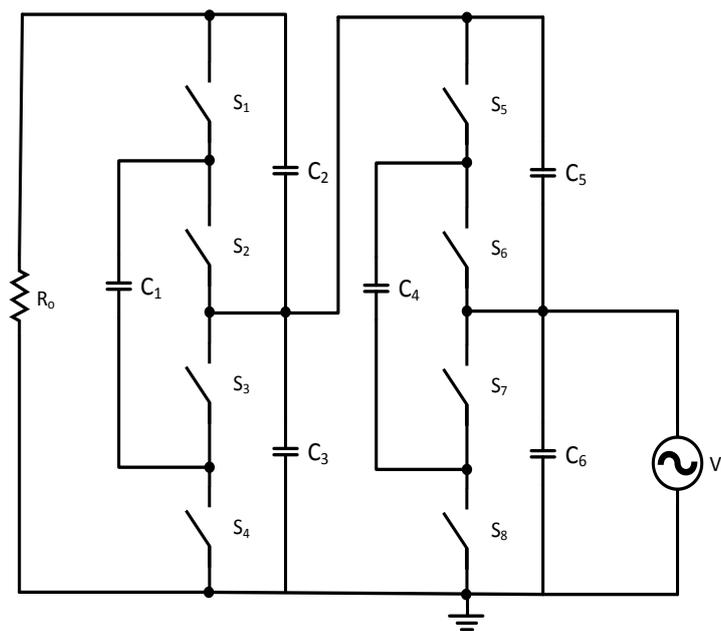


Figura 8. Conversor a capacitor chaveado proposto em [40].

Baseado no trabalho publicado em [39], em 2014 foi proposta uma nova estrutura com 16 interruptores e sete capacitores e o circuito é apresentado na

Figura 9 [41].

Nesse conversor é possível obter ganho de até 1/4. Para validar a topologia foi montado um protótipo 500 W que nas condições nominais de carga apresentou regulação de tensão de 94,23% e rendimento de aproximadamente 70%. Não foram apresentados dados inerentes ao fator de potência de entrada.

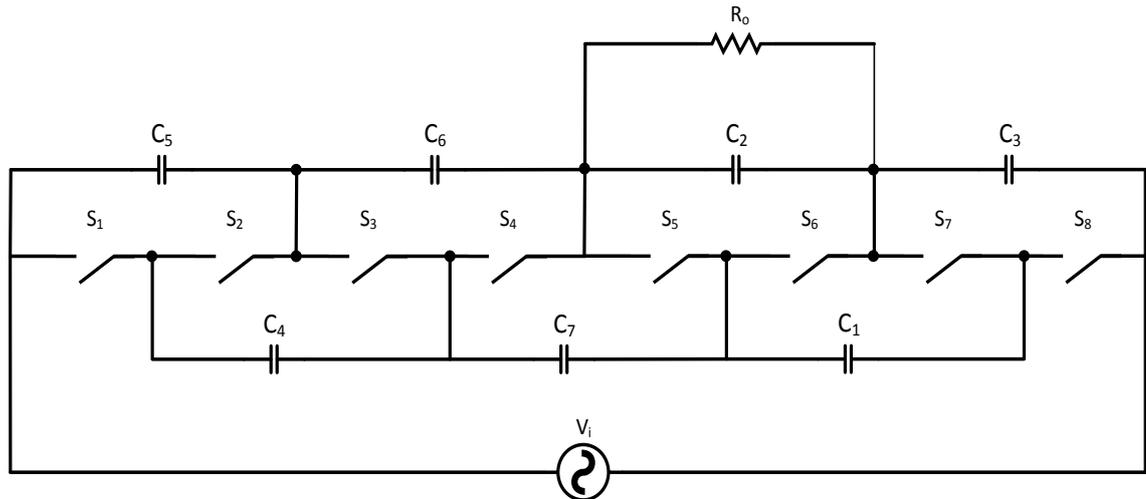


Figura 9. Conversor a capacitor chaveado proposto em [41].

Com o propósito de aprimorar o rendimento, elevar o ganho e diminuir o número de componentes em relação às topologias anteriormente apresentadas, foi proposta uma topologia de conversão CA-CA simétrica cujo circuito é apresentado na Figura 10 [42]. Esse conversor, apresentado em 2015, é capaz de alcançar ganho de até 4 como elevador ou 1/4 como abaixador.

Nos resultados apresentados em simulação, pode-se observar rendimento superior a 80% para o conversor operando como abaixador, para uma faixa de potência de 10 W até 380 W operando com 1/4 de ganho. Como elevador o rendimento manteve-se superior a 80% para uma faixa de potência de 1,35 kW até 5,50 kW.

O fator de potência apresentou resultado superior a 0,8 para carga acima de 3 kW como elevador e 300 W como abaixador. As curvas para o fator de potência e rendimento não são absolutamente lineares e devido a isso, o rendimento e o fator de potência são apresentados em faixas que variam de acordo com a carga. Quanto à regulação de tensão, não foram apresentados os resultados inerentes à mesma no trabalho.

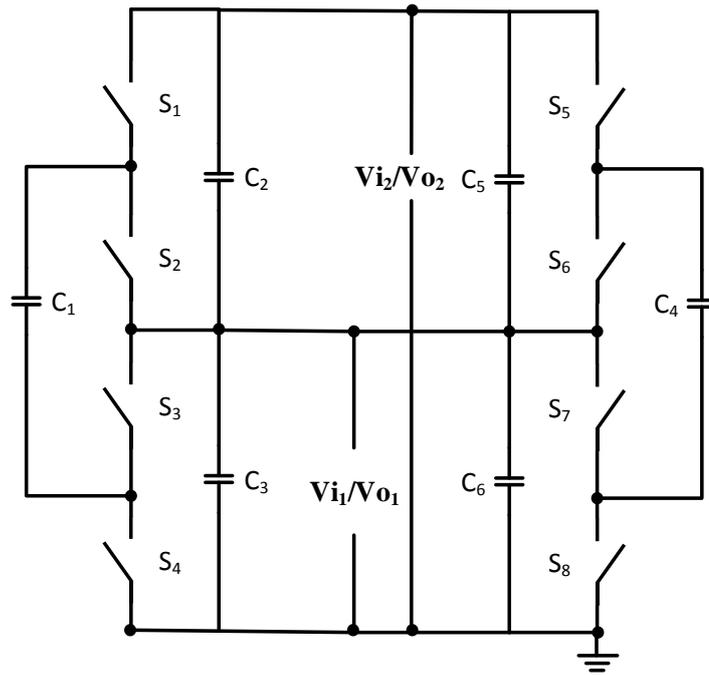


Figura 10. Conversor a capacitor chaveado proposto em [42].

Em 2017, foi apresentada uma topologia de conversor empregando equalizadores de tensão agrupados cujo circuito é apresentado na Figura 11 [43]. O propósito da estrutura é obter alto ganho com um número reduzido de componentes. Para taxas de conversão de $\frac{1}{4}$ e 4 foi possível reduzir ao menos dois capacitores no circuito, quando comparado com o conversor proposto em [39].

Para potência de 200 W, operando como abaixador com ganho de $\frac{1}{4}$, o rendimento obtido é ligeiramente superior a 80% e o fator de potência de entrada é de aproximadamente 0,35. Não foi apresentada a regulação de tensão e nem o rendimento do conversor para o modo abaixador.

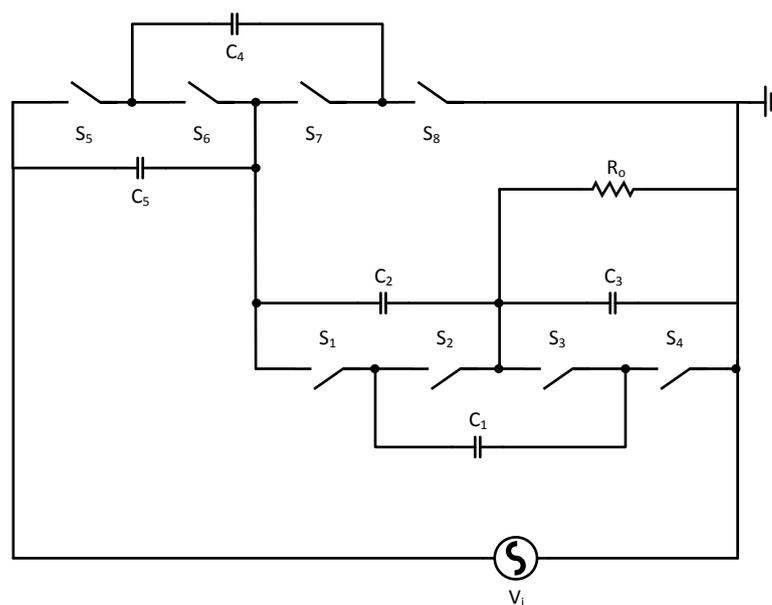


Figura 11. Conversor CA-CA a capacitor chaveado com equalização de tensão [43].

Com objetivo de obter uma topologia modular de alto ganho para conversão CA-CA, foi proposta, em 2018, uma topologia de conversor em cascata de ganho 2^n ou $(\frac{1}{2})^n$ onde n é o número de módulos agrupados [44]. Essa estrutura é exibida na Figura 12 [44]. Cada módulo é formado por dois capacitores e quatro interruptores. O objetivo do trabalho é estabelecer um circuito capaz de alcançar alta taxa de conversão, empregando menor número de componentes quando comparado às outras topologias.

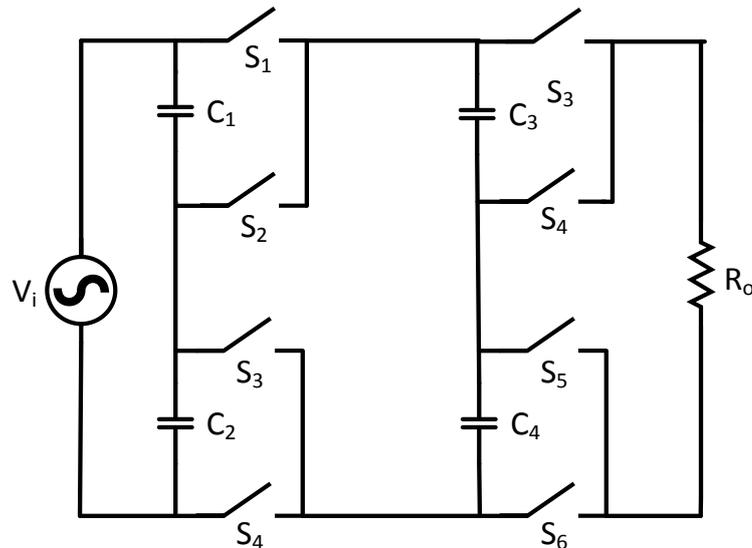


Figura 12. Conversor a capacitor chaveado proposto em [44].

Para potência de saída de 250 W, operando como abaixador, e com taxa de conversão de $\frac{1}{4}$, o conversor alcançou rendimento de aproximadamente 80%. Para essa mesma potência e ainda operando como abaixador o fator de potência de entrada foi de 0,72. Não foram apresentados dados sobre a regulação do circuito e do conversor operando como elevador.

Na Tabela 1, são exibidas as características construtivas entre os conversores analisados anteriormente para uma base mais sólida de comparação. Busca-se nessa tabela exibir a equação de ganho, o número de interruptores e capacitores empregados em cada um desses circuitos. Por fim, o rendimento é apresentado, no entanto somente um desses circuitos foi testado como elevador de tensão, a maior parte foi simulada ou construída como abaixador, pois nessa configuração pode-se alcançar melhor rendimento.

Ainda na Tabela 1, segunda coluna, são apresentadas as equações de ganho. Algumas topologias são de ganho fixo e em outras o ganho pode ser configurado de acordo com a quantidade de células agrupadas em série ou paralelo. Nos testes apresentados nesses trabalhos menor ganho testado e simulado é de $\frac{1}{4}$, enquanto o maior ganho é de 4 vezes.

Quanto ao número de interruptores, pode variar de oito até 32 nas topologias estudadas. O problema de se empregar grande número dos mesmos, do ponto de vista de montagem, é o circuito de acionamento que pode se tornar de difícil de projetar. Do ponto de vista de perdas, aumenta-se as perdas por comutação e por condução, o que pode comprometer significativamente o rendimento e a regulação do conversor.

O número de capacitores nos conversores apresentados ao longo desse trabalho pode variar de quatro até seis. Esses componentes impactam no custo do conversor visto que os mesmos são do tipo filme de poliéster ou polipropileno que em geral possuem custo superior aos eletrolíticos de mesma capacitância. Quanto a eficiência depende da forma de operação do conversor. Quando se emprega a técnica de transferência de carga de um capacitor para o outro, a eficiência é reduzida pois em cada transferência o rendimento máximo pode ser inferior a 50% dependendo das condições de carga e descarga [45]. Dessa forma conversores que não empregam essa técnica de transferência de energia capacitor-capacitor, podem alcançar rendimentos superiores a aqueles que empregam.

Tabela 1. Comparativo entre as características dos conversores.

Topologia	Equação de Ganho	Potência Proposta (W)	Ganho Proposto	Número de Interruptores	Número de Capacitores	Rendimento %
[34, 35]	1	22,6	1	24	5	85
[36, 37]	s/r *	2,5	0,78	20	4	84
[38]	2 ou 1/2	600	1/2	8	6	90,6
[39]	2 ou 1/2	1000	1/2	8	3	97,4
[40]	4 ou 1/4	600	1/4	16	6	NI***
[41]	1/4	500	1/4	16	7	70%
[42]	4 a 1/4**	4000	4	32	6	90%
[43]	1/4 e 4	200	1/4	16	5	82%
[44]	2^n e $(1/2)^n$ **	250	1/4	8	4	78%

* s & r $\in \mathbb{R}_+$ [46];

** O ganho dessa topologia é configurável e depende do número de módulos agrupados;

*** Rendimento não informado.

2.2 - MOTIVAÇÃO E PROPOSTA DO TRABALHO

Os conversores CA-CA de um único estágio ou conversão CA-CA direta têm construção simples, custo menor, possibilitando o uso em larga escala, se comparados com outras estruturas de conversão CA-CA. Dentre esses, atualmente os que empregam capacitor chaveado têm apresentado resultados satisfatórios em termos de rendimento, fator de potência de entrada e regulação de tensão.

Os conversores com o melhor rendimento e regulação são topologias com ganho de $\frac{1}{2}$ e 2 apresentadas em [38, 39]. Quando essas topologias são expandidas de forma a se obter ganhos da ordem de $\frac{1}{4}$ e 4, o rendimento diminui de maneira acentuada devido ao aumento de interruptores e capacitores. Apesar de existirem outras topologias que alcançam esses ganhos o resultado ainda não é satisfatório, em termos de rendimento se comparados aos autotransformadores.

Essencialmente, as pesquisas têm convergido no sentido de incrementar o ganho, diminuir o número de componentes e obter melhor rendimento. Dessa forma, pelos resultados apresentados nesses circuitos, o ganho e o rendimento são grandezas quase inversamente proporcionais. Isso se deve, principalmente, a resistência equivalente dos componentes, uma vez que para aumentar o ganho é necessário aumentar o número de componentes e, por consequência, há aumento de perdas.

Os autotransformadores têm características como preço, volume e peso que trazem limitações ao seu emprego, principalmente, para uso residencial e comercial e oferecem pouca margem para aprimoramento devido às suas características construtivas. Por outro lado, algumas estruturas de conversores CA-CA, puramente a capacitor chaveado, apresentaram bons resultados e isso torna essa estrutura promissora para substituir os autotransformadores.

Depois de estudar as principais topologias de conversores a capacitor chaveado propostas na literatura esse trabalho foi desenvolvido com os seguintes objetivos:

- Propor uma nova topologia de conversor CA-CA que possa obter ganho de até $\frac{1}{3}$ como abaixador ou 3 como elevador;
- Manter o rendimento superior a 90%, mesmo com o conversor operando em ganho e carga máximos;
- Manter a regulação de tensão baixa tal como nos autotransformadores;
- Por fim, o conversor deve apresentar fator de potência próxima a unidade. Essa é uma condição para preservar a qualidade da energia elétrica e atender a norma brasileira vigente sobre o assunto.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

3.1 - ANÁLISE INICIAL

Depois de uma extensa pesquisa foi possível propor a topologia apresentada na Figura 13(a). O conversor é composto por 6 interruptores bidirecionais e 3 capacitores. Cada interruptor é constituído por um par de semicondutores combinados em antiparalelo conforme exibido na Figura 13 (b). Esse par de semicondutores recebe simultaneamente o mesmo sinal no de acionamento.

Dado que o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) é um componente de construção quase simétrica, o mesmo conduz no segundo e terceiro quadrante [47, 48]. Para condução no terceiro quadrante, se nenhum sinal for aplicado ao gatilho, o diodo de corpo entra em condução e a resistência equivalente é a do diodo de corpo. Todavia se um sinal for aplicado ao gatilho com o MOSFET reversamente polarizado, então a condução deixa de ser pelo diodo de corpo e passa a ser no sentido fonte-dreno. A condução fonte-dreno é mais vantajosa do ponto de vista de rendimento visto que a resistência $R_{DS(on)}$ é inferior a resistência do diodo de corpo.

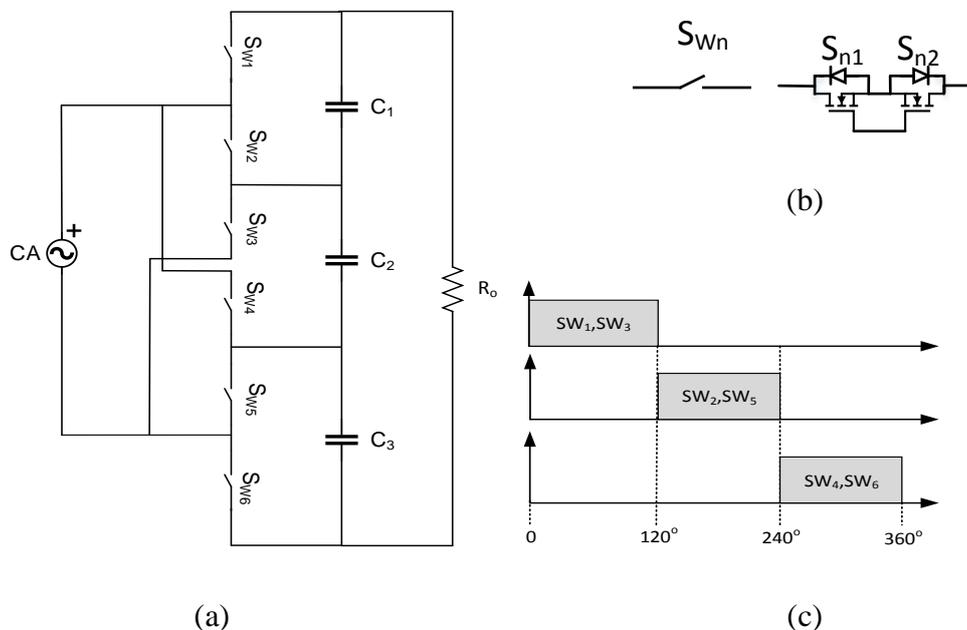


Figura 13. (a) Topologia proposta, (b) Modelo de interruptor, (c) Sinal de acionamento.

O sinal PWM aplicado aos interruptores é exibido na Figura 13 (c). Cada sinal é defasado de 120° sem sobreposição. O ciclo de trabalho pode variar de 0 a 33,33% e em cada etapa um capacitor é carregado.

Esse conversor pode operar como elevador ou abaixador de tensão, bastando a inversão de posições entre fonte e carga. Assim, é possível obter um ganho como abaixador de até $1/3$ da tensão de alimentação da fonte de acordo com o ponto de conexão da carga. Nesse trabalho, o emprego como abaixador não será estudado, de forma que a análise é desenvolvida somente como elevador de tensão.

3.2 - ESTADOS TOPOLÓGICOS

Para essa análise considera-se a fonte de tensão no semiciclo positivo, o conversor em regime permanente e a frequência de comutação muito mais elevada do que a frequência da rede elétrica. Os interruptores empregados no circuito são semelhantes, isto é, tem as mesmas características elétricas. A mesma condição se aplica aos capacitores usados no circuito, possuem mesma resistência série e mesma capacitância.

O funcionamento do conversor pode ser dividido em 3 estados topológicos. Na

Figura 14 são exibidas as etapas de operação do conversor. As formas de onda referentes a essas etapas são apresentadas na Figura 14.

A frequência de comutação é fixa e definida em projeto bem como a razão cíclica. Nos conversores a capacitor chaveado a diminuição da razão cíclica ocasiona aumento das perdas como será discutido posteriormente. Cada capacitor transfere energia para a carga durante 240° do ciclo de trabalho e armazena energia durante 120° .

Em todo o instante de tempo a carga é alimentada por 2 capacitores em série e, respectivamente associados em série com fonte de alimentação, o que produz uma tensão de saída cujo resultado é o somatório dessas três tensões. Sempre existem 2 capacitores fornecendo energia para saída e um terceiro em processo de carga. Em cada etapa existem 2 interruptores conduzindo corrente através dos terminais dreno-fonte e 2 interruptores conduzindo corrente no sentido fonte-dreno.

A análise construída nas próximas seções é para o capacitor C_1 e não será estendida aos capacitores C_2 e C_3 por uma questão de simplificação do trabalho, pois o comportamento apresentado pelos capacitores é o mesmo, as formas de onda resultantes são as mesmas apenas defasadas de 120° .

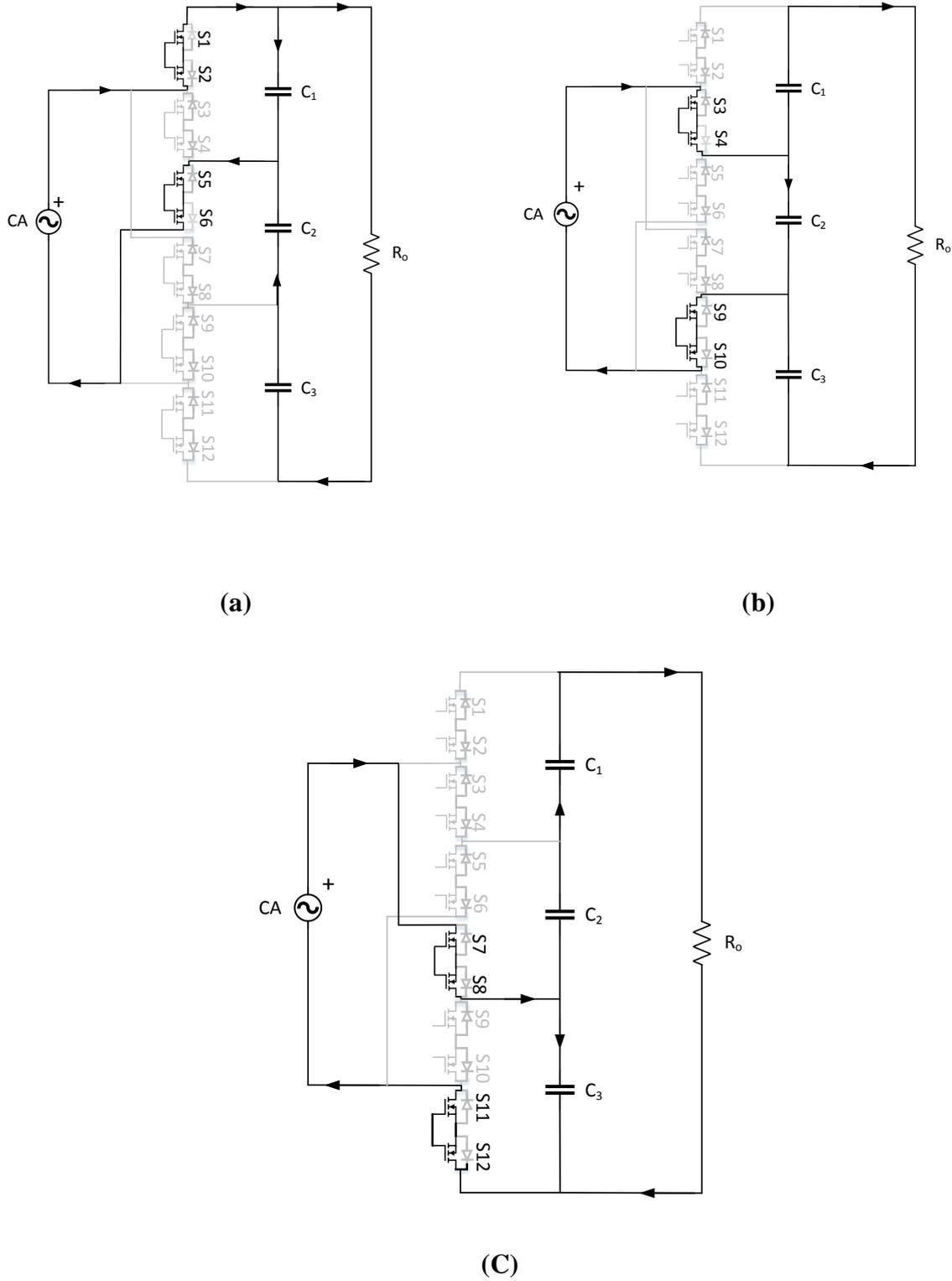


Figura 14. Etapas de operação: (a) C_1 em carga, (b) C_2 em carga e (c) C_3 em carga.

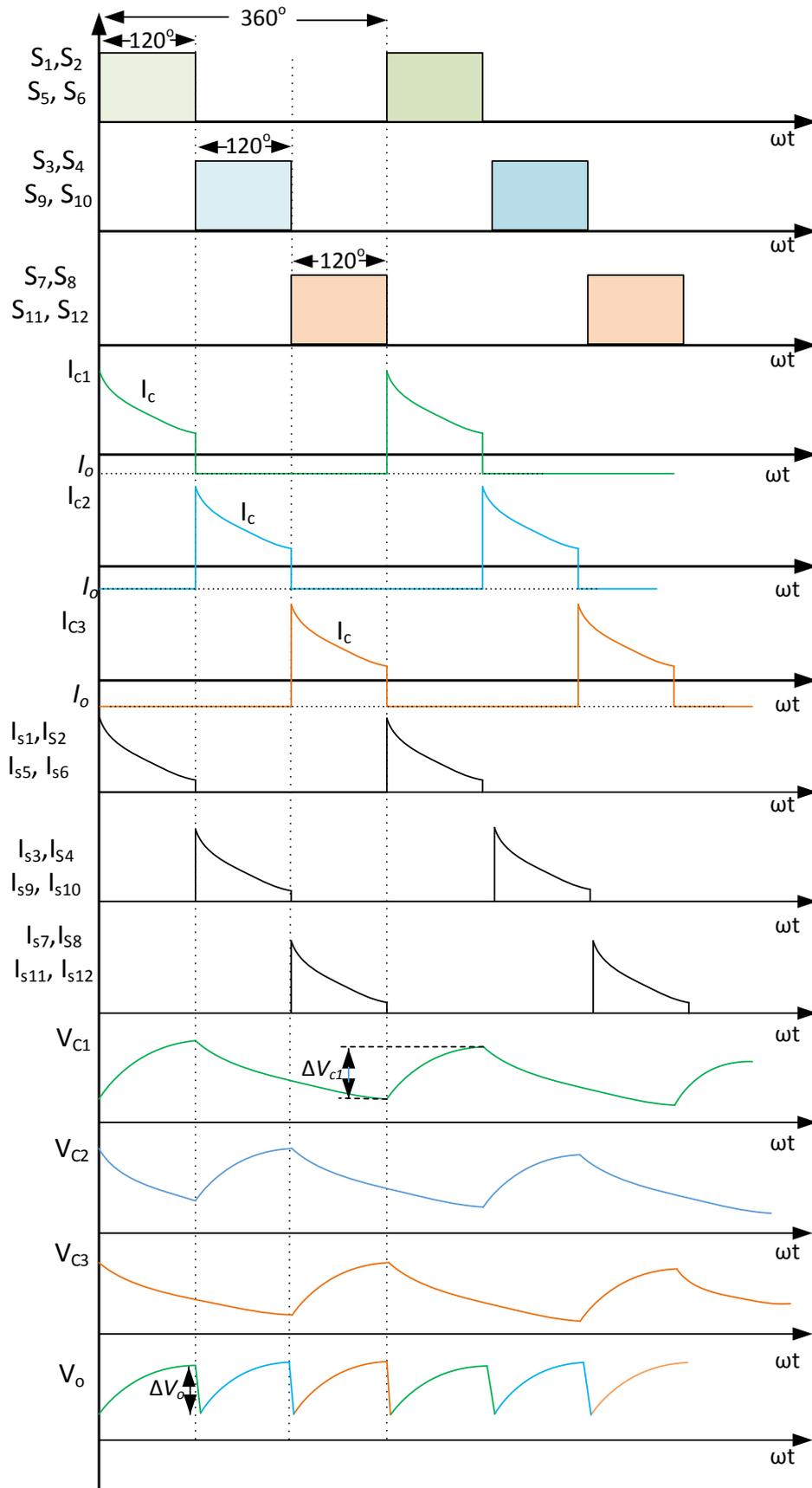


Figura 15. Formas de onda referentes às etapas de operação do conversor.

3.3 - PRIMEIRO ESTADO: CAPACITOR C_1 EM CARGA C_2 E C_3 EM DESCARGA

O circuito analisado é o da

Figura 14 (a). Inicialmente, os interruptores S_1 , S_2 , S_5 e S_6 estão em condução devido ao sinal aplicado no gatilho dos mesmos. A corrente que flui por esses interruptores é a mesma. Dessa forma a corrente instantânea nos mesmos, na primeira etapa, pode ser descrita através da seguinte equação:

$$i_{S1} = i_{S2} = i_{S5} = i_{S6} = i_{C1} + i_o \quad (1)$$

Os capacitores C_2 e C_3 estão fornecendo corrente à carga, dessa forma o valor instantâneo dessas correntes são iguais:

$$-i_{C2} = -i_{C3} = i_o \quad (2)$$

A tensão sobre o capacitor C_1 aumenta e sobre os capacitores C_2 e C_3 diminui conforme pode ser observado na Figura 15. A tensão instantânea na carga é a soma das tensões da fonte e dos capacitores C_2 e C_3 .

$$v_o = v_{C1} + v_{C2} + v_i \quad (3)$$

3.4 - SEGUNDO ESTADO: CAPACITOR C_2 EM CARGA C_1 E C_3 EM DESCARGA

No segundo estado topológico os interruptores S_3 , S_4 , S_9 e S_{10} estão em condução devido ao sinal aplicado no gatilho dos mesmos. Nesse momento a amplitude da corrente nesses interruptores é a soma da corrente absorvida pelo capacitor C_2 e da carga na saída do conversor que pode ser expressa como:

$$i_{S3} = i_{S4} = i_{S9} = i_{S10} = i_{C2} + i_o \quad (4)$$

Os capacitores C_1 e C_2 fornecem energia para carga juntamente com a fonte, e o valor da corrente nos mesmos pode ser expressa como:

$$-i_{C1} = -i_{C2} = i_o \quad (5)$$

Nesse momento a tensão sobre o capacitor C_2 aumenta e sobre C_1 e C_3 diminui, conforme pode ser observado na Figura 15. A tensão sobre a carga é a soma das tensões da fonte e dos capacitores C_1 e C_3 .

3.5 - TERCEIRO ESTADO: CAPACITOR C3 EM CARGA C1 E C2 EM DESCARGA

No terceiro estado os interruptores S₇, S₈, S₁₁ e S₁₂ estão em condução devido ao sinal aplicado no gatilho dos mesmos. Nesse momento, a amplitude da corrente nos interruptores que estão em condução é a soma da corrente absorvida pelo capacitor C₃ e da carga na saída expressa por:

$$i_{S7} = i_{S8} = i_{S11} = i_{S12} = i_{C3} + i_o \quad (6)$$

A fonte, em conjunto com os capacitores C₁ e C₂, alimenta a carga e o valor instantâneo da corrente através deles pode ser expressa como:

$$-i_{C2} = -i_{C1} = i_o \quad (7)$$

Nesse momento a tensão sobre o capacitor C₃ aumenta e sobre C₁ e C₂ diminui conforme pode-se observar na Figura 15. A tensão sobre a carga é a soma das tensões da fonte e dos capacitores C₁ e C₂.

3.6 - CÁLCULO DOS CAPACITORES

Nos conversores CA-CA a capacitor chaveado, o valor da capacitância pode ser calculado de acordo com o fator de potência necessário na entrada do conversor ou apenas de forma a se garantir que o circuito não opere no modo de carga completa conforme mostrado a seguir.

De acordo com a relação entre o tempo de carga, t_{on} e a constante de tempo do circuito $R_{on}C_{on}$ quando em processo de carga, a corrente absorvida pelo capacitor pode assumir três formas distintas [49]:

- Carga Completa;
- Carga Parcial;
- Carga Nula.

Quando o capacitor está em carga e o tempo que o mesmo permanece carregando é muito superior a constante de tempo do circuito, $t_{on} \gg R_{on}C_{on}$ então a corrente apresenta o forma exibida na Figura 16 (a). Essa característica é chamada de método de operação em carga completa. Quando o conversor opera nesse modo os esforços de corrente tendem a aumentar significativamente nos interruptores bem como a ondulação de tensão aumenta nos capacitores, o que pode reduzir o ganho e o rendimento do conversor. Dessa forma esse modo de operação não é o mais adequado para o funcionamento do circuito proposto nesse trabalho.

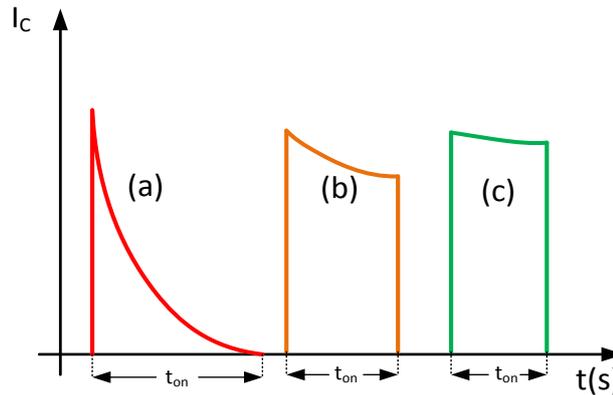


Figura 16. Representação da corrente no capacitor em regime de carga operando em: (a) Carga completa; (b) Carga parcial; (c) Carga nula.

Quando o tempo, no qual o capacitor permanece carregando, é próximo ao valor da constante de tempo do circuito, $t_{on} \approx R_{on}C_{on}$, a corrente no capacitor durante o período de carga assume formato semelhante ao da Figura 16 (b), método de carga parcial. Supondo que o circuito esteja inicialmente operando em carga completa com razão cíclica fixa, para se atingir o método de carga parcial aumenta-se a frequência de comutação ou o valor do capacitor C_{on} atingindo-se assim a menor ondulação de corrente. Esse método de carga é melhor do que o de carga completa, pois apresenta menor esforço de corrente nos interruptores e menor ondulação de tensão no capacitor, contribuindo para aumento do rendimento, ganho e regulação de tensão.

Na última situação, quando o tempo de carga do capacitor é muito inferior a constante de tempo do circuito em carga, $t_{on} \ll R_{on}C_{on}$, a corrente assume forma semelhante ao da Figura 16 (c), método de operação em carga nula. Isso acontece quando se trabalha com frequência de comutação muito elevada ou valores de capacitância altos. Essa seria uma forma ideal de trabalho devido aos baixos esforços de corrente nos interruptores e pouca variação de tensão nos capacitores o que contribui para alcançar ganho, rendimento e regulação superiores as situações apresentadas anteriormente. No entanto o emprego de capacitores de elevada capacitância pode aumentar as dimensões e o custo do circuito bem como o emprego de frequências de comutação altas pode comprometer o rendimento do conversor devido ao aumento das perdas de comutação.

Cada capacitor do circuito proposto nesse trabalho passa por dois estágios, carga e descarga. Para cada uma dessas etapas é associado aos terminais do capacitor um circuito equivalente diferente. Na próxima seção esse tema é discutido com maior profundidade, no momento é necessário analisar apenas o circuito equivalente quando o capacitor está em carga.

Quando um capacitor está em etapa de carga, seja C_1 ou C_2 ou C_3 como exibido na

Figura 14 (a), (b) e (c) a constante de tempo pode ser expressa como:

$$\tau_1 = (4 \cdot R_{DS(on)} + RSE)C \quad (8)$$

em que:

τ_1 – constante de tempo do circuito na primeira etapa de operação, carga;

RSE – resistência série do capacitor;

C – valor de capacitância do capacitor que está em carga;

$R_{DS(on)}$ – Resistência dreno-fonte dos interruptores em condução.

Dado que o circuito do conversor opera em uma frequência de comutação fixa, f_s o período de comutação pode ser expresso como:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (9)$$

em que:

T_s – período de comutação;

f_s – frequência de comutação.

A partir desse ponto é necessário definir o tempo no qual o capacitor permanece carregando, t_{on} e o tempo no qual ele permanece descarregando, t_{off} , de acordo com as seguintes expressões:

$$t_{on} = T_s D \quad (10)$$

$$t_{off} = T_s (1 - D) \quad (11)$$

em que:

D – ciclo de trabalho.

É difícil estabelecer especificamente o ponto a partir do qual o conversor opera em carga parcial ou carga nula. Conforme trabalho publicado em [49] pode-se chegar a uma relação entre a constante de tempo do circuito e o tempo de carga do mesmo:

$$\beta = \frac{t_{on}}{\tau_1} \quad (12)$$

Quando essa expressão apresenta resultado próximo a 0,1 o conversor opera na região de carga nula e quando essa relação se aproxima de 10, o conversor opera em modo de carga completa. A região para qual o conversor opera em carga parcial é próximo a 1.

Substituindo (10) e (8) em (12) e fazendo $\beta = 1$ e a razão cíclica igual a $\frac{1}{3}$, pois é a razão cíclica que cada interruptor permanece em condução, pode-se chegar a seguinte expressão:

$$C = \frac{T_s}{3(4R_{DS(on)} + RSE)} \quad (13)$$

Assim o valor calculado pela expressão (13) é um valor de capacitância médio no qual o conversor opera em modo de carga parcial. O aumento da capacitância ou da frequência de comutação faz com que o conversor se aproxime do método de carga nula. Assim, quanto maior o valor da capacitância, em relação a esse valor calculado na expressão (13), o ganho do conversor, rendimento e regulação se tornam melhores.

O máximo valor de tensão ao qual cada capacitor fica submetido é o mesmo valor de tensão da fonte. Dessa forma, pode-se também definir os esforços de tensão nos capacitores como:

$$V_{cap} = V_i \sqrt{2} = V_{i(pk)} \quad (14)$$

em que:

V_{cap} – tensão sobre o capacitor;

V_i – tensão eficaz de entrada;

$V_{i(pk)}$ – tensão de entrada de pico.

3.7 - ESFORÇOS DE CORRENTE

No conversor existem 3 correntes instantâneas fluindo: corrente na entrada, i_i , corrente na saída i_o e a corrente que flui para o capacitor em carga, i_c , conforme exibido na Figura 17.

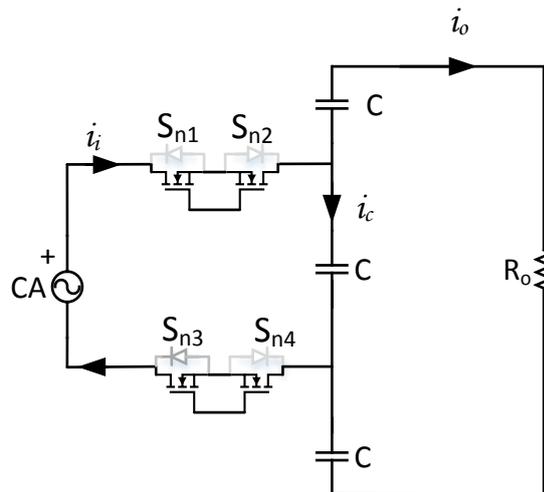


Figura 17. Representação das correntes no circuito.

A representação da corrente em um dos capacitores do circuito é mostrado na Figura 18. A análise apresentada nessa etapa é somente para um dos capacitores, uma vez que a mesma

análise é aplicável para qualquer um dos três capacitores que compõem o conversor. O valor instantâneo da corrente em um capacitor pode ser calculado por

$$i_c = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (15)$$

Fazendo as substituições adequadas pode-se reescrever a expressão (15) da seguinte forma:

$$i_c = \frac{V_{i(pk)} \text{sen}(t) e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{Z_{on}} \quad (16)$$

em que:

Z_{on} – impedância total do circuito do capacitor em carga.

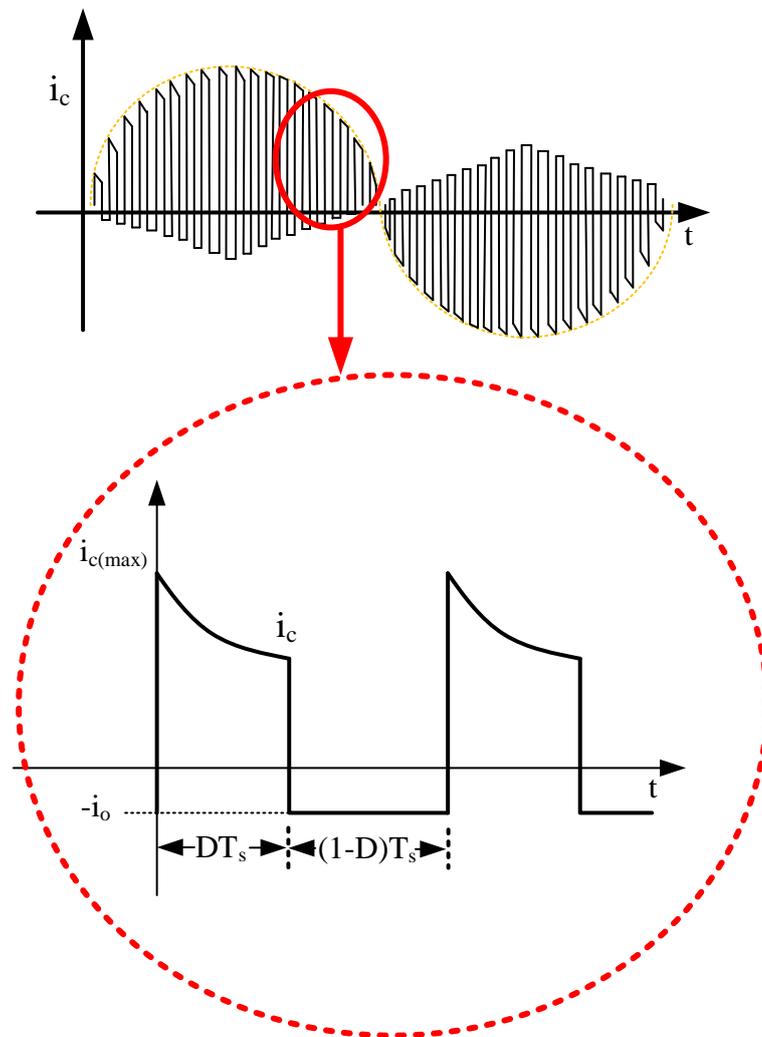


Figura 18. Corrente nos capacitores.

Através da análise da Figura 17 a impedância equivalente para o circuito do capacitor em carga é composto pela resistência série dos quatro MOSFETs conduzindo, da resistência série do próprio capacitor e da impedância do capacitor em carga:

$$Z_{on} = \frac{1 + \omega C(4R_{DS(on)} + RSE)}{\omega C} \quad (17)$$

Dessa forma, substituindo (17) em (16) chega-se a seguinte expressão:

$$i_c = \frac{V_{i(pk)} \text{sen}(t) \omega C e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\omega C(4 \cdot R_{DS(on)} + RSE) + 1} \quad (18)$$

O próximo passo é definir uma expressão para o valor instantâneo da corrente de saída:

$$i_o = \frac{G_v V_{i(pk)} \text{sen}(t)}{R_o} \quad (19)$$

em que:

G_v – Ganho de tensão do conversor;

R_o – Resistência da carga conectada na saída do conversor.

O valor médio da corrente no capacitor, exibida na Figura 18, pode ser dividida em duas partes, uma para t_{on} e outra para t_{off} e a mesma pode ser expressa ao longo de um período de comutação T_s , como:

$$i_c = \frac{(i_c - i_o)DT_s - i_o(1-D)T_s}{T_s} \quad (20)$$

Integrando ao longo de T_s chega-se ao valor eficaz para um período de T_s :

$$I_{c(T_s)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [(i_c - i_o)D - i_o(1-D)]^2 dt} \quad (21)$$

Substituindo (18) e (19) em (21) integrando ao longo de T_s chega-se a seguinte expressão:

$$i_{c(T_s)} = \sqrt{\frac{G_v V_{i(pk)} \text{sen}(t)}{R_o} - \frac{\omega C D V_{i(pk)} \text{sen}(t) e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\omega C(4R_{DS(on)} + RSE) + 1}} \quad (22)$$

No último passo deve-se integrar a expressão (22) ao longo de um ciclo da tensão de entrada para obter o valor eficaz da corrente no capacitor. Dessa forma emprega-se a seguinte equação:

$$I_c = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\sqrt{\frac{G_v V_{i(pk)} \sin(t)}{R_o} - \frac{\omega C D V_{i(pk)} \sin(t) e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\omega C (4R_{DS(on)} + RSE) + 1}} \right]^2 d\omega t} \quad (23)$$

Fazendo-se as devidas substituições, integrando e resolvendo (23) chega-se a seguinte expressão para corrente eficaz:

$$I_c = \sqrt{\frac{V_{i(pk)}^2 \left((G_v + G_v \omega C (4R_{DS(on)} + RSE) - C D R_o \omega C e^{-\frac{t}{\tau_1}})^2 \right)}{R_o^2 (C \omega RSE + 4C R_{DS(on)} \omega + 1)^2}} \quad (24)$$

Como mencionado, a corrente eficaz de saída é parâmetro de projeto do circuito. A corrente eficaz do capacitor pode ser calculada empregando-se a equação (24) e dessa forma pode-se encontrar os esforços de corrente nos interruptores empregando-se a seguinte expressão:

$$I_s = I_c + I_o \quad (25)$$

em que:

I_s – corrente eficaz que flui pelos interruptores;

I_o – corrente eficaz de saída;

I_c – corrente eficaz do capacitor.

Na Figura 19 é exibido o comportamento da corrente através dos interruptores do circuito.

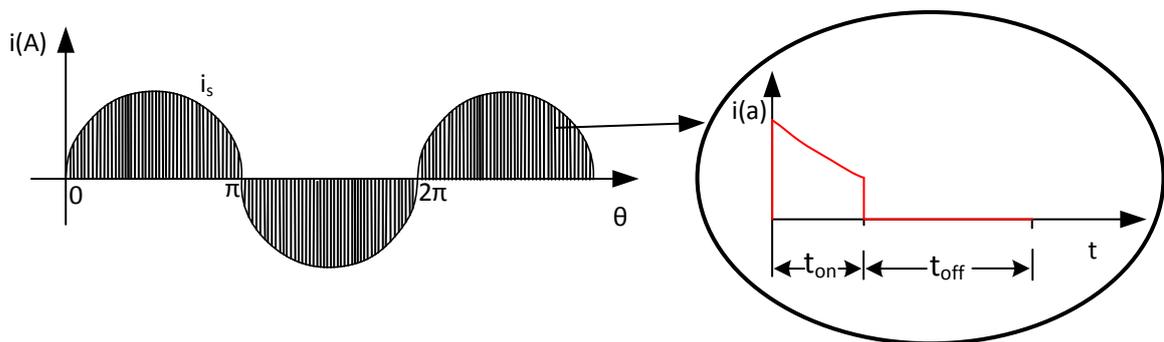


Figura 19. Corrente através dos interruptores do conversor proposto.

3.8 - ESFORÇOS DE TENSÃO

Durante as etapas de operação os interruptores são submetidos às diferenças de potencial mostradas na Tabela 2. S_3 , S_4 , S_9 e S_{10} são submetidos à tensão de pico da fonte de entrada. Por

outro lado, os interruptores restantes são submetidos ao dobro do valor de pico da fonte, $2V_{i(pk)}$. Por questão de equilíbrio de tensão nos capacitores e semelhança nos parâmetros dos *MOSFETs*, nesse trabalho, considera-se que todos os interruptores tem as mesmas características e a sua escolha será pautada somente na expressão (26):

$$V_s = 2V_{i(pk)} \quad (26)$$

Os esforços de tensão sobre os capacitores foram definidos na expressão (14). Dessa forma, a escolha do interruptor é feita pautando-se nas expressões (25) e (26).

Tabela 2: Tensão sobre os interruptores.

Interruptor	Tensão
S ₁ , S ₂	$V_s = 2 \cdot V_{i(pk)}$
S ₃ , S ₄	$V_s = V_{i(pk)}$
S ₅ , S ₆	$V_s = 2 \cdot V_{i(pk)}$
S ₇ , S ₈	$V_s = 2 \cdot V_{i(pk)}$
S ₉ , S ₁₀	$V_s = V_{i(pk)}$
S ₁₁ , S ₁₂	$V_s = 2 \cdot V_{i(pk)}$

3.9 - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DO CONVERSOR

A resistência equivalente é um parâmetro essencial nos circuitos a capacitor chaveado, pois desse parâmetro dependem principalmente a regulação e o rendimento do circuito. O método de dedução foi apresentado em [50, 51], e para o presente conversor é desenvolvido nessa seção.

Para cada período de tempo a tensão no capacitor varia exponencialmente conforme mostrado na Figura 20. Essa variação pode ser descrita pela seguinte expressão:

$$\Delta V_c = V_b - V_a \quad (27)$$

em que:

V_b – tensão máxima ao final do ciclo de carga;

V_a – tensão mínima ao final do ciclo de descarga.

A resposta completa de um circuito RC após aplicação de um degrau é amplamente conhecida e pode ser descrita pela seguinte equação:

$$V_c(t) = V_c(\infty) + [V_c(0) - V_c(\infty)] \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (28)$$

em que:

$V_c(0)$ – tensão no capacitor ao início do ciclo de carga ou descarga;

$V_c(\infty)$ – tensão ao final do ciclo de carga ou descarga depois do circuito atingir o regime estacionário.

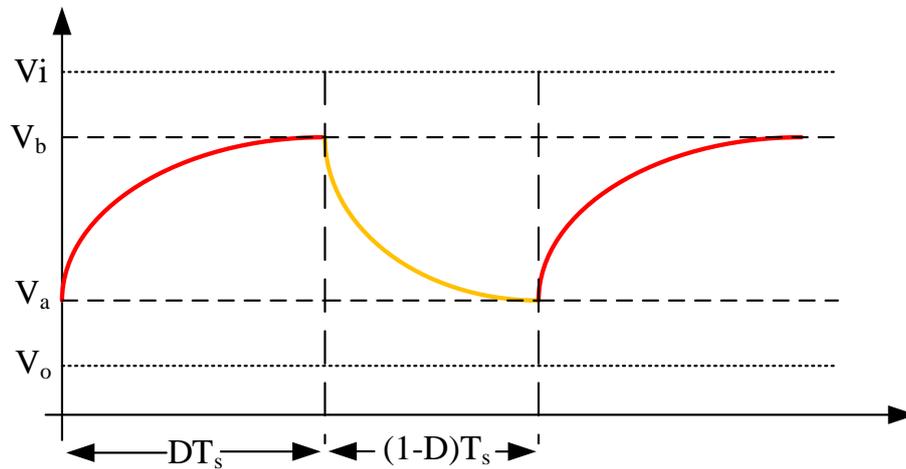


Figura 20. Variação da tensão no capacitor ao longo da carga e da descarga.

Uma vez conhecida a equação da resposta completa do capacitor é necessário substituir as variáveis para cada estado. No estado de carga pode-se atribuir à equação (28) os seguintes termos:

$$t_{on} = DT_s$$

$$\tau = \tau_1$$

$$V_c(0) = V_a;$$

$$V_c(\infty) = V_i;$$

$$V_c(DT_s) = V_b.$$

Fazendo-se as devidas substituições, a expressão (28) pode ser reescrita como:

$$V_b = V_i(1 - e^{\frac{-DT_s}{\tau_1}}) + V_a e^{\frac{-DT_s}{\tau_1}} \quad (29)$$

Na segunda etapa, quando o capacitor está em descarga, as variáveis assumem os seguintes valores:

$$t_{off} = (1 - D)T_s$$

$$\tau = \tau_2$$

$$V_c(0) = V_b;$$

$$V_c(\infty) = V_o;$$

$$V_c((1-D)Ts) = V_a.$$

Fazendo-se as devidas substituições, na etapa de descarga a expressão (28) pode ser reescrita como:

$$V_a = V_o \left(1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_1}}\right) + V_b e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_1}} \quad (30)$$

Com a manipulação algébrica apropriada pode-se obter as expressões (31) e (32) que representam os valores máximo e mínimo instantâneos de tensão sobre o capacitor.

$$V_a = \frac{\left(V_i e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_2}}\right) \left(1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_1}}\right) + V_o \left(1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_2}}\right)}{1 - e^{-\frac{T_s}{(\tau_1 + \tau_2)}}} \quad (31)$$

$$V_b = \frac{V_i \left(1 - e^{-\frac{DT_s}{\tau_1}}\right) + V_o e^{-\frac{DT_s}{\tau_1}} \left(1 - e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_2}}\right)}{1 - e^{-\frac{T_s}{(\tau_1 + \tau_2)}}} \quad (32)$$

Substituindo (31) e (32) em (27) chega-se a expressão da diferença de tensão:

$$\Delta V_c = \frac{(V_i - V_o) \left(e^{-\frac{DT_s}{\tau_1}} - 1\right) \left(e^{-\frac{(1-D)T_s}{\tau_2}} - 1\right)}{1 - e^{-\frac{T_s}{(\tau_1 + \tau_2)}}} \quad (33)$$

Um conversor a capacitor chaveado pode ser representado por um modelo semelhante a um autotransformador conforme exibido na Figura 21. Nessa figura “ G_v ” representa o ganho do conversor enquanto R_{eq} representa a resistência equivalente do circuito e R_o a carga.

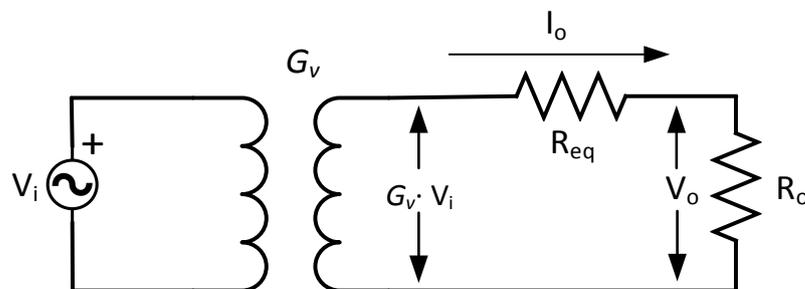


Figura 21. Modelo de circuito para o conversor a capacitor chaveado.

A resistência equivalente no secundário do autotransformador da Figura 21 pode ser calculada aplicando a lei de ohm:

$$R_{eq} = \frac{(G_v V_i - V_o)}{I_o} \quad (34)$$

O valor médio da corrente I_o que é fornecida pelos capacitores pode ser expressa de acordo com (35):

$$I_o = C \left(\frac{\Delta V_c}{\Delta t} \right) = C \left(\frac{V_b - V_a}{T_s} \right) = C F_s (V_b - V_a) \quad (35)$$

Quando qualquer capacitor está descarregando, isto é fornecendo a corrente I_o , sempre existe outro capacitor associado em série com o mesmo. Como foi estabelecido que todas as capacitâncias do circuito são iguais, então a associação em série de dois capacitores de mesmo valor de capacitância faz com que a expressão (35) possa ser representada como:

$$I_o = \frac{C}{2} f_s (V_b - V_a) \quad (36)$$

Substituindo (35) em (34) chega-se a seguinte expressão:

$$R_{eq} = \frac{2(G_v V_i - V_o)}{C f_s (V_b - V_a)} \quad (37)$$

Incluindo o ganho de tensão G_v em (33) e substituindo o resultado em (37) é possível obter a expressão para resistência equivalente:

$$R_{eq} = \frac{2}{C f_s} \frac{(1 - e^{-T_s \left(\frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \right)})}{\left(e^{\frac{-DT_s}{\tau_1}} - 1 \right) \left(e^{\frac{-(1-D)T_s}{\tau_2}} - 1 \right)} \quad (38)$$

O circuito equivalente de carga e descarga é mostrado na Figura 22. Analisando esse circuito é possível obter as constantes de tempo dadas por (39) e (40). Para o conversor proposto a equação completa de resistência equivalente é obtida, finalmente, em (41).

$$\tau_1 = (4R_{DS(on)} + R_{se}) \cdot C \quad (39)$$

$$\tau_2 = (R_{se}) \cdot \frac{C}{2} \quad (40)$$

$$R_{eq} = \frac{2}{Cf_s} \frac{\left(1 - e^{\left(\frac{T_s}{C(3R_{se}/2 + 4R_{DS(on)})}\right)}\right)}{\left(e^{\frac{DT_s}{4R_{DS(on)} + R_{se}} - 1}\right) \left(e^{\frac{(1-D)T_s}{R_{se} \cdot \frac{C}{2}} - 1}\right)} \quad (41)$$

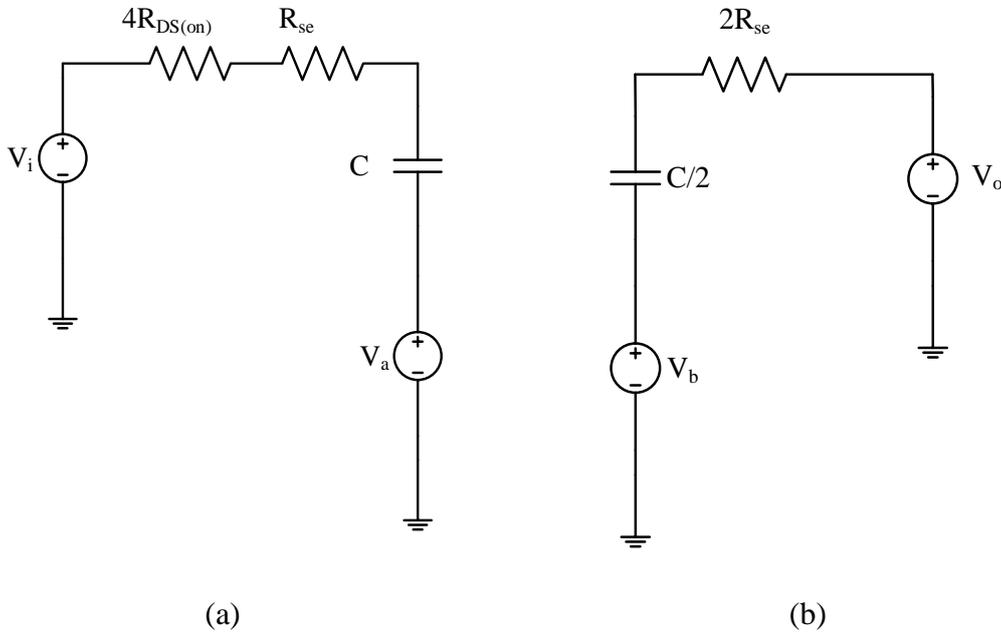


Figura 22. (a) Circuito equivalente em carga; (b) Circuito equivalente em descarga.

3.10 - GANHO DE TENSÃO TEÓRICO E REAL

Na estrutura apresentada na Figura 23, existem três capacitores comutando em alta frequência. Cada capacitor é carregado idealmente com o mesmo valor de tensão que o fornecido pela fonte conforme expressão (42),

$$V_{c1} = V_{c2} = V_{c3} = V_i \quad (42)$$

em que:

V_{c1} , V_{c2} e V_{c3} – tensão eficaz sobre os capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

Conforme ainda exibido na Figura 23 a carga pode ser conectada em três posições distintas, isto é nas posições R_o ou R_{o1} ou R_{o2} . Quando a carga está conectada conforme R_{o2} , mostrado na Figura 24 a tensão eficaz V_o que a carga fica submetida, é igual à tensão de entrada conforme expressão (43) e Figura 24.

$$V_o = V_{c1} = V_{c2} = V_{c3} = V_i \quad (43)$$

Para essa situação o ganho pode ser definido como:

$$G_v = \frac{V_{C1} = V_{C2} = V_{C3}}{V_i} = 1 \quad (44)$$

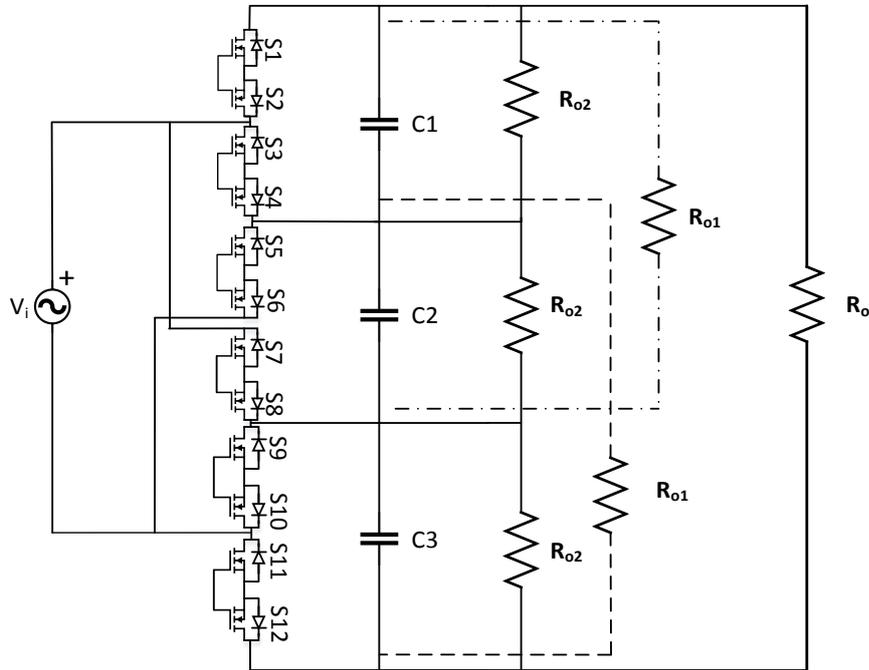


Figura 23. Possíveis posições para conexão da carga no conversor.

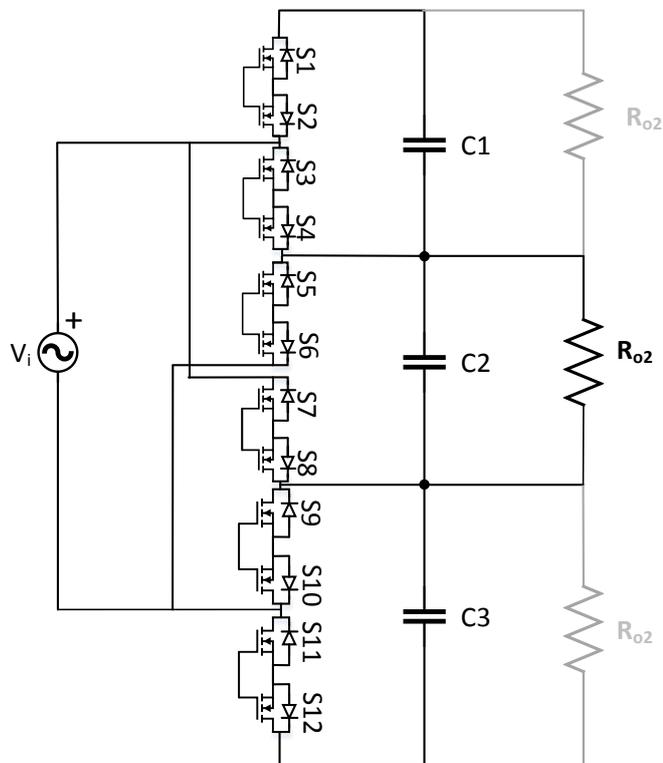


Figura 24. Carga conectada na saída do conversor, $V_o = V_i$.

Quando a carga é associada em paralelo com dois capacitores simultaneamente, conforme R_{o1} na Figura 25, a tensão eficaz sobre a carga é igual à soma das tensões em dois capacitores simultaneamente. A expressão correspondente é apresentada em (45) e (46).

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} \quad (45)$$

ou:

$$V_o = V_{C2} + V_{C3} \quad (46)$$

Dessa forma o ganho pode ser expresso como:

$$G_v = \frac{V_{C1} + V_{C2}}{V_i} = \frac{V_{C2} + V_{C3}}{V_i} = 2 \quad (47)$$

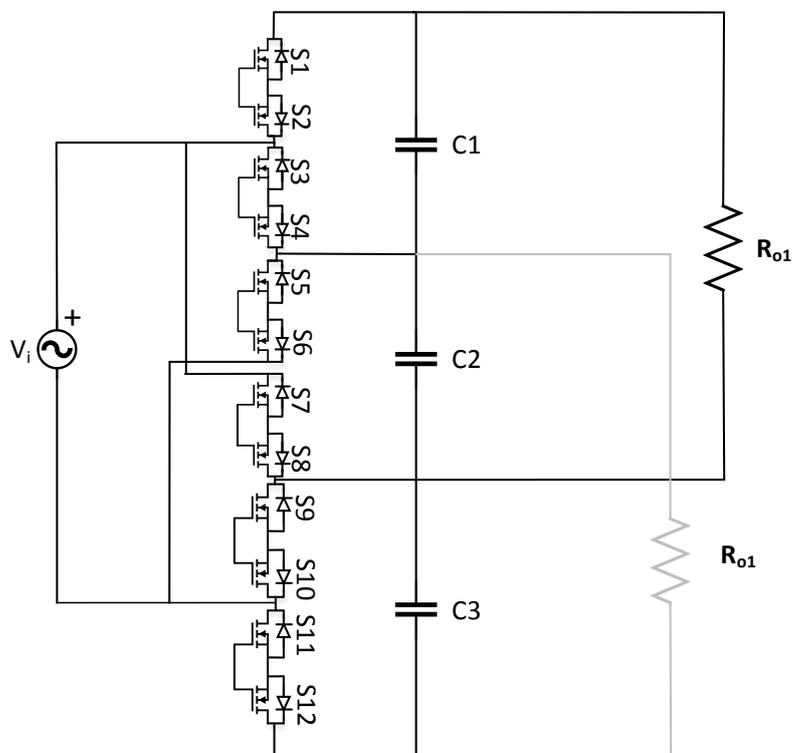


Figura 25. Carga conectada na saída do conversor, $V_o=2V_i$.

Em uma terceira situação, quando a carga é conectada em paralelo com os três capacitores associados em série conforme representado por R_o na Figura 26, a tensão resultante é a soma das tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 .

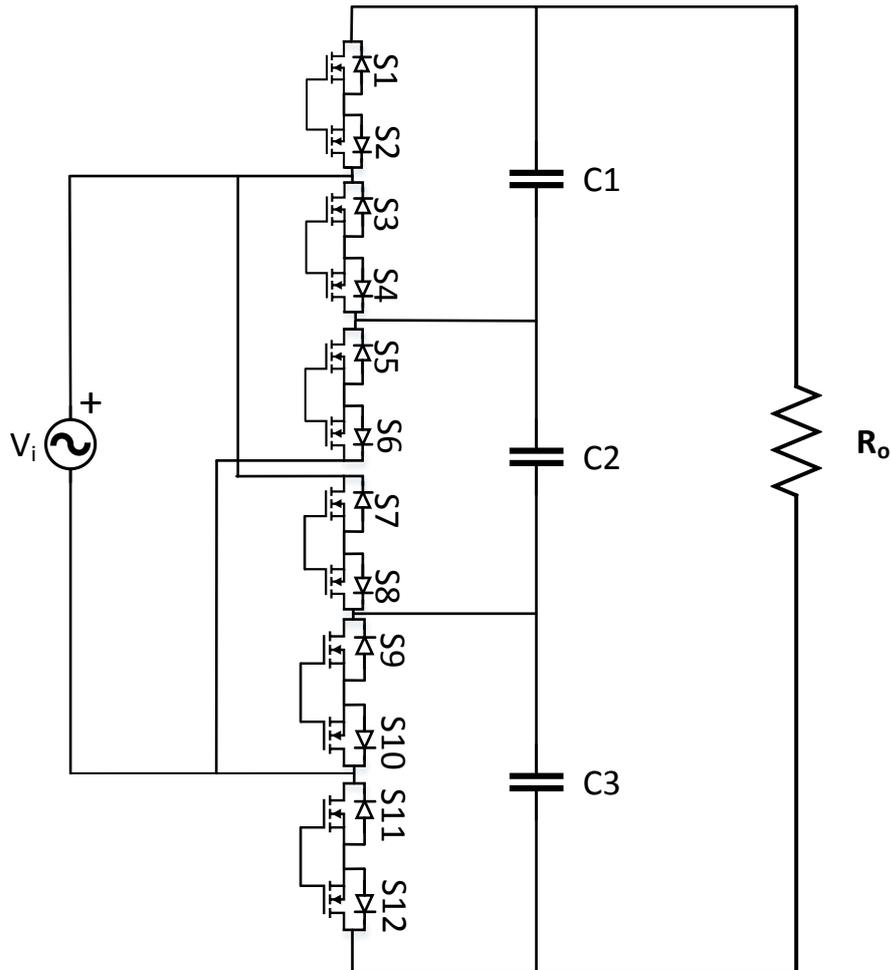


Figura 26. Carga conectada na saída do conversor, $V_o=3V_i$.

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} \quad (48)$$

Nesse caso o ganho estático é definido como:

$$G_v = \frac{V_{C1} + V_{C2} + V_{C3}}{V_i} = 3 \quad (49)$$

Para as próximas etapas será considerado a carga na posição R_o da Figura 26. Dessa forma o ganho estático empregado nos cálculos seguintes é de três.

Voltando à Figura 21 pode-se observar que a resistência equivalente e a resistência de carga formam um divisor de tensão. O valor de tensão na carga depende do valor da resistência equivalente, de forma que quanto maior for essa resistência, menor a tensão aplicada sobre R_o . Dessa forma pode-se definir a tensão de saída como:

$$V_{o_real} = \frac{G_v V_i R_o}{R_{eq} + R_o} \quad (50)$$

em que:

V_{o_real} – tensão eficaz na saída do conversor considerando a resistência equivalente.

Dessa forma o ganho real de tensão do conversor pode ser definido como:

$$G_{v_real} = \frac{V_{o_real}}{V_i} \quad (51)$$

em que:

G_{v_real} – ganho real de tensão do conversor.

Uma vez obtida a tensão de saída pode-se proceder com o cálculo da regulação. A regulação pode ser calculada de acordo com a seguinte expressão:

$$R\% = \left[1 - \frac{(V_o - V_{o_real})}{V_{o_real}} \right] 100 \quad (52)$$

3.11 - CAPACITOR EQUIVALENTE VISTO PELA FONTE

Quando o conversor está comutando em alta frequência, um circuito equivalente referente à associação série-paralelo dos capacitores do circuito difere do valor dos capacitores que compõem o circuito do conversor.

Como a frequência de comutação é muito superior a frequência da fonte, o circuito equivalente visto pela fonte é igual a associação dos três capacitores em paralelo, dessa forma:

$$C_{eq} = 3C \quad (53)$$

em que:

C_{eq} – valor do capacitor equivalente visto pela fonte.

3.12 - CÁLCULO DE PERDAS

3.12.1 - PERDAS POR CONDUÇÃO

Uma vez conhecido o circuito equivalente do conversor, pode-se calcular a tensão na saída e a potência dissipada em cada elemento resistivo representado pela Figura 21.

Como a tensão sobre a resistência R_o foi expressa em (50), a potência de saída pode ser calculada de acordo com a seguinte expressão:

$$P_o = \frac{(V_{o_real})^2}{R_o} \quad (54)$$

A tensão sobre a resistência equivalente pode ser calculada através da seguinte expressão:

$$V_{req} = \frac{G_v V_i R_{eq}}{R_o + R_{eq}} \quad (55)$$

em que:

V_{req} – tensão sobre a resistência equivalente.

A potência dissipada na resistência equivalente, isto é perdas por condução no circuito são calculadas de acordo com a seguinte expressão:

$$P_{req} = \frac{V_{req}^2}{R_{eq}} \quad (56)$$

No valor da potência dissipada calculada por meio de (56) estão as perdas por condução nos capacitores e nos interruptores.

3.12.2 - PERDAS POR COMUTAÇÃO

As perdas por comutação nos interruptores ocorrem na transição entre o estado de condução e não condução do MOSFET. Para a topologia apresentada nesse trabalho, o método de equacionamento utilizado segue os passos do que é apresentado em [52].

Segundo esse método, para cálculo das perdas deve-se calcular as mesmas no momento no qual o interruptor entra em condução e as perdas no momento que interruptor sai de condução. Para o cálculo da potência dissipada nesses instantes é necessário conhecer a tensão V_{DS} e a corrente I_D no momento em que o interruptor entra e quanto o interruptor sai de condução e o tempo necessário para mudança de estado no mesmo.

Inicialmente é necessário consultar, no manual do semicondutor, o valor da capacitância gatilho-dreno CGD. Essa capacitância varia de acordo com a tensão dreno-fonte aplicada ao MOSFET. No manual do semicondutor geralmente essa capacitância é denominada C_{RSS} . O valor da mesma deve ser estabelecida em dois pontos: quando a tensão V_{DS} é máxima e quando a tensão V_{DS} é mínima.

A tensão V_{DS} mínima é o produto entre a corrente I_D , a qual é conduzida pelo interruptor e a resistência dreno-fonte do mesmo, conforme (57). Dessa forma, quando V_{DS} atinge o valor máximo, nesse ponto define-se C_{GD1} . Quando V_{DS} atinge seu valor mínimo define-se C_{GD2} .

$$V_{DS_min} = R_{DS} I_s \quad (57)$$

Utilizando a expressão (58) é possível calcular o tempo de transição de V_{DS} .

$$t_{fv} = \frac{(V_{DS(on)} - R_{DS(on)} \cdot I_s) \cdot R_G (C_{GD1} + C_{GD2})}{2 \cdot (V_{DR} - V_{(plateau)})} \quad (58)$$

em que:

$V_{(plateau)}$ – Tensão de plateau (disponível no manual do interruptor);

V_{DR} – Tensão que o driver aplica no gatilho do MOSFET;

R_G – resistência entre a saída do driver e o gatilho do MOSFET.

A tensão V_{DS} , inicialmente, é o valor instantâneo da tensão de entrada conforme pode ser observado na Figura 27. O tempo de subida da corrente t_{ri} é o t_r obtido no manual do semicondutor, assim:

$$t_{ri} = t_r \quad (59)$$

Quando o interruptor é desligado a tensão V_{DS} varia de seu valor mínimo até o valor máximo. O tempo de subida da tensão pode ser calculado empregando-se a expressão (60).

$$t_{rv} = \frac{(V_{DS} - R_{DS(on)} \cdot I_s) \cdot R_G (C_{GD1} + C_{GD2})}{2 \cdot V_{(plateau)}} \quad (60)$$

O tempo de descida da corrente t_{fi} , pode ser encontrado consultado no manual do semicondutor, esse tempo é definido no manual como *time fall*:

$$t_{fi} = t_f \quad (61)$$

A tensão nos interruptores comporta-se conforme exibido na Figura 27. A corrente em todos os interruptores comporta-se conforme exibido na Figura 19.

As perdas por comutação podem ser definidas como:

$$P_{sw} = \left(\frac{(V_{DS} \cdot I_s)}{2} \cdot [(t_{fv} + t_{ri}) + (t_{rv} + t_{fi})] \right) \cdot f_s \quad (62)$$

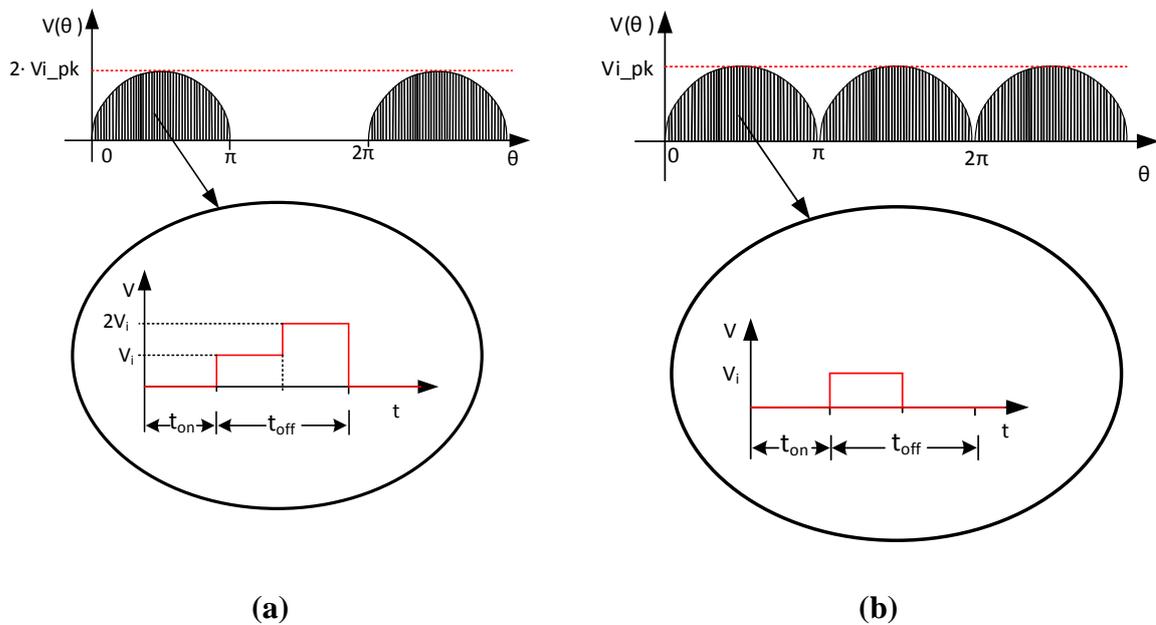


Figura 27. Tensão V_{DS} nos interruptores: (a) – $S_1, S_2, S_5, S_6, S_7, S_8, S_{11}$ e S_{12} ; (b) – S_3, S_4, S_9 e S_{10} .

A tensão V_{DS} aplicada aos interruptores é diferente conforme mostrado na Figura 27, no entanto a corrente possui comportamento similar em todos os interruptores e o forma de onda correspondente foi mostrado na Figura 19. A corrente nos interruptores é aquela descrita pela expressão (25). O valor médio da corrente pode ser calculado substituindo-se nessa expressão (18) e (19) e integrando-se o mesmo para um período de comutação conforme (63) chega-se a expressão (64).

$$I_{c(av_Ts)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [(i_c - i_o)D + i_o(1-D)] dt \quad (63)$$

$$i_{s(av_TS)} = \frac{G_v V_{i(pk)} \text{sen}(t)}{R_o} - \frac{2DG_v V_{i(pk)} \text{sen}(t)}{R_o} + \frac{\omega CD V_{i(pk)} \text{sen}(t) e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\omega C(4R_{DS(on)} + RSE) + 1} \quad (64)$$

Finalmente deve-se integrar a expressão (64) para um semiciclo do período da fonte, obtendo-se a expressão(65):

$$i_{s(av)} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{2G_v V_{i(pk)}}{R_o} - \frac{4DG_v V_{i(pk)}}{R_o} + \frac{2D\omega C V_{i(pk)} e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{RSE\omega C + 4\omega C R_{DS(on)} + 1} \right) \quad (65)$$

A tensão pode ser definida para os interruptores $S_1, S_2, S_5, S_6, S_7, S_8, S_{11}$ e S_{12} em (66) e para os interruptores S_3, S_4, S_9 e S_{10} conforme (67):

$$V_{s1(av)} = \frac{(2 \cdot V_{ipk})}{\pi} \quad (66)$$

$$V_{s3(av)} = \frac{2 \cdot (V_{ipk})}{\pi} \quad (67)$$

Dessa forma, a tensão V_s apresenta valor médio igual em todos os interruptores. Substituindo em (62) as expressões (65) e (66) obtém-se a seguinte expressão:

$$P_{sw} = \left(\frac{2V_{i(pk)} \cdot i_{s(av)}}{\pi} \cdot (t_{ri} + t_{fv}) + (t_{rv} + t_{fi}) \right) \cdot f_s \quad (68)$$

Os tempo t_{fi} e t_{ri} são fixos e são fornecidos no manual do interruptor. Os tempos t_{fv} e t_{rv} dependem de alguns parâmetros, dentre eles, a tensão V_{DS} . Todos os dados para cálculo desses tempos são os mesmo exceto a tensão V_{DS} . Nos interruptores $S_1, S_2, S_5, S_6, S_7, S_8, S_{11}$ e S_{12} a tensão V_{DS} é o dobro do que é aplicado em S_3, S_4, S_9 e S_{10} , dessa forma o t_{fv} e t_{rv} nesses 8 interruptores é o dobro do tempo dispendido nesses últimos 4.

Após fazer essas considerações é possível obter uma equação geral que descreve de forma unificada as perdas por comutação no conversor.

$$P_{sw} = \frac{2V_{i(pk)} \cdot i_{s(av)}}{\pi} \cdot \left(8 \cdot \left[(t_{ri} + 2t_{fv}) + (2t_{rv} + t_{fi}) \right] + 4 \left[(t_{ri} + t_{fv}) + (t_{rv} + t_{fi}) \right] \right) \cdot f_s \quad (69)$$

Simplificando a expressão (69) pode-se encontrar o seguinte resultado:

$$P_{sw} = \left(\frac{2(V_{i(pk)} \cdot I_{s(pk)})}{\pi} \right) \cdot \left((12t_{ri} + 20t_{fv}) + (20t_{rv} + 12t_{fi}) \right) \cdot f_s \quad (70)$$

Fazendo-se a substituição de (65) em (70) pode-se obter finalmente as perdas por comutação.

$$P_{sw} = 8V_{i(pk)}^2 \left(\frac{\frac{-t_{on}}{\tau_1} - 2DG_v RSE\omega C - 8DG_v RSE\omega CR_{DS(on)} - 2DG_v}{\pi^2 R_o (RSE\omega C + 4\omega CR_{DS(on)} + 1)}} \right) \left((12t_{ri} + 20t_{fv}) + (20t_{rv} + 12t_{fi}) \right) f_s \quad (71)$$

3.12.3 - PERDAS TOTAIS E POTÊNCIA DE ENTRADA

As perdas por condução foram calculadas em (56) e as perdas por comutação são obtidas por meio de (70). Dessa forma a potência de entrada é a soma desses elementos de perdas e da potência absorvida na saída do conversor pela carga conforme expresso em (72).

$$P_i = P_o + P_{req} + P_{sw} \quad (72)$$

O valor da capacitância equivalente visto pela fonte foi expresso em (53), e pode-se calcular a potência reativa de entrada conforme a seguinte expressão:

$$Q_i = C_{eq} \cdot \omega \cdot V_i^2 \quad (73)$$

Assim, com a potência ativa de entrada, que foi expressa em (72), e a potência reativa expressa em (73) pode-se calcular a potência aparente de entrada:

$$S_i = \sqrt{P_i^2 + Q_i^2} \quad (74)$$

Com os dados da potência ativa e reativa obtidas em (72) e (73) pode-se expressar na forma complexa a potência de entrada conforme a seguinte expressão:

$$S_c = P_i + jQ_i = |V_i| |I_i| \angle \theta_v - \theta_i \quad (75)$$

em que:

I_i – corrente eficaz de entrada;

θ_v – ângulo da tensão de entrada;

θ_i – ângulo da corrente de entrada.

Isolando o termo I_i na expressão (75) pode-se calcular o módulo e o ângulo da corrente de entrada:

$$I_i \angle \theta_i = \frac{P_i + jQ_i}{V_i \angle \theta_v} \quad (76)$$

3.13 - FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA

O fator de potência de entrada pode ser expresso em função da potência ativa de entrada e da potência aparente, a primeira é calculada através da expressão (72) e a segunda através da expressão (74). Dessa forma, o fator de potência pode ser expresso como:

$$FP = \frac{P_i}{S_i} \quad (77)$$

em que:

FP – fator de potência de entrada.

CAPÍTULO 4

PROJETO, SIMULAÇÃO E APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

4.1 - PROJETO DO CONVERSOR CA-CA

Uma vez apresentadas as etapas de cálculo do é necessário validar seu funcionamento e as expressões desenvolvidas no capítulo anterior. Para validação do conversor, inicialmente, propõe-se o dimensionamento do conversor com as características elétricas mostradas na Tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros para o conversor proposto.

Parâmetro	Valor
V_i	73,35 V
V_o	220 V
f_r	60 Hz
G	3
P_o	650 W
f_s	50 kHz
D	0,33

Dado que a frequência de comutação é 50 kHz, pode-se calcular o período de comutação com o auxílio da expressão (9):

$$T_s = \frac{1}{f_s} = 10 \text{ us} \quad (78)$$

A corrente de saída pode ser calculada com os dados de tensão e potência de saída:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{650}{220} = 2,95 \text{ A} \quad (79)$$

4.2 - DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES

O elemento mais importante no conversor é o capacitor propriamente dito. No projeto para fins de equilíbrio de tensão e corrente, os capacitores são dimensionados considerando que C_1 , C_2 e C_3 têm os mesmos valores de capacitância.

Nesse trabalho, o capacitor é especificado de forma que o circuito opere na região de carga parcial. Considerando que nesse circuito o capacitor empregado é do tipo filme de poliéster e o disponível em laboratório é fabricado pela *Cornell Dubilier Electronics*, pode-se atribuir a resistência série equivalente, do mesmo com o seguinte valor [53]:

$$RSE = 6 \text{ m}\Omega \quad (80)$$

O interruptor não foi especificado, todavia é arbitrado o valor de 500 m Ω visto que é um valor superior a maioria dos interruptores de silício disponíveis no mercado. Nos passos seguintes esse valor será reajustado depois da escolha do interruptor. Retomando à expressão (13) e substituindo na mesma a frequência de comutação e o valor da resistência série equivalente pode-se chegar ao seguinte resultado:

$$C > 3,32 \text{ uF} \quad (81)$$

Dessa forma, o valor da capacitância empregada no circuito deve apresentar valor superior ao resultado da expressão (81) para que o circuito opere na região de carga parcial.

A máxima tensão suportável pelo capacitor foi definida pela expressão (14) e substituindo o valor de tensão de entrada da Tabela 3 pode-se chegar à expressão (82):

$$V_{Cap} = V_i \cdot \sqrt{2} = 104,65 \text{ V} \quad (82)$$

O capacitor escolhido para o circuito é o BLH106K451A062. Esse capacitor é fabricado em filme metalizado com valor nominal de 10 uF e suporta até 450 V_{RMS}. Para garantir melhor estabilidade e desempenho do circuito são empregados 2 capacitores em paralelo. Na Tabela 4 são apresentados os dados resultantes da associação de dois capacitores em paralelo. A resistência série foi medida em laboratório para a frequência de 50 kHz e obtido o valor de 6 m Ω para cada capacitor

Tabela 4: Dados do capacitor.

Parâmetro	BLH106K451A062
Capacitância	20 μ F
Tensão	450 V
RSE	3 m Ω

Definida a capacitância usada no circuito, pode-se calcular corrente eficaz absorvida pelos capacitores empregando-se a expressão (24):

$$I_c = 2,8 \text{ A} \quad (83)$$

Esse último cálculo é importante para o dimensionamento do interruptor do circuito conforme mostrado na próxima sessão.

4.3 - DIMENSIONAMENTO DO INTERRUPTOR

Após o dimensionamento do capacitor, o próximo passo é o dimensionamento do interruptor. A expressão para o cálculo dos esforços de corrente foi apresentada em (25) e

substituindo os valores eficazes obtidos em (83) e (79) pode-se chegar ao resultado da corrente eficaz que atravessa o interruptor:

$$I_s = 2,72 + 2,77 = 5,76 \text{ A} \quad (84)$$

O MOSFET escolhido deve suportar uma tensão máxima entre dreno-fonte conforme especificado pela expressão (26). Substituindo os valores nessa expressão, pode-se encontrar o esforço máximo de tensão que o interruptor estará submetido:

$$V_s = 2 \cdot V_{i(pk)} = 2 \cdot 103,78 = 207,46 \text{ V} \quad (85)$$

O MOSFET escolhido para operação no circuito é o *IRFP460* devido a sua disponibilidade em laboratório para teste. As suas características são exibidas na Tabela 5. Conforme pode ser observado, esse componente atende aos esforços de corrente e tensão apresentados no circuito. A resistência série a ser empregada ao longo desse trabalho é aquela apresentada pelo interruptor apresentada a 70°C.

Tabela 5: Parâmetros do *MOSFET IRFP460*.

Parâmetro	Valor
V_{DS}	500 V
I_D	20 A
$R_{DS(on)} 25^\circ\text{C}$	270 mΩ
$R_{DS(on)} 70^\circ\text{C}$	405 mΩ
V_{plateu}	5 V

4.4 - DETERMINAÇÃO DAS CONSTANTES DE TEMPO DO CIRCUITO

As constantes de tempo do circuito são necessárias para o cálculo da resistência equivalente do conversor. Para o cálculo da constante de tempo no ciclo de carga é necessário inicialmente calcular a resistência equivalente no ciclo de carga. Empregando-se (8) pode-se chegar ao seguinte resultado:

$$\tau_1 = (4R_{DS(on)} + R_{SE})C = 32,46 \mu\text{s} \quad (86)$$

Para a segunda etapa a constante de tempo pode ser calculada com auxílio da expressão (40):

$$\tau_2 = RSE \cdot C = 60 \text{ ns} \quad (87)$$

4.5 - AJUSTE DO VALOR DE CAPACITÂNCIA

Uma vez que foi definido a resistência série do interruptor deve-se reajustar o valor do capacitor para verificar se o valor calculado anteriormente está dentro dos parâmetros para operação em região de carga parcial. Empregando-se novamente a expressão (13) substituindo a resistência série do interruptor a 70°C pode-se definir o valor mínimo de capacitância para operação em carga parcial:

$$C > 4,108 \text{ uF} \quad (88)$$

Dessa forma o capacitor empregado no circuito que é de 20 uF atende os requisitos para o modo de operação desejado.

4.6 - RESISTÊNCIA EQUIVALENTE

A resistência equivalente pode ser calculada empregando-se a expressão (38). Substituindo os valores das constantes de tempo calculadas em (86) e (87) o resultado da resistência equivalente pode ser calculado conforme mostrado a seguir :

$$R_{eq} = \frac{2}{C \cdot f_s} \frac{(1 - e^{-T_s \left(\frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \right)})}{\left(e^{\frac{-DT_s}{\tau_1}} - 1 \right) \left(e^{\frac{-(1-D)T_s}{\tau_2}} - 1 \right)} = 5 \Omega \quad (89)$$

Calculada a resistência equivalente, pode-se construir um gráfico da variação da resistência equivalente em função da razão cíclica conforme a Figura 28. Esse gráfico mostra o comportamento da resistência equivalente e tem como propósito de verificar-se o melhor ponto de operação do circuito em função do ciclo de trabalho.

Como pode-se observar na Figura 28, quanto mais próxima a 0,5 a razão cíclica, menor é a resistência equivalente. Como o conversor pode operar com a razão cíclica máxima de 0,33, esse é o ponto de operação mais adequado.

Existem alguns métodos de controle de tensão de saída que empregam a variação da razão cíclica ou da frequência de comutação [54-58]. Ao variar a razão cíclica ou a frequência, ocorre a variação da resistência equivalente e, conseqüentemente, ocorre o aumento de dissipação de potência na mesma, comprometendo o rendimento do conversor.

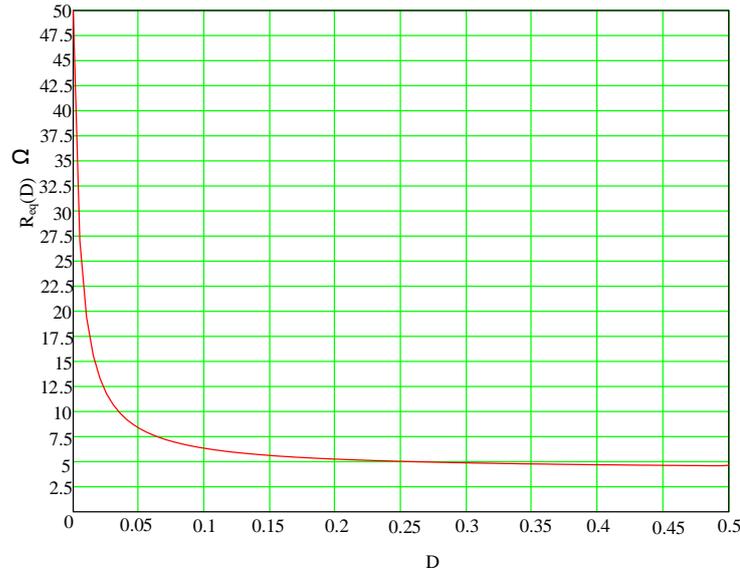


Figura 28. Resistência equivalente em função da razão cíclica.

4.7 - GANHO E REGULAÇÃO DE TENSÃO

Conforme exibido na Figura 21, a resistência equivalente do conversor pode ser representada em série com a carga formando um divisor resistivo. Devido às perdas na resistência equivalente, a tensão resultante sobre a carga apresenta um valor inferior ao ideal podendo ser calculada com auxílio da expressão (50).

Inicialmente é necessário calcular o valor da resistência de carga:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 74,5 \Omega \quad (90)$$

Fazendo-se as devidas substituições pode-se chegar ao valor da tensão real na saída do conversor:

$$V_{o_real} = \frac{G_v V_i R_o}{R_{eq} + R_o} = 206,21 \text{ V} \quad (91)$$

Dessa forma, conversor apresenta ganho abaixo do valor ideal sendo possível com auxílio da expressão (51) calcular o valor real de ganho alcançado pela estrutura:

$$G_{_real} = \frac{V_{o_real}}{V_i} = 2,81 \quad (92)$$

A regulação de tensão é calculada através da expressão (52):

$$R\% = \left[1 - \frac{V_o - V_{o_real}}{V_{o_real}} \right] 100 = 93,3\% \quad (93)$$

4.8 - POTÊNCIA DISSIPADA NA CARGA E PERDAS POR CONDUÇÃO

No conversor existem 3 formas distintas de dissipação de potência, na carga, nas perdas por condução e nas perdas por comutação. A potência dissipada na carga foi definida e pode ser reescrita:

$$P_o = \frac{(V_{o_real})^2}{R_o} = 570,85 \text{ W} \quad (94)$$

Assim, o conversor com a resistência de carga calculada em (90) não dissipa os 650 W especificados no projeto, dessa forma essa resistência deve ser reajustada com o valor da tensão de saída calculada por meio da expressão (91):

$$R_o = \frac{V_{o_real}^2}{P_o} = 65,42 \text{ } \Omega \quad (95)$$

A resistência equivalente possui um elemento de perdas referente à condução pelos interruptores e na resistência série dos capacitores. Uma parcela da tensão do conversor é perdida nesses elementos. Para o cálculo das perdas na resistência equivalente, inicialmente é necessário calcular a tensão sobre ela com o auxílio da expressão (55). O valor do ganho substituído nessa expressão é o ganho real do conversor calculado em (92):

$$V_{req} = \frac{G_{v_real} V_i R_{eq}}{R_o + R_{eq}} = 13,83 \text{ V} \quad (96)$$

A potência dissipada nessa resistência equivalente pode ser calculada por meio da expressão (56):

$$P_{req} = \frac{V_{req}^2}{R_{eq}} = 38,29 \text{ W} \quad (97)$$

4.9 - PERDAS POR COMUTAÇÃO

Na Figura 27 é possível observar que o comportamento da tensão V_{DS} é diferente entre os interruptores do circuito. O driver foi dimensionado de forma que a tensão máxima no gatilho, V_{DR} seja 12V para o interruptor ligado e a resistência R_g é de 3,3 Ω .

O primeiro passo é calcular o tempo de descida da tensão V_{DS} (t_{fv}) no instante de tempo que o interruptor é acionado. Utilizando (58) é possível calcular esse tempo sendo necessário conhecer o valor da capacitância C_{GD} (C_{RSS}) do MOSFET. Consultando o manual do IRFP460 é possível obter esses valores que são mostrados na Tabela 6. Analisando a curva C_{RSS} do

interruptor deve-se verificar qual o valor a mesma assume quando a tensão é máxima e qual valor a mesma assume quando o MOSFET entra em condução e a tensão assume valor mínimo. O valor mínimo pode ser calculado empregando-se (57) e o valor máximo pode ser calculado empregando-se (26). O valor dessas tensões e das respectivas capacitâncias são mostradas na Tabela 6.

Tabela 6. Valores de capacitância C_{GD} para o IRFP460.

V_{DS} máximo	209,30 V	$C_{GD1} = 350$ pF
V_{DS} mínimo	3,5 V	$C_{GD2} = 4,5$ nF

Aplicando esses valores em (58) é possível calcular o tempo necessário para V_{DS} atingir o valor mínimo:

$$t_{fv} = 258,7 \text{ ns} \quad (98)$$

O tempo de subida da corrente, t_{ri} , pode ser consultado no manual do semicondutor, no caso o t_r .

$$t_{ri} = 59 \text{ ns} \quad (99)$$

Na sequência deve-se calcular o tempo necessário para desligamento do interruptor. Nesse tempo a tensão V_{DS} varia do valor mínimo para o valor máximo e a corrente diminui até cessar a condução. O tempo necessário para transição da tensão V_{DS} é calculado de acordo com (60) e encontra-se o seguinte resultado:

$$t_{rv} = 305,72 \text{ ns} \quad (100)$$

O tempo de descida da corrente é obtido no manual do interruptor, t_f .

$$t_{fi} = 58 \text{ ns} \quad (101)$$

Aplicando os resultados obtidos em (98), (99), (100) e (101) em (71), juntamente com o valor de pico da tensão de entrada e da corrente no interruptor pode-se obter as perdas por comutação:

$$P_{sw} = 46,9 \text{ W} \quad (102)$$

4.10 - POTÊNCIA DE ENTRADA E RENDIMENTO

O valor da resistência de carga do conversor foi reajustado para que a potência de saída seja 600 W, conforme mostrado em (95). A potência de entrada pode ser calculada com o auxílio de (72) e da potência dissipada na carga:

$$P_i = 38,29 + 46,9 + 650 = 735,19 \text{ W} \quad (103)$$

Por fim o rendimento pode ser estimado conforme expresso em (104):

$$\eta = \frac{650}{735,19} = 0,88 \quad (104)$$

4.11 - POTÊNCIA REATIVA E APARENTE DE ENTRADA

Devido a presença de elementos capacitivos, o conversor consome reativos da rede. Esses reativos são proporcionais ao valor da capacitância equivalente vista pela fonte, a qual pode ser calculada com o auxílio da expressão (53):

$$C_{eq} = 3C = 60 \mu\text{F} \quad (105)$$

Substituindo o resultado de (105) em (73) pode-se calcular a potência reativa de entrada:

$$Q_i = C_{eq} \omega V_i^2 = 123,72 \text{ var} \quad (106)$$

A potência ativa de entrada foi expressa em (103) e a potência reativa foi expressa em (106), dessa forma é possível encontrar a potência aparente absorvida na entrada do conversor empregando-se (74).

$$S_i = \sqrt{P_i^2 + Q_i^2} = 745,53 \text{ VA} \quad (107)$$

4.12 - CORRENTE DE ENTRADA E IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE

A corrente de entrada do conversor pode ser calculada empregando-se a tensão de entrada e a potência complexa do conversor. A potência complexa é representada empregando-se os dados da potência aparente de entrada conforme expresso em (75):

$$S_c = P_i + jQ_i = 735,20 + j \cdot 123,72 \text{ VA} \quad (108)$$

A potência aparente de entrada é expressa em (108), a tensão de entrada é um parâmetro de projeto, logo é possível calcular a corrente de entrada do conversor:

$$I_i = \frac{S_c}{V \angle 0} = 10,02 + 1,68j = 10,16 \angle 9,21^\circ \text{ A} \quad (109)$$

Considerando que a fonte de alimentação é senoidal e sem defasagem pode-se calcular a impedância equivalente do conversor aplicando-se a lei de Ohm:

$$Z = \frac{V_i}{I_i} = 7,11 - 1,19j = 7,21 \angle -9,59^\circ \quad (110)$$

4.13 - FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA

Como se conhece a potência ativa e potência aparente é possível calcular o fator de potência de entrada baseando-se na expressão (77). Aplicando o resultado de (103) e (108) nessa expressão é possível obter o seguinte resultado:

$$FP = \frac{P_i}{S_i} = 0,98 \quad (111)$$

O fator de potência do conversor é capacitivo, logo a corrente está adiantada em relação à tensão, o que pode ser observado através do resultado da expressão (110). Portanto o conversor fornece reativos à rede elétrica.

4.14 - SIMULAÇÃO E TESTE EXPERIMENTAL DO CIRCUITO

Após os cálculos dos componentes o conversor foi simulado em um software apropriado. Na simulação foram incluídos os elementos de perdas nos interruptores e nos capacitores para que se alcance um resultado mais próximo possível ao real. Apenas as perdas por comutação não puderam ser incluídas na simulação pois o modelo de interruptor não proporciona a inclusão dessas características.

O conversor também foi montado experimentalmente para testes em bancada. **Erro! Fonte de referência não encontrada.** O sinal PWM gerado é aplicado aos transformadores de pulso e cada transformador aciona dois pares de MOSFETs. No secundário do circuito o sinal é grampeado em 12V por diodos zener. Um transistor PNP auxilia no desligamento rápido do MOSFET conforme circuito exibido na Figura 29.

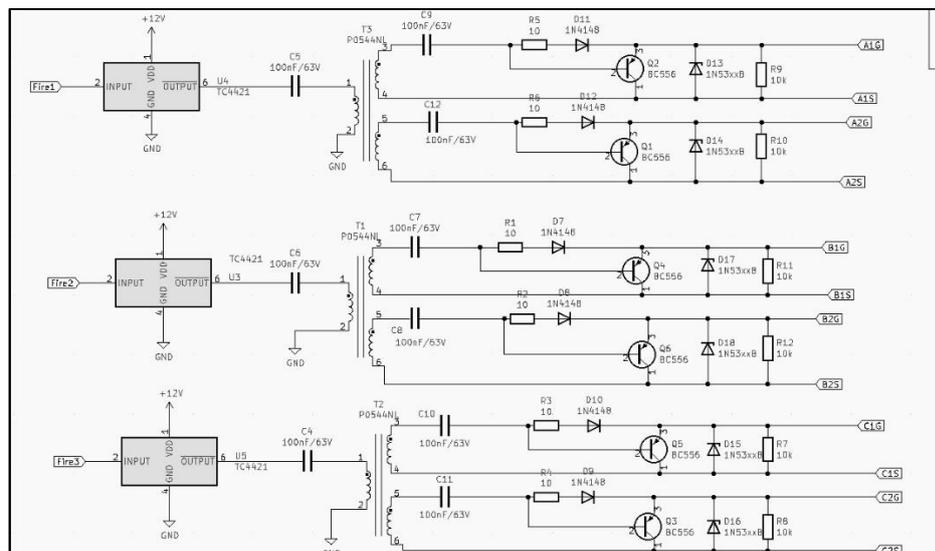


Figura 29. Circuito do driver de acionamento.

O circuito da etapa de potência é mostrado na Figura 30. O conversor montado com as etapas de acionamento e de potência é mostrado na Figura 31.

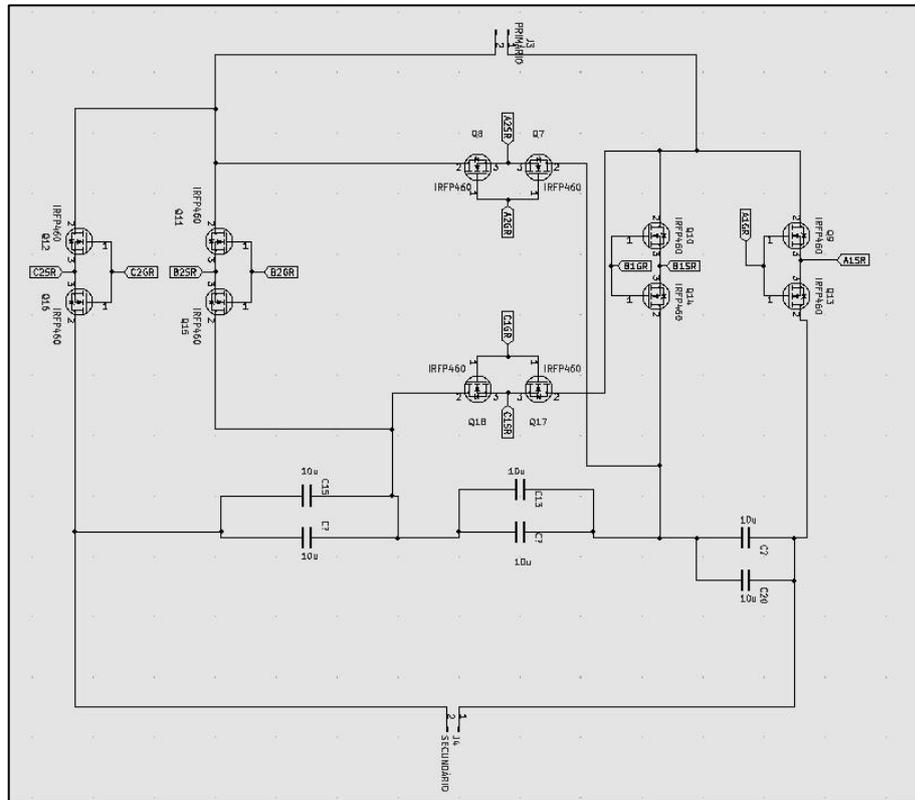


Figura 30. Circuito da etapa de potência.

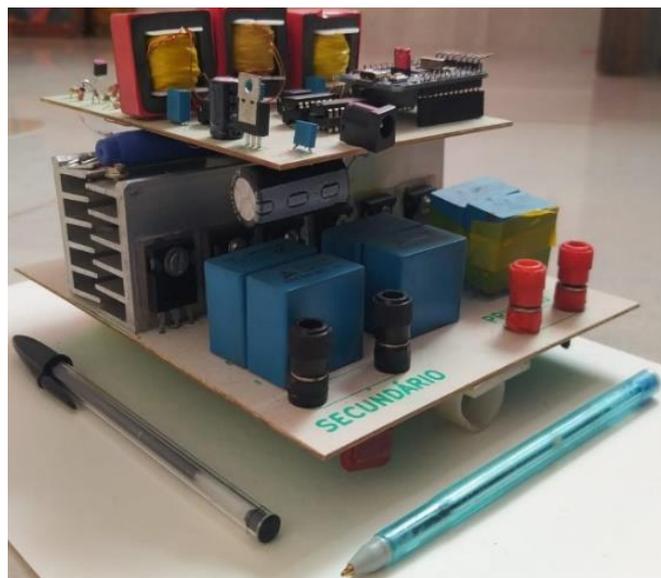


Figura 31. Conversor construído.

Os resultados são exibidos na Tabela 7. Os valores calculados na seção anterior são apresentados na segunda coluna dessa tabela. Os valores obtidos em simulação estão na terceira coluna e os valores obtidos experimentalmente são exibidos na última coluna. A potência ativa de entrada apresenta diferença entre o valor simulado e calculado. Essa diferença é devido às perdas por comutação que não são corretamente simuladas pelo software utilizado. A ausência das perdas por comutação impactam não somente na potência de entrada mas também na potência aparente e reativa de entrada, corrente de entrada e fator de potência.

Tabela 7: Resultados apresentados pelo conversor em simulação.

Parâmetro	Valor Calculado	Valor Simulado	Valor experimental
Potência Ativa de Entrada	735,2 W	708,16 W	747,7 W
Potência Reativa de Entrada	123,72 var	151,36 var	245,69 var
Potência Aparente de Entrada	745,53 VA	724,94 VA	787,05 VA
Fator de Potência	0,98	0,97	0,95
Corrente de Entrada	10,1 A	9,85 A	10.1 A
Tensão de Saída	206,2 V	206,25 V	205 V
Corrente Saída	3.15 A	3.15 A	3.17 A
Potência Ativa Saída	650 W	652 W	651,9 W
Ganho	2,81	2,78	2,77
Regulação	93.2%	93,33%	92,68%
Rendimento	88,41 %	92,09%	87,18%

O fator de potência foi obtido de forma indireta, comparando o atraso entre tensão e corrente de entrada no osciloscópio, dessa forma os resultados práticos apresentam alguma divergência entre o valor calculado e obtido no fator de potência, potência reativa e aparente de entrada.

O ganho ficou abaixo do calculado principalmente devido a variação da resistência $R_{DS(on)}$ com a temperatura. O manual do semiconductor mostra que uma variação de 20 °C para 70 °C eleva a resistência $R_{DS(on)}$ em 50%, o que impacta diretamente no rendimento e regulação.

A tensão e a corrente de entrada obtidos em simulação são mostrados na Figura 32. Nessa imagem pode-se observar que a corrente de entrada está adiantada em relação à tensão conforme esperado devido ao caráter capacitivo do conversor.

A corrente de entrada possui um sinal de alta frequência devido a comutação do conversor conforme exibido na Figura 32. Esse sinal pode ser atenuado com a inserção de um indutor de pequeno valor ou um filtro de interferências eletromagnéticas em série com a entrada.

Para as medições em bancada foi utilizado um osciloscópio TEKTRONIX TPS2024b de 4 canais isolados e largura de banda de 200 MHz. Para aquisição da corrente foi empregada uma ponteira de prova TCPA300 com largura de banda de 100 MHz.

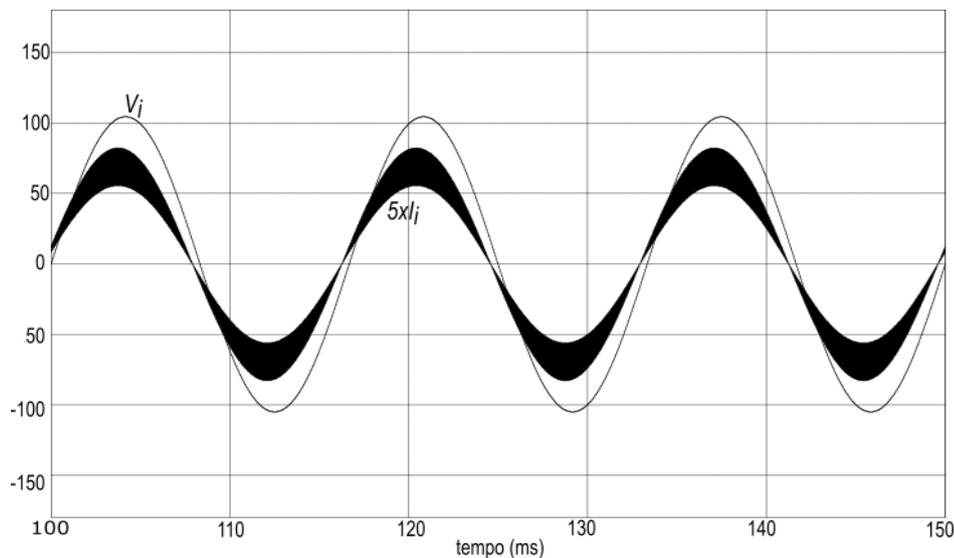


Figura 32. Tensão e corrente de entrada obtidos em simulação.

A tensão e corrente de entrada para o conversor obtidas experimentalmente são exibidas na Figura 33. Experimentalmente sinal de entrada foi ajustado para 73,4 V, todavia, devido à instabilidade da fonte de alimentação, isto é um varivolt, empregada no conversor esse sinal sofre oscilações e no momento da aquisição do sinal para a Figura 33 o mesmo estava em 74 V. Existe também uma distorção próximo ao ponto máximo da tensão, a qual também é refletida na corrente de entrada, mas essa distorção oscila devido à instabilidade da fonte.

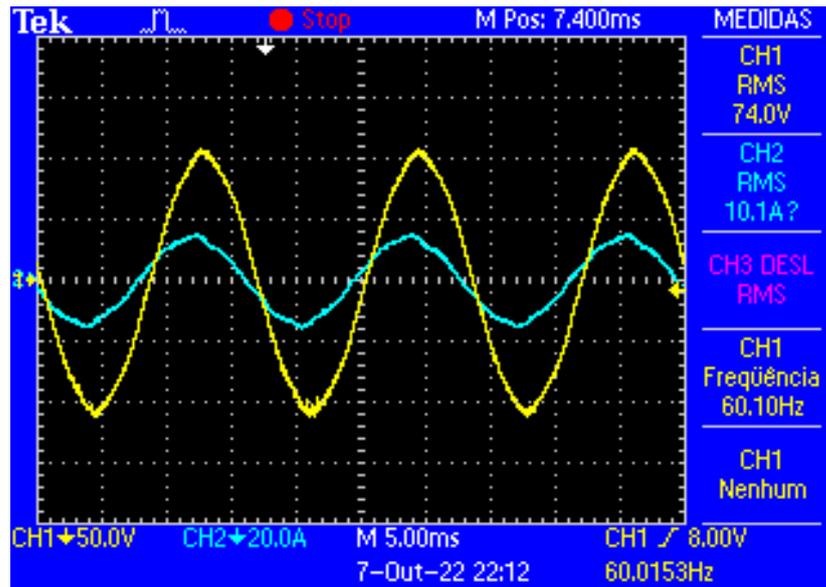


Figura 33. Tensão e Corrente de entrada obtidos experimentalmente.

Na Figura 34 são mostradas as tensões em diferentes interruptores do circuito. O comportamento dessas tensões é previsto conforme mostrado anteriormente na Figura 27. O sinal é de alta frequência com envoltório em baixa frequência. A tensão $V_{DS(1)}$ atinge valor igual ao dobro da tensão $V_{DS(2)}$, no entanto o valor nominal da corrente em todos os interruptores é o mesmo.

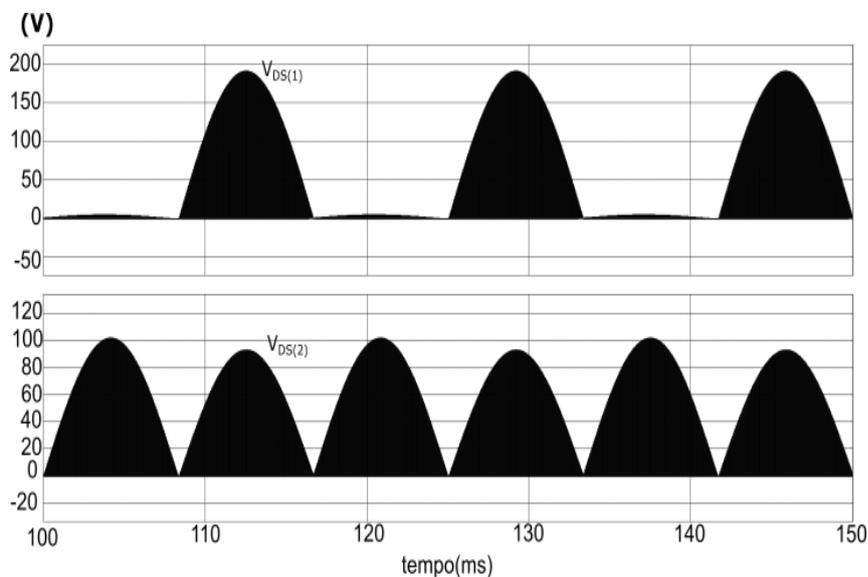


Figura 34. Tensão em diferentes interruptores do circuito obtidas em simulação.

A tensão nos interruptores obtida de forma experimental é exibida na Figura 35. Conforme mostrado o sinal é similar ao simulado apresentando. A tensão é ligeiramente inferior a tensão simulada devido à queda de tensão nos próprios interruptores, capacitores e indutâncias parasitas do circuito.

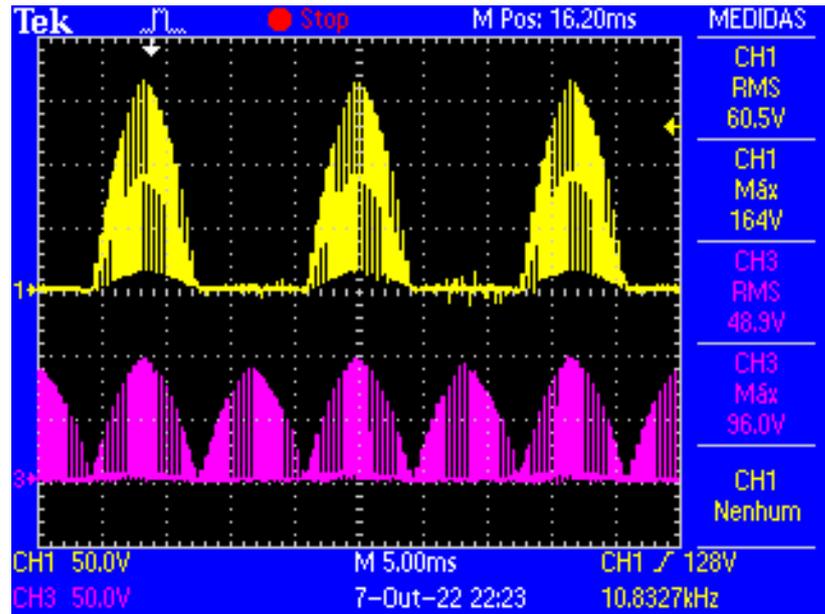


Figura 35. Tensão em diferentes interruptores do circuito obtidas experimentalmente.

Na Figura 36 são exibidas a tensão e corrente no interruptor S_1 . O interruptor conduz por metade do ciclo da tensão de entrada de forma direta, isto é dreno-fonte e outra metade fonte-dreno. Assim a tensão V_{DS} apresenta o comportamento descrito nessa figura.

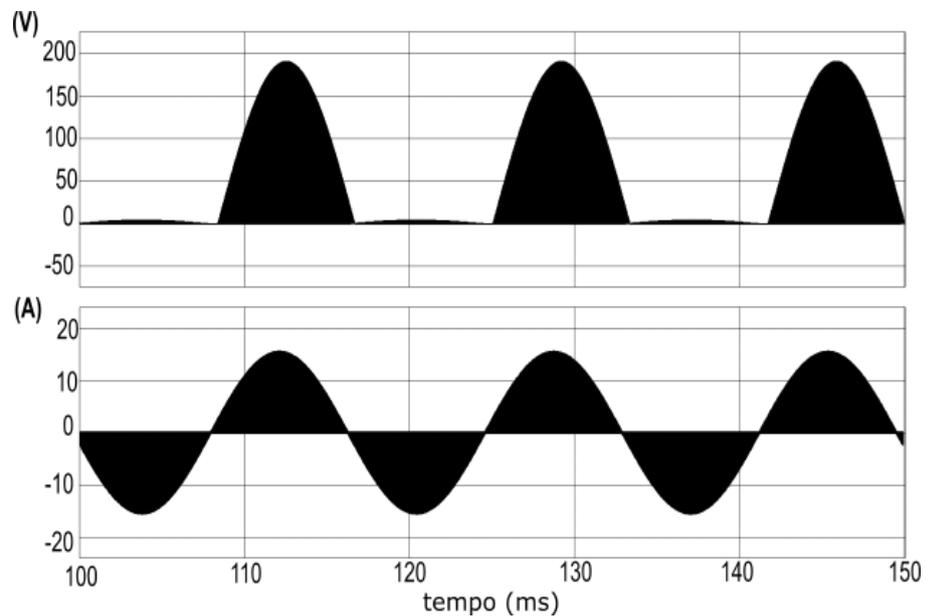


Figura 36. Tensão e corrente em S_1 obtidas em simulação.

Na Figura 37 é apresentado o resultado da tensão e corrente obtidos experimentalmente no interruptor S_1 . O resultado é similar ao simulado em Figura 36.

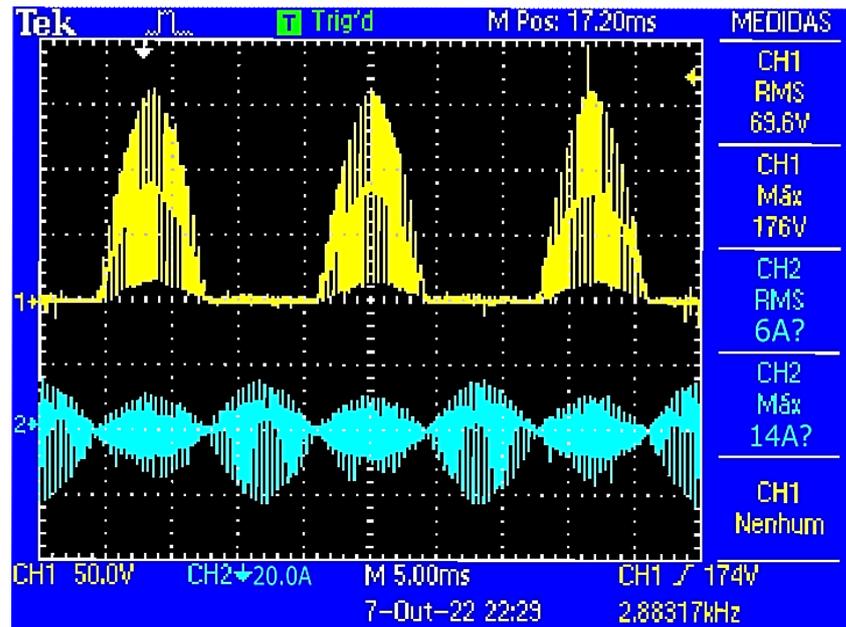


Figura 37. Tensão e corrente em S_1 obtidas experimentalmente.

Na Figura 38 são exibidas as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 obtidas em simulação para o conversor proposto. O envoltório da tensão V_{DS} apesar de ter o dobro da frequência se comparado ao envoltório em S_1 mostrado na Figura 37, em S_2 a amplitude tem somente 50% do valor de S_1 . A corrente em todos os interruptores do circuito tem o mesmo valor e mesmo envoltório e frequência.

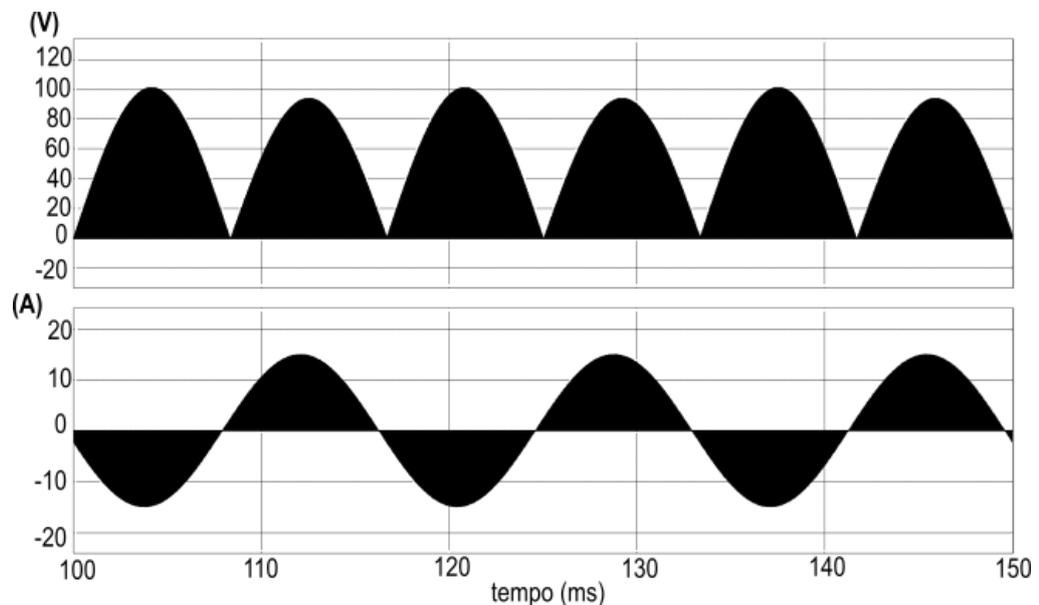


Figura 38. Tensão e corrente em S_3 obtidas em simulação.

Na Figura 39 é mostrada a forma de onda para tensão e também para corrente obtidos experimentalmente. Devido a uma falha no ajuste da escala da ponteira de corrente a mesma está fora da escala correta. O comportamento é similar ao simulado.

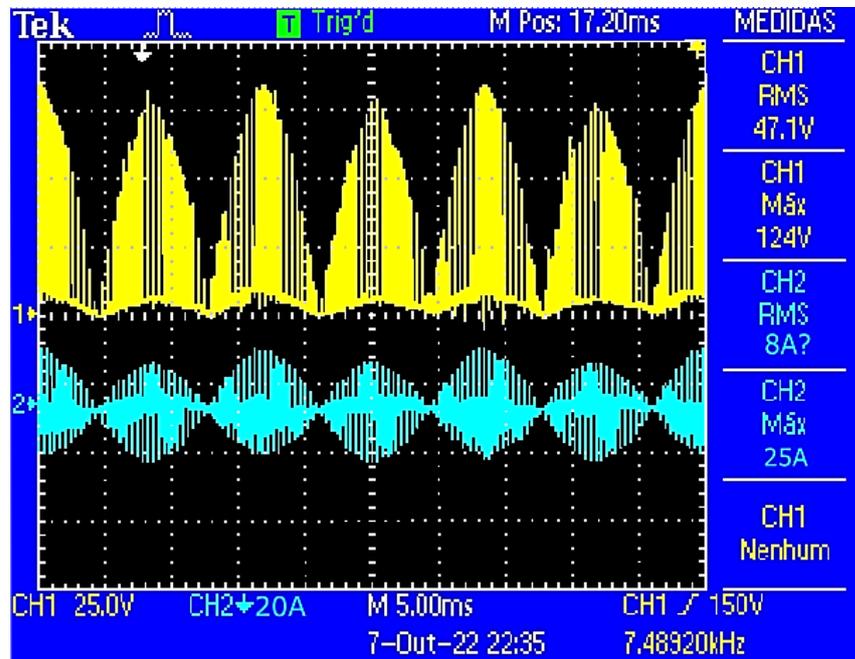


Figura 39. Tensão e correntes obtidos experimentalmente no interruptor S_3 .

Na Figura 40 são mostradas as tensões nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 . Os valores de tensão são os mesmos para ambos os capacitores e o mesmo se aplica à fase. A amplitude da tensão é próxima a fonte de entrada, sendo ligeiramente inferior devido à queda de tensão nos interruptores.

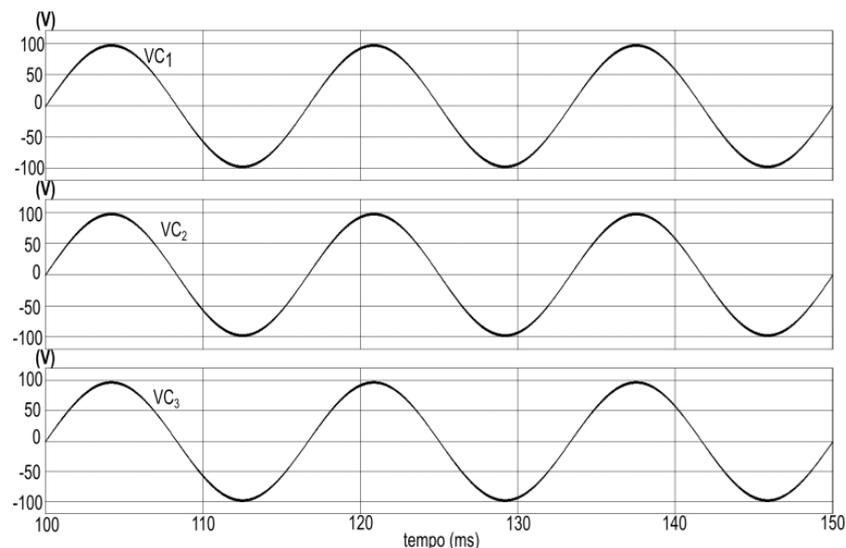


Figura 40. Tensão nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 obtida por meio de simulação.

Nos resultados práticos foi observado uma diferença de tensão entre os capacitores do circuito, diferença essa próxima a 1 V. Tal efeito se deve a diferença entre as resistências

intrínsecas dos MOSFETs e da diferença de capacitância entre os capacitores empregados no circuito.

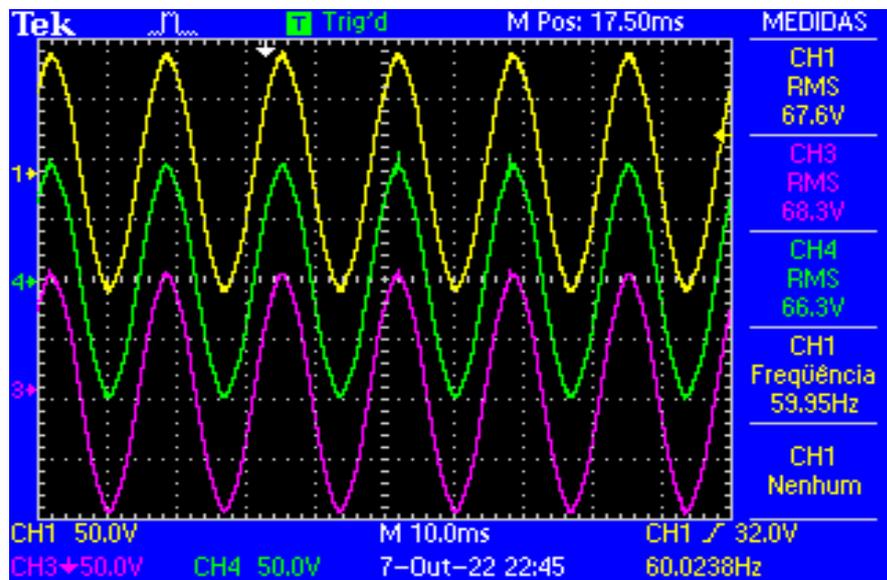


Figura 41. Tensão nos capacitores C_1 , C_2 e C_3 obtida experimentalmente.

A tensão e corrente tem comportamento iguais nos três capacitores que integram o circuito. A tensão é senoidal e é um espelho da tensão de entrada V_i . A corrente tem um envoltório de baixa frequência e um sinal de alta frequência que corresponde a corrente de saída e a corrente de carga dos capacitores. Na Figura 42 são exibidas os sinais de tensão e corrente em um dos capacitores do circuito obtidas em simulação. Na Figura 43 são mostrados esses sinais obtidos experimentalmente.

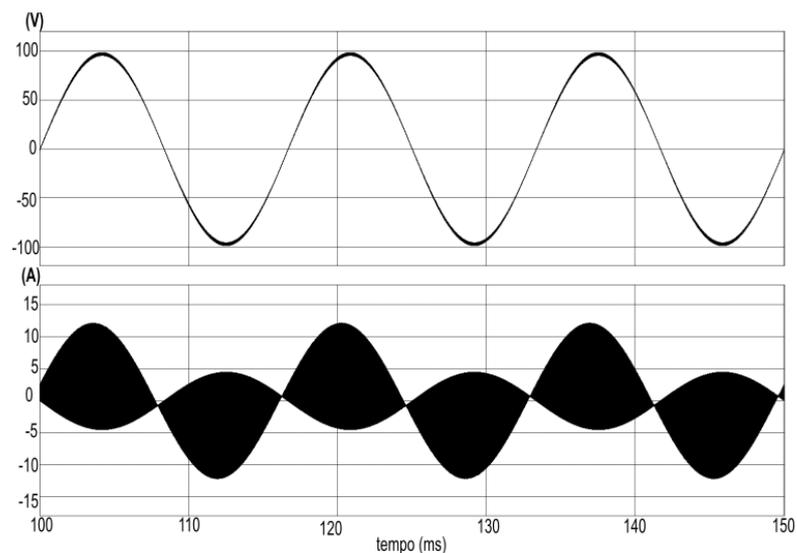


Figura 42. Tensão e corrente em um dos capacitores do circuito obtidos em simulação.

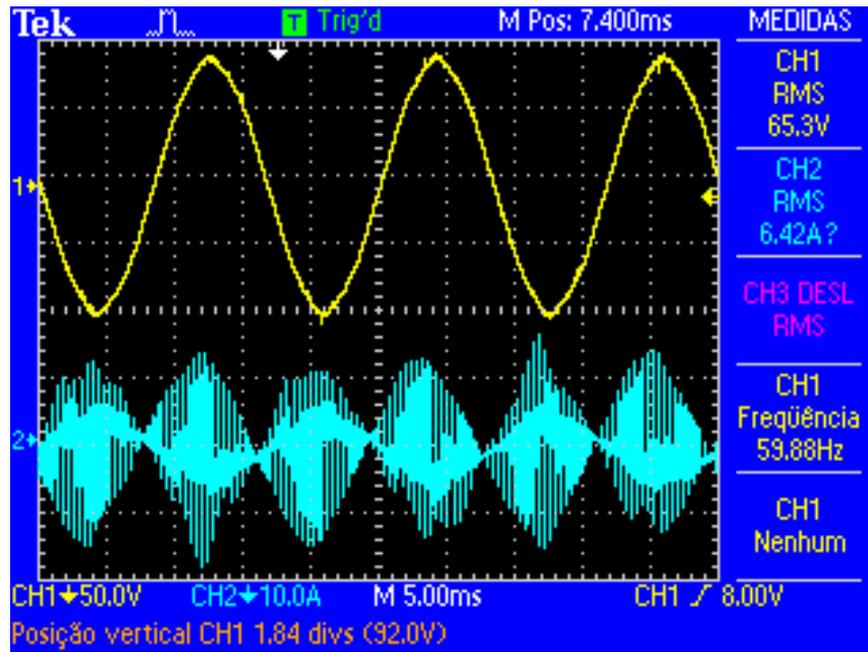


Figura 43. Tensão e corrente em um dos capacitores do circuito obtidos experimentalmente.

A tensão e a corrente de saída obtidas em simulação são apresentadas na Figura 44. Essas têm características senoidais e sem ruídos em toda extensão da simulação. A tensão e corrente estão em fase devido à característica resistiva da carga conectada à saída do conversor. Na Figura 45 é mostrado tensão e corrente obtidos experimentalmente. O sinal de tensão possui mesma frequência e fase do sinal de entrada.

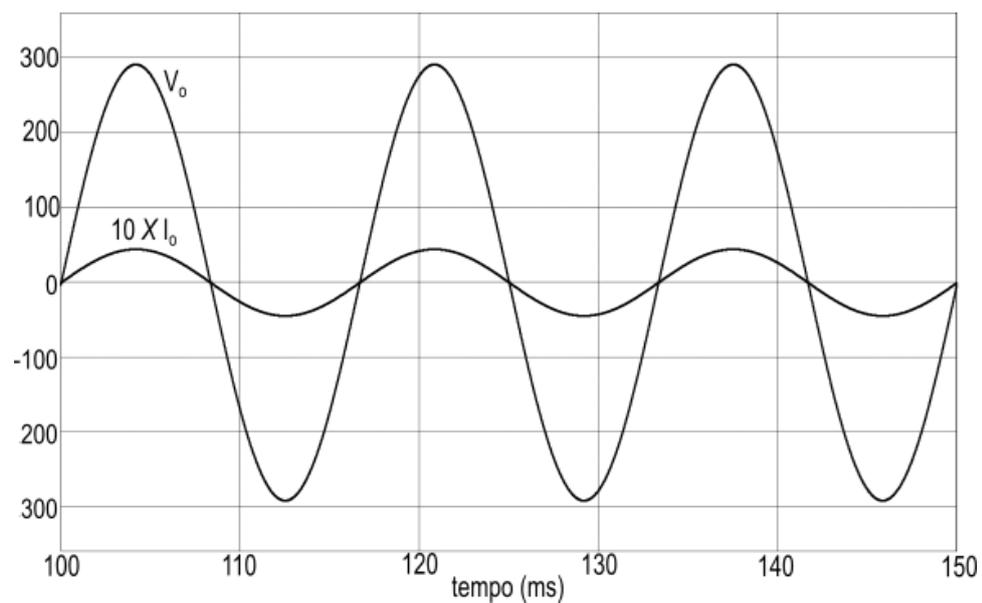


Figura 44. Tensão e corrente de saída obtidos em simulação.

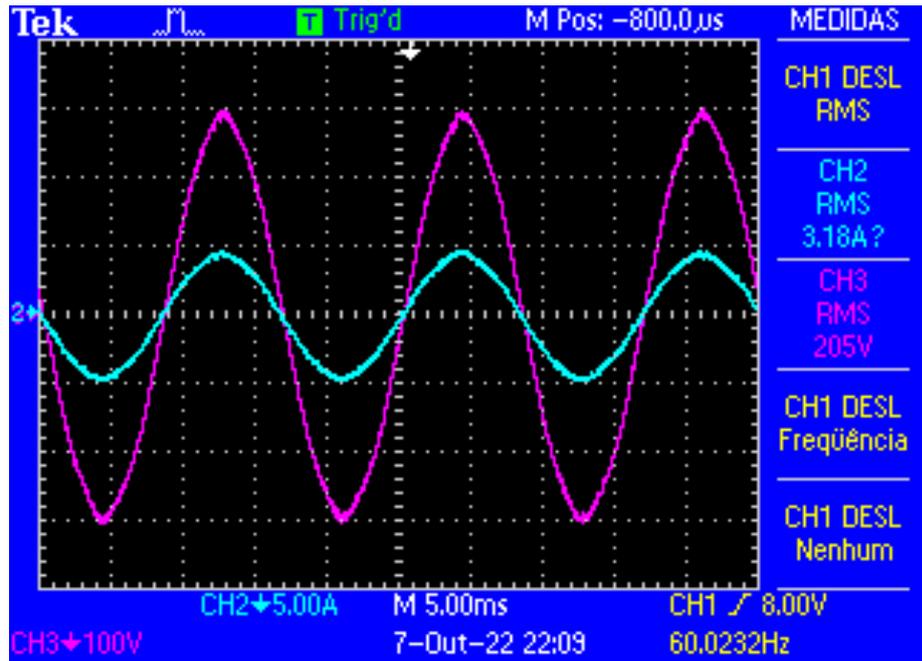


Figura 45. Tensão e corrente de saída obtidos experimentalmente.

Na Figura 46 são mostradas as curvas de rendimento teórico e experimental do conversor proposto. Para obtenção da curva de rendimento experimental a potência fornecida pelo conversor foi incrementada de 0 a 650 W em degraus de 10% de carga. A curva experimental foi obtida com o osciloscópio. A curva experimental tem o comportamento similar se comparado à curva de rendimento calculado.

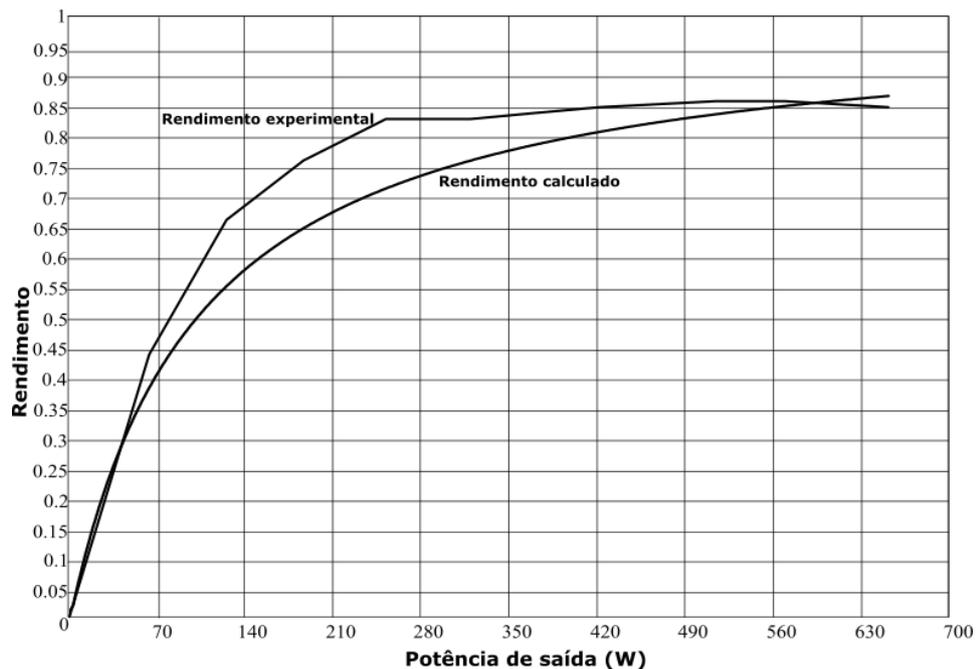


Figura 46. Rendimento teórico e experimental do conversor.

A distribuição de perdas é apresentada na Figura 47. A maior parte das perdas são aquelas dissipadas na comutação dos interruptores. As perdas por condução são elevadas nesse caso devido à resistência série equivalente dos interruptores.



Figura 47. Distribuição das perdas.

4.15 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Os resultados calculados foram próximos aos simulados exceto pelas perdas de comutação que não são simuladas de forma satisfatória pelo software PSIM.

A corrente de entrada apresentou o resultado esperado que foi melhorado com o acréscimo de um indutor de baixo valor em série o que diminui a presença de um sinal de alta frequência na mesma. A tensão de entrada pode ter interferido nas medições devido as distorções inseridas pela fonte empregado no circuito, o varivolt.

O comportamento das tensões e correntes nos interruptores apresentaram-se conforme simulado no circuito. As perdas nos interruptores por condução podem ter variado ao longo da medição devido ao aumento de temperatura nos mesmos durante o longo período que os mesmos permaneceram ligados.

Nos capacitores, a tensão e corrente foram próximas ao esperado apenas ocorrendo uma variação de tensão na ordem de 1 V a 2 V devido à queda de tensão nos interruptores, que podem apresentar resistência intrínseca série ligeiramente diferente de um componente para o outro, devido aos diferentes lotes de fabricação. Outro fator que pode afetar o equilíbrio de tensão entre os capacitores é a própria capacitância dos mesmo que variam de acordo com uma margem de tolerância.

O rendimento do circuito manteve-se em 87% e a regulação em 92,68% e esses valores não se apresentarem melhores devido a elevada resistência do MOSFET utilizado no circuito, IRFP460. Tanto a regulação quanto o rendimento estão atrelados a essa resistência. Deve-se considerar ainda que a resistência intrínseca do interruptor aumenta à medida que a temperatura do mesmo aumenta. Dessa forma um bom dissipador de calor deve ser projetado a fim de que mantenha-se a temperatura sempre o mais próximo da temperatura ambiente.

O interruptor empregado possui resistência intrínseca de 270 m Ω a 25 °C, quando a temperatura do mesmo atinge 70 °C o valor da resistência série atinge 405 m Ω . Como no circuito existem 4 interruptores conduzindo por vez então essa resistência atinge 1,62 Ω . A corrente de entrada é 10.1 A, dessa forma a dissipação e a queda de tensão torna-se elevada.

Para exemplificar melhor se o IRFP460 for substituído pelo MOSFET UF3SC065007K4S que possui resistência de 6,7 m Ω e refazendo os cálculos de rendimento e regulação pode-se alcançar rendimento de 97% e regulação de 97,36%.

Dependendo da frequência de comutação as perdas por chaveamento podem ter impacto mais relevante no conversor do que as perdas por condução. Dessa forma, buscou-se um equilíbrio no projeto. A diminuição da frequência de operação diminui as perdas por comutação no entanto acarreta na elevação do valor da capacitância dos capacitores empregados no circuito para que o mesmo continue operando em carga parcial ou carga nula.

Quanto ao número de componentes empregados na construção do circuito, o conversor é constituído por 3 capacitores e 12 interruptores. O aumento no número de interruptores é justificado devido ao aumento do ganho. Quando comparado com as outras estruturas o número de componentes não apresentou aumento significativo.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO E PROPOSTA DE TRABALHOS FUTUROS

Foi apresentada uma nova topologia de conversor CA-CA a capacitor chaveado, bem como suas etapas de operação e as suas formas de onda. O equacionamento foi desenvolvido e, por fim, foi feita a simulação e teste do circuito em bancada. Com os resultados obtidos pode-se observar que:

- O circuito funciona conforme o esperado mesmo sem o emprego de magnéticos em sua etapa de potência;
- A corrente de entrada não apresenta descontinuidades apenas um sinal de alta frequência que pode ser atenuado com de filtro na entrada LC;
- O conversor mesmo operando em malha aberta, apresenta pouca variação de tensão à plena carga sendo impactado principalmente pela resistência $R_{DS(on)}$ dos interruptores;
- Apresenta rendimento de 0,87;
- O conversor pode operar como elevador com ganho de até 3 e como abaixador com ganho de até 1/3, no entanto o trabalho abordou somente o seu funcionamento como elevador;
- Como elevador, o conversor possui três níveis distintos de tensão de saída: V_i , $2V_i$ e $3V_i$;

Dessa forma, o conversor alcançou os objetivos propostos no início do trabalho, isto é, uma nova topologia de conversor CA-CA direto com características similares aos autotransformadores com núcleo magnético.

Como sugestão para trabalhos futuros está o incremento do rendimento do conversor. Inicialmente pode ser bastante melhorado com a adoção de interruptores de baixa resistência intrínseca e baixa capacitância C_{GD} .

Analisando a curva de rendimento, isto é, a Figura 46, conclui-se que o rendimento do conversor quando se alimenta carga de baixa potência é baixo. Essa característica se deve ao fato de que as perdas por comutação dependem principalmente da frequência de comutação e essas são quase constantes. Quando se alimenta cargas que drenam pouca corrente a potência de entrada é constituída principalmente pelas perdas por comutação e dessa forma o rendimento se afasta do máximo.

Outra proposta para trabalhos futuros é tornar o rendimento linear. Para alcançar essa característica deve-se alterar a frequência de comutação proporcionalmente à carga conectada

na saída. Pode-se construir um circuito de controle em malha fechada que monitore a corrente de saída i_o de forma que se essa for baixa a frequência de comutação diminua proporcionalmente.

Como a carga que estaria ligada ao conversor nessa situação demanda de pouca potência então os capacitores ficam superdimensionados e a diminuição da frequência de comutação não afetaria o modo de carga dos mesmos. Ao passo que a carga, ao drenar potência maior de saída a frequência de comutação aumente proporcionalmente. Uma vez que o conversor possa operar dessa forma a curva de rendimento poderia tornar-se linear. O mesmo seria esperado para o fator de potência de entrada.

Essas duas sugestões aplicadas ao conversor poderiam elevar o rendimento próximo à unidade e ainda linearizar o comportamento do mesmo. Caso se obtenha uma curva de rendimento com comportamento linear essa seria uma vantagem desse circuito sobre os autotransformadores convencionais, pois os mesmos apresentam comportamento similar ao apresentado nesse trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. Pérez-Lombard, J. Ortiz, and C. Pout, "A review on buildings energy consumption information," *Energy and buildings*, vol. 40, pp. 394-398, 2008.
- [2] EPE. *Consumo Anual de Energia Elétrica por classe (nacional)* Available: [https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/consumo-de-energia-eletrica/consumo-anual-de-energia-eletrica-por-classe-\(nacional\)](https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/consumo-de-energia-eletrica/consumo-anual-de-energia-eletrica-por-classe-(nacional))
- [3] N. N. A. Bakar, M. Y. Hassan, H. Abdullah, H. A. Rahman, M. P. Abdullah, F. Hussin, *et al.*, "Energy efficiency index as an indicator for measuring building energy performance: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 1-11, 2015.
- [4] A. Mohammed, A. Mustapha, and N. Mu'azu, "Energy efficient buildings as a tool for ensuring sustainability in the building industry," in *2011 International Conference on Multimedia Technology*, 2011, pp. 4402-4405.
- [5] CEMIG, "ND-5.1 Potência Média de Aparelhos Residenciais e Comerciais."
- [6] A. B. d. N. Técnicas. *ABNT NBR IEC 60529:2017 - Graus de proteção providos por invólucros (Códigos IP)* Available: <https://www.abntcatalogo.com.br/norma.aspx?ID=369851>
- [7] H. W. Ng, R. Hasegawa, A. C. Lee, and L. A. Lowdermilk, "Amorphous alloy core distribution transformers," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, pp. 1608-1623, 1991.
- [8] A. AHMED, *Eletrônica de Potência*, 6a Ed. ed., 2000.
- [9] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: A technology review," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, pp. 276-288, 2002.
- [10] P. Chlebis, P. Simonik, and M. Kabasta, "The comparison of direct and indirect matrix converters," *PIERS Proceedings, Cambridge, USA*, 2010.
- [11] P. Wheeler, J. Clare, L. Empringham, M. Apap, and M. Bland, "Matrix converters," 2003.
- [12] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, pp. 101-112, 1989.
- [13] I. Vaisband, M. Saadat, and B. Murmann, "A closed-loop reconfigurable switched-capacitor DC-DC converter for sub-mW energy harvesting applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, pp. 385-394, 2014.
- [14] W. Jung, S. Oh, S. Bang, Y. Lee, D. Sylvester, and D. Blaauw, "23.3 A 3nW fully integrated energy harvester based on self-oscillating switched-capacitor DC-DC converter," in *2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, 2014, pp. 398-399.
- [15] M. Gokdag, M. Akbaba, and O. Gulbudak, "Switched-capacitor converter for PV modules under partial shading and mismatch conditions," *Solar Energy*, vol. 170, pp. 723-731, 2018.
- [16] C. Lu, S. P. Park, V. Raghunathan, and K. Roy, "Stage number optimization for switched capacitor power converters in micro-scale energy harvesting," in *2011 Design, Automation & Test in Europe*, 2011, pp. 1-6.
- [17] S. Singh, "Selection of non-isolated DC-DC converters for solar photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, pp. 1230-1247, 2017.
- [18] M. D. Seeman and S. R. Sanders, "Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 841-851, 2008.

- [19] K. Kuwabara and E. Hiyachika, "Switched-capacitor DC-DC converters," in *10th International Telecommunications Energy Conference*, 1988, pp. 213-218.
- [20] M. S. Makowski and D. Maksimovic, "Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters," in *Proceedings of PESC'95-Power Electronics Specialist Conference*, 1995, pp. 1215-1221.
- [21] A. Kushnerov and S. Ben-Yaakov, "Unified algebraic synthesis of generalised Fibonacci switched capacitor converters," *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 540-544, 2014.
- [22] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 11, pp. 374-378, 1976.
- [23] P. Lin and L. Chua, "Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, pp. 517-530, 1977.
- [24] J. S. Brugler, "Theoretical performance of voltage multiplier circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 6, pp. 132-135, 1971.
- [25] P. Zhiguo, Z. Fan, and F. Z. Peng, "Power losses and efficiency analysis of multilevel dc-dc converters," in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, 2005, pp. 1393-1398 Vol. 3.
- [26] G. D. Cataldo and G. Palumbo, "Optimized design of 4 stage Dickson voltage multiplier," in *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS '94*, 1994, pp. 693-696 vol.5.
- [27] S. Singer, "Inductance-less up DC-DC convertor," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 17, pp. 778-781, 1982.
- [28] T. Roy, P. K. Sadhu, and A. Dasgupta, "Cross-Switched Multilevel Inverter Using Novel Switched Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 8521-8532, 2019.
- [29] T. Roy and P. K. Sadhu, "A Step-Up Multilevel Inverter Topology Using Novel Switched Capacitor Converters With Reduced Components," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 236-247, 2021.
- [30] R. Barzegarkhoo, H. M. Kojabadi, E. Zamiry, N. Vosoughi, and L. Chang, "Generalized Structure for a Single Phase Switched-Capacitor Multilevel Inverter Using a New Multiple DC Link Producer With Reduced Number of Switches," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 5604-5617, 2016.
- [31] M. Saeedian, S. M. Hosseini, and J. Adabi, "Step-up switched-capacitor module for cascaded MLI topologies," *IET Power Electronics*, vol. 11, pp. 1286-1296, 2018.
- [32] R. Barzegarkhoo, M. Moradzadeh, E. Zamiri, H. M. Kojabadi, and F. Blaabjerg, "A New Boost Switched-Capacitor Multilevel Converter With Reduced Circuit Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 6738-6754, 2018.
- [33] W. Peng, Q. Ni, X. Qiu, and Y. Ye, "Seven-Level Inverter With Self-Balanced Switched-Capacitor and Its Cascaded Extension," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 11889-11896, 2019.
- [34] F. Ueno, "Realization of a switched-capacitor AC-AC converter," in *11-th European Conf. on Circuit Theory and Design (ECCTD'93)*, Davos, 1993, pp. 1177-1180.
- [35] I. Oota, F. Ueno, I. Harada, and T. Inoue, "Power supply for electroluminescent lamp employing a switched-capacitor AC-AC converter," *Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics)*, vol. 78, pp. 90-100, 1995.
- [36] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi, and F. Ueno, "A ring type switched-capacitor (SC) programmable converter with DC or AC input/DC or AC output," in *The 2004 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2004. MWSCAS'04.*, 2004, pp. I-29.

- [37] S. Terada, I. Oota, K. Eghchi, and F. Ueno, "A switched-capacitor (SC) AC-DC or AC-AC converter with arbitrarily output voltage using the same circuit configuration," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-4.
- [38] T. B. Lazzarin, R. L. Andersen, G. B. Martins, and I. Barbi, "A 600-W Switched-Capacitor AC-AC Converter for 220 V/110 V and 110 V/220 V Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4821-4826, 2012.
- [39] R. L. Andersen, T. B. Lazzarin, and I. Barbi, "A 1-kW Step-Up/Step-Down Switched-Capacitor AC-AC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 3329-3340, 2013.
- [40] Z. G. Wang, W. Wang, and C. Hui, "A Switched-Capacitor AC-AC Converter for 220V/55V and 55V/220V Applications," in *Applied Mechanics and Materials*, 2013, pp. 730-733.
- [41] J. You and C. Hui, "A novel switched-capacitor AC-AC converter with a ratio of 1/4," in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp. 3205-3207.
- [42] K. Eguchi, K. Abe, I. Oota, and H. Sasaki, "A step-up/step-down switched-capacitor AC-AC converter with symmetrical topology," in *Proc. of the 2015 International Conference on Image Processing, Electrical and Computer Engineering*, 2015, pp. 14-21.
- [43] W. Do, I. Oota, and K. Eguchi, "A switched-capacitor AC-AC converter using nested voltage equalizers," in *2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2017, pp. 314-317.
- [44] K. Eguchi, K. Kuwahara, T. Ishibashi, and I. Oota, "A small direct SC AC-AC converter with cascade topology," 2018.
- [45] C. Cheung, S. Tan, C. K. Tse, and A. Ioinovici, "On Energy Efficiency of Switched-Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 862-876, 2013.
- [46] M. N. Z. Abidin, "IEC 61000-3-2 harmonics standards overview," *Schaffner EMC Inc., Edsion, NJ, USA*, 2006.
- [47] R. Callanan, J. Rice, and J. Palmour, "Third quadrant behavior of SiC MOSFETs," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1250-1253.
- [48] K. Peng, S. Eskandari, and E. Santi, "Characterization and modeling of SiC MOSFET body diode," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 2127-2135.
- [49] S. Ben-Yaakov, "Behavioral average modeling and equivalent circuit simulation of switched capacitors converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 632-636, 2011.
- [50] J. W. Kimball, P. T. Krein, and K. R. Cahill, "Modeling of capacitor impedance in switching converters," *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 3, pp. 136-140, 2005.
- [51] I. Barbi, *Conversores a Capacitor Chaveado* vol. 1, 2019.
- [52] M. a. r. c. o. P. ü. r. s. c. h. e. l. D u š a n G r a o v a c , A n d r e a s K i e p , " MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters / Infineon: Application Note 2006-07 V1.1. ," in *A p p l i c a t i o n N o t e 1.1*, ed. 006-07-31: Infineon Technologies AG, 2006.
- [53] C. D.-. CDE, "Type BLH, DC Link Capacitors for Harsh Environments," ed, 2022.
- [54] G. Zhu, H. Wei, I. Batarseh, and A. Ioinovici, "A new switched-capacitor dc-dc converter with improved line and load regulations," in *1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 1999, pp. 234-237 vol.5.

- [55] C. Byungcho, L. Wonseok, and C. Seungwon, "Control design and closed-loop analysis of a switched-capacitor DC-to-DC converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 37, pp. 1099-1107, 2001.
- [56] S. V. Cheong, H. Chung, and A. Ioinovici, "Inductorless DC-to-DC converter with high power density," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, pp. 208-215, 1994.
- [57] B. Wu, L. Yang, X. Zhang, K. M. Smedley, and G. Li, "Modeling and Analysis of Variable Frequency One-Cycle Control on High-Power Switched-Capacitor Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 5465-5475, 2018.
- [58] T. Suetsugu, "Novel PWM control method of switched capacitor DC-DC converter," in *1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 1998, pp. 454-457 vol.6.