

JEAN PAULO RODRIGUES

**ESTUDO DE UMA NOVA TOPOLOGIA DE
CONVERTOR APLICADA EM CONDICIONADORES
DE TENSÃO ALTERNADA**

FLORIANÓPOLIS

2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE UMA NOVA TOPOLOGIA DE
CONVERTOR APLICADA EM CONDICIONADORES
DE TENSÃO ALTERNADA

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

JEAN PAULO RODRIGUES

Florianópolis, Fevereiro de 2005.

**ESTUDO DE UMA NOVA TOPOLOGIA DE CONVERSOR
APLICADA EM CONDICIONADORES DE TENSÃO
ALTERNADA**


JEAN PAULO RODRIGUES

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Ivo Barbi, Dr. Eng.

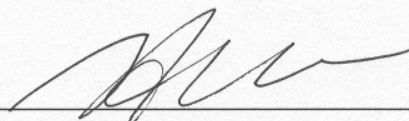
Orientador



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Eng.

Presidente da Banca



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Fabiana Pöttker de Souza, Dr.

A Deus.

Aos meus pais: Paulo e Jandira.

Às minhas irmãs: Dayse e Giselly.

À minha esposa Eliziani.

Aos meus filhos gemilares: Aline e Paulo Henrique
que completaram um ano de vida no final deste trabalho.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi pela orientação e sabedoria, pela motivação e pela oportunidade de trabalho junto com uma excelente equipe nestes 12 meses.

Ao Engenheiro Clóvis Antônio Petry pela transmissão de seus conhecimentos na área de condicionadores de tensão e pela excelente e incansável orientação em todos os trabalhos.

Aos membros da banca examinadora pelas revisões, correções e sugestões.

Aos técnicos e funcionários do INEP pela constante disposição para auxiliar, em especial o Rafael Carpes.

Aos demais professores do INEP que sempre estiveram dispostos a ajudar e que tanto contribuíram para minha formação na área de Eletrônica de Potência.

Aos meus estimáveis colegas do Programa de Mestrado, Geraldo, Joabel, José Flávio, Mateus e Mauro Pagliosa que sempre estiveram prontamente dispostos a ajudar.

Aos demais amigos e colegas do INEP que de alguma forma contribuíram para minha formação.

Ao governo federal, que através da CAPES deu o apoio financeiro.

A minha esposa Eliziani pela paciência, amor, carinho e compreensão.

Aos meus pais pelo apoio, amor e compreensão incondicionais em todos os momentos da minha vida, e que sem os quais nada teria sido possível.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ESTUDO DE UMA NOVA TOPOLOGIA DE CONVERSOR APLICADA EM CONDICIONADORES DE TENSÃO ALTERNADA

JEAN PAULO RODRIGUES

Fevereiro de 2005.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Eng.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Condicionador de tensão, filtro ativo, carga não-linear.

Número de Páginas: 100.

RESUMO: Este trabalho apresenta uma nova topologia de conversor aplicada em condicionadores de tensão alternada. Os condicionadores fornecem energia para cargas lineares e não-lineares, provendo tensão de saída estável e com menor conteúdo harmônico. São estudadas as etapas de operação, modelagem e simulações da nova topologia de conversor CA-CA e sua aplicação em condicionadores de tensão alternada. Ao final deste trabalho são apresentados o projeto e os resultados experimentais de um condicionador de tensão com potência de 10kVA, tensão de saída de 220V/60Hz e frequência de chaveamento de 20kHz.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

STUDY OF A NEW CONVERTER TOPPOLOGY APPLIED TO LINE VOLTAGE CONDITIONERS

JEAN PAULO RODRIGUES

February of 2005.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Voltage conditioner, active filter, non-linear loads.

Number of Pages: 100.

ABSTRACT: This work presents a new topology of a converter applied to a line voltage conditioner. The conditioner supplies power to linear and non-linear loads, providing stable output voltage and reducing the harmonic content. The operation stages, modeling and simulations of the new AC-AC converter topology and its application in line voltage conditioners are studied. At the end of this work the design and the experimental results of a voltage conditioner of 10kVA, with an output voltage of 220V/60Hz and a switching frequency of 20kHz, are presented.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	VII
SIMBOLOGIA	X
INTRODUÇÃO GERAL	1
1 TOPOLOGIA DO CONVERSOR PROPOSTO.....	3
1.1 INTRODUÇÃO	3
1.2 SINAIS DE COMANDO DAS CHAVES	4
1.3 SIMPLIFICAÇÃO DO ESTÁGIO RETIFICADOR	5
1.3.1 <i>Conversor com Entrada Isolada</i>	5
1.3.2 <i>Conversor com Saída Isolada</i>	7
1.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA CARGA RESISTIVA	8
1.4.1 <i>Conversor com Entrada Isolada</i>	8
1.4.2 <i>Conversor com Saída Isolada</i>	11
1.5 MODOS DE FUNCIONAMENTO	13
1.5.1 <i>Conversor com Entrada Isolada</i>	14
1.5.2 <i>Conversor com Saída Isolada</i>	15
1.6 CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA	17
1.6.1 <i>Característica de Transferência Estática para Modulação a Dois Níveis ...</i>	18
1.6.2 <i>Característica de Transferência Estática para Modulação a Três Níveis....</i>	18
1.7 CONCLUSÃO.....	19
2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR APLICADO EM	
CONDICIONADORES DE TENSÃO.....	21
2.1 INTRODUÇÃO	21
2.2 COMPARAÇÕES ENTRE AS TOPOLOGIAS DE CONDICIONADOR QUE UTILIZAM O	
CONVERSOR COM ENTRADA ISOLADA OU SAÍDA ISOLADA	22
2.3 SINAIS DE COMANDO	24
2.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA CARGA RESISTIVA	25
2.4.1 <i>Primeiro caso</i>	26
2.4.2 <i>Segundo caso</i>	27

2.5	ETAPAS DE OPERAÇÃO PARA CARGA INDUTIVA (RL) E NÃO-LINEAR	28
2.5.1	<i>Primeiro caso</i>	28
2.5.2	<i>Segundo caso</i>	29
2.5.3	<i>Terceiro caso</i>	30
2.5.4	<i>Quarto caso</i>	31
2.6	CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA	32
2.7	PROJETO DO FILTRO	34
2.8	MODELO SIMPLIFICADO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO	36
2.9	DESACOPLAMENTO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO TRANSFORMADOR	39
2.10	MODELO CONSIDERANDO A INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DO CONDICIONADOR ..	40
2.10.1	<i>Obtenção de $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$</i>	41
2.10.2	<i>Obtenção de $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$</i>	43
2.11	CONCLUSÃO	45
3	PROJETO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO	46
3.1	INTRODUÇÃO	46
3.2	RELAÇÃO DE ESPIRAS DO TRANSFORMADOR	46
3.3	CÁLCULO DO FILTRO	49
3.4	CÁLCULO DOS CAPACITORES DE DESACOPLAMENTO	49
3.5	PROJETO DO CONTROLADOR	50
3.6	SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA	52
3.7	SIMULAÇÕES EM MALHA FECHADA	54
3.7.1	<i>Simulações com carga resistiva</i>	54
3.7.2	<i>Simulações com carga não-linear.</i>	56
3.8	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES	58
3.8.1	<i>Especificações do Transformador</i>	58
3.8.2	<i>Dimensionamento dos Semicondutores</i>	61
3.9	CONCLUSÃO	62
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	63
4.1	INTRODUÇÃO	63
4.2	ENSAIOS COM CARGA RESISTIVA	64
4.3	ENSAIOS COM CARGA INDUTIVA	65

4.4	ENSAIOS COM CARGA NÃO-LINEAR.....	65
4.5	PARTIDA DIRETA A VAZIO.....	67
4.6	PERTURBAÇÃO DE ENTRADA.....	68
4.7	PERTURBAÇÃO DE CARGA.....	69
4.8	RENDIMENTO E VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA.....	71
4.9	CONCLUSÃO.....	73
	CONCLUSÃO GERAL.....	74
	ANEXO I - ESQUEMA ELÉTRICO COMPLETO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO.....	76
	ANEXO II – ESQUEMA ELÉTRICO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO DIVIDIDO EM BLOCOS.....	77
	ANEXO IV – PROJETO FÍSICO DO INDUTOR DE FILTRAGEM.....	88
	ANEXO V - LAYOUT DA PLACA DE COMANDO.....	92
	ANEXO VI – LAYOUT DA FONTE AUXILIAR.....	93
	ANEXO VII - LISTA DE MATERIAIS UTILIZADOS.....	94
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	98

SIMBOLOGIA

Símbolos adotados nos equacionamentos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
Δ	Variação na tensão da rede	V
ω	$\omega = 2\pi f$	rad/s
C_d	Capacitor de desacoplamento de cada secundário	F
C_o	Capacitor do filtro de saída	F
D	Razão cíclica de chaveamento	
f	Frequência da rede	Hz
f_{od}	Frequência de ressonância entre C_d e L_d	Hz
f_o	Frequência de ressonância no filtro de saída	Hz
f_s	Frequência de chaveamento	Hz
G	Ganho estático do condicionador de tensão	
I_o	Corrente de saída do condicionador de tensão	A
I_{L_o}	Corrente no indutor de filtragem L_o	A
L_d	Indutância de dispersão parasita de cada secundário	H
L_o	Valor do indutor do filtro de saída	H
n	Relação de transformação ($V_{S1}/V_P = V_{S2}/V_P$)	
P_o	Potência útil na saída do condicionador	W
S_o	Potência aparente na saída do condicionador	VA
t	Tempo	s
t_0, t_1, t_2, t_3, t_4	Tempos nos instantes 0, 1, 2, 3 e 4	s
T_s	Período de chaveamento	s
X_{C_o}	Reatância do capacitor C_o	Ω
V_{AB}	Tensão entre os pontos A e B do circuito	V
V_{C_o}	Tensão sobre o capacitor de filtragem C_o	V
$V_{controle}$	Valor que é comparado com a onda triangular	V
V_i	Tensão de entrada da rede	V
V_o	Tensão de saída do condicionador de tensão	V
V_P	Tensão do primário do transformador	V
V_S	Tensão no secundário do transformador	V

V_{S1}	Tensão no secundário1 do transformador	V
V_{S2}	Tensão no secundário2 do transformador	V

Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
F	Fusível
L	Indutor
Q	Transistor bipolar de sinal
R	Resistor
S	Interruptor comandável
T	Transistor bipolar
U	Circuito integrado
V	Fonte de tensão
Y	Cristal

Acrônimos e Abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
AWG	American Wire Gage
BJT	Transistor de junção bipolar
CA	Corrente alternada
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
DAC	Conversor digital-analógico
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MA	Malha Aberta
MF	Malha Fechada
PIC	Interface controladora programável

PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
PWM	Pulse width modulation
TDH	Taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Nome da Unidade</i>
°	grau trigonométrico
°C	grau Celsius
Ω	Ohm
A	ampère
H	henry
Hz	hertz
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	Volt
W	Watt

INTRODUÇÃO GERAL

O recente aumento no uso de cargas não lineares tem causado sérias preocupações com a qualidade de energia e, conseqüentemente, na tolerância de perturbações de cargas eletrônicas sensíveis. Os condicionadores de tensão se enquadram neste contexto visando entregar à carga uma tensão regulada no valor desejado e com menor conteúdo harmônico, isso em virtude da tensão disponibilizada pela rede apresentar variações na sua amplitude e uma considerável taxa de distorção harmônica. A norma de estabilizadores de tensão até 3kVA (NBR 14373) especifica que o estabilizador deve suportar uma variação de 25% e manter na saída a tensão nominal com erro máximo de $\pm 6\%$. No entanto esta norma não define os limites desta variação. Assim, a variação na entrada poderia ser -15% e +10%.

Uma das técnicas utilizadas para estabilizar a tensão da carga é através da seleção adequada de derivações de transformadores. Esta técnica é eficiente, desde que, o número de derivações seja grande, o que implica num grande número de semicondutores. Já os estabilizadores a controle de fase não permitem elevar a tensão de saída, atuando somente como abaixadores [10]. Ultimamente, grande parte dos estabilizadores utilizava tecnologia a tiristor. No entanto, tais conversores possuem resposta lenta e necessitam de grandes filtros de entrada e saída para atenuar as harmônicas de alta ordem [5,10].

Este trabalho apresenta uma nova topologia de conversor com modulação PWM cujas posições da fonte e da carga podem ser trocadas, o que altera algumas características do circuito. O conversor, de acordo com a modulação, pode ter inúmeras aplicações, tais como: Na alimentação de máquinas de corrente contínua operando nos quatro quadrantes, cicloconversores e condicionador de tensão. Esta última aplicação é o foco de interesse deste trabalho.

Os condicionadores de tensão diferem-se dos estabilizadores, pois além de estabilizar a tensão de saída eles corrigem o conteúdo harmônico, funcionando como filtro ativo de tensão.

Pela análise das literaturas que o autor teve acesso, um dos estudos mais atuais em condicionadores de tensão alternada é a topologia apresentada na Fig. 1(a), estudada em [6,9]. Este condicionador de tensão opera com modulação PWM em alta frequência (20kHz) e, por ser do tipo compensador diferencial de tensão, processa somente parte da potência de carga, aumentando o rendimento total da estrutura. O presente trabalho foi inspirado neste condicionador, de modo a criar um conversor com duas chaves

bidirecionais a menos, conforme apresentado na Fig. 1(b), ou seja, um braço a menos. Porém o condicionador em [6,9] tem a vantagem de apresentar um menor transformador de isolamento em relação ao utilizado neste trabalho para a mesma potência de carga.

No capítulo 1 é apresentada a nova topologia de conversor, operando com entrada isolada e saída isolada. Para ambas configurações são estudados os sinais de comando, etapas de operação, modos de funcionamento e a característica de transferência estática do conversor proposto.

No capítulo 2 será abordada toda a parte teórica do condicionador de tensão proposto. Serão estudadas: os sinais de comando, etapas de operação para carga resistiva, indutiva e não-linear, característica de transferência estática, projeto do filtro, modelagem simplificada e completa do condicionador de tensão.

No capítulo 3 são realizados o projeto, dimensionamentos e simulações para carga lineares e não-lineares.

No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais do protótipo operando na potência nominal de 10kVA utilizando carga linear e não-linear.

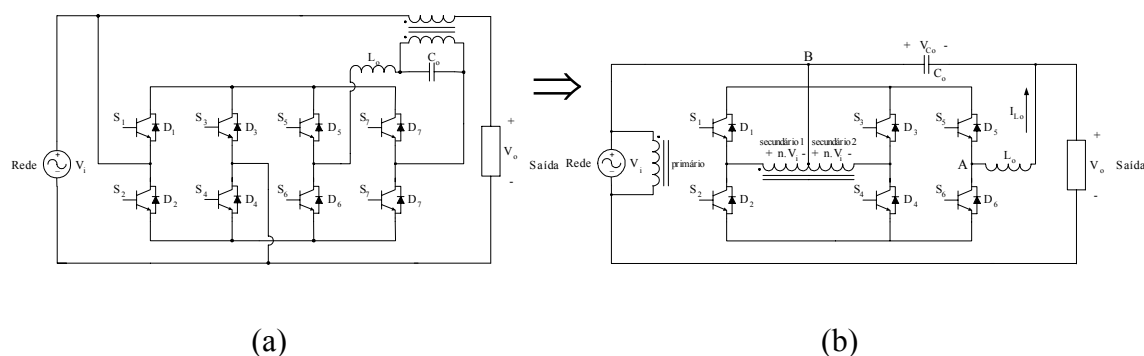


Fig. 1 – Condicionador de [6,9] e o condicionador proposto.

1 TOPOLOGIA DO CONVERSOR PROPOSTO

1.1 Introdução

Uma nova topologia de conversor é apresentada no presente capítulo, podendo esta operar com entrada isolada, mostrada na Fig. 2, ou com saída isolada, apresentada na Fig. 3. Para mudar esta configuração basta trocar a posição da fonte de entrada com a carga, além de modificar os comandos das chaves bidirecionais.

Nesta parte do trabalho são estudados os sinais de comando, etapas de operação e modos de funcionamento para ambas configurações, além da característica de transferência estática do conversor proposto.

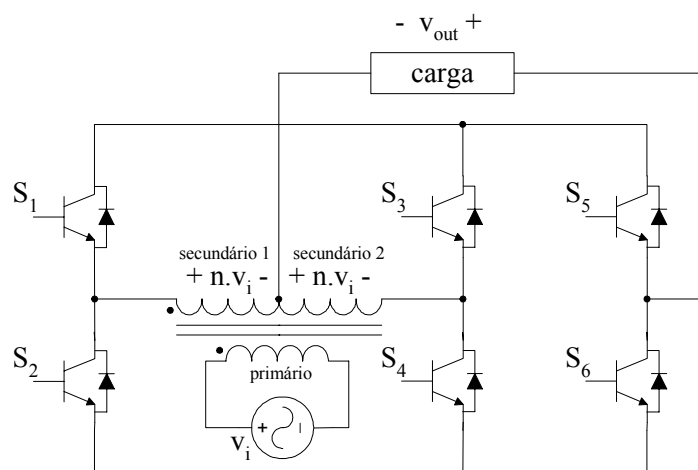


Fig. 2 – Esquemático do conversor com isolamento na entrada.

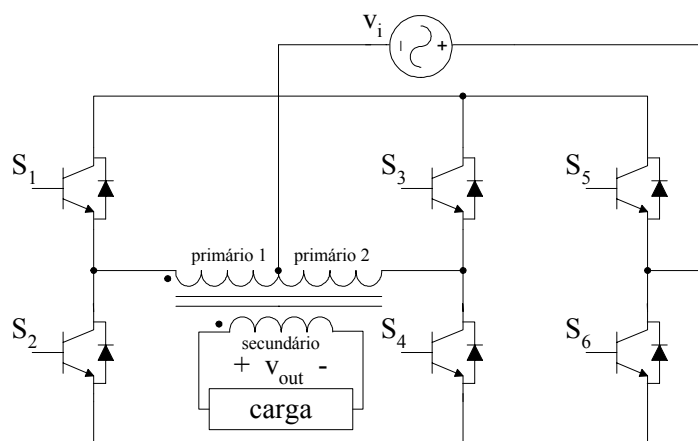


Fig. 3 – Esquemático do conversor com isolamento na saída.

1.2 Sinais de Comando das Chaves

Para o conversor com entrada isolada as chaves bidirecionais em corrente S_1 a S_4 operam na frequência da rede, em sincronismo com a mesma, enquanto as chaves S_5 e S_6 operam em alta frequência, conforme a Fig. 4. Já no conversor com saída isolada as chaves S_1 a S_4 operam em alta frequência e as chaves S_5 e S_6 , sincronizadas com a tensão de entrada, operam na frequência da rede, como mostrado na Fig. 5.

Os intervalos de tempo de t_1 até t_2 e t_3 até t_4 tem curta duração e são conhecidos como tempos mortos, cujo objetivo é evitar curtos-circuitos nos braços do conversor.

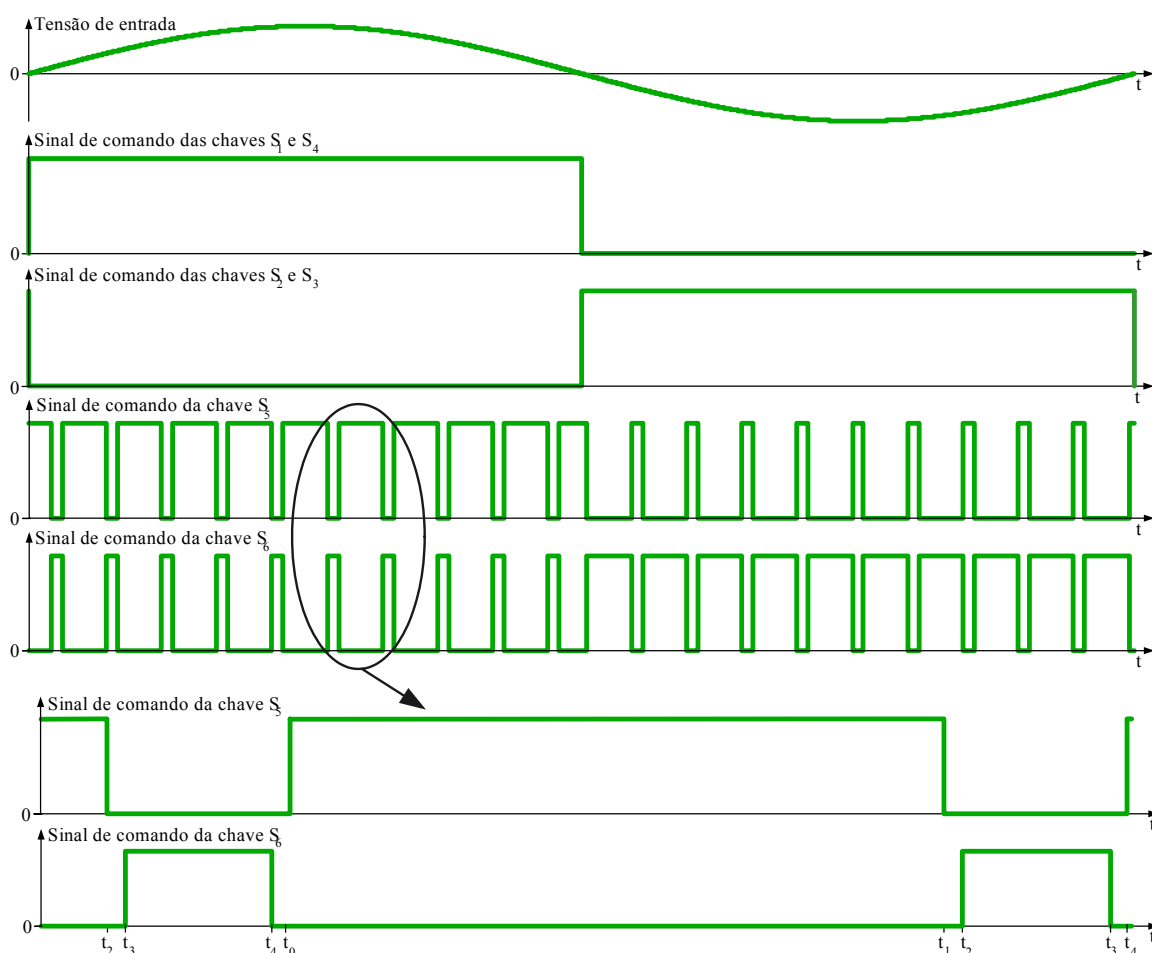


Fig. 4 – Sinais de comando das chaves do conversor com entrada isolada.

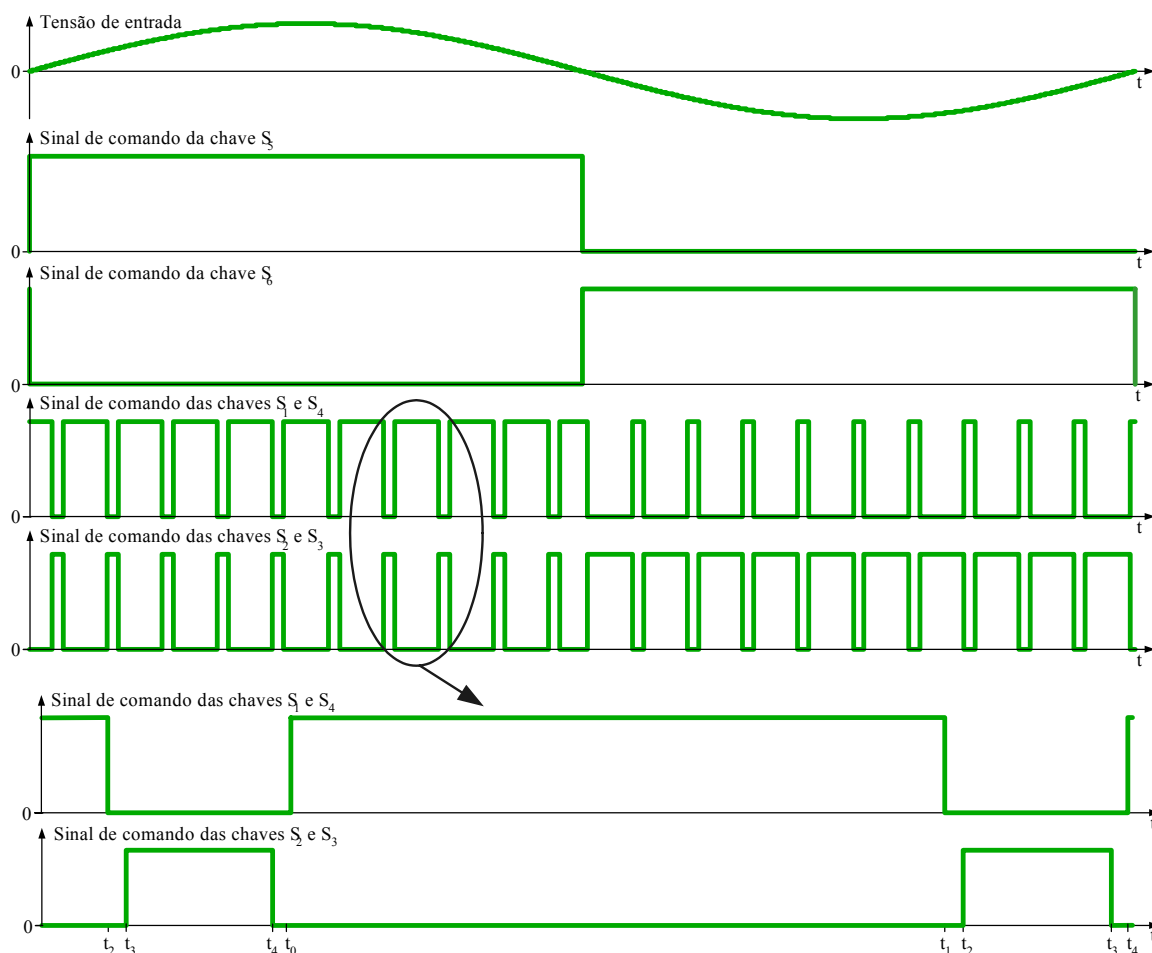


Fig. 5 – Sinais de comando das chaves do conversor com saída isolada.

1.3 Simplificação do Estágio Retificador

Para facilitar a compreensão do funcionamento do conversor podemos simplificar o estágio retificador e redesenhar as topologias do conversor com entrada isolada e saída isolada conforme as Fig. 6 e Fig. 8, respectivamente.

1.3.1 Conversor com Entrada Isolada

Nesta situação as chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 retificam a tensão da rede, conforme a Fig. 4. Desta forma, podemos redesenhar o circuito conforme a Fig. 6.

Verifica-se, observando a Fig. 6, que o conversor com entrada isolada só pode operar com modulação a dois níveis.

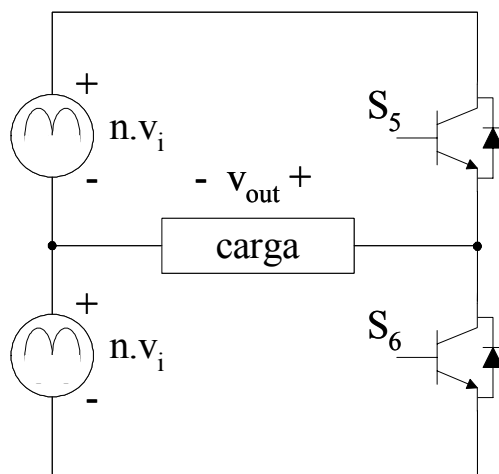


Fig. 6 – Circuito equivalente para o conversor com entrada isolada.

Em aplicações com tensão de saída na mesma frequência da rede, a tensão de controle para a modulação é sincronizada com a tensão de entrada, conforme a Fig. 7. Portanto, durante o semiciclo positivo da tensão da rede a chave S_5 opera com razão cíclica D e a chave S_6 comuta com razão cíclica $(1-D)$. Já no semiciclo negativo da tensão da rede a razão cíclica se inverte, a chave S_5 opera com razão cíclica $(1-D)$ e chave S_6 opera com razão cíclica D .

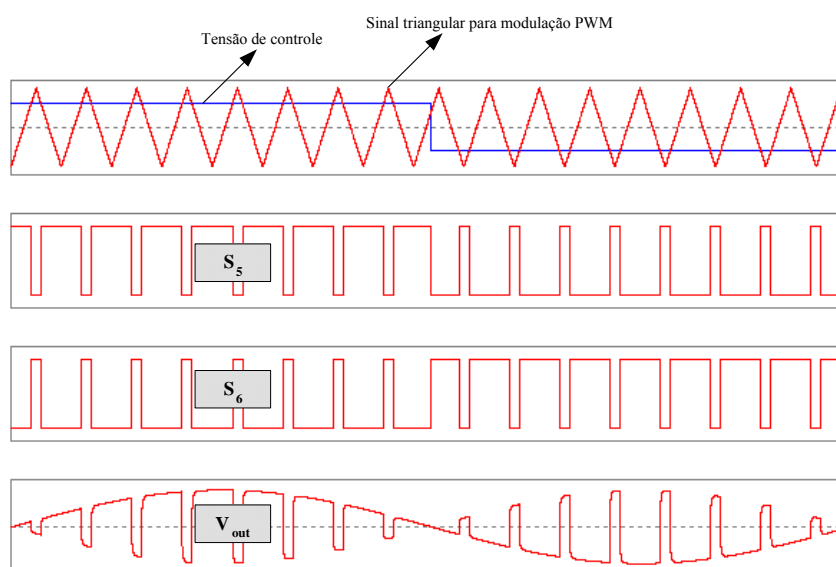


Fig. 7 – Modulação a dois níveis com a fundamental da tensão de saída na mesma frequência da rede.

Para aplicações em máquina de corrente contínua a razão cíclica não muda para os

semiciclos positivo e negativo da rede, exceto quando há mudança de polaridade da tensão de saída.

Quando o conversor é aplicado em cicloconversores a razão cíclica das chaves S_5 e S_6 é constante em um determinado número de semiciclos e inverte durante o mesmo número de semiciclos. Assim a frequência fundamental da tensão de saída é menor em relação à frequência de entrada.

1.3.2 Conversor com Saída Isolada

Nesta topologia as chaves S_5 e S_6 retificam a tensão da rede, como apresentado na Fig. 5. Desta maneira, podemos representar o circuito conforme a Fig. 8.

A partir da Fig. 8 contata-se que nesta configuração, com saída isolada, é possível a modulação a dois ou, conforme a Fig. 9, três níveis. A modulação a três níveis é possível, pois além dos níveis positivos e negativos da tensão de carga, acionando-se S_1 - S_3 ou S_2 - S_4 tem-se nível de tensão zero.

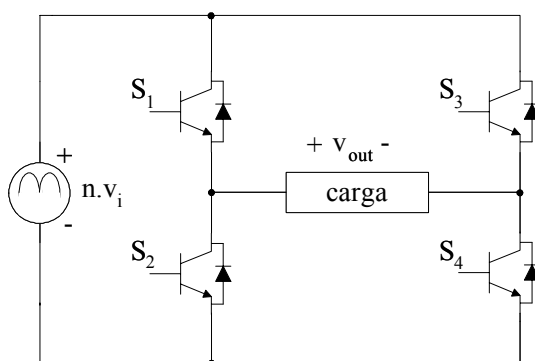


Fig. 8 – Circuito equivalente para o conversor com saída isolada.

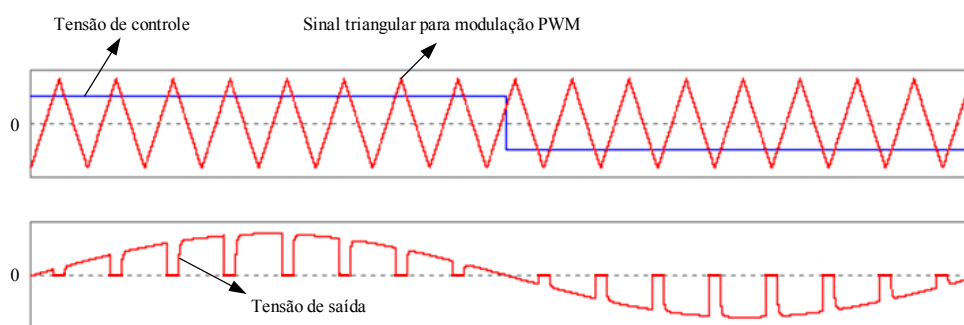


Fig. 9 – Modulação a três níveis com a fundamental da tensão de saída na mesma frequência da rede.

As razões cíclicas das chaves S_1 - S_4 e S_2 - S_3 variam conforme a aplicação e são análogas às razões cíclicas das chaves S_5 e S_6 da configuração com entrada isolada.

1.4 Etapas de Operação para Carga Resistiva

Para um melhor entendimento do funcionamento do conversor proposto, apresentamos agora as etapas de operação para carga resistiva. Estas etapas estão apresentadas na mesma seqüência em que o conversor opera.

1.4.1 Conversor com Entrada Isolada

Primeiro caso – tensão de entrada positiva (interruptores S_1 e S_4 habilitados enquanto S_2 e S_3 estão bloqueados).

Primeira etapa – Esta etapa de operação, representada na Fig. 10, ocorre no intervalo de t_0 a t_1 da Fig. 4, sendo que a chave S_5 está habilitada e S_6 bloqueada. Logo a corrente de carga I_o irá passar por D_1 e S_5 .

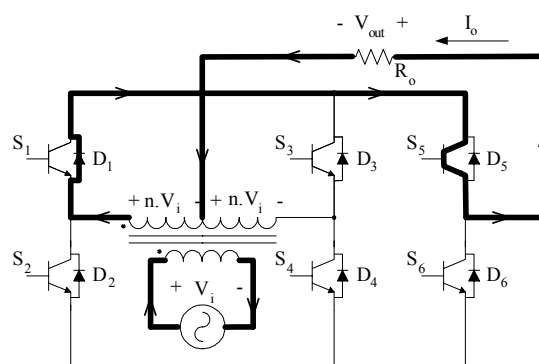


Fig. 10 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Ocorre no intervalo de t_1 a t_2 , onde as chaves S_5 e S_6 estão bloqueadas. Assim a corrente na carga é nula, conforme a Fig. 11.

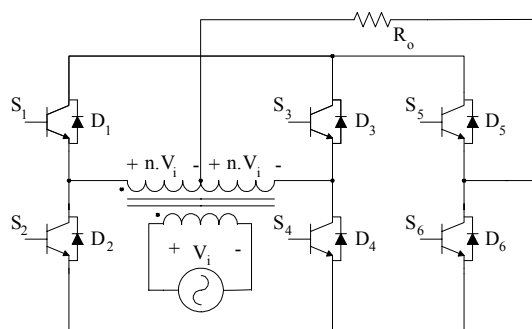


Fig. 11 – Segunda e quarta etapas de operação.

Terceira etapa – Mostrada na Fig. 12, esta etapa tem início em t_2 e término em t_3 , conforme a Fig. 4, de modo que a chave S_5 está bloqueada e S_6 habilitada. Assim D_4 e S_6 conduzem a corrente de carga.

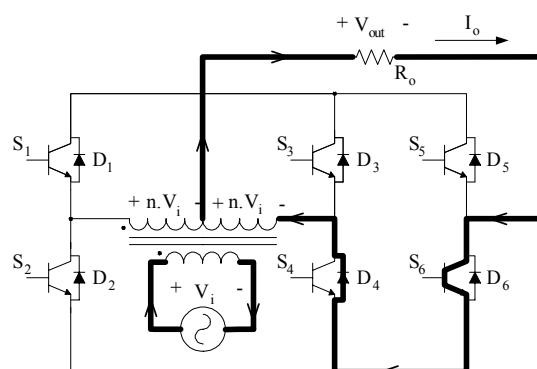


Fig. 12 – Terceira etapa de operação.

Quarta etapa – Compreende o pequeno intervalo de t_3 a t_4 , onde as chaves S_5 e S_6 se encontram bloqueadas. Assim, a corrente de carga é nula, da mesma forma que a segunda etapa de operação, apresentada na Fig. 11.

Segundo caso – tensão de entrada negativa (interruptores S_2 e S_3 habilitados enquanto S_1 e S_4 estão bloqueados).

Primeira etapa – Nesta etapa, que ocorre entre os intervalos t_0 e t_1 , a chave S_5 está habilitada enquanto o interruptor S_6 está bloqueado. Desta forma a corrente de carga passa por D_3 e S_5 , como mostra a Fig. 13.

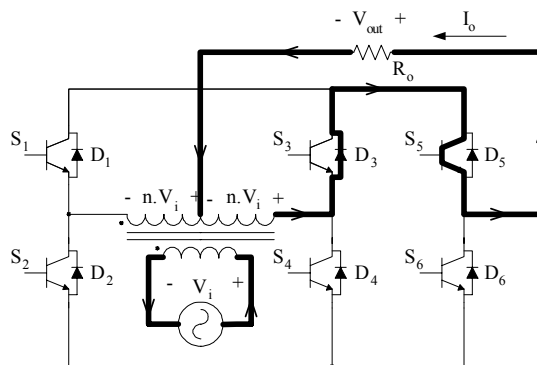


Fig. 13 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Compreendida no pequeno intervalo de tempo entre t_1 e t_2 , esta etapa apresenta corrente de carga nula, conforme a Fig. 14, pois as chaves S_5 e S_6 estão bloqueadas.

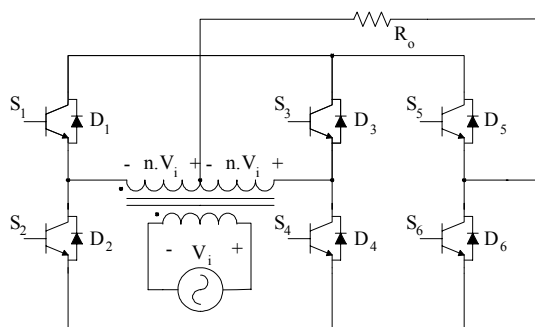


Fig. 14 – Segunda e quarta etapas de operação.

Terceira etapa – Ilustrada na Fig. 15, esta etapa ocorre entre o intervalo de t_2 a t_3 . Neste intervalo o interruptor S_5 está bloqueado e S_6 está habilitado. Logo, a corrente de carga passa por D_2 e S_6 .

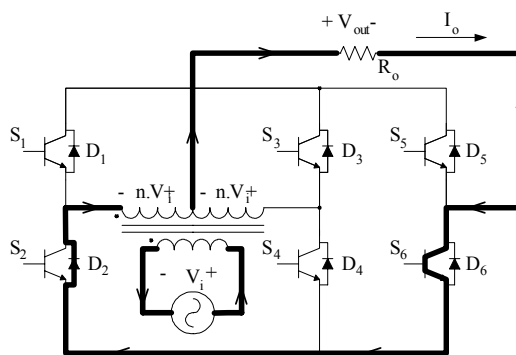


Fig. 15 – Terceira etapa de operação

Quarta etapa – Compreendendo o intervalo de t_3 a t_4 a quarta etapa é semelhante à segunda, como mostra a Fig. 14. Nesta etapa a corrente de carga é nula, pois as chaves S_5 e S_6 se apresentam bloqueadas.

1.4.2 Conversor com Saída Isolada

Primeiro caso – tensão de entrada positiva (interruptor S_5 habilitado).

Primeira etapa – Ocorre entre os instantes de t_0 a t_1 , onde as chaves S_1 e S_4 estão habilitadas e os interruptores S_2 e S_3 estão bloqueados. Por isto a corrente de carga passa por S_1 e D_5 , conforme a Fig. 16.

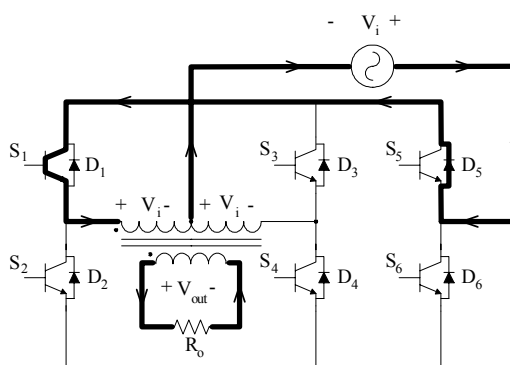


Fig. 16 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Entre os intervalos t_1 a t_2 ocorre à segunda etapa, que acontece em um curto intervalo de tempo. Neste intervalo as chaves S_1 a S_4 estão bloqueadas e a corrente de carga é nula, conforme representa a Fig. 17.

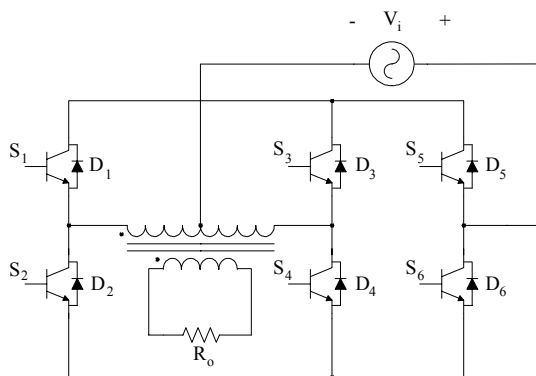


Fig. 17 – Segunda e quarta etapas de operação.

Terceira etapa – Nesta etapa, representada na Fig. 18, que começa no instante t_2 e termina em t_3 , as chaves S_2 e S_3 estão habilitadas. Assim o único caminho para a corrente de carga é S_3 e D_5 .

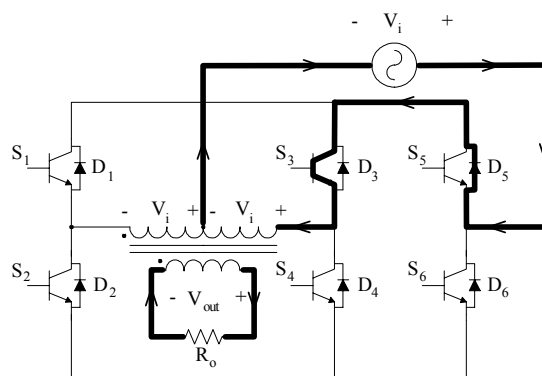


Fig. 18 – Terceira etapa de operação.

Quarta etapa – Mostrada na Fig. 17, esta etapa é semelhante à segunda etapa e ocorre no intervalo de t_3 a t_4 .

Segundo caso – tensão de entrada negativa (interruptor S_6 habilitado).

Primeira etapa – Esta etapa, mostrada na Fig. 19, tem início em t_0 e término em t_1 . Neste intervalo as S_1 e S_4 estão habilitadas. Por isto chaves S_4 e D_6 conduzem.

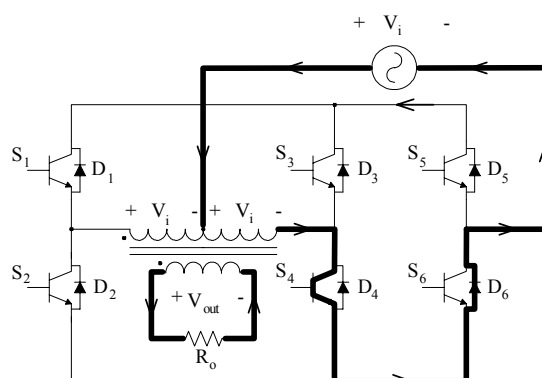


Fig. 19 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Neste intervalo de tempo morto, t_1 a t_2 , S_1 a S_4 estão bloqueadas e a

corrente de carga é nula, conforme mostra a Fig. 20.

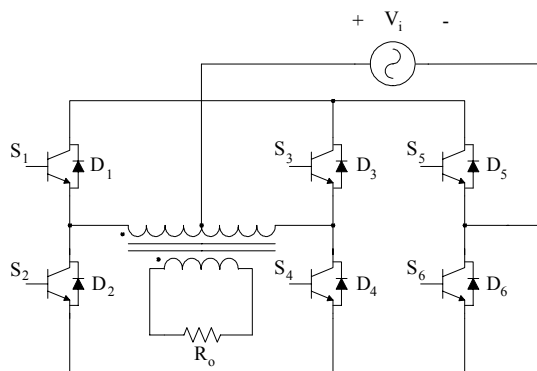


Fig. 20 – Segunda e quarta etapas de operação.

Terceira etapa – No intervalo entre t_2 e t_3 ocorre a terceira etapa, sendo que nesta etapa, representada na Fig. 21, as chaves S_2 e S_3 estão habilitadas. Logo, a corrente de carga passa por S_2 e D_6 .

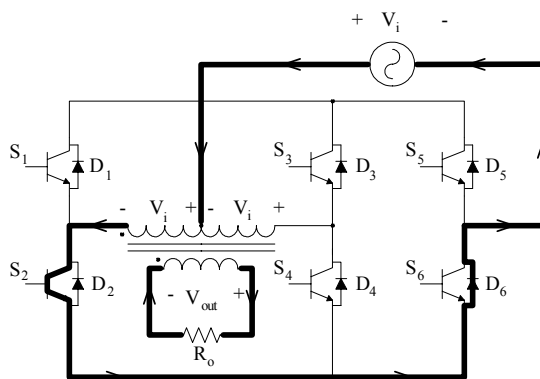


Fig. 21 – Terceira etapa de operação.

Quarta etapa – Esta é semelhante à segunda etapa, possui corrente de carga nula e compreende o intervalo de t_3 a t_4 , conforme mostrado na Fig. 20.

1.5 Modos de Funcionamento

Usou-se a expressão modos de operação e não etapas de operação pelo fato da descrição a seguir não representar a seqüência de operação prática do conversor. Para as etapas de operação, apresentadas a seguir, são utilizadas cargas indutivas (RL), pois neste caso nem sempre a corrente de carga e a tensão de entrada são positivas ou negativas

simultaneamente, devido à defasagem entre as mesmas. Neste caso, todos os semicondutores serão utilizados, S_1 a S_6 e D_1 a D_6 .

1.5.1 Conversor com Entrada Isolada

Primeiro caso – tensão de entrada positiva (interruptores S_1 e S_4 habilitados enquanto S_2 e S_3 estão bloqueados).

Primeiro modo – Neste modo de operação a chave S_5 está habilitada e S_6 bloqueada. Logo, se a corrente de carga I_o for maior que zero as chaves D_1 e S_5 conduzem, caso contrário I_o circula por S_1 e D_5 , conforme é representado na Fig. 22.

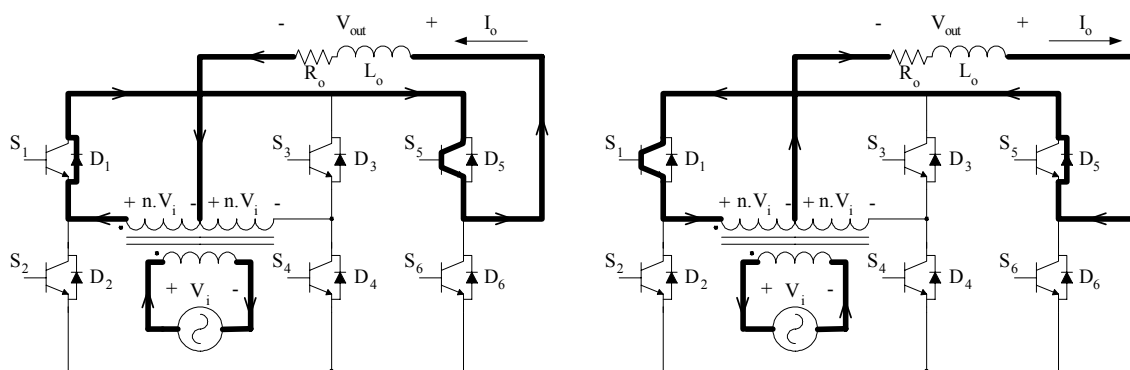


Fig. 22 – Primeiro modo de operação.

Segundo modo – Agora a chave S_5 está bloqueada e S_6 habilitada. Portanto, se $I_o > 0$ a corrente de carga circula por S_4 e D_6 , caso contrário conduzem D_4 e S_6 , conforme é mostrado na Fig. 23.

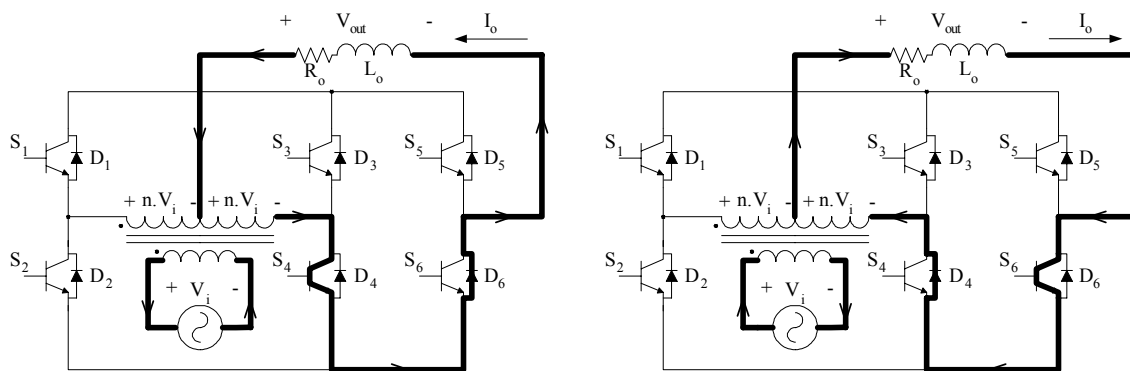


Fig. 23 – Segundo modo.

Segundo caso – tensão de entrada negativa (interruptores S_2 e S_3 habilitados enquanto S_1 e S_4 estão bloqueados).

Terceiro modo – Neste modo de operação a chave S_5 está habilitada, enquanto a chave S_6 está bloqueada. Desse modo, se $I_o > 0$, então a corrente de carga circula por D_3 e S_5 , caso contrário conduzem S_3 e D_5 , como ilustra a Fig. 24.

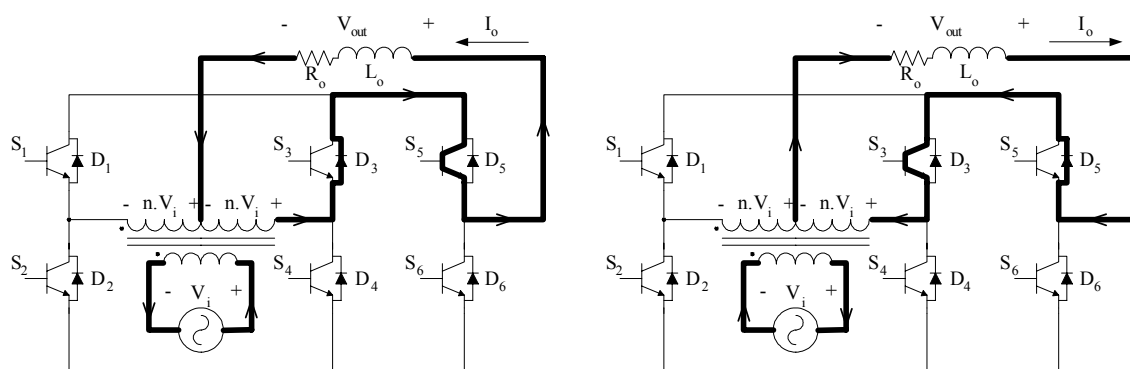


Fig. 24 – Terceiro modo.

Quarto modo – Nesta situação a chave S_5 está habilitada e S_6 bloqueada. Logo, se $I_o > 0$, então I_o circula por S_2 e D_6 , caso contrário a corrente de carga circula por D_2 e S_6 , conforme representa a Fig. 25.

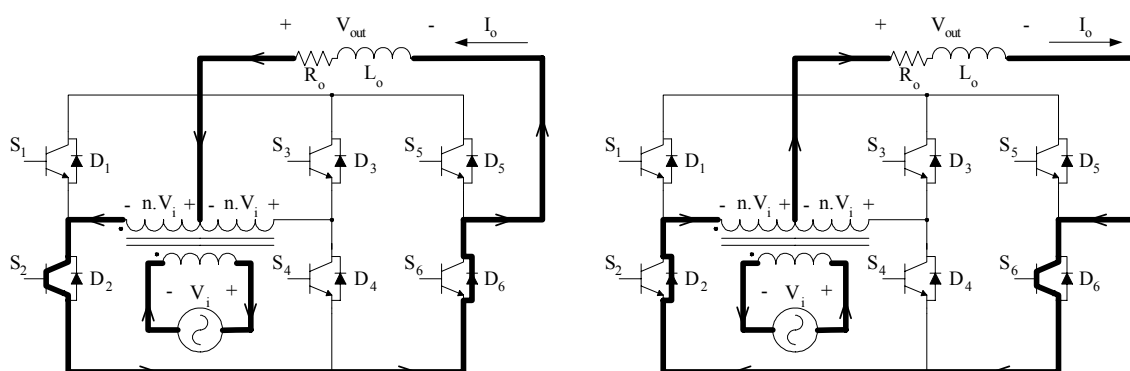


Fig. 25 – Quarto modo.

1.5.2 Conversor com Saída Isolada

Primeiro caso – tensão de entrada positiva (interruptor S_5 habilitado).

Primeiro modo – Neste modo as chaves S_1 e S_4 estão habilitadas, enquanto as chaves S_2 e S_3 se encontram bloqueadas. Desta forma, se $I_0 > 0$, a corrente de carga circula por S_1 e D_5 ; caso contrário conduzem D_1 e S_5 , como mostra a Fig. 26.

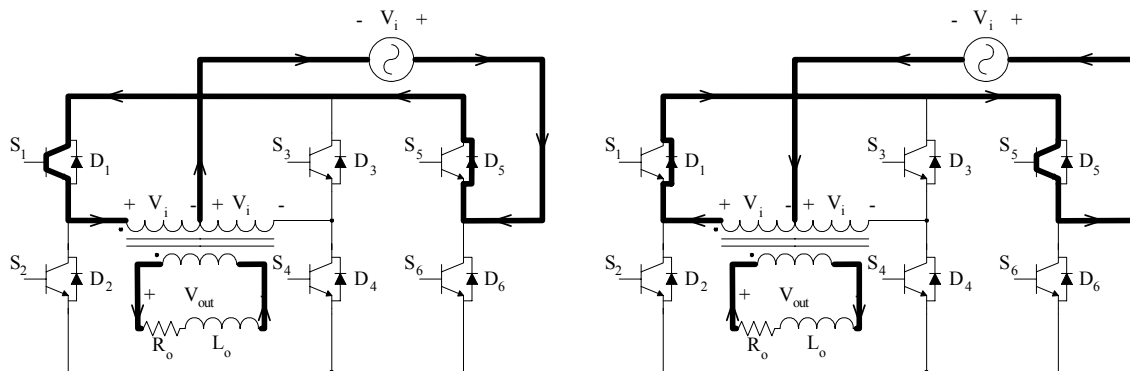


Fig. 26 – Primeiro modo de operação.

Segundo modo – Agora as chaves S_1 e S_4 estão bloqueadas, enquanto S_2 e S_3 estão habilitadas. Logo, se $I_0 > 0$, a corrente circula por D_3 e S_5 ; caso as chaves S_3 e D_5 conduzem, como está representado na Fig. 27.

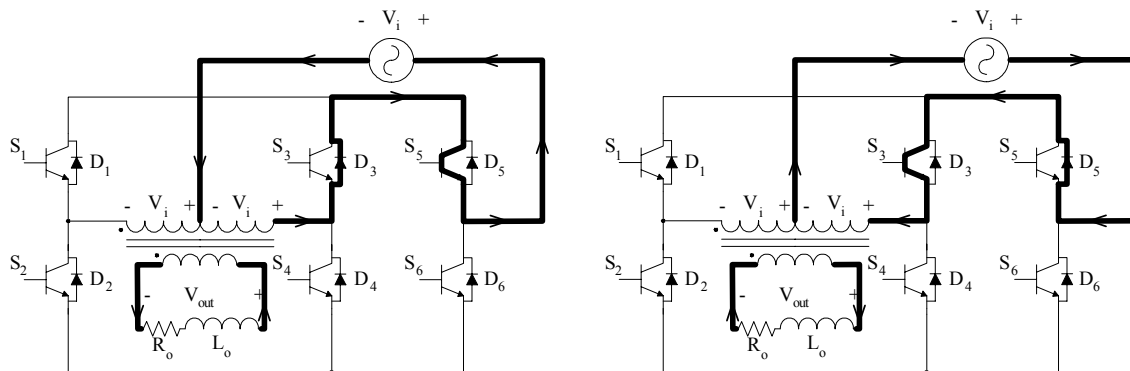


Fig. 27 – Segundo modo.

Segundo caso – tensão de entrada negativa (interruptor S_6 habilitado).

Terceiro modo – As chaves S_1 e S_4 estão habilitadas, enquanto as chaves S_2 e S_3 se encontram bloqueadas. Portanto, se $I_0 > 0$ as chaves S_4 e D_6 conduzem; caso contrário a corrente de carga I_0 circula por D_4 e S_6 , como é apresentado na Fig. 28.

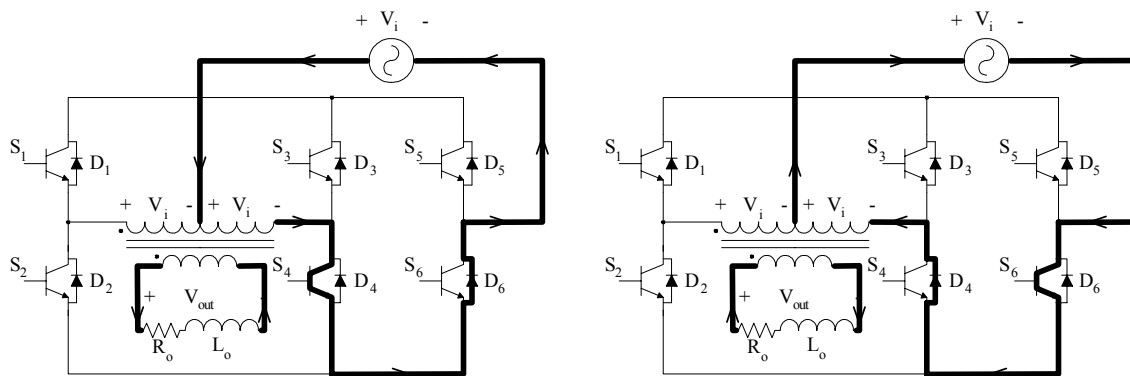


Fig. 28 – Terceiro modo.

Quarto modo – Neste modo, representado na Fig. 29, as chaves S_1 e S_4 estão bloqueadas e S_2 e S_3 estão habilitadas. Desse modo, se $I_o > 0$ a corrente de carga circula por D_2 e S_6 ; caso contrário conduzem S_2 e D_6 .

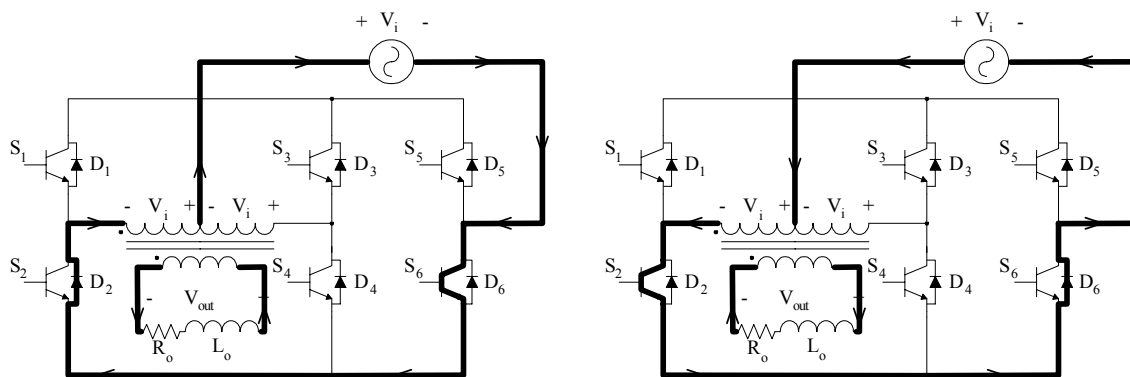


Fig. 29 – Quarto modo.

1.6 Característica de Transferência Estática

A característica de transferência estática está diretamente relacionada ao tipo de modulação do conversor. Devido ao fato do conversor com isolamento na saída poder ser modulado a dois ou três níveis, calculamos as características de transferência estática para os dois tipos de modulação.

Os valores das tensões médias instantâneas nas saídas são calculados considerando que a frequência de comutação seja muito maior que a da rede. Desta forma o valor médio instantâneo da tensão $\overline{V_{out}}$ pode ser calculado da forma apresentada a seguir.

1.6.1 Característica de Transferência Estática para Modulação a Dois Níveis

Este modelo estático é válido tanto para a topologia com entrada isolada como para a topologia com saída isolada.

Tomando como exemplo o conversor com isolamento na entrada e fazendo a convenção de sinais das tensões, conforme a Fig. 6, então a chave S_5 opera com razão cíclica D e a chave S_6 comuta com razão cíclica $(1-D)$.

Fazendo a integral da tensão de saída do conversor em um período de chaveamento.

$$\overline{V_{out}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} nV_i dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-nV_i dt) \right] \quad (1.1)$$

Substituindo os limites de integração na equação (1.1) encontra-se a equação (1.2).

$$\overline{V_{out}} = \frac{1}{T_s} [DT_s nV_i - T_s nV_i + DT_s nV_i] \quad (1.2)$$

Simplificando a equação (1.2), obtém-se a equação (1.3).

$$\boxed{\overline{V_{out}} = (2D - 1)nV_i} \quad (1.3)$$

Dessa forma o gráfico da característica de transferência estática, para modulação a dois níveis, em função da razão cíclica é representada pela Fig. 30.

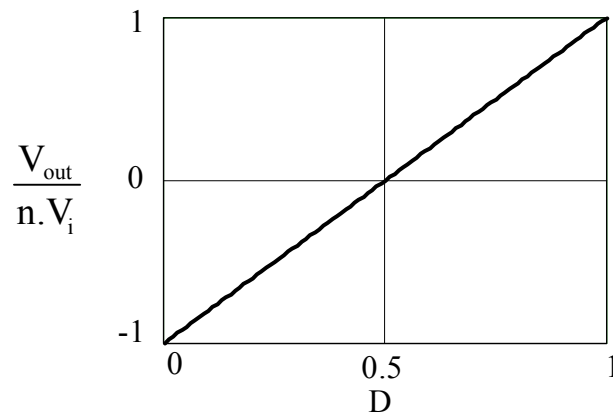


Fig. 30 – Gráfico da característica de transferência para modulação a dois níveis.

1.6.2 Característica de Transferência Estática para Modulação a Três Níveis

Para o conversor com isolamento na saída modulado a três níveis, com uma convenção dos sinais de tensão conforme a Fig. 8, podemos calcular o modelo estático

conforme descrito a seguir.

Sendo a razão cíclica das chaves igual a D , podemos calcular a tensão média instantânea da saída do conversor a partir da integral da mesma em um período de chaveamento.

$$\overline{V_{out}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{DT_s} nV_i dt \quad (1.4)$$

Substituindo os limites de integração na equação (1.4).

$$\overline{V_{out}} = \frac{1}{T_s} DT_s nV_i \quad (1.5)$$

Simplificando o período de chaveamento na equação (1.5), obtém-se:

$$\boxed{\overline{V_{out}} = D.n.V_i} \quad (1.6)$$

Dessa forma o gráfico da característica de transferência estática, para modulação a dois níveis, em função da razão cíclica é representada pela Fig. 31.

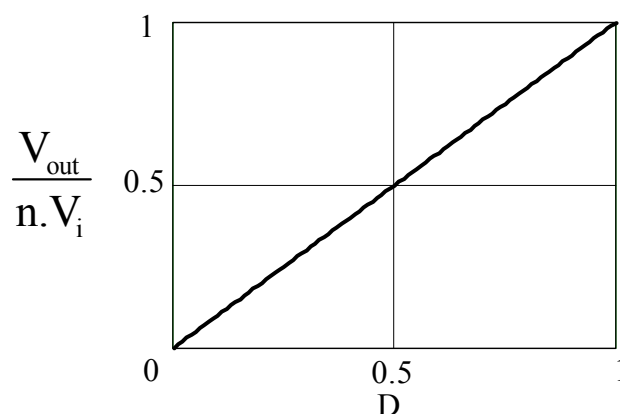


Fig. 31 – Gráfico da característica de transferência para modulação a três níveis.

1.7 Conclusão

No conversor com saída isolada, a tensão máxima sobre as chaves é fixa e igual a duas vezes a tensão máxima de entrada. Nesse conversor, a corrente máxima nas chaves também é fixa e igual à corrente de pico na entrada.

Já no conversor com entrada isolada, essas grandezas estão relacionadas à relação de transformação “ n ”. A tensão máxima sobre as chaves é $2n$ vezes a tensão de pico na entrada. Porém, a corrente máxima sobre os interruptores é igual à corrente de pico da

entrada dividida pela relação de transformação “ n ”.

Na topologia com saída isolada a indutância de dispersão do transformador auxilia na filtragem da tensão de saída. Porém, neste caso, é necessária uma malha de controle da corrente para eliminar o valor médio de tensão nos enrolamentos primários do transformador.

Para aplicação prática do conversor em estudo escolheu-se a topologia com entrada isolada, pois, apesar de necessitar de dois capacitores para desacoplar as indutâncias de dispersão parasitas dos secundários, ela não necessita de controle do valor médio da corrente magnetizante do transformador.

2 ESTUDO TEÓRICO DO CONVERSOR APLICADO EM CONDICIONADORES DE TENSÃO

2.1 Introdução

A aplicação do conversor, com maior interesse neste trabalho, é em condicionadores de tensão alternada. Foi escolhida a topologia com entrada isolada pelos motivos já mencionados na seção 1.7.

Neste capítulo será abordada toda a parte teórica do condicionador de tensão proposto. Serão estudados os sinais de comando, as etapas de operação para carga resistiva, indutiva e não linear, as características de transferência estática, o projeto do filtro, uma modelagem simplificada e uma modelagem mais detalhada do condicionador de tensão.

O condicionador monofásico de tensão alternada está representado na Fig. 32, sendo que o mesmo é composto pelo conversor com entrada isolada, já estudado, ligado em série com a rede e a carga, cujo objetivo é manter a tensão da carga no valor desejado.

O circuito apresenta um transformador abaixador de tensão na entrada com ponto médio no secundário, quatro interruptores operando na frequência da rede, dois interruptores operando em alta frequência para a modulação PWM de dois níveis, um indutor e um capacitor para filtrar a tensão de compensação do condicionador.

Os sinais de comando dos interruptores e o tempo morto do comando em alta frequência, rerepresentados na Fig. 32, são os mesmos do conversor com entrada isolada do item 1.2.

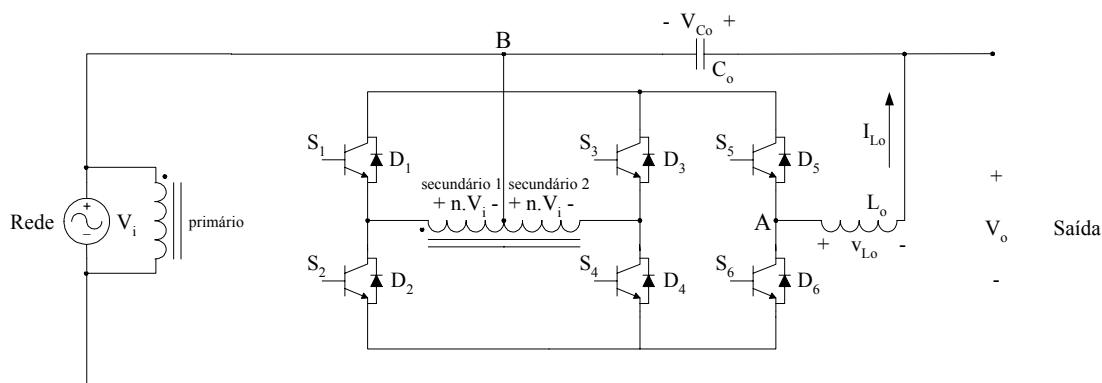


Fig. 32 – Esquemático do condicionador de tensão.

2.2 Comparações entre as Topologias de Condicionador que Utilizam o Conversor com Entrada Isolada ou Saída Isolada

O condicionador das bibliografias [6, 9] e o condicionador da Fig. 33 possuem isolamento na saída do conversor. Assim, observa-se que nestes condicionadores a tensão na entrada do transformador provém de um estágio retificador e um estágio inversor, logo, devido à impossibilidade de uma perfeita simetria no comando das chaves do conversor, a tensão na entrada do transformador possui um valor médio. Assim, a utilização da topologia de conversor com entrada isolada necessita, além da malha de controle da tensão de saída, uma malha adicional para controle da tensão de offset no transformador. No entanto, para esta situação a indutância de dispersão do transformador auxilia na filtragem da tensão de saída do conversor.

Do ponto de vista de proteção contra curto-circuito na carga, nestas topologias com saída isolada não é permitido a abertura imediata das chaves do conversor no instante em que é detectado o curto-circuito, pois a corrente de curto-circuito está em série com o transformador e sua interrupção provocaria sobretensão nas chaves. Assim, se faz necessário o uso de dois tiristores ou um triac em paralelo com o transformador para circular a corrente de curto-circuito e poder abrir as chaves do conversor.

Nos condicionadores com entrada isolada não é necessária uma malha extra para controle da tensão de offset, pois a tensão fornecida pela rede não possui valor médio. No entanto, nesta situação a indutância de dispersão deve ser desacoplada através de capacitores nos secundários transformador para evitar sobretensão nas chaves. A proteção de curto-circuito desta configuração é mais simples, pois o transformador está em paralelo com a fonte de entrada e as chaves do conversor podem ser abertas no instante em que o curto-circuito é detectado. Assim, só é necessário um simples snubber para a desmagnetização do indutor de filtragem, conforme é mostrado na Fig. 34.

Desta forma, escolhemos a configuração com entrada isolada, pois ela não necessita de malha de controle adicional e possui proteção contra curto-circuito mais simples.

Condicionador utilizando conversor com saída isolada.	Condicionador utilizando conversor com entrada isolada.
Necessita de uma malha de controle adicional para controlar a tensão de offset no transformador.	Não necessita de uma malha adicional para controle da tensão de offset no transformador.
As indutâncias de dispersão do transformador auxiliam na filtragem da tensão de saída do conversor.	As indutâncias de dispersão do transformador não auxiliam na filtragem. Além disso, estas indutâncias devem ser desacopladas através de capacitores.
Não é permitida a abertura imediata das chaves do conversor no instante em que é detectado o curto-circuito na carga.	No instante em que é detectado um curto-circuito na carga, as chaves do conversor podem ser abertas instantaneamente.
Utiliza interruptores comandados (dois tiristores) na proteção contra curto-circuito de carga.	Para proteção contra curto-circuito é utilizado um simples snubber.
A corrente nas chaves é “n” vezes a corrente de carga.	A corrente nas chaves é igual a corrente de carga.
A tensão máxima sobre as chaves é fixa. No caso do condicionador que utiliza o conversor com saída isolada proposto no capítulo 1 desta dissertação, a tensão máxima sobre as chaves é igual a duas vezes a tensão máxima na entrada. No caso do condicionador que utiliza o conversor proposto em [6, 9] a tensão máxima sobre as chaves é igual a tensão máxima na entrada.	A tensão máxima sobre as chaves é diretamente proporcional a “n”. No caso do condicionador que utiliza o conversor com saída isolada proposto no capítulo 1 desta dissertação, a tensão máxima sobre as chaves é igual a 2n vezes a tensão máxima na entrada. No caso do condicionador que utiliza o conversor proposto em [6, 9] a tensão máxima sobre as chaves é igual a “n” vezes a tensão máxima na entrada.

Tabela 1 – Comparações entre as topologias de conversor com entrada isolada e saída isolada, aplicadas em condicionadores de tensão.

Observação: “n” é a razão entre a tensão do enrolamento secundário com a tensão do enrolamento primário ($n = V_S/V_P$).

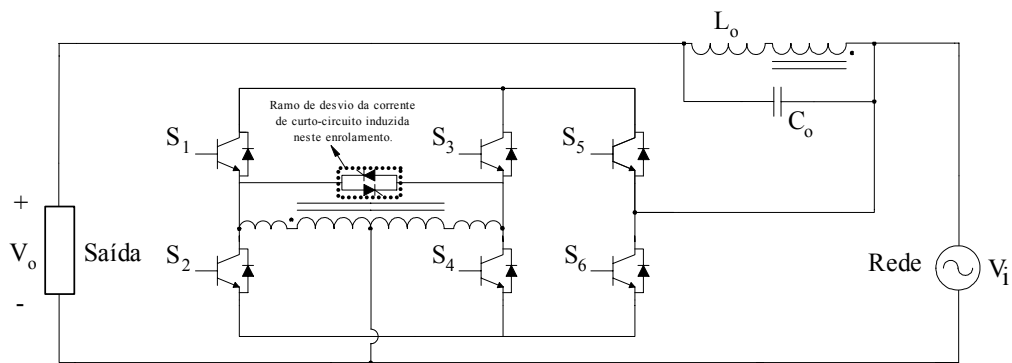


Fig. 33 – Condicionador com isolamento na saída do conversor.

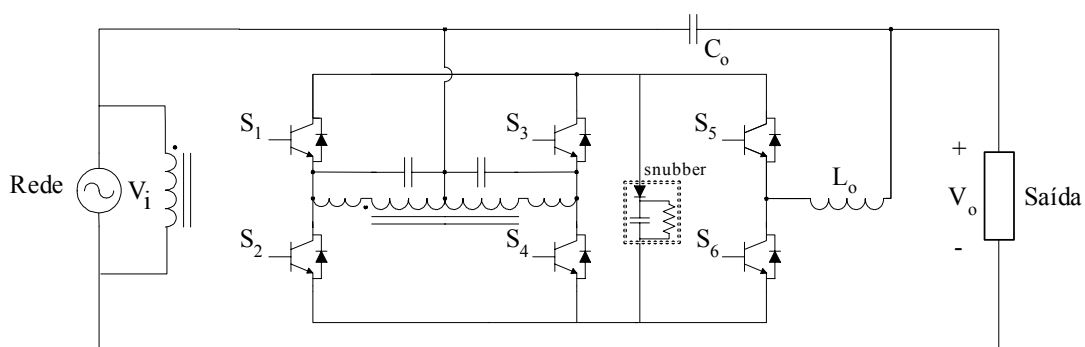


Fig. 34 – Condicionador com isolamento na entrada do conversor e snubber para desmagnetização do indutor L_0 .

2.3 Sinais de Comando

Os sinais de comando das chaves e as principais formas de onda do conversor estão apresentadas na Fig. 35. As chaves S_1 , S_2 , S_3 , e S_4 , que operam em baixa frequência, tem a função de retificar a tensão de entrada, por isto elas estão sincronizadas com esta tensão. A partir da comparação da tensão de controle com um sinal triangular, são gerados os sinais com modulação PWM em alta frequência, que comandam as chaves S_5 e S_6 , conforme é mostrado na Fig. 35.

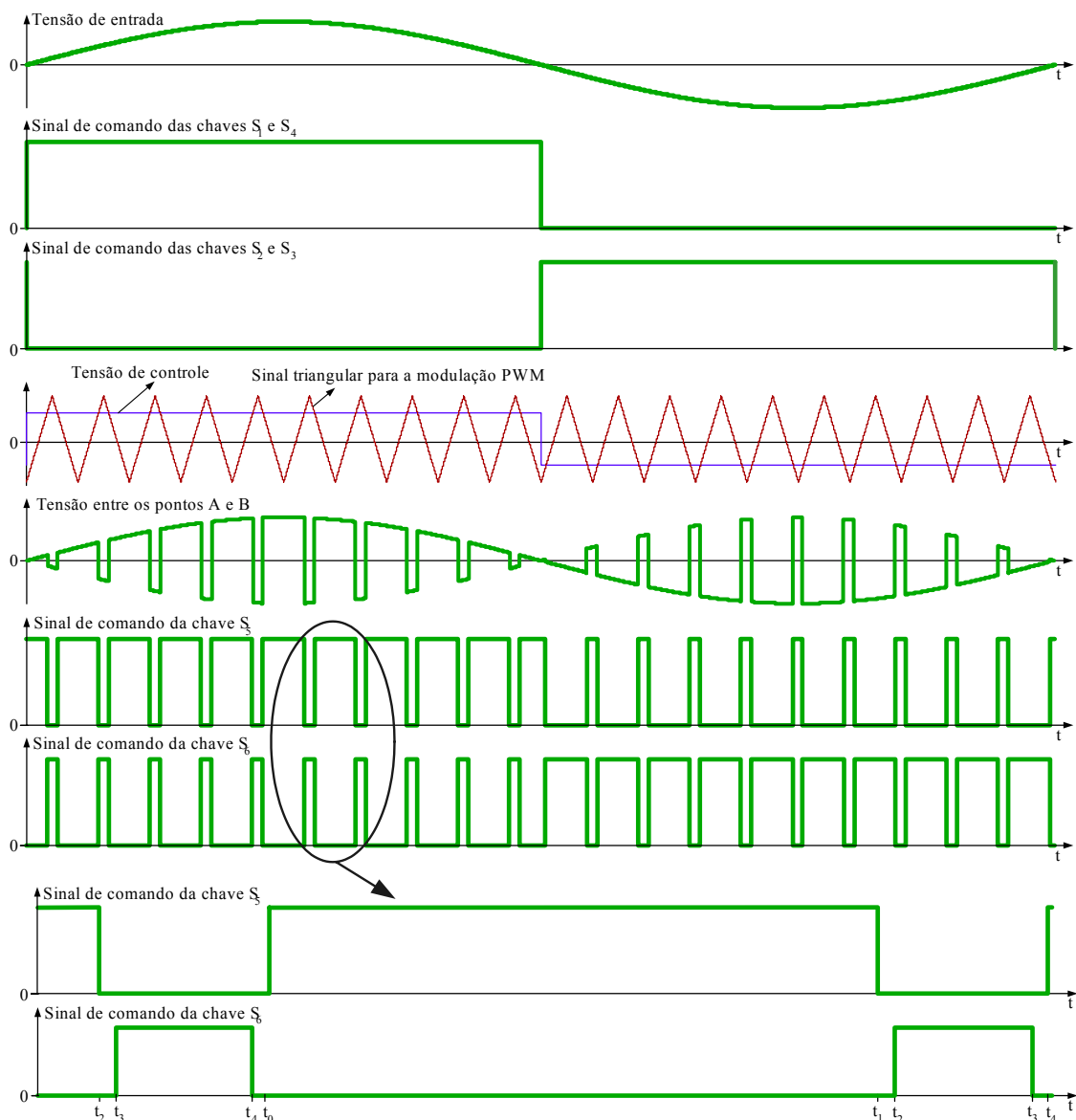


Fig. 35 – Principais formas de onda do condicionador de tensão.

Para evitar curto-circuito em fontes de tensão através de qualquer um dos três braços do conversor, observa-se a necessidade da utilização de tempo morto entre os comandos das chaves que compõem cada braço do conversor.

A tensão V_{AB} , entre os pontos A e B da Fig. 32, também está representada na Fig. 35. Esta tensão é primeiramente filtrada pelo indutor L_o e o capacitor C_o para então ser somada à tensão da rede.

2.4 Etapas de Operação para Carga Resistiva

A seguir são apresentadas às etapas de operação com carga resistiva. Porém, se a operação for a vazio, a corrente no indutor de filtragem, L_o , oscila em torno do zero e todos os semicondutores serão utilizados, semelhante às etapas de operação para carga não-linear, que será descrita no item 2.5.

2.4.1 Primeiro caso

Corrente no indutor e tensão de entrada positivas (interruptores S_1 e S_4 habilitados enquanto S_2 e S_3 estão bloqueados).

Primeira etapa – Compreende o intervalo de t_0 a t_1 da Fig. 35 e está representada na Fig. 36. Neste intervalo S_5 se encontra habilitado e S_6 está bloqueado. Então a corrente do indutor irá circular por D_1 e S_5 . Nesta etapa o indutor recebe energia da fonte. Ela termina em t_1 , quando S_5 é levado ao bloqueio.

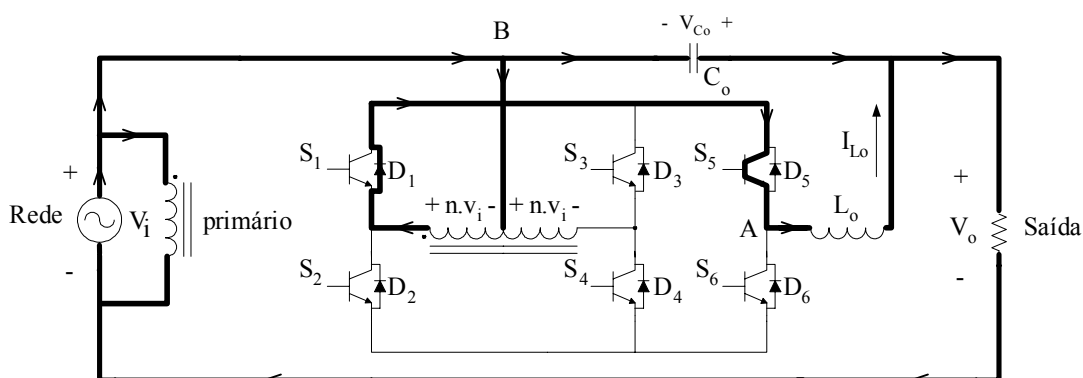


Fig. 36 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Esta etapa, apresentada na Fig. 37, compreende os intervalos de t_1 a t_4 . Nesta etapa a corrente do indutor circula por S_4 e D_6 . Durante esta etapa o indutor é desmagnetizado.

No intervalo de t_1 a t_2 , apresentado na Fig. 32, os interruptores S_5 e S_6 estão bloqueados. Então a corrente do indutor irá circular por S_4 e D_6 . Este intervalo, conhecido como tempo morto, é necessário para evitar curto de braço e possui curta duração de tempo.

Durante o intervalo de t_2 a t_3 a chave S_6 está habilitada e a chave S_5 se mantém

bloqueada, contudo a corrente do indutor continua a circular por S_4 e D_6 .

No tempo morto t_3 a t_4 os interruptores S_5 e S_6 voltam a ser bloqueados. Logo a corrente do indutor se mantém circulando por S_4 e D_6 .

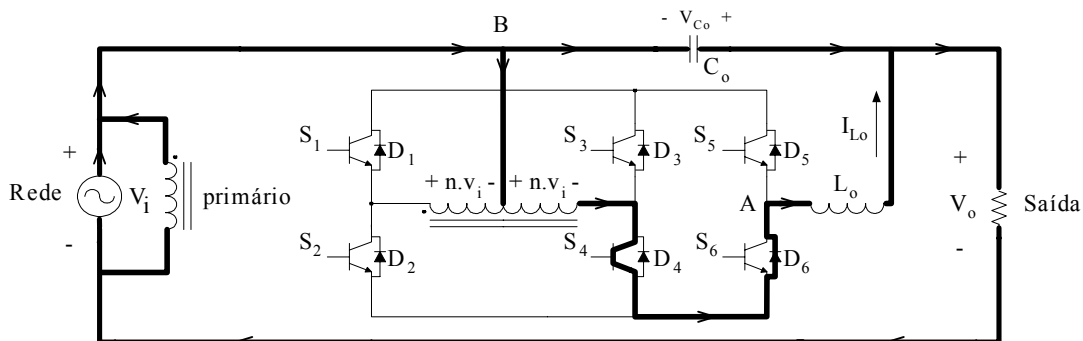


Fig. 37 – Segunda etapa de operação.

2.4.2 Segundo caso

Corrente no indutor e tensão de entrada negativas (interruptores S_2 e S_3 habilitados enquanto S_1 e S_4 estão bloqueados).

Primeira etapa – Esta etapa de operação, apresentada na Fig. 38 ocorre nos intervalos de t_3 a t_4 , t_0 a t_1 e t_1 a t_2 . Durante esta etapa o indutor fornece energia para a fonte.

Nos intervalos de tempo morto t_3 a t_4 e t_1 a t_2 os interruptores S_5 e S_6 se encontram bloqueados. Desse modo a corrente do indutor irá circular por S_3 e D_5 .

No intervalo de t_0 a t_1 o interruptor S_5 está habilitado e o interruptor S_6 encontra-se bloqueado. Logo o único caminho para a corrente do indutor também é S_3 e D_5 .

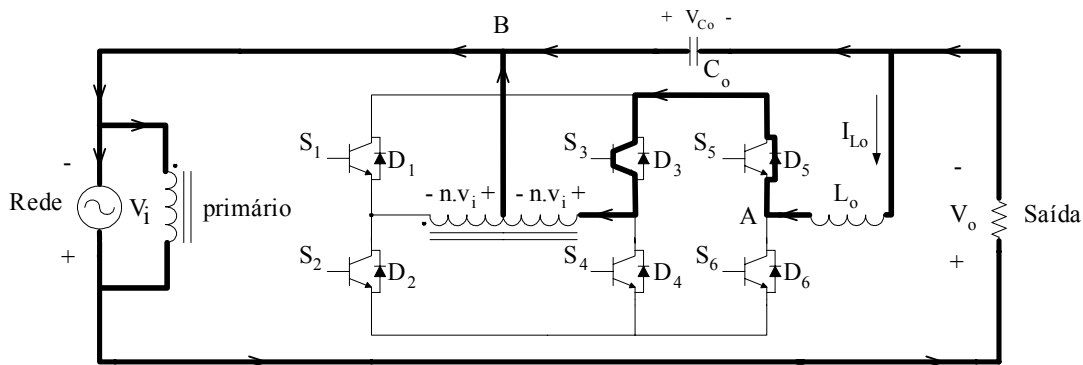


Fig. 38 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Esta etapa, mostrada na Fig. 39, ocorre no intervalo t_2 a t_3 . Neste intervalo o interruptor S_5 se encontra habilitado e o interruptor S_6 bloqueado. Assim, a corrente do indutor irá circular por D_2 e S_6 . Nesta etapa o indutor recebe energia da fonte.

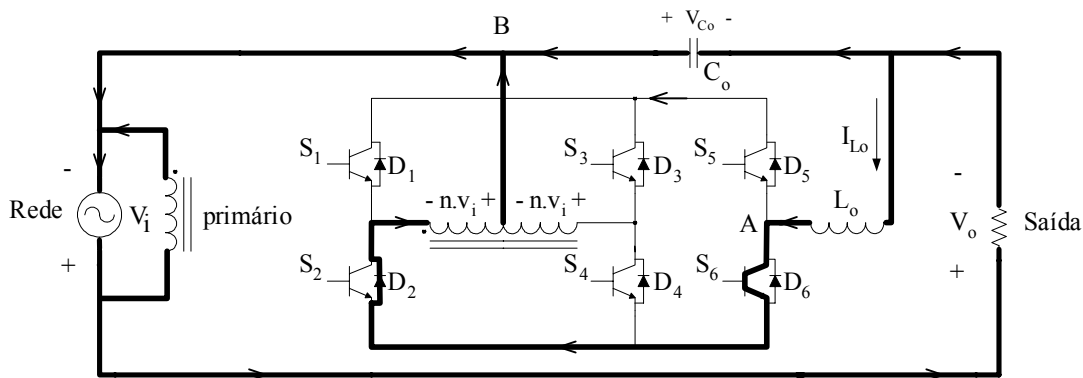


Fig. 39 – Segunda etapa de operação.

2.5 Etapas de Operação para Carga Indutiva (RL) e Não-Linear

Para carga indutiva (RL) e não-linear todos os semicondutores serão utilizados, S_1 a S_6 e D_1 a D_6 . Na carga indutiva a corrente no indutor de filtragem, L_o , é defasada em relação à tensão de entrada. Já na carga não-linear, enquanto a corrente de saída é nula, há uma ondulação de corrente no indutor L_o em torno do zero em alta frequência fazendo com que a tensão de entrada e a corrente em L_o nem sempre sejam positivas ou negativas simultaneamente.

2.5.1 Primeiro caso

Corrente no indutor e tensão de entrada positivas (interruptores S_1 e S_4 habilitados enquanto S_2 e S_3 estão bloqueados).

Primeira etapa – Ocorre no intervalo t_0 a t_1 com o interruptor S_5 habilitado e S_6 bloqueado. A corrente do indutor irá circular por D_1 e S_5 . Esta etapa de operação pode ser visualizada na Fig. 40.

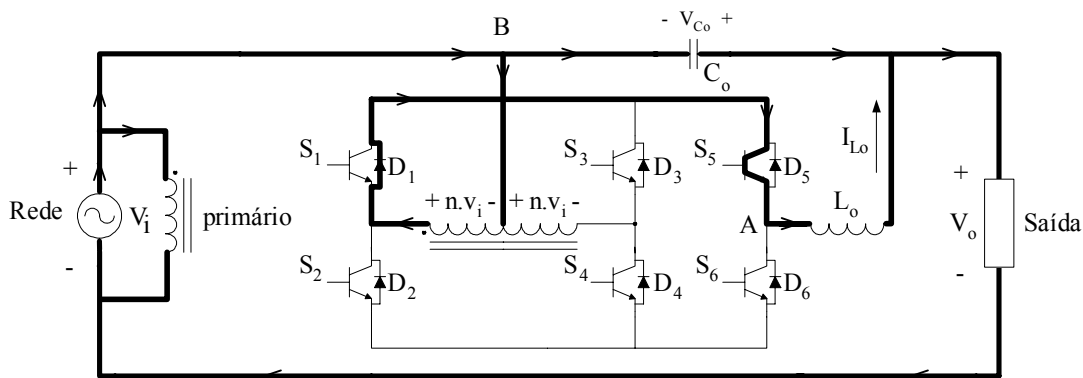


Fig. 40 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Esta etapa, mostrada na Fig. 41, acontece nos intervalos de t_1 a t_4 . Nestes intervalos o único caminho para a corrente do indutor é S_4 e D_6 .

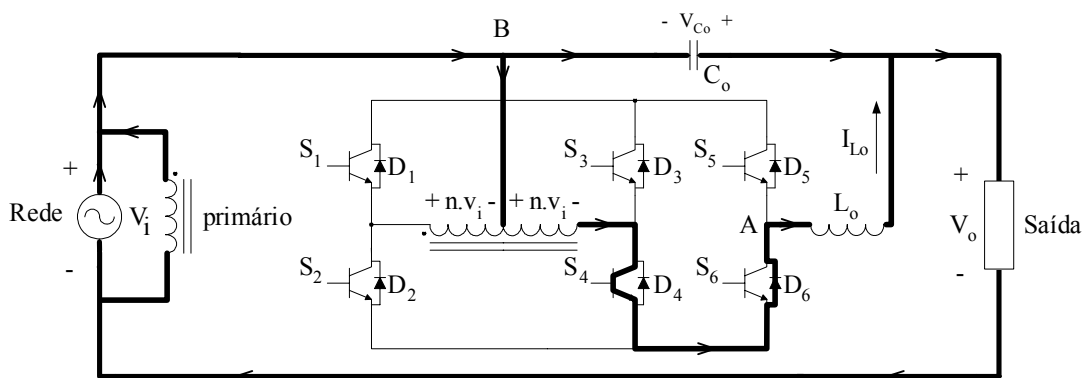


Fig. 41 – Segunda etapa de operação.

2.5.2 Segundo caso

Corrente no indutor negativa e tensão de entrada positiva (interruptores S_1 e S_4 habilitados enquanto S_2 e S_3 estão bloqueados).

Primeira etapa – Esta primeira etapa, apresentada na Fig. 42, ocorre nos intervalos t_3 a t_4 , t_0 a t_1 e t_1 a t_2 . Nestes intervalos a corrente do indutor L_0 circula por S_1 e D_5 .

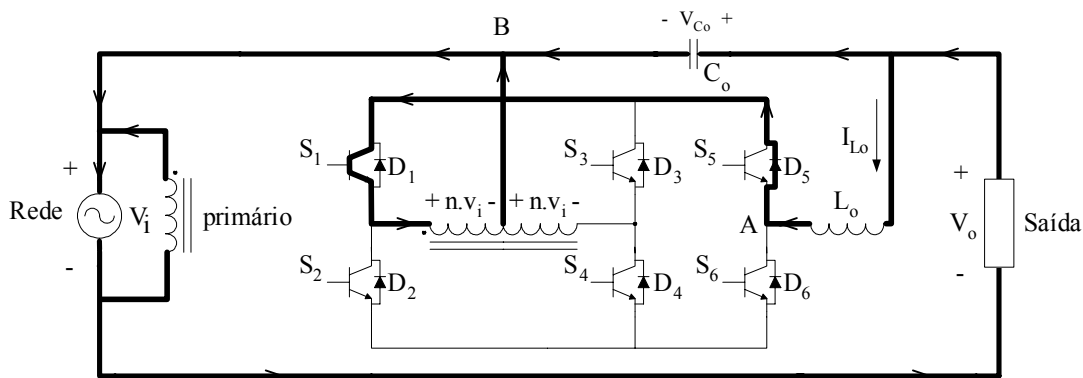


Fig. 42 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Ocorre nos intervalos de t_2 a t_3 , sendo que D_4 e S_6 conduzem a corrente do indutor L_0 . A segunda etapa está na Fig. 43.

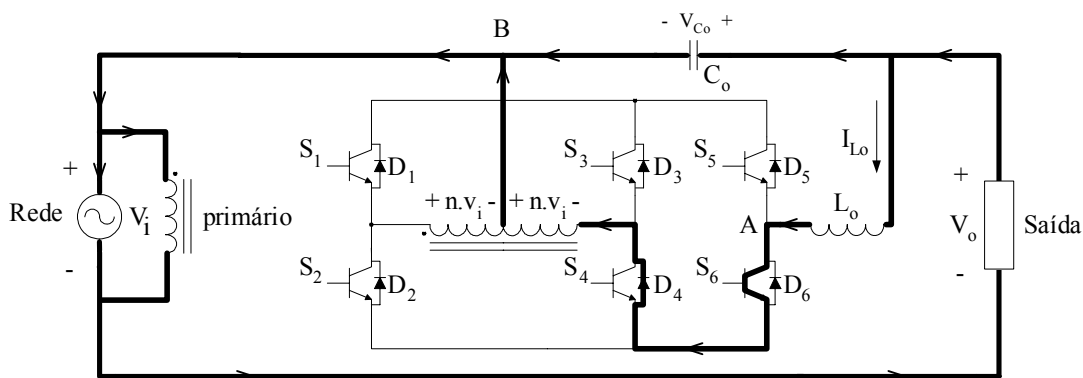


Fig. 43 – Segunda etapa de operação.

2.5.3 Terceiro caso

Corrente no indutor positiva e tensão de entrada negativa (interruptores S_2 e S_3 habilitados enquanto S_1 e S_4 estão bloqueados).

Primeira etapa – A primeira etapa, representada na Fig. 44, acontece no intervalo de t_0 a t_1 com o interruptor S_5 habilitado e S_6 bloqueado, sendo que a corrente I_{L_0} circula por D_3 e S_5 .

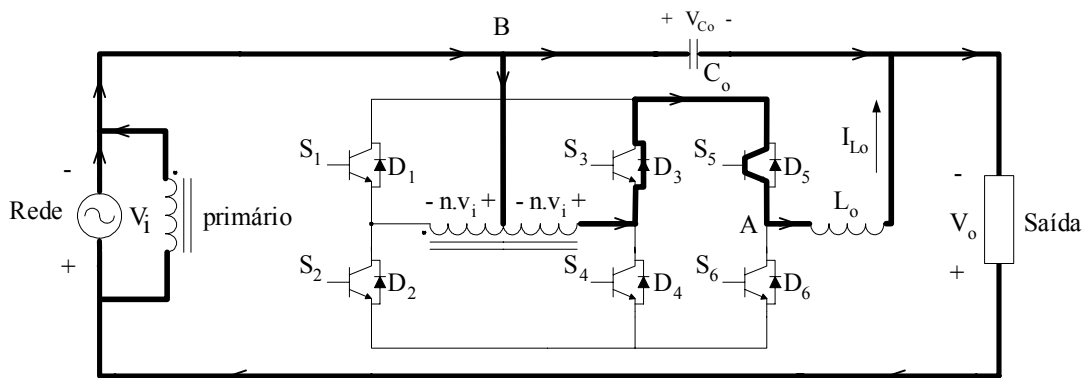


Fig. 44 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Nos intervalos de t_1 a t_4 ocorre esta segunda etapa, mostrada na Fig. 45. Durante este período a corrente do indutor de filtragem é conduzida por S_2 e D_6 .

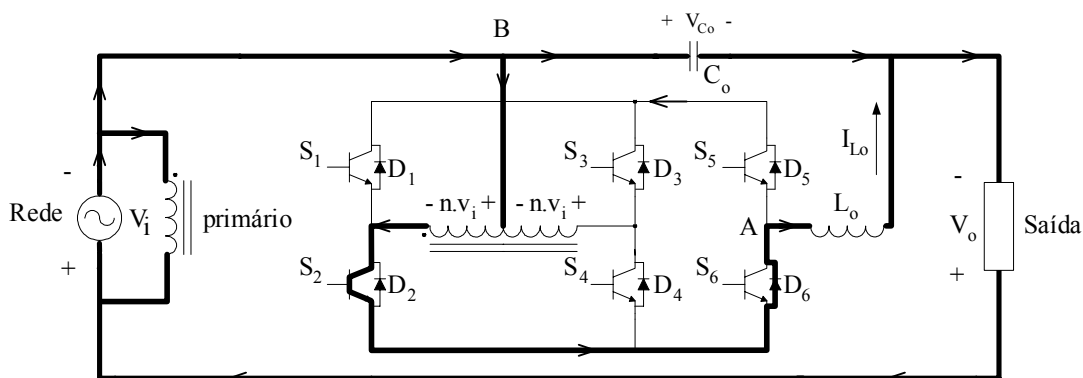


Fig. 45 – Segunda etapa de operação.

2.5.4 Quarto caso

Corrente no indutor e tensão de entrada negativas (interruptores S_2 e S_3 habilitados enquanto S_1 e S_4 estão bloqueados).

Primeira etapa – Esta etapa, apresentada na Fig. 46, acontece nos intervalos de t_3 a t_4 , t_0 a t_1 e t_1 a t_2 , sendo que o único caminho para a corrente do indutor L_0 é S_3 e D_5 .

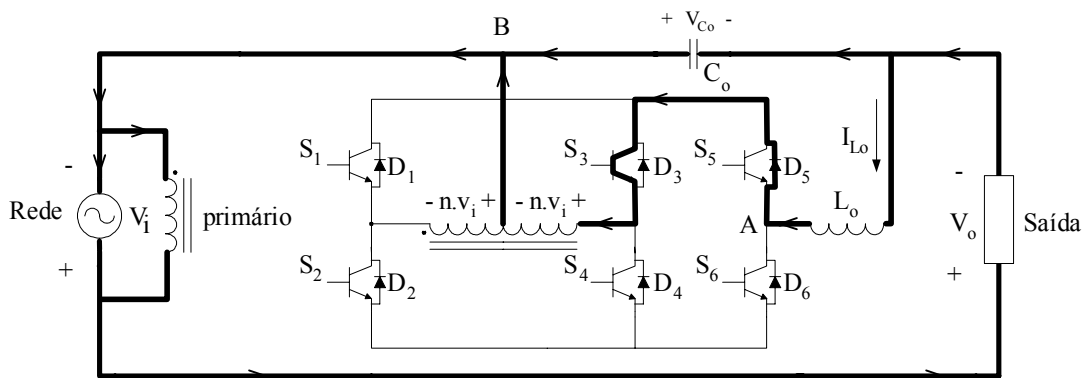


Fig. 46 – Primeira etapa de operação.

Segunda etapa – Ocorre nos intervalo de t_2 a t_3 , de modo I_{L0} passa por D_2 e S_6 . Esta etapa é representada na Fig. 47.

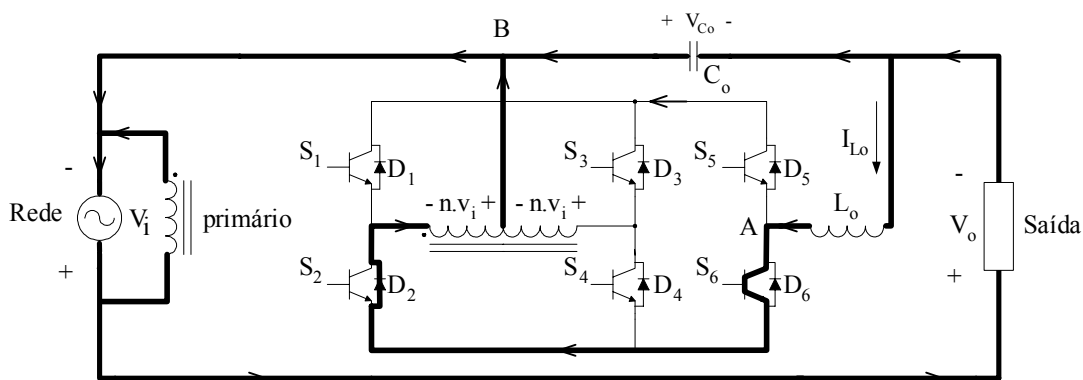


Fig. 47 – Segunda etapa de operação.

2.6 Característica de Transferência Estática

Para os equacionamentos a seguir, utilizamos a convenção de sinais das tensões da Fig. 32 e consideramos modulação a dois níveis. Definindo, para o semiciclo positivo da tensão de entrada, a razão cíclica da chave S_5 igual a D e a razão cíclica da chave S_6 igual a $(1-D)$. Então, durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, a razão cíclica da chave S_5 igual a $(1-D)$ e a razão cíclica da chave S_6 igual a D . Desta forma, para elevar a tensão de saída utilizamos $D > 0,5$ e para reduzir a tensão de saída utilizamos $D < 0,5$.

Considerando que a frequência de comutação seja muito maior que a frequência da rede, o valor médio instantâneo da tensão V_{AB} , $\overline{V_{AB}}$, pode ser calculado da maneira

descrita a seguir.

$$\overline{V_{AB}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} nV_i dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-nV_i dt) \right] \quad (2.1)$$

Substituindo os limites de integração na equação (2.1), encontra-se a equação (2.2).

$$\overline{V_{AB}} = \frac{1}{T_s} [DT_s nV_i - T_s nV_i + DT_s nV_i] \quad (2.2)$$

Simplificando a equação (2.2), obtém-se a equação (2.3).

$$\overline{V_{AB}} = (2D-1)nV_i \quad (2.3)$$

Como a tensão média no indutor é zero, então $V_{AB} = V_{Co}$.

Fazendo a soma das tensões da malha externa do circuito da Fig. 32:

$$V_{Co} = V_{AB} = V_o - V_i \quad (2.4)$$

Substituindo equação (2.4) na equação (2.3), encontra-se a equação (2.5).

$$V_o - V_i = (2D-1)nV_i \quad (2.5)$$

Isolando n da equação (2.5):

$$\boxed{n = \frac{V_o - V_i}{2D - 1}} \quad (2.6)$$

A razão cíclica é calculada isolando D da equação (2.5).

$$\boxed{D = \frac{(n-1)V_i + V_o}{2nV_i}} \quad (2.7)$$

Da mesma forma isolando V_o/V_i da equação (2.5), encontra-se o ganho estático do condicionador de tensão.

$$\boxed{G = \frac{V_o}{V_i} = n(2D-1) + 1} \quad (2.8)$$

Assim, o gráfico da característica de transferência estática para o condicionador de tensão pode ser representado pelo gráfico da Fig. 48.

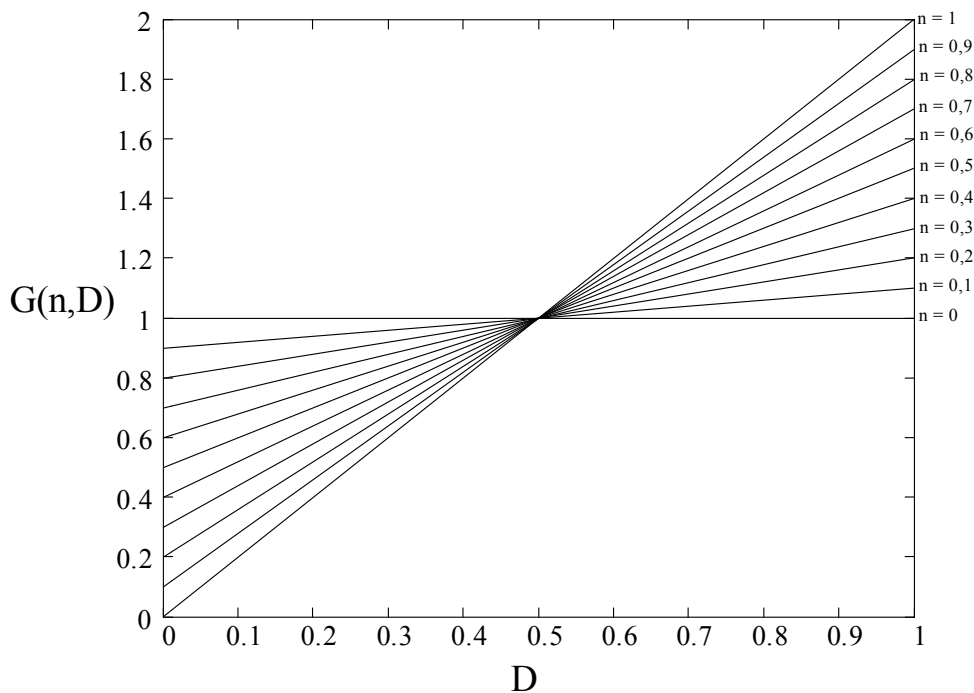


Fig. 48 – Característica de transferência do condicionador de tensão.

Pode-se notar que, conforme mostra a Fig. 48, o aumento da relação “n” do transformador eleva a faixa de operação que o condicionador de tensão pode trabalhar. Contudo, este aumento da relação de transformação “n” também eleva, na mesma proporção, a potência do transformador. Isto se deve ao fato da corrente na derivação central do secundário do transformador ser igual a corrente de carga, independente da razão cíclica D e da tensão de entrada, conforme veremos no item 3.8.1.

2.7 Projeto do Filtro

Para que a tensão de saída do compensador possua um baixo conteúdo harmônico, obviamente, a tensão a ser somada com a tensão de entrada também deve possuir um baixo conteúdo harmônico. Por este motivo reduzimos significativamente as componentes de alta frequência da tensão V_{AB} , mostrada na Fig. 35, através de um filtro passa baixa de 2º ordem (L_oC_o).

Para o dimensionamento deste filtro, devem ser especificados os seguintes parâmetros:

$\Delta I_{L_o} \Rightarrow$ Ondulação máxima de corrente no indutor L_o ;

$\Delta V_{C_0} \Rightarrow$ Ondulação máxima de tensão no capacitor C_0 ;

$n \Rightarrow$ Relação de transformação do secundário para o primário ($V_{S1}/V_P = V_{S2}/V_P$);

$V_i \Rightarrow$ Valor de pico da tensão de entrada;

$D_o \Rightarrow$ Razão cíclica que produz o maior conteúdo harmônico;

$f_s \Rightarrow$ Frequência de chaveamento;

$V_{C_0} \Rightarrow$ Tensão sobre o capacitor C_0 ;

Sabendo que a razão cíclica que produz o maior conteúdo harmônico é $D_o = 0,5$, então podemos representar as tensões e corrente do filtro conforme a Fig. 49.

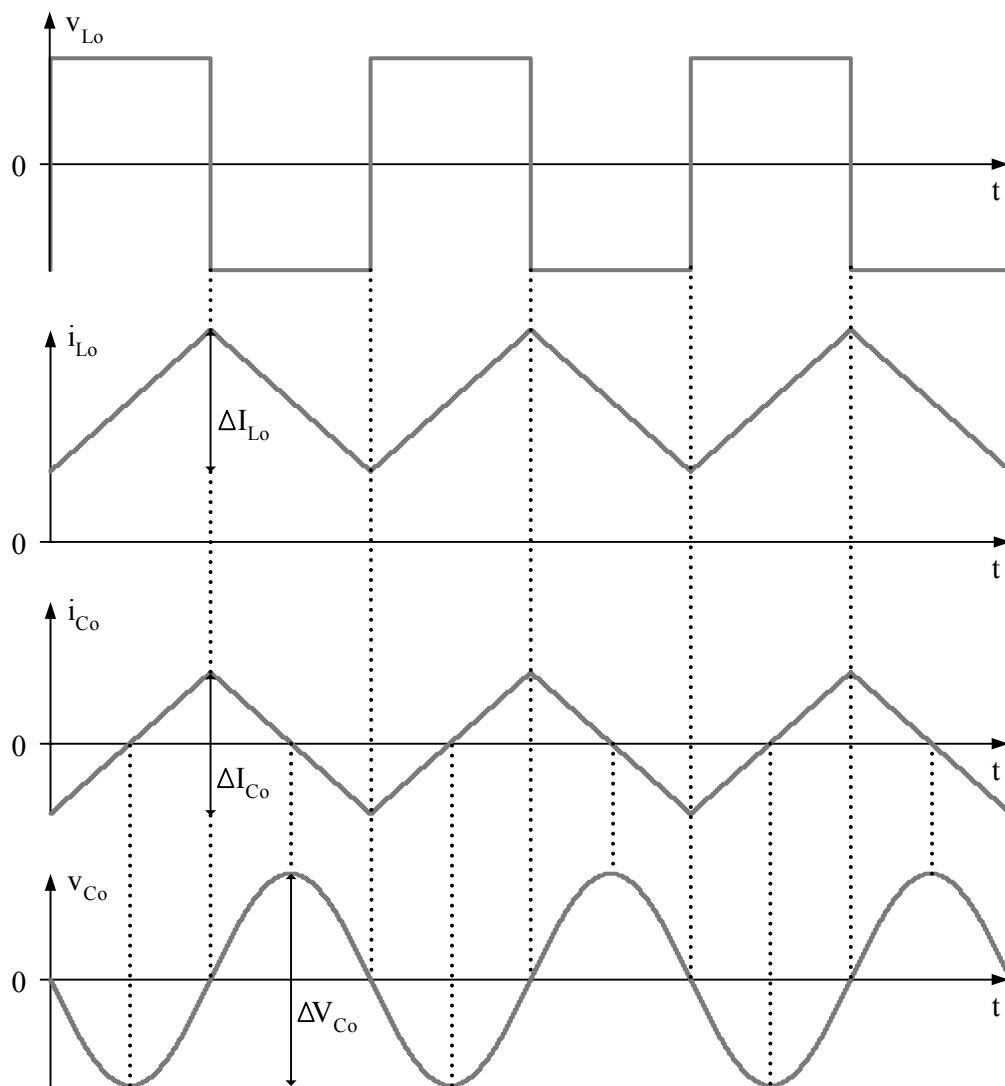


Fig. 49 – Principais formas de onda no filtro de saída.

A partir da relação volt-amper do indutor encontra-se a equação (2.9).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad \Rightarrow \quad nV_i - V_{C_0} = \frac{L_o \Delta I_{L_o} f_s}{D_o} \quad (2.9)$$

Substituindo $D = 0,5$ na equação (2.3), então $V_{C_0} = 0$. Assim, isolando L_o da equação (2.9) encontra-se expressão (2.10).

$$\boxed{L_o = \frac{nV_i D_o}{\Delta I_{L_o} f_s}} \quad (2.10)$$

Considerando que toda a variação de corrente no indutor irá passar pelo capacitor de filtragem, então $i_{C_0} = \Delta i_{L_o}$, conforme mostra a Fig. 49.

Decompondo i_{C_0} em série de Fourier e conservando a componente fundamental, obtém-se a equação (2.11).

$$i_{C_0} = \frac{4\Delta I_{L_o}}{\pi^2} \cdot \cos \omega t \quad (2.11)$$

Multiplicando a reatância capacitiva com a corrente do capacitor.

$$v_{C_0} = i_{C_0} \cdot X_{C_0} = \frac{i_{C_0}}{\omega C_0} \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) em (2.12):

$$v_{C_0} = \frac{4\Delta I_{L_o}}{2\pi^3 f C_0} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.13)$$

$$\text{Então a amplitude da componente da tensão } v_{C_0} \text{ é } \frac{\Delta V_{C_0}}{2} = \frac{2\Delta I_{L_o}}{\pi^3 C_0 f} \quad (2.14)$$

Portanto:

$$\boxed{C_0 = \frac{4\Delta I_{L_o}}{\pi^3 f_s \Delta V_C}} \quad (2.15)$$

2.8 Modelo Simplificado do Condicionador de Tensão

Esta modelagem, mais simplificada, tem a função de facilitar o entendimento do modelo de pequenos sinais do condicionador de tensão. Entretanto, este não leva em consideração os capacitores de desacoplamento e as indutâncias de dispersão do transformador. Desta forma o condicionador é representado por um sistema de segunda ordem, pois, como é mostrado na Fig. 50, o conversor possui somente dois elementos armazenadores de energia, L_o e C_0 .

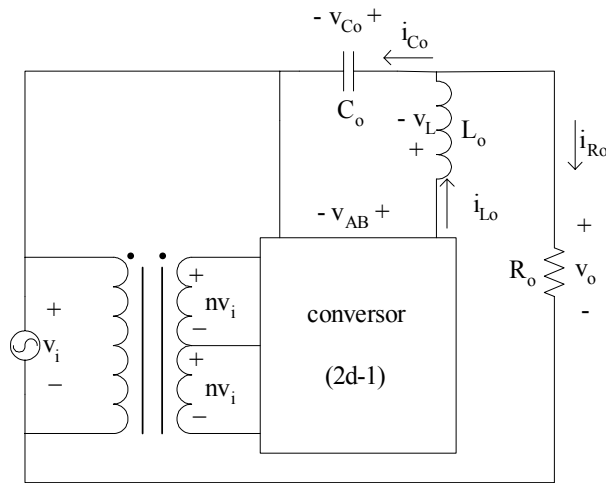


Fig. 50 – Esquema do condicionador de tensão idealizado.

A partir da equação (2.3). obtém-se (2.16).

$$\boxed{v_{AB} = nv_i (2d-1)} \quad (2.16)$$

Para começar a análise do circuito utilizamos as relações volt-amper do capacitor e do indutor, conforme as equações (2.17) e (2.18).

$$i_{C_o} = C_o \cdot s \cdot v_{C_o} \quad (2.17)$$

$$v_{L_o} = L_o \cdot s \cdot i_{L_o} \quad (2.18)$$

Fazendo a soma das tensões da malha externa encontra-se (2.19).

$$v_{C_o} = v_o - v_i \quad (2.19)$$

Somando as correntes, representadas na Fig. 50, e substituindo (2.17):

$$i_{L_o} = i_{C_o} + i_{R_o} \quad \Rightarrow \quad i_{L_o} = s \cdot C_o \cdot v_{C_o} + \frac{v_o}{R_o} \quad (2.20)$$

Substituindo a equação (2.19) em (2.20):

$$i_{L_o} = sC_o v_o - sC_o v_i + \frac{v_o}{R_o} \quad \Rightarrow \quad v_{L_o} = s^2 L_o C_o v_o - s^2 L_o C_o v_i + \frac{sL_o v_o}{R_o} \quad (2.21)$$

Somando as tensões na malha do indutor e do capacitor obtém-se (2.22).

$$v_{AB} = v_{L_o} + v_{C_o} \quad (2.22)$$

Substituindo (2.16), (2.19) e (2.21) em (2.22) encontramos a expressão (2.23).

$$nv_i (2d-1) = s^2 L_o C_o v_o - s^2 L_o C_o v_i + sL_o \frac{v_o}{R_o} + v_o - v_i \quad (2.23)$$

Isolando v_o/v_i da equação (2.23):

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{s^2 L_o C_o + [n(2d-1)+1]}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (2.24)$$

Conforme o modelo de pequenos sinais, apresentado na bibliografia [7], cada variável pode ser representada pelo seu valor no ponto de operação somado com uma pequena perturbação desta variável, em torno deste ponto. Assim, temos as seguintes equações para a razão cíclica e tensão de entrada:

$$d = D + \hat{d} \quad (2.25)$$

$$v_i = V_i + \hat{v}_i \quad (2.26)$$

Para encontrar $\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i}$ faz-se $\hat{d} = 0$. Assim:

$$\boxed{\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{s^2 L_o C_o + [n(2D-1)+1]}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1}} \quad (2.27)$$

Para obter $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}$ faz-se $\hat{v}_i = 0$. Portanto:

$$\boxed{\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2nV_i}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1}} \quad (2.28)$$

Definindo v_c e V_s , respectivamente, com a tensão de saída do controlador e o valor de pico da tensão triangular de modulação, então a perturbação da razão cíclica é dada pela seguinte equação:

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_s} \quad (2.29)$$

Substituindo a equação (2.29) em (2.28), encontra-se a expressão (2.30).

$$\boxed{\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{2nV_i}{V_s} \cdot \frac{1}{s^2 L_o C_o + s \frac{L_o}{R_o} + 1}} \quad (2.30)$$

O diagrama de blocos do condicionador de tensão em malha fechada com o

controlador $G_c(s)$ é apresentado na Fig. 51.

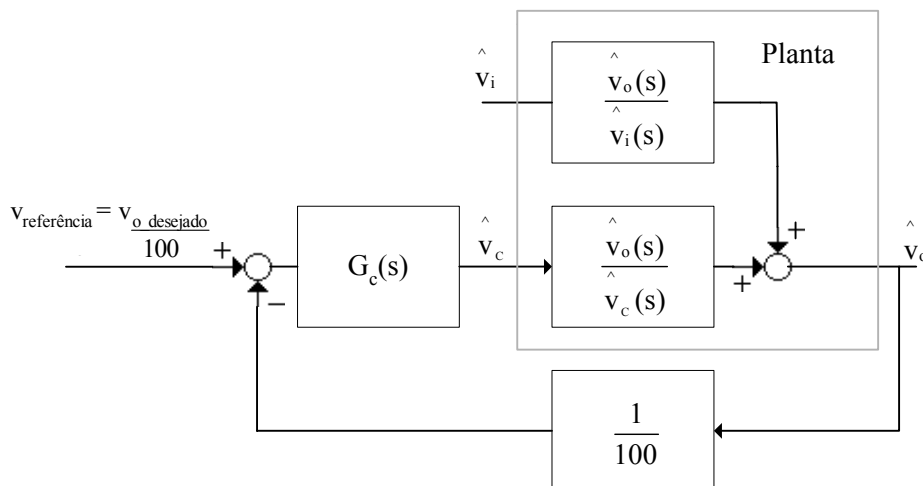


Fig. 51 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

Observa-se na Fig. 51 que o controlador $G_c(s)$ recebe um sinal de erro e atua sobre a razão cíclica, através da tensão v_c . Já o bloco $1/100$ simplesmente atenua a tensão de saída para a posterior comparação desta com o sinal de referência.

2.9 Desacoplamento da Indutância de Dispersão do Transformador

Levando em consideração a indutância de dispersão, que todo transformador possui na prática, e analisando as etapas de operação, mostradas nos itens 2.4 e 2.5, nota-se que a corrente do indutor de filtragem é desviada instantaneamente de um enrolamento secundário para outro. Estas mudanças bruscas de corrente nas indutâncias de dispersão dos enrolamentos secundários provocariam uma sobretensão, o que prejudicaria os interruptores e o funcionamento do condicionador de tensão.

Para solucionar este problema colocamos um capacitor de desacoplamento em paralelo com cada enrolamento secundário, cujo objetivo é permitir a circulação da corrente desta indutância parasita, conforme mostrado na Fig. 52.

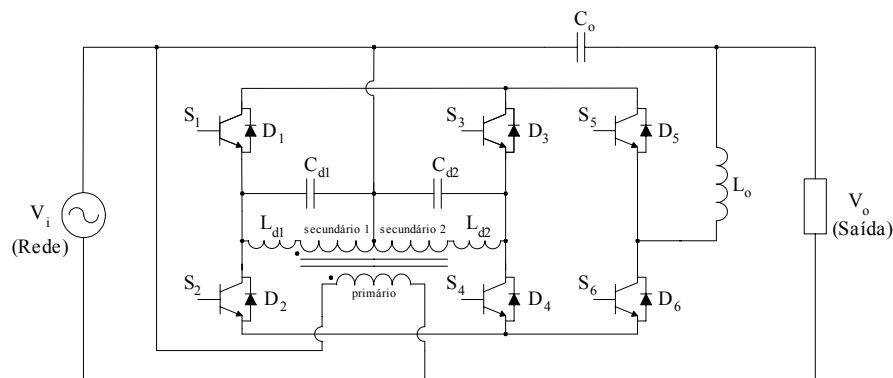


Fig. 52 – Condicionador de tensão com a indutância de dispersão do transformador.

Os parâmetros envolvidos são definidos como segue:

- L_d \Rightarrow Indutância de dispersão;
- C_d \Rightarrow Capacitor de desacoplamento;
- f_s \Rightarrow Frequência de chaveamento;
- f_{od} \Rightarrow Frequência de ressonância entre L_d e C_d .

A frequência de ressonância entre a indutância de dispersão e o capacitor de desacoplamento é dada pela expressão (2.31).

$$f_{od} = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} \quad (2.31)$$

Este filtro passa baixa, $L_d C_d$, atenua aproximadamente 40db por década para frequências acima de f_{od} . Desta forma para atenuar a ondulação de tensão, causada pelo chaveamento, devemos utilizar $f_{od} < f_s$. Portanto:

$$f_{od} < f_s \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} < 2\pi f_s \quad \Rightarrow \quad \boxed{C_d > \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_d}} \quad (2.32)$$

2.10 Modelo Considerando a Indutância de Dispersão do Condicionador

A análise do condicionador de tensão foi realizada considerando o modelo de pequenos sinais. Neste modelo podemos considerar as fontes de tensão alternada de baixa frequência como fontes CC, conforme mostra a Fig. 53.

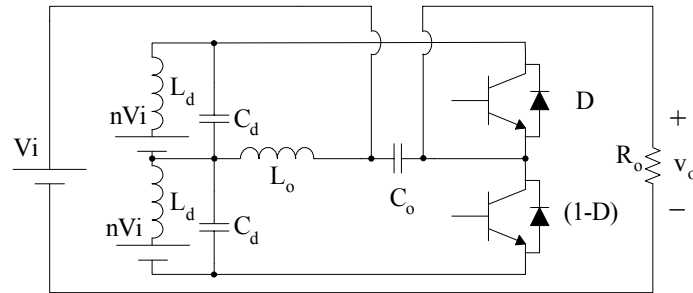


Fig. 53 – Modelagem das fontes de baixa frequência como fontes DC.

Calculando-se o circuito equivalente de Thévenin visto pelos terminais do capacitor C_d , então o circuito da Fig. 53 pode ser representado conforme a Fig. 54.

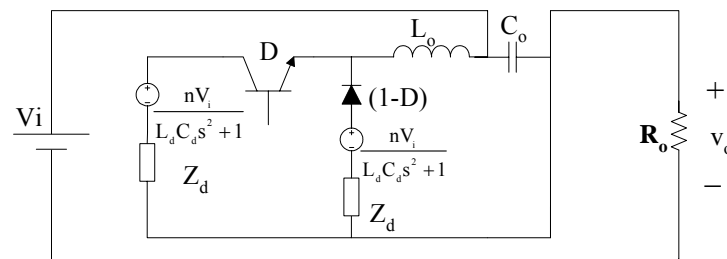


Fig. 54 – Circuito equivalente do condicionador de tensão.

Utilizando o modelo da chave PWM de Vorpérian no modo contínuo de corrente a Fig. 54 pode ser redesenhada como a Fig. 55.

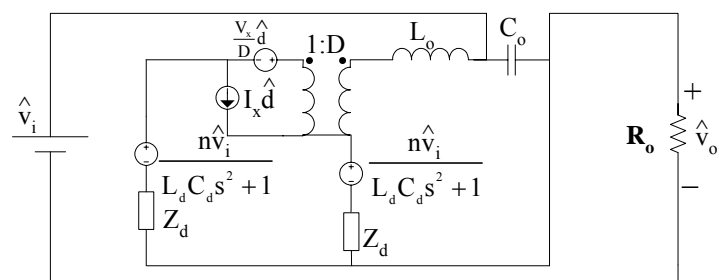


Fig. 55 – Modelo para pequenos sinais do condicionador de tensão.

2.10.1 Obtenção de $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$

Para encontrar os valores de I_x e V_x analisamos o modelo em regime permanente ($s = 0$). Para esta situação, emprega-se o circuito mostrado na Fig. 56.

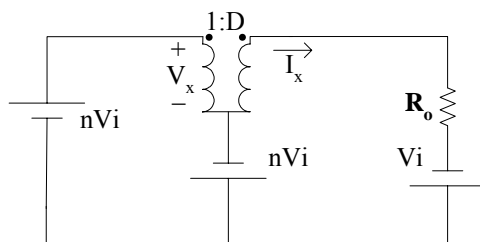


Fig. 56 – Modelo do condicionador de tensão operando em regime permanente.

Analisando o circuito da Fig. 56 temos as expressões (2.33) e (2.34).

$$\boxed{V_x = 2nV_i} \quad (2.33)$$

$$\boxed{I_x = \frac{V_i}{R_o} [n(2D-1) + 1]} \quad (2.34)$$

Seja Z_o é a impedância equivalente de L_o , C_o e R_o . Portanto:

$$Z_o = \frac{s^2 L_o C_o R_o + s L_o + R_o}{s R_o C_o + 1} \quad (2.35)$$

Definindo Z_d como a impedância equivalente do indutor de dispersão e o capacitor de desacoplamento, conforme a expressão (2.36).

$$Z_d = Z_{Ld} // Z_{Cd} \quad (2.36)$$

Assim, para obter $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$, faz-se $\hat{v}_i = 0$ no circuito da Fig. 55, e que resulta no circuito mostrado na Fig. 57.

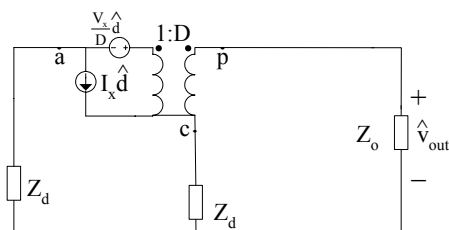


Fig. 57 – Modelo para o cálculo de \hat{v}_o/\hat{d} .

Fazendo a soma das tensões das duas malhas da Fig. 57 encontramos o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} \hat{v}_{cp} = \hat{v}_{out} + Z_d \left[\frac{\hat{v}_{out}}{Z_o} - \left(\frac{\hat{v}_{out} D}{Z_o} + I_x \hat{d} \right) \right] \\ D \hat{v}_{cp} = \frac{V_x}{D} \hat{d} - 2Z_d \left(\frac{\hat{v}_{out} D}{Z_o} + I_x \hat{d} \right) + \frac{\hat{v}_{out}}{Z_o} Z_d \end{cases} \quad (2.37)$$

Substituindo (2.33) e (2.34) em (2.37), obtém-se (2.38).

$$\frac{\hat{v}_{out}}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_i}{R_o} \{ [1 + n(2D-1)] Z_d (1-2D) \} + 2nV_i}{\frac{2Z_d D^2}{Z_o} - \frac{2Z_d D}{Z_o} + \frac{Z_d}{Z_o} + \frac{Z_o}{Z_o}} \quad (2.38)$$

Fazendo o divisor de tensão, multiplica-se (2.38) por (2.39) gerando (2.40).

$$\frac{R_o}{sR_o C_o + 1} \cdot \frac{1}{Z_o} \quad (2.39)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_i \{ [1 + n(2D-1)] Z_d (1-2D) \} + 2nR_o V_i}{(1 + sC_o R_o) Z_d (2D^2 - 2D + 1) + s^2 L_o C_o R_o + sL_o + R_o} \quad (2.40)$$

Substituindo (2.35) e (2.36) em (2.40), obtém-se (2.41).

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \frac{2nR_o (L_d C_d s^2 + 1) + L_d s (1-2D) [n(2D-1) + 1]}{(1 + sC_o R_o) L_d s (2D^2 - 2D + 1) + (s^2 L_o C_o R_o + sL_o + R_o) (1 + L_d C_d s^2)} \quad (2.41)$$

2.10.2 Obtenção de $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$

Para se obter $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$, faz-se $\hat{d} = 0$ no circuito da Fig. 55, obtendo-se a Fig. 58.

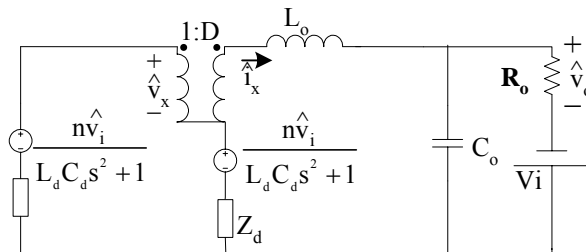


Fig. 58 – Modelo para o cálculo de $\hat{v}_o(s)/\hat{v}_i(s)$.

Sejam as seguintes definições:

$$Z_{C_o} = \frac{1}{sC_o} \quad (2.42)$$

$$Z_{L_o} = sL_o \quad (2.43)$$

$$Z_o = Z_{C_o} // R_o \quad (2.44)$$

$$H = \frac{n}{L_d C_d s^2 + 1} \quad (2.45)$$

$$\hat{i}_x = \frac{\hat{v}_o - \hat{v}_i}{Z_{C_o}} + \frac{\hat{v}_o}{R_o} \quad \Rightarrow \quad \hat{i}_x = \hat{v}_o \cdot \frac{1}{Z_o} - \hat{v}_i \cdot \frac{1}{Z_{C_o}} \quad (2.46)$$

Fazendo a soma das tensões de duas malhas da Fig. 58 encontramos o seguinte sistema:

$$\begin{cases} \hat{v}_x = 2H \hat{v}_i - 2\hat{i}_x DZ_d + \hat{i}_x Z_d \\ D\hat{v}_i = H \hat{v}_i - \hat{i}_x DZ_d + \hat{i}_x Z_d - \hat{v}_i + \hat{i}_x Z_{L_o} + \hat{v}_o \end{cases} \quad (2.47)$$

Pode-se reescrever (2.47) como (2.48).

$$\begin{cases} D\hat{v}_x = 2HD \hat{v}_i + \hat{i}_x Z_d (D - 2D^2) \\ -D\hat{v}_i = -H \hat{v}_i + \hat{i}_x [Z_d (D - 1) - Z_{L_o}] + \hat{v}_i - \hat{v}_o \end{cases} \quad (2.48)$$

Substituindo (2.46) em (2.48), obtemos (2.49).

$$\begin{aligned} \hat{v}_i \left\{ H[(2D - 1) + 1] + \frac{Z_d}{Z_{C_o}}(2D^2 - 2D + 1) + \frac{Z_{L_o}}{Z_{C_o}} \right\} = \\ \hat{v}_o \left\{ 1 + \left(\frac{1}{Z_o} \right) [Z_d(2D^2 - 2D + 1) + Z_{L_o}] \right\} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Portanto:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} = \frac{H[(2D - 1) + 1] + \frac{Z_d}{Z_{C_o}}(2D^2 - 2D + 1) + \frac{Z_{L_o}}{Z_{C_o}}}{\frac{1}{Z_o} [Z_d(2D^2 - 2D + 1) + Z_{L_o} + Z_o]} \quad (2.50)$$

Substituindo (2.42), (2.43), (2.44) e (2.45) em (2.50), obtém-se (2.51).

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_i} = R_o \cdot \frac{\frac{n(2D-1) + (L_d C_d s^2 + 1)}{L_d C_d s^2 + 1} + \frac{L_d C_o s^2 (2D^2 - 2D + 1)}{L_d C_d s^2 + 1} + \frac{L_o C_o s^2 (L_d C_d s^2 + 1)}{L_d C_d s^2 + 1}}{\frac{(s C_o R_o + 1) \cdot L_d s \cdot (2D^2 - 2D + 1)}{L_d C_d s^2 + 1} + (s^2 L_o C_o R_o + s L_o + R_o) \frac{(L_d C_d s^2 + 1)}{L_d C_d s^2 + 1}} \quad (2.51)$$

Assim:

$$\boxed{\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = R_o \cdot \frac{n(2D-1) + L_d C_d s^2 + 1 + L_d C_o s^2 (2D^2 - 2D + 1) + L_o C_o s^2 (L_d C_d s^2 + 1)}{(s C_o R_o + 1) \cdot L_d s \cdot (2D^2 - 2D + 1) + (s^2 L_o C_o R_o + s L_o + R_o) (L_d C_d s^2 + 1)}} \quad (2.52)$$

Nota-se, através da equação (2.52), que este modelo apresenta quatro pólos, devido aos quatro elementos armazenadores de energia apresentado na Fig. 52. O lugar das raízes deste modelo está representado no item 3.5 na Fig. 62.

2.11 Conclusão

Neste capítulo verificou-se o funcionamento básico do condicionador de tensão através das etapas de operação. A partir daí, calcula-se a característica de transferência estática, utilizada como modelo de regime permanente simplificado nas simulações do item 3.2, onde é projetada a relação do transformador.

No projeto do compensador, para o controle do condicionador de tensão em malha fechada, utilizou-se somente o modelo mais completo, apresentado no item 2.10. Isto se deve ao fato do lugar das raízes dos modelos dos itens 2.8 e 2.10 serem muito distintos. Por este motivo, somente o modelo do item 2.10 apresentou resultados coerente com as simulações e ensaios realizados com o protótipo.

3 PROJETO DO CONDICIONADOR DE TENSÃO

3.1 Introdução

Para o projeto do condicionador de tensão foram utilizadas as especificações listadas a seguir. A partir destas especificações apresentadas foram projetados o transformador, o filtro passa baixa, os capacitores de desacoplamento e o controlador.

Após estes dimensionamentos, foram realizadas algumas simulações com o objetivo de verificar o funcionamento do condicionador.

O condicionador de tensão proposto foi projetado de forma a satisfazer as seguintes especificações:

$$V_i = 311 \text{ V} \quad \Rightarrow \text{Tensão de pico nominal na entrada;}$$

$\delta = 0,2$ \Rightarrow Variação máxima da tensão de entrada em relação ao valor nominal ($\pm 20\%$);

$$V_o = 311 \text{ V} \quad \Rightarrow \text{Tensão de pico na saída;}$$

$$P_o = 10 \text{ kW} \quad \Rightarrow \text{Potência de saída;}$$

$\Delta I_{L_o, I_o} = 0,4$ \Rightarrow Variação da corrente no indutor em relação a I_o de pico;

$$\Delta V_{C_o, V_o} = 0,03 \quad \Rightarrow \text{Variação da tensão no capacitor em relação a } V_o;$$

$$f_s = 20 \text{ kHz} \quad \Rightarrow \text{Frequência de comutação.}$$

3.2 Relação de Espiras do Transformador

A partir dos limites de variação da tensão de entrada do condicionador de tensão podemos calcular as relações de transformação necessárias “n” para cada caso.

Para o limite superior da tensão de entrada (+20%) consideramos a razão cíclica mínima ($D = 0$) e calculamos “n” a partir da característica de transferência estática do condicionador, apresentada na equação (2.8). Assim:

$$\text{Para } V_{i_m\acute{a}x} = (1 + \delta).V_i = 373,2 \text{ V e } D = 0 \quad \Rightarrow \quad n = 0,167$$

Para o limite inferior da tensão de entrada (-20%) consideramos a razão cíclica máxima ($D = 1$) e calculamos “n” a partir equação (2.8). Assim:

$$\text{Para } V_{i_m\acute{i}n} = (1 - \delta).V_i = 248,8 \text{ V e } D = 1 \quad \Rightarrow \quad n = 0,25$$

Então, considerando uma tensão de entrada ideal (perfeitamente senoidal) e desprezando as quedas de tensão nos elementos do condicionador a relação de transformação que satisfaz as variações de entrada de -20% à +20% seria $n = 0,25$. No entanto sabemos que a tensão de entrada não é ideal. A tensão da rede é uma senóide deformada, conforme mostram as Fig. 60 e Fig. 61. Esta deformação tende a saturar a tensão de compensação. Por isto escolhemos a relação de transformação $n = 0,5$.

Outro motivo para elevarmos a relação de transformação para 0,5 é a queda de tensão no indutor de filtragem L_o , provocada pelas grandes derivadas de corrente, quando o condicionador de tensão alimenta uma carga não-linear $\left(v_{L_o}(t) = L_o \frac{di_{L_o}}{dt} \right)$.

Sabendo que a tensão V_{C_o} sobre o capacitor de filtragem C_o está compreendida no intervalo $-nV_i < V_{C_o} < nV_i$. Então, quanto maior o valor de “n”, maior é a faixa de tensão de compensação sobre o capacitor de filtragem (V_{C_o}). Porém, o aumento de “n” também eleva as potências aparentes nos enrolamentos secundários do transformador. A potência total máxima processada pelo conversor é fixa em $S_{conv} = \delta.S_o = 2kVA$. No entanto, a potência do transformador não é fixa e depende da potência aparente máxima processada por ele. Assim, para $n = 0,5$ a potência nominal do transformador é igual a 4 kVA, conforme mostra o item 3.8.1.

Observa-se que na topologia de condicionador proposto em [6, 9] a potência de projeto do transformador é sempre igual $\delta.S_o$. No caso do condicionador em estudo, a potência de projeto do transformador é sempre maior que $\delta.S_o$, conforme mostrado no item 3.8.1.

A Fig. 59 representa a simulação matemática da equação de transferência estática do condicionador de tensão, apresentada na equação (9). A tensão de entrada V_i , na simulação, foi obtida através de uma aquisição da forma de onda da tensão da rede com o osciloscópio. Esta tensão forma uma tabela de pontos que é inserida no arquivo de simulação do software Orcad/Pspice. As simulações foram realizadas para o pior caso da tensão de entrada, que é 80% do valor rms nominal. Nestas simulações as tensões de entrada e saída, v_i e v_o , são impostas, sendo que a tensão de saída simulada é uma senóide ideal no valor nominal. Desta forma, observamos a variação da razão cíclica para as duas situações de relação de transformação mostradas a seguir.

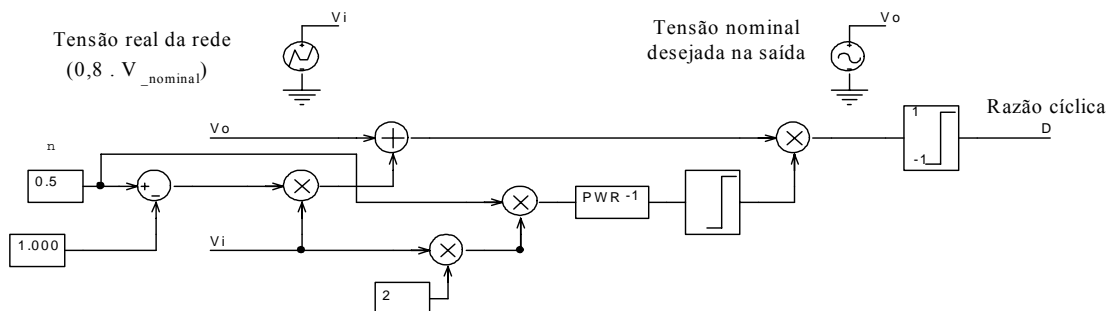


Fig. 59 – Simulação da equação de transferência estática do condicionador de tensão.

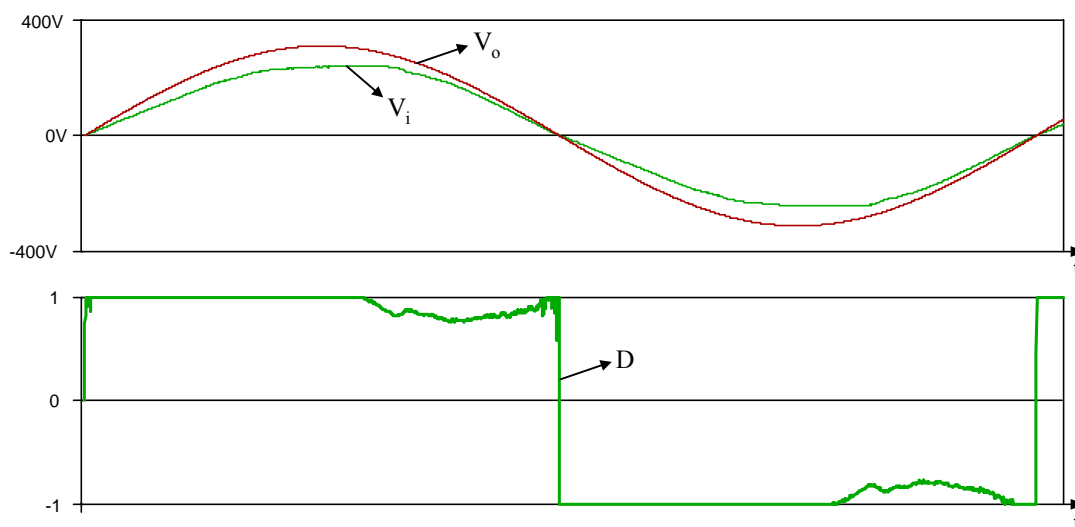


Fig. 60 – Simulação para $n = 0,25$.

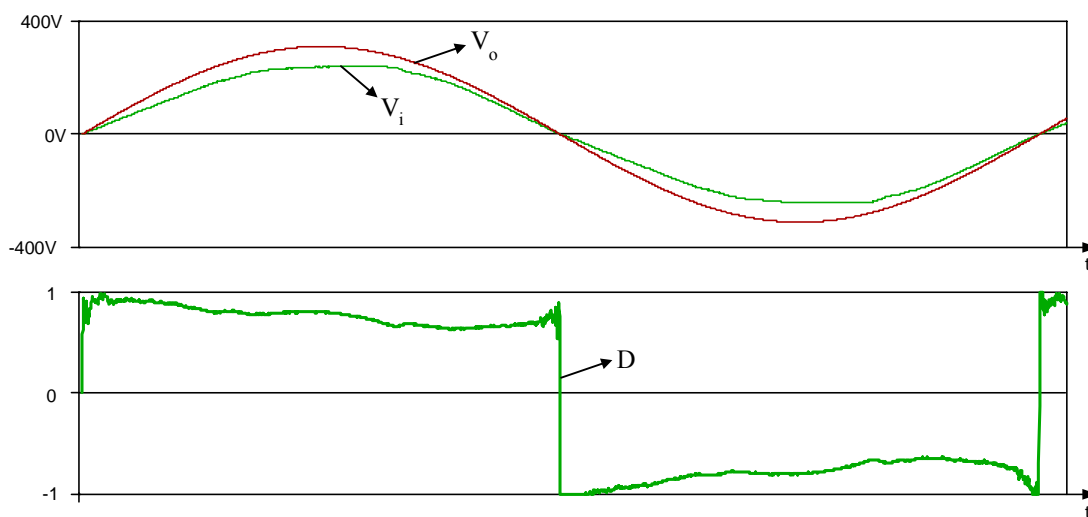


Fig. 61 – Simulação para $n = 0,5$.

Observa-se nas Fig. 60 e Fig. 61 que a tensão de entrada está mais afastada da senóide de saída idealizada, no início de cada semiciclo, comparada ao término do mesmo.

Por este motivo, no início de cada semiciclo, a razão cíclica tende a saturar.

3.3 Cálculo do Filtro

A partir das equações dadas no item 2.7 e das especificações dadas no início deste capítulo, obtém-se os valores de L_o e C_o .

Conhecendo os valores da potência e tensão de saída, podemos calcular o valor da resistência de carga.

$$R_o = \frac{V_o^2}{2P_o} \Rightarrow \boxed{R_o = 4,8\Omega}$$

Então a corrente de pico na saída é obtida a partir da lei de Ohm.

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \Rightarrow I_o = 64,8A$$

A partir das especificações de variações máximas da corrente no indutor e da tensão no capacitor:

$$\Delta I_{L_o} = \Delta I_{L_o_I_o} \cdot I_o \quad \Delta I_{L_o} = 25,9 A$$

$$\Delta V_{C_o} = \Delta V_{C_o_V_o} \cdot V_o \quad \Delta V_{C_o} = 9,33V$$

Utilizando a equação (2.10) encontramos o valor do indutor de filtragem.

$$L_o = \frac{nV_i D_o}{\Delta I_{L_o} f_s} \Rightarrow \boxed{L_o = 150\mu H}$$

Para calcular o capacitor do filtro de saída utilizamos a equação (2.15).

$$C_o = \frac{4\Delta I_{L_o}}{\pi^3 f_s^3 \Delta V_C} \Rightarrow C_o = 18\mu F \Rightarrow \boxed{C_o = 20\mu F}$$

3.4 Cálculo dos Capacitores de Desacoplamento

Como explicado no item 2.9 devemos desacoplar as indutâncias de dispersão do transformador, para evitar sobretensão nos interruptores.

A partir da indutância de dispersão parasita “vista” em cada terminal secundário do transformador, $L_d = 50\mu H$, podemos calcular o valor dos capacitores de desacoplamento através da expressão (2.32).

Sabendo que o filtro passa baixa $L_d C_d$ atenua aproximadamente 40db por década para frequências acima de f_{od} . Então para atenuar a ondulação de tensão, causada pelo

chaveamento, deve-se utilizar $f_{od} < f_s$.

$$f_{od} < f_s \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} < 2\pi f_s \Rightarrow \boxed{C_d > \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_d}} \Rightarrow C_d > 1,27\mu\text{F}$$

Escolhemos $f_{od} \approx f_s/4$. Então:

$$C_d = 20,3\mu\text{F} \Rightarrow \boxed{C_d = 20\mu\text{F}}$$

3.5 Projeto do Controlador

A planilha utilizada no cálculo do controlador está no anexo III.

Utilizou-se para o controle da planta um controlador proporcional integral derivativo (PID), apresentado na Fig. 65 projetado para o modelo de planta da equação (2.41), mostrada abaixo:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \frac{2nR_o(L_d C_d s^2 + 1) + L_d s(1 - 2D)[n(2D - 1) + 1]}{(1 + sC_o R_o)L_d s(2D^2 - 2D + 1) + (s^2 L_o C_o R_o + sL_o + R_o)(1 + L_d C_d s^2)}$$

A Fig. 62 apresenta o lugar das raízes do planta para $D = 0,75$ e $R_o = 4,8$, valor da carga resistiva operando na potência nominal. Segundo a equação (2.7), o condicionador irá operar com esta razão cíclica quando a tensão de entrada estiver 20% abaixo do seu valor nominal, pior situação da tensão de entrada. Observa-se na Fig. 62, que se fecharmos a malha com um ganho igual o sistema se tornaria instável.

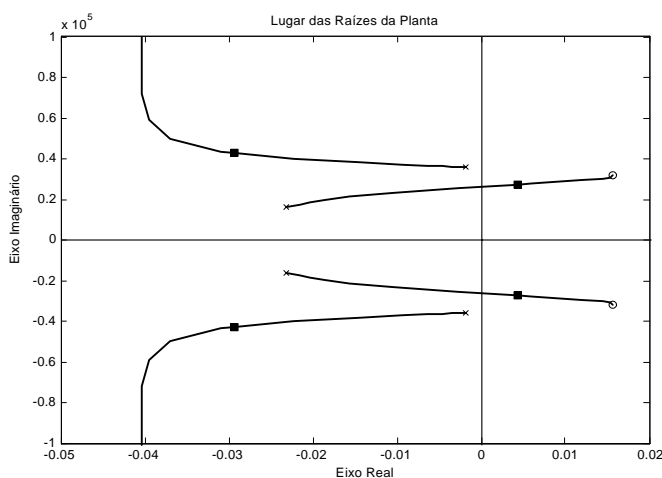


Fig. 62 – Lugar das raízes da planta para $R_o = 4,8\Omega$, $D = 0,75$ e ganho igual a um.

No entanto, a situação que mais exige do compensador ocorre com carga não-linear, mais precisamente, quando a corrente da carga não-linear chega em zero a cada semiciclo, ou seja, para $R_o = \infty$. Por isto, o projeto do controlador é realizado para esta situação. Observa-se na Fig. 63 que, fazendo $R_o = \infty$, todos os pólos e zeros da planta se deslocam para o eixo imaginário.

No projeto do compensador PID, foi colocado um pólo na origem para que o sistema tenha erro nulo ao degrau em regime permanente, dois zeros na frequência de ressonância do filtro e um pólo com frequência nove vezes maior que a frequência de ressonância para melhorar a velocidade de resposta da planta. O ganho do controlador foi ajustado para que a planta apresentasse o melhor amortecimento possível, utilizando um compensador PID. Assim, ajustamos este ganho conforme o lugar das raízes do sistema em malha fechada apresentado na Fig. 63. No instante em que a corrente da carga não-linear chega a zero, o sistema tende a oscilar, por isso a preocupação com o amortecimento.

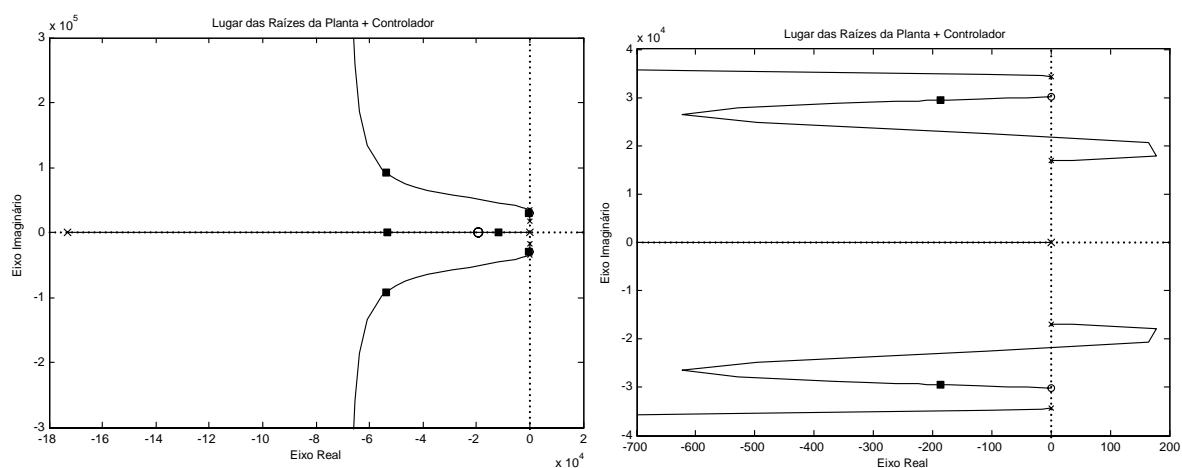


Fig. 63 – Lugar das raízes da planta com o controlador $R_o = \infty$ e $D = 0,75$.

Observa-se no diagrama de Bode do sistema em malha aberta, mostrado na Fig. 64, uma frequência de cruzamento 6,6kHz que é aproximadamente um terço da frequência de comutação.

Os valores encontrados, a partir dos cálculos realizados no anexo III, para o circuito compensador estão apresentados na Fig. 65.

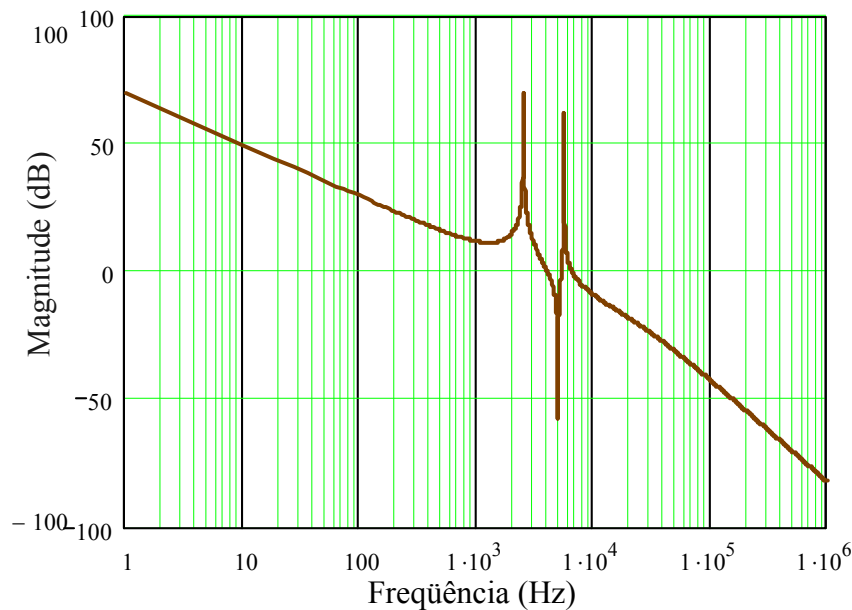


Fig. 64 – Bode, em malha aberta, da planta com o controle.

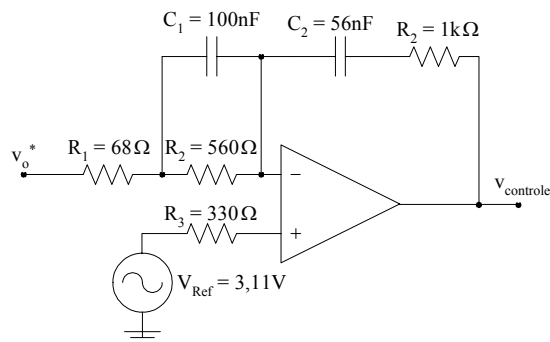


Fig. 65 – Circuito do compensador.

A equação (53) apresenta a função de transferência do controle PID, onde:

$$V_o^* = 0,01 \cdot V_o.$$

$$G_{\text{controle}}(s) = \frac{v_{\text{controle}}(s)}{v_o^*(s)} = \frac{[R_2 C_1 s + 1] \cdot [R_4 C_2 s + 1]}{C_2 (R_1 + R_2) s \left[\frac{C_1 R_1 R_2}{R_1 + R_2} s + 1 \right]} \quad (53)$$

3.6 Simulação em Malha Aberta

Fazendo a simulação dinâmica do circuito do condicionador de tensão, apresentado na Fig. 66, em malha aberta, com carga resistiva e potência nominal (10kW), obtemos as tensões de entrada e saída mostradas na Fig. 67.

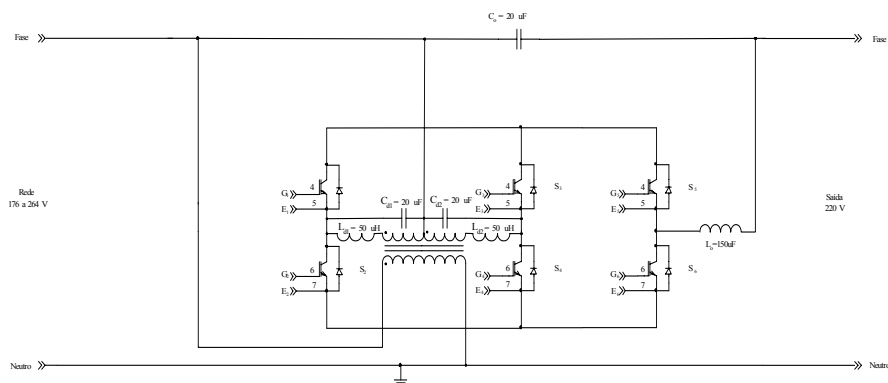


Fig. 66 – Esquemático do conversor simulado.

Para uma tensão de entrada igual a 80% do valor nominal ($V_{i_eficaz} = 176V$), a razão cíclica é calculada a partir da equação (2.8):

$$n = \frac{V_o - 1}{2D - 1} \quad \Rightarrow \quad 0,5 = \frac{220}{2D - 1} - 1 \quad \Rightarrow \quad \boxed{D = 0,75}$$

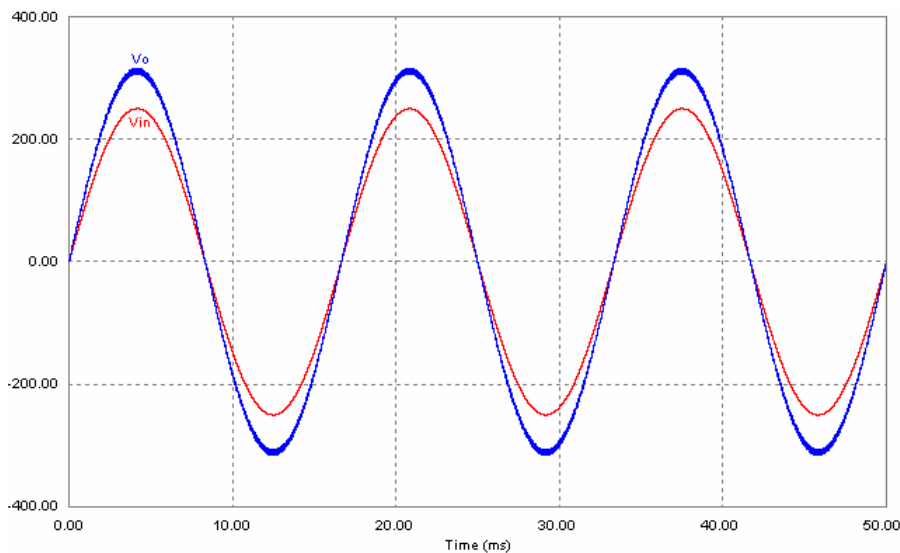


Fig. 67 – Tensões de entrada e saída.

A partir desta simulação em malha aberta, para uma tensão de entrada $V_{i_eficaz} = 176V$ e razão cíclica $D = 0,75$, verificou-se uma tensão eficaz de saída igual a 219,5V. Desta forma, fica comprovado o modelo estático em regime permanente.

3.7 Simulações em Malha Fechada

Os softwares utilizados nas simulações foram o Orcad e o Simcad, porém, ambos apresentaram resultados muito semelhantes. Desta forma apresentaremos apenas os principais resultados das simulações para cargas resistiva e não-linear, sendo que V_o é a tensão de saída do condicionador e V_{Co} é a tensão sobre o capacitor de filtragem C_o .

3.7.1 Simulações com carga resistiva

A seguir são apresentadas as simulações do condicionador de tensão em malha fechada, operando com potência nominal na saída (10kW), com tensões eficazes de entrada de 176V, 220V e 264V respectivamente.

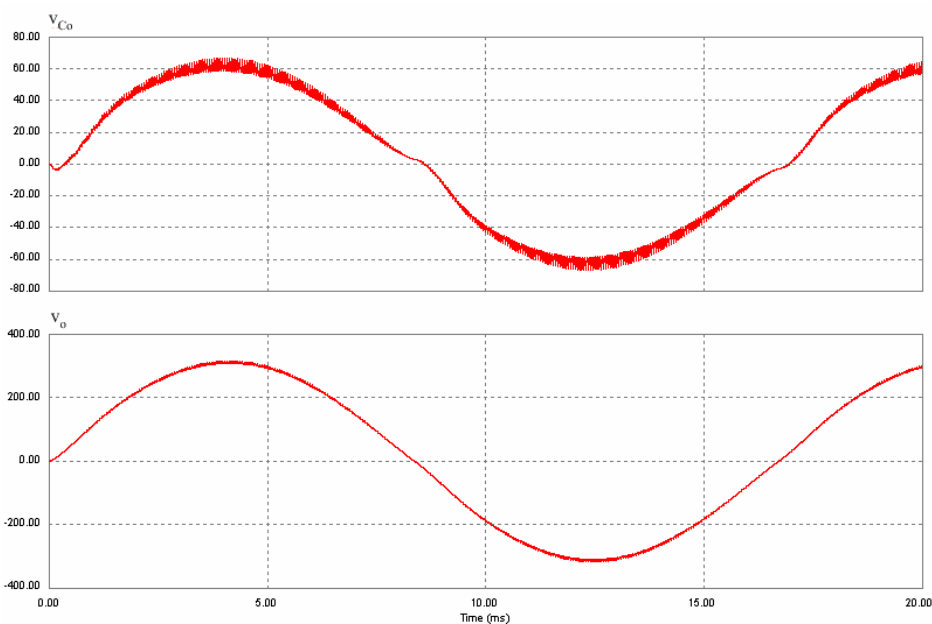


Fig. 68 – V_{Co} e v_o para $V_{i_eficaz} = 176V$.

Para tensão de entrada igual a -20% do valor nominal a tensão V_{Co} , mostrada na Fig. 68, é somada a tensão de entrada.

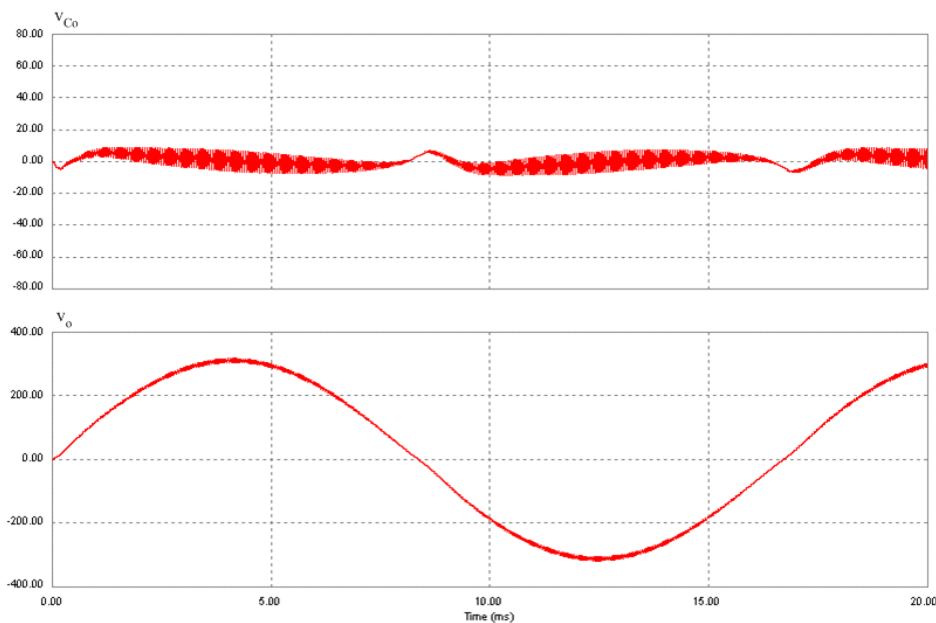


Fig. 69 – V_{Co} e v_o para $V_{i_eficaz} = 220V$.

Com tensão nominal da entrada a tensão V_{Co} é praticamente nula, conforme apresentado na Fig. 69.

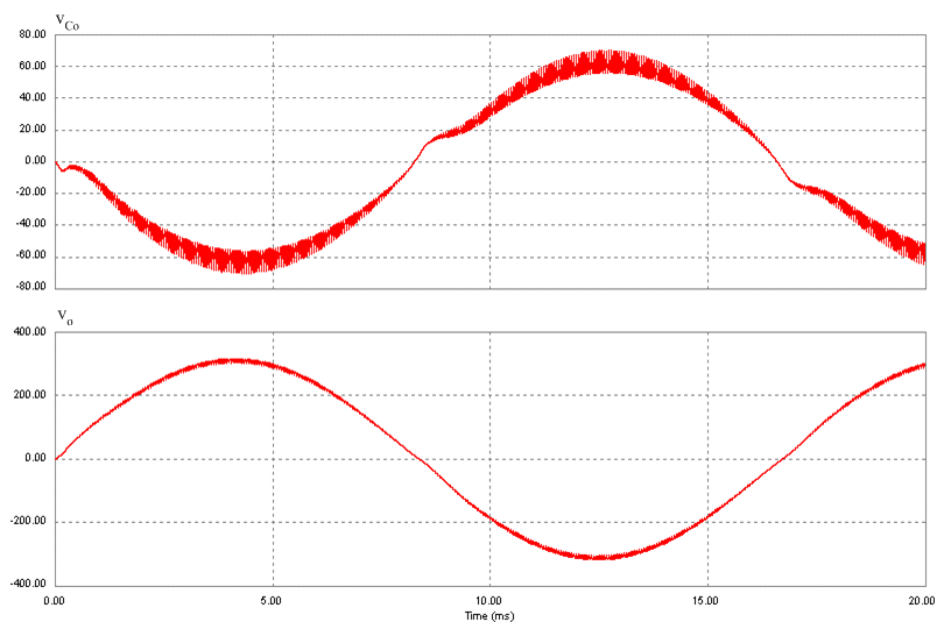


Fig. 70 – V_{Co} e v_o para $V_{i_eficaz} = 264V$.

Na Fig. 70 a tensão de entrada é +20% do valor nominal, por isso a tensão V_{Co} está defasada em 180° de modo a compensar a tensão da rede.

Nestas simulações, com carga resistiva, para as três situações de tensão de entrada, a tensão de saída do condicionador apresentou um erro estático máximo de $\pm 0,2\%$.

3.7.2 Simulações com carga não-linear.

Para fazer as simulações de carga não-linear, com fator de crista igual a três, utilizamos um retificador ponte completa com carga RC, mostrado na Fig. 71.

Durante o cálculo do capacitor de carga, utilizamos uma relação capacitância versus potência de carga de $1\mu\text{F}/\text{VA}$. Desta forma, para uma potência aparente de 10kVA , o capacitor da carga será $C_{\text{out}} = 10\text{mF}$. A partir deste dado ajustamos o valor do resistor de carga R_{out} para que a potência na entrada do retificador seja $S_0 = 10\text{kVA}$. Finalmente, ajustamos o valor da indutância L_{out} para que toda a carga não-linear apresente um fator de crista $FC_{I_0} = 3$. Este fator é calculado pela seguinte relação: $FC_{I_0} = I_{o_pico} / I_{o_eficaz}$

Desta forma, encontramos o modelo de carga não-linear, apresentado na Fig. 71.

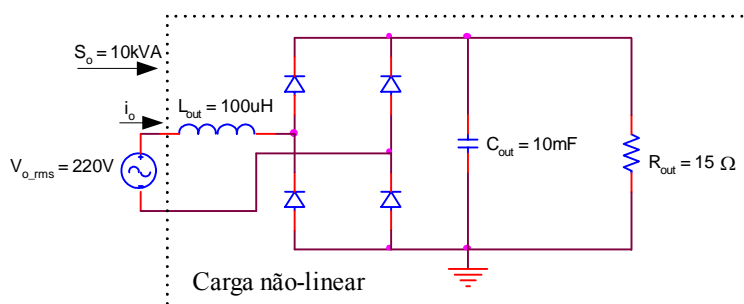


Fig. 71 – Carga não-linear utilizada nas simulações.

A seguir são apresentadas simulações do condicionador de tensão alternada para as três principais situações, $V_{i_eficaz} = 176\text{V}$, $V_{i_eficaz} = 220\text{V}$ e $V_{i_eficaz} = 264\text{V}$, respectivamente.

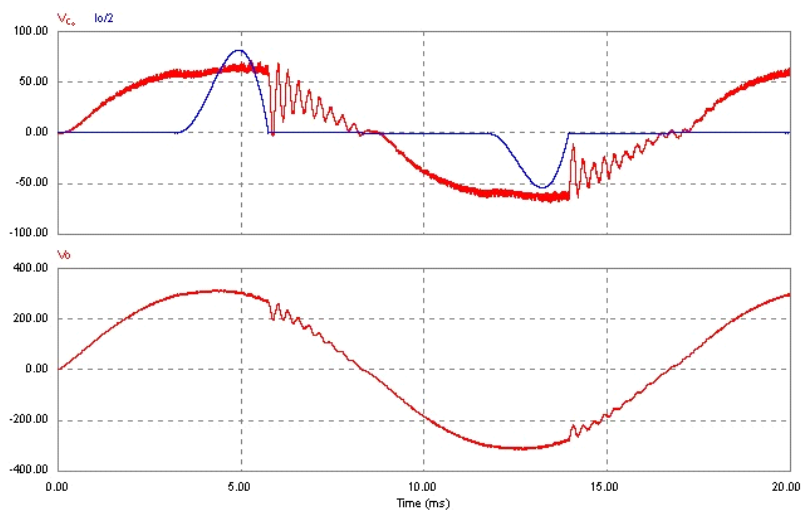


Fig. 72 – v_b , $i_o/2$ e v_o para $V_{i_eficaz} = 176V(-20\%)$.

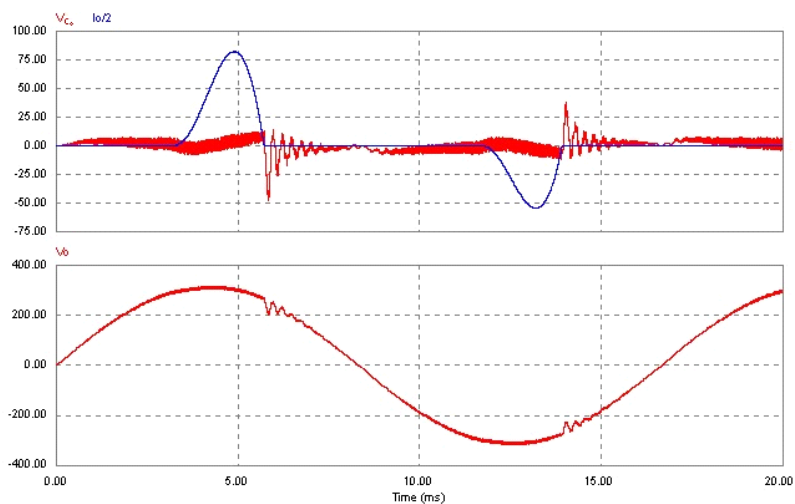


Fig. 73 – v_b , $i_o/2$ e v_o para $V_{i_eficaz} = 220V(nominal)$.

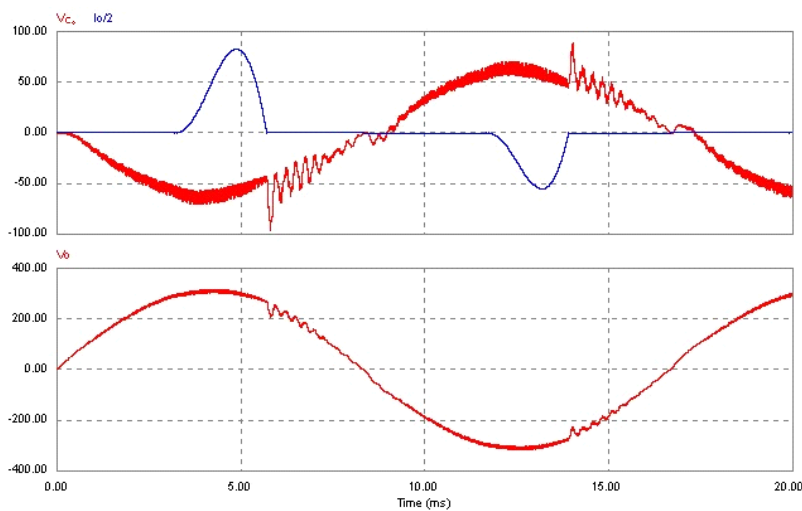


Fig. 74 – v_b , $i_o/2$ e v_o para $V_{i_eficaz} = 264V(+20\%)$.

Observa-se nestas simulações para carga não-linear que a tensão de compensação V_{C_0} apresenta oscilações quando a corrente de carga I_o tende a zero. Por este motivo o controlador PID foi projetado para a planta com carga $R_o = \infty$ de modo que o sistema apresente o melhor amortecimento possível.

3.8 Dimensionamento dos Componentes

Nesta parte do trabalho são apresentadas as especificações do transformador e das chaves bidirecionais em corrente. Já o dimensionamento físico do indutor de filtragem L_o se encontra no anexo IV.

3.8.1 Especificações do Transformador

A potência processada pelo conversor é $P_{conv} = \delta \cdot V \cdot I_o$, conforme mostra a Fig. 75. Considerando um rendimento de 100% do conversor, então o transformador também irá fornecer a mesma potência.

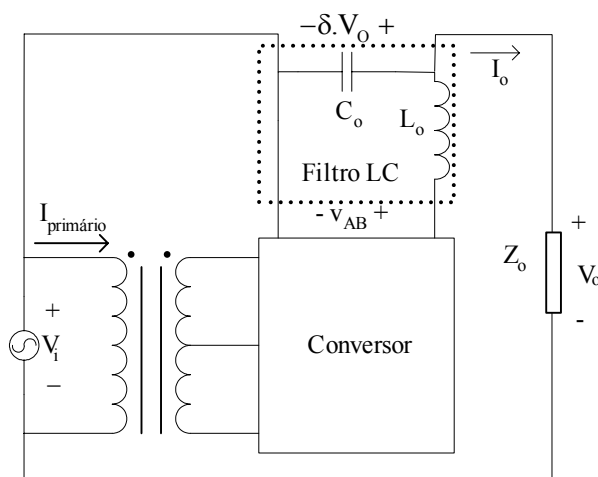


Fig. 75 – Esquema da potência processada pelo conversor.

Dadas as seguintes especificações:

$\delta = 0,2 \Rightarrow$ Variação máxima da tensão de entrada que o condicionador deve compensar;

$P_o = 10\text{kVA} \Rightarrow$ Potência de saída na carga;

$$V_{o_rms} = 220V \Rightarrow \text{Tensão eficaz de saída.}$$

Então:

$$P_{conv} = \delta \cdot V_{o_rms} \cdot I_{o_rms} \Rightarrow P_{transformador} \approx P_{conv} = \delta \cdot P_o \Rightarrow \boxed{P_{transformador} = 2kVA}$$

A máxima corrente eficaz no primário do transformador ocorre quando a tensão de entrada é mínima, $V_{i_rms} = (1-\delta)V_{o_rms}$, para a mesma potência de carga. Assim, a corrente do primário é calculada do seguinte modo:

$$I_{primário} = \frac{P_{transformador}}{(1-\delta)V_{o_rms}} \Rightarrow \boxed{I_{primário} = 11,4A}$$

A corrente de cada secundário do transformador é função da razão cíclica e da corrente de saída, conforme a Fig. 76. No entanto, a corrente no enrolamento central do secundário é igual a corrente de saída, independente da razão cíclica e da tensão de entrada.

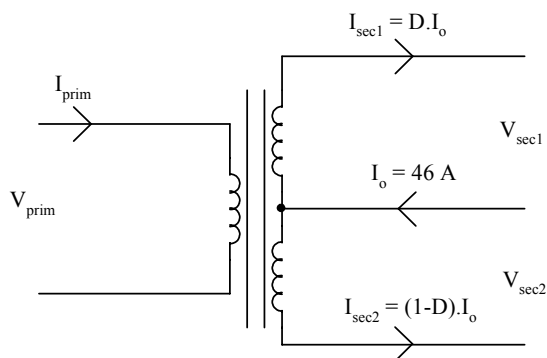


Fig. 76 – Cálculo das correntes no transformador.

As Fig. 77, Fig. 78 e Fig. 79 apresentam as potências aparentes em cada enrolamento do transformador para os limites de tensão de entrada.

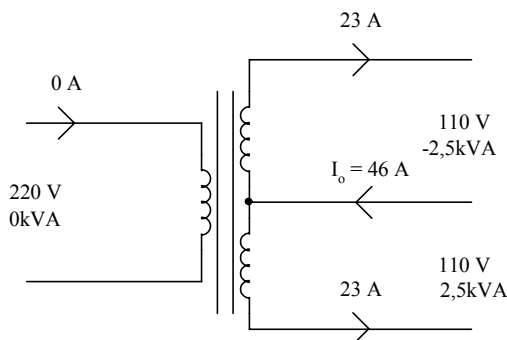


Fig. 77 – Tensão, corrente e potência nos enrolamentos do transformador para $D = 0,5$.

As Fig. 77, Fig. 78 e Fig. 79 apresentam as correntes e as potências aparentes em cada enrolamento do transformador para os limites de tensão de entrada.

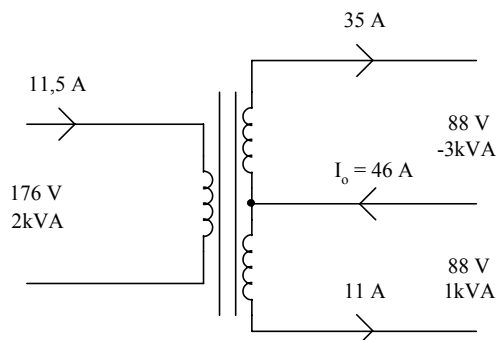


Fig. 78 – Tensão, corrente e potência nos enrolamentos do transformador para $D = 0,333$.

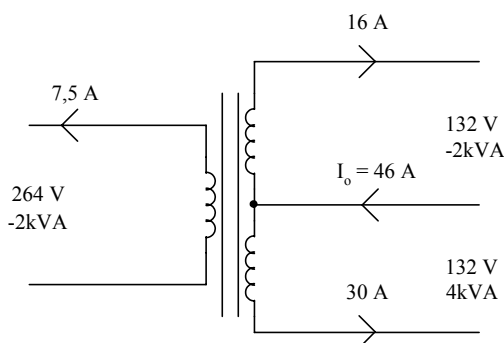


Fig. 79 – Tensão, corrente e potência nos enrolamentos do transformador para $D = 0,75$.

A partir das situações de operação acima se obtém as seguintes especificações para transformador:

- Potência de operação máxima do primário: **2kVA**
- Corrente nominal do primário: **11,5A** (RMS)
- Tensão eficaz máxima do primário: **264V** (RMS)

- Potência de operação máxima do secundário1: **3kVA**
- Corrente nominal do secundário1: **35A** (RMS)
- Tensão eficaz máxima do secundário1: **132V** (RMS)

- Potência de operação máxima do secundário2: **4kVA**
- Corrente nominal do secundário2: **30A** (RMS)

- Tensão eficaz máxima do secundário2: **132V** (RMS)

Observação: O transformador deve ter menor indutância de dispersão possível.

3.8.2 Dimensionamento dos Semicondutores

Para os dimensionamentos dos semicondutores, apresentados a seguir, são calculados as correntes e tensões máximas eficazes nos mesmos, considerando sempre a pior situação de operação do condicionador de tensão.

4.7.2.1 Corrente Máxima Eficaz nos Interruptores

A corrente máxima em cada interruptor ocorre para $D = 0$ ou $D = 1$. Nestas situações o semicondutor conduz meia senóide, mostrada na Fig. 80.

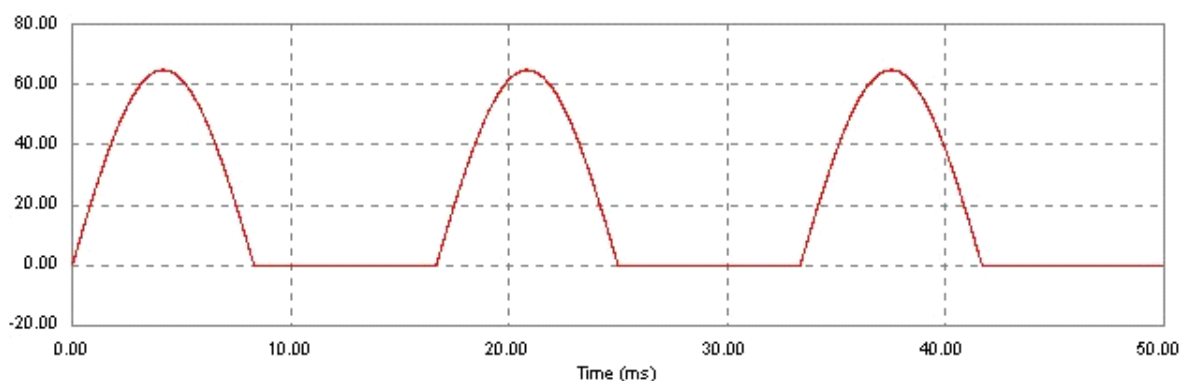


Fig. 80 – Corrente máxima nos interruptores para carga linear.

Calculando o valor médio quadrático, a partir da Fig. 80:

$$I_{ef_max} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{pico} \cdot \text{sen}\theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\text{sen}(2\theta)}{4}\right) I_{pico}^2} = \sqrt{\frac{I_{pico}^2}{4}}$$

Assim:

$$I_{ef_max} = \frac{I_{pico}}{2} \Rightarrow \boxed{I_{ef_max} = 32,5A}$$

4.7.2.2 Tensão Reversa Máxima nos Interruptores

A tensão reversa máxima nos interruptores é o dobro da tensão de pico do secundário. Assim:

$$V_{\text{Rev_max}} = 2.n.V_{\text{i_pico}}$$

Sendo a relação de transformação $n = 0,5$ e a tensão de pico máxima na entrada $V_{\text{i_pico_max}} = 373\text{V}$. Então

$$V_{\text{Rev_max}} = 373\text{V}$$

3.9 Conclusão

Ficou constatado no projeto do condicionador de tensão um compromisso na escolha da relação do transformador. Pois, quanto maior a tensão do secundário maior será a faixa de valores possíveis da tensão de compensação do condicionador. Porém este aumento eleva a potência nos secundários do transformador e também aumenta as tensões máximas sobre as chaves.

A frequência de chaveamento está diretamente relacionada aos processos de filtragem. Assim, se dobrarmos a frequência de chaveamento a indutância do filtro de saída cai pela metade, diminuindo também pela metade a queda de tensão sobre o indutor causada pela derivada de corrente.

Verificou-se durante as simulações que este ajuste realizado no controlador PID, escolhido através do lugar das raízes, produz o melhor amortecimento possível no condicionador de tensão operando com carga não-linear.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Para comprovar o funcionamento do condicionador em estudo foi montado um protótipo com potência nominal de 10kVA para testes em laboratório. Desta forma, foram realizados ensaios com variações da tensão de entrada utilizando caga linear e não-linear. Entretanto, também foram verificados os comportamentos do condicionador de tensão relacionados à partida direta a vazio, as perturbações da tensão de entrada, as perturbações de carga e a variação do rendimento com a potência da carga.

O protótipo construído, apresentado na Fig. 81, possui as seguintes dimensões de comprimento, largura e altura respectivamente: 51cm x 41cm x 37cm.

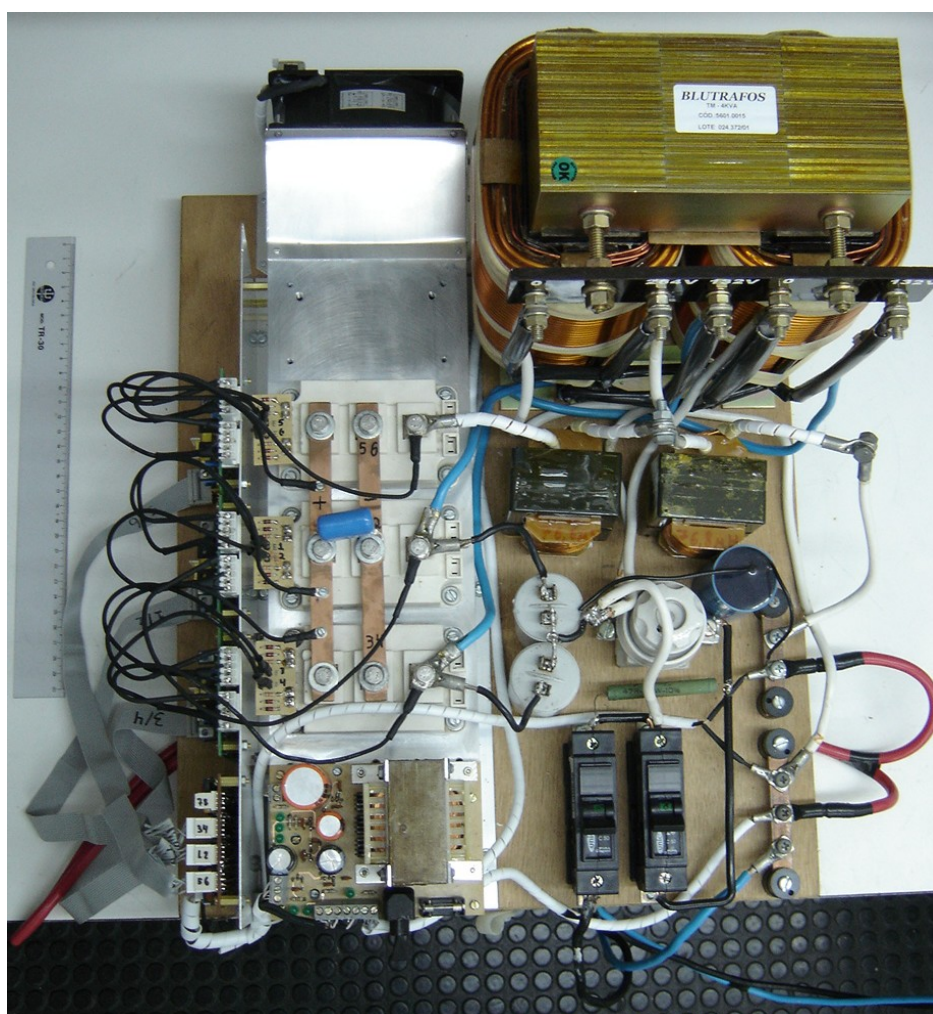


Fig. 81 – Foto do protótipo.

4.2 Ensaio com Carga Resistiva

As Fig. 82 e Fig. 83 mostram os ensaios com carga resistiva na potência nominal (10kW) para tensões de entrada com -14% do valor nominal e com $+14\%$ do valor nominal, respectivamente. Nos ensaios de carga linear foi utilizado um transformador de potência em série com a entrada. Desta forma a tensão na entrada do condicionador depende da tensão da rede no dia do ensaio e da potência de carga. Devido à resistência da fonte, a tensão de entrada é reduzida com o aumento de carga. Por isto utilizamos estes valores “aleatórios” na tensão de entrada.

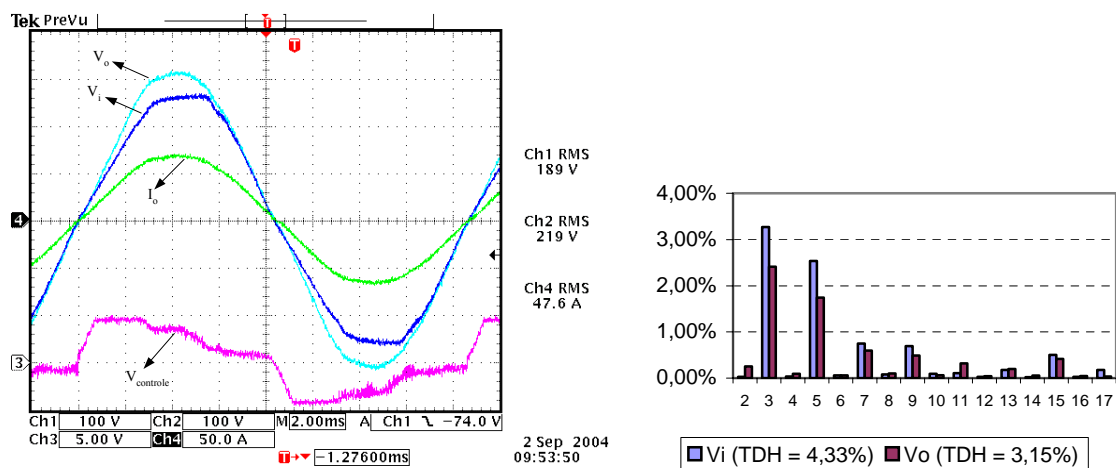


Fig. 82 – $v_i(-14\%)$, v_o , $v_{controle}$ e i_o para $P_o = 10kW$.

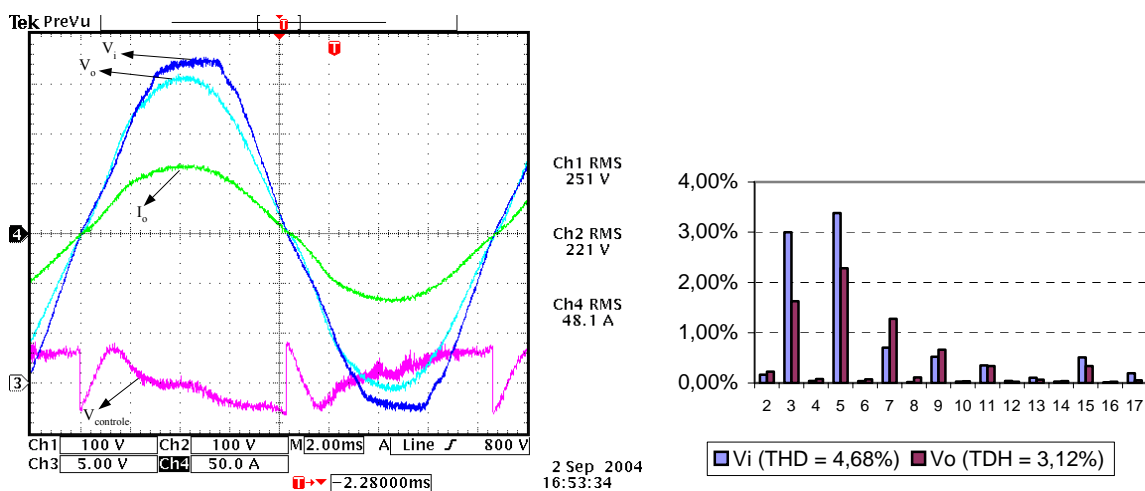


Fig. 83 – $v_i(+14\%)$, v_o , $v_{controle}$ e i_o para $P_o = 10kW$.

Ficou constatado nos ensaios de carga resistiva, com potência nominal e variação da tensão de entrada de -14% a $+14\%$ do valor nominal, que a tensão de saída fica corrigida em $220V \pm 0,5\%$.

4.3 Ensaios com Carga Indutiva

Com carga indutiva o conversor se comporta semelhante à carga resistiva. Para este tipo de carga foram feitos ensaios em baixa potência devido à pequena capacidade de corrente do indutor disponível na carga.

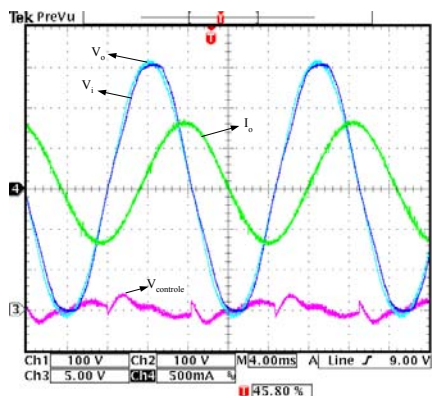


Fig. 84 – v_i , v_o , $v_{controle}$ e i_o para $S_o = 115VA$.

4.4 Ensaios com Carga Não-linear

As Fig. 86 e Fig. 87 mostram os ensaios sem carga e com carga nominal, com fator de crista $FC = 2,66$.

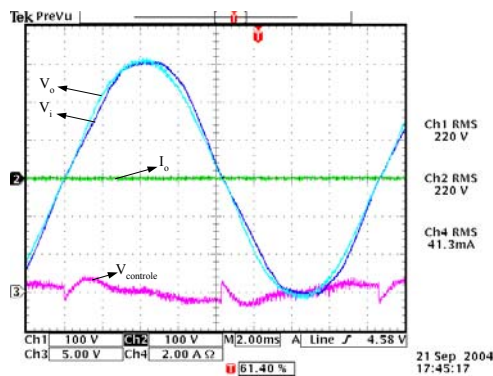


Fig. 85 – v_i , v_o , $v_{controle}$ e $0,2.i_o$ para $P_o = 0kVA$.

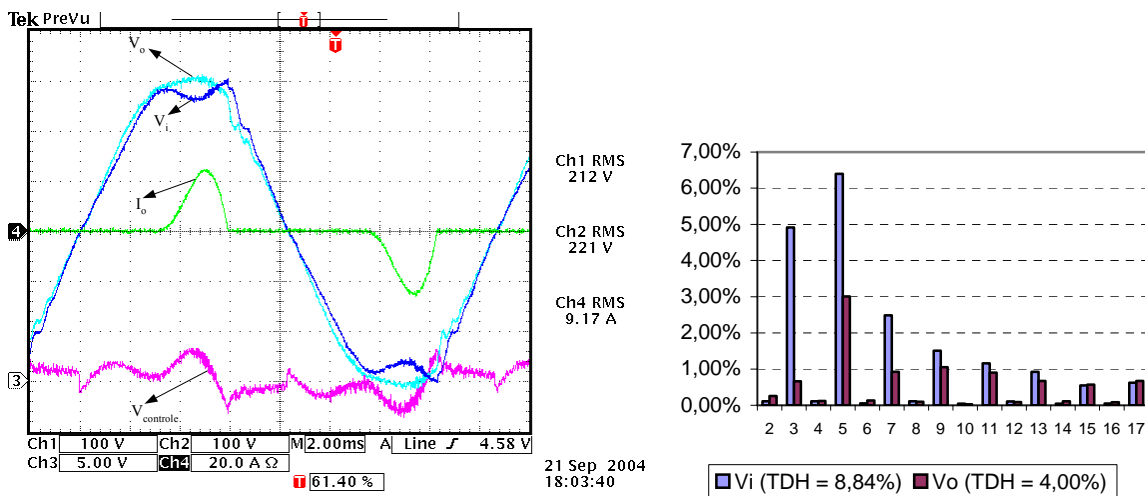


Fig. 86 – v_b , v_o , $v_{control}$ e $0,2.i_o$ para $P_o = 10kVA$.

A Fig. 87 mostra o ensaio com carga nominal cujo fator de crista é $FC = 2,99$.

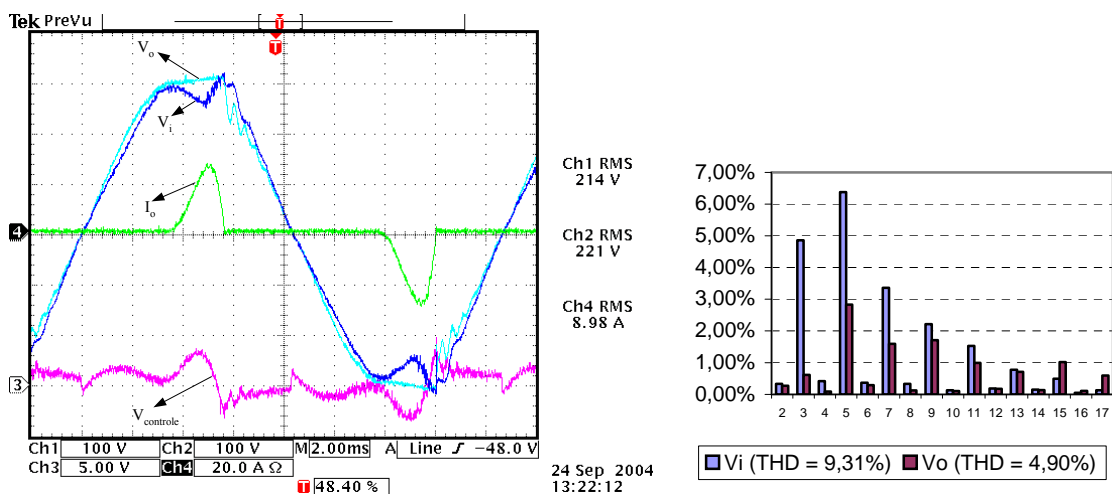


Fig. 87 – v_b , v_o , $v_{control}$ e $0,2.i_o$ para $P_o = 10kVA$.

Em ambos os ensaios com carga não-linear as taxas de distorção harmônica (THD) da tensão de saída ficaram abaixo de 5% e nenhuma componente harmônica teve valor maior que 3%, atendendo os limites de THD da norma IEEE 519/92 [4].

Nota-se pelas figuras anteriores que a tensão de entrada, disponibilizada pela rede de alimentação tem um afundamento grande, durante o intervalo de condução de corrente para a carga não-linear, devido à impedância da rede. Desta forma, mesmo com tensão praticamente nominal na entrada, o afundamento é da ordem de quase 20%, o que já é a

variação permitida pelo condicionador. Se o mesmo for operado com -20% na tensão de entrada, então durante a condução da carga não-linear essa variação poderá chegar a próximo de -40%, o que está além da faixa permitida para correção da tensão de saída.

4.5 Partida Direta a Vazio

Para maior segurança, o protótipo, apresentado na Fig. 81, possui um disjuntor que comanda a “entrada” de um resistor de limitação da corrente de carga dos capacitores.

Na Fig. 88 é mostrada a partida direta a vazio, sem este resistor de limitação da corrente.

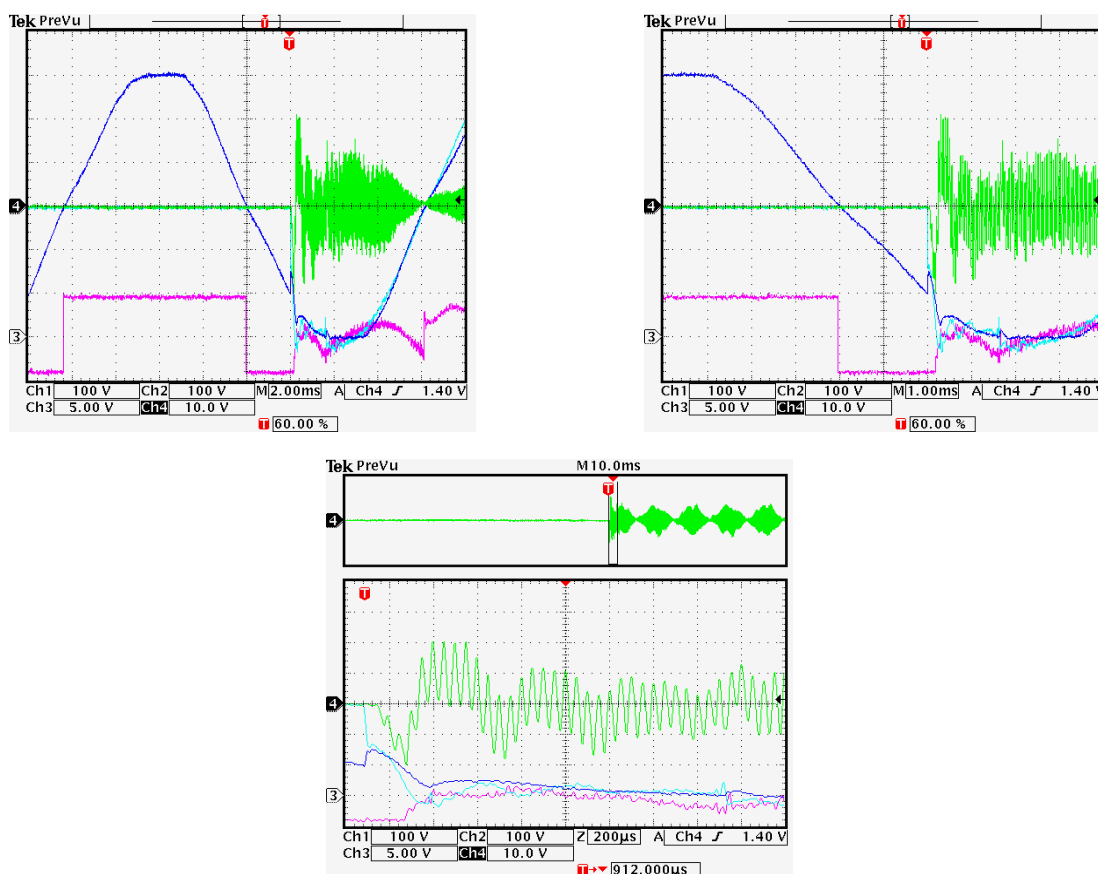


Fig. 88 – Partida direta a vazio.

Observa-se no ensaio da Fig. 88 um pico de 20A na corrente do indutor e uma queda instantânea da tensão de entrada.

A Fig. 89 apresenta a simulação das correntes nas chaves e no indutor para partida direta a vazio para o pior caso, ângulo de disparo igual a 90° e tensão de entrada $V_{i_ef} = 264V (+20\%)$.

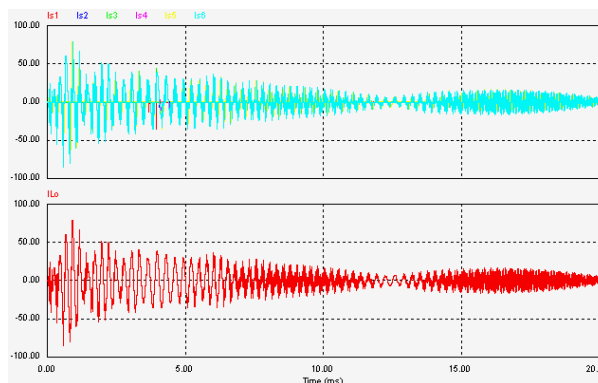


Fig. 89 – Simulação da partida direta a vazio para o pior caso.

Observa-se nesta simulação picos de corrente de $+85A$ e $-85A$. Na prática as resistências do circuito ajudam a limitar a corrente de partida, o que pode ser comprovado pela Fig. 88.

4.6 Perturbação de Entrada

Foram realizados ensaios com perturbações instantâneas de tensão de entrada, com variações de -20% , -10% , $+20\%$ e $+10\%$ da tensão nominal, mostradas na Fig. 90 e Fig. 91.

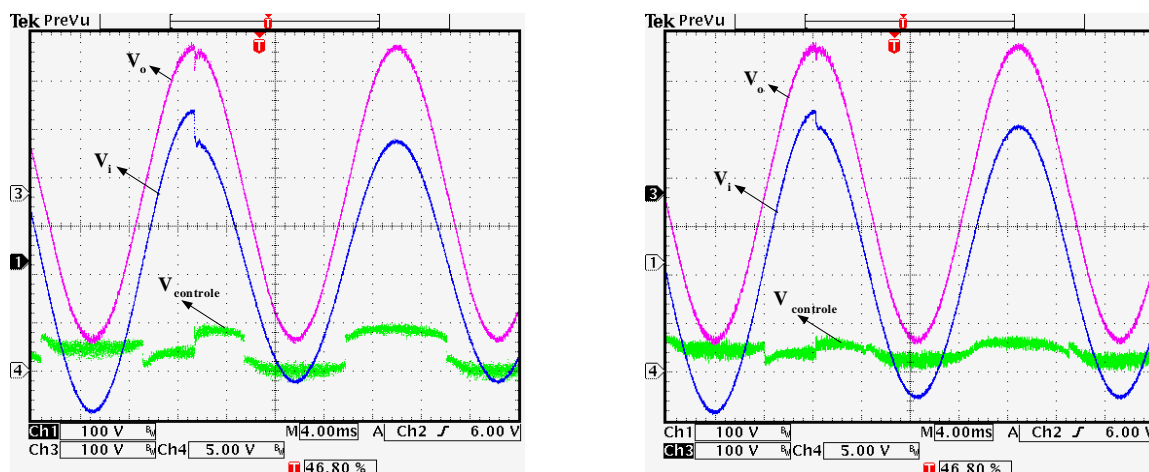


Fig. 90 – Perturbações da tensão de entrada de -20% e -10% .

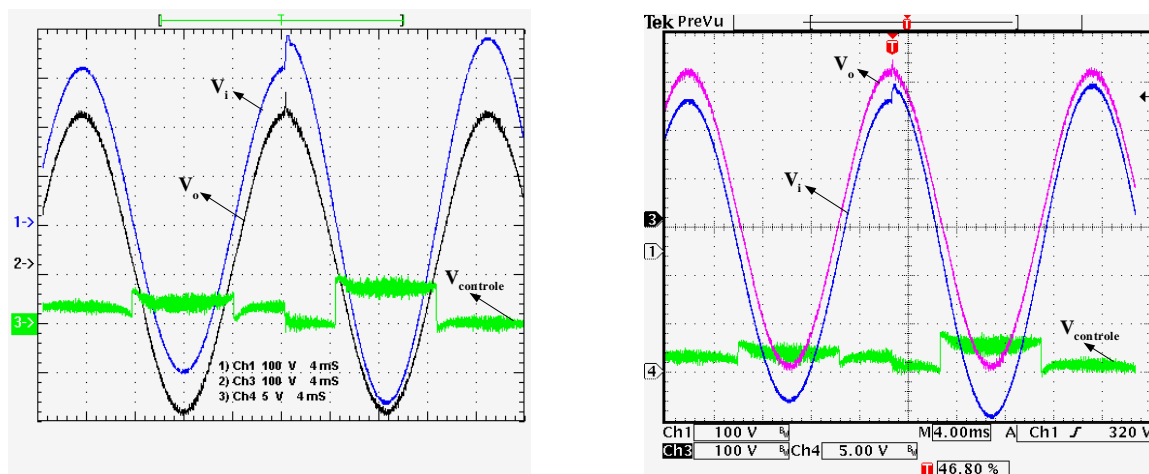


Fig. 91 – Perturbações da tensão de entrada de +20% e +10%.

Verifica-se uma correção praticamente instantânea da tensão de saída, pois esta topologia de condicionador de tensão não possui um estágio de armazenamento de energia entre o bloco retificador e o bloco inversor do condicionador.

4.7 Perturbação de Carga

No ensaio da Fig. 92 foi dada uma perturbação de carga de 0 a 5kVA (50% da carga). Verifica-se uma queda de tensão instantânea na tensão de saída no momento da perturbação.

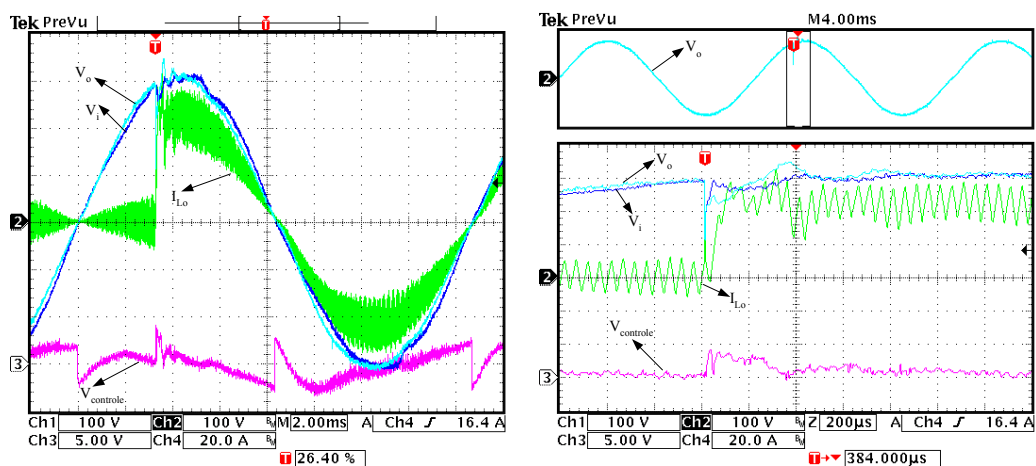


Fig. 92 – Perturbação de carga de 0 a 5kVA.

Na Fig. 93 é apresentado o ensaio com perturbação de carga de 5kVA a 0, ou seja, retirada de 50% de carga.

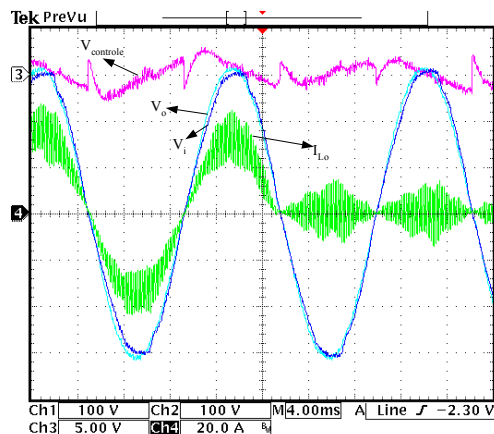


Fig. 93 – Perturbação de carga de 5kVA a 0.

Constatou-se que na retirada de carga, com qualquer tipo de chave para retirar a mesma, a corrente de saída só se extinguirá quando ela passar por zero.

Na Fig. 94 fez-se o ensaio com bem pouca carga resistiva e retirou-se o fio de alimentação da carga rapidamente. Verificou-se que no momento da interrupção de carga ocorre um arco voltaico, devido à indutância dos condutores. Neste caso isto ocorreu no instante de -120° , porém grande parte da corrente se mantém até próximo do 0° , conforme a Fig. 94.

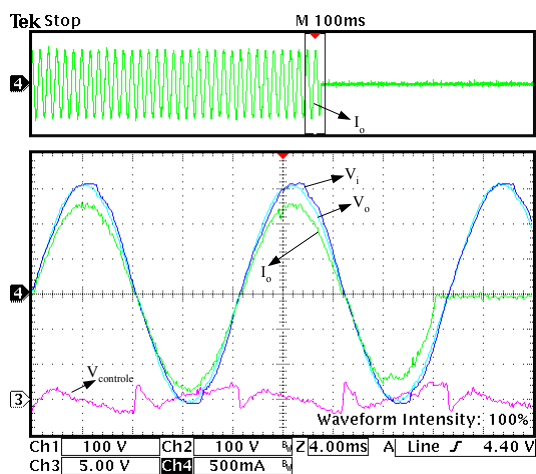


Fig. 94 – Retirada de carga com pouca potência de saída.

4.8 Rendimento e Variação da Tensão de Saída

Verificaram-se nos ensaios com o protótipo que a tensão de saída sofre um pequeno aumento, mesmo sem carga, até chegar a um regime de operação. Além deste fator, a tensão de saída também sofre um pequeno acréscimo com o aumento de carga. Somando estes fatores a tensão de saída pode sofrer uma variação de até 0,6%. As tabelas a seguir mostram estas variações da tensão de saída.

tempo	P_{in} [kW]	P_{out} [kW]	V_{in} [V]	V_{out} [V]	rendimento	Erro de V_o
16:00	0	0	223,9	220,00		0,00%
16:02	0,483	0,3871	224,6	220,10	80,14%	0,05%
16:04	0,6762	0,5878	223,2	220,10	86,93%	0,05%
16:06	1,1627	1,0724	223,5	220,40	92,23%	0,18%
16:08	2,2558	2,1542	222,5	220,40	95,50%	0,18%
16:10	3,3466	3,2326	221,2	220,60	96,59%	0,27%
16:12	4,4344	4,3104	220,2	220,70	97,20%	0,32%
16:14	5,53	5,391	219	220,70	97,49%	0,32%
16:16	6,657	6,497	216,8	220,80	97,60%	0,36%
16:18	7,75	7,557	215,8	221,00	97,51%	0,45%
16:20	8,469	8,244	214,4	221,00	97,34%	0,45%
16:22	9,116	8,881	213,7	221,10	97,42%	0,50%
16:24	10,43	10,171	212,9	221,30	97,52%	0,59%
16:26	0	0	221	220,70		0,32%

Tabela 2 – Ensaio para tensão de entrada nominal.

tempo	P_{in} [kW]	P_{out} [kW]	V_{in} [V]	V_{out} [V]	rendimento	Erro de V_o
17:00	0	0	199	220,10		
17:02	0,4679	0,3877	199	220,10	82,86%	0,05%
17:04	0,6643	0,5875	198,7	220,30	88,44%	0,14%
17:06	1,6476	1,5616	198,2	220,60	94,78%	0,27%
17:08	2,2371	2,1551	197,6	220,60	96,33%	0,27%
17:10	2,9518	2,8553	196,9	220,70	96,73%	0,32%
17:12	4,1244	4,0296	196,3	220,70	97,70%	0,32%
17:14	5,299	5,1788	195,8	220,80	97,73%	0,36%
17:16	6,438	6,282	194,6	221,00	97,58%	0,45%
17:18	7,5	7,3	193,6	221,10	97,33%	0,50%
17:20	8,674	8,499	192,8	221,30	97,98%	0,59%
17:22	9,303	9,076	192,8	221,30	97,56%	0,59%
17:24	10,278	9,999	192	221,40	97,29%	0,64%
17:26	0	0	200,4	220,70		0,32%

Tabela 3 – Ensaio para -13% da tensão de entrada.

P_{in} [kW]	P_{out} [kW]	V_{in} [V]	V_{out} [V]	rendimento	Erro de V_o
0	0	266,7	220,00		0,00%
0,5219	0,3851	267,5	220,00	73,79%	0,00%
0,7184	0,5858	267	220,00	81,54%	0,00%
1,1872	1,0538	267	220,00	88,76%	0,00%
1,5904	1,467	267	220,00	92,24%	0,00%
2,282	2,1507	266	220,00	94,25%	0,00%
3,3729	3,2277	265	220,10	95,70%	0,05%
4,473	4,303	264	220,10	96,20%	0,05%
5,54	5,359	262,5	220,30	96,73%	0,14%
6,649	6,439	261,2	220,30	96,84%	0,14%
7,723	7,472	260	220,40	96,75%	0,18%
8,449	8,199	260	220,40	97,04%	0,18%
9,175	8,839	259	220,60	96,34%	0,27%
10,333	10,024	257	220,60	97,01%	0,27%

Tabela 4 – Ensaio para +17% da tensão de entrada.

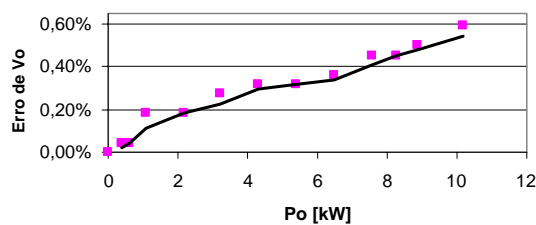
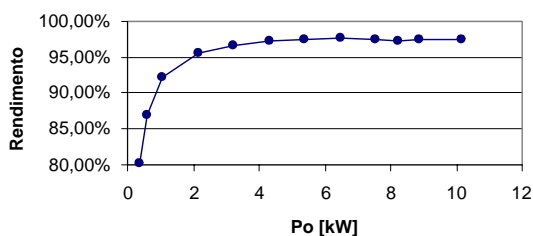


Fig. 95 – Rendimento e erro de saída para tensão de entrada nominal.

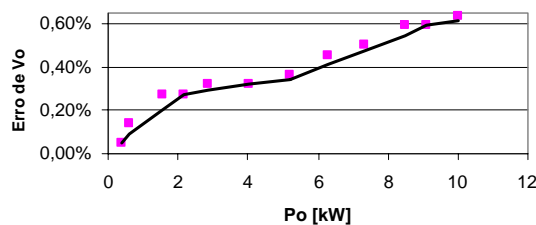
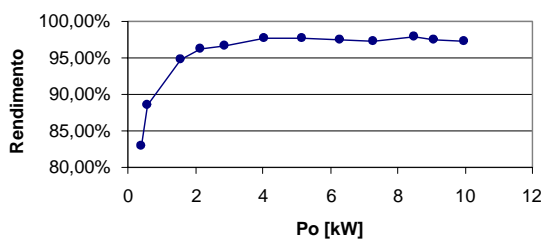


Fig. 96 – Rendimento e erro de saída para -13% da tensão de entrada.

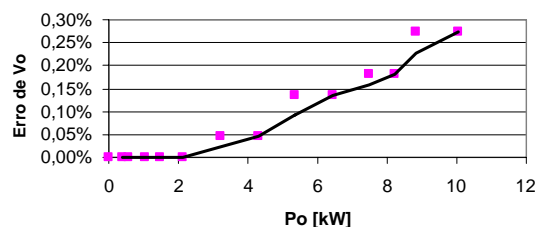
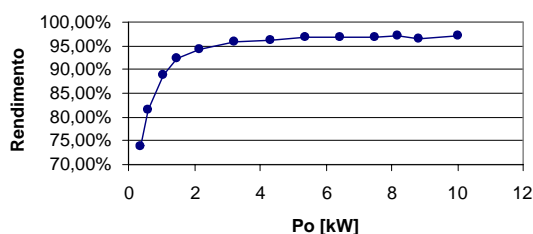


Fig. 97 – Rendimento e erro de saída para +17% da tensão de entrada.

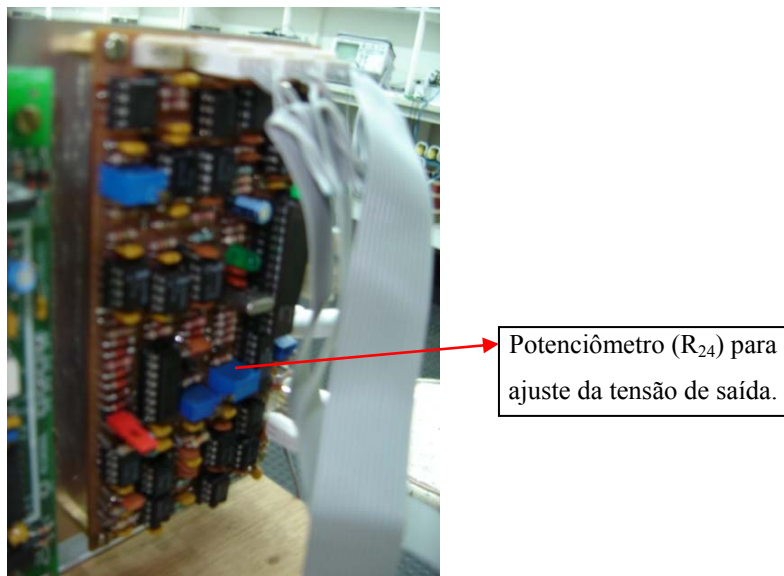


Fig. 98 – Placa de comando.

A Fig. 98 mostra o potenciômetro que ajusta a tensão de saída a vazio em malha fechada.

As curvas mostrando o rendimento e o erro da tensão de saída do conversor são mostradas nas Fig. 95 a Fig. 97. Nota-se que o rendimento sempre é superior a 95%, para plena carga, e o erro estático está abaixo de 1%.

4.9 Conclusão

Foi verificado um funcionamento adequado do condicionador de tensão durante os ensaios com carga linear e não-linear. Em todos os ensaios realizados a TDH foi reduzida e a tensão de saída ficou corrigida em tornos dos 220V com erro estático de no máximo $\pm 0,6\%$. O protótipo também apresentou boa dinâmica, obtendo rápida resposta às perturbações de carga e de entrada.

CONCLUSÃO GERAL

Apresentou-se neste trabalho o estudo teórico, de maneira geral, de uma nova topologia de conversor. No entanto também foi feito o estudo teórico da aplicação deste conversor em condicionadores de tensão alternada a partir das etapas de operação, característica de transferência estática e modelagem. Através destes conhecimentos se projetou e implementou um condicionador de tensão para alimentar cargas lineares e não-lineares com potência até 10kVA.

Verificou-se que na topologia com saída isolada que a indutância de dispersão do transformador auxilia na filtragem da tensão de compensação do condicionador. Porém, neste caso, é necessária uma malha de controle de corrente para eliminar o valor médio de tensão nos primários do transformador. Por este motivo escolhemos a topologia com entrada isolada, pois, apesar de necessitar de dois capacitores para desacoplar as indutâncias de dispersão dos enrolamentos secundários, esta topologia não terá o problema de saturação do transformador por tensão de offset.

Durante o projeto do controlador e simulações com carga não-linear verificou-se a necessidade da utilização de um modelo mais complexo, deixando de considerar os enrolamentos secundários do transformador como fontes de tensão ideais. Isto se deve ao fato do modelo simplificado ficar muito longe da realidade do sistema em malha fechada, juntamente com o controlador. De acordo com o ajuste do PID, durante a extinção da corrente para carga não-linear, o sistema pode se tornar instável ou apresentar uma oscilação muito grande a cada semiciclo. Por este motivo a modelagem, as simulações e o estudo do lugar das raízes de todo o sistema em malha fechada ocuparam grande parte do tempo desta pesquisa.

Um compromisso importante no projeto do condicionador de tensão é com a relação do transformador, a faixa de variação da tensão de entrada e erro estático da tensão de saída, pois, quanto maior a tensão no secundário, maior é a faixa de variação da tensão de entrada que o condicionador pode regular com baixo erro estático. Entretanto, toda a corrente de carga passa pelo transformador, o que implica na potência do mesmo estar diretamente relacionada à tensão do secundário.

Além da faixa de variação da tensão de entrada, a deformação da tensão da rede também tende a saturar a tensão de controle, exigindo uma tensão do secundário maior para corrigir esta distorção. Para cargas não-lineares a alta derivada de corrente produz uma

queda de tensão significativa no indutor de filtragem. Desta forma se aumentarmos “n” vezes a frequência de chaveamento, a indutância de filtragem e a queda de tensão provocada pela derivada de corrente diminuem “n” vezes. Outra sugestão para trabalhos futuros é a otimização do projeto do transformador de forma a reduzir o tamanho e peso do conversor.

Pelo fato do condicionador processar somente parte da potência da carga, o mesmo apresentou um excelente rendimento, em torno de 97%.

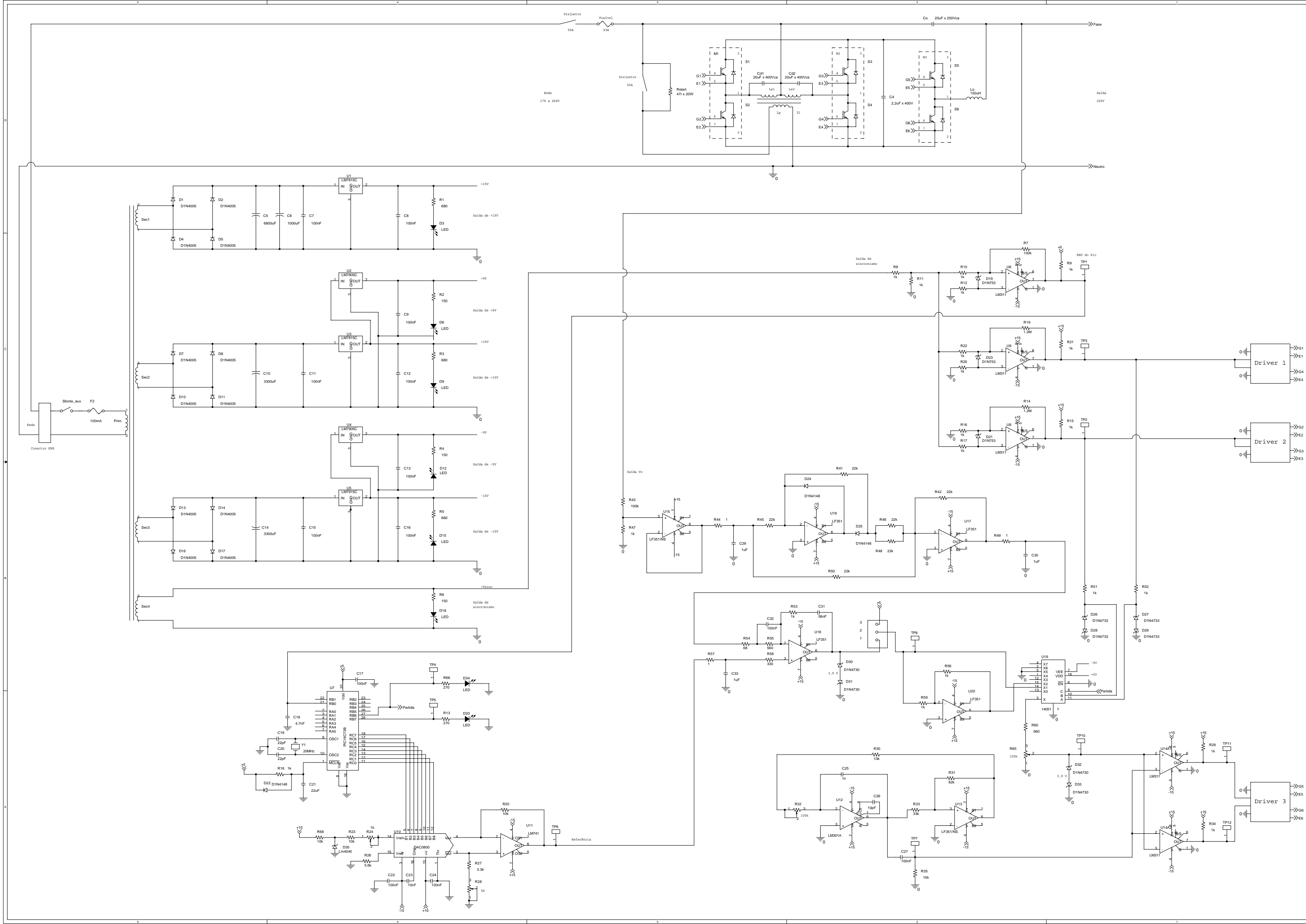
O condicionador de tensão proposto apresentou correção praticamente instantânea da tensão de saída, frente a variações de carga e tensão de entrada, o que evita sobretensões e falhas nos consumidores.

Para tensão de entrada na faixa de $\pm 15\%$ a tensão RMS de saída ficou corrigida em $220V \pm 0,6\%$. Durante todos os testes realizados com o protótipo a ondulação em alta frequência da tensão de saída ficou em torno dos 3% e a taxa de distorção harmônica da mesma foi sempre reduzida em relação à entrada. Desta forma, o conversor apresentado se mostra adequado para implementação em condicionadores de tensão alternada.

Para continuar estabilizando com erro pequeno ($\pm 0,6\%$) com tensão da rede fora da faixa de $\pm 15\%$ deve-se aumentar a relação do transformador de modo a aumentar as tensões nos secundários e recalcular o filtro $L_o C_o$. Porém quanto maior a relação do transformador, maior será a potência nos secundários do mesmo.

Em virtude da independência entre as fases este projeto pode ser utilizado em condicionadores de tensão trifásico de 30kVA que possuam neutro.

Anexo I - Esquema Elétrico Completo do Condicionador de Tensão



ANEXO II – Esquema Elétrico do Condicionador de Tensão Dividido em Blocos

Circuito de Potência

O resistor R_{start} tem a função de limitar a corrente de cargas dos capacitores. O capacitor C_4 tem a função de desacoplar as indutâncias parasitas dos condutores.

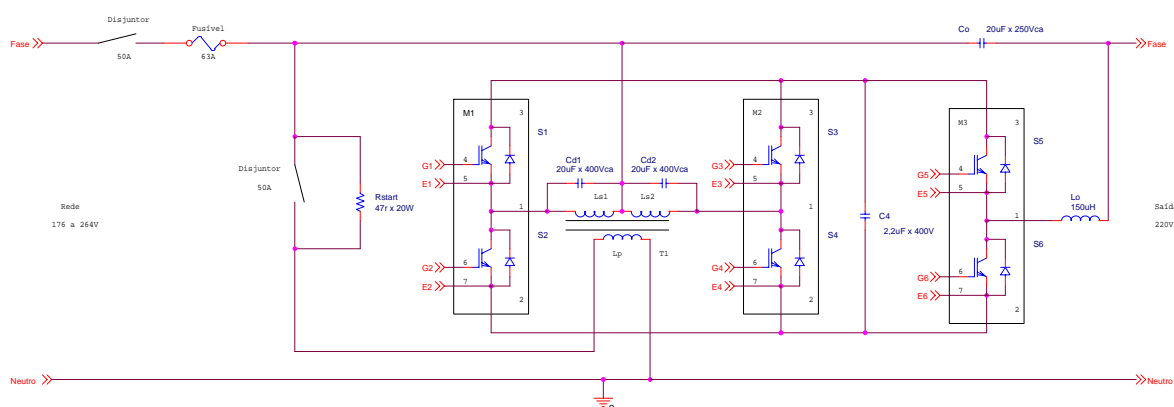


Fig. 99 – Circuito de potência do condicionador de tensão.

Sensor de Tensão

O sensor de tensão coleta uma amostra da tensão de saída para o circuito de controle do condicionador.

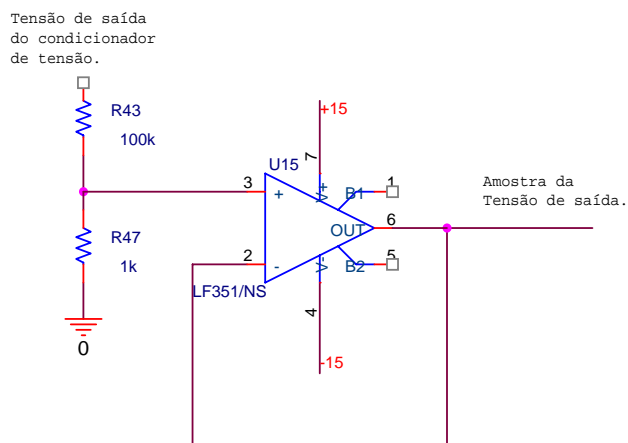


Fig. 100 – Sensor da tensão de saída.

Filtros Passa-Baixas

São utilizados vários filtros passa-baixas com objetivo de deixar passar somente a componente de 60Hz da tensão.

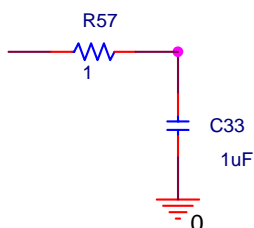


Fig. 101 – Filtro passa-baixas.

Retificador de Precisão

Este circuito é utilizado, logicamente, para retificar a tensão amostrada da saída.

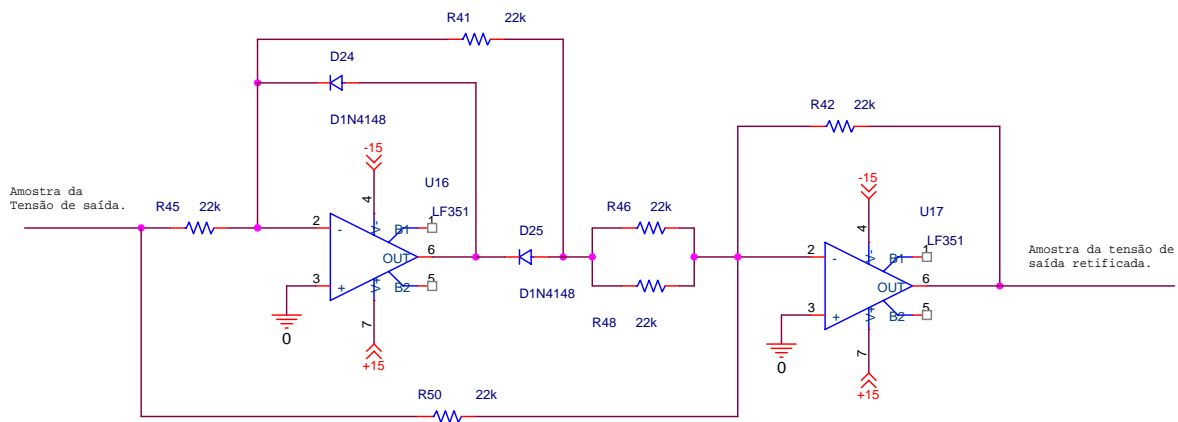


Fig. 102 – Retificador de Precisão.

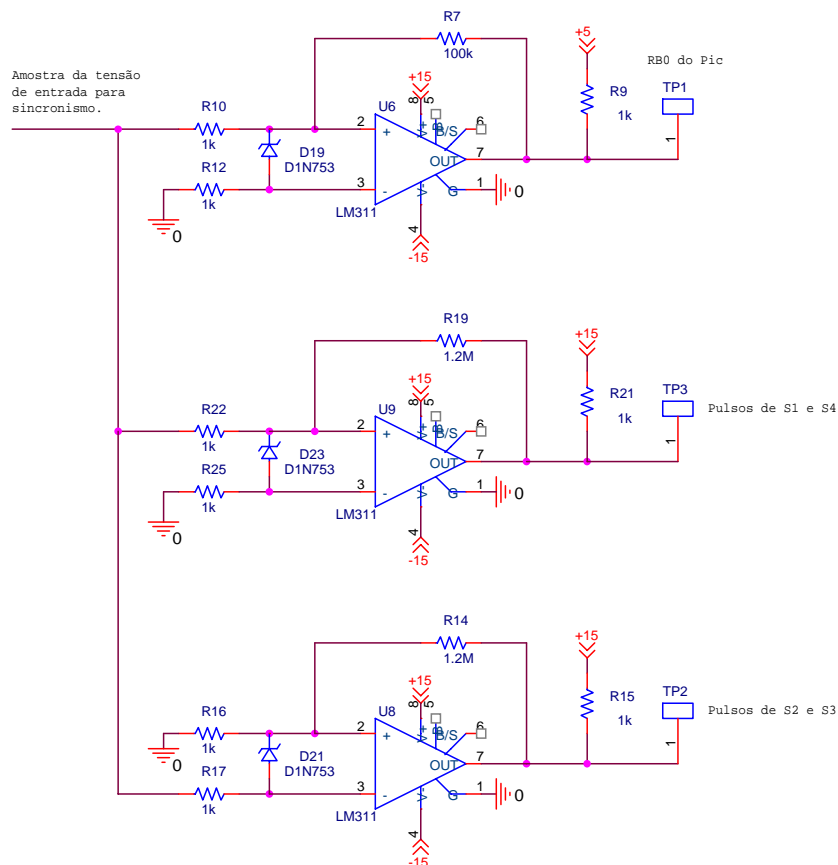


Fig. 104 – Sincronismo do Sinal de Referência e Pulsos de S_1 , S_2 , S_3 e S_4 .

Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID)

Este circuito recebe uma amostra da tensão de saída retificada e compara com a senóide de referência, também retificada, de modo a controlar a razão cíclica e a tensão de saída do condicionador.

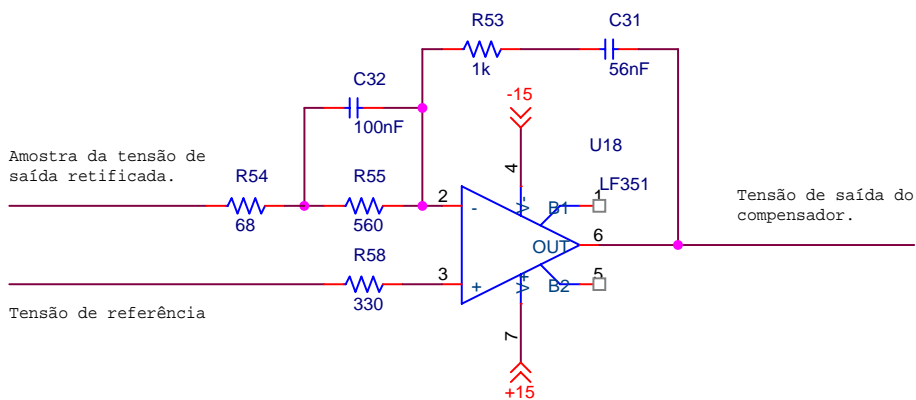


Fig. 105 – Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID).

Geração da Tensão de Controle para a Modulação PWM

O circuito do amplificador operacional U20 inverte a polaridade da tensão de saída do controlador PID. Já o integrado U19 faz a multiplexação deste sinal com a tensão de saída do PID de acordo com a polaridade da tensão da rede.

O objetivo de se trabalhar com referências retificadas e multiplexação é aumentar a velocidade de transição do semiciclo positivo para o negativo da tensão de controle da modulação PWM.

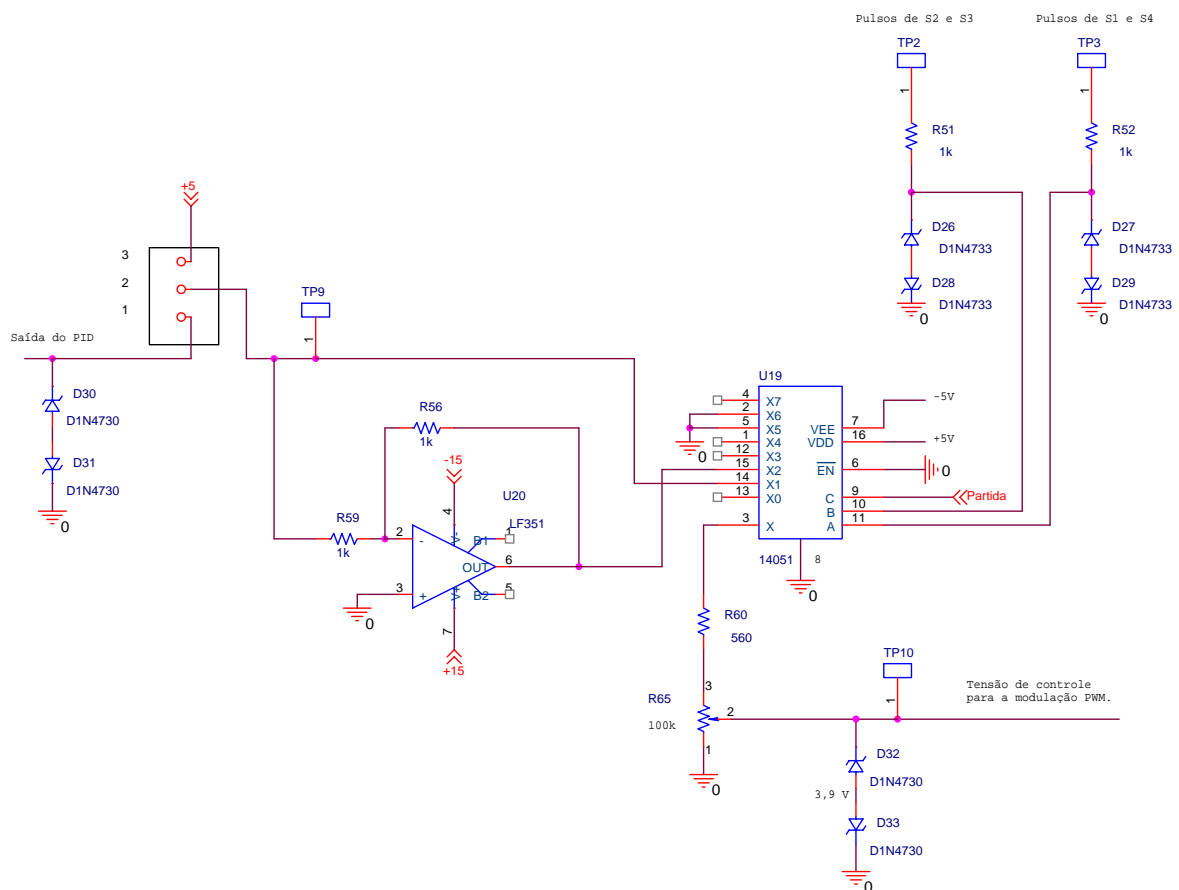


Fig. 106 – Geração da Tensão de Controle para a Modulação PWM.

Gerador do Sinal Triangular para a Modulação PWM

O presente circuito gera um sinal triangular na frequência de 20kHz. O valor da tensão de controle da modulação PWM dividida pelo pico deste sinal triangular irá gerar a razão cíclica das chaves S_5 e S_6 .

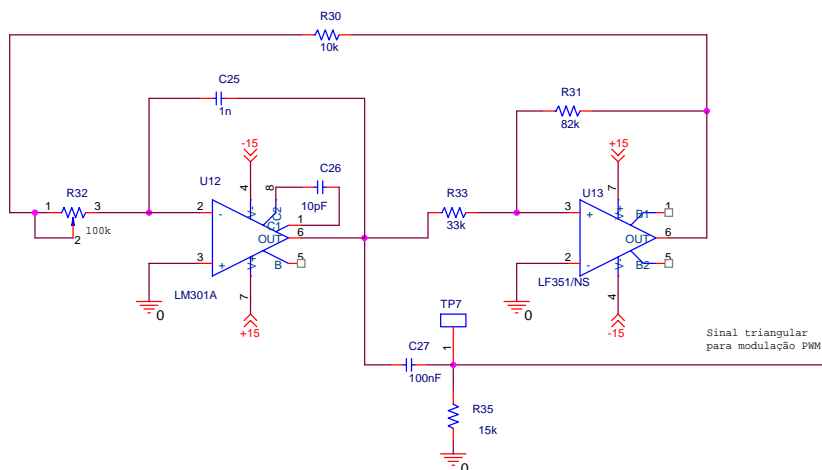


Fig. 107 – Gerador do Sinal Triangular para a Modulação PWM.

Comparador que Gera o Sinal PWM

Este circuito tem um comparador não inversor e um comparador inversor que geram os pulsos PWM complementares das chaves S_5 e S_6 . Todos os pulsos das chaves S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 passam por drives para gerar o tempo morto e isolar o comando das chaves.

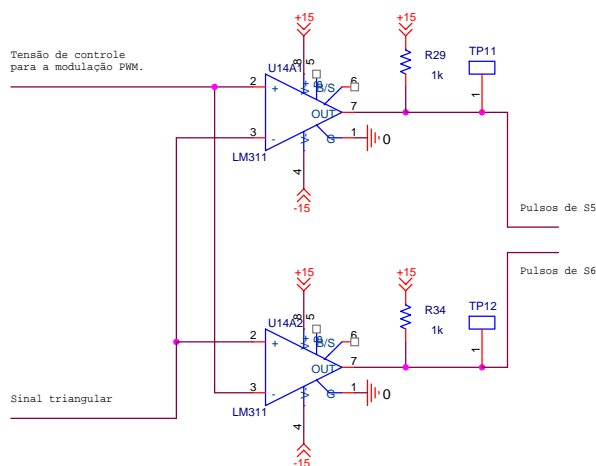


Fig. 108 – Comparador que Gera o Sinal PWM.

ANEXO III – Cálculo do Controlador PID

$V_i := 311V$	Tensão de pico nominal na entrada.
$\delta := 0,2$	Variação da tensão de entrada (+ ou - 20%).
$V_o := 311V$	Tensão de pico na saída.
$P_o := 10kW$	Potência de saída.
$\Delta I_{L_{I_o}} := 0,4$	Variação da corrente no indutor em relação a I_o de pico.
$\Delta I_{C_{V_o}} := 0,03$	Variação da tensão no capacitor em relação a V_o .
$n := 0,5$	Relação de transformação $n_{\text{primário}}/n_{\text{secundário}}$.
$f_s := 20kHz$	Frequência de chaveamento.
$L_d := 50\mu H$	Indutância de dispersão do secundário.
$C_d := 20\mu F$	Capacitor de desacoplamento do secundário.
$C_o := 20\mu F$	Capacitor de filtragem.
$L_o := 152\mu H$	Indutor de filtragem.

A partir da variação δ , especificada, calculamos as amplitudes máximas e mínimas da tensão de entrada:

$$V_{i_m\acute{a}x} := (1+\delta).V_i \quad \Rightarrow \quad V_{i_m\acute{a}x} = 373,2V$$

$$V_{i_m\acute{a}x} := (1-\delta).V_i \quad \Rightarrow \quad V_{i_m\acute{a}x} = 248,8V$$

Como o pior caso para o controle do condicionador de tensão ocorre quando a corrente da carga não-linear se extingue, consideramos uma resistência de carga muito alta.

$$R_o := 1000000\Omega$$

Para uma tensão de entrada igual a -20% do valor nominal, implica em uma razão cíclica $D:=0,75$.

Considerando uma frequência de cruzamento $f_c := f_s/8$. Então $f_c = 2,5kHz$

Esta frequência de cruzamento deve satisfazer o critério da amostragem $f_c \leq f_s/2$.

$$f := 1Hz, 10Hz .. 10^6Hz$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$s(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$V_{\text{ref}} := 3,11\text{V} \quad \Rightarrow \text{Amplitude da senóide retificada de referência.}$$

$$V_s := 5\text{V} \quad \Rightarrow \text{Tensão de pico da triangular que gera a modulação PWM.}$$

Reescrevendo o modelo do condicionador da equação (2.41):

$$G(f) := \frac{V_{\text{ref}}}{V_s} \cdot \left[\frac{2 \cdot n \cdot R_o \cdot L_d \cdot C_d \cdot s(f)^2 + (1 - 2 \cdot D) \cdot [n \cdot (2 \cdot D - 1) + 1] \cdot L_d \cdot s(f) + 2 \cdot n \cdot R_o}{L_o \cdot C_o \cdot L_d \cdot C_d \cdot R_o \cdot s(f)^4 + L_o \cdot L_d \cdot C_d \cdot s(f)^3 + [L_d \cdot C_o \cdot R_o \cdot (2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1) + (R_o \cdot L_d \cdot C_d) + (L_o \cdot C_o \cdot R_o)] \cdot s(f)^2 + [L_d \cdot (2 \cdot D^2 - 2 \cdot D + 1) + L_o] \cdot s(f) + R_o} \right]$$

$$G_{\text{db}}(f) := 20 \cdot \log(|G(f)|)$$

$$\text{A frequência de ressonância do filtro } L_o C_o \text{ é } f_o := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}} \Rightarrow f_o = 2,887\text{kHz}$$

Para que o sistema tenha erro nulo ao degrau colocamos um pólo na origem:

$$f_{p1} = 0\text{Hz}$$

Para tornar o sistema mais rápido colocamos o outro pólo nove vezes mais longe da frequência de ressonância do filtro $L_o C_o$.

$$f_{p2} = 9 \cdot f_o \quad \Rightarrow f_{p2} = 25,979\text{kHz}$$

Os dois zeros do compensador foram colocados na frequência de ressonância do filtro $L_o C_o$.

$$f_{z1} = f_o$$

$$f_{z2} = f_o$$

$$H_2 := -G_{\text{db}}(f_c) + 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2}}{f_c}\right) \quad \Rightarrow H_2 = -2,443$$

$$A_2 := 10^{\frac{H_2}{20}} \quad \Rightarrow A_2 = 0,755$$

$$H_1 := H_2 - 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2}}{f_o}\right) \quad \Rightarrow H_1 = -21,527$$

$$A_1 := 10^{\frac{H_1}{20}} \quad \Rightarrow A_1 = 0,084$$

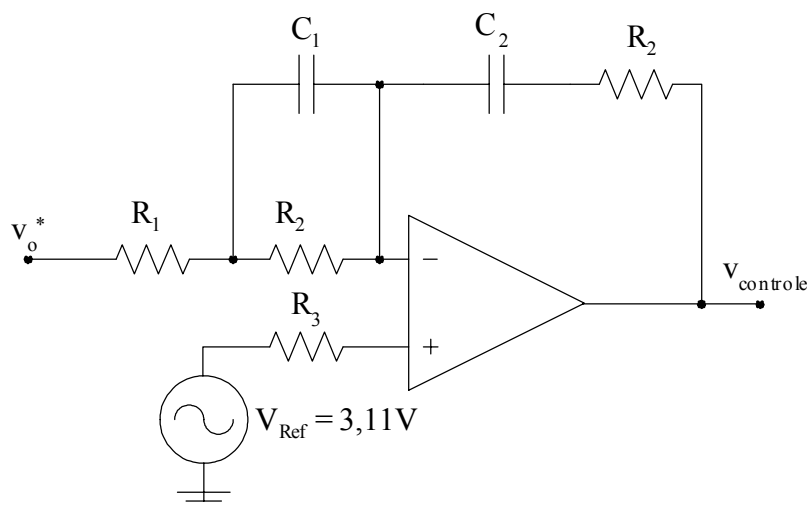


Fig. 109 – Controlador PID.

Definindo $C_1 := 100\text{nF}$

Então:

$$R_2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot C_1} \Rightarrow R_2 = 0,551\text{k}\Omega \Rightarrow R_2 := 560\text{k}\Omega$$

$$R_1 := R_2 \cdot \frac{A_1}{A_2 - A_1} \Rightarrow R_1 = 0,07\text{k}\Omega \Rightarrow R_1 := 68\Omega$$

$$R_4 := A_2 \cdot R_1 \Rightarrow R_4 = 0,051\text{k}\Omega$$

R_4 define o ganho do compensador k_{comp} . De acordo com a Fig. 63 o lugar das raízes do sistema em malha fechada que produz o melhor amortecimento do sistema em malha fechada, quando a corrente de carga se extingue, ocorre para um $k_{\text{comp}} \approx 15$.

O valor de R_4 que produz um $k_{\text{comp}} \approx 15$ é $R_4 := 1\text{k}\Omega$

$$C_2 := C_1 \cdot \frac{R_2}{R_4} \Rightarrow C_2 = 56\text{nF} \Rightarrow C_2 := 56\text{nF}$$

$$R_3 := \frac{R_2 \cdot R_4}{R_2 + R_4} \Rightarrow R_3 = 358,9\Omega \Rightarrow R_3 := 330\Omega$$

Os valores dos pólos e zeros do PID são dados pelas seguintes equações:

$$\omega_{z1} := \frac{1}{C_1 \cdot R_2} \quad \Rightarrow \quad \omega_{z1} = 17860 \text{ rad/seg} \quad \Rightarrow \quad f_{z1} = 2,842 \text{ kHz}$$

$$\omega_{z2} := \frac{1}{C_2 \cdot R_4} \quad \Rightarrow \quad \omega_{z2} = 17860 \text{ rad/seg} \quad \Rightarrow \quad f_{z1} = 2,842 \text{ kHz}$$

$$\omega_{p2} := \frac{1}{C_1 \cdot \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right)} \quad \Rightarrow \quad \omega_{p2} = 164900 \text{ rad/seg} \quad \Rightarrow \quad f_{p2} = 26,25 \text{ kHz}$$

$$f_{p1} = 0 \text{ Hz}$$

Dadas as funções de transferência do PID:

$$G_{\text{comp}}(f) := \frac{[1 + R_2 \cdot C_1 \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)] \cdot [1 + R_4 \cdot C_2 \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)]}{C_2 \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot (R_1 + R_2) \cdot \left[1 + C_1 \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f) \cdot R_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]}$$

$$G_c := \frac{(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + \omega_{z1}) \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + \omega_{z2})}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + \omega_{p2}) \cdot k_{\text{comp}}}$$

Assim k_{comp} pode ser calculado através da seguinte divisão:

$$k_{\text{comp}} := \frac{|G_{\text{comp}}(f_c)|}{|G_c(f_c)|} \quad \Rightarrow \quad k_{\text{comp}} = 14.706 \quad \text{Ganho do compensador.}$$

A seguir são apresentadas as respostas em frequência da função de transferência da planta em malha aberta e da função de transferência de laço aberto:

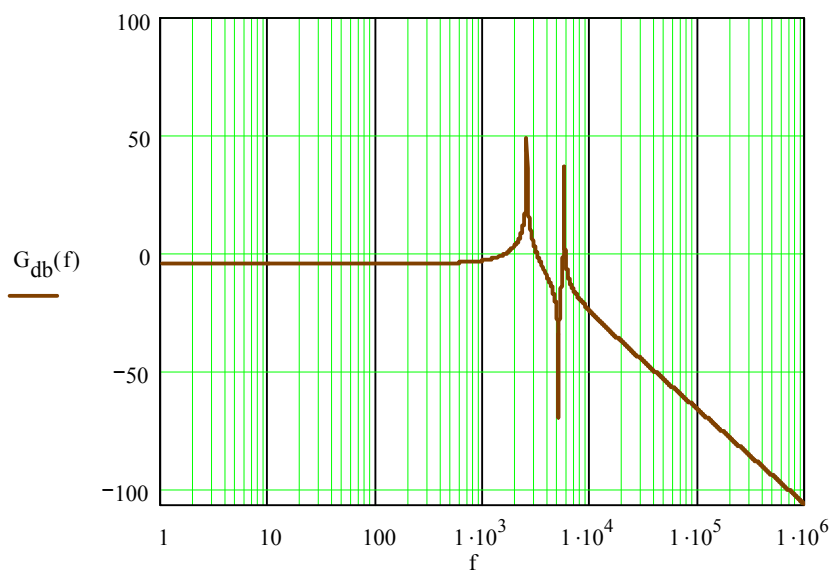


Fig. 110 – Resposta em frequência da função de transferência da planta em malha aberta.

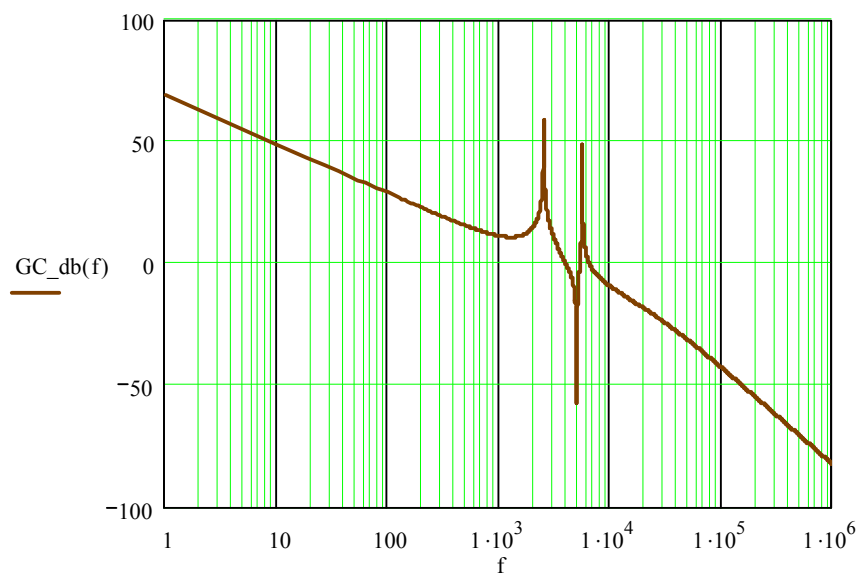


Fig. 111 – Respostas em frequência da função de transferência de laço aberto.

Nota-se que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto satisfaz o critério da amostragem $f_c \leq f_s/2$.

ANEXO IV – Projeto Físico do Indutor de Filtragem

A indutância de filtragem de $150\mu\text{H}$ foi implementada com dois indutores de $75\mu\text{H}$ ligados em série.

Especificações:

$$I_{Lp} := 78\text{A} \quad I_{Lef} := 46\text{A} \quad L_o := 75\mu\text{H} \quad f_s := 40\text{kHz} \quad \Delta I := 26\text{A}$$

Escolha do núcleo:

$$K := 0,7 \quad \Rightarrow \text{Fator de Enrolamento.}$$

$$J := 450 \text{ A/cm}^2 \quad \Rightarrow \text{Densidade de Corrente no Enrolamento do Indutor.}$$

$$B := 0,35 \text{ T} \quad \Rightarrow \text{Densidade de Fluxo Magnético para material do Tipo IP12.}$$

$$\mu_o := 4.\pi.10^7 \quad \Rightarrow \text{Permeabilidade magnética do vácuo.}$$

$$\Delta B := 2.B.\frac{\Delta I}{I_{Lp}} \quad \Rightarrow \Delta B = 0,233\text{T}$$

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_{Lef} \cdot I_{Lp} \cdot 10^4}{k.B.J} \quad \Rightarrow A_e A_w = 24,408\text{cm}^4$$

A partir destes dados escolhemos o núcleo EE 65/33/39 do fabricante Thornton.

Então:

$$A_e := 7,98 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 4\text{cm}^2$$

$$l_t := 11\text{cm}$$

$$V_e := 117,3 \text{ cm}^3$$

$$A_e A_w := A_e \cdot A_w \quad \Rightarrow A_e A_w = 31,92\text{cm}^4$$

Cálculo do número de espiras do indutor:

$$N := \frac{L_o \cdot I_{Lp}}{B \cdot A_e} \cdot 10^4 \Rightarrow N = 20,945 \Rightarrow \boxed{N := 21 \text{ espiras}}$$

Cálculo do entreferro:

$$l_g := \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o} \cdot 10^{-2} \Rightarrow l_g = 0,59 \text{ cm}$$

Perdas no núcleo:

$$k_H := 4 \cdot 10^{-5}$$

$$k_E := 4 \cdot 10^{-10}$$

$$P_{\text{nucleo}} := (\Delta B)^{2,4} \cdot (k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2) \cdot V_e \Rightarrow P_{\text{nucleo}} = 8 \text{ W}$$

Profundidade de penetração:

$$\Delta := \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \Rightarrow \boxed{\Delta = 0,038 \text{ cm}} \Rightarrow 2\Delta = 0,075 \text{ cm}$$

Sempre que a profundidade de penetração Δ for menor que o raio do condutor escolhido, devem-se associar condutores em paralelo, com isto, sabe-se que o diâmetro útil por onde haverá circulação de corrente é igual a 2Δ , o que corresponde a um fio com bitola 21AWG.

Assim:

$$A_{\text{cu}_{21}} := 0,00410 \text{ cm}^2$$

$$\rho_{21} = 0,00042 \Omega / \text{cm}$$

$$S_{21} = 0,00500 \text{ cm}^2$$

Seção dos condutores:

$$S := \frac{I_{Lef}}{J} \Rightarrow S = 0,102 \text{cm}^2$$

Como a área deste condutor é maior que a área do condutor de bitola 21AWG, se utilizarão condutores em paralelo.

Número de condutores em paralelo:

$$N_{\text{fios}} := \frac{S}{A_{\text{Cu21}}} \Rightarrow \boxed{N_{\text{fios}} = 25} \text{ fios de seção 21AWG.}$$

Cálculo da resistência do cabo de condutores:

$$R_{\text{fios}} := N_{\text{fios}} \cdot \frac{\rho_{21}}{N_{\text{fios}}} \cdot I_t \Rightarrow R_{\text{fios}} = 3,9 \text{m}\Omega$$

Perdas no cobre:

$$P_{\text{cu}} := R_{\text{fios}} \cdot I_{Lef}^2 \Rightarrow P_{\text{cu}} = 8,2 \text{W}$$

Perda total:

$$P_{\text{total}} := P_{\text{nucleo}} + P_{\text{cu}} \Rightarrow P_{\text{total}} = 16,2 \text{W}$$

Elevação de temperatura:

$$R_t := 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} \Rightarrow R_t = 6,4 \text{ }^\circ/\text{W}$$

$$\Delta t := P_{\text{total}} \cdot R_t \Rightarrow \Delta t = 103^\circ$$

Fator de ocupação:

$$A_{W_necessario} := \frac{N \cdot N_{\text{fios}} \cdot S_{21}}{0,7} \Rightarrow A_{W_necessario} = 3,753 \text{ cm}^2$$

Sabendo que $A_w = 4 \text{ cm}^2$. Então:

$$k_{\text{ocup}} := \frac{A_{W_necessario}}{A_w} \Rightarrow k_{\text{ocup}} = 0,938$$

$k_{\text{ocup}} > 1$. Então é possível a construção do indutor.

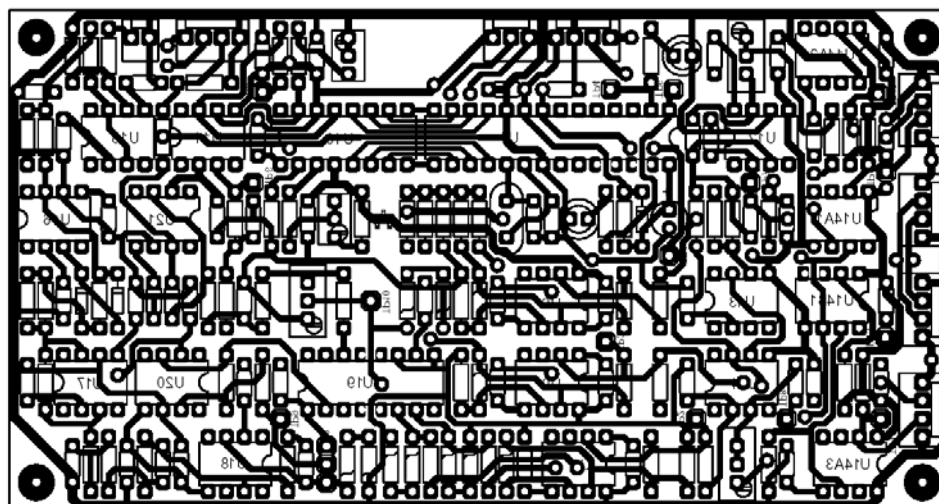
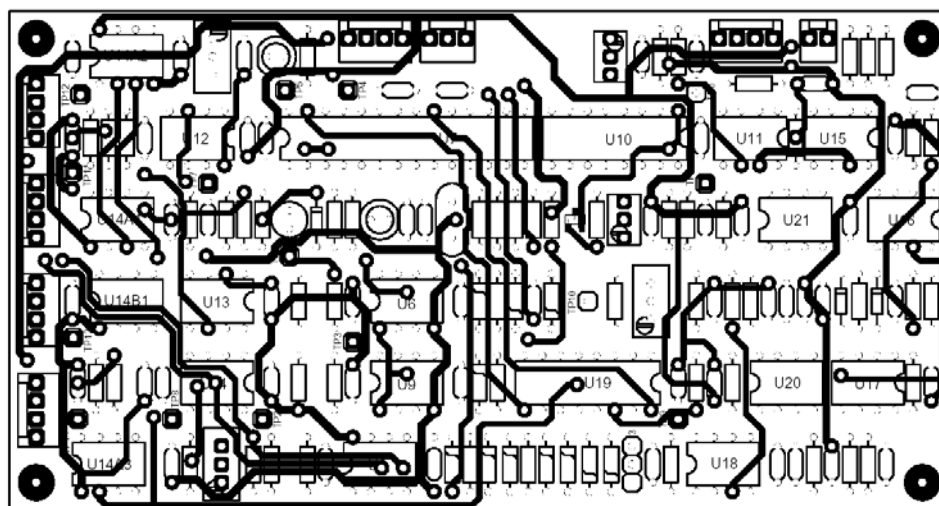
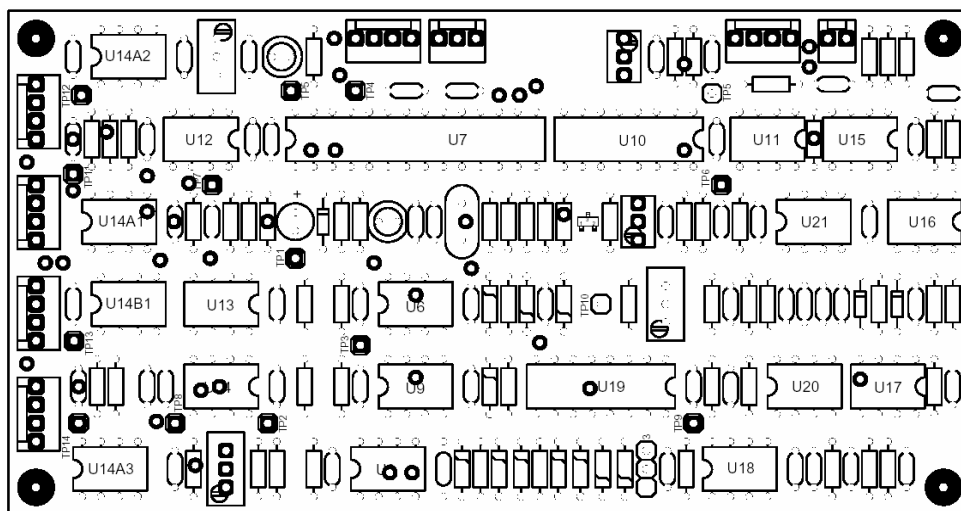
FERRITE NEE-65/33/39		
Parâmetros Efetivos do Núcleo		
Fat. do Núcleo $\Sigma l/A$	0,18	mm^{-1}
Compr. Efetivo l_e	147,0	mm
Área Efetiva A_e	798,0	mm^2
Área Mínima A_{min}	--	mm^2
Volume Efetivo V_e	117300,0	mm^3
Peso Aprox. (pç)	307,0	g

Dimensões em mm

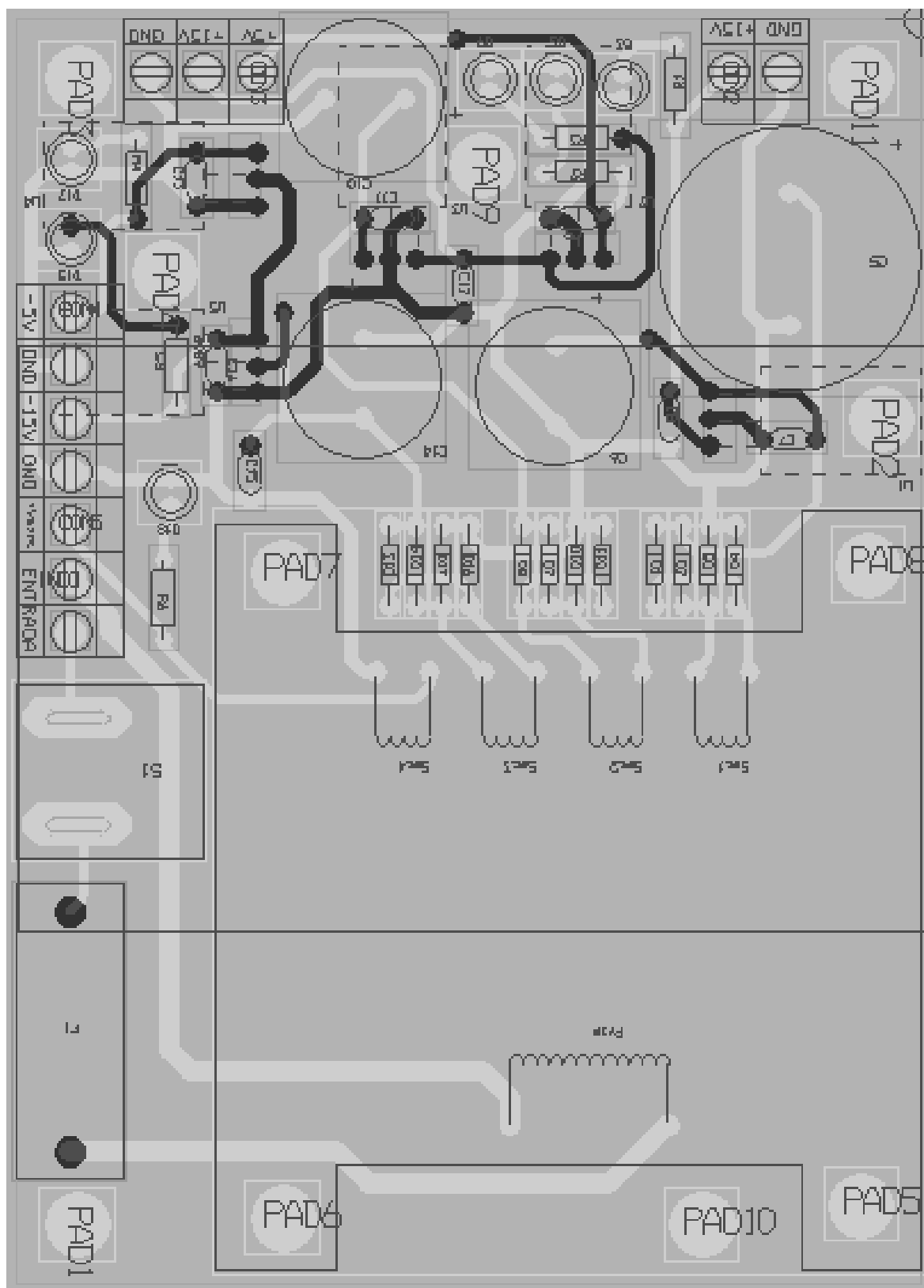
* A critério da Thornton, poderão ser coladas

Fig. 112 – Especificações do fabricante para o núcleo de ferrite.

Anexo V - Layout da Placa de Comando



Anexo VI – Layout da Fonte Auxiliar



Anexo VII - Lista de Materiais Utilizados

Item	Quantidade	Identificação	Componente
Módulo de IGBT			
1	3	SKM300GB063	Módulo de IGBTs
Disjuntor			
2	2	Disjuntor 50A	Disjuntor monofásico
Fusível			
3	1	Fusível 50A	Silized
4	1	Fusível 100mA	Cartucho
Chave			
5	1	S _{fonte_auxiliar}	Chave miniatura
Transformador			
6	1	T ₁	Transformador monofásico 4 kVA – 264V/132+132V
7	1	T _{fonte_auxiliar}	Transformador monofásico 30VA 220V/16V, 16V, 16V, 8V
Indutor			
8	1	L _o	2 x 76μH (46A)
Capacitor			
9	2	C _{d1} , C _{d2}	20μF x 400Vca
10	1	C _o	20μF x 250Vca
11	1	C ₄	2,2μF x 400V
12	1	C ₅	6800μF x 25V
13	1	C ₆	1000μF x 25V
14	13	C ₇ , C ₈ , C ₉ , C ₁₁ , C ₁₂ , C ₁₃ , C ₁₅ , C ₁₆ , C ₁₇ , C ₂₂ , C ₂₄ , C ₂₇ , C ₃₂	100nF x 63V
15	2	C ₁₀ , C ₁₄	3300μF x 25V
16	1	C ₁₈	4,7nF x 63V
17	2	C ₁₉ , C ₂₀	22pF x 63V

18	1	C ₂₁	22μF x 16V
19	1	C ₂₃	10nF x 63V
20	1	C ₂₅	1nF x 63V
	1	C ₂₆	10pF x 63V
21	1	C ₃₁	56nF x 63V
22	5	C ₂₉ , C ₃₀ , C ₃₃ , C ₃₅ , C ₃₆	1μF x 25V
23	2	C ₃₇ , C ₃₄	15nF x 63V
Diodo			
24	12	D ₁ , D ₂ , D ₄ , D ₅ , D ₇ , D ₈ , D ₁₀ , D ₁₁ , D ₁₃ , D ₁₄ , D ₁₆ , D ₁₇	1N4005
25	8	D ₃ , D ₆ , D ₉ , D ₁₂ , D ₁₅ , D ₁₈ , D ₂₀ , D ₃₄	Led colorido
26	3	D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₃	1N753
27	3	D ₂₂ , D ₂₄ , D ₂₅	1N4148
28	8	D ₂₆ , D ₂₇ , D ₂₈ , D ₂₉ , D ₃₀ , D ₃₁ , D ₃₂ , D ₃₃	1N4733
29	1	D ₃₅	LM4040
Resistor			
30	1	R _{start}	47r x 20W
31	3	R ₁ , R ₃ , R ₅	680r x 1/8W
32	3	R ₂ , R ₄ , R ₆	150r x 1/8W
33	4	R ₇ , R ₄₃ , R ₆₁ , R ₆₅	100k x 1/8W
34	20	R ₈ , R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ , R ₁₂ , R ₁₅ , R ₁₆ , R ₁₇ , R ₁₈ , R ₂₁ , R ₂₂ , R ₂₅ , R ₂₉ , R ₃₄ , R ₄₇ , R ₅₁ , R ₅₂ , R ₅₆ , R ₅₉ , R ₆₄	1k x 1/8W
35	2	R ₁₃ , R ₆₆	270r x 1/8W
36	2	R ₁₄ , R ₁₉	1,2M x 1/8W
37	2	R ₂₀ , R ₂₆	5,6k x 1/8W

38	2	R ₂₃ , R ₅₄	8,2k x 1/8W
39	1	R ₂₇	3,3k x 1/8W
40	6	R ₃₀ , R ₅₅ , R ₅₈ , R ₆₂ , R ₆₃ , R ₆₈	10k x 1/8W
41	1	R ₃₁	82k x 1/8W
42	1	R ₃₃	33k x 1/8W
43	1	R ₃₅	15k x 1/8W
44	6	R ₄₁ , R ₄₂ , R ₄₅ , R ₄₆ , R ₄₈ , R ₅₀	22k x 1/8W
45	3	R ₄₄ , R ₄₉ , R ₅₇	1r x 1/8W
46	1	R ₅₃	36k x 1/8W
47	1	R ₆₀	560r x 1/8W
48	1	R ₆₇	1,2k x 1/8W
Trimpot's			
49	1	R ₂₄	1k
50	1	R ₂₈	5k
51	2	R ₃₂ , R ₆₅	100k
Circuito Integrado			
52	2	U ₁ , U ₃	LM7815C
53	1	U ₂	LM7805C
54	1	U ₄	LM7905C
55	1	U ₅	LM7915C
56	5	U ₆ , U ₈ , U ₉ , U _{14A1} , U _{14A2}	LM311
57	1	U ₇	PIC16C73B
58	1	U ₁₀	DAC0800
59	1	U ₁₁	LM741
60	1	U ₁₂	LM301A
61	7	U ₁₃ , U ₁₅ , U ₁₆ , U ₁₇ , U ₁₈ , U ₂₀ , U ₂₁	LF351 ou LF411
62	1	U ₉	14051
63	1	U ₂₂	

Cristal			
64	1	Y ₁	20MHz
Dissipador			
65	1	Dissipador	SP 0,25
Ventilador			
66	1	Ventilador	SK2120-AC-220V

A tabela abaixo lista novamente os resistores que devem ser de precisão.

Item	Quantidade	Identificação	Circuito
Resistores de precisão			
1	1	R ₄₃	Sensoriamento da saída
2	1	R ₄₇	
3	1	R ₄₁	Retificador de precisão
4	1	R ₄₂	
5	1	R ₄₅	
6	1	R ₄₆	
7	1	R ₄₈	
8	1	R ₄₄	Filtro passa-baixas
9	1	R ₅₇	
10	1	R ₂₀	Senóide de referência
11	1	R ₂₃	
12	1	R ₂₆	
13	1	R ₂₇	
14	1	R ₅₃	Compensador de tensão
15	1	R ₅₄	
16	1	R ₅₅	
17	1	R ₅₈	
18	1	R ₅₆	Lógica dos sinais de controle
19	1	R ₅₉	
20	1	R ₆₀	

Referências Bibliográficas

- [1] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*. Florianópolis, SC – Brasil – Edição do Autor, 2000.
- [2] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis, SC – Brasil – Edição do Autor, 2000.
- [3] BARBI, Ivo. *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis, SC – Brasil – Edição do Autor, 2001.
- [4] IEEE 519, Institute of Electrical and Electronics Engineers – *Recommended Practices for Harmonic Control in Electronic Power System* - 1992.
- [5] KASSICK, Enio Valmor. *Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal a Tiristor*. Florianópolis, SC – Brasil, 1983. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] KWON, Bong-Hwan et al. Novel Line Conditioner with Voltage Up/Down Capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, nº5, p. 1110-1119, 2002.
- [7] MELLO, Luis Fernando P. *Análise e Projeto de Fontes Chaveadas*. São Paulo, SP – Editora Érica, 1996.
- [8] OZPINECI, Burak; TOLBERT, Leon M. *Cycloconverters*. Department of Electrical and Computer Engineering University of Tennessee – Knoxville – USA <http://www.pels.org/Comm/Education/Tutorials/cycloconvertertutorial.pdf>
- [9] PETRY, Clóvis A. *AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner*. 7º Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003), Fortaleza, CE – Brazil, p. 509-514, setembro, 2003.

- [10] PETRY, Clóvis A. *Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares*. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [11] VORPÉRIAN, Vatché. *Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems – Vol. 26, No. 3, May 1990.