

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



**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA-CA COM  
MODULAÇÃO COMPLEMENTAR PWM**

ANA CAROLINE MARQUES COSTA

Uberlândia  
2017

ANA CAROLINE MARQUES COSTA



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

---

C837p            Costa, Ana Caroline Marques, 1992-  
2017            Estudo e desenvolvimento de um conversor CA-CA com modulação  
complementar PWM/ Ana Caroline Marques Costa. - 2017.  
88 f. : il.

Orientador: Luís Carlos de Freitas.

Coorientador: João Batista Vieira Júnior.

Dissertação (mestrado) -- Universidade Federal de Uberlândia,  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2017.34>

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversão de energia -  
Eletromecânica - Teses. 3. Energia - Conversão - Teses. 4. Recursos  
energéticos - Teses. I. Freitas, Luís Carlos de. II. Vieira Júnior, João  
Batista. III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

# **ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA-CA COM MODULAÇÃO COMPLEMENTAR PWM**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), perante a banca de examinadores abaixo, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistema de energia elétrica.

Orientador: Dr. Luiz Carlos de Freitas.

Co-Orientador: Dr. João Batista Vieira Júnior.

Banca Examinadora:

Dr. Luiz Carlos de Freitas (UFU)

Dr. João Batista Vieira Júnior (UFU)

Dr. Admarço Vieira da Costa (UFU)

Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas (UFU)

A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pela CAPES, Brasil.

Uberlândia

2017

ANA CAROLINE MARQUES COSTA

# **ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CA-CA COM MODULAÇÃO COMPLEMENTAR PWM**

Dissertação de mestrado submetida à Universidade Federal de Uberlândia – Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência (NUPEP), como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências.

---

Prof. Dr. Luiz Carlo de Freitas  
Orientador

---

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade  
Coordenador da Pós-Graduação

Uberlândia  
2017



## DEDICATÓRIA

*Aos meus pais Elania e Luís Carlos,  
aos meus irmãos Flávia e Luís Phillipe,  
ao meu namorado Pedro,  
à minha família e amigos.*

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente agradeço a Deus pela oportunidade, por colocar pessoas especiais em meu caminho e pela força fornecida nos momentos difíceis, para nunca desistir.

Ao professor orientador Luiz Carlos de Freitas, que se tornou um grande amigo que durante estes anos de convivência e acreditou na minha capacidade e muito me ensinou. Obrigado pela sua dedicação, ensinamentos, competência.

Aos meus pais Luís Carlos e Elania, e irmãos Flávia e Luís Phillipe, pelo carinho, amor, pelos sacrifícios e renúncias realizados ao longo da minha vida para me proporcionar uma boa formação acadêmica. Todo este percurso sem vocês não teria sentido.

Ao Pedro, por ter me apoiado e acompanhado desde o início desta trajetória, sempre trabalhando junto a mim. Obrigado pelo amor, carinho, compreensão, conselhos, dedicação e por me fazer uma mulher realizada.

Aos professores Luiz Carlos Gomes de Freitas e João Batista Vieira Júnior, uma referência de pessoa e profissionais.

A todos meus amigos do laboratório, todas as trocas de conhecimento foram uma das maiores fontes de aprendizado nestes anos.

A todos os amigos e familiares que contribuíram direta ou indiretamente na realização desse trabalho, incentivando e torcendo por sua conclusão.

Ao CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, à FAPEMIG - Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais e à CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento pelo suporte financeiro para construção e análise experimental do protótipo, publicação e pela bolsa de mestrado.

---

*“O segredo da sabedoria, do poder e do conhecimento e a humildade”.*

*(Ernest Hemingway)*

---

## **RESUMO**

O presente trabalho apresenta a proposta de um estabilizador de tensão obtido através de um conversor CA-CA PWM com modulação complementar e saída senoidal de baixo DHT – Distorção Harmônica Total. De tal modo utilizou-se a técnica de controle de chaveamento complementar PWM – Modulação da largura de Pulso, em uma configuração de quatro chaves bidirecionais que garantem o funcionamento do circuito para cada instante de variação de semiciclos de tensão e corrente, garantindo assim a qualidade da tensão entregue a carga. A partir da observação dos danos causados a motores e aparelhos elétricos em geral devido à ação não controlada da tensão em cargas sensíveis, vislumbrou-se a mitigação destes efeitos negativos mediante o desenvolvimento tecnológico baseado neste conversor. Os resultados evidenciaram um equipamento de grande atrativo comercial devido ao seu tamanho reduzido, baixo custo e eficiência, quando comparado a transformadores convencionais, mantendo a vida útil dos aparelhos conectados ao conversor.

Neste trabalho é descrito detalhadamente o princípio de funcionamento do conversor proposto, análise qualitativa, especificações de projeto e resultados de simulação e experimentais obtidos com a implementação de um protótipo de 160W.

Palavras chaves: Conversor CA-CA, Chaveamento Complementar, DHT, PWM.

## **ABSTRACT**

This paper presents a proposal for a voltage stabilizer through an AC -AC PWM converter with complementary switching with sinusoidal output and low THD - Total Harmonic Distortion. Thus was used complementary PWM - Pulse Width Modulation, the switching control techniques in a four devices configuration, to ensure the operation of the circuit for each instant of voltage and current half cycles ensuring the quality delivered to the load. From the observation of damage to motors and electrical appliances in general due to the action of uncontrolled voltage in sensitive loads, envisioned to mitigate these negative effects from the technological development based on a new converter. The results showed a large commercial equipment attractive due to its small size, low cost and efficiency, which lifespan of the devices connected to it.

In this work presents detailed the operation principle of the proposed converter, qualitative and quantitative analysis, simulation and experimental results obtained from the implementation of a 160W prototype.

**Keywords:** AC- AC Converter, Complementary Switching, THD, PWM.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 - ESTRUTURA GENÉRICA DO CONVERSOR CA-CA. ....	19
FIGURA 2.1 – GRADADOR MONOFÁSICO.....	22
FIGURA 2.2 - “BUCK BIDIRECIONAL” .. ....	19
FIGURA 2.3 -CONVERSOR ABAIXADOR CA COM COMUTAÇÃO A DOIS PASSOS.. ....	20
FIGURA 2.4 - SEQUÊNCIA DE COMANDOS DE CHAVES .....	21
FIGURA 2.5 - CONVERSOR ABAIXADOR CA- CA COM QUTRO INTERRUPTORES COMANDADOS.	22
FIGURA 3.1 - CONVERSOR ABAIXADOR CA- CA.. ....	30
FIGURA 3.2 -ETAPA POSITIVA DA TENSÃO, $M_1$ E $M_4$ FECHADOS . ....	32
FIGURA 3.3 - ETAPA NEGATIVA DA TENSÃO, $M_2$ E $M_3$ FECHADOS .....	32
FIGURA 3.4 -ETAPAS DE OPERAÇÃO - VIN (TENSÃO DE ENTRADA), Vo (TENSÃO DE SAÍDA), IO (CORRENTE DE ENTRADA) E (S1, S2, S3 E S4) PULSOS NA CHAVE. ....	33
FIGURA 3.5 - SEPARAÇÃO DE PULSOS EM CADA SEMICICLO.. ....	34
FIGURA 3.6 - PWM E $\overline{\text{PWM}}$ .....	36
FIGURA 3.7 - CONTROLE DE CHAVEAMENTO $M_1$ .....	35
FIGURA 3.8 -CONTROLE PULSO ALTO $M_1$ .....	36
FIGURA 3.9 - CONTROLE DE CHAVEAMENTO $M_2$ . ....	36
FIGURA 3.10 -CONTROLE PULSO ALTO $M_2$ .....	37
FIGURA 3.11 - CONTROLE DE CHAVEAMENTO $M_3$ .. ....	37
FIGURA 3.12 - CONTROLE PULSO ALTO $M_3$ .....	37
FIGURA 3.13 -CONTROLE DE CHAVEAMENTO $M_4$ . ....	38
FIGURA 3.14 - CONTROLE PULSO ALTO $M_4$ .....	38
FIGURA 3.15 -SEMICICLOS POSITIVOS DE TENSÃO E CORRENTE . ....	39
FIGURA 3.16 - CIRCUITO LÓGICO DE $M_1$ .....	39
FIGURA 3.17 -CIRCUITO LÓGICO DE $M_2$ .....	40
FIGURA 3.18 -CIRCUITO LÓGICO DE $M_3$ .....	41
FIGURA 3.19 -CIRCUITO LÓGICO DE $M_4$ .....	42
FIGURA 3.20 -PRIMEIRA ETAPA - SEMICICLO POSITIVO DA TENSÃO.....	43
FIGURA 3.21 - SEGUNDA ETAPA - SEMICICLO NEGATIVO DA TENSÃO.....	44
FIGURA 3.22 -CONVERSOR COM FONTE DE CORRENTE.....	45
FIGURA 3.23- DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA. ....	46
FIGURA 3.24 - DIAGRAMAS DE PLANO DE FASE.....	48
FIGURA 3.25 - DEMARCAÇÃO DOS PONTOS DE OEPRACÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO .....	49

FIGURA 3.26 -ANÁLISE DE $V_p$ COM $F_p = 1$ .....	53
FIGURA 3.27 - ANÁLISE DE $V_p$ COM $F_p = 0$ .....	54
FIGURA 3.28 -ATUAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA INDUTIVO....	55
FIGURA 3.29- DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA..	58
FIGURA 3.30 - RESPOSTA EM DEGRAU NA MALHA ABERTA...	59
FIGURA 3.31 - RESPOSTA EM DEGRAU (COMPENSADA).	61
FIGURA 3.32 -CIRCUITO DE CONTROLE DO CONVERSOR.....	62
FIGURA 3.33-DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR...	63
FIGURA 4.1 -CIRCUITO MONTADO NO PSIM® PARA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR...	64
FIGURA 4.2 -DISTORÇÃO HARMÔNICA DE TENSÃO E CORRENTE..	65
FIGURA 4.3 -DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE PARA 127V E 60V....	65
FIGURA 4.4 - AFUNDAMENTO DE 40V PARA 127V E 60V....	66
FIGURA 4.5 -AFUNDAMENTO DE 50V PARA 127V E 60V.....	66
FIGURA 4.6-ELEVAÇÃO DE 30V PARA 127V E 60V..	67
FIGURA 4.7 - ELEVAÇÃO DE 40V PARA 127V E 60V.....	67
FIGURA 4.8 -TENSÃO DE SAÍDA CHAVEADA. ..	70
FIGURA 4.9 -TENSÃO DE ENTRADA, TENSÃO DE SAÍDA E CORRENTE DE SAÍDA....	70
FIGURA 4.10-TENSÃO DE ENTRADA, TENSÃO DE SAÍDA E DHT.....	70
FIGURA 4.11 -CHAVEAMENTO DOS QUATRO INTERRUPTORES.....	71
FIGURA 4.12 -RESPOSTA DE SAG NA SAÍDA. ....	72
FIGURA 4.13 -RESPOSTA DE SWELL NA SAÍDA..	73

## LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - QUADRO COMPARATIVO ENTRE FONTES CHAVEADAS E FONTES LINEARES .....	25
TABELA 2.2-CLASSIFICAÇÃO DOS AFUNDAMENTOS DE TENSÃO SEGUNDO A IEEE 1159-1995.	26
TABELA 2.3 - ESTIMATIVA DOS PREJUÍZOS ANUAIS CAUSADOS POR AFUNDAMENTOS DE TENSÃO E INTERRUPÇÕES.....	28
TABELA 2.4 - CUSTO TÍPICO DAS TÉCNICAS DE CONDICIONADORES DE ENERGIA .....	28
TABELA 3.1 - TABELA VERDADE DE $M_1$ .....	40
TABELA 3.2 - TABELA VERDADE DE $M_2$ .....	41
TABELA 3.3 - TABELA VERDADE DE $M_3$ .....	42
TABELA 3.4 - TABELA VERDADE DE $M_4$ .....	43
TABELA 3.5 - CONDUÇÃO E BLOQUEIO DOS INTERRUPTORES .....	47
TABELA 3.6 - PARÂMETROS DO CONVERSOR CA-CA.....	57
TABELA 4.1 - NÍVEIS DE TENSÃO PARA CARGA DE 162MH.....	68
TABELA 4.2 -NÍVEIS DE TENSÃO PARA CARGA DE 375MH.....	68

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A	Ampère, unidade de corrente elétrica
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
C	Capacitância de filtro
CA	Corrente alternada
CC	Corrente Contínua
d	Razão cíclica
dB	Decibéis, unidade de ganho de frequência
dB/dec	Decibéis por década, unidade de atenuação de frequência
F	Farad, unidade de capacitância
F	Constante de Faraday
FP	Fator de potência
G	Ganho estático
$Gv_0/d$	Função de transferência analítica
$G_{PWM}$	Função de transferência para o PWM
H	Henry, unidade de indutância
Hz	Hertz, unidade de frequência
$I_0$	Corrente de saída
$I_{in}$	Corrente de entrada
K	Ganho do Conversor
L	Indutância do filtro
MOSFET	Transistor de efeito de campo de metal-óxido semicondutor
NUPEP	Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência
$P_o$	Potência na Saída do Conversor
$P_{armazenada}$	Potência armazenada no capacitor
PI	Proporcional integral
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
PWM	Pulso com Modulação
$Q_1$	Transistor 1
$Q_2$	Transistor 2
$Q_3$	Transistor 3
$Q_4$	Transistor 4

R	Resistência de controle
$R_0$	Resistência da carga
SPDA	SPDA (Sistemas de Proteção contra Descargas Atmosféricas)
Sag	Afundamento de Tensão
Swell	Elevação de Tensão
M1	Interruptor 1 da ponte de chaveamento
M2	Interruptor 2 da ponte de chaveamento
M3	Interruptor 3 da ponte de chaveamento
M4	Interruptor 4 da ponte de chaveamento
$\mu\text{H}$	Micro-Henry, unidade de indutância
$\mu\text{F}$	Micro-Farad, unidade de capacitância
DHT	Distorção Total Harmônica
T	Período total
t	tempo de startup da célula a combustível
V	Volts, unidade de tensão elétrica
$v_{in}$	Módulo da tensão de entrada do conversor
$v_0$	Tensão de saída
$\bar{v}_0$	Tensão média de saída
$\bar{v}_{in}$	Tensão média de entrada
$V_{in(pico)}$	Pico da tensão de entrada
$V_{ref}$	Tensão de referência.
$V_t$	amplitude onda triangular
$\Omega$	Ohm, unidade de resistência elétrica
W	Watts, unidade de potência

## SUMÁRIO

<b>1 .INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO .....</b>	<b>19</b>
<b>2 . ESTADO DA ARTE.....</b>	<b>21</b>
<b>2.1. CONVERSÃO CA-CA NO BRASIL.....</b>	<b>26</b>
<b>2.2. COMPARAÇÃO ENTRE FONTES LINEARES E NÃO-LINEARES.....</b>	<b>28</b>
<b>2.3. NORMATIZAÇÃO DE ELEVAÇÃO E AFUNDAMENTOS DE TENSÃO .....</b>	<b>29</b>
<b>2.3.1AFUNDAMENTO DE TENSÃO .....</b>	<b>26</b>
<b>2.3.2ELEVAÇÃO DE TENSÃO.....</b>	<b>26</b>
<b>3 .CONVERSOR ABAIXADOR CA-CA COM QUATRO INTERRUPTORES COMANDADOS.....</b>	<b>34</b>
<b>3.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO.....</b>	<b>34</b>
<b>3.2. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO .....</b>	<b>38</b>
<b>3.2.1. MODULAÇÃO ANALÓGICA.....</b>	<b>35</b>
<b>3.2.2.MODULAÇÃO POR PORTAS LÓGICAS .....</b>	<b>38</b>
<b>3.3. RESOLUÇÃO MATEMÁTICA DO CIRCUITO.....</b>	<b>47</b>
<b>3.3.1.ETAPAS DE OPERAÇÃO.....</b>	<b>44</b>
<b>3.3.2.OPERAÇÃO COMO FONTE DE TENSÃO CONTROLADA .....</b>	<b>45</b>
<b>3.3.3.DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA.....</b>	<b>46</b>
<b>3.3.4. ANÁLISE DE MODOS DE OPERAÇÃO.....</b>	<b>47</b>
<b>3.3.5.DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO .....</b>	<b>49</b>
<b>3.3.6.MODELAGEM DO CONVERSOR CA-CA.....</b>	<b>50</b>
<b>3.4. CIRCUITO EM MALHA FECHADA. ....</b>	<b>65</b>
<b>4 . RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>68</b>
<b>4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....</b>	<b>68</b>
<b>4.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL.....</b>	<b>68</b>
<b>4.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>73</b>
<b>4.3.1.ASPECTOS DA CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO .....</b>	<b>70</b>
<b>4.3.2.ANÁLISE EXPERIMENTAL DO CONVERSOR .....</b>	<b>70</b>

## 1. INTRODUÇÃO

No Brasil, o sistema elétrico é heterogêneo em cada região com níveis de tensão diversificados, tornando-se um problema para os consumidores que se deslocam entre essas regiões e conectam seus aparelhos na rede. Assim como o inconveniente acontece para consumidores, a indústria também sofre com a não padronização de seus produtos. Além disso, cada país possui suas especificações na rede elétrica, logo, em um mundo globalizado torna-se difícil a utilização de equipamentos em regiões diversas.

A partir da chegada dos semicondutores a Eletrônica de Potência apoiada aos Conversores Estáticos de Energia atua em ampla escala comercial, fabril e domiciliar passou a ser titulada ao que antes cabia apenas a Conversão Eletromecânica de Energia [1]. Por conseguinte no desenvolvimento dos países novas tecnologias surgiram, tornaram-se essências a vida [2]. Portanto, a Eletrônica de Potência pode ser denominada como a adequação da interação entre consumidores e equipamentos eletrônicos de acordo com suas necessidades [3].

Com desenvolvimento tecnológico atual, criou-se uma dependência de aparelhos eletrônicos, a exemplo: sistemas de armazenamento de dados, aparelhos essenciais a vida em hospitais, sistemas de controle de vôo, etc. O que tornou preocupante a ocorrência de afundamentos no fornecimento de energia aos sistemas, correspondendo a uma das principais causas de falhas nos equipamentos.

Tais afundamentos de tensão, também chamados (*Sag*) e as sub-tensões têm sido alvos de estudos para promoção de tecnologias inovadoras capazes de reconhecer, analisar e desenvolver dispositivos simples, pequenos e baratos, que solucionem estes problemas [4] [5] [6] [7] [8] [9]. Logo, surgiram equipamentos com algumas vantagens e aplicações bastante particulares para mitigar os efeitos das *Sags* [10] [11].

Para promoção e melhoria na resolução problemas inerentes a rede, necessita-se de um custeio elevado e modificações no sistema que envolvem inúmeros projetos detalhados. Quando se fala em cargas sensíveis, o principal foco neste trabalho, os projetos existentes são bastante onerosos e demandam tempo, trazendo grande desordem ao sistema.

Portanto, condicionadores de energia são o principal foco deste trabalho, por serem mais viáveis na resolução dos problemas mencionados acima.

Condicionadores de energia são aparelhos inseridos entre a fonte de alimentação e a carga de forma a manter adequadas todas as variáveis da potência (tensão, corrente,

frequência e distorção). Diversos condicionadores existem na literatura a exemplo de UPS's, compensadores e transformadores [12]. Dentre os condicionadores apresentados, vale a pena ressaltar os compensadores em série, que compensam as oscilações da tensão de alimentação, mantendo a carga em seu funcionamento nominal.

Nesse sentido, várias empresas investem em pesquisas para o desenvolvimento de equipamentos eletrônicos capazes de garantir o funcionamento dos equipamentos essenciais de seus sistemas, para que quando ocorrerem eventuais quedas no abastecimento de energia da rede de corrente alternada (CA) de alimentação, o equipamento mantenha a tensão nominal desejada. A sua estrutura genérica é apresentada na Figura 1.1.

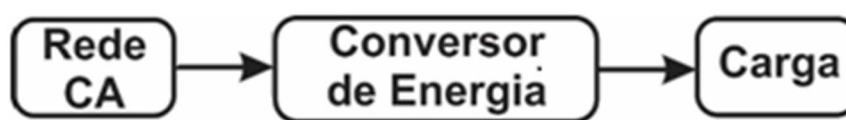


Figura 1.1 - Estrutura Genérica do Conversor CA-CA.

Por fim, este trabalho propõe uma topologia de um conversor CA-CA com PWM complementar e baixo DHT.

## 1.1. CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho busca propor e validar uma topologia de conversor CA-CA que seja capaz de condicionar a energia mantendo a tensão da carga, sendo ela indutiva. Para isso deve-se haver uma condição ótima de operação atendendo também a todos os critérios de DHT e qualidade de energia definidos pela norma [13].

No desenvolvimento da topologia, devem ser considerados fatores como a faixa de operação do conversor (frequência e tensão de entrada), potência do equipamento e o rendimento a ser alcançado. Obedecendo as normas de qualidade de energia [14],[15], segurança [16] e compatibilidade eletromagnética [17].

Acerca das normas que abordam qualidade de energia, existem distintos padrões: na Europa, a IEC (International Electrotechnical Commission) normatizou a IEC 61000-3-4 para equipamentos trifásicos, ou monofásicos que consomem mais de 16A, e a IEC 61000-3-2 [14] para os equipamentos monofásicos que consomem menos de 16A por fase. Nos EUA, o IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) publicou a IEEE 519-1992

[15]. Todas as normas detêm a limitação da amplitude das componentes harmônicas de corrente.

Nesse contexto pode-se destacar as seguintes contribuições como importantes deste trabalho:

- Desenvolvimento de uma proposta de um conversor CA-CA de baixa complexidade e elevada eficiência, com tensão de entrada de 220V, tensões de saída de 60V e 127V e potência de 240W.
- O conversor proposto possui capacidade de compensar afundamentos e elevações de tensão de 30V, sendo bastante versátil e completo.
- Apresentação de resultados experimentais para a topologia final em que houve montagem de um protótipo, validando a sua funcionalidade também no campo prático.

## 2. ESTADO DA ARTE

O modo mais fácil de ajustar níveis de tensão é através de transformadores, utilizando-se da relação de espiras entre os enrolamentos, na qual é obtida a correlação da tensão no primário e no secundário do transformador, vista na equação (2.1).

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{v_s}{v_p} \quad (2.1)$$

Por ser de fácil utilização e barato, transformadores são os equipamentos muito utilizados por consumidores. No entanto, para alguns tipos de consumidores o uso do mesmo torna-se inapropriado, uma vez que quando não há compatibilidade da tensão da rede com a do aparelho a ser conectado, fazendo-se necessário um equipamento a mais. Vale a pena ressaltar que a maioria dos equipamentos usuais em pequenos comércios, hospitais e residências são de baixa potência, em torno de 0,5 a 1 kW. A fabricação de transformadores usados entre essas potências são de materiais com pouca qualidade, fazendo com que haja grande perda de potência. Não obstante, transformadores quando ligados a rede requisitam energia reativa, ainda que o aparelho conectado a ele esteja desligado. Portanto fundamenta o uso de conversores CA-CA que mantenham a tensão entregue ao aparelho em seus níveis adequados.

Conversores estáticos atuais foram classificados de diversas maneiras e distintos preceitos. Várias obras abordam o tema, mas vale a pena ressaltar esta que referencia várias especificações dos conversores estáticos mostrada por PETRY [18], bem como a de BARBI [19] dividida em quatro agrupamentos: CA-CA, CA-CC, CC-CA e CC-CC. No primeiro caso estão inclusas inúmeras topologias, no segundo são apresentados os retificadores, já no terceiro, os inversores e por fim, no quarto as fontes chaveadas [20] [21].

Encontra-se na literatura, várias topologias de conversores CA-CA, como já visto no trabalho [18]. Dentre os pós e contras a respeito das estruturas destacou-se com preocupação as que envolvem redução da tensão de entrada, levando-se em conta o quão onerosa e complexa cada estrutura se mostra.

## Gradador Monofásico

Um dos conversores mais simples, porém muito utilizado por indústrias para modificar o valor eficaz da tensão de saída sendo esta alternada, é o gradador (Fig. 2.1).

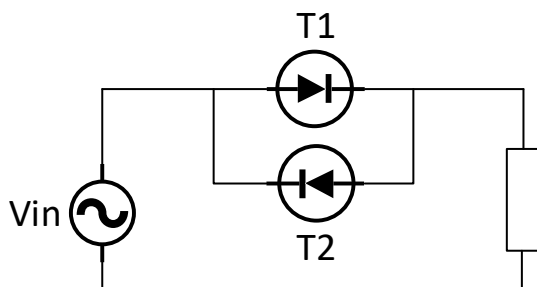


Figura 2.1 – Gradador Monofásico.

Neste conversor há estágios intermediários de conservação de energia, por isto é chamado de conversor “CA-CA Direto” [20].

Este conversor apresenta como benefício seu baixo custo devido ao reduzido número de componentes. Porém o mesmo se apresenta robusto, com harmônicos significativos e baixo fator de potência para ângulos obtusos de acionamento dos tiristores, ocasionando assim alta distorção na corrente emitida pela rede.

Como método mais comum, utiliza-se o “Controle de Ciclos Inteiros” [22] que liga da melhor maneira controles que empregam o valor eficaz da rede elétrica por ângulo de fase e controle de diversos elementos resistivos. No entanto, para cargas indutivas esse controle não é indicado, principalmente para motores, pois variam o torque, ocasionando ruídos e perda de vida útil. Para motores monofásicos em que a variação do torque já é intrínseca, tal efeito fica ainda maior.

Para redução de harmônicos na corrente de entrada uma opção bastante vantajosa são os conversores abaixadores CA-CA, ou “choppers CA” ([23], [24], [25], [26], [27]). Nestes conversores a baixa taxa de harmônicos deve-se ao fato de que o valor eficaz da componente fundamental é em uma função da razão cíclica, que independe da carga. Para que isso ocorra, os conversores devem ser comutados em alta frequência, pois a distorção é dividida entre as bandas em volta da frequência de comutação e seus múltiplos. Através dessa distribuição é possível que sejam reduzidos os filtros na saída dos conversores CA-CA.

- “Buck Bidirecional”

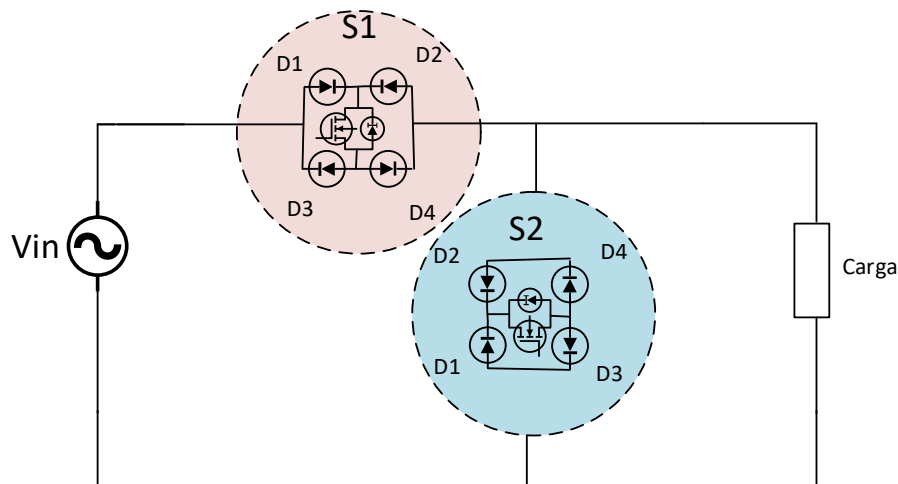


Figura 2.2 – “Buck Bidirecional”.

Este conversor apresenta duas chaves e 4 diodos em disposição bidirecional para tensão e corrente. A carga é ligada a fonte de tensão de entrada de acordo com a razão cíclica emitida nas chaves. Logo, de acordo com os intervalos de chaveamento é possível controlar a tensão de saída da seguinte forma, a amplitude da tensão fundamental é determinada pela chave S1, que é denominada de ativa. Se a carga for puramente resistiva, a chave S2 será desnecessária uma vez que a corrente segue fielmente a tensão de entrada. Porém em sistemas elétricos a maioria das cargas são indutivas que provocam um atraso na corrente, fazendo-se necessário um caminho para a circulação dessa corrente sem alterar a tensão a valores que danifiquem o equipamento a ela conectado. Então a atuação de S2, denominado como chave passiva, é de suma importância para a manutenção da tensão de saída, comportando-se como um roda livre de ação complementar a S1.

Apesar de ser bastante utilizado, apresenta graves defeitos práticos a respeito da comutação. Precisa-se de um tempo morto entre os controles das duas chaves para esquivar-se de um curto-circuito da fonte de entrada (LKV), implicando no rendimento do conversor bem como sua confiabilidade. Estes defeitos funcionais impedem a atuação legítima das “Leis de Kirchhoff de Corrente (LKC) e Tensão (LKV)” (KRAUGH [28]).

▪ **Conversor Abaixador CA com Comutação a Dois Passos.**

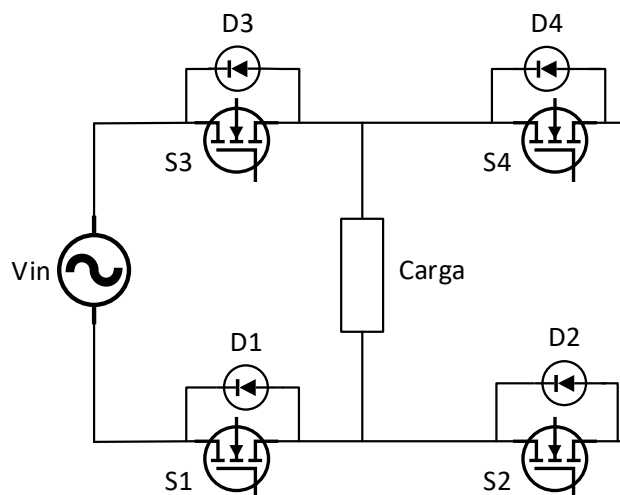


Fig. 2.3 - Conversor Abaixador CA com Comutação a Dois Passos.

Este conversor foi redesenhado para melhor entendimento, tornando-se parecido com um inversor de ponte completa [29]. O conversor apresentado, também é um abaixador bidirecional, no entanto pode-se utilizar dois módulos integrados. A seguir tem-se as duas lógicas de comandos nas chaves:

- Semiciclo Positivo: S1 e S2 conduzem, enquanto S3 chaveia com razão cíclica constante igual a  $D$ , já a chave S4 conduz de forma complementar. Através da razão cíclica se define o valor eficaz da tensão de saída. Os diodos D2 e D3 servem de roda livre para a corrente durante o tempo morto deste semiciclo.
- Semiciclo Negativo: S3 e S4 conduzem, enquanto S1 chaveia com razão cíclica constante igual a  $D$ , uma vez que a chave S2 conduz de forma complementar. Pela razão cíclica se define o valor eficaz da tensão de saída. Os diodos D1 e D2 servem de roda livre para a corrente durante todo o tempo morto deste semiciclo.

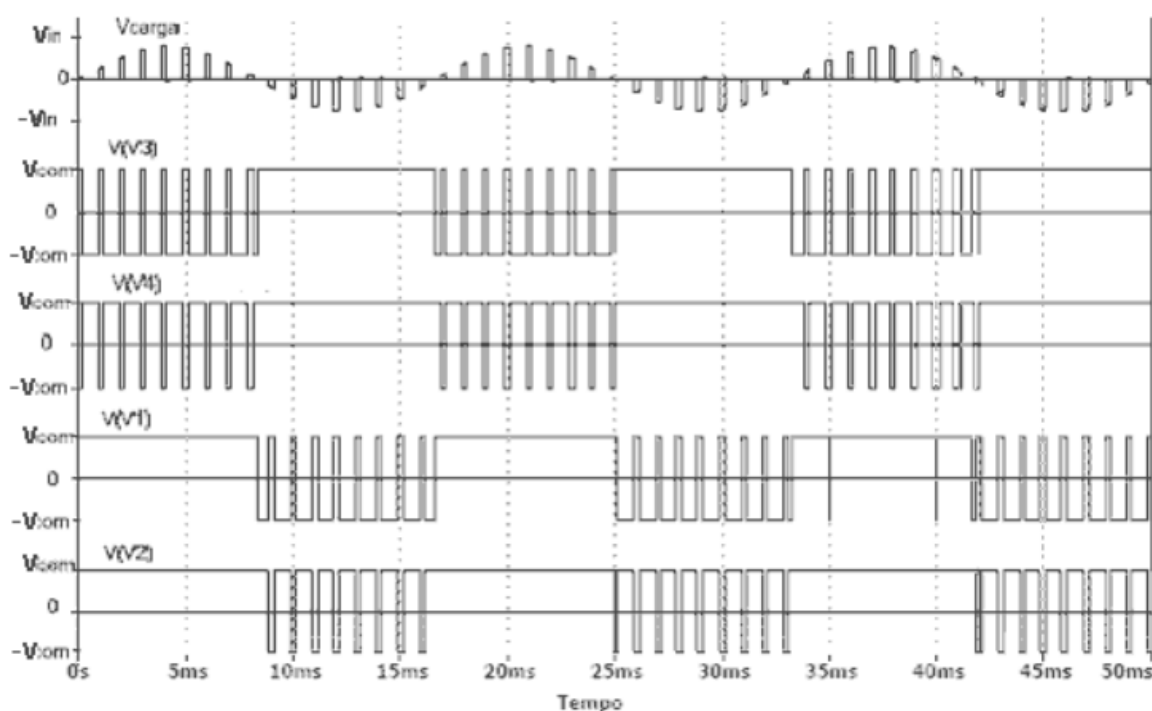


Fig. 2.4 - Sequência de comandos para as chaves

Dentre as vantagens estão a queda pela metade nas comutações, bem como o comando de pulsos ser muito mais simples e a alternativa de utilizar módulos ao invés de componentes discretos.

O uso das famílias de conversores CA-CA indiretos com estágios intermediários de armazenamento de energia, podem ser viáveis para transtornos na comutação existentes nos conversores demonstrados anteriormente.

#### ▪ Conversor Abaixador CA-CA com Quatro Interruptores Comandados.

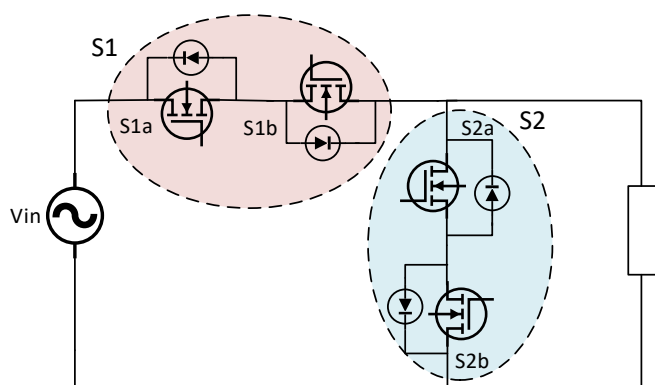


Fig. 2.5 - Conversor Abaixador CA-CA com Quatro Interruptores Comandados.

A técnica de comutação a quatro passos [30] é uma das melhores formas de obter o controle sem grandes tensões ocasionadas por tempo morto. Para isto, o circuito utilizado é o descrito acima, Fig. 2.5. As junções das chaves S1 e S2 formam caminhos bidirecionais para a corrente. S1a e S1b compreendem o bloco de chave S1, já S2a e S2b formam o bloco S2. A chave S1 é responsável pelo envio de energia a carga, ao passo que S2 forma um roda-livre para a corrente na carga. Este conversor é controlado a partir dos seus semiciclos positivo e negativo:

- Semiciclo Positivo: A chave S1a conduz enquanto S1b permanece aberta, porém com seu diodo em condução. No bloco S2, S2b conduz e S2a está aberta com seu diodo em condução. A modulação acontece de acordo com o semiciclo positivo da corrente e tensão.
- Semiciclo Negativo: A chave S1b conduz enquanto S1a permanece aberta, porém com seu diodo em condução. No bloco S2, S2a conduz e S2b está aberta com seu diodo em condução. A modulação acontece de acordo com o semiciclo positivo da corrente e tensão.

A técnica de controle é de complexa implementação, porém este conversor atende a todos os semiciclos de tensão e corrente, tornando-o muito eficiente e com o filtro adequado, pode-se diminuir consideravelmente o DHT e obter o controle eficaz da tensão de saída. Tendo em vista a necessidade de um novo controle que atendesse as necessidades do mercado, bem como diminuir a robustez e aumentar a agilidade da resposta a variações de tensão, este conversor foi o utilizado neste trabalho.

## 2.1. CONVERSÃO CA-CA NO BRASIL

O começo dos estudos relativos a estabilizadores/reguladores de tensão no Brasil deu-se em 1983 [31 e 32]. O primeiro trabalho [31] utiliza técnica da alternância da impedância de entrada e saída. Este método em sua origem foi feito com uso de tiristores [31 e 33] e logo após passou-se a utilizar transistores [34]

Os primeiros conversores a serem implementados no país foram os abaixadores com chaves bidirecionais. A partir da configuração “Buck”, muito utilizada em topologias

CC-CC, originou-se os trabalhos [32 e 35], com chaves de tensão e corrente bidirecionais. Muito semelhantes, os trabalhos [36 e 37] com filtros na entrada e saída.

Foram feitos estudos que confrontam a variação dos “taps” em transformadores com controle de disparos dos tiristores [38], este método foi aplicado em uma época com poucas normas vigentes relativo ao ângulo de disparo dos tiristores frente a tensão de saída. Doravante, iniciou-se trabalhos utilizando transformadores com mudança de derivações de transformadores [39].

Então, em meados de 1986 começaram a surgir vários trabalhos abordando o tema. Um dos mais importantes foi o [40] que visou a aplicação das chaves bidirecionais. Logo adiante, um conversor Flyback CA-CA foi exposto [41]. Outro trabalho relevante foi o [42], que não utiliza circuitos de ajuda na comutação.

Após diversas pesquisas e trabalhos na área, começaram a surgir as famílias de conversores [43]. Além dos conversores abaixadores, surgiram os primeiros trabalhos utilizando conversores elevadores-abaixadores de tensão [44 e 45].

Os trabalhos mencionados até o momento, em sua grande maioria foram todos feitos com tiristores, no entanto começou-se a difundir o uso de MOSFETs na substituição dos antigos tiristores [46]. Visando a diminuição dos circuitos que ajudam na comutação, surgiram pesquisas com células bidirecionais com tensão zero [47 e 48].

Na década de 90 em diante, inúmeros trabalhos foram apresentados sobre conversores CA-CA, principalmente na Universidade Federal de Uberlândia. A começar por conversores CA-CA de meia ponte [49 e 50], conversores ponte completa com interruptores bidirecionais e do tipo compensador de tensão [51], estudos de comutação suave [52]. Uma variação dos conversores foi proposta [53].

Novas substituições e variações tanto dos componentes quanto da estrutura, a elucidar a troca do elemento série, que até então era utilizado um transformador, foi substituído por um capacitor [54 e 55]. Muitas pesquisas foram feitas referente a contrapor os conversores apresentados, bem como monitorar o fator de potência até o surgimento de um conversor de ponte completa ressonante [56 e 57].

Por fim, esta tese que aborda todos os temas supracitados [58]. Vale a pena ressaltar ainda, a variação de uma nova proposta de regulador em [59] e [60] com controle por histerese e alteração na frequência de chaveamento.

Conversores trifásicos com comutação suave começaram a ter visibilidade e ótimos resultados, tais como apresentados em [61]. Dentre os trabalhos citados até o momento, este

tem extrema relevância pois deu início a uma das técnicas mais empregadas em conversores CA-CA utilizando retificação e adiante inversão [62]. Em 1997 foi apresentado um conversor trifásico com dois interruptores [63]. A vista disso uma nova técnica chamada “*Dead Beat*” apresentada em [64].

A seguir foi desenvolvido um conversor Sepic CA-CA com correção no fator de potência [65]. Também foram feitos estudos sobre modulação matricial em tensão alternada [66].

## 2.2. COMPARAÇÃO ENTRE FONTES LINEARES E NÃO-LINEARES

Fontes lineares e não lineares [67] são as mais utilizadas em aparelhos eletrônicos, no entanto faz-se necessária uma análise a respeito do volume, peso, tamanho, custo, ruídos eletromagnéticos e principalmente do rendimento.

Tomando-se por base o rendimento, fator importante em um conversor, a energia dissipada em chaves recorrente em conversores faz com que as perdas nos mesmos sejam notórias. Por conseguinte, é vital a diminuição dessas perdas para menores gastos com o equipamento de dissipação de calor, que por consequência, reduz-se o volume e o peso do conversor.

A julgar pelo rendimento, fontes lineares são bastante inferiores quando comparadas as não-lineares. Para isolamento galvânica é necessário a utilização de um transformador que opere na mesma frequência da rede, aumentando seu custo e peso.

Porém fontes chaveadas apresentam problemas referentes aos ruídos eletromagnéticos, causados pela alta frequência em que operam. Na tabela a seguir mostra o comparativo entre os dois tipos de fontes supracitados.

Tabela 2.1 – Quadro Comparativo entre Fontes Chaveadas e Fontes Lineares

	Fontes Chaveadas	Fontes Lineares
Rendimento	Superior a 80%	30 a 60%
Ruído Eletromagnético	Considerável	Pouco ou Nenhum
Resposta Dinâmica	Mais Lenta	Rápida
Número de Saídas	Várias	Apenas Uma

## 2.3. NORMATIZAÇÃO DE ELEVAÇÃO E AFUNDAMENTOS DE TENSÃO

Elevação e afundamentos de tensão são defeitos existentes e constantes na rede elétrica, por isso a busca por novas tecnologias que identifiquem e sanem esses danos. Interrupções momentâneas são causa de 92% dos problemas de qualidade de energia e é percebido com maior ênfase no setor industrial [68].

Um exemplo são os microprocessadores de uso bastante difundido no setor industrial e residencial, cuja operação é bastante rápida tornando-se vulneráveis a distúrbios de tensão. Os dois tipos de defeitos na rede são graves e devem ser mitigados. No entanto este trabalho dará maior ênfase em afundamentos, uma vez que o conversor mostra maior desempenho para tal.

### 2.3.1. Afundamento de Tensão

As causas mais comuns de afundamentos de tensão são por curtos circuitos, sobrecargas e partidas de grandes motores, que por definição é a queda no valor da tensão eficaz entregue a carga.

A norma para identificar e quantificar os afundamentos variam para cada instituição, sendo que a proporção do afundamento está intimamente ligada entre a impedância do sistema e a ocorrência da falha, que quando ocorre afeta cargas sensíveis provocando seu desligamento[69].

Diante das várias interpretações de afundamentos, onde não há convergência entre normas nacionais e internacionais, será listada adiante os três tipos mais importantes de normas vigentes.

- **IEEE:** Em conformidade com o IEEE [70] entende-se por afundamento de tensão como uma queda entre 0,1 e 0,9 p.u. do valor eficaz da tensão com duração de 0,5 ciclo a um minuto, se o afundamento for menor que 0,1 p.u. são classificados como interrupção. Segundo a norma a magnitude do afundamento se dá em relação a tensão nominal, ou seja, a porcentagem de decréscimo com base na tensão nominal.

Tabela 2.2 – Classificação dos Afundamentos de Tensão segundo a IEEE 1159-1995

CLASSIFICAÇÃO DOS AFUNDAMENTOS DE TENSÃO CONFORME A DURAÇÃO		
CATEGORIA	DURAÇÃO PADRÃO	MAGNITUDE PADRÃO
INSTANTÂNEO	0,5 a 30 ciclos	0,1 a 0,9 p.u.
MOMENTÂNEO	30 ciclos a 3 segundos	0,1 a 0,9 p.u.
TEMPORÁRIO	3 segundos a 1 minuto	0,1 a 0,9 p.u.

- **IEC:** Segundo a IEC Std 1159 [70] afundamentos de tensão são uma redução inesperada que varia entre 0,01 p.u. e 0,99 p.u. do valor eficaz da tensão com duração de 0,5 ciclo a um minuto. De acordo com esta norma, perturbações com queda de tensão entre 0,01 p.u. e 0,99 p.u. são denominadas interrupções.
- **ANEEL:** Conforme a ANEEL afundamentos de tensão são fenômenos em que o valor eficaz da tensão do sistema tem uma queda de 0,9 p.u. em relação a tensão nominal, com tempo de duração menor que 3 segundos [71]. As definições segundo a PRODIST Módulo 8 [72] são as de afundamento momentâneo e temporário da tensão, como pode serem vistas a seguir:
  1. **Afundamento Momentâneo de Tensão:** afundamentos de tensão são fenômenos em que o valor eficaz da tensão do sistema tem uma queda de 0,9 p.u. em relação a tensão nominal, com tempo de duração menor que 3 segundos.
  2. **Afundamento Temporário de Tensão:** : afundamentos de tensão são fenômenos em que o valor eficaz da tensão do sistema tem uma queda de 0,9 p.u. em relação a tensão nominal, com tempo de duração superior a 3 segundos e menor ou igual a 3 minutos.

## - **Motivos e Mitigação de Afundamentos de Tensão**

As causas dominantes de afundamentos de tensão são as sobrecorrentes e faltas remotas e podem ser ocasionadas por vários motivos, dentre eles estão o curto circuito na rede, chaveamento de grandes cargas, energização de transformadores, partida de motores de grande porte e descargas atmosféricas na rede elétrica. [73]-[76].

A solução por melhorias do sistema elétrico é significativamente mais onerosa em relação as resoluções por técnicas aplicadas a oscilações de tensão na carga. As áreas responsáveis pela maior relevância de soluções em afundamentos são: o emprego de estabilizadores de energia, melhorias no sistema elétrico e aumento da proteção da carga [77].

Em relação ao aperfeiçoamento do sistema elétrico necessita-se de investimento em SPDA, para mitigar os efeitos nas descargas atmosféricas da rede evitando oscilações na tensão da rede. Além disso, pode-se utilizar uma rede de uso exclusivo de cargas sensíveis, bem como redes subterrâneas, que já existem no Brasil, porém em números bastante reduzidos. Apesar das soluções serem ótimas, o custo desses métodos são enormes, porém se houver um estudo em cada rede implementada, visando mitigar estes defeitos é uma alternativa considerável que amenizaria os danos causados pelas quedas ou falhas de tensão na rede.

Tabela 2.3 Estimativa dos prejuízos anuais causados por afundamentos de tensão e interrupções.

Tensão remanescente	Prejuízos econômicos anuais em (US\$)							
	<0,02	0,02-0,05	0,05-0,2	0,2-0,5	0,5-1	1-10	10-60	60-180
80-90%								
70-80%								
50-70%								
30-50%								
10-30%								
<10%	3.600,00						1.200,00	
Região abaixo da ITIC; t < 200ms prejuízo de 50%			Região abaixo da ITIC; t > 200ms Prejuízo de 70%			Interrupção Prejuízo de 100%		

À luz desses problemas relatados, outra solução são os estabilizadores de tensão, foco deste trabalho. Estes dispositivos além de promover ,quando a tensão da rede oscila, a tensão em que a carga necessita, pode atuar como proteção a carga quando colocado a montante da

mesma. Tornando-se uma alternativa mais barata e viável para o sistema como pode ser visto a seguir [78 e 79].

Tabela 2.4: Custo típico das técnicas de condicionadores de energia

<b>Categoria do equipamento</b>	<b>Custo (US\$ / kVA)</b>	<b>Custo anual de operação e manutenção (% do custo inicial)</b>
Proteção de equipamentos de controle (<5kVA)		
CVT	1.000,00	10
UPS	500,00	25
Compensador série	250,00	5
Proteção de máquinas (10 a 300kVA)		
UPS a bateria	500,00	15
UPS baseado em disco de inércia	500,00	7
Compensador série	250,00	5
Proteção da planta (2 a 10MVA)		
UPS a bateria	500,00	15
UPS baseado em disco de inércia	500,00	5
Compensador série	300,00	5

Tendo em vista os dados das tabelas é nítido o quão necessários são estudos que mitiguem e tornem as técnicas mais baratas para a resolução dos problemas de afundamento de tensão, pois além de causarem danos ao sistema, os mesmos são bastante onerosos.

### 2.3.2. Elevação de Tensão

Elevações de tensão, ou *swell*, são perturbações definidas pelo aumento da tensão eficaz do sistema [80] em que a duração não exceda 2 segundos. Já para os casos que ultrapassem o limite definido de 2 segundos, dá-se o nome de sobretensão. Ainda assim, existem casos de surto, em que a tensão excede o limite máximo em um intervalo de tempo extremamente pequeno, na ordem de milissegundos ou microsegundos.

As maiores causas de elevações de tensão são a queda no consumo de corrente, o chaveamento de grandes bancos de capacitores, interrupções inesperadas e por mudanças repentinas ou perdas de referência de terra [77].

Diversas publicações sugerem equipamentos eficientes e de baixo custo conectados á rede CA, mantendo a tensão de saída adequada segundo a norma [81 e 82].

---

Por fim, as causas de elevação e afundamentos de tensão estão intimamente ligadas interferem na qualidade de energia entregue ao consumidor, diminuindo a vida útil de aparelhos bem como a operação dos mesmos [77] e [83]-[88].

### 3. CONVERSOR ABAIXADOR CA-CA COM QUATRO INTERRUPTORES COMANDADOS

Neste trabalho foi feito o desenvolvimento de um conversor CA-CA a quatro interruptores [30] com objetivo de ser um compensador dinâmico capaz de estabilizar a tensão na carga tanto para elevações quanto para afundamentos de tensão de alimentação. Para tal, utilizou-se o conversor abaixador de quatro chaves, mais conhecido como *chopper* CA-CA. Na qual é utilizando uma nova técnica de controle analógico com pequeno volume e alta eficiência.

São apontados os circuitos de potência e suas etapas de operação, bem como as formas de onda desejadas e a modulação das chaves. A carga será representada com um circuito RL, ou seja, a corrente encontra-se atrasada em relação á tensão.

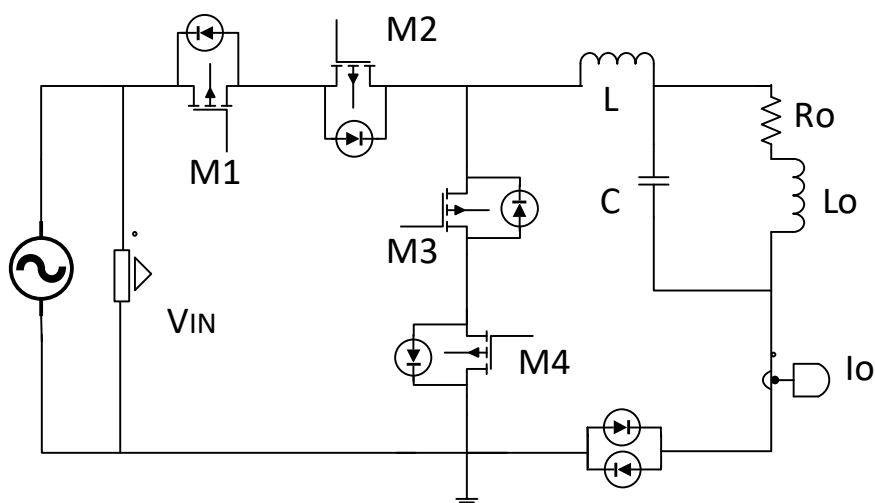


Fig. 3.1 - Conversor Abaixador CA-CA

#### 3.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO

Será feita a análise para a topologia (Fig. 3.1). As etapas de operação serão descritas com os semiciclos positivo e negativo de tensão e corrente, considerando-se a característica indutiva da carga.

O conversor CA-CA adotado mostrado é constituído de quatro chaves  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  e  $M_4$ , um filtro LC (indutivo capacitivo) e uma carga RL, operando no modo descontínuo. Este conversor é um abaixador tendo como referência a tensão de entrada de 220V rms e 311,12V de pico. Já a saída é de 127V rms e 179,60V de pico em malha aberta.

As quatro chaves  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  e  $M_4$  entram em condução a partir do controle de chaveamento complementar, no qual atuam duas chaves em cada semiciclo de tensão. Adiante, um par de chaves é acionado quando a tensão está em seu sentido positivo e a outra no tempo em que a tensão está no sentido inverso ao da primeira. No momento em que o par de chaves é acionado, cada chave atua de modo separado. Enquanto uma chave do par está chaveando, a outra está em nível lógico alto e vice-versa. Afim de que essa troca de chaveamento para nível lógico alto aconteça, a condição é a polarização da corrente, ou seja, no tempo em que uma das chaves está em nível lógico alto no semiciclo positivo a outra chaveia.

A operação do filtro sucede de forma que o indutor e capacitor de filtro possuem valores baixos consistindo-se em um circuito ressonante, responsável por reduzir a distorção harmônica da tensão de entrada.

De acordo com a (Fig. 3.1) o conversor possui quatro chaves, portanto, quatro etapas de operação. Para definir a razão de operação deste conversor, as seguintes elucidações devem ser feitas:

- As chaves  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  e  $M_4$  operam com uma frequência variável.
- A fonte de tensão  $V_{in}$  é considerada uma fonte de tensão CA com elevação e afundamento de tensão;

Desta forma, o funcionamento do conversor CA-CA PWM pode ser descrito, levando-se em conta quatro etapas de funcionamento.

#### 1) Primeira etapa - ciclo positivo da tensão e corrente.

Esta etapa tem início no instante em que a corrente e tensão de alimentação passam por zero e iniciam seu semiciclo positivo. Durante esse semiciclo, os interruptores  $M_1$  e  $M_4$  se fecham e todos os demais são mantidos abertos. Neste instante a chave  $M_1$  está modulando, enquanto  $M_4$  está em nível lógico alto.

#### 2) Segunda etapa - semiciclo negativo de tensão e positivo de corrente.

Durante esta etapa que se inicia no instante em que a tensão de alimentação tem derivada negativa e a corrente de entrada está em seu semiciclo positivo. No decorrer dessa etapa, as chaves  $M_1$  e  $M_4$  se fecham e todas as chaves restantes ficam abertas. Neste instante a chave  $M_4$  está chaveando enquanto  $M_1$  está em nível lógico alto.

3) Terceira etapa - semiciclo negativo de tensão e corrente.

Este estágio tem início no instante em que a tensão e a corrente de entrada têm derivada negativa. Ao longo desse semiciclo, as chaves M2 e M3 permanecem fechadas e todas as demais chaves são mantidas abertas. Neste momento a chave M2 está chaveando enquanto M3 está em nível lógico alto.

4) Quarta etapa - semiciclo positivo de tensão e negativo de corrente.

No decorrer deste estágio que começa no instante em que a tensão de alimentação tem derivada positiva e a corrente de entrada tem derivada negativa. Durante esse semiciclo, as chaves M2 e M3 permanecem fechadas e todas as chaves restantes conservam-se abertas. Neste instante a chave M3 está chaveando enquanto M2 está em nível lógico alto.

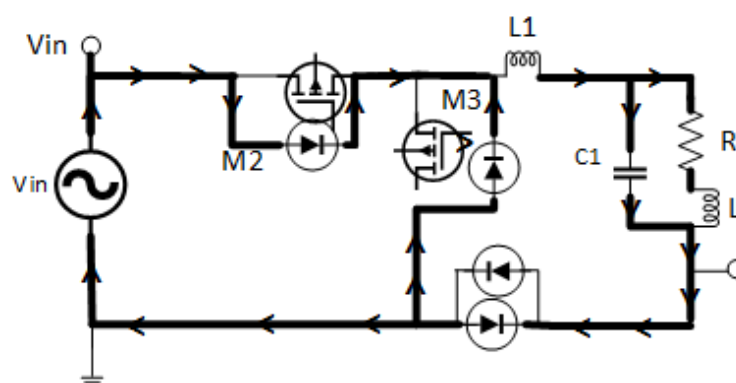


Fig. 3.2 – Etapa positiva da tensão, M1 e M4 fechados.

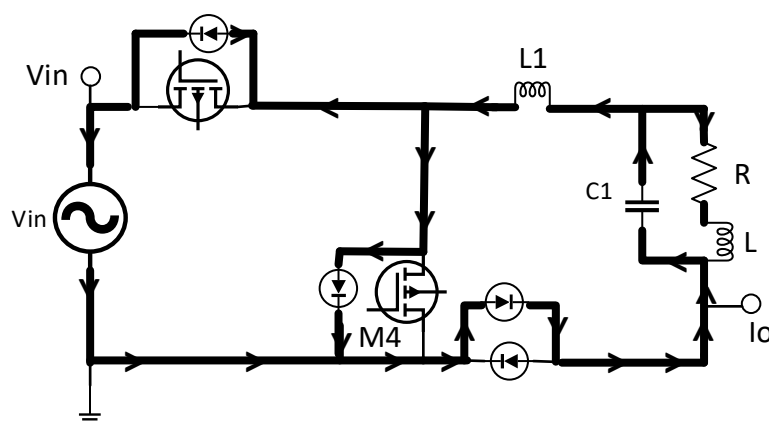


Fig. 3.3 – Etapa negativa da tensão, M2 e M3 fechados.

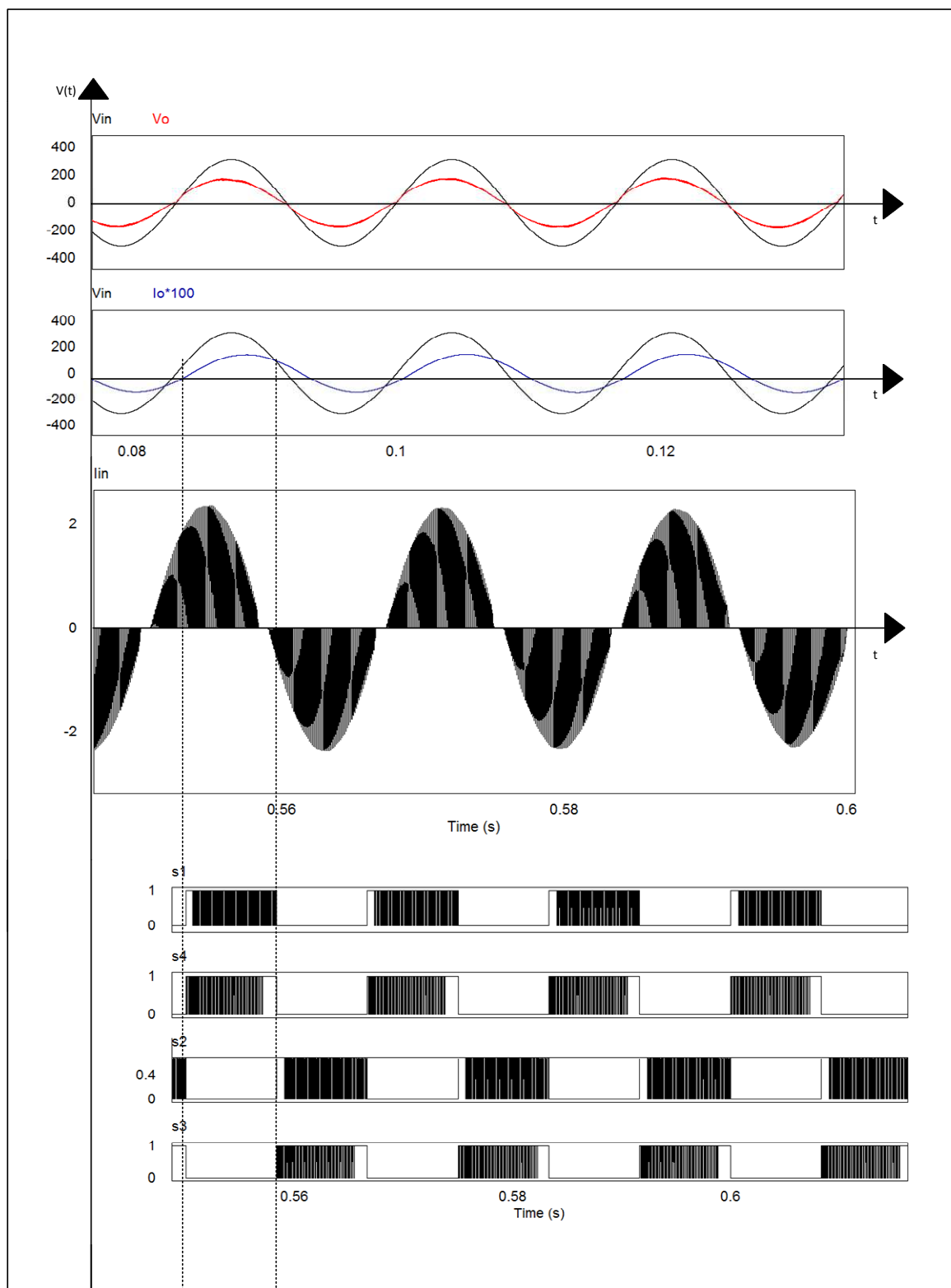


Fig. 3.4 – Etapas de Operação -  $V_{in}$  (tensão de entrada),  $V_o$  (tensão de saída),  $I_o$  (corrente de saída),  $I_{in}$  (corrente de entrada) e ( $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$  e  $s_4$ ) pulso nas chaves.

### 3.2. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

A estratégia de controle desenvolvida nesta topologia se respalda na fragmentação da corrente e tensão de entrada em positiva e negativa. A cada alteração de tensão ou corrente uma chave é acionada, descrita nas quatro etapas já mencionadas.

#### 3.2.1. Modulação analógica

O comando de chaves foi feito de forma analógica e totalmente controlada por meio de um pulso PWM e comutação complementar, que serão mostradas a seguir.

##### Separação de Pulsos.

Para a separação dos pulsos foram empregados dois amplificadores operacionais (LM318) que comparam o sinal de tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e corrente na saída ( $I_o$ ). Os sinais de tensão e corrente são inseridos na porta não inversora (+), com o terra (0V) na porta inversora (-).

Quando o nível lógico estiver alto, na saída temos os pulsos positivos. Do contrário, no coletor do transistor (NPN) têm-se os pulsos negativos de corrente e tensão.

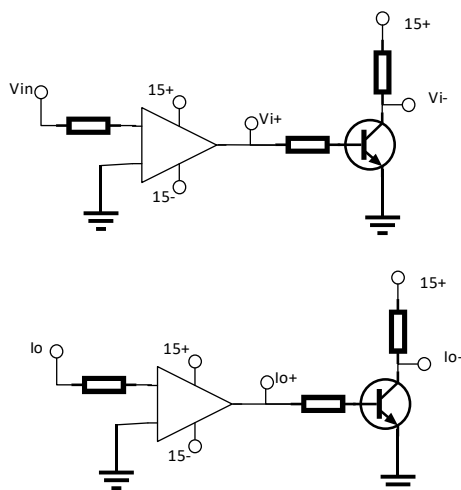


Fig. 3.5 – Separação de pulsos em cada semiciclo

##### ➤ Modulação da Largura de Pulso.

A modulação da largura de pulso ocorre por meio do circuito de onda quadrada em que cada parâmetro foi definido para uma frequência de 20kHz.

Após a obter o PWM se fez necessário o segundo pulso, o  $\overline{PWM}$ , que é o pulso complementar ao anterior. O  $\overline{PWM}$  é obtido pelo transistor (NPN). Este transistor quando em nível lógico baixo na sua base se polariza no sentido base-coletor, tornando o nível lógico alto no coletor. Nesta situação, no coletor é possível obter o pulso oposto ao do PWM.

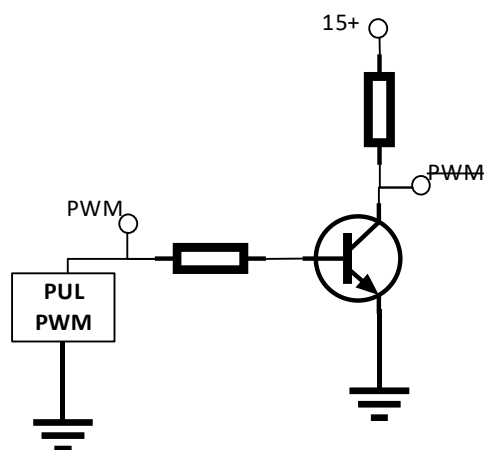


Fig. 3.6 – PWM e  $\overline{PWM}$ .

#### ➤ Pulso M1.

O pulso M1 é obtido por intermédio do PWM, quando Q1 e Q2 estão reversamente polarizados, quer dizer, quando  $V_{i-}$  e  $I_{o-}$  forem positivos, o PWM será habilitado, fazendo com que M1 adquira seu pulso.

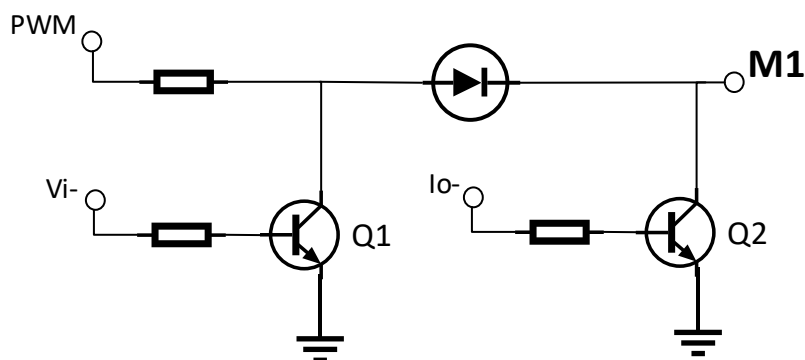


Fig. 3.7 – Controle Chaveamento de M1.

No momento em que a tensão estiver negativa e a corrente positiva, M1 envia para a chave um pulso de nível lógico alto.

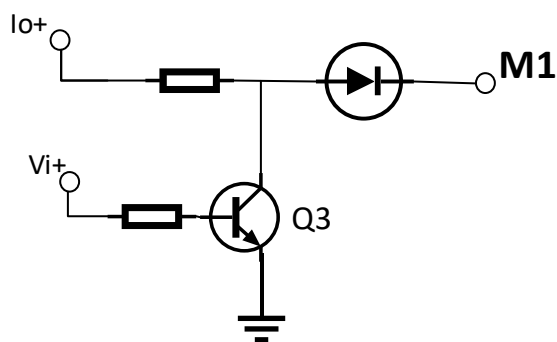


Fig. 3.8 – Controle Pulso Alto de M1.

### ➤ Pulso M2

O pulso M2 é obtido por meio do PWM, quando Q4 e Q5 estão reversamente polarizados, quer dizer, quando  $V_{i+}$  e  $I_{o+}$  forem negativos, o PWM será habilitado, fazendo com que M2 adquira seu pulso.

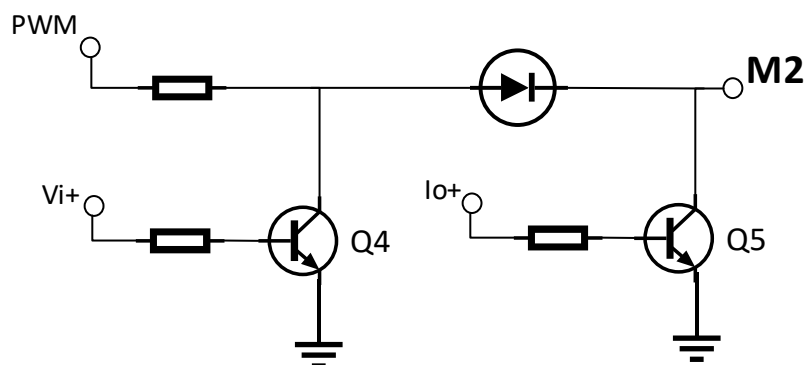


Fig. 3.9 – Controle Chaveamento de M2.

No momento em que a tensão  $V_{i-}$  for positiva e a  $I_{o-}$  corrente negativa, M2 encaminha para a chave um pulso de nível lógico alto.

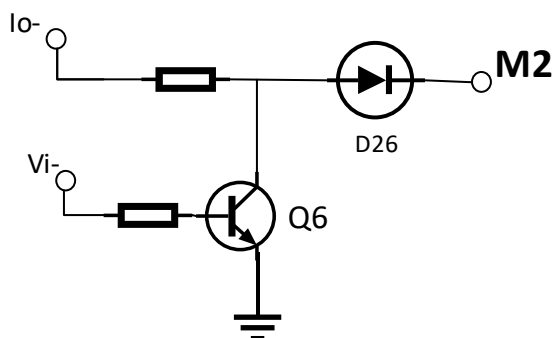


Fig. 3.10 – Control Pulso Alto de M2.

### ➤ Pulso M3

O pulso M3 é conseguido por meio do **PWM**, quando Q7 e Q8 estão reversamente polarizados, isto é, quando  $V_i$  for positivo e  $I_o$  for negativo, o **PWM** será habilitado, fazendo com que M3 adquira seu pulso.

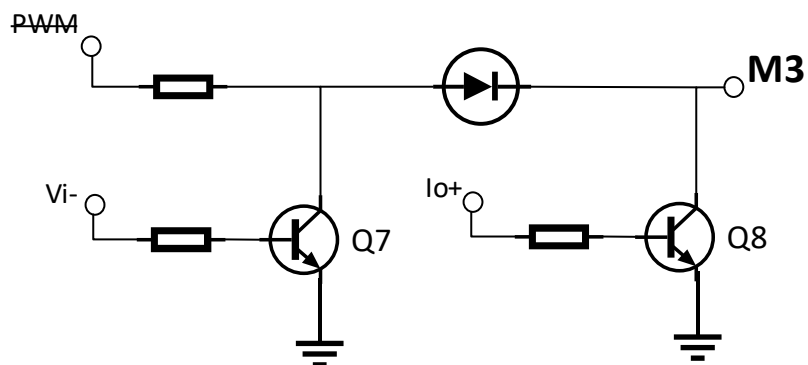


Fig. 3.11 – Controle Chaveamento de M3.

No instante em que a tensão e a corrente forem negativas, M3 encaminha para a chave um pulso de nível lógico alto.

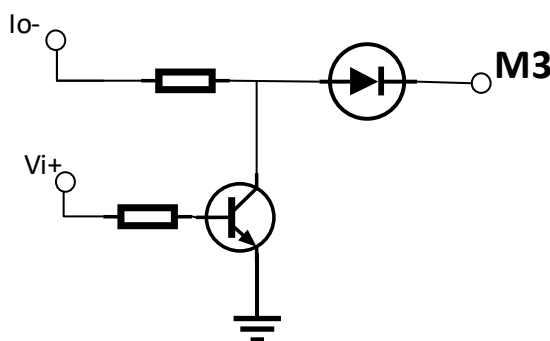


Fig. 3.12 – Controle Pulso Alto de M3.

### ➤ Pulso M4

O pulso M4 é obtido mediante o **PWM**, quando Q10 e Q11 estão reversamente polarizados, quer dizer, quando  $V_i$  for negativo e  $I_o$  for positivo, o **PWM** será habilitado, fazendo com que M4 adquira seu pulso.

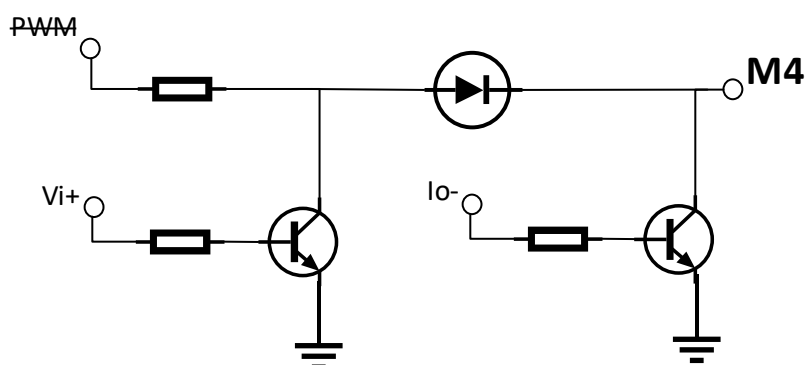


Fig. 3.13 – Controle Chaveamento de M4.

No momento em que a tensão e corrente forem positivas, M4 dirige para a chave um pulso de nível lógico alto.

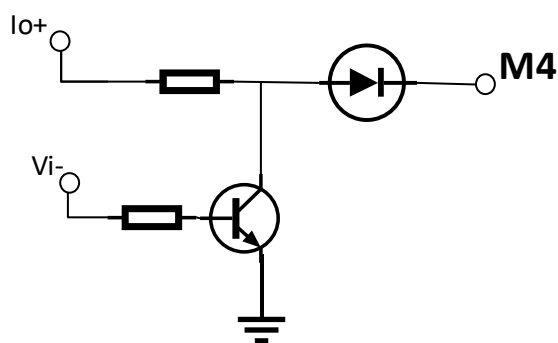


Fig. 3.14 – Controle Pulso Alto de M4.

### 3.2.2. Modulação por Portas Lógicas

Neste caso o comando das chaves é feito utilizando portas lógicas de forma análoga a forma analógica demonstrada. De forma que  $Y_v$  é a tensão no semiciclo positivo,  $Y_i$  a corrente no semiciclo positivo e  $m$  como pulso PWM.

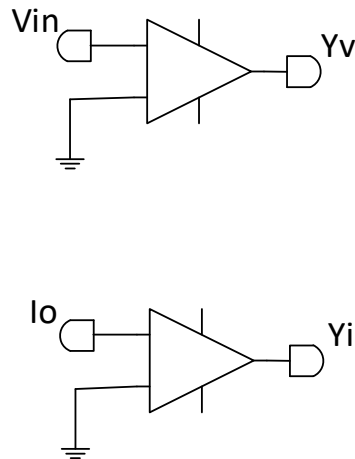


Fig. 3.15 – Semiciclos positivos de tensão e corrente.

### ➤ Equacionamento de $M_1$

O interruptor  $M_1$  modula para tensão e corrente positivas e tem em nível lógico alto para tensão positiva e corrente negativa, e segue a lógica representada na Fig. 3.16.

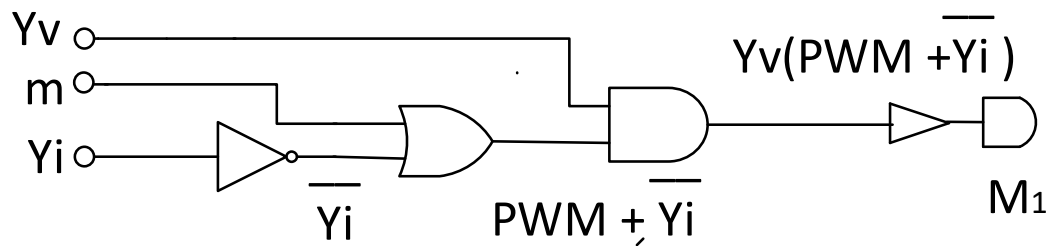


Fig. 3.16 – Circuito Lógico de  $M_1$

A Fig. 3.16 pode ser definida matematicamente pelas equações 3.1 e 3.2:

$$m_1 = Y_v \cdot (PWM \oplus \bar{Y}_i) \quad (3.1)$$

$$Y_v = 1 \begin{cases} \bar{Y}_i = 0 & (Y_i = 1) \rightarrow PWM \\ \bar{Y}_i = 1 & (Y_i = 0) \rightarrow M_1 = 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

A partir do circuito lógico de  $M_1$  e suas respectivas equações, tem-se a tabela verdade:

Tabela. 3.1 – Tabela Verdade de  $M_1$

$Y_v$	$Y_i$	$M_1$
0	0	PWM
0	1	1
1	0	0
1	1	0

### ➤ Equacionamento de $M_2$

O interruptor  $M_2$  modula para tensão e corrente negativas e tem em nível lógico alto para tensão negativa e corrente positiva, de forma análoga a 3.16, a lógica de  $M_2$  segue na figura 3.17.

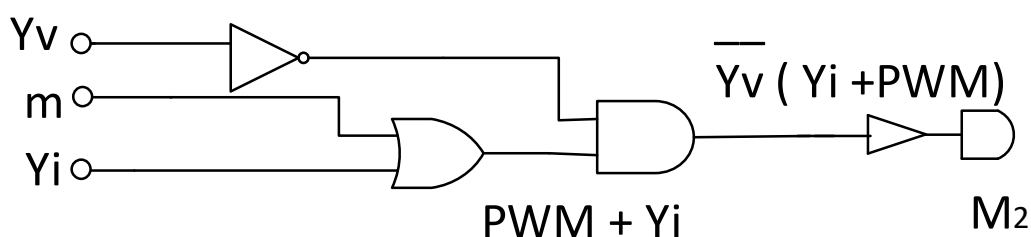


Fig. 3.17 – Circuito Lógico de  $M_2$

A Fig. 3.17 pode ser definida matematicamente pelas equações 3.3 e 3.4:

$$m_2 = \bar{Y}_v \cdot (Y_i \oplus PWM) \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \bar{Y}_v &= 1 \quad \left\{ \begin{array}{l} (Y_i = 0) \rightarrow PWM \\ Y_v = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} (Y_i = 1) \rightarrow M_2 = 1 \end{array} \right. \end{array} \right. \quad (3.4) \end{aligned}$$

A partir do circuito lógico de  $M_2$  e as equações relacionadas a seu funcionamento, tem-se a tabela verdade.

Tabela. 3.2 – Tabela Verdade de  $M_2$

$Y_v$	$Y_i$	$M_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	PWM
1	1	1

### ➤ Equacionamento de $M_3$

O interruptor  $M_3$  modula para tensão negativa e corrente positiva e tem em nível lógico alto para tensão e corrente negativas, e segue a lógica representada na Fig. 3.16, mostrada na Fig. 3.18.

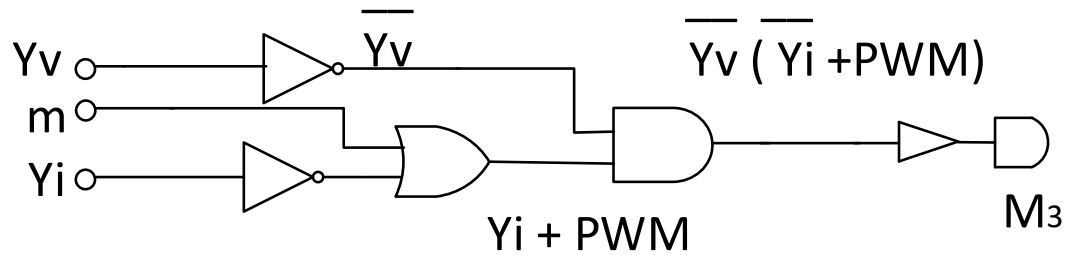


Fig. 3.18 – Circuito Lógico de  $M_3$ .

A Fig. 3.16 pode ser definida matematicamente pelas equações 3.5 e 3.6:

$$m_3 = \overline{Y_v} \cdot (\overline{Y_i} \oplus PWM) \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} \overline{Y_v} = 1 & (Y_v = 0) \rightarrow PWM \\ \overline{Y_i} = 0 & (Y_i = 1) \rightarrow M_3 = 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

A partir do circuito lógico de  $M_3$  e suas respectivas equações, tem-se a tabela verdade:

Tabela. 3.3 – Tabela Verdade de  $M_3$

$Y_v$	$Y_i$	$M_3$
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	PWM

### ➤ Equacionamento de $M_4$

O interruptor  $M_4$  modula para tensão positiva e corrente negativa e tem em nível lógico alto para tensão positiva e corrente positivas, e segue a lógica representada na Fig. 3.16, implementada para o caso do interruptor  $M_4$ .

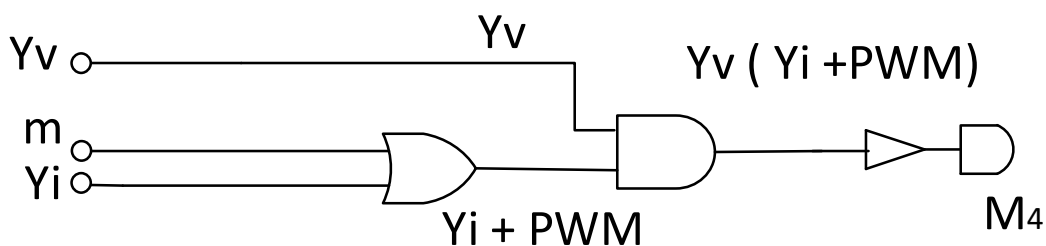


Fig. 3.19 – Circuito Lógico de  $M_4$ .

A Fig. 3.18 pode ser definida matematicamente pelas equações 3.7 e 3.8:

$$m_4 = Y_v \cdot (Y_i \oplus PWM) \quad (3.7)$$

$$Y_v = 1 \begin{cases} Y_i = 0 \rightarrow PWM \\ Y_i = 1 \rightarrow M_4 = 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

A partir do circuito lógico de  $M_4$  e suas equações, tem-se a tabela verdade:

Tabela. 3.4 – Tabela Verdade de  $M_4$

$Y_v$	$Y_i$	$M_4$
0	0	1
0	1	PWM
1	0	0
1	1	0

### 3.3. ANÁLISE MATEMÁTICA DO CIRCUITO

Nesta etapa, será demonstrado todos os cálculos referentes as etapas de operação do conversor, bem como seu projeto e especificação.

#### 3.3.1. Etapas de Operação

- **Primeira Etapa:** Semiciclo de tensão positivo, as chaves  $M_1$  e  $M_4$  conduzem enquanto as demais ficam abertas.

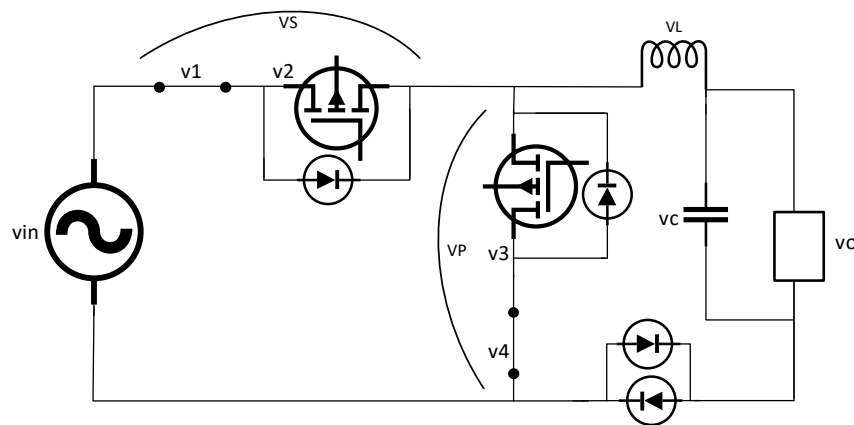


Fig. 3.20 – Primeira Etapa - Semiciclo Positivo da Tensão.

$$v_c = v_o > 0 \quad (3.9)$$

Considerando que  $v_s = v_1 + v_2$  e  $v_p = v_3 + v_4$  e aplicando a lei de Kirchhoff, tem-se que

$$v_{in} - (v_1 + v_2) - (v_3 + v_4) = 0 \quad (3.10)$$

$$v_1 = v_4 = 0 \quad (3.11)$$

Portanto,

$$v_s = v_2 \quad (3.12)$$

$$v_p = v_3 \quad (3.13)$$

$$v_s = v_{in} - v_p \quad (3.14)$$

$$v_p = v_l - v_c \quad (3.15)$$

- **Segunda Etapa:** Semiciclo de tensão negativo, as chaves  $M_2$  e  $M_3$  conduzem enquanto as demais ficam abertas.

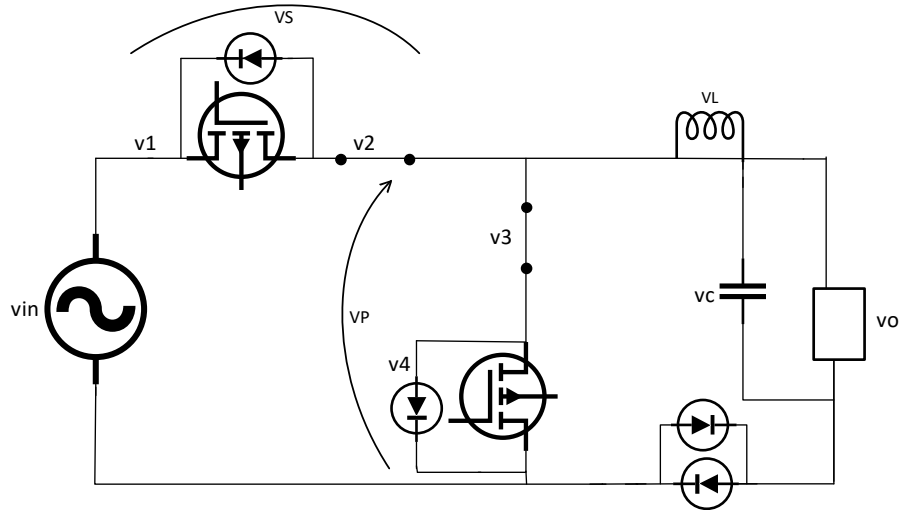


Fig. 3.21 – Segunda Etapa - Semiciclo Negativo da Tensão.

$$v_c = v_o < 0 \quad (3.16)$$

Aplica-se a lei das tensões de Kirchhoff, análogamente a equação (3.10) tem-se,

$$v_{in} - (v_1 + v_2) - (v_3 + v_4) = 0 \quad (3.17)$$

$$v_2 = v_3 = 0 \quad (3.18)$$

Logo,

$$v_s = v_1 \quad (3.19)$$

$$v_p = v_4 \quad (3.20)$$

Assim as equações 3.14 e 3.15 são equivalentes para o conversor no semiciclo negativo, o que comprova que o conversor opera de modo complementar.

### 3.3.2. Operação como Fonte de Tensão Controlada

Para uma melhor análise do circuito, supõe-se que as quatro chaves são fontes de tensão controlada, como será demonstrado adiante.

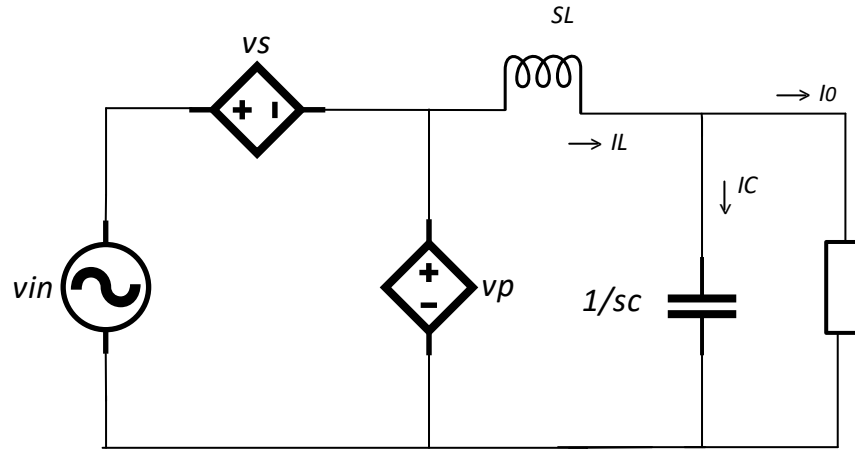


Fig. 3.22 – Conversor com Fonte de Corrente.

Através da lei das malhas é possível ter as equações,

$$v_{in} - v_s = v_p \quad (3.21)$$

$$v_p - sLi_L = v_o \quad (3.22)$$

$$i_c = \frac{1}{sC} v_o \quad (3.23)$$

$$i_o = i_L - i_c \quad (3.24)$$

Igualando-se as equações (3.21) e (3.22) têm-se,

$$v_{in} - v_s = sLi_L + v_o \quad (3.25)$$

Ao isolar  $v_s$  da equação (3.25) tem-se como resultado,

$$v_s = (v_{in} - v_o) - sLi_L \quad (3.26)$$

Ao isolar  $v_p$  da equação (3.22) consegue-se a equação abaixo,

$$v_p = v_o + sLi_L \quad (3.27)$$

Ao substituir a equação (3.23) em (3.24) é obtida a equação 3.28,

$$i_o = i_L - \frac{1}{sC} v_o \quad (3.28)$$

Logo, a corrente no indutor  $i_L$  está em função da corrente e tensão de saída e do capacitor de filtro,

$$i_L = i_o + \frac{1}{sC} v_o \quad (3.29)$$

### 3.3.3. Diagrama de Blocos do Sistema.

A partir do circuito apresentado na figura (3.22), representa-se na figura (3.23) a dinâmica do sistema por meio de um diagrama de blocos, que tem como variáveis de entrada as tensões de entrada e saída, assim como a corrente do indutor – relacionadas ao sensoramento.

Na saída, explicitam-se as tensões sobre os pares de chaves ( $v_s$  e  $v_p$ ), as quais envolvem a ação de controle.

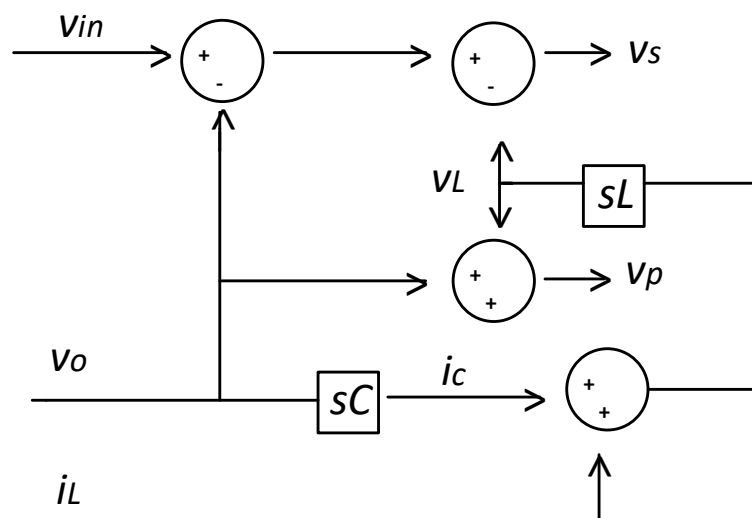


Fig. 3.23 – Diagrama de Blocos do Sistema.

### 3.3.4. Análise dos modos de operação.

Mais detalhadamente, podem-se denotar as etapas de operação do conversor em relação às polaridades de tensão de entrada e corrente na saída, e suas combinações, conforme apresentado na tabela 3.5. Em cada caso, são atribuídos fatores relacionados à magnitude dos valores médios da corrente (condução) e tensão (bloqueio) sobre as chaves ( $M_1$  a  $M_4$ ).

Sobre os fatores relacionados a etapa de bloqueio, destaca-se a operação em alta frequência de um interruptor do conjunto. Nesses casos, há uma divisão entre as tensões sobre as duas chaves dos respectivos ramos.

No dispositivo acionado a uma razão cíclica  $d$  a tensão de bloqueio seria proporcional a complementar  $1-d$ . Dessa forma, assumindo que a tensão do ramo tem um valor  $v_r$ , a tensão de cada interruptor varia de  $\frac{v_r}{2}$ , para o caso de baixa condução e divisão uniforme da tensão ( $d=0$ ), até  $v_r$ , para quando a condução predomina-se no outro interruptor do ramo ( $d=1$ ).

Tabela. 3.5 – Condução e Bloqueio dos Interruptores

Vin	Io	M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>	M <sub>3</sub>	M <sub>4</sub>	
+	+	d	0 $\wedge$	0	1	Condução
+	-	1	0	0 $\wedge$	d	
-	-	0 $\wedge$	d	1	0	
-	+	0	1	d	0 $\wedge$	
+	+	$\frac{1-d}{2}$	$\frac{1-d}{2}$	1	0	Bloqueio
+	-	0	1	$\frac{1+d}{2}$	$\frac{1+d}{2}$	
-	-	$\frac{1+d}{2}$	$\frac{1-d}{2}$	0	1	
-	+	1	0	$\frac{1-d}{2}$	$\frac{1+d}{2}$	

( $\wedge$ ) Modo de condução pelo diodo de roda livre

Sobre os estados de operação, foram representados diagramas de plano de fase – entre as tensões de duas chaves de um mesmo ramo, os quais ilustram o fluxo das etapas para diferentes características de carga. Na figura 3.24a, por exemplo, o conversor parte de tensão e corrente, ambas positivas (A), do qual segue a etapa em que a tensão permanece positiva, e a corrente (adiantada) torna-se negativa (B). Posteriormente, a tensão torna-se negativa (C) e a corrente retorna ao semiciclo positivo (D), caracterizando uma carga capacitiva.

Na figura 3.24b, a corrente e a tensão estão sempre na mesma polaridade (ambas positivas ou negativas), caracterizando uma representação simplificada e que contém apenas as etapas (A) e (C).

Sobre a figura 3.24c, as transições ocorrem de forma análoga a 3.24a, porém no sentido oposto, ou seja, a corrente (atrasada) torna-se negativa após a tensão, típico de uma carga indutiva.

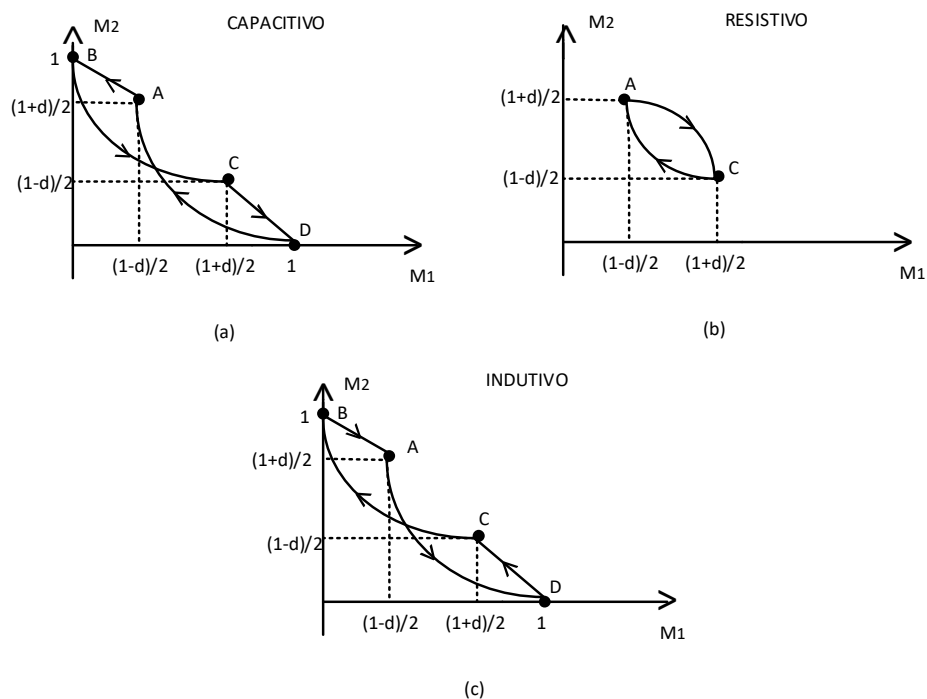


Fig. 3.24 – Diagramas de Plano de Fase.

Na figura 3.25 as etapas de operação estão marcadas no domínio do tempo sobre os sinais de tensão e corrente, relacionando as respectivas formas de onda e suas polaridades com as transições inerentes ao controle do conversor.

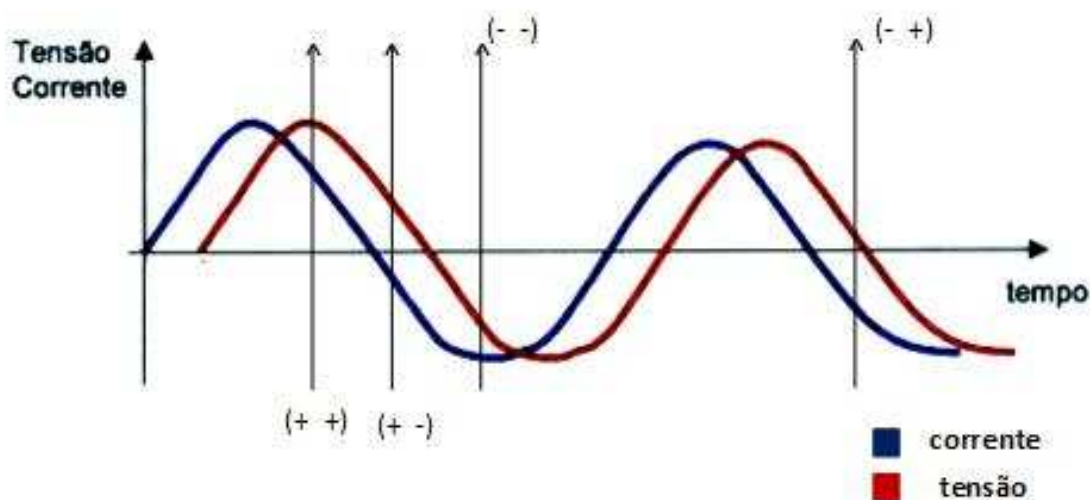


Fig. 3.25 – Demarcação dos pontos de operação no domínio do tempo.

### 3.3.5. Desenvolvimento Matemático

A partir da análise dos modos de operação, seguem as definições matemáticas intrínsecas ao projeto do conversor:

**Definição 1:** O período total ( $T$ ) é determinado pela frequência base do sistema elétrico (60Hz) e é composto da soma dos períodos de cada etapa de operação:

$$T_{(+ +)} + T_{(+ -)} + T_{(- -)} + T_{(- +)} = T \quad (3.30)$$

**Definição 2:** O conversor supre uma carga com dado fator de potência ( $m$ ), sendo:

$$m = \cos \theta \quad (3.31)$$

**Definição 3:** Ao fator de potência, será atribuído o valor quadrático, para um adequado cálculo em módulo.

$$m^2 = \cos^2 \theta \quad (3.33)$$

$$1 = \cos^2 \theta + \sin^2 \theta \quad (3.34)$$

$$1 - m^2 = \sin^2 \theta \quad (3.35)$$

**Definição 4:** Para um perfil senoidal simétrico, a equivalência de polaridade entre tensão e corrente possui intervalos iguais relaciona-se positivamente ao fator de potência.

$$T_{(+ +)} = T_{(- -)} = m^2 T \quad (3.36)$$

**Definição 5:** Para um perfil senoidal simétrico, a oposição de polaridade entre tensão e corrente possui intervalos iguais e relaciona-se negativamente ao fator de potência.

$$T_{(+ -)} = T_{(- +)} = (1 - m^2) T \quad (3.37)$$

### 3.3.6. Modelagem do Conversor CA-CA

A modelagem do conversor tem por base a equação 3.26, da qual deduz-se que:

$$sLi_l = (v_{in} - v_o) - v_s \quad (3.38)$$

Derivando a equação acima, tem-se,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_0}{L} + \frac{v_{in} - v_s}{L} \quad (3.39)$$

Levando-se em conta a lei de Kirchhoff em que  $v_s = v_{in} - v_p$ ,

$$v_p = v_{in} - v_s \quad (3.40)$$

Logo,

$$\dot{i}_L = \frac{-v_0}{L} + \frac{v_p}{L} \quad (3.41)$$

Da equação 3.24 obtém-se,

$$i_0 = i_L - sCv_0 \quad (3.42)$$

$$sCv_0 = i_L - i_0 \quad (3.43)$$

Derivando a equação 3.43,

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{C'} i_0 \quad (3.44)$$

$$sCv_0 = i_L - i_0 \quad (3.45)$$

$$i_0 = Yv_0 \quad (3.46)$$

Em que  $Y$  é a admitância do sistema,

$$Y = \frac{m}{R} \quad \text{ou} \quad Y = \frac{\sqrt{1-m^2}}{X} \quad (3.47)$$

Em que  $X$  é um conjunto de variáveis que influencia no comportamento dinâmico do sistema,

$$X = \langle i_L, v_0, Y \rangle \quad (3.48)$$

Em que  $\bar{X}$  é o ponto médio em torno do qual o sistema será linearizado, e  $\tilde{X}$  é um pequeno sinal de perturbação.

$$X = \bar{X} + \tilde{X} \quad (3.49)$$

Com base nas equações 3.41 e 3.44 e na definição 3.49, têm-se o resultado apresentado na equação 3.50, e desmembrado em 3.51.

$$\begin{cases} \frac{d(\bar{i}_L + \tilde{i}_L)}{dt} = \frac{-(\bar{v}_o + \tilde{v}_o)}{L} + \frac{(\bar{v}_p + \tilde{v}_p)}{L} \\ \frac{d(\bar{v}_o + \tilde{v}_o)}{dt} = \frac{(\bar{i}_L + \tilde{i}_L)}{C} - \frac{(\bar{Y} + \tilde{Y})}{C} (\bar{v}_o + \tilde{v}_o) \end{cases} \quad (3.50)$$

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \frac{-\bar{v}_o}{L} + \frac{-\tilde{v}_o}{L} + \frac{\bar{v}_p}{L} + \frac{\tilde{v}_p}{L} \\ \frac{d\bar{v}_o}{dt} + \frac{d\tilde{v}_o}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} + \frac{\tilde{i}_L}{C} - \left( \frac{\bar{v}_o \bar{Y}}{C} + \frac{\bar{v}_o \tilde{Y}}{C} + \frac{\tilde{v}_o \bar{Y}}{C} + \frac{\tilde{v}_o \tilde{Y}}{C} \right) \end{cases} \quad (3.51)$$

Levando-se em conta que os termos de valor médio são iguais a zero na análise de equilíbrio estacionário, bem como desconsidera-se os termos de perturbação de segunda ordem ou produto de duas perturbações. Por serem considerados sinais pequenos, o seu produto tende a zero. A partir disso resulta em (3.52).

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \frac{-\tilde{v}_o}{L} + \frac{\tilde{v}_p}{L} \\ \frac{d\tilde{v}_o}{dt} = \frac{\tilde{i}_L}{C} - \frac{\tilde{v}_o \bar{Y}}{C} - \frac{\bar{v}_o \tilde{Y}}{C} \end{cases} \quad (3.52)$$

Na forma matricial, obtém-se (3.53).

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/C \\ 1/C & -\bar{Y}/C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{v}_p + \begin{bmatrix} 1 \\ -\bar{v}_o/C \end{bmatrix} \tilde{Y} \quad (3.53)$$

Sendo o sistema representando pelas matrizes de estado  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$ ,  $\bar{C}$  e  $\bar{D}$  conforme a representação canônica apresentada na equação (3.54).

$$\begin{cases} \dot{x} = \bar{A}x + \bar{B}u \\ y = \bar{C}x + \bar{D}u \end{cases} \quad (3.54)$$

Sobre a equação (3.54), considera-se  $\bar{B}$  relativo apenas a razão cíclica, variável sobre a qual atua o controle. Além disso,  $y = \tilde{v}_0$  e a matriz de saída  $\bar{C} = [0 \ 1]$ . A matriz  $\bar{D}$  é nula.

Do modelo em espaços de estados médios, e considerando os critérios apresentados acima, a determinação da função de transferência é definida a partir de (3.55).

$$G(s) = \bar{C}(sI - \bar{A})^{-1} \cdot \bar{B} \quad (3.55)$$

$$\det(si - A) = \begin{bmatrix} s & -1/L \\ 1/C & s + \bar{Y}/C \end{bmatrix} = s[s + \bar{Y}/C] + \frac{1}{LC} = s^2 + \frac{\bar{Y}}{C}s + \frac{1}{LC} \quad (3.56)$$

$$(si - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s + \bar{Y}/C & 1/L \\ -1/C & s \end{bmatrix}}{\det} \quad (3.57)$$

$$y = [0 \ 1] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_L \\ \tilde{v}_0 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$G(s) = \frac{[0 \ 1] \times \begin{bmatrix} s + \bar{Y}/C & 1/L \\ -1/C & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}}{\det} \quad (3.59)$$

$$G = \frac{[0 \ 1] \times \begin{bmatrix} \frac{s}{L} + \bar{Y}/LC \\ -1/LC \end{bmatrix}}{\det} = \frac{-1/LC}{\det} \quad (3.60)$$

$$G(s) \tilde{v}_0, \tilde{v}_p = \frac{\frac{-1}{LC}}{s^2 + \frac{\bar{Y}}{C}s + \frac{1}{LC}} \quad (3.61)$$

Obtem-se a  $G(s) \tilde{v}_0, \tilde{v}_p$ , equação (3.61) em função da tensão de saída em relação a tensão do braço paralelo de chaves. No entanto sabe-se que a razão cíclica está diretamente

proporcional a tensão de saída, tornando-se necessária uma análise que vincule as duas grandezas. Esta análise será desenvolvida a seguir.

➤ **Análises do fator de potência em  $v_p$ .**

A primeira análise é para o caso em que o fator de potência em  $v_p = 1$ .

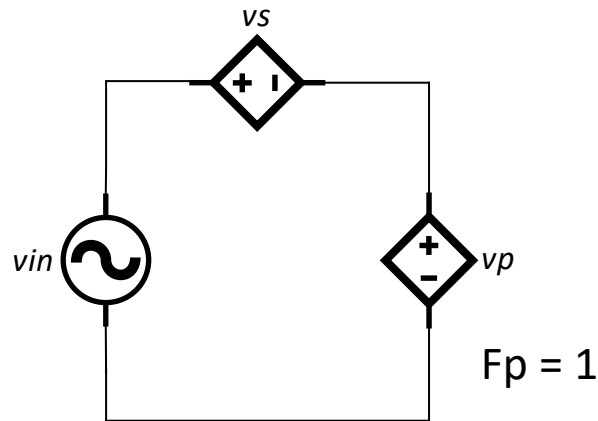


Fig. 3.26 – Análise de  $v_p$  com  $F_p = 1$ .

Sabe-se que a razão cíclica ( $d$ ) está vinculada a tensão de saída. Logo, pela lei das malhas tem-se que:

$$v_s = \bar{d}v_{in} \quad (3.62)$$

$$v_p = v_{in} - v_s \quad (3.63)$$

$$v_p = v_{in} - \bar{d}v_{in} = (1 - \bar{d})v_{in} \quad (3.64)$$

$$v_p = dv_{in} \quad (3.65)$$

A segunda análise leva-se em conta o fator de potência de  $v_p = 0$ .

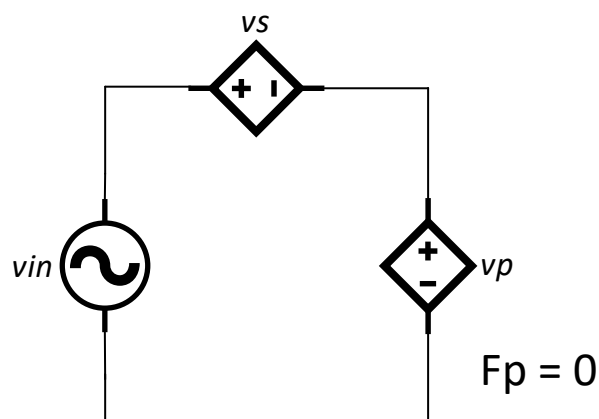


Fig. 3.27 – Análise de  $v_p$  com  $F_p = 0$ .

Nesta análise  $v_s$  está em condução, então pela lei das malhas da equação (3.63), tem-se que:

$$v_p = v_{in} \quad (3.66)$$

### ➤ Função de Transferência Analítica

Para a análise da função de transferência analítica os seguintes considerações foram feitas:

$$\varphi_0 = \cos^{-1}(F_p) \quad (3.67)$$

$$y_2 = \frac{y_0}{\pi/2} = \frac{2\varphi_0}{\pi} \quad (3.68)$$

$$y_1 = 1 - y_2 \quad (3.69)$$

Tomando por base que  $y_1$  tem ação ativa e  $y_2$  tem ação reativa, atentando ao fato de que a atuação efetiva do fator de potência se dá entre  $0$  e  $\frac{\pi}{2}$  tem-se que:

$$v_p = (y_1 d + y_2) \quad (3.70)$$

As equações podem ser melhor compreendidas tendo por base a Fig. 3.28.

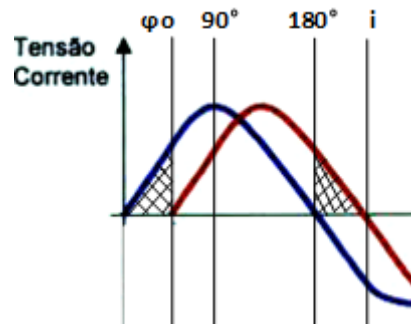


Fig. 3.28 – Atuação com fator de potência indutivo.

Substituindo as equações (3.68) e (3.69) em (3.70) obtém-se:

$$\frac{v_p}{v_{in}} = \left(1 - \frac{2\varphi_0}{\pi}\right) d + \frac{2\varphi_0}{\pi} \quad (3.70)$$

Simplificando a equação (3.70) em função de  $v_p$  tem-se:

$$v_p = \left\{ \left[1 - \frac{2\varphi_0}{\pi}\right] d + \frac{2\varphi_0}{\pi} \right\} v_{in} \quad (3.71)$$

$$\nabla v_p = \left( \frac{\partial v_p}{\partial d}, \frac{\partial v_p}{\partial \varphi}, \frac{\partial v_p}{\partial v_{in}} \right) \quad (3.72)$$

$$\frac{\partial v_p}{\partial d} = \left[ 1 - \frac{2\varphi_0}{\pi} \right] v_{in} \quad (3.73)$$

$$\frac{\partial v_p}{\partial \varphi} = \left[ -\frac{2d}{\pi} + \frac{2}{\pi} \right] v_{in} = \frac{2}{\pi} (1 - d) v_{in} \quad (3.74)$$

$$\frac{\partial v_p}{\partial v_{in}} = \left[ 1 - \frac{2\varphi_0}{\pi} \right] d + \frac{2\varphi_0}{\pi} \quad (3.75)$$

A partir das equações (3.73) e (3.61) tem-se,

$$\frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} = \frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_p} \cdot \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = [G \hat{v}_0 / \hat{v}_p] \cdot [G \hat{v}_p / \hat{d}] \quad (3.76)$$

Logo,

$$G(s) \hat{v}_0, \hat{d} = \frac{-\left[1 - \frac{2\varphi_0}{\pi}\right] \frac{v_{in}}{LC}}{s^2 + \frac{V}{C}s + \frac{1}{LC}} = \frac{-7099,29}{s^2 + \frac{s}{1686,4} + 70,32} \quad (3.77)$$

### ➤ Ganho do Conversor CA-CA

O conversor CA-CA apresentado neste trabalho é semelhante ao AC-AC buck, uma vez que é incluído um filtro LC da mesma maneira, o ganho é retomado por meio de uma função genérica de transferência de segunda ordem, conforme segue (3.78).

$$G(s) = K \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + \xi s + \omega_r^2} \quad (3.78)$$

Onde,

- $K$  é o ganho, pode ser uma função de valores típicos da tensão de entrada RMS, razão cíclica, fator de potência (no caso de carga RL);
- $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$  é a frequência central do filtro ressonante;

- $\xi = \bar{Y}/C$  é o fator de tempo constante de acordo com os valores de admitância de saída ( $\bar{Y}$ ) e de capacitância ( $C$ ).
- $\varsigma = \xi/2\omega_r$  é o fator de amortecimento, definido pela resposta transitória.

No processo de modulação, este conversor é um sistema não linear, por isso é linearizado em torno de um ponto de ajuste. Em primeiro lugar, os parâmetros foram adotados por análise empírica, conforme apresentado na Tabela 3.6, em que  $P_o$  e  $FP_o$  modificam os valores nominais da potência de carga e do fator de potência respectivamente, os parâmetros do filtro L e C demonstram a relação entre a tensão saída  $V_o$  e a tensão de entrada  $V_{in}$ .

Tabela. 3.6 – Parâmetros do Conversor CA-CA

$P_o$	160W
$FP_o$	0.85
$C$	5 $\mu$ F
$L$	1mH
$V_o$	127 $V_{RMS}$
$V_{in}$	220 $V_{RMS}$

De acordo com a Tabela 3.6, o desempenho da dinâmica depende dos parâmetros de modulação das chaves. Em primeiro lugar, a frequência de ressonância deve estar em um ponto intermediário entre as frequências da rede e de comutação, de modo a manter uma transição rápida e de baixa distorção, simultaneamente. Geralmente, o critério para sintonizar o filtro segue conforme apresentado em (3.79).

$$10.f_{rede} < f_r < \frac{f_{sw}}{2} \quad (3.79)$$

Onde,

- $f_{rede}$  é a frequência da rede igual a 60Hz;
- $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento igual a 10KHz;
- $f_r = \omega_r/2\pi$  é a frequência de ressonância do filtro, calculada como 2,25 kHz aproximadamente, de acordo com a Tabela 3.6.

De acordo com a equação (3.79) verifica-se a viabilidade dos parâmetros LC, uma vez que a frequência sintonizada resulta num ponto de equilíbrio espectral. Além disso, o fator de amortecimento precisa ser avaliado. Primeiro, o parâmetro de carga é determinado por (3.80).

$$\bar{Y} = \frac{P_o \cdot F P_o}{V_o^2} \quad (3.80)$$

Da Tabela 3.6, resulta  $\bar{Y} = 8,432$  mS, que leva a  $\xi = 1686,4$  e  $\zeta = 0,06$ . Portanto, o fator de amortecimento é muito baixo, para uma análise de malha aberta.

Como resultado, a Fig. 3.29 apresenta o diagrama Bode, no qual a ressonância ocorre perto de 14137 rad/s, do resultado calculado. Sobre as margens, a fase converge para  $-180^\circ$  assintoticamente e nunca a ultrapassa, de modo que o G.M. é infinito. No entanto, o ganho cai para níveis negativos apenas para altas frequências, após a inversão de fase, então há uma ligeira P.M., perto de  $10^\circ$ .

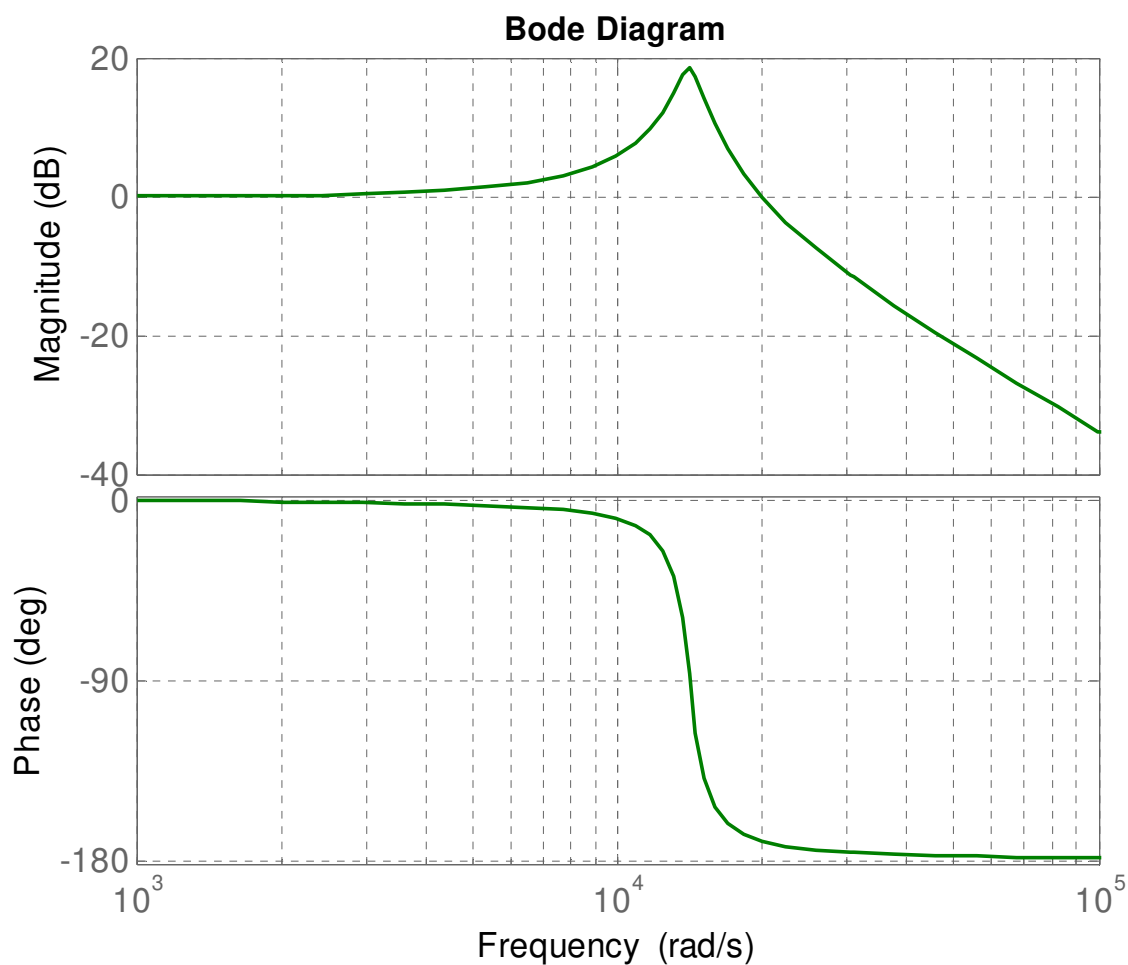


Fig. 3.29 – Diagrama de Bode em Malha Aberta.

Sobre a análise da resposta no tempo, o resultado é apresentado na Fig. 3.30, em que o sub amortecido é crítico, mesmo que a dinâmica transitória seja mais rápida.

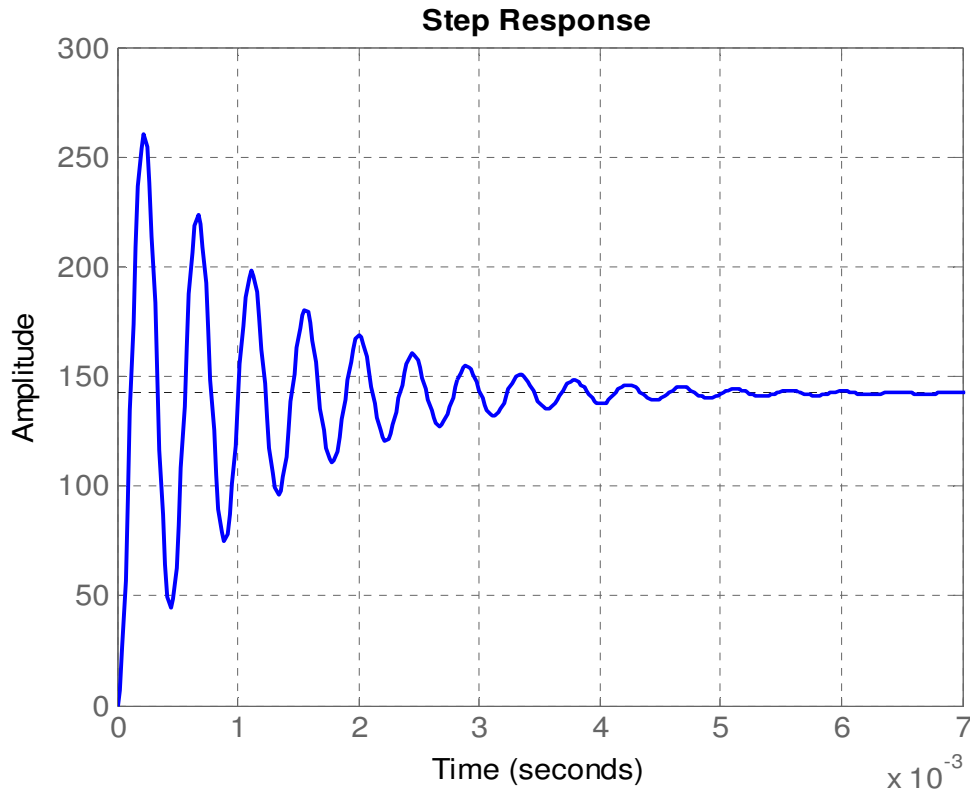


Fig. 3.30 – Resposta em Degrau na Malha Aberta.

Através da Tabela 3.5, foram definidos matematicamente os seguintes critérios:

- 1) Em (3.81), o ganho de estado estavel  $\gamma$  é definido como a relação entre a tensão de saída e RMS de entrada.

$$\gamma = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{RMS} \quad (3.81)$$

- 2) Ganho de estado estavel  $\gamma = \text{Diff}FP_o = 1$  (componente ativo) e  $\gamma \rightarrow 1$  se  $FP_o \rightarrow 0$  (componente não-ativo). Por superposição, o valor médio depende dos componentes ativos e reativos conforme apresentado na equação (3.75) em (3.82):

$$\bar{\gamma} = \left(1 - \frac{2\varphi_o}{\pi}\right) \cdot D + \frac{2\varphi_o}{\pi} \quad (3.82)$$

Onde,

- $\bar{\gamma}$  é o ganho médio do estado estacionário do conversor AC / AC;
- $\varphi_o = \cos^{-1}(FP_o)$  é o ângulo relacionado ao fator de potência de saída, em radianos ( $0 < \varphi_o < \pi/2$ );

- 3) O modelo linearizado mostra quando  $V_{in}|_{RMS}$  está estabilizado, uma perturbação em  $V_o|_{RMS}$  implica em um desvio de  $\bar{\gamma}$ . Portanto, o resultado é apresentado em (3.83), uma vez  $\varphi_o$  não varia no tempo.

$$\hat{\gamma} = \frac{d\gamma}{dt} = \left(1 - \frac{2\varphi_o}{\pi}\right) \cdot \hat{D} \quad (3.83)$$

Em que,

- $\hat{\gamma}$  é o distúrbio do ganho de tensão;
- $\hat{D}$  é o distúrbio na razão cíclica.

4) Considera-se  $\hat{V}_o|_{RMS} = c_1 \cdot \hat{\gamma}$  e  $c_1 = V_{in}|_{RMS}$ .

5) Considera-se  $\hat{\gamma} = c_2 \cdot \hat{D}$  e  $c_2 = \left(1 - \frac{2\varphi_o}{\pi}\right)$ .

6) O valor geral de  $K$  é estimado como a relação entre  $\hat{V}_o|_{RMS}$  e  $\hat{D}$  de acordo com (3.84).

$$K = V_{in}|_{RMS} \cdot \left[1 - \frac{2\varphi_o}{\pi}\right] \quad (3.84)$$

De acordo com a Tabela 3.6  $\varphi_o \approx 0.55$  e  $K = 142.29$ , que é aplicado ao PI desenvolvido. Um ajuste apropriado resultou em um PI definido de forma integral conforme apresentado em (3.85).

$$C(s) = \frac{K_I}{s} \quad (3.85)$$

Em que,

- $C(s)$  é a função de transferência do controlador;
- $K_I = 17.5$  é o ganho integral calculado por  $k_I = 1/RC$
- $R = 28600\Omega$
- $C = 2\mu F$

A partir das equações (3.78), (3.80), (3.83) e (3.85), bem como a Tabela 3.6, a análise de estabilidade resulta em uma resposta teórica compensada em malha aberta como mostra a figura (3.31).

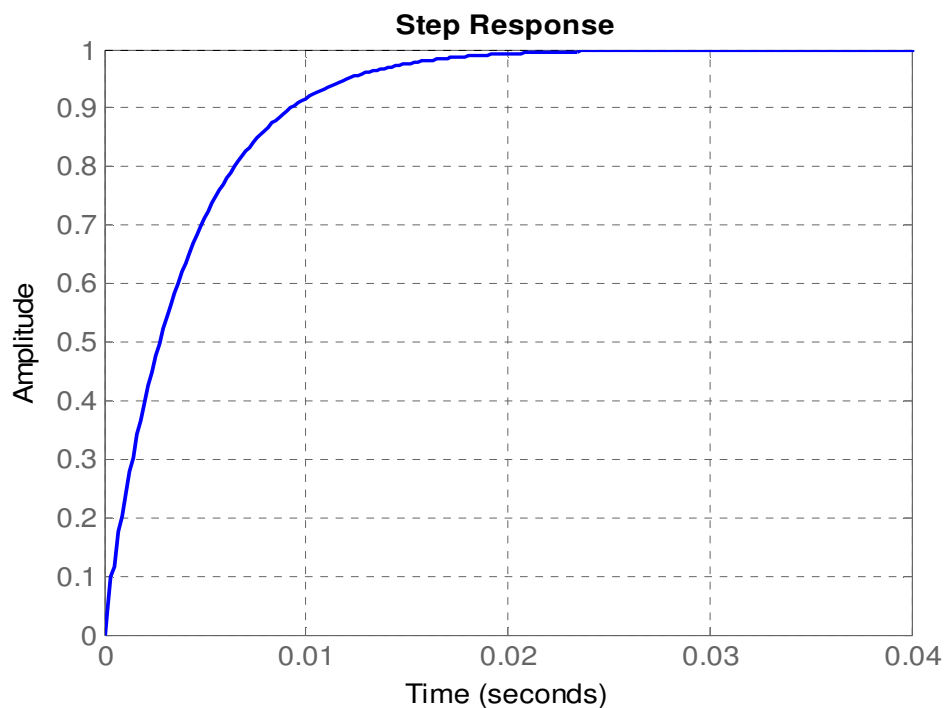


Fig. 3.31 – Resposta em Degrau (compensada).

### 3.4. CIRCUITO EM MALHA FECHADA.

Em geral, o circuito de controle inclui sensores resistivos de baixo custo sobre as tensões de entrada e saída (divisor paralelo) e a corrente de saída (divisor série). Além disso, o circuito do subtrator define o sinal de erro, entre a referência e o sinal medido, e está ligado à entrada PI, o sinal de controle é invertido no buffer do inversor. Em seguida, os conceitos do PWM definem os tempos de conexão e comutação com base na técnica de controle visto na Fig. 3.32.

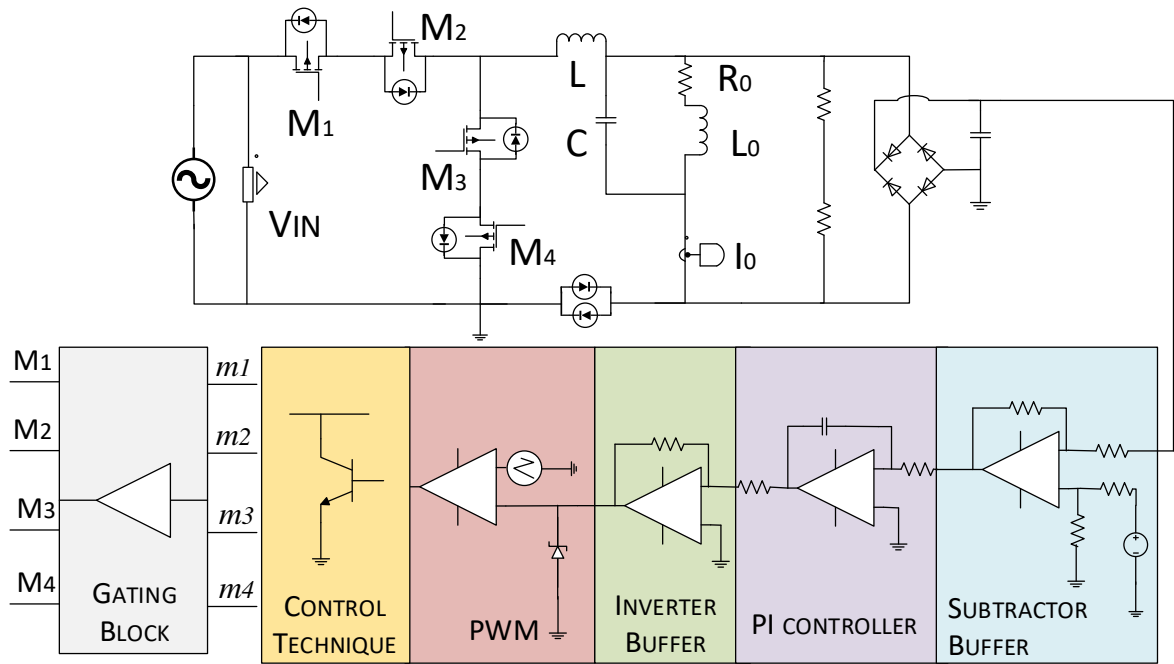


Fig. 3.32 – Circuito de Controle do Conversor.

A partir das equações (3.78) e (3.85), ainda assim levando-se em conta a onda triangular do PI como  $G(PWM)$  em que,

$$G(PWM) = \frac{1}{V_t} \quad (3.86)$$

Em que  $V_t$  é a tensão na onda triangular.

O diagrama de blocos mostrado na Fig. 3.33 representa o controle analógico do conversor mostrado na Fig. 3.32, visto que tem-se a tensão de referência ( $V_o$ ), que gera um erro passando pelo compensador  $C(s)$  que sofre uma ação integral. Após essa ação o sinal passa pela  $G(PWM)$  com valor unitário gerando a razão cíclica proporcional ao erro. A razão cíclica gerada entra na planta  $G(s)$  alterando o valor, se necessário, na tensão de saída para a tensão desejada. Avante esta tensão de saída é multiplicada pelo ganho  $H(s)$  com valor de 0,1. Mediante ação multiplicadora, o sinal é enviado ao somador para que compare esta tensão, mantendo-a estável no valor fixado a saída do conversor.

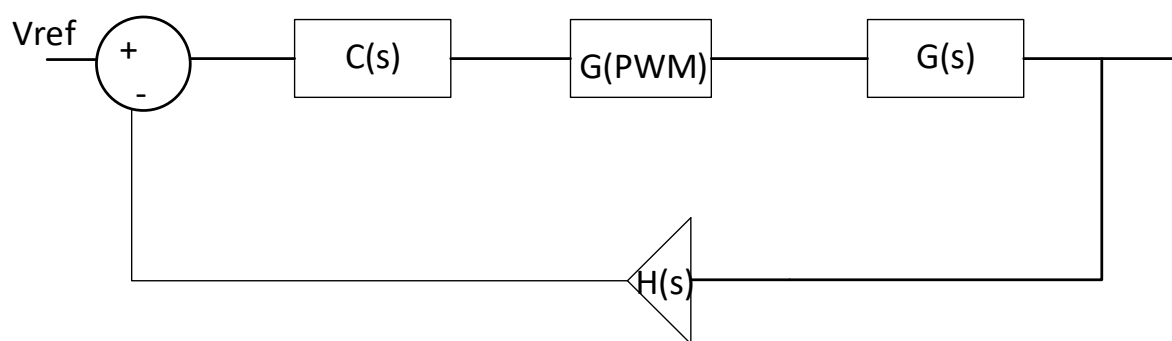


Fig. 3.33 – Diagrama de Blocos do Conversor.

O diagrama de blocos pode ser representado pela equação (3.87) que é a função de transferência em malha fechada.

$$T_s = \frac{C(s) G(PWM) G(s)}{1 + C(s) G(PWM) G(s)} \quad (3.87)$$

## **4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO**

### **4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

Tendo em vista a comprovação as definições apresentadas no Capítulo 3, inicialmente foi simulado o circuito de potência do Conversor CA-CA bem como seu controle no programa PSIM® e, logo em seguida, construído um protótipo com propósito de validar na prática os resultados em conformidade com as teorias propostas.

### **4.2. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL**

O programa utilizado para simular o conversor CA-CA foi o PSIM®, sendo este escolhido devido aos seus recursos e funcionalidades voltados à Eletrônica de Potência.

De modo a avaliar a resposta dos controladores da malha interna e externa do conversor projetado no Capítulo 3, simulou-se o sistema operando em condições nominais e com afundamentos e elevações de tensão. Para tanto conectou-se uma carga RL com fator de potência de 0.85.

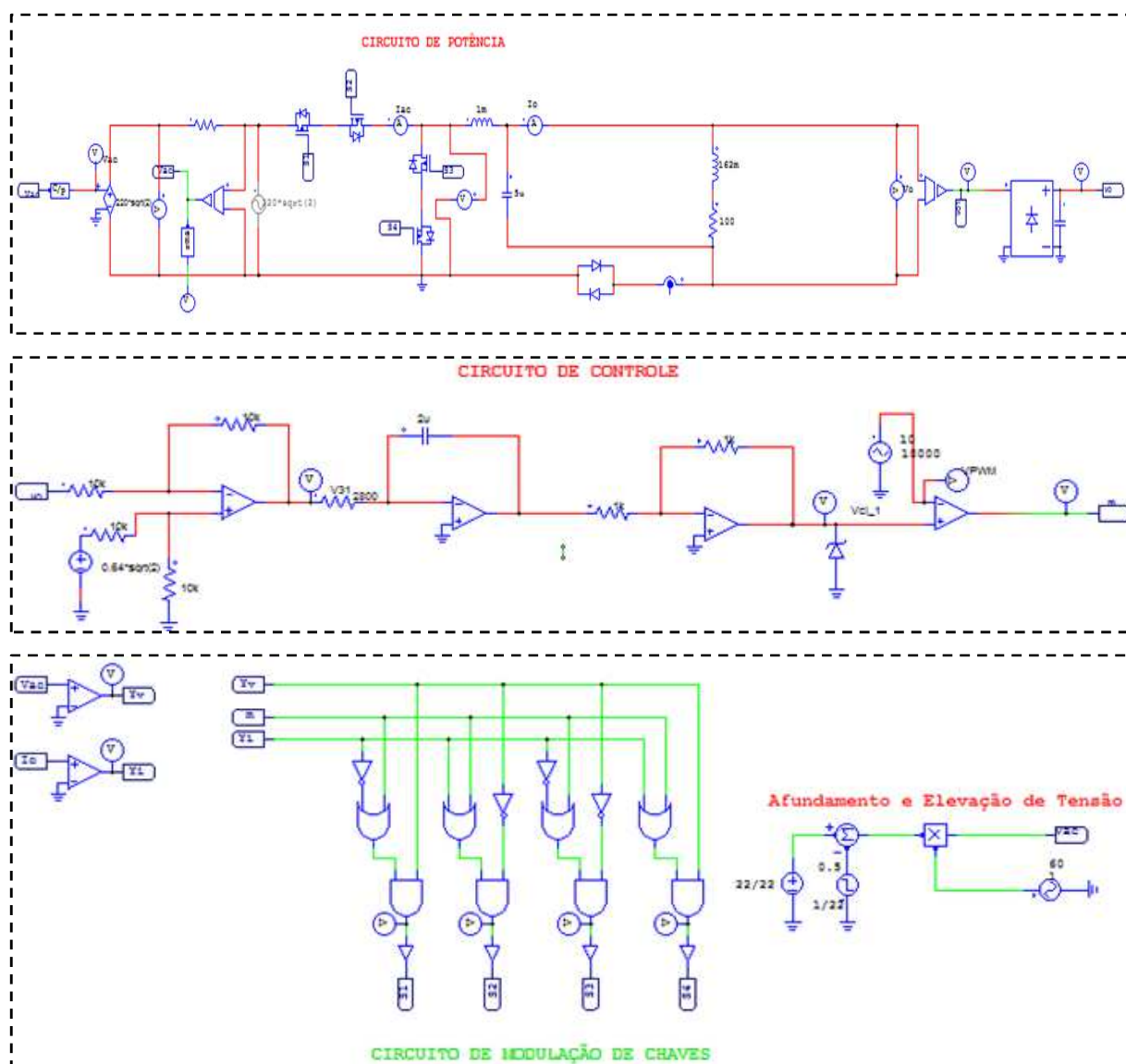
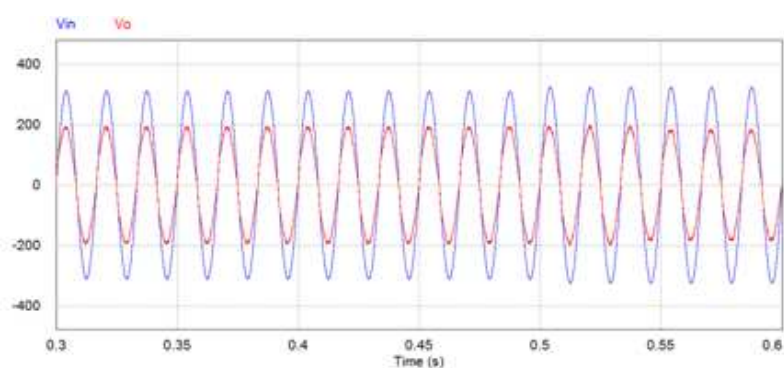
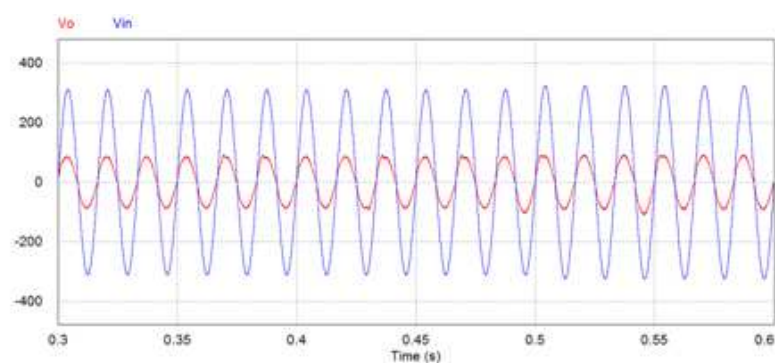


Fig. 4.1– Circuito montado no PSIM® para simulação do Conversor

A resposta em regime permanente obtida para a tensão e corrente está evidenciada nas Figs. 4.2 e 4.3. Fica evidente a boa resposta do controle de tensão, uma vez que a tensão de saída está regulada em 127V e 60V contendo a ondulação característica de 60 Hz. A corrente elétrica de saída teve sua distorção harmônica total para ambas as tensões de (DHT) de 1,42%, e da tensão de 1,45% sendo este um ótimo resultado de qualidade de energia.

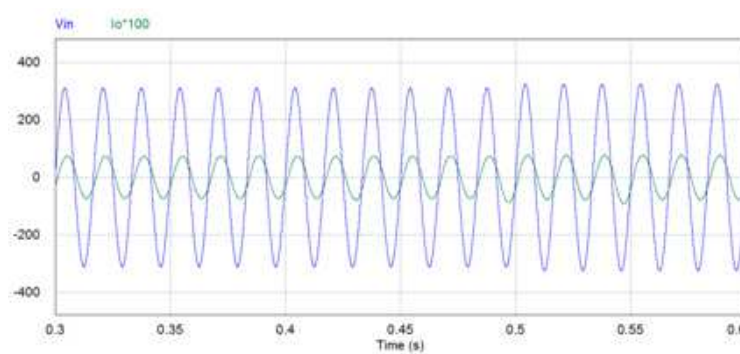


a)

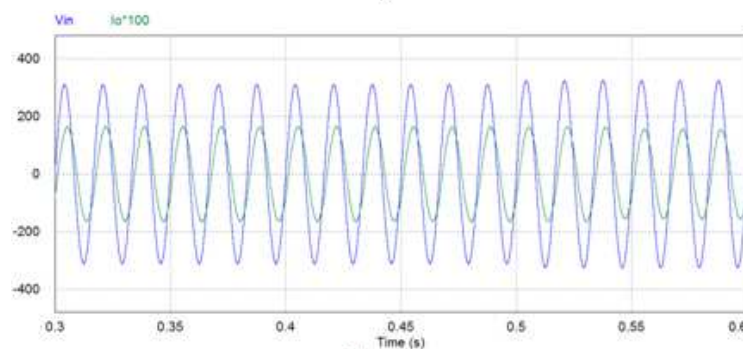


b)

Fig. 4.2 – Distorção Harmônica de Tensão para a)127V e b) 60V.



a)



b)

Fig. 4.3 – Distorção Harmônica de Corrente para a)60 e b)127V

Serão apresentados os resultados de afundamento e elevação de tensão, os quais também foram satisfatórios, pois mantém a tensão de saída mesmo em grandes períodos de perturbações.

- Afundamento de 22% da tensão de entrada.

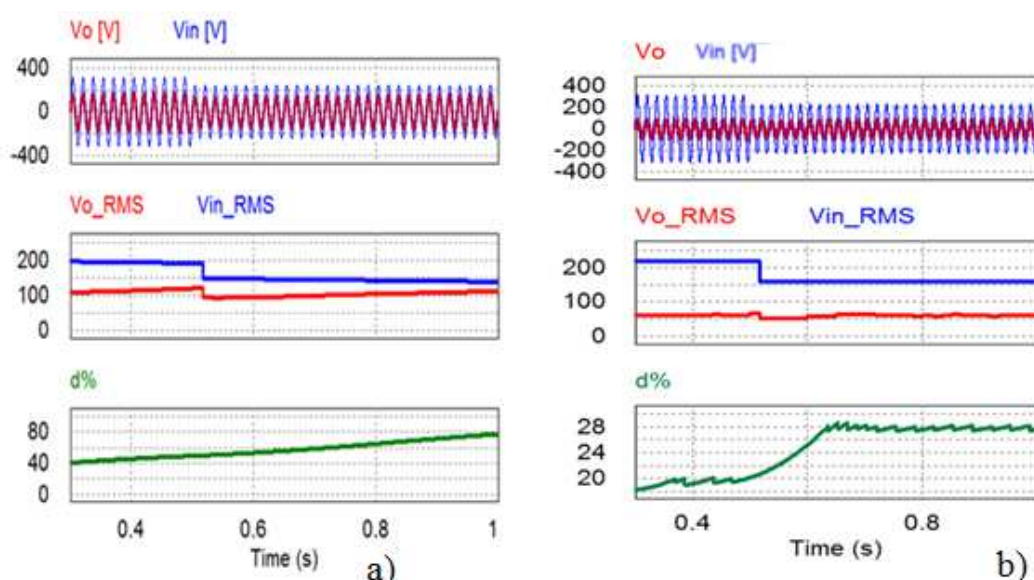


Fig. 4.4 – Afundamento de 22% para a) 127V e b) 60V.

- Afundamento de 14% da tensão de entrada.

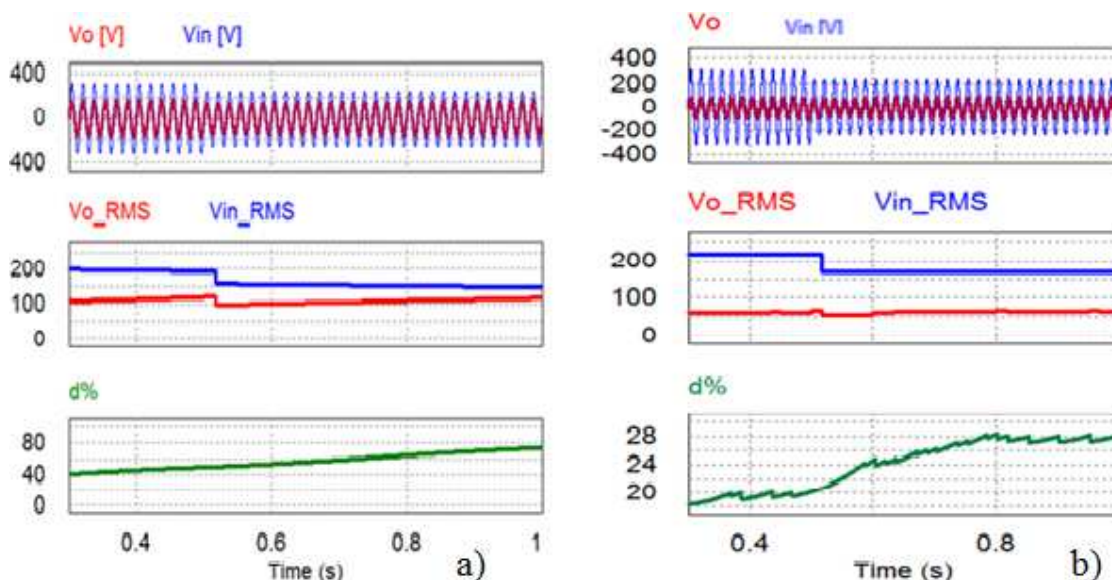


Fig. 4.5 – Afundamento de 14% para a) 127V e b) 60V.

- Elevação de 14% da tensão de entrada..

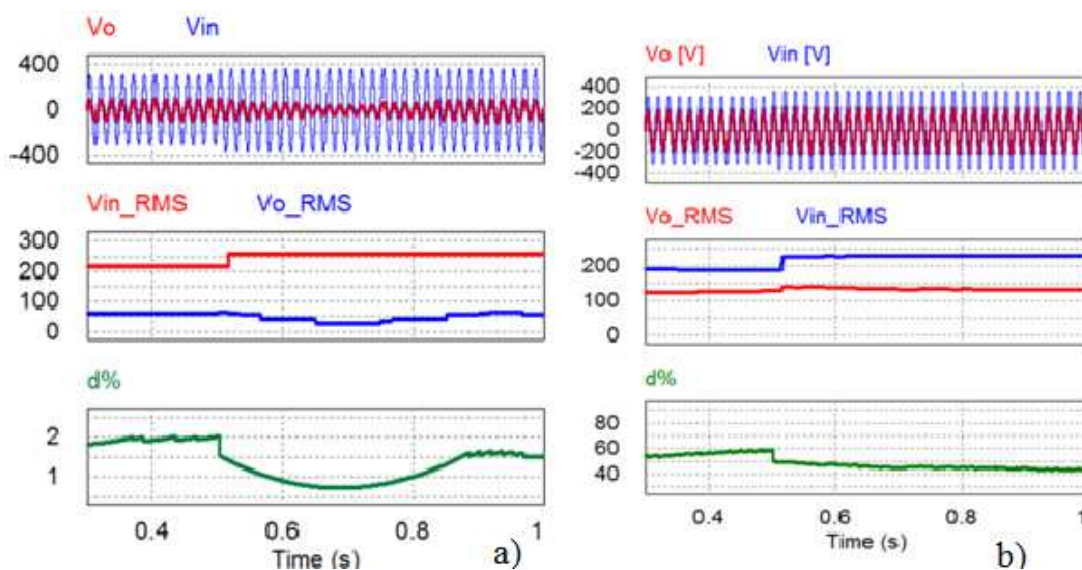


Fig. 4.6 – Elevação de 14% para a)127V e b) 60V.

- Elevação de 18%V da tensão de entrada..

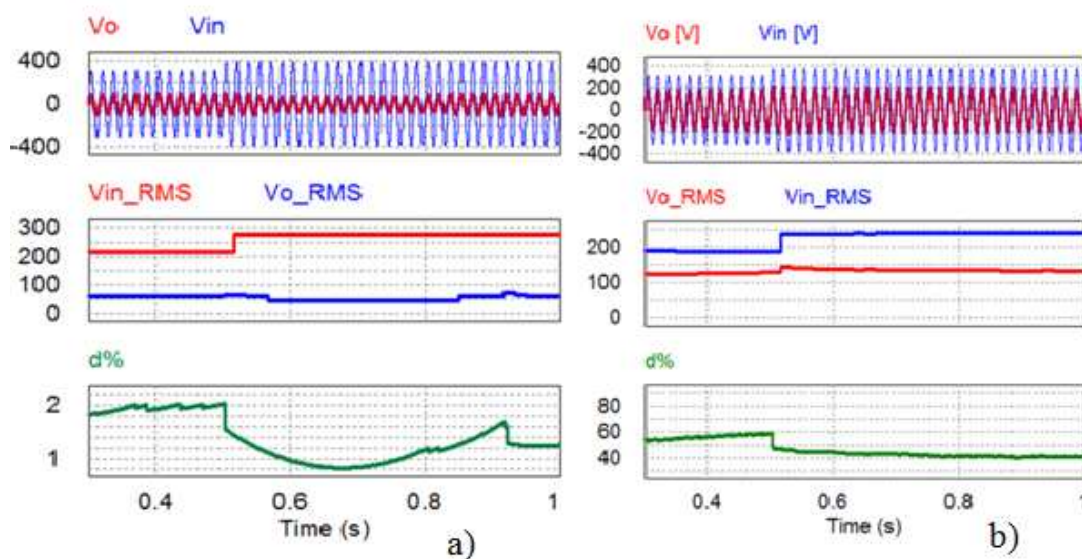


Fig. 4.7 – Elevação de 18% para a)127V e b) 60V.

### 4.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 4.3.1 Aspectos de construção do protótipo

Para validar as proposições teóricas descritas e os resultados de simulação obtidos, foi desenvolvido um protótipo Conversor CA-CA monofásico como mostrado na Fig. 4.8. Os dados dos principais elementos constituintes do protótipo estão descritos na Tabela 4.3. O acionamento dos interruptores do conversor foi realizado utilizando-se o circuito de gatilho (gate driver) desenvolvido no laboratório.

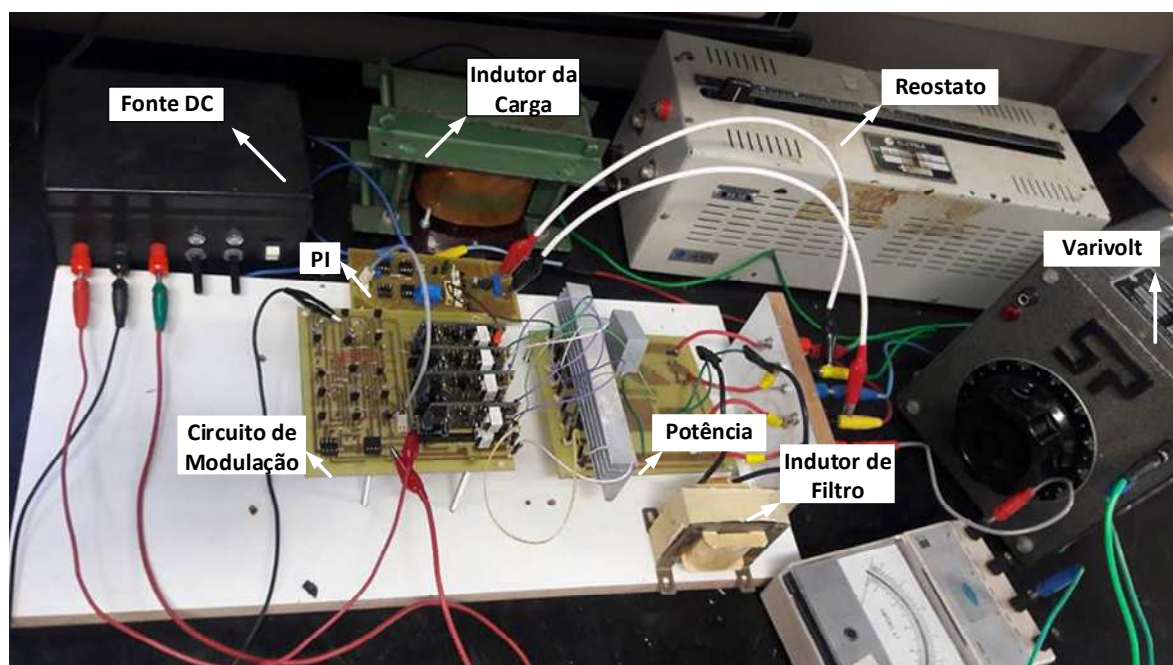


Fig. 4.8 – Conversor CA-CA com Modulação PWM Complementar e baixo DHT.

Tabela 4.3 - Especificação dos componentes do Conversor CA – CA.

Componente	Especificação
Interruptores	MOSFET – IRFP 460: 500V 20A
Indutor L	Núcleo de Ferrite; 1mH
Indutor Lo	Núcleo de Ferrite; 162mH
Capacitor	Corrente Alternada; 5 $\mu$ F
Transistores	NPN – BC 337
Resistor Ro	100 $\Omega$
Resistores	2.2k e 1k $\Omega$
Amplificador Operacional	LM741

#### 4.3.2. Análise Experimental do Conversor

- **Malha Aberta:** A análise em malha aberta consiste na demonstração dos resultados da tensão na saída do conversor.

Na primeira imagem, Fig. 4.9 tem-se o adequado chaveamento da tensão de saída em relação a tensão de entrada.

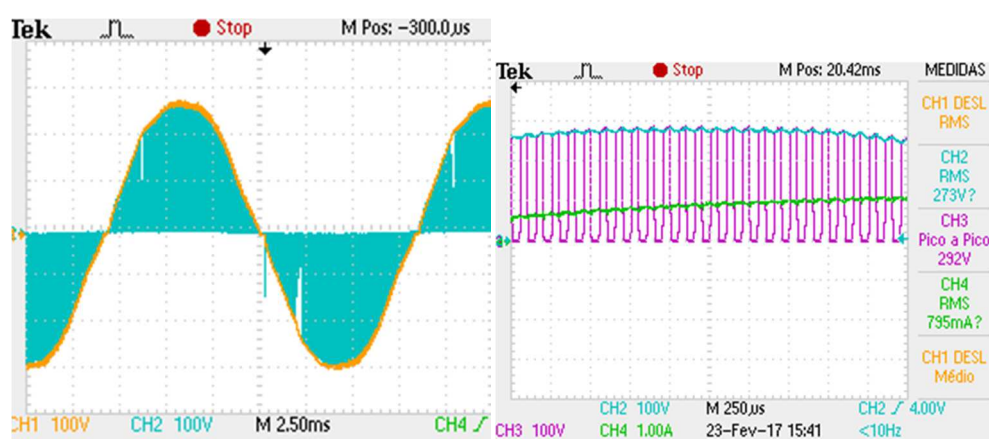


Fig. 4.9– Tensão de Saída Chaveada.

Na Fig. 4.10 mostra a defasagem entre a tensão de entrada e a corrente de saída, assim como esperado na simulação.

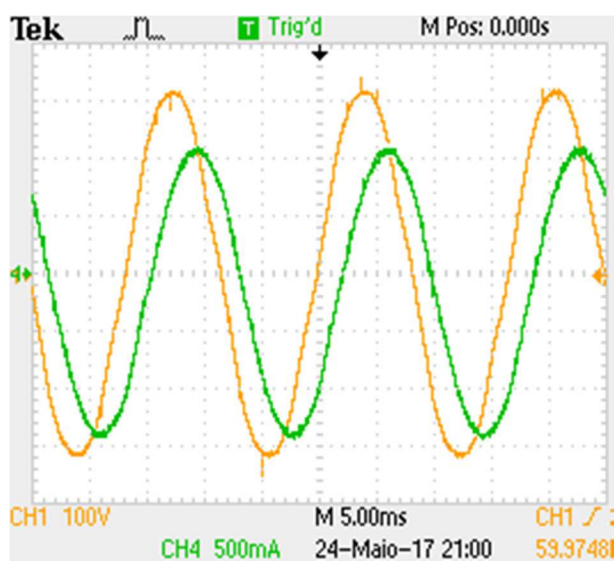


Fig. 4.10– Tensão de Entrada e Corrente de Saída.

A Fig. 4.11 mostra tensão de saída e entrada bem como o DHT. A tensão de saída tem um erro de 7.87% mantendo-se em 117V e o DHT de 6,23%.

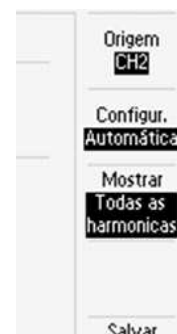
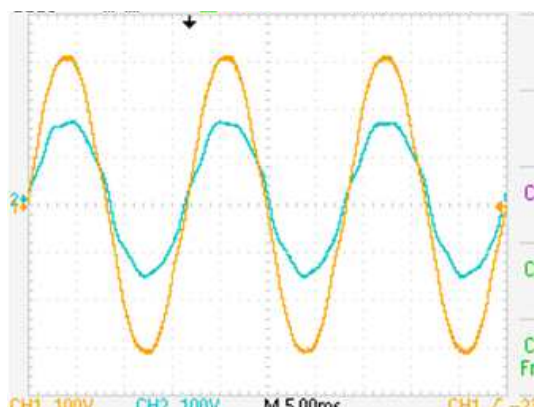


Fig. 4.11– Tensão de Entrada, Tensão de Saída e DHT.

A Fig. 4.12 apresenta o chaveamento adequado dos quatro interruptores.

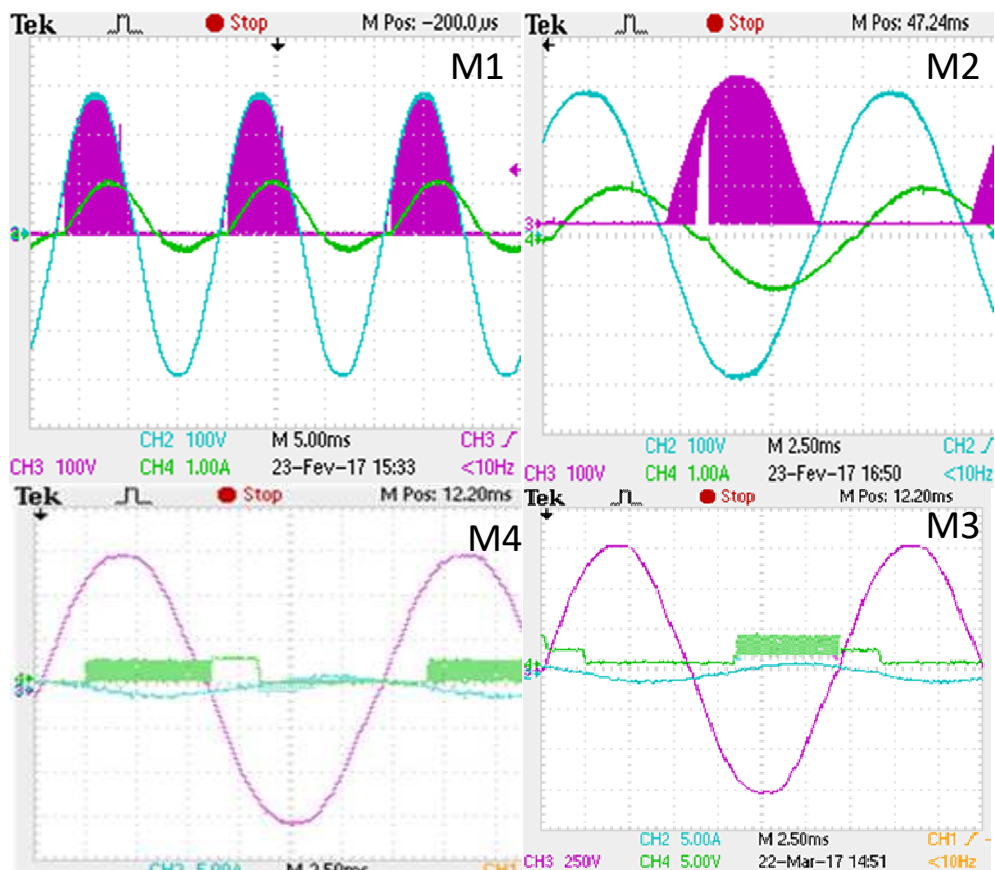


Fig. 4.12 – Chaveamento dos Quatro Interruptores.

- **Malha Fechada:** A análise em malha fechada mostra o funcionamento adequado conversor para 60V e 127V em variações de tensões de entrada.

A Fig. 4.13 apresenta alguns níveis de abaixamento de tensão, sendo a tensão de entrada com valores de aproximadamente 100V, 140V, 180V, 190V e 200V. A tensão de saída se manteve estável com média de 60V.

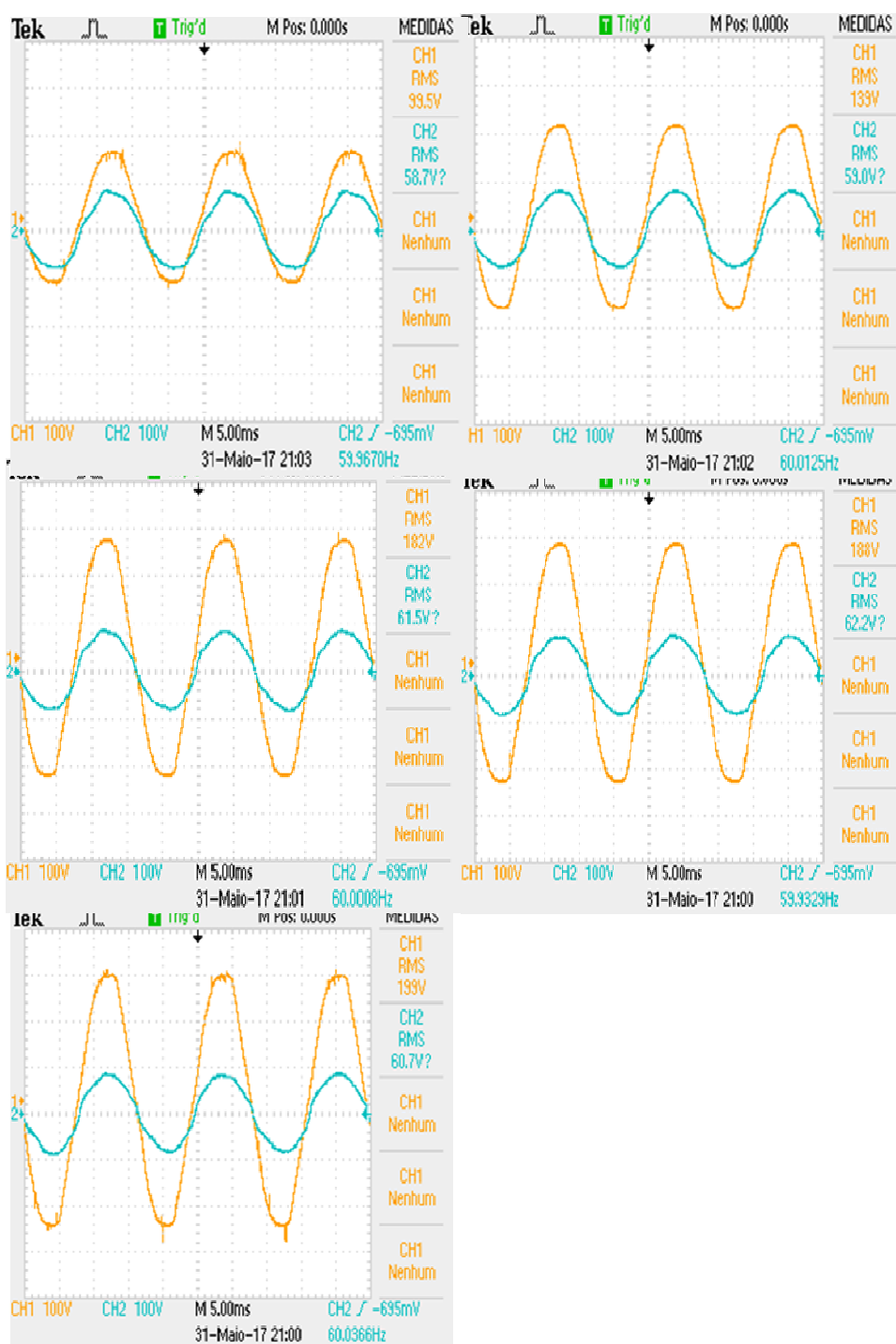


Fig. 4.13 – Respostas de Afastamentos na Saída de 10% a 50%.

A Fig. 4.14 mostra alguns níveis de elevação de tensão, sendo a tensão de entrada com valores de aproximadamente 230V, 250V, 260V. A tensão de saída se manteve estável com média de 60V.

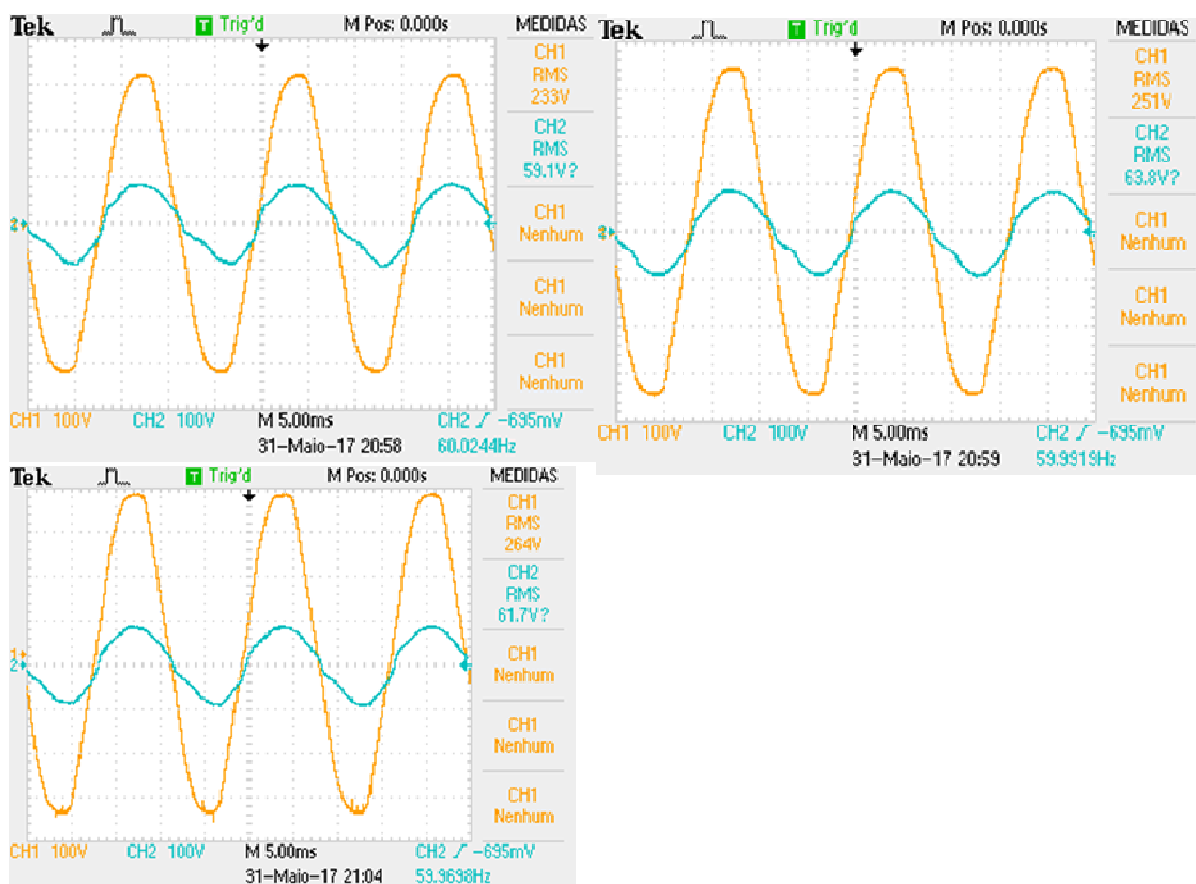


Fig. 4.14 – Respostas de Elevações na Saída de 5% a 20%.

A Fig. 4.15 apresenta alguns níveis de abaixamento e elevações de tensão na entrada do conversor e a resposta do mesmo na saída.

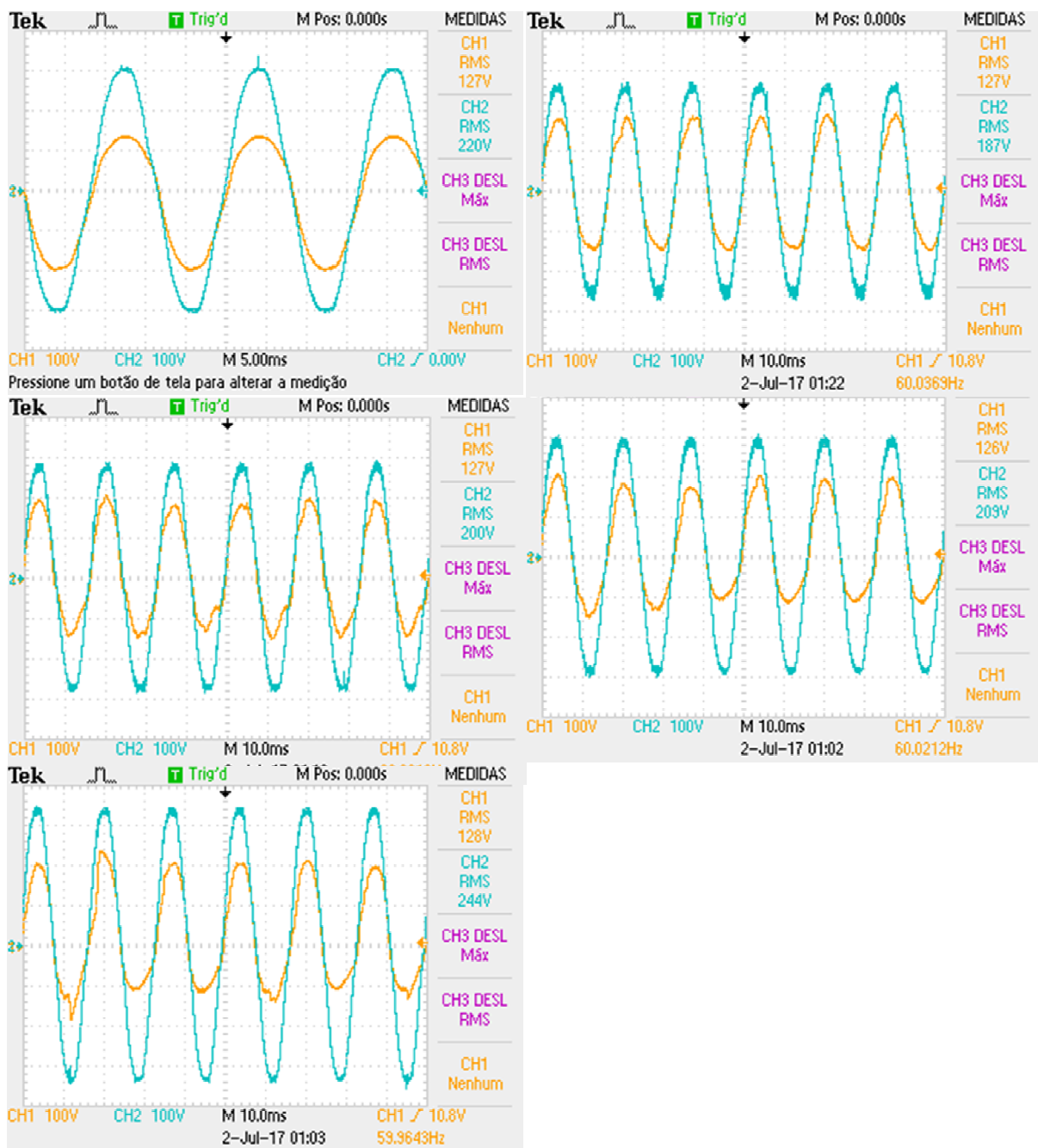


Fig. 4.15 – Respostas ao Afundamento e Elevação de tensão na Saída de 10% a 30%.

O conversor se manteve estável em malha fechada na faixa de tensão de 60V e 127V como duas das tensões pretendidas mostradas na Tabela 4.1, mesmo com grandes degraus de tensão e elevações. Mostrando que o conversor tem controle eficiente e mantém na prática o proposto por simulação.

## 5. CONCLUSÃO

Inicialmente, foi projetado, montado e avaliado de forma completa um Conversor CA-CA PWM com baixo DHT monofásico conectado à rede elétrica com objetivo de regulação da rede CA. Para comprovação dos resultados teóricos obtidos, construiu-se um protótipo de 163W visando ensaios laboratoriais.

O Conversor CA-CA manteve seu funcionamento esperado quanto aos resultados de simulação com variação mínima de tensão frente as perturbações impostas em sua entrada.

Com relação ao controle utilizado, ressalta-se que no estado da arte elaborado não foi evidenciado nenhum modelo de modulação e carga iguais ao utilizado para este conversor, um aspecto importante na contribuição desta pesquisa.

Quanto a boa regulação de tensão testada na simulação para 127V e 60V deve-se ao projeto adequado do controle, o qual pode ser utilizado para diferentes faixas de tensão mostradas neste trabalho. Comprovando-se assim que o conversor cumpre sua função de estabilização da tensão.

A respeito dos resultados práticos obtidos, destaca-se a estabilização das tensões de 60V e 127V para grandes variações de perturbações de tensão na entrada do conversor, bem como o chaveamento adequado de todas as chaves em todas as condições de operação. A distorção harmônica total foi maior na prática do que a projetada devido a aspectos intrínsecos e eletromagnéticos dos filtros, o que representa um ponto de melhoria para continuação da pesquisa.

Em estudos futuros, espera-se resultados para diferentes tensões de saída mantendo-se o padrão de baixa distorção harmônica. Ainda pode-se utilizar controle digital para auxiliar na redução dos efeitos transitórios provocados pela variação de carga além da proteção de ilhamento do sistema, e uma possível implementação trifásica com cargas variáveis.

Portanto, é notória a importância e a necessidade dos estudos contínuos na área de Eletrônica de Potência para uma melhor utilização e desenvolvimento de conversores mais eficientes para o uso inteligente da energia elétrica.



## REFERÊNCIAS

- [1] Bose, Bimal K. "Advances in power electronics-its impact on the environment." Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE'98. IEEE International Symposium on. Vol. 1. IEEE, 1998.  
<https://doi.org/10.1109/ISIE.1998.707743>
- [2] Akagi, Hirofumi. "The state-of-the-art of power electronics in Japan." IEEE Transactions on Power Electronics 13.2 (1998): 345-356.  
<https://doi.org/10.1109/63.662853>
- [3] Bose, Bimal K. "Power electronics and motion control-technology status and recent trends." IEEE Transactions on Industry Applications 29.5 (1993): 902-909.  
<https://doi.org/10.1109/28.245713>
- [4] Smith, J. Charles, G. Hensley, and L. Ray. "IEEE recommended practice for monitoring electric power quality." IEEE Std (1995): 1159-1995.
- [5] de Energia Elétrica, Procedimentos de Distribuição. "no Sistema Elétrico Nacional–PRODIST." Agência Nacional de Energia Elétrica (2013).
- [6] Davis, Tim, G. E. Beam, and C. J. Melhorn. "Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers." Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1996. Conference Record, Papers Presented at the 1996 Annual Meeting., IEEE 1996. IEEE, 1996.
- [7] Brumsickle, William E., et al. "Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning." IEEE Transactions on Industry Applications 37.1 (2001): 212-217.  
<https://doi.org/10.1109/28.903150>
- [8] M. H. J. Bolleu, D. D. Sabin, R. S. Thalam. "Voltage sag indices – Recents developments in IEEE p1564 task force". CIGRE/IEEE PES International Symposium on Quality and Security of Electric Power Delivery Systems – pp 34-41, 8-10- Oct 2003.
- [9] Koval, Don O., and M. Brent Hughes. "Canadian national power quality survey: Frequency of industrial and commercial voltage sags." Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1996. Conference Record, Papers Presented at the 1996 Annual Meeting., IEEE 1996. IEEE, 1996.  
<https://doi.org/10.1109/ICPS.1996.533935>
- [10] Woodley, Neil H., L. Morgan, and Ashok Sundaram. "Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer." IEEE Transactions on Power Delivery 14.3 (1999): 1181-1186.  
<https://doi.org/10.1109/61.772390>
- [11] Hietpas, Steven M., and Mark Naden. "Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter." IEEE Transactions on Industry Applications 36.1 (2000): 33-38.  
<https://doi.org/10.1109/28.821793>
- [12] AMARIZ, IP. "Compensadores Série de Tensão em Onda Quadrada: aplicação na mitigação dos afundamentos de curta duração." Julho de(2009).

- [13] Chattopadhyay, Surajit, Madhuchhanda Mitra, and Samarjit Sengupta. "Electric power quality." *Electric Power Quality*. Springer Netherlands, 2011. 5-12.  
<https://doi.org/10.1007/978-94-007-0635-4>
- [14] Chicco, Gianfranco, Jürgen Schlabbach, and Filippo Spertino. "Experimental assessment of the waveform distortion in grid-connected photovoltaic installations." *Solar Energy* 83.7 (2009): 1026-1039.  
<https://doi.org/10.1016/j.solener.2009.01.005>
- [15] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, IEEE. IEEE Recommended Practices for Harmonic Control in Electric Power System, IEEE 519, 1992. Conversor CA-CA para Eletrodomésticos Alimentados por Tensão Bi-Volt 170.
- [16] Town, Graham, et al. "Guidelines on the safety of light-based home-use hair removal devices from the European Society for Laser Dermatology." *Journal of the European Academy of Dermatology and Venereology* 26.7 (2012): 799-811.  
<https://doi.org/10.1111/j.1468-3083.2011.04406.x>
- [17] Berger, Lars Torsten, Andreas Schwager, and J. Joaquín Escudero-Garzás. "Power line communications for smart grid applications." *Journal of Electrical and Computer Engineering* 2013 (2013): 3.  
<https://doi.org/10.1155/2013/712376>
- [18] Petry, Clóvis Antônio. "Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares: Estudo de variações topológicas e métodos de controle." (2005).
- [19] Mezaroba, Marcello, I. Barbi, and D. Martins. "Novo inversor ZVS PWM com grampeamento ativo utilizando um Único interruptor auxiliar." *Eletrônica de Potência* 9.2 (2004): 45-52.
- [20] Yano, Masao, et al. "Recent trends in power conversions." *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE. Vol. 2. IEEE, 2000.*
- [21] Bhowmik, Shibashis, and Rene Spee. "A guide to the application-oriented selection of AC/AC converter topologies." *IEEE Transactions on Power Electronics* 8.2 (1993): 156-163.  
<https://doi.org/10.1109/63.223967>
- [22] Júnior, CJ de O. "Controle eletrônico de potência em aquecedores elétricos de passagem por semi ciclos otimizados." *Teses. usp. br* (2006).
- [23] Kwon, B-H., B-D. Min, and J-H. Kim. "Novel topologies of AC choppers." *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 143.4 (1996): 323-330.  
<https://doi.org/10.1049/ip-epa:19960374>
- [24] Shinyama, Takayuki, Akiteru Ueda, and Akihiro Torii. "AC chopper using four switches." *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the. Vol. 3. IEEE, 2002.*  
<https://doi.org/10.1109/PCC.2002.998118>
- [25] Ahmed, N. Abd El-Latif, Kenji Amei, and Masaaki Sakui. "Improved circuit of AC choppers for single-phase systems." *Power Conversion Conference-Nagaoka 1997., Proceedings of the. Vol. 2. IEEE, 1997.*
- [26] Dantas, F. D., and C. A. Canesin. "A novel high frequency ac voltage regulator with active power factor correction." *Industrial Electronics, 2003. ISIE'03. 2003 IEEE International Symposium*

on. Vol. 1. IEEE, 2003.  
<https://doi.org/10.1109/ISIE.2003.1267258>

[27] Hamed, Sadeq A. "Steady-state modeling, analysis, and performance of transistor-controlled AC power conditioning systems." IEEE Transactions on Power Electronics 5.3 (1990): 305-313.  
<https://doi.org/10.1109/63.56521>

[28] Kragh, Henrik. "On the control of a DC-link based high frequency AC-voltage regulator." Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. Vol. 2. IEEE, 2001.  
<https://doi.org/10.1109/PESC.2001.954270>

[29] Friedemann, Romeu Antunes. "Conversor CA-CA para eletrodomésticos alimentados por tensão bi-volt." (2007).

[30] Enjeti, Prasad N., and Sewan Choi. "An approach to realize higher power PWM AC controller." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual. IEEE, 1993.  
<https://doi.org/10.1109/APEC.1993.290613>

[31] Kassick, Enio Valmor. "Estudo e realização de um estabilizador e tensão alternada senoidal à tiristor." (1983)..

[32] Fagundes, João Carlos dos Santos. "Estudo e realização de um variador estático direto de tensão alternada senoidal." (1983).

[33] BARBI, Ivo; KASSICK, Enio V. Um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal a Tiristor. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 350-355, 1984.

[34] Moita, Galba Freire. "Estabilizador de tensão alternada empregando alta frequência e transistor de potência." (1993).

[35] BARBI, Ivo; FAGUNDES, João C. S. Uma Fonte de Tensão Alternada Senoidal a Transistor de Potência. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 730-736, 1984.

[36] Trabach, Emerson P., et al. "A stabilized single phase electronic autotransformer." Industrial Electronics Society, 1999. IECON'99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1. IEEE, 1999.  
<https://doi.org/10.1109/IECON.1999.822200>

[37] Trabach, Emerson P., et al. "A stabilized single phase electronic autotransformer." Industrial Electronics Society, 1999. IECON'99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1. IEEE, 1999.  
<https://doi.org/10.1109/IECON.1999.822200>

[38] ALVAREZ, Héctor Lira. Reguladores Automáticos de C. A. Estudo Comparativo. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 327-332, 1984.

[39] ALVAREZ, Héctor Lira; SANHUEZA, José L. Fernández; MENESES, Mario Flores. Regulador de Voltaje de C. A. Usando Tiristores y Principio de Autotransformador. 5o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 84), Campina Grande, PB - Brasil, p. 333-337, 1984.

[40] BARBI, Ivo; FAGUNDES, João Carlos dos Santos; PERIN, Arnaldo José. Interruptores

Bidirecionais: Princípios e Perspectivas de Aplicações. 6o Congresso Brasileiro de Automática (CBA 86), Belo Horizonte, MG - Brasil, p. 360-365, 1986.

[41] BARBI, I.; FAGUNDES, J. C.; KASSICK, E. V. A Compact AC/AC Voltage Regulator Based on an AC/AC High Frequency Flyback Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Boston - USA, p. 846-852, June, 1991.

[42] Fagundes, J. C., E. V. Kassick, and I. Barbi. "A PWM AC chopper without dead time and clamping circuit." 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG-Brazil. 1993.

[43] BARBI, I.; KASSIK, E. V.; FAGUNDES, J. C. A Novel Family of PWM High Frequency AC Choppers. 2nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'93), Uberlândia, MG - Brazil, p. 302-307, November, 1993.

[44] Cardoso, César Mauro. "Estudo e realização de um estabilizador de tensão alternada a transistor de potência." (1986).

[45] BARBI, Ivo; CARDOSO, Cesar Mauro. Um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal. SBA: Controle & Automação, Vol. 2, nº 1, p. 40-46, 1988.

[46] Kurokawa, S. "Desenvolvimento de um estabilizador de tensão alternada de variação contínua utilizando MOSFETs." UFU (1994).

[47] VILLAÇA, Marco V. M.; PERIN, Arnaldo J. Variador de Tensão Alternada a Interruptores Bidirecionais com Célula de Comutação ZVS. Seminário de Eletrônica de Potência (SEP-95), INEP/UFSC, Florianópolis, SC – Brasil, p. 125-132, Agosto, 1995.

[48] VILLAÇA, Marco V. M.; PERIN, Arnaldo J. Nova Célula de Comutação Suave para Interruptores Bidirecionais. Eletrônica de Potência, Vol. 4, no 1, Setembro, 1999.

[49] OLIVEIRA, J. C.; FREITAS, L. C. et al. A PWM AC/AC Half-Bridge Converter. 3th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'95), São Paulo, SP - Brazil, p. 497-502, December, 1995.

[50] OLIVEIRA, João Carlos de; FREITAS, L. C. et al. A Half-Bridge PWM AC/AC Converter. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'96), San Jose, CA - USA, p. 709-715, March, 1996.

[51] OLIVEIRA, João Carlos de; FREITAS, L. C. et al. A PWM AC/AC Full Bridge Converter Used Like a Serial Regulator. 4nd Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 385-390, December, 1997.

[52] OLIVEIRA, João Carlos de; SILVA, Evandro A. Soares de et al. Comparison of Two AC/AC Regulators: The Serial AC Link Regulator and the Boost/Inverter Converter. 5o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'99), Foz do Iguaçu - PR - Brazil, p. 712- 717, September, 1999.

[53] Vieira, J. B., et al. "A PWM AC/AC full-bridge used like a shunt and a serial regulator." EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS. Vol. 2. PROCEEDINGS PUBLISHED BY VARIOUS PUBLISHERS, 1997.

- [54] Alakula, Mats, and John-Erik Persson. "Vector controlled AC/AC converters with a minimum of energy storage." (1994): 236-239..
- [55] De Oliveira, Joao C., et al. "A proposed of an AC/AC serial regulator using a capacitor as the serial component." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE. Vol. 2. IEEE, 2000.
- [56] Hussels, P., M. Mehne, and F. Hentschel. "Synthesis of cycloconverter and current-source-inverter presentation of a new control strategy." Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on. IET, 1993.
- [57] Kim, Joohn Sheok, and Seung Ki Sul. "New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor." Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC'93 Record., 24th Annual IEEE. IEEE, 1993.  
<https://doi.org/10.1109/PESC.1993.471913>
- [58] DE OLIVEIRA, JOÃO CARLOS. "Contribuição para o Desenvolvimento de Dois Diferentes Tipos de Estabilizadores de Tensão Alternada com Variação Contínua." Agosto de (2001).
- [59] SILVA, Fábio V. R.; FREITAS, Luiz Carlos Gomes de et al. A New Proposal of na AC/AC Serial Regulator. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.
- [60] Reis, Jairo A., et al. "A new AC/AC voltage regulator." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE. Vol. 3. IEEE, 2004.
- [61] HEY, Hélio L.; PINHEIRO, Humberto; PINHEIRO, José R. A Soft-Switching AC-AC Converter. 3o Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'95), São Paulo - SP - Brazil, p. 503-508, December, 1995.
- [62] Campos, Alexandre, et al. "Analysis and design of a series-connected PWM voltage regulator for single-phase AC sources." IEEE Transactions on Industry Applications 32.6 (1996): 1285-1292.  
<https://doi.org/10.1109/28.556630>
- [63] LOPES, Luiz A. C.; NETO, João A. et al. A 2-Switch Three-Phase PWM AC Controller. 4nd Brazilian Power Electronics Conference(COBEP'97), Belo Horizonte, MG - Brazil, p. 379-384, December, 1997.
- [64] Claro, Carlos Alberto, and Alexandre Campos. "Analysis and design of a series AC voltage conditioner employing a dead beat control technique." Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE. Vol. 1. IEEE, 1998.  
<https://doi.org/10.1109/IECON.1998.724155>
- [65] DANTAS, F. D.; CANESIN, C. A. A New High-Power-Factor AC Voltage Regulator in High-Switching Frequency of Operation. 7o Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE - Brazil, p. 584-589, Setembro, 2003.
- [66] OLIVEIRA F., Milton E. de; VILLALVA, Marcelo G.; RUPPERT F., Ernesto. Modulation Techniques for Matrix Converters. VI Conferência de Aplicações Industriais (INDUSCON 04), Joinville, SC. 2004.
- [67] Fernandes, Ricardo AS, Ivan N. da SILVA, and Mário Oleskovicz. "Identificação de cargas

lineares e não-lineares em sistemas elétricos residenciais usando técnicas para seleção de atributos e redes neurais artificiais." Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica 21.4 (2010): 389-405.

<https://doi.org/10.1590/S0103-17592010000400006>

[68] Brumsickle, William E., et al. "Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning." IEEE Transactions on Industry Applications 37.1 (2001): 212-217.

<https://doi.org/10.1109/28.903150>

[69] Sarmiento, Hector G., and Eduardo Estrada. "A voltage sag study in an industry with adjustable speed drives." IEEE industry applications magazine 2.1 (1996): 16-19.

<https://doi.org/10.1109/2943.476593>

[70] Chattopadhyay, Surajit, Madhuchhanda Mitra, and Samarjit Sengupta. "Electric power quality." Electric Power Quality. Springer Netherlands, 2011. 5-12.

<https://doi.org/10.1007/978-94-007-0635-4>

[71] Fortes, Márcio Zamboti, et al. "AVALIAÇÃO DE LFC'S NOS LIMITES DE TENSÃO DO PRODUST." Engevista 16.3 (2013): 283-291.

[72] de Distribuição, Procedimentos. "Módulo 8—Qualidade da Energia Elétrica." Agência Nacional de Energia Elétrica—ANEEL. (2010).

[73] McGranaghan, Mark F., David R. Mueller, and Marek J. Samotyj. "Voltage sags in industrial systems." IEEE Transactions on industry applications 29.2 (1993): 397-403.

<https://doi.org/10.1109/28.216550>

[74] Yaleinkaya, G., Math HJ Bollen, and Peter A. Crossley. "Characterization of voltage sags in industrial distribution systems." IEEE transactions on industry applications 34.4 (1998): 682-688.

<https://doi.org/10.1109/28.703958>

[75] Conrad, Larry, Kevin Little, and Cliff Grigg. "Predicting and preventing problems associated with remote fault-clearing voltage dips." IEEE Transactions on industry applications 27.1 (1991): 167-172.

<https://doi.org/10.1109/28.67549>

[76] Ortmeyer, T. H., T. Hiyama, and H. Salehfar. "Power quality effects of distribution system faults." International Journal of Electrical Power & Energy Systems 18.5 (1996): 323-329.

[https://doi.org/10.1016/0142-0615\(95\)00078-X](https://doi.org/10.1016/0142-0615(95)00078-X)

[77] Freitas, Pedro Augusto Ramos de. "Proposta de um compensador série de tensão de elevada dinâmica para a correção da tensão instantânea da carga diante de afundamentos ou elevações da tensão da rede elétrica." (2014).

[78] Lopes, Bruno Marciano. COMPENSADORES SÉRIE DE BAIXA TENSÃO: TOPOLOGIAS, TÉCNICAS DE PROJETO E VIABILIDADE ECONÔMICA. Diss. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. Minas Gerais, 2006.

[79] M. Mc Granaghan, M. Stephens and B. Roettger, "The economics of voltage sag ride-through capabilities", <http://www.ecmweb.com>, 2006. Internet Site.

[80] Martins de Melo, Gilberto. "Um estudo da viabilidade de pequenos aerogeradores na produção de energia elétrica." (2009).

[81] Kaniewski, Jacek, et al. "Hybrid Voltage Sag/Swell Compensators: A Review of Hybrid AC/VAC Converters." IEEE Industrial Electronics Magazine 9.4 (2015): 37-48.  
<https://doi.org/10.1109/MIE.2015.2404350>

[82] Jothibas, Suma, and Mahesh K. Mishra. "An improved direct AC–AC converter for voltage sag mitigation." IEEE Transactions on Industrial Electronics 62.1 (2015): 21-29.  
<https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2334668>

[83] Davis, Tim, G. E. Beam, and C. J. Melhorn. "Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers." Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1996. Conference Record, Papers Presented at the 1996 Annual Meeting., IEEE 1996. IEEE, 1996.

[84] Brumsickle, William E., et al. "Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning." IEEE Transactions on Industry Applications 37.1 (2001): 212-217.  
<https://doi.org/10.1109/28.903150>

[85] Bollen, Math HJ, D. Daniel Sabin, and Rao S. Thallam. "Voltage-sag indices-recent developments in IEEE PI564 task force." Quality and Security of Electric Power Delivery Systems, 2003. CIGRE/PES 2003. CIGRE/IEEE PES International Symposium. IEEE, 2003.

[86] McGranaghan, Mark F., David R. Mueller, and Marek J. Samotyj. "Voltage sags in industrial systems." IEEE Transactions on industry applications 29.2 (1993): 397-403.  
<https://doi.org/10.1109/28.216550>

[87] Hietpas, Steven M., and Mark Naden. "Automatic voltage regulator using an AC voltage-voltage converter." IEEE Transactions on Industry Applications 36.1 (2000): 33-38.  
<https://doi.org/10.1109/28.821793>

[88] Woodley, Neil H., L. Morgan, and Ashok Sundaram. "Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer." IEEE Transactions on Power Delivery 14.3 (1999): 1181-1186.  
<https://doi.org/10.1109/61.772390>