

RICARDO LUIZ ALVES

**FONTES AUXILIARES DE ALIMENTAÇÃO PARA
CONVERSORES DE ALTA POTÊNCIA E
ELEVADA TENSÃO NO BARRAMENTO CC**

FLORIANÓPOLIS

2003

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

**FONTES AUXILIARES DE ALIMENTAÇÃO PARA
CONVERSORES DE ALTA POTÊNCIA E
ELEVADA TENSÃO NO BARRAMENTO CC**

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

RICARDO LUIZ ALVES

Florianópolis, fevereiro de 2003.

FONTES AUXILIARES DE ALIMENTAÇÃO PARA CONVERSORES DE ALTA POTÊNCIA E ELEVADA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

Ricardo Luiz Alves

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em **Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador

Prof. Edson Roberto de Pieri, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Prof. Marcelo Mezaroba , Dr. Ing.

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

FONTES AUXILIARES DE ALIMENTAÇÃO PARA CONVERSORES DE ALTA POTÊNCIA E ELEVADA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

Ricardo Luiz Alves

Fevereiro/2003

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Fontes de alimentação, conversores CC - CC, alta tensão.

Número de Páginas: 147.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo de uma nova topologia de conversor CC-CC PWM destinado a aplicações com elevada tensão de entrada. A nova estrutura é baseada no conversor meia ponte clássico, mantendo características de funcionamento semelhantes, porém a tensão máxima aplicada sobre os interruptores é igual à metade da tensão no barramento de entrada.

A redução de tensão sobre os interruptores permite a utilização de interruptores de menor custo, além de contribuir na elevação do rendimento do conversor, pois diminui as perdas de comutação e de condução.

O conversor estudado opera como fonte auxiliar em um sistema de alta potência aplicado em telecomunicações. Foram estabelecidos no estudo o princípio de funcionamento, a análise teórica, procedimento de projeto, simulação e obtidos os resultados práticos.

O protótipo implementado foi projetado para fornecer uma potência de aproximadamente 150W e operar com um barramento de tensão variável entre 400V e 900V. Os resultados obtidos mostraram que esta estrutura apresentou uma divisão equitativa das tensões sobre os interruptores para toda a faixa de variação da tensão de entrada.

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

AUXILIARY POWER SUPPLIES TO HIGH POWER CONVERTERS WITH HIGH DC BUS VOLTAGE

Ricardo Luiz Alves

February/2003

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Power electronics, power supplies, power factor correction, and DC-DC converters.

Number of Pages: 147.

ABSTRACT: This work presents a new DC-DC PWM converter for high input voltage applications. The new structure is based in the classical half-bridge converter, keeping similar operation characteristics, however the maximum voltage across the switches is half the DC bus voltage.

The voltage reduction in the switches allows the use of cheaper switches, beside to contribute to increase of converter efficiency, whereas reducing conduction losses.

The converter is studied to operate as an auxiliary power supply in a high power telecommunication supply. In the study was established the operating principles, theoretical analysis, design procedure, simulation and obtained practical results.

The prototype assembled was designed to provide to the output approximately 150W and operate with a DC bus voltage between 400V and 900V. The results obtained showed that this structure presents a good voltage distribution among the switches (half of the DC Bus voltage).

“Na estrada de nossas vidas, não receberemos a sabedoria de outrem, mas por nossas determinações e sacrifícios, pois só assim os conhecimentos obtidos se tornarão perduráveis e eternos...”

Proust

À Deus, por ter iluminado meus caminhos, especialmente durante a realização deste trabalho, e por ser uma inesgotável fonte de inspiração e energia, sobretudo nos momentos de dificuldade.

Aos meus pais, Luiz Carlos e Sonia, pelo estímulo e compreensão que permitiram a conclusão de mais este trabalho.

À Rejane, por me proporcionar tantos momentos de alegria, pelo incentivo e principalmente por seu carinho e afeto sempre presentes.

AGRADECIMENTOS

Gostaria primeiramente de agradecer, e também pedir perdão, àquelas pessoas as quais possa ter me esquecido de citar, pois foram tantas as pessoas que, de uma forma ou de outra, contribuíram para que eu pudesse chegar até aqui, que tenho a certeza de esquecer de alguma.

Ao meu orientador Prof. Dr. Ivo Barbi, por sua competência, dedicação, segurança e experiência que tornaram o caminho percorrido muito menos pedregoso.

A todos os Professores que participaram de minha formação na Pós-Graduação. Em especial ao Prof. Dr. Arnaldo J. Perin, por ter sido quem me acompanhou durante os primeiros passos dados nos caminhos da Eletrônica de Potência. Agradeço também aos demais professores do Instituto de Eletrônica de Potência, Prof. Dr. Alexandre Ferrari de Souza, Prof. Dr. Ênio Valmor Kassik, Prof. Dr. Denizar Cruz Martins, Prof. Dr. Hari Bruno Mohr, Prof. Dr. João Carlos dos Santos Fagundes pelos ensinamentos e conhecimentos transmitidos.

Aos colegas da turma do curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Carlos Henrique Illa Font, Eduardo Inácio Pereira, Rafael Takasaki Carvalho, Dirk Lindek e Douglas Pereira da Silva, com quem passei importantes momentos, principalmente durante a etapa de créditos.

Ao meu amigo, Carlos Henrique Illa Font, com quem desde a época de graduação tive momentos de agradável convivência e sincera amizade.

Aos Engenheiros Fabiana Potker de Souza, Dra. e Eduardo Felix Romanelli, Dr. pelo auxílio prestado e pelas contribuições fornecidas.

Aos técnicos do INEP, sobretudo “Coelho” e “Pacheco”, que desde que eu era bolsista sempre me incentivaram e ajudaram nas questões práticas e de bancada.

Às secretárias do INEP, Patrícia e Dulcemar, pela simpatia, cordialidade e disponibilidade.

À Capes, pela bolsa de estudos concedida que permitiu minha total dedicação a este trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina, bem como todos os seus funcionários, especialmente aos da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo suporte fornecido.

À todos que, direta ou indiretamente, colaboraram para a conclusão deste trabalho;

meus sinceros agradecimentos.

Ricardo Luiz Alves

SUMÁRIO

SUMÁRIO	X
LISTA DE SÍMBOLOS	XIV
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPITULO 1 – O CONVERSOR DE ALTA POTÊNCIA E ELEVADA TENSÃO NO BARRAMENTO CC.....	6
1.1- INTRODUÇÃO	6
1.2 ESTRUTURA DO RETIFICADOR DE ALTA POTÊNCIA.	7
1.2.1 - <i>Outras Particularidades do barramento CC</i>	11
1.8 CONCLUSÃO	17
CAPITULO 2 – SELEÇÃO DA TOPOLOGIA	18
2.1. INTRODUÇÃO	18
2.2. O CONVERSOR “DUPLO HALF-BRIGDE”	19
2.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO	20
2.4. ANÁLISE MATEMÁTICA	27
2.4.1– <i>Tensão média na carga</i>	27
2.4.2 – <i>Corrente média na carga</i>	28
2.4.3 – <i>Característica de transferência estática</i>	28
2.4.4 – <i>Ondulação de corrente no indutor</i>	30
2.4.5 – <i>Valor máximo de corrente no indutor L_o</i>	31
2.4.6 – <i>Valor mínimo de corrente no indutor L_o</i>	32
2.4.7 – <i>Ondulação de tensão na carga</i>	32
2.4.8 – <i>Tensão Máxima nos Interruptores</i>	34
2.4.9 – <i>Corrente de pico nos Interruptores</i>	35
2.4.10 – <i>Corrente média nos Interruptores</i>	35
2.4.11 – <i>Corrente eficaz nos Interruptores</i>	37
2.4.12 – <i>Dimensionamento do capacitor de acoplamento</i>	39
2.5 - EXEMPLO DE PROJETO.....	41

2.5.1 – Especificações do projeto	41
2.5.2 – Cálculo da relação de transformação	42
2.5.3 – Cálculo dos Indutores de Saída	43
2.5.4 – Cálculo dos Capacitores de Saída	43
2.5.5 – Tensão máxima nos interruptores	43
2.5.6 – Corrente de pico nos interruptores	44
2.5.7 – Corrente média nos interruptores	44
2.5.8 – Corrente eficaz nos interruptores	44
2.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	44
2.6.1 - Análise para mínima tensão de entrada	44
2.6.1.1 - Tensões nos interruptores	45
2.6.1.2 - Tensões nos primários dos transformadores	45
2.6.1.3. Tensão dos secundários retificada	46
2.6.1.4. – Tensões de saída	46
2.6.1.5. – Corrente no enrolamento primário e nos interruptores:	47
2.6.1.6. – Corrente média e eficaz nos interruptores:	48
2.6.1.7. – Corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores:	48
2.6.2 Análise para máxima tensão de entrada	49
2.6.2.1. - Tensão nos interruptores	49
2.6.2.2. - Tensões nos primários dos transformadores	49
2.6.2.3. Tensão dos secundários retificada	50
2.6.2.4. – Tensões de saída	50
2.6.2.5 – Corrente no enrolamento primário e nos interruptores	51
2.6.2.6 – Corrente média e eficaz nos interruptores	51
2.6.2.7 – Corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores	52
2.8 CONCLUSÃO	52
CAPITULO 3 – PROJETO DA MALHA DE CONTROLE.....	53
3.1 - INTRODUÇÃO	53
3.2 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	53
3.2.1 - Caracterização da planta	53
3.2.2 Função de transferência $G_v(s)$	57

3.2.3 Função de transferência $G_d(s)$	58
3.3 PROJETO DO COMPENSADOR	60
3.3.1 Frequência de transição do zero do conversor	61
3.3.2 Frequência dos pólos do conversor.....	61
3.3.3 Função de transferência do compensador PID.....	62
3.3.4 Determinação da frequência de cruzamento	62
3.3.5 Cálculo do Ganho de $G_d(s)$ na frequência de cruzamento	63
3.3.6 Cálculo do Ganho de $H_c(s)$ na frequência de cruzamento.....	63
3.3.7 Cálculo do Ganho do Divisor Resistivo:	64
3.3.8 Ganho do modulador PWM.....	64
3.3.9 Ganho do compensador (K_c) na frequência de cruzamento.	65
3.3.10 Determinação dos parâmetros práticos do compensador.	65
3.3.11 Função de transferência de laço aberto (FTLA)	67
3.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA	68
3.4.1 Análise para transitório de carga.....	68
3.4.2 Análise para transitório da tensão de barramento.....	70
3.5 CONCLUSÃO	71
CAPÍTULO 4 – ASPECTOS CONSTRUTIVOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	72
4.1 INTRODUÇÃO.....	72
4.2 PROJETO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	72
4.2.1 Especificações dos Indutores de filtragem	72
4.2.2 Especificação dos transformadores.....	74
4.3 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES	75
4.4 ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS RETIFICADORES.....	76
4.5 REGULADORES LINEARES.....	76
4.6 CAPACITORES DE FILTRAGEM.....	76
4.7 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO IMPLEMENTADO.	77
4.8 LISTA DE MATERIAL	78
4.9 LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	82
4.10 FORMAS DE ONDA OBTIDAS	83
4.11 CONCLUSÃO	93

CONCLUSÃO GERAL	95
APÊNDICE A – PROJETO DO CIRCUITO DE DRIVER.....	97
A.1 – INTRODUÇÃO	98
A.2 - O CIRCUITO INTEGRADO UC3525.	98
A.3 - GERAÇÃO DOS PULSOS DE COMANDO.	99
A.4 - CIRCUITO DE DRIVER.....	101
A.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	102
APÊNDICE B – CIRCUITO AUXILIAR DE PARTIDA	104
B.1 INTRODUÇÃO	105
B.2 - FUNCIONAMENTO	105
B.3 - DIMENSIONAMENTO	106
APÊNDICE C – PLANILHA DE CALCULOS.	107
APÊNDICE D – DATASHEETS DOS MATERIAIS MAGNÉTICOS UTILIZADOS.	131
APÊNDICE E – NETLIST E DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO SIMULADO	140
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	146

LISTA DE SÍMBOLOS

Simbologia adotada nos equacionamentos:

Símbolo	Significado	Unidade
A_w	Área da Janela do núcleo magnético	cm ²
A_e	Área da perna central do núcleo magnético	cm ²
A_{cu}	Área de cobre do condutor elétrico	cm ²
B	Densidade de Fluxo magnético	T
C_1, C_2	Capacitores do Barramento CC	F
C_o	Capacitância de filtragem	F
C_s	Capacitância de bloqueio de componente DC	F
$C_{o_{eq}}$	Capacitância equivalente total refletia para a saída controlada	F
C_i	Elemento prático do controlador	F
C_f	Elemento prático do controlador	F
C_T	Capacitância externa utilizada para gerar a onda dente de serra no CI	F
D	Razão Cíclica	
D_{max}	Máxima razão cíclica	
E	Tensão de Barramento	V
E_{min}	Mínimo valor da tensão de Barramento	V
f	Frequência da tensão V_f	Hz
f_s	Frequência de comutação	Hz
f_r	Frequência de ressonância do filtro de saída	Hz
f_{zd}	Frequência do zero da planta	Hz
f_{pd}	Frequência do pólo da planta	Hz
f_{pc1}, f_{pc2}	Frequências dos pólos do controlador	Hz
f_{zc1}, f_{zc2}	Frequências dos zeros do controlador	Hz

f_c	Freqüências de cruzamento	Hz
f_r	Freqüência de ressonância do filtro de saída	Hz
f_{zd}	Freqüência do zero da planta	Hz
f_{pd}	Freqüência do pólo da planta	Hz
f_{pc1}, f_{pc2}	Freqüências dos pólos do controlador	Hz
f_{zc1}, f_{zc2}	Freqüências dos zeros do controlador	Hz
f_c	Freqüências de cruzamento	Hz
f_{osc}	Freqüência de oscilação do circuito integrado	Hz
$G_V(s)$	Função de transferência (tensão de saída x tensão de entrada)	
$G_d(s)$	Função de transferência (tensão de saída x razão cíclica)	
$G_{L_aberto}(s)$	Função de transferência de laço aberto	
$G_{dB}(s)$	Função de transferência do conversor expressa em decibéis	dB
$H_c(s)$	Função de transferência do controlador	
$H_{C_{dB}}(s)$	Função de transferência do compensador expressa em decibéis	dB
$i_{C_1}(t), i_{C_2}(t)$	Corrente nos capacitores de ponto médio	A
$i_1(t), i_2(t)$	Corrente na impedância de entrada da fonte auxiliar	A
i_{Lo}	Corrente no indutor de filtragem	A
I_{T1pri}, I_{T2pri}	Corrente nos enrolamentos primários dos transformadores	A
$I_{S1}, I_{S2}, I_{S3}, I_{S4}$	Corrente sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4	V
$I_{D1}, I_{D2}, \dots, I_{D20}$	Corrente nos diodos retificadores	A
I_{Lo}	Corrente no Indutor	A
$I_{Lo_{max}}$	Corrente máxima no Indutor	A
$I_{Lo_{min}}$	Corrente mínima no Indutor	A
I_o	Corrente de saída	A
I_{LoCC}	Componente contínua da corrente no Indutor	A

I_{LoCA}	Componente alternada da corrente no Indutor	A
$i_{C1}(t)$	Parcela com derivada positiva da corrente do capacitor	A
$i_{C2}(t)$	Parcela com derivada negativa da corrente do capacitor	A
I_{Smax}	Máximo valor de corrente sobre os interruptores	A
I_{pri}	Corrente no enrolamento primário do transformador	A
$I_{pri\max}$	Corrente máxima no enrolamento primário do transformador	A
$i_s(t)$	Corrente no interruptor	A
I_{Smed}	Corrente média sobre os interruptores	A
I_{Sef}	Corrente eficaz sobre os interruptores	A
I_{Lef}	Corrente eficaz sobre o indutor de filtragem	A
J	Densidade de corrente elétrica	A/cm ²
k	Constante referente ao número de saídas	
$K_{v1}, K_{v2}, K_{v3}, K_{v4}$	Constantes usadas na modelagem do conversor	
$K_{d1}, K_{d2}, K_{d3}, K_{d4}$	Constantes usadas na modelagem do conversor	
K_V	Ganho do sensor de tensão (divisor resistivo)	
K_{PWM}	Ganho do modulador PWM	
$K_{PWM_{dB}}(s)$	Função de transferência do modulador PWM expressa em decibéis	dB
k_w	Fator de utilização do núcleo magnético	
L_o	Indutância de filtragem	H
L_{opri}	Indutância de saída refletida para o lado primário	H
L_{oeq}	Indutância equivalente total refletida para a saída controlada	H
l_g	Comprimento do entreferro	cm
N_p	Número de espiras do enrolamento primário	
n	Relação de transformação	
n_{esp}	Número de espiras	
R_o	Resistência equivalente de carga	A

R_{eq}	Resistência efetiva de carga	Ω
R_1, R_2	Elementos do sensor de tensão	dB
R_{fz}	Elemento prático do controlador	Ω
R_{ip}	Elemento prático do controlador	Ω
R_{ref}	Elemento prático do controlador	Ω
R_T	Resistência externa utilizada para gerar a onda dente de serra no CI	Ω
R_D	Resistência externa utilizada para limitar a razão cíclica	Ω
T	Período da tensão V_f	s
t_c	Intervalo de condução do interruptor	s
T_s	Período de comutação	s
T_s	Período de comutação	s
V_{CC}	Tensão de saída do retificador trifásico três níveis operando como retificador a diodos	V
$V_{CC_{min}}$	Tensão de saída do retificador para tensão mínima de entrada	V
$V_{linha_{eficaz}}$	Valor nominal das tensões eficazes de linha	V
$V_{L_{pico\ max}}$	Máximo valor de pico da tensão de linha	V
V_o	Tensão de saída do retificador trifásico três níveis	V
$V_{o\ max}$	Máxima tensão de saída do retificador trifásico três níveis	V
$V_1(t), V_2(t)$	Tensão sobre os capacitores de ponto médio	V
$V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}, V_{S4}$	Tensão sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4	V
V_{T1Sec1}, V_{T1Sec2}	Tensão nos enrolamentos secundários do transformador 1	V
V_{T2Sec1}, V_{T2Sec2}	Tensão nos enrolamentos secundários do transformador 2	V
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário	
V_f	Tensão na saída da ponte retificadora (ponto "f")	V
$V_{S1\ max}, \dots, V_{S4\ max}$	Tensão máxima sobre os interruptores S1, S2, S3 e S4	V
V_i	Tensão contínua equivalente no secundário do transformador	V

Z_1, Z_2	Impedância equivalente de entrada da fonte auxiliar	Ω
α	Constante	
ΔI_{L_o}	Ondulação de Corrente no Indutor	A
$\Delta I_{L_o \max}$	Máxima ondulação de Corrente no Indutor	A
ΔI_{C_o}	Ondulação de corrente no capacitor	A
ΔV_o	Ondulação de tensão na carga	V
ΔV_{C_o}	Ondulação de tensão no capacitor	V
$\Delta V_{C_o \max}$	Máxima ondulação de tensão no capacitor	V
$\Delta V_{C_o \min}$	Mínima ondulação de tensão no capacitor	V
ΔV_{C_s}	Ondulação de tensão no Capacitor de bloqueio de componente DC	V
η	Rendimento	

Simbologia adotada nas figuras:

C	Capacitor
D	Diodo
E	Fonte de tensão constante
L	Indutor
S	Interruptor controlado
R	Resistor
V	Fonte de tensão
M	MOSFET
T	Transformador

Acrônimos e abreviaturas:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
CI	Circuito Integrado
DC	Corrente Contínua
AC	Corrente Alternada
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo

Símbolos de unidades de Grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
Ω	ohm
A	ampére
F	faraday
H	henry
Hz	hertz
m	metro
T	Tesla
s	segundo
V	Volt
dB	decibel
rad	Radiano
W	watt

Sub-índices utilizados:

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
max	máximo
min	mínimo
med	médio
ef	eficaz

INTRODUÇÃO GERAL

Nos séculos XVII e XVIII, enquanto as idéias iluministas se espalhavam pela Europa, uma febre de novas descobertas e inventos tomou conta do continente. O avanço científico deste período colocou à disposição do homem informações tão importantes que acabaram por mudar de forma radical a vida dos seres humanos.

Uma das importantes descobertas desta época foi a existência da eletricidade, em 1853, pelo italiano Alessandro Volta. Sem sombra de dúvidas, o progresso da civilização no século XX está intimamente ligado ao processo de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica [12].

As primeiras instalações elétricas surgiram em 1882 na cidade de Nova York, onde Thomas Alva Edison provou a viabilidade da exploração comercial da energia elétrica.

A transmissão de energia em corrente contínua, defendida por Edison, apresentava o problema das elevadas quedas de tensão nas linhas de transmissão e logo foi substituída pela transmissão em corrente alternada. Nikola Tesla é considerado o responsável pela adoção na América de Norte do sistema elétrico trifásico de 60Hz, tornado-se mais tarde o sistema adotado até hoje em quase todos os países do mundo.

Entretanto, para inúmeras aplicações, principalmente para a alimentação de equipamentos eletrônicos, é necessária uma energia sob a forma de corrente contínua. Desta necessidade surgiram os conversores CA-CC, mais conhecidos como retificadores.

Em aplicações com potências superiores a alguns quilowatts são utilizados retificadores trifásicos para garantir o equilíbrio de potência entre as fases. Os primeiros retificadores concebidos utilizavam apenas diodos, o que não permitia nenhum tipo de controle sobre o fluxo de potência ou do valor da tensão de saída. Mais tarde, com os retificadores a tiristores foi possível obter um maior controle sobre este tipo de estrutura.

Apesar de manter o equilíbrio de potência entre as fases, tanto os retificadores a diodos quanto os a tiristores trazem vários problemas para a rede de energia elétrica, dentre os quais destacam-se:

- ✓ Distorção harmônica das correntes de entrada, reduzindo o fator de potência;
- ✓ Distorção das tensões de alimentação;
- ✓ Aumento das perdas nas redes de distribuição e nos transformadores;

- ✓ Interferência eletromagnética prejudicando o funcionamento de outros equipamentos.

Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, que é uma ciência que tem por objetivo proporcionar o uso da energia elétrica de forma mais eficiente através da utilização de elementos semicondutores para a conversão da energia elétrica e controle do fluxo de potência entre fontes de energia e cargas, surgiram os retificadores PWM trifásicos com alto fator de potência.

Dentre as topologias de retificadores de alto fator de potência encontradas na literatura destacam-se as topologias a dois e a três níveis. Em aplicações onde as tensões de barramento são mais elevadas as topologias a três níveis são mais indicadas por aplicarem sobre os interruptores apenas a metade desta tensão, enquanto que na topologia a dois níveis os interruptores ficam submetidos à toda a tensão do barramento.

Na Fig 1 são mostradas as principais aplicações da eletrônica de potência e seus respectivos valores típicos para tensões de bloqueio e corrente processada pelos semicondutores de potência.

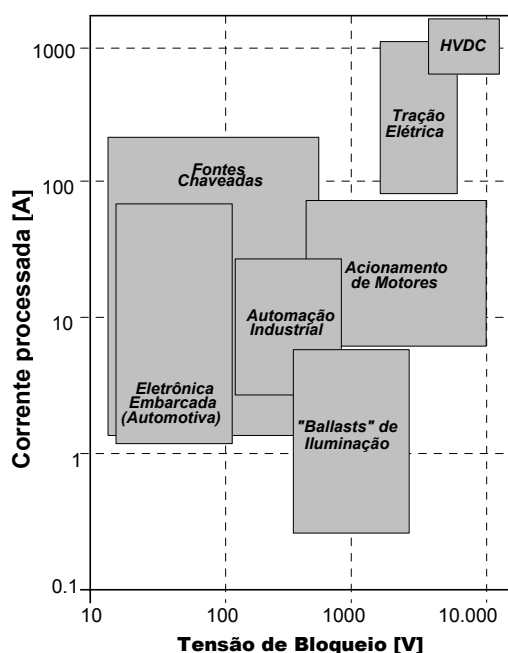


Fig 1 – Aplicações típicas da Eletrônica de Potência.

Devido à crescente demanda proporcionada pelos avanços da eletrônica de potência, os fabricantes de componentes eletrônicos estão desenvolvendo dispositivos cada vez mais sofisticados que processam a energia de modo mais eficiente. Tais avanços tecnológicos vêm permitindo com que seja possível aumentar cada vez mais a potência processada pelos conversores.

A escolha do tipo de dispositivo semiconductor a ser utilizado merece grande atenção na etapa de projeto. De acordo com a frequência de operação e com os níveis de tensão e corrente envolvidos, diferentes tipos de semicondutores podem ser empregados como interruptor. Na Fig 2 são apresentados os tipos de interruptores disponíveis no mercado perante seus limites tecnológicos de tensão, corrente e frequência [4].

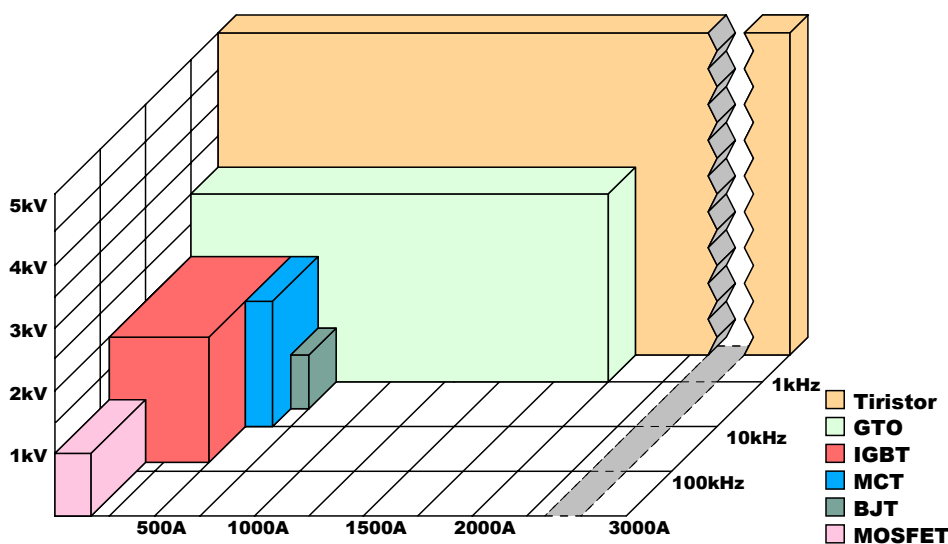


Fig 2 - Aplicação dos diferentes tipos de interruptor.

O primeiro item a ser observado ao especificar-se um interruptor é a frequência de operação. A busca pela redução do peso e do volume dos equipamentos, sobretudo nas aplicações de eletrônica embarcada, exige frequências de operação entre dezenas e centenas de quilohertz. A operação com estes níveis de frequência permite a redução dos elementos magnéticos e, conseqüentemente, elevar a relação potência/volume.

Entretanto, a elevação da frequência não pode se dar de maneira abusiva, pois traz como conseqüência negativa o aumento das perdas por comutação, o que além de prejudicar o rendimento, acaba por aumentar o volume dos dissipadores.

Em determinadas situações é necessário elevar a tensão de operação dos conversores. Podem ser citados como exemplo os conversores associados a um pré-regulador trifásico do tipo Boost e aplicações com elevados níveis de potência. Nestes casos, a aplicação de métodos que permitam reduzir a tensão sobre os interruptores, além de permitir a implementação prática destes conversores, contribui de maneira positiva nos seguintes aspectos:

- ✓ Redução dos custos de produção – Interruptores que suportam tensões elevadas geralmente apresentam um custo bastante superior em relação aos interruptores para tensões mais baixas.

- ✓ Elevação do rendimento – Nos interruptores do tipo MOSFET, à medida que a tensão de bloqueio aumenta, a resistência de condução aumenta segundo uma curva exponencial de expoente 2,6 [6]. Desta forma, a utilização de MOSFET's de menor tensão resulta em uma redução significativa nas perdas por condução. No caso da utilização de IGBT's, a redução da tensão sobre este dispositivo permite o emprego de interruptores mais rápidos e com menor corrente de cauda, contribuindo para a diminuição das perdas por comutação. Além disso, os menores níveis de tensão envolvidos nos fenômenos de comutação, contribuem positivamente na redução das perdas.

Dentre os métodos empregados para reduzir a tensão sobre os interruptores destacam-se a associação série de interruptores e a utilização de células multiníveis.

Na associação série de semicondutores, a tensão é dividida pelo número de interruptores utilizado. Embora os interruptores recebam o sinal de comando simultaneamente, é difícil obter simultaneidade nos instantes de comutação, uma vez que a equalização estática e dinâmica da tensão sobre o dispositivo semiconductor é influenciada pelas diferenças intrínsecas entre cada componente [13], [14], [15]. Além da dificuldade de sincronismo tanto na entrada em condução como no bloqueio, na prática são observadas variações bruscas de tensão e corrente nos dispositivos e instabilidades térmicas.

Diferentes técnicas podem ser utilizadas para tentar obter a equalização de tensão sobre os interruptores. Em conversores operando com baixas frequências de comutação é possível obter o equilíbrio através do superdimensionamento dos circuitos de auxílio à comutação, reduzindo o dv/dt de todos os interruptores, ajustando assim os tempos de comutação ao interruptor mais lento. Com o aumento da frequência a equalização por este método torna-se mais difícil, sendo necessária a aplicação de outras técnicas que aumentam significativamente a complexidade do circuito de comando e, por isso, acabam viabilizando este tipo de solução apenas para aplicações de baixa potência.

O uso de conversores multiníveis além de permitir a redução da tensão sobre os interruptores, reduzem o dv/dt e uma perfeita divisão estática e dinâmica da tensão [7].

Estruturas que processam grandes potências geralmente apresentam grande complexidade e um custo bastante elevado. Desta forma é imprescindível que tais equipamentos sejam dotados de circuitos de supervisão, proteção e controle bastante eficientes e que permitam minimizar os prejuízos em caso de falhas. Garantir a qualidade dos sinais de comando e das amostras das grandezas relevantes ao funcionamento de

determinada estrutura, sobretudo as estruturas de potência elevada, é um dos passos mais importantes para o sucesso na implementação prática.

O objetivo das fontes auxiliares nos conversores é fornecer as tensões de alimentação adequadas para tais dispositivos, bem como os sensores usados para as mais diversas finalidades, de forma que se possa garantir o funcionamento de maneira correta e segura.

É evidente que, para obter bons sinais de controle, não basta que as tensões de alimentação sejam de boa qualidade. Outros fatores tais como o layout e a escolha do tipo de componente utilizado na placa de controle exercem grande influência sobre a qualidade dos resultados obtidos.

Dependendo da aplicação, as características das fontes de alimentação podem variar significativamente. No caso de eletrônica embarcada, como por exemplo equipamentos para aviação, busca-se elevar o rendimento e reduzir peso e volume de toda a estrutura. Sendo assim, a fonte auxiliar obrigatoriamente deve ser leve e compacta. Já em aplicações com potências elevadas, onde o próprio estágio de potência apresenta um grande volume, alto custo e a potência processada pela fonte auxiliar torna-se insignificante perante a potência e custo totais da estrutura, deseja-se que esta apresente grande confiabilidade, deixando de lado preocupações como peso e dimensão.

O objetivo deste trabalho é desenvolver uma fonte de alimentação chaveada para alimentar a placa de comando e demais dispositivos auxiliares necessários ao funcionamento de um conversor trifásico de alta potência e elevada tensão no barramento CC.

No primeiro capítulo é exposta de maneira sucinta a topologia básica do conversor de alta potência para o qual a fonte será projetada. O objetivo a ser alcançado é caracterizar o sistema ao qual a fonte auxiliar fará parte e as cargas às quais deve entregar energia.

No segundo capítulo as estruturas propostas são apresentadas. O estudo matemático e o equacionamento são realizados de forma que se possa dimensionar todos os componentes do estágio de potência da fonte auxiliar. Também serão apresentados resultados de simulação referentes ao funcionamento da estrutura em malha aberta.

A metodologia utilizada para projetar a malha de controle é apresentada no capítulo 3.

Finalmente, no quarto capítulo, é apresentado o protótipo construído e os resultados experimentais obtidos são analisados.

CAPITULO 1 – O CONVERSOR DE ALTA POTÊNCIA E ELEVADA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

1.1- INTRODUÇÃO

Neste capítulo a estrutura básica do conversor de alta potência é apresentada com o objetivo de caracterizar o sistema ao qual a fonte auxiliar estará conectada.

A Fig 1.1 mostra o diagrama de blocos de um conversor CA-CC de 24kW projetado para ser utilizado em um sistema de telecomunicações. Conforme pode ser observado, a estrutura é composta por dois estágios principais.

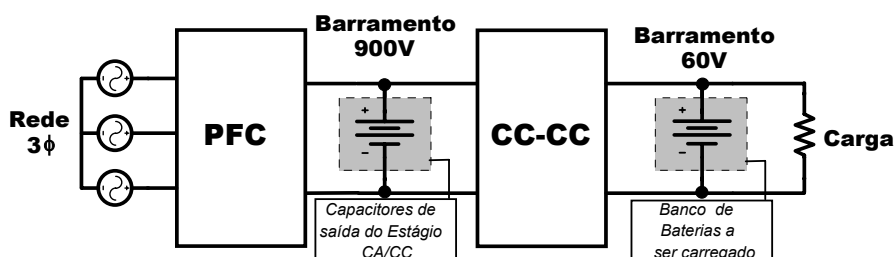


Fig 1.1 - Diagrama de blocos do conversor.

O primeiro estágio é constituído de um retificador trifásico de alto fator de potência responsável por entregar uma tensão contínua de 900V ao estágio seguinte.

O conversor CC-CC, segundo estágio, tem por objetivo reduzir a tensão obtida do PFC, entregando à carga, um banco de baterias para telecomunicações, uma tensão da ordem de 60V e uma corrente de 400A.

A estrutura é concebida de forma a permitir que cada um dos estágios funcione de maneira independente, embora façam parte de um mesmo equipamento. Esta característica de independência exige fontes auxiliares distintas para cada um dos estágios. Sendo assim, em uma etapa inicial, os esforços foram concentrados em obter uma fonte para o estágio pré-regulador e, os resultados obtidos, estendidos à etapa CC-CC.

Uma maneira possível para obter a tensão de alimentação da fonte auxiliar é conecta-la à rede de tensão alternada e, a partir de um estágio retificador, obter as tensões de saída necessárias para alimentar os circuitos auxiliares.

Outra alternativa possível é conectá-la entre os dois estágios, como mostrado na Fig 1.2.

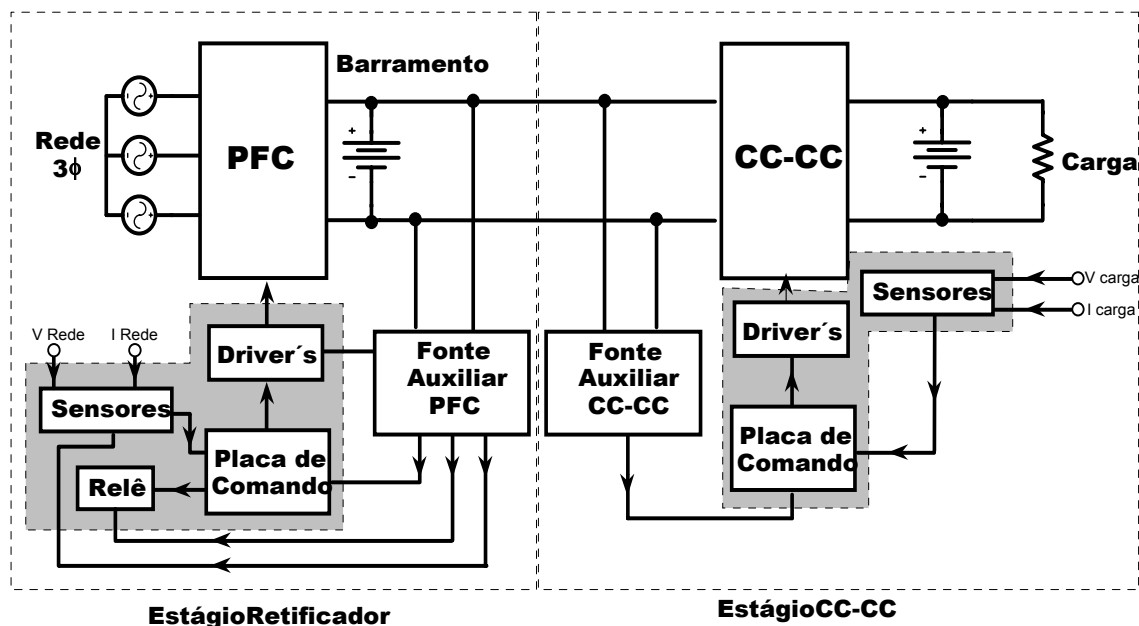


Fig 1.2 – Diagrama de conexão da fonte auxiliar.

O esquema de ligação apresentado na Fig 1.2 é mais indicado devido ao fato de permitir a operação dos dois estágios de maneira independente, com uma fonte para cada estágio. Suas vantagens e desvantagens serão analisadas mais adiante, no capítulo 2.

1.2 ESTRUTURA DO RETIFICADOR DE ALTA POTÊNCIA.

Dentre as topologias de retificadores conhecidas na literatura, a estrutura apresentada na Fig 1.3, denominada *Retificador PWM Unidirecional Trifásico Três Níveis – Boost*, foi selecionada.

Tal escolha pode ser justificada devido ao fato deste tipo de conversor possuir um número menor de semicondutores, o que diminui os custos de montagem, e por não existir registro de patente sobre esta estrutura [16].

As topologias três níveis são caracterizadas por possuírem dois capacitores no barramento CC, cujo ponto central é conectado a um ponto comum das três fases. A divisão equitativa da tensão sobre os capacitores pode ser obtida através de uma estratégia de controle adequada. Desta forma, a tensão aplicada sobre os interruptores fica sendo a metade da tensão total do barramento. Por esta característica, as estruturas três níveis se tornam atrativas para aplicações com tensões elevadas.

As especificações do retificador são apresentadas na Tabela 1:

Tabela 1 – Especificações do conversor de alta potência.

Potência de saída	26kW
Freqüência da rede	60Hz
Máxima tensão de Linha	530V _{rms}
Mínima tensão de Linha	320V _{rms}
Rendimento	98%
Tensão de Saída	900V
Freqüência de Comutação	70kHz

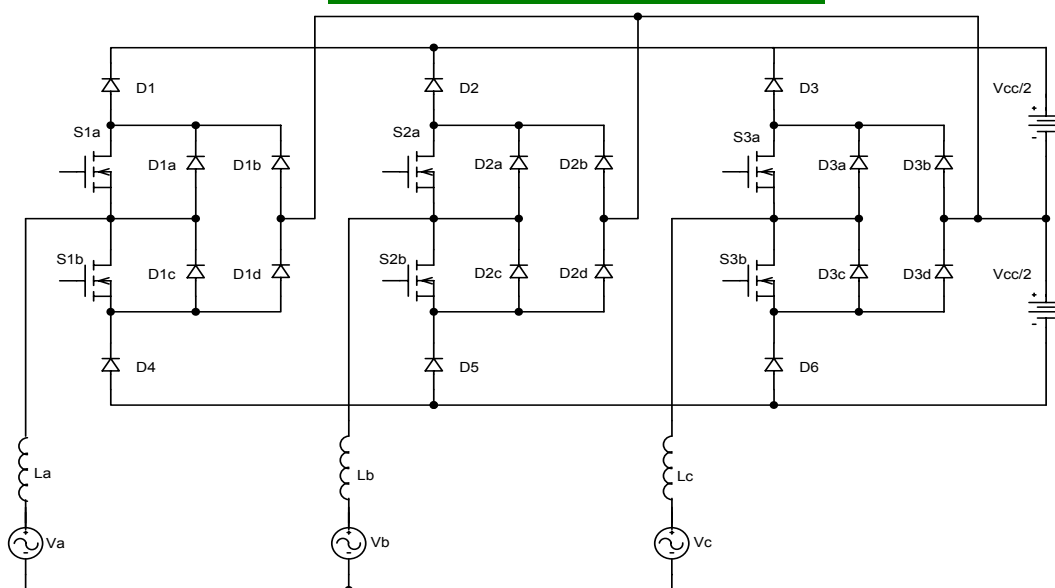


Fig 1.3 - Retificador três níveis trifásico.

Esta estrutura apresenta a particularidade de, na ausência de sinais de comando, funcionar como retificador trifásico a diodos, já bastante conhecido na literatura [1]. Esta característica de funcionamento permite que, enquanto os interruptores não recebem os sinais de comando da placa de controle, seja obtida uma tensão no barramento de saída dada pela expressão (1.1):

$$V_{CC} = \frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{linha_{eficaz}} \quad (1.1)$$

O valor eficaz da tensão de linha, segundo as especificações do retificador trifásico, deve estar compreendido entre 320V e 530V. Sendo assim, para a estrutura operando como retificador convencional, o menor valor de tensão obtido no barramento é obtido através da expressão (1.2):

$$V_{CC_{min}} = \frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 320 = 432V \quad (1.2)$$

A partir do instante em que os interruptores recebem o sinal de gatilho a estrutura passa a funcionar como *Boost*, elevando a tensão de barramento. Para garantir uma boa qualidade das correntes de entrada é recomendado que a tensão de saída seja no mínimo 20% superior à máxima tensão de pico na entrada [16]. Desta forma a tensão de saída pode ser obtida através da expressão:

$$V_o = 1,2 \cdot V_{L_{pico\ max}} = 1,2 \cdot \sqrt{2} \cdot 530 \cong 900V \quad (1.3)$$

Os resultados apresentados em (1.2) e (1.3) permitem a elaboração de algumas conclusões importantes no que diz respeito à fonte auxiliar.

Caso alimentada através da rede CA, a fonte auxiliar deve ser capaz de suportar na entrada toda a variação da tensão da rede para qual o retificador foi projetado. Sendo os valores máximo e mínimo de tensão de linha iguais a 530V e 320V e, considerando que as normas vigentes para equipamentos de telecomunicações não permitem a presença do neutro na alimentação de fontes de alimentação trifásicas, a fonte auxiliar deve ser projetada e dimensionada para operar com tensão de entrada alternada cujo valor eficaz varia entre 320V e 530V.

Por outro lado, se a fonte auxiliar for alimentada através do barramento CC, deve ser capaz de fornecer à todos os circuitos e dispositivos auxiliares as tensões de alimentação apropriadas tanto quando o estágio de potência operar como retificador convencional quanto quando operar como *Boost*. Isto significa que, a fonte auxiliar deve ser capaz de operar alimentada através de uma fonte de alimentação contínua variando entre 430V_{DC} e 900V_{DC}.

De acordo com o mencionado anteriormente, a fonte auxiliar deve alimentar todos os circuitos e dispositivos auxiliares. Isto compreende os circuitos representados pelos blocos em destaque na Fig 1.4.

A placa de controle é responsável por processar os sinais recebidos dos sensores e gerar a partir deles os sinais de comando apropriados para os interruptores além de promover uma série de outras ações necessárias ao funcionamento do retificador, como por exemplo, determinar tempo acionamento do relé de proteção contra a corrente de *In-rush* e demais dispositivos de proteção. Devido a presença de amplificadores operacionais a placa de controle necessita de uma alimentação simétrica de $\pm 15V$.

Os circuitos de *driver*, responsáveis por amplificar os sinais de comando recebidos da placa de controle e acionar cada um dos interruptores, estão condensados nos blocos Drv1 a Drv6 e são alimentados com tensões de 24V contínuas e isoladas entre si.

Para obter a amostra das correntes em cada uma das fases são utilizados sensores de corrente de *efeito Hall* simbolizados por Hc1, Hc2 e Hc3. É através deles que a placa de controle obtém a informação do comportamento das correntes e gera a ação de controle necessária para que elas apresentem um formato senoidal e em fase com a tensão de cada uma das respectivas fases. Os blocos Hv1 e Hv2 representam os sensores de *efeito Hall* necessários para obter a amostra das tensões em cada um dos capacitores que compõem o barramento CC. Tais amostras são processadas pela placa de controle que toma as medidas cabíveis para manter o equilíbrio de tensão entre os capacitores. Os sensores de *efeito Hall* utilizados são alimentados com a mesma tensão da placa de controle, ou seja $\pm 15V$.

O último dispositivo a ser alimentado através da fonte auxiliar é a bobina do relê usado na proteção contra corrente de *in-rush*.

A Fig.1.4 mostra com maiores detalhes os dispositivos que devem ser atendidos pela fonte auxiliar.

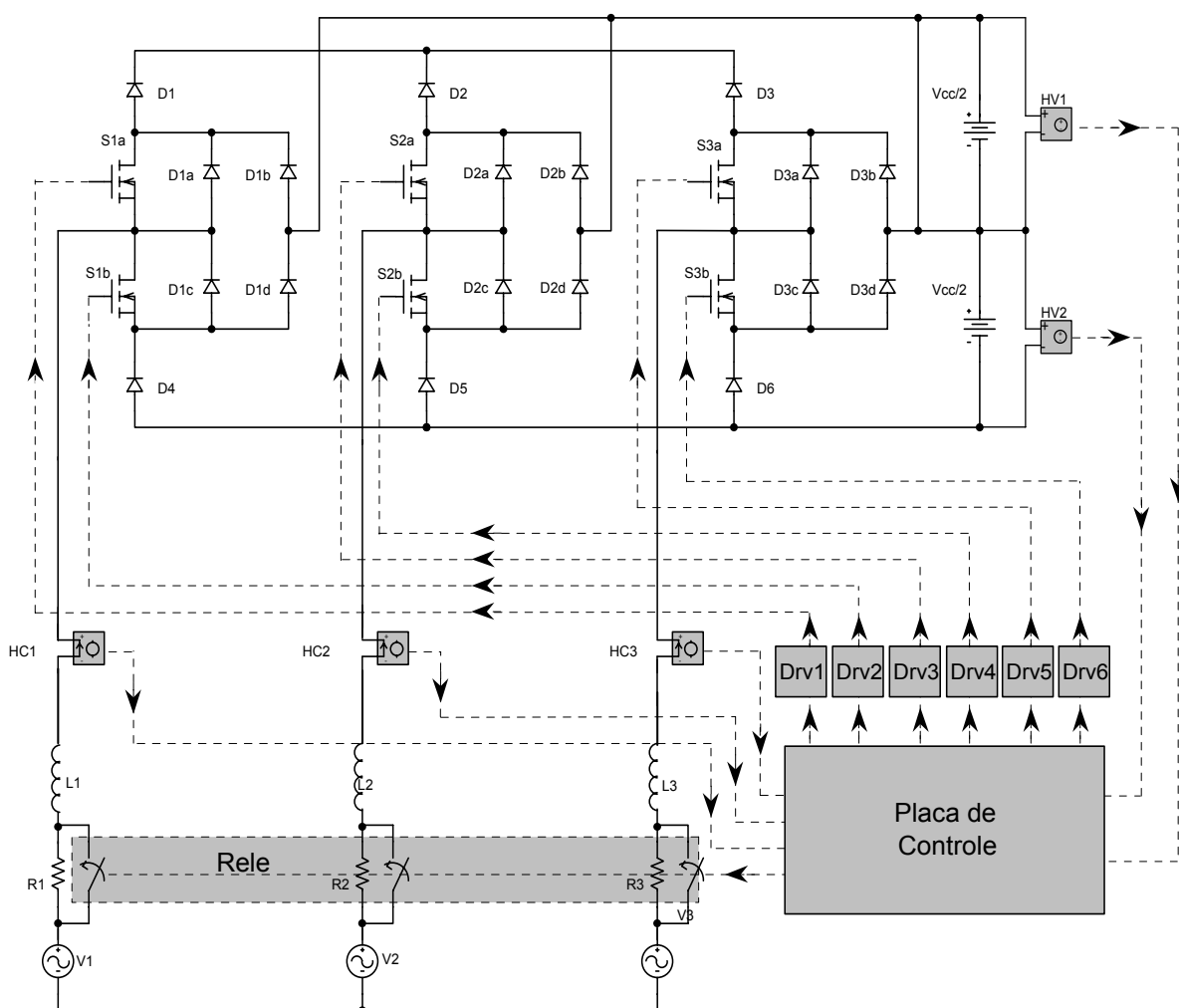


Fig 1.4 - Retificador três níveis trifásico.

As especificações necessárias a cada uma das saídas da fonte auxiliar de acordo com o dispositivo a ser alimentado podem ser observadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações das saídas da fonte auxiliar.

Saída	Tensão	Corrente Média	Corrente de Pico	Ondulação de Tensão	Circuito
Saída 1	24V	650mA	2,5A	240mV	Drv 1
Saída 2	24V	650mA	2,5A	240mV	Drv 2
Saída 3	24V	650mA	2,5A	240mV	Drv 3
Saída 4	24V	650mA	2,5A	240mV	Drv 4
Saída 5	24V	650mA	2,5A	240mV	Drv 5
Saída 6	24V	650mA	2,5A	240mV	Drv 6
Saída 7	24V	400mA	400mA	240mV	Relê
Saída 8	-15V	500mA	0,5A	150mV	Hv's e Hc's
Saída 9	+15V	500mA	0,5A	150mV	Hv's e Hc's

1.2.1 - Outras Particularidades do barramento CC

Sendo um conversor três níveis, o barramento é constituído por dois capacitores conectados em série, o que permite acesso ao ponto médio conforme pode ser observado na Fig 1.5.

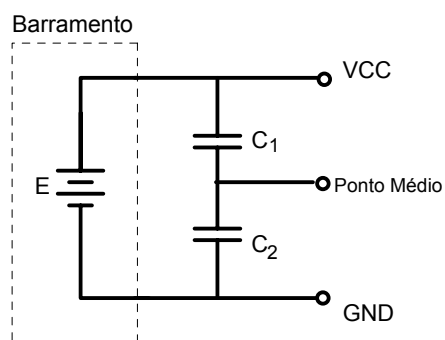


Fig 1.5 - Barramento de alta tensão.

Uma solução proposta com o objetivo de reduzir a tensão aplicada na entrada da fonte auxiliar, diminuindo assim a tensão sobre os interruptores, seria conectá-la ao ponto médio. O problema encontrado neste tipo de solução é o desequilíbrio das tensões nos capacitores C_1 e C_2 devido à diferença de corrente drenada entre eles. A fim de analisar este efeito considerou-se a estrutura apresentada na Fig 1.6.

Segundo [2], do ponto de vista da fonte de alimentação, todo conversor CC-CC pode ser visto como uma impedância dependente da razão cíclica. Na Fig 1.6, Z_1 e Z_2 são impedâncias que representam a diferença de corrente drenada de cada capacitor do barramento CC. Fazendo Z_1 igual a infinito tem-se o caso considerado, ou seja, Z_2 seria a impedância equivalente vista pela entrada da fonte auxiliar caso esta fosse alimentada através do ponto médio.

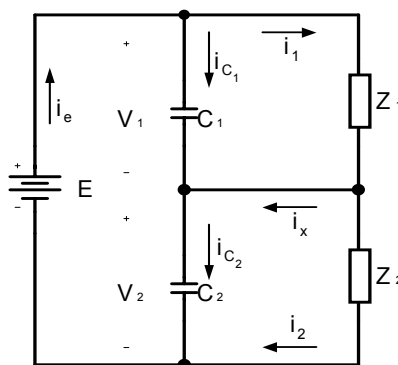


Fig 1.6 – Circuito com divisor capacitivo.

A Lei de Kirchhoff das tensões permite escrever a seguinte expressão:

$$V_1(t) + V_2(t) = E \quad (1.4)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes:

$$i_{C_1}(t) = i_e(t) - i_1(t) \quad (1.5)$$

$$i_{C_2}(t) = i_e(t) - i_2(t) \quad (1.6)$$

$$i_x(t) = i_1(t) - i_2(t) = i_{C_2}(t) - i_{C_1}(t) \quad (1.7)$$

Aplicando a relação volt-ampere nos capacitores tem-se:

$$i_{C_1}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_1(t)}{dt} \quad (1.8)$$

$$i_{C_2}(t) = C_2 \cdot \frac{dV_2(t)}{dt} \quad (1.9)$$

As correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ podem ser obtidas da seguinte maneira:

$$i_1(t) = \frac{V_1(t)}{Z_1} \quad (1.10)$$

$$i_2(t) = \frac{V_2(t)}{Z_2} \quad (1.11)$$

Substituindo as equações (1.10) em (1.5) e (1.11) em (1.6) obtém-se:

$$i_{C_1}(t) = i_e(t) - \frac{V_1(t)}{Z_1} \quad (1.12)$$

$$i_{C_2}(t) = i_e(t) - \frac{V_2(t)}{Z_2} \quad (1.13)$$

Substituindo (1.8), (1.9), (1.10) e (1.11) em (1.7):

$$i_x(t) = \frac{V_1(t)}{Z_1} - \frac{V_2(t)}{Z_2} = C_2 \cdot \frac{dV_1(t)}{dt} - C_1 \cdot \frac{dV_1(t)}{dt} \quad (1.14)$$

Aplicando Laplace em (1.14):

$$\frac{V_1(s)}{Z_1} - \frac{V_2(s)}{Z_2} = C_2 \cdot (S \cdot V_2(s) - V_2(0)) - C_1 \cdot (S \cdot V_1(s) - V_1(0)) \quad (1.15)$$

Assumindo que $V_1(0) = V_2(0) = E/2$ tem-se:

$$\frac{V_1(s)}{Z_1} + C_1 \cdot S \cdot V_1(s) = C_2 \cdot S \cdot V_2(s) + \frac{V_2(s)}{Z_2} + \frac{E}{2} \cdot (C_1 - C_2) \quad (1.16)$$

$$V_1(s) \cdot \left(\frac{1 + C_1 \cdot S \cdot Z_1}{Z_1} \right) = V_2(s) \cdot \left(\frac{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2}{Z_2} \right) + \frac{E}{2} \cdot (C_1 - C_2) \quad (1.17)$$

Assim, pode-se escrever:

$$V_2(s) = \frac{V_1(s) \cdot \left(\frac{1 + C_1 \cdot S \cdot Z_1}{Z_1} \right) + \frac{E}{2} \cdot (C_1 - C_2)}{\left(\frac{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2}{Z_2} \right)} = V_1(s) \cdot \left[\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{1 + C_1 \cdot S \cdot Z_1}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} \right) \right] + \frac{\frac{E}{2} \cdot Z_2 \cdot (C_1 - C_2)}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} \quad (1.18)$$

Aplicando Laplace na expressão (1.4) e substituindo em (1.18) chega-se a (1.19):

$$V_1(s) + V_1(s) \cdot \left[\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{1 + C_1 \cdot S \cdot Z_1}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} \right) \right] + \frac{\frac{E}{2} \cdot Z_2 \cdot (C_1 - C_2)}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} = \frac{E}{S} \quad (1.19)$$

$$V_1(s) \cdot \left(1 + \left[\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \left(\frac{1 + C_1 \cdot S \cdot Z_1}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} \right) \right] \right) = \frac{E}{S} - \frac{\frac{E}{2} \cdot Z_2 \cdot (C_1 - C_2)}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} \quad (1.20)$$

$$V_1(s) \cdot \left(\frac{(C_1 \cdot S \cdot Z_1 \cdot Z_2 + Z_1) + (C_1 \cdot S \cdot Z_1 \cdot Z_2 + Z_2)}{Z_1 + C_2 \cdot S \cdot Z_1 \cdot Z_2} \right) = \frac{E}{S} - \frac{\frac{E}{2} \cdot Z_2 \cdot (C_1 - C_2)}{1 + C_2 \cdot S \cdot Z_2} \quad (1.21)$$

Admitindo-se que os capacitores são iguais, tem-se:

$$C_1 = C_2 = C_x \quad (1.22)$$

Supondo que exista uma diferença entre as correntes, representada por uma diferença α entre as impedâncias, pode-se escrever:

$$Z_1 = \frac{Z_2}{\alpha} \Rightarrow \begin{cases} Z_1 = Z \\ Z_2 = Z \cdot \alpha \end{cases} \quad (1.23)$$

Assim;

$$V_1(s) \cdot \left(\frac{2 \cdot C_x \cdot S \cdot \alpha \cdot Z^2 + Z \cdot (\alpha + 1)}{Z + C_x \cdot S \cdot \alpha \cdot Z^2} \right) = \frac{E}{S} \quad (1.24)$$

$$V_1(s) = \frac{2 \cdot E \cdot (Z + C_x \cdot S \cdot \alpha \cdot Z^2)}{S \cdot (C_x \cdot S \cdot \alpha \cdot Z^2 + Z \cdot (\alpha + 1))} \quad (1.25)$$

$$V_1(s) = \frac{E \cdot Z \cdot (1 + C_x \cdot S \cdot Z \cdot \alpha)}{S \cdot Z \cdot (S \cdot 2 \cdot C_x \cdot \alpha \cdot Z + (\alpha + 1))} \quad (1.26)$$

$$V_1(s) = \frac{(E + E \cdot C_x \cdot S \cdot Z \cdot \alpha)}{(S^2 \cdot 2 \cdot C_x \cdot \alpha \cdot Z + S \cdot (\alpha + 1))} \quad (1.27)$$

Expandindo em frações parciais:

$$V_1(s) = \frac{A}{S} + \frac{B}{C \cdot S + D} = \frac{(E + E \cdot C_x \cdot S \cdot Z \cdot \alpha)}{(S^2 \cdot 2 \cdot C_x \cdot \alpha \cdot Z + S \cdot (\alpha + 1))} \quad (1.28)$$

Assim:

$$\frac{S \cdot (C \cdot A + B) + D \cdot A}{C \cdot S^2 + D \cdot S} = \frac{(E + E \cdot C_x \cdot S \cdot Z \cdot \alpha)}{(S^2 \cdot 2 \cdot C_x \cdot \alpha \cdot Z + S \cdot (\alpha + 1))} \quad (1.29)$$

Isto implica em:

$$\begin{cases} D \cdot A = E \\ A \cdot C + B = E \cdot Z \cdot \alpha \cdot C_x \\ C = 2 \cdot C_x \cdot Z \cdot \alpha \\ D = (1 + \alpha) \end{cases} \quad (1.30)$$

Com isto obtém-se os valores dos parâmetros A , B , C e D .

$$\begin{cases} A = \frac{E}{\alpha + 1} \\ B = E \cdot \alpha \cdot C_x \cdot Z \cdot \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \\ C = 2 \cdot \alpha \cdot C_x \cdot Z \\ D = (1 + \alpha) \end{cases} \quad (1.31)$$

De posse destes parâmetros pode-se extrair o valor da tensão $V_1(t)$ facilmente com a ajuda de uma tabela de transformadas de Laplace. Isso leva à seguinte expressão:

$$V_1(t) = \frac{E}{\alpha + 1} + \frac{E \cdot (\alpha - 1)}{2 \cdot (\alpha + 1)} \cdot e^{-\left(\frac{1 + \alpha}{2 \cdot \alpha \cdot C_x \cdot Z}\right)t} \quad (1.32)$$

A expressão (1.32) mostra como a tensão sobre o capacitor C_1 é afetada pelo parâmetro α .

O comportamento da tensão sobre o capacitor C_2 é obtido recorrendo à expressão (1.4), desta forma:

$$v_2(t) = E - \frac{E}{\alpha + 1} + \frac{E \cdot (\alpha - 1)}{2 \cdot (\alpha + 1)} \cdot e^{-\left(\frac{1 + \alpha}{2 \cdot \alpha \cdot C_x \cdot Z}\right)t} \quad (1.33)$$

O ábaco da Fig 1. 7 mostra a evolução da tensão sobre o capacitor C_1 quando o parâmetro α é variado.

A correta interpretação deste ábaco leva a concluir que é bastante importante manter o equilíbrio de corrente entre os dois capacitores.

Embora exista uma malha de controle da tensão sobre os capacitores do barramento, a estrutura do conversor três níveis trifásico não admite um desequilíbrio muito elevado de corrente e, como este deve operar tanto com carga nominal quanto a vazio, a fonte auxiliar pode acabar representando um desequilíbrio muito elevado nas condições em que o retificador opera com potências reduzidas.

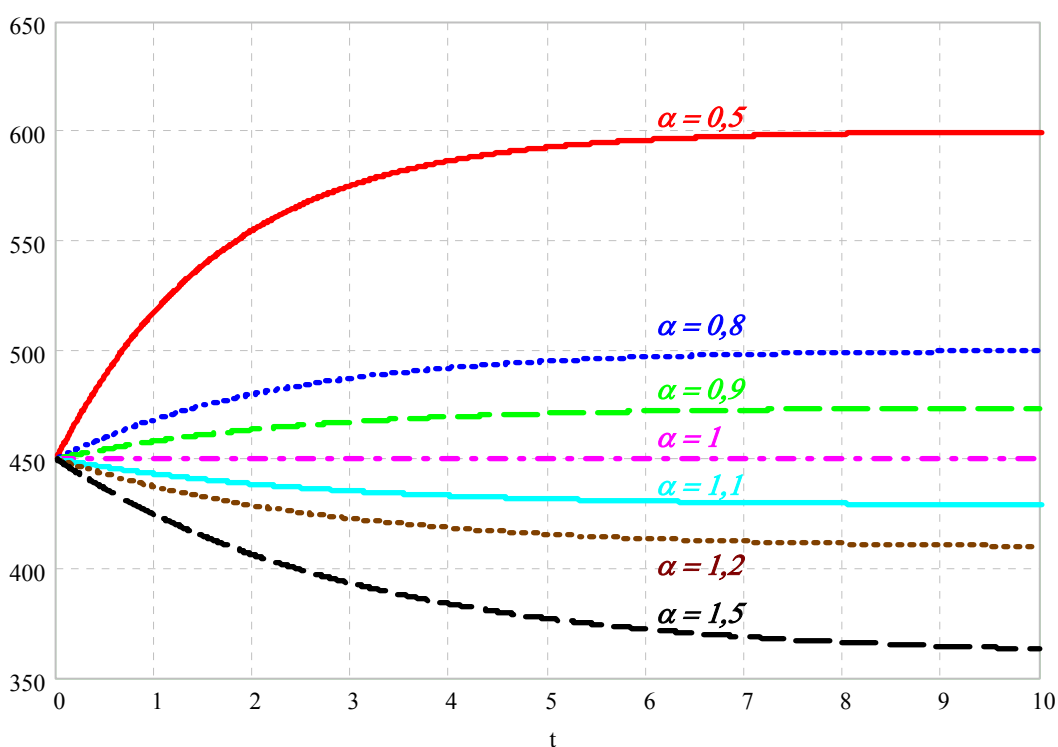


Fig 1. 7- Evolução da tensão no capacitor C_1 em função de α .

Esta análise permite concluir que, caso se decida conectar a fonte auxiliar ao barramento, é necessário utilizar uma estrutura que, além de suportar o elevado nível de tensão, mantenha o equilíbrio de energia entre os capacitores que constituem o barramento.

1.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a estrutura básica do conversor de alta potência. O objetivo a ser atingido era caracterizar o sistema ao qual a fonte auxiliar estará integrada e as cargas que deve alimentar.

A estrutura do retificador permite que dois tipos de conexão entre a fonte auxiliar e o conversor de alta potência sejam adotados. O primeiro deles é a alimentação da fonte auxiliar através da rede alternada conectada na entrada do estágio de PFC. Para isso é preciso projetar a fonte auxiliar para funcionar com uma tensão de linha na entrada variando entre $320V_{rms}$ e $530V_{rms}$.

Uma outra alternativa é conectar a fonte auxiliar ao barramento de saída do Retificador PWM Trifásico, o que exige que esta opere com uma tensão de entrada variando entre 430V e 900V. Outro fator operacional muito importante para este tipo de conexão é que não sejam drenadas correntes desequilibradas dos capacitores do barramento. Caso isto ocorra, durante a operação do retificador a vazio, esta situação pode representar um desequilíbrio muito elevado e as malhas de tensão podem não ser capazes de compensá-lo, o que causaria a destruição dos interruptores do estágio de potência do retificador.

No capítulo seguinte estas possíveis soluções serão analisadas de forma mais detalhada.

CAPITULO 2 – SELEÇÃO DA TOPOLOGIA

2.1. INTRODUÇÃO

Dentre as características desejáveis para a fonte auxiliar de um conversor de alta potência destacam-se a robustez e a confiabilidade. Desta forma, em uma primeira análise o uso de fontes lineares alimentadas através da rede de alimentação alternada foi considerado já que este tipo de fonte é bastante robusto apesar de apresentar baixo rendimento. Na Fig 2.1 é apresentado o esquema de ligação proposto.

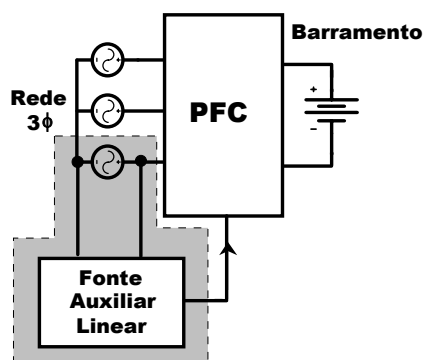


Fig 2.1– Diagrama de conexão da fonte linear.

Alimentada a partir de uma tensão monofásica de $220V_{rms}/60Hz$ e obtendo a isolamento através de um transformador de baixa frequência, a primeira estrutura utilizada como fonte auxiliar para alimentar os circuitos de comando e os sensores do retificador foi concebida e implementada. Na Fig 2.2 é apresentado o diagrama de blocos desta fonte.

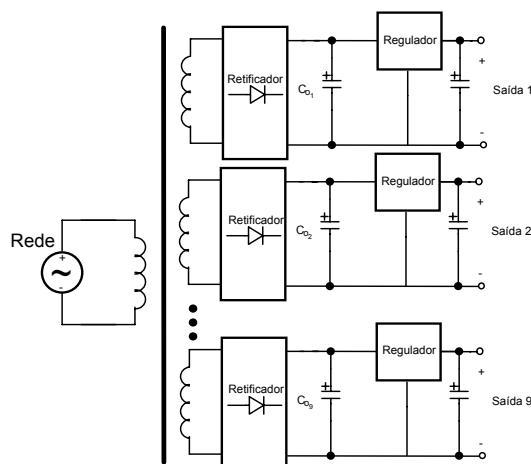


Fig 2.2 - Diagrama da fonte linear para entrada fixa em 220V

Apesar de pesada e volumosa esta estrutura é bastante robusta. Entretanto, apresenta o inconveniente de não suportar a variação da tensão de rede especificada para o retificador trifásico e, desta forma foi possível utilizá-la apenas na fase inicial dos testes do retificador.

Com o objetivo de resolver este problema, uma segunda fonte, também linear, foi projetada. As especificações e os critérios de projeto adotados foram os mesmos da fonte anterior, porém os dissipadores, reguladores lineares e o transformador foram dimensionados de forma a suportar a variação da tensão de entrada entre 180V e 310V de fase.

Esta proposta apresentou perdas muito elevadas sobre os reguladores lineares das saídas quando a tensão de entrada se aproximava do seu valor máximo. Além de um volume muito grande de dissipadores seria necessário utilizar um sistema de ventilação forçada inviabilizando este tipo de solução.

Descartadas as hipóteses de conectar a fonte auxiliar à rede alternada, resta analisar a possibilidade de conectá-la ao barramento CC.

Tendo em vista os elevados níveis de tensão envolvidos e as características de funcionamento do retificador trifásico, uma nova topologia de conversor CC foi desenvolvida para ser utilizada como fonte auxiliar. Este novo conversor surgiu a partir de estudos e discussões entre o orientador e o orientado durante a etapa de créditos do mestrado.

2.2. O CONVERSOR “DUPLO HALF-BRIDGE”

A estrutura proposta será denominada conversor *Duplo Half-Bridge*. Como pode ser observado na Fig 2.3, trata-se de dois conversores meia ponte operando com os secundários dos transformadores ligados em série.

A conexão série dos secundários garante que as correntes nos primários dos transformadores sejam iguais. Desta forma o equilíbrio de tensão dos capacitores que constituem o barramento tende a estabelecer-se, uma vez que a energia armazenada em cada capacitor está intimamente ligada com a potência processada individualmente pelos transformadores.

O objetivo deste item é descrever detalhadamente o funcionamento deste conversor bem como obter expressões que permitam o dimensionamento dos componentes.

A fim de comprovar o funcionamento da estrutura e verificar a validade das expressões obtidas na análise matemática, serão apresentados resultados de simulação.

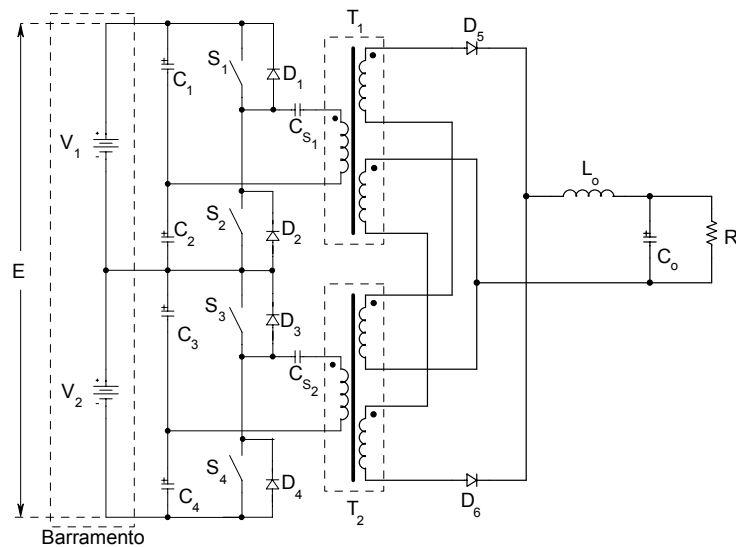


Fig 2.3 – Conversor Duplo Half-Bridge.

2.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO

Inicialmente serão feitas algumas considerações a fim de simplificar a análise da estrutura:

- ✓ O conversor está operando em regime permanente;
- ✓ Os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 serão considerados como fontes de tensão constante de valor $E/4$;
- ✓ Os elementos semicondutores são ideais, desta forma seus tempos de comutação e elementos parasitas são desprezados e suas resistências em condução e bloqueio são respectivamente nulas e infinitas;
- ✓ Os transformadores são ideais;

Etapa 1: ($t_0 < t < t_1$) Em $t = t_0$ os interruptores S_1 e S_3 entram em condução dando início a primeira etapa de funcionamento. A tensão positiva nos secundários 1 dos transformadores T_1 e T_2 faz com que o diodo D_5 entre em condução, transferindo energia da fonte de alimentação para a carga. Durante esta etapa o diodo D_6 se mantém bloqueado devido a sua polarização reversa.

Analisando a Fig 2.4, que representa esta etapa de funcionamento, pode-se extrair as seguintes afirmativas:

A tensão sobre os interruptores S_1 e S_3 é nula (interruptores em condução).

$$V_{S1} = V_{S3} = 0 \quad (2.1)$$

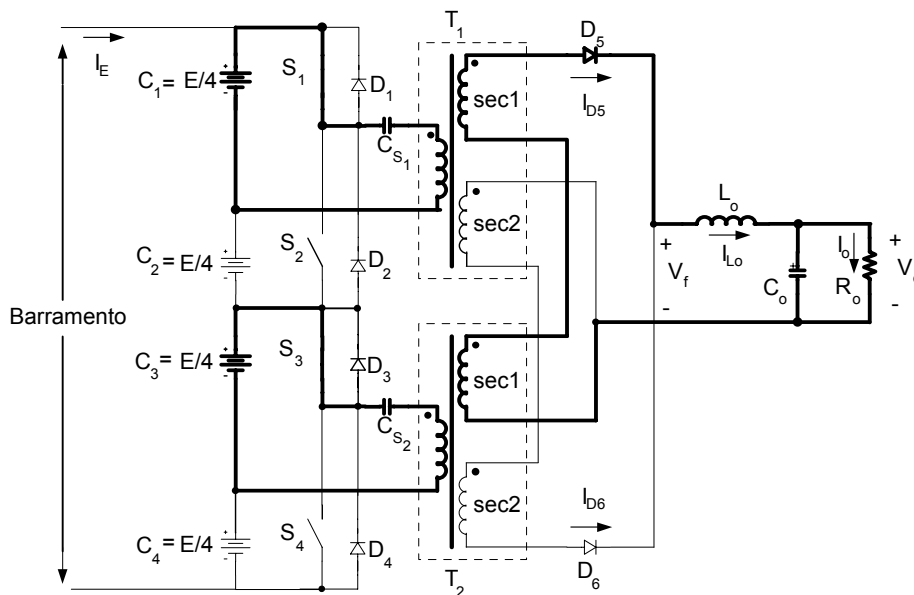


Fig 2.4 – Primeira etapa de funcionamento.

A tensão do barramento é dividida entre os interruptores S_2 e S_4 , assim;

$$V_{S2} = V_{S4} = E/2 \quad (2.2)$$

Desprezando a queda de tensão nos capacitores C_{S1} e C_{S2} , a tensão observada nos enrolamentos primários dos transformadores $T1$ e $T2$ é igual à um quarto da tensão de entrada (devido ao ponto médio formado pelos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4):

$$V_{T1pri} = V_{T2pri} = \frac{E}{4} \quad (2.3)$$

No secundário dos transformadores a tensão obtida é dada por:

$$V_{T1Sec1} = \frac{N_S}{N_P} \cdot V_{T1pri} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{E}{4} = V_{T1Sec2} \quad (2.4)$$

$$V_{T2Sec1} = \frac{N_S}{N_P} \cdot V_{T2pri} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{E}{4} = V_{T2Sec2} \quad (2.5)$$

Onde:

$$\frac{N_S}{N_P} = n \rightarrow \text{relação de transformação} \quad (2.6)$$

Devido à condução do diodo D_5 a tensão V_f é igual a soma das tensões dos secundários 1 dos transformadores (V_{T1sec1} e V_{T2sec1}), desta forma pode-se escrever:

$$V_f = V_{T1Sec1} + V_{T2Sec1} = n \cdot \frac{E}{2} \quad (2.7)$$

Assim sendo, durante esta etapa, o indutor de saída fica submetido à uma tensão igual à diferença entre a tensão V_f e a tensão de saída ($V_f - V_o$). Esta afirmativa permite estabelecer a seguinte relação:

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{(V_f - V_o)}{L_o} = \frac{1}{L_o} \left(n \cdot \frac{E}{2} - V_o \right) \quad (2.8)$$

O diodo retificador D_5 conduz a corrente I_{L_o} , e o diodo D_6 encontra-se polarizado reversamente, assim:

$$\begin{cases} I_{D_5} = I_{L_o} \\ I_{D_6} = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Os interruptores S_1 e S_3 conduzem respectivamente as correntes dos enrolamentos primários (I_{T1pri} e I_{T2pri}) dos transformadores T1 e T2. Uma vez que os secundários dos transformadores encontram-se ligados em série, ou seja, $I_{T1sec1} = I_{T2sec2} = I_o$, a corrente em cada um dos primários é igual a metade da corrente fornecida pelo barramento, ou seja:

$$I_{S_1} = I_{T1pri} = \frac{1}{n} \cdot I_{T1Sec} = \frac{1}{n} \cdot I_o = \frac{I_E}{2} \quad (2.10)$$

$$I_{S_3} = I_{T2pri} = \frac{1}{n} \cdot I_{T2Sec} = \frac{1}{n} \cdot I_o = \frac{I_E}{2} \quad (2.11)$$

Já os interruptores S_2 e S_4 encontram-se bloqueados;

$$I_{S_2} = I_{S_4} = 0 \quad (2.12)$$

Através do capacitor C_o circula a diferença entre a corrente no indutor L_o e a corrente de carga, ou seja:

$$I_{C_o} = I_{L_o} - I_o \quad (2.13)$$

Onde:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (2.14)$$

Etapa 2: ($t_1 < t < t_2$) No instante $t = t_1$ os interruptores S_1 e S_3 são abertos, assim, durante este intervalo de tempo, os quatro interruptores são mantidos bloqueados.

A continuidade da corrente no indutor L_o é mantida através da polarização dos diodos D_5 e D_6 . Desta forma a corrente I_{L_o} é dividida igualmente entre os enrolamentos secundários, sendo assim, as tensões nos secundários dos transformadores são nulas. Considerando o transformador ideal pode-se afirmar também que a corrente nos primários é nula durante esta etapa, que está representada na Fig 2.5, de onde pode-se obter as seguintes conclusões:

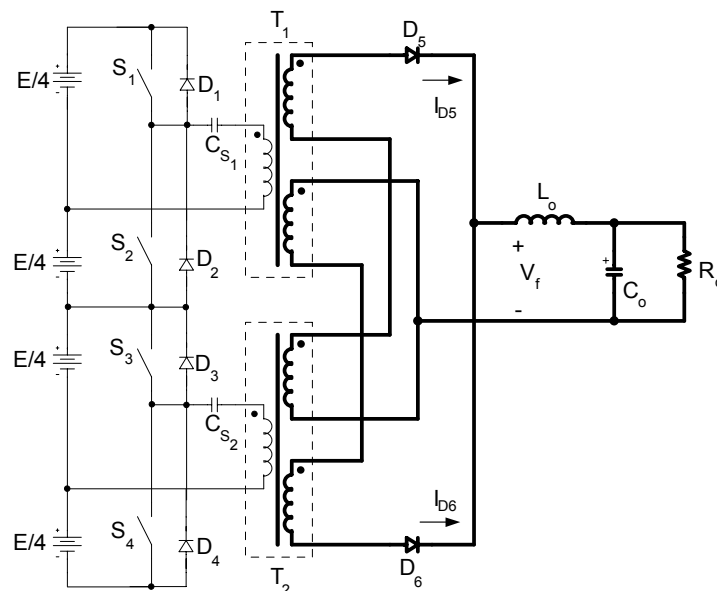


Fig 2.5 – Segunda etapa de funcionamento.

$$V_{T1Sec_1} = V_{T1Sec_2} = V_{T2Sec_1} = V_{T2Sec_2} = 0 \quad (2.15)$$

Isto implica em:

$$V_f = 0 \quad (2.16)$$

$$V_{T1pri} = V_{T2pri} = 0 \quad (2.17)$$

A tensão de entrada E divide-se entre os quatro interruptores bloqueados, assim:

$$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = V_{S_4} = \frac{E}{4} \quad (2.18)$$

Durante esta etapa a corrente sobre o indutor L_o decresce linearmente segundo a relação:

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_o}{L_o} \quad (2.19)$$

Sobre os diodos do estágio de saída tem-se:

$$I_{D_5} = I_{D_6} = \frac{I_{L_o}}{2} \quad (2.20)$$

Através do capacitor C_o circula a diferença entre a corrente no indutor L_o e a corrente de carga, ou seja:

$$I_{C_o} = I_{L_o} - I_o \quad (2.21)$$

No instante $t=t_2$ os interruptores S_2 e S_4 entram em condução, dando início a etapa seguinte.

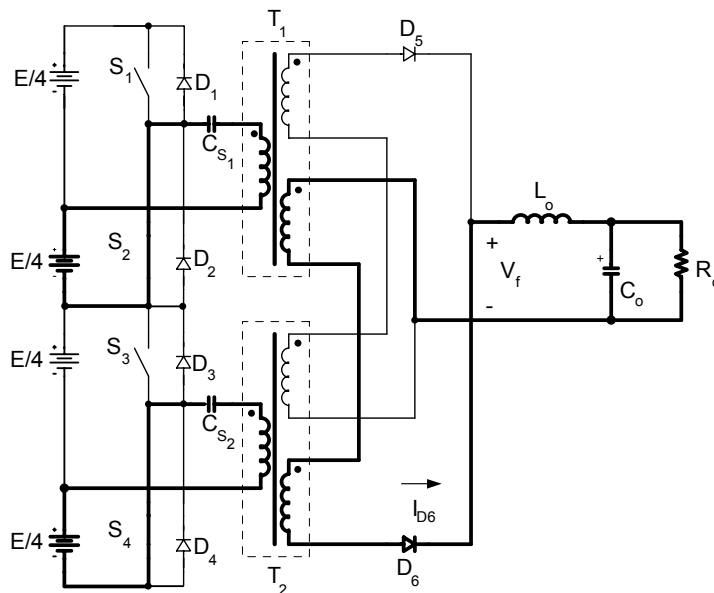


Fig 2.6 – Terceira etapa de funcionamento.

Etapa 3: ($t_2 < t < t_3$) Em $t = t_2$ os interruptores S_2 e S_4 entram em condução aplicando sobre os enrolamentos primários dos transformadores T_1 e T_2 a mesma tensão aplicada na etapa 1, porém com polaridade invertida ($-E/4$). A tensão negativa nos

secundários dos transformadores faz com que o diodo D_6 entre em condução, transferindo energia da fonte de alimentação para a carga. Durante esta etapa o diodo D_5 se mantém bloqueado devido à sua polarização reversa. Analisando a Fig 2.6, que representa esta etapa de funcionamento, pode-se obter as seguintes relações matemáticas:

A tensão sobre os interruptores S_2 e S_4 é nula (interruptores em condução).

$$V_{S_2} = V_{S_4} = 0 \quad (2.22)$$

Sobre os interruptores S_1 e S_3 tem-se a tensão $E/2$;

$$V_{S_1} = V_{S_3} = \frac{E}{2} \quad (2.23)$$

Nos enrolamentos primários dos transformadores TR1 e TR2 as tensões observadas são iguais a um quarto da tensão de entrada com polaridade reversa:

$$V_{T1pri} = V_{T2pri} = -\frac{E}{4} \quad (2.24)$$

Despresada a queda de tensão nos capacitores de bloqueio (C_{S_1} e C_{S_2}), no secundário do transformador a tensão obtida é dada por:

$$V_{T1Sec1} = n \cdot V_{T1pri} = n \cdot \left(-\frac{E}{4} \right) = V_{T1Sec2} \quad (2.25)$$

$$V_{T2Sec1} = n \cdot V_{T2pri} = n \cdot \left(-\frac{E}{4} \right) = V_{T2Sec2} \quad (2.26)$$

Devido à condução do diodo D_6 a tensão V_f é igual à soma das tensões nos secundários 2 ($V_{TR1Sec2}$ e $V_{TR2Sec2}$), desta forma, pode-se escrever:

$$V_f = V_{TR1Sec2} + V_{TR2Sec2} = n \cdot \frac{E}{2} \quad (2.27)$$

Assim sendo, durante esta etapa, o indutor de saída fica submetido a uma tensão igual à diferença entre a tensão V_f e a tensão de saída ($V_f - V_o$). Esta afirmativa permite estabelecer a seguinte relação:

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{(V_f - V_o)}{L_o} = \frac{1}{L_o} \left(n \cdot \frac{E}{2} - V_o \right) \quad (2.28)$$

O diodo retificador D_6 conduz a corrente I_{L_o} , e o diodo D_5 encontra-se polarizado reversamente, assim:

$$\begin{cases} I_{D_5} = 0 \\ I_{D_6} = I_{L_o} \end{cases} \quad (2.29)$$

Os interruptores S_2 e S_4 conduzem as correntes dos enrolamentos primários (I_{T1pri} e I_{T2pri}) dos transformadores T1 e T2. Uma vez que os secundários dos transformadores encontram-se ligados em série, ou seja, $I_{T1sec2} = I_{T2sec2}$, a corrente em ambos os primários é igual a metade da corrente que circula pela fonte (I_E). Já os interruptores S_1 e S_3 encontram-se bloqueados.

$$I_{S_2} = I_{T1pri} = \frac{1}{n} \cdot I_{T1sec} = \frac{1}{n} \cdot I_o = \frac{I_E}{2} \quad (2.30)$$

$$I_{S_4} = I_{T2pri} = \frac{1}{n} \cdot I_{T2sec} = \frac{1}{n} \cdot I_o = \frac{I_E}{2} \quad (2.31)$$

$$I_{S_1} = I_{S_3} = 0 \quad (2.32)$$

Através do capacitor C_o circula a diferença entre a corrente no indutor L_o e a corrente de carga, ou seja:

$$I_{C_o} = I_{L_o} - I_o \quad (2.33)$$

Etapa 4: ($t_3 < t < t_4$) Em $t = t_3$ os interruptores S_2 e S_4 são bloqueados. Esta etapa é idêntica à etapa 2, assim:

$$V_{T1Sec_1} = V_{T1Sec_2} = V_{T2Sec_1} = V_{T2Sec_2} = 0 \quad (2.34)$$

Isto implica em:

$$V_f = 0 \quad (2.35)$$

$$V_{T1pri} = V_{T2pri} = 0 \quad (2.36)$$

A tensão de entrada E divide-se igualmente entre os quatro interruptores bloqueados, assim:

$$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = V_{S_4} = \frac{E}{4} \quad (2.37)$$

Durante esta etapa a corrente sobre o indutor L_o decresce linearmente segundo a relação:

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_o}{L_o} \quad (2.38)$$

Sobre os diodos do estágio de saída tem-se:

$$I_{D_5} = I_{D_6} = \frac{I_{L_o}}{2} \quad (2.39)$$

Através do capacitor C_o circula a diferença entre a corrente no indutor L_o e a corrente de carga, ou seja:

$$I_{C_o} = I_{L_o} - I_o \quad (2.40)$$

2.4. ANÁLISE MATEMÁTICA

A análise matemática baseia-se nas suposições anteriormente mencionadas, ou seja, o conversor opera em regime permanente, no modo de condução contínua e os elementos que constituem o circuito são considerados ideais.

2.4.1– Tensão média na carga

Sabendo que o valor médio da tensão sobre o indutor L_o deve ser nulo, pode-se afirmar que a tensão média na carga é igual ao valor médio da tensão V_f . Desta forma é possível escrever:

$$V_o = V_{f_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_f(t) \cdot d(t) \quad (2.41)$$

Assim:

$$V_o = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{t_c} n \cdot \frac{E}{2} \cdot d(t) + \int_{t_c}^T 0 \cdot d(t) \right) \quad (2.42)$$

$$V_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_c}{T} \cdot n \cdot E \quad (2.43)$$

Definindo:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (2.44)$$

Onde:

- ✓ T = período da tensão V_f ;
- ✓ t_c = intervalo em que os interruptores encontram-se em condução;
- ✓ $T_s = 2T$ = Período de comutação;
- ✓ $f_s = 1/T_s$ = frequência de comutação;
- ✓ n = relação de transformação do transformador.

Assim, a tensão média na carga pode ser obtida através da expressão (2.45)

$$V_o = \frac{1}{2} \cdot D \cdot n \cdot E \quad (2.45)$$

Sabendo que a razão cíclica pode variar ente $0 \leq D \leq 1$, então a máxima tensão média na saída é dada pela expressão (2.46).

$$V_{o\max} = \frac{1}{2} \cdot n \cdot E \quad (2.46)$$

Fica facilmente observável na Eq.(2.46) a influência direta do transformador no valor médio da tensão de saída.

2.4.2 – Corrente média na carga

O valor da corrente média na carga pode ser obtido diretamente da expressão:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n \cdot D \cdot E}{R_o} \quad (2.47)$$

2.4.3 – Característica de transferência estática

Sendo a característica de transferência estática (G) definida como a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, tem-se a seguinte relação:

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{1}{2} \cdot n \cdot D \quad (2.48)$$

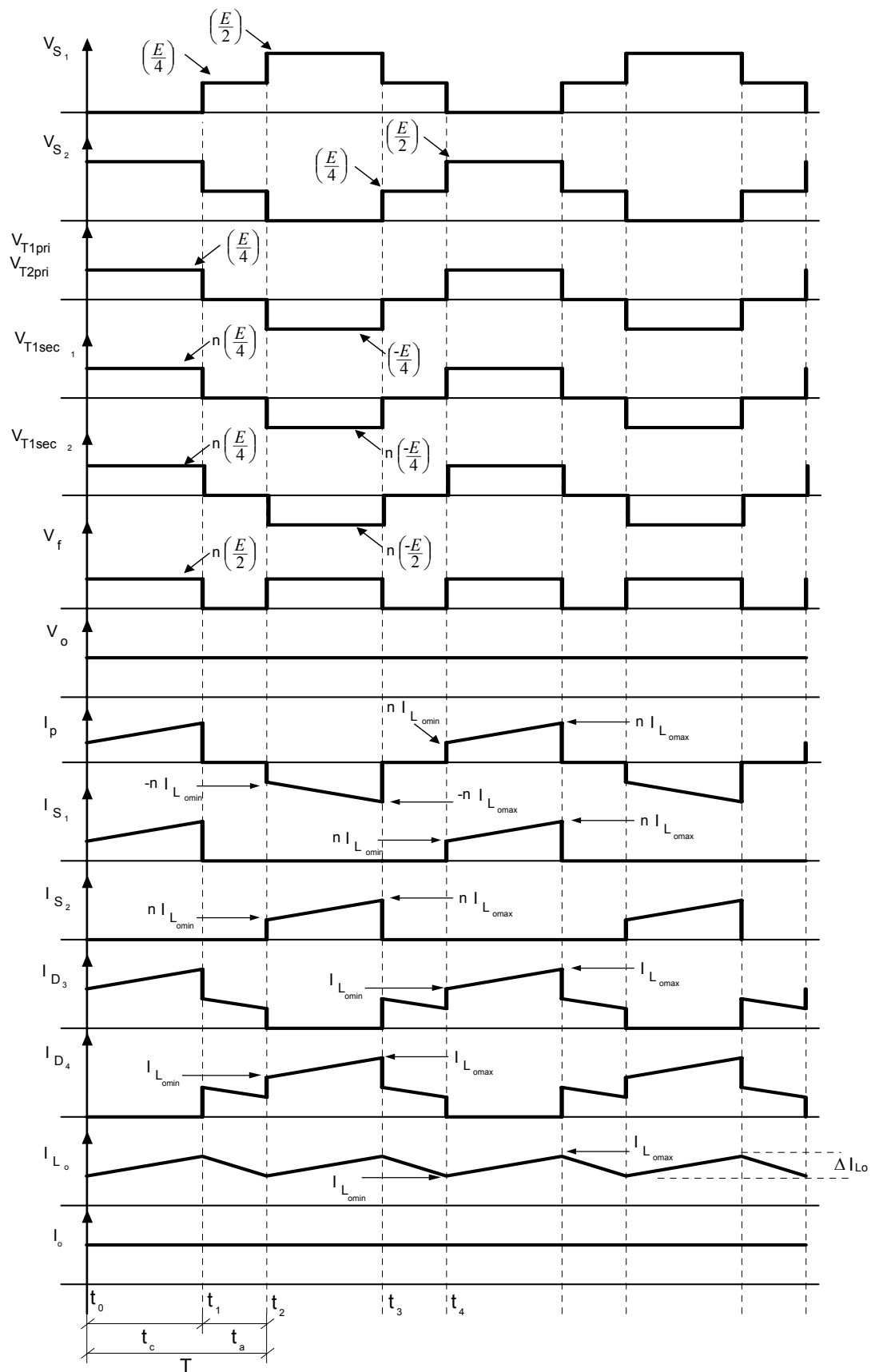


Fig 2. 7 – Formas de onda idealizadas do conversor duplo Half-Bridge.

2.4.4 – Ondulação de corrente no indutor

Observando a forma de onda da corrente I_{Lo} na Fig 2. 7 é possível obter-se a ondulação de corrente no indutor.

A expressão (2.49) define a corrente no indutor L_o :

$$I_{Lo}(t) = I_{Lomin} + \frac{V_f - V_o}{L_o} \cdot t \quad (2.49)$$

No instante $t = t_c$ a corrente I_{Lo} atinge o valor máximo, desta forma:

$$I_{Lo}(t_c) = I_{Lomax} = I_{Lomin} + \frac{V_f - V_o}{L_o} \cdot t_c \quad (2.50)$$

Assim:

$$I_{Lomax} - I_{Lomin} = \frac{V_f - V_o}{L_o} \cdot t_c \quad (2.51)$$

Substituindo as equações (2.7) e (2.45) em (2.51) tem-se:

$$\Delta I_{Lo} = \left(n \cdot \frac{E}{2} - n \cdot D \cdot \frac{E}{2} \right) \frac{1}{L_o} \cdot \frac{t_c}{T} \cdot T \quad (2.52)$$

Mas,

$$T = \frac{T_s}{2} \Leftrightarrow f = 2 \cdot f_s \quad (2.53)$$

Assim sendo, a ondulação de corrente no indutor de saída fica definida pela expressão (2.54)

$$\Delta I_{Lo} = n \cdot \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{L_o} \cdot \frac{1}{2 \cdot f_s} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (2.54)$$

A expressão (2.54) apresenta como parâmetros variáveis as grandezas f , L_o , n , E e D . Em aplicações práticas a grandeza D é o parâmetro de controle, sendo assim é muito importante determinar para qual valor de razão cíclica ocorre a máxima ondulação de corrente. Para obter esta informação é necessário tomar as derivadas parciais da equação em relação à variável de controle e igualar a zero. Desta forma tem-se:

$$\frac{\partial \Delta I_{L_o}}{\partial D} = n \cdot \frac{E}{4 \cdot L_o \cdot f} \cdot \left[\frac{\partial D}{\partial D} - \frac{\partial D^2}{\partial D} \right] = 0 \quad (2.55)$$

$$\frac{\partial \Delta I_{L_o}}{\partial D} = n \cdot \frac{E}{4 \cdot L_o \cdot f} \cdot [1 - 2 \cdot D] = 0 \quad (2.56)$$

A solução da equação (2.56) resulta em $D=0.5$. Desta forma para obter-se o valor máximo da ondulação basta aplicar a solução anteriormente encontrada na expressão (2.54) o que resulta em:

$$\Delta I_{L_o \max} = \frac{n \cdot E}{16 \cdot L_o \cdot f_s} \quad (2.57)$$

De regra geral o valor de ΔI_{L_o} é predefinido na etapa de projeto como parâmetro para a obtenção do valor da indutância de filtragem.

2.4.5 – Valor máximo de corrente no indutor L_o

Analisando a Fig 2. 7 observa-se que o valor médio da corrente no indutor é igual a corrente de carga. Desta forma pode-se afirmar que a corrente máxima sobre o indutor é igual a:

$$I_{L_o \max} = I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \quad (2.58)$$

Substituindo (2.54) em (2.58) obtém –se:

$$I_{L_o \max} = I_o + \frac{n \cdot E}{8 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (2.59)$$

Rearranjando a expressão acima com o auxílio da expressão (2.45) tem-se:

$$I_{L_o \max} = I_o + \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot (1 - D) \quad (2.60)$$

Assim, é possível realizar uma parametrização a fim de obter o valor relativo da corrente máxima no indutor. Desta forma tem-se:

$$\frac{I_{L_o \max}}{I_o} = 1 + \frac{R_o}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot (1 - D) \quad (2.61)$$

2.4.6 – Valor mínimo de corrente no indutor L_o

O valor mínimo de corrente no indutor pode ser obtido da mesma forma usada para a obtenção do valor máximo:

$$I_{L_{o\min}} = I_o - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \quad (2.62)$$

Substituindo (2.54) em (2.62) obtém-se:

$$I_{L_{o\min}} = I_o - \frac{n \cdot E}{8 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (2.63)$$

Rearranjando a expressão acima com o auxílio da expressão (2.45) tem-se:

$$I_{L_{o\min}} = I_o - \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot (1 - D) \quad (2.64)$$

Parametrizando a expressão (2.64) tem-se:

$$\frac{I_{L_{o\min}}}{I_o} = 1 - \frac{R_o}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot (1 - D) \quad (2.65)$$

2.4.7 – Ondulação de tensão na carga

A ondulação de tensão na carga é a própria ondulação no capacitor C_o . Para obter este parâmetro será considerado que toda a componente alternada da corrente do indutor L_o circula através do capacitor [17]. Com isso pode-se escrever:

$$I_{L_o}(t) = I_{L_{oCC}}(t) + I_{L_{oCA}}(t) \quad (2.66)$$

Mas;

$$I_{L_{oCC}}(t) = I_o \quad (2.67)$$

$$I_{L_{oCA}}(t) = I_{C_o}(t) \quad (2.68)$$

Logo:

$$I_{L_o}(t) = I_o + I_{C_o}(t) \quad (2.69)$$

A expressão (2.69) permite afirmar que a ondulação de corrente do capacitor é a própria ondulação de corrente no indutor, ou seja:

$$\Delta I_{Lo}(t) = \Delta I_{Co}(t) \quad (2.70)$$

Considerando o caso mais crítico, ou seja o caso em que a razão cíclica é igual a 50%, é possível traçar uma aproximação para as formas de onda da tensão e da corrente no indutor e no capacitor do filtro de saída, conforme observado na Fig 2.8

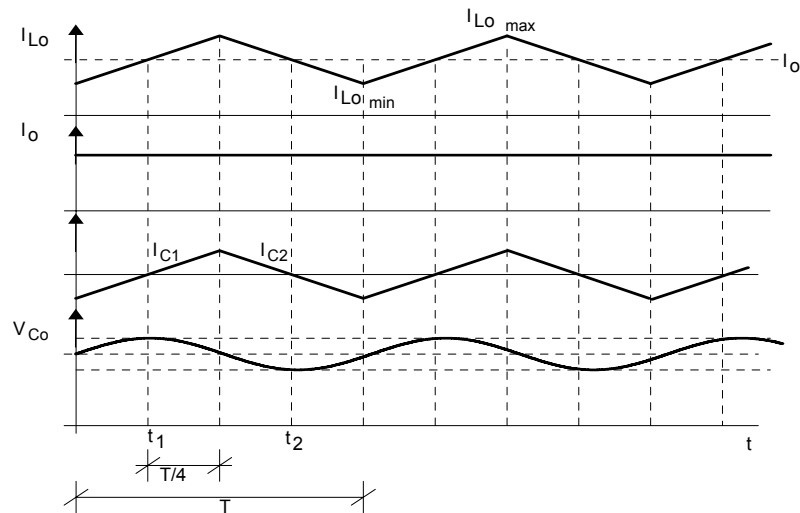


Fig 2.8 – Tensão e Corrente sobre o Capacitor de saída.

Analisando o intervalo $t_1 \leq t \leq t_2$, onde V_{Co} varia do seu valor máximo ao seu valor mínimo, pode-se escrever:

$$\Delta V_o = \Delta V_{Co} = V_{Co\max} - V_{Co\min} = \frac{1}{C_o} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{Co}(t) \cdot dt \quad (2.71)$$

Como pode ser observado, a corrente no capacitor é descontínua no intervalo em questão, desta forma tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \left(\int_0^{\frac{T}{4}} i_{C1}(t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{4}} i_{C2}(t) \cdot dt \right) \quad (2.72)$$

Onde:

$$i_{C1}(t) = 2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{T} \cdot t \quad (2.73)$$

$$i_{C2}(t) = -2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{T} \cdot t + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (2.74)$$

Substituindo (2.73) e (2.74) em (2.72), obtém-se:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \left(\int_0^{\frac{T}{4}} 2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{T} \cdot t \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{4}} -2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{T} \cdot t + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \cdot dt \right) \quad (2.75)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \left(2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{T} \cdot \left(\frac{T}{4} \right)^2 \cdot \frac{1}{2} - 2 \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{T} \cdot \left(\frac{T}{4} \right) \cdot \frac{1}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \cdot \frac{T}{4} \right) \quad (2.76)$$

Simplificando:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_{Lo}}{16 \cdot f_s \cdot C_o} \quad (2.77)$$

Substituindo a equação (2.57) em(2.77) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{n \cdot E}{256 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot C_o} \quad (2.78)$$

Em geral o valor de ΔV_o é conhecido, ou antecipadamente definido pelo projetista, assim utiliza-se a expressão (2.79) para determinar o valor da capacitância C_o .

$$C_o = \frac{n \cdot E}{256 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} \quad (2.79)$$

2.4.8 – Tensão Máxima nos Interruptores

A análise da Fig 2. 7 permite afirmar que a tensão máxima sobre os interruptores é igual a metade da tensão de entrada, ou seja:

$$V_{S1 \max} = V_{S2 \max} = V_{S3 \max} = V_{S4 \max} = \frac{E}{2} \quad (2.80)$$

2.4.9 – Corrente de pico nos Interruptores

A corrente que circula nos interruptores é a própria corrente do primário do transformador que, por sua vez, é a própria corrente no indutor de filtro (I_{Lo}) referida ao lado primário, cujo valor é dado por:

$$I_{S\max} = I_{pri\max} = n \cdot I_{Lo\max} \quad (2.81)$$

Substituindo a expressão (2.60) em (2.81) tem-se:

$$I_{S\max} = n \cdot \left(I_o + \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L_o} \cdot (1 - D) \right) \quad (2.82)$$

Neste ponto é importante salientar que, devido ao fato dos transformadores serem considerados ideais, a corrente na indutância magnetizante foi desprezada e, como esta representa geralmente de 10% a 20% da corrente do enrolamento primário, não se deve dimensionar o interruptor sem uma margem de segurança de mesma ordem de grandeza.

Para o caso de múltiplas saídas a corrente total do primário é dada pela soma das correntes de cada uma das saídas referida ao lado primário, conforme apresentado na expressão (2.83)

$$I_{S\max} = \sum_k \left[n_k \cdot \left(I_{ok} + \frac{V_{ok}}{4 \cdot f_s \cdot L_{ok}} \cdot (1 - D) \right) \right] \quad (2.83)$$

2.4.10 – Corrente média nos Interruptores

A expressão (2.84) define a corrente média no interruptor:

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_s(t) \cdot dt \quad (2.84)$$

Durante o intervalo $0 \leq t \leq t_c$, a corrente $i_s(t)$ é definida por:

$$i_s(t) = n \cdot I_{Lo}(t) \quad (2.85)$$

A corrente I_{Lo} evolui da seguinte maneira:

$$I_{Lo}(t) = I_{Lomin} + \left(\frac{V_f - V_o}{L_o} \right) \cdot t \quad (2.86)$$

Lembrando que:

$$V_f = n \cdot \frac{E}{2} \quad (2.87)$$

Tem-se:

$$I_{Lo}(t) = I_{Lomin} + \left(\frac{(n \cdot E/2) - V_o}{L_o} \right) \cdot t \quad (2.88)$$

Assim, pode-se definir a expressão da corrente no interruptor:

$$i_s(t) = n \cdot \left(I_{Lomin} + \left(\frac{(n \cdot E/2) - V_o}{L_o} \right) \cdot t \right) \quad (2.89)$$

Substituindo (2.89) em (2.84) chega-se a seguinte expressão:

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_c} n \cdot \left[I_{Lomin} + \left(\frac{(n \cdot E/2) - V_o}{L_o} \right) \cdot t \right] \cdot dt + \int_{t_c}^{T_s} 0 \cdot dt \quad (2.90)$$

Onde $T_s = 2T$, assim:

$$I_{Smed} = \frac{n}{2 \cdot T} \cdot \int_0^{t_c} \left[I_{Lomin} + \left(\frac{(n \cdot E/2) - V_o}{L_o} \right) \cdot t \right] \cdot dt \quad (2.91)$$

A solução da expressão (2.91) é dada por:

$$I_{Smed} = \frac{n}{2} \cdot \left[I_{Lomin} \cdot D + \left(\frac{(n \cdot E/2) - V_o}{4 \cdot L_o \cdot f_s} \right) \cdot D^2 \right] \quad (2.92)$$

Relembrando a expressão (2.51):

$$I_{Lo\max} - I_{Lo\min} = \frac{V_f - V_o}{L_o} \cdot t_c = \Delta I_{Lo} \quad (2.51)$$

Pode-se rescrever a equação (2.92) da seguinte forma:

$$I_{Smed} = \frac{n}{2} \cdot \left[I_{Lo\min} \cdot D + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \cdot D \right] \quad (2.93)$$

Lembrando que:

$$I_{Lo\min} = I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (2.94)$$

Substituindo (2.94) em (2.93) tem-se:

$$I_{Smed} = \frac{n \cdot D}{2} \cdot \left[I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right] \quad (2.95)$$

Assim:

$$I_{Smed} = \frac{n \cdot D}{2} \cdot I_o \quad (2.96)$$

Para $D = 1$ tem-se o valor máximo da corrente média no interruptor, ou seja:

$$I_{Smed\max} = n \cdot I_o \quad (2.97)$$

No caso de saídas múltiplas:

$$I_{Smed\max} = \frac{1}{2} \cdot \sum_k n_k \cdot D \cdot I_{ok} \quad (2.98)$$

2.4.11 – Corrente eficaz nos Interruptores

A definição de valor eficaz leva à seguinte relação:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} (i_s(t))^2 \cdot dt} \quad (2.99)$$

Substituindo a expressão (2.89) em (2.99) tem-se:

$$i_s(t) = n \cdot \left(\left(\frac{I_{Lo\max} - I_{Lo\min}}{D \cdot T} \right) \cdot t + I_{Lo\min} \right) \quad (2.100)$$

$$i_s(t) = n \cdot \left(\left(\frac{\Delta I_{Lo}}{D \cdot T} \right) \cdot t + I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (2.101)$$

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_c} \left(n \cdot \left(\left(\frac{\Delta I_{Lo}}{D \cdot T} \right) \cdot t + I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \right)^2 \cdot dt} \quad (2.102)$$

Considerando uma ondulação de corrente muito pequena, ou seja $\Delta I_{Lo} \rightarrow 0$ pode-se rescrever a expressão (2.102) da seguinte maneira:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_c} (n \cdot (I_o))^2 \cdot dt} \quad (2.103)$$

Assim:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{n^2 \cdot D}{2} \cdot I_o^2} \quad (2.104)$$

$$I_{Sef} = n \cdot I_o \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.105)$$

Para $D = 1$ tem-se o valor máximo de corrente eficaz no interruptor, ou seja:

$$I_{Sef\max} = \frac{n \cdot I_o}{\sqrt{2}} \quad (2.106)$$

Generalizando para várias saídas:

$$I_{Sef} = \sum n_k \cdot I_{ok} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.107)$$

2.4.12 – Dimensionamento do capacitor de acoplamento

Devido a desigualdades nos tempos de comutação, assimetrias nos sinais de comando e não idealidades inerentes à estrutura, é possível que um interruptor permaneça bloqueado durante um intervalo de tempo ligeiramente maior que o outro. Esta situação provoca o surgimento de um nível DC na corrente do primário do transformador, provocando saturação do núcleo e conseqüentemente uma elevação dos valores de corrente nos interruptores, o que pode levá-los à destruição.

A fim de impedir a circulação da componente contínua de corrente pelo primário do transformador um capacitor é colocado em série com este enrolamento.

Existem dois critérios que devem ser seguidos para determinar o valor da capacitância série (C_s). São eles o critério da frequência de ressonância e o critério da queda de tensão.

a) Critério da frequência de ressonância.

O capacitor série (C_s) e a indutância de filtro referida ao lado primário (L_{opri}) formam um circuito série ressonante, cuja a frequência de ressonância é dada pela expressão (2.108):

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{opri} \cdot C_s}} \quad (2.108)$$

Onde:

$$L_{opri} = \left(\frac{1}{n}\right)^2 \cdot L_o \quad (2.109)$$

Para fins práticos recomenda-se que:

$$f_r = \frac{f_s}{4} \quad (2.110)$$

Desta forma, substituindo (2.110) em (2.108) tem-se o valor de C_s :

$$C_s = \frac{4}{\pi^2 \cdot f_s \cdot \left(\frac{1}{n}\right)^2 \cdot L_o} \quad (2.111)$$

b) Critério da queda de tensão:

É importante considerar também a impedância do capacitor C_s . Assim, quanto menor for o valor da capacitância, maior será a impedância e, conseqüentemente maior a queda de tensão sobre o capacitor, reduzindo a tensão de saída.

Da teoria básica de circuitos é sabido que a tensão nos terminais de um capacitor é dada por:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C(t) \cdot dt \quad (2.112)$$

Considerando uma corrente DC constante de valor I_C , a expressão (2.112) se resume a:

$$V_C(t) = \frac{I_C}{C} \cdot t \quad (2.113)$$

Considerando que a ondulação de corrente sobre o indutor de saída é muito pequena, pode-se afirmar que a corrente sobre o indutor L_o é igual a corrente de carga. Esta simplificação traz como conseqüência admitir que a corrente no primário seja igual a:

$$I_{pti} = I_C(t) = \frac{1}{n} I_o \quad (2.114)$$

Seja a Fig 2.9 que representa a evolução da tensão e da corrente no capacitor C_s .

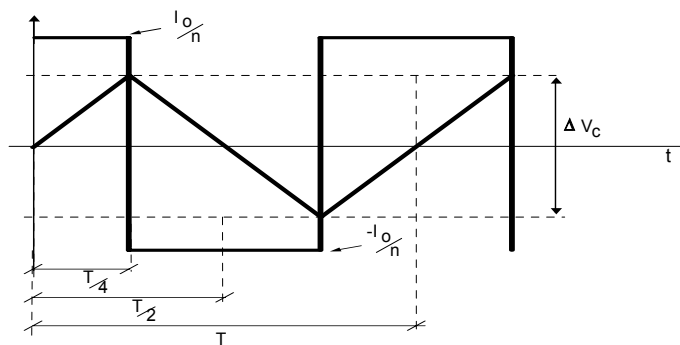


Fig 2.9 – Tensão e corrente Capacitor C_s no

Observa-se que o valor máximo da tensão sobre o capacitor ocorre em um intervalo de tempo igual a um quarto do período de comutação, desta forma, substituindo este valor na expressão (2.113) tem-se:

$$V_{C_s_{max}} = \frac{I_c}{C_s} \cdot \frac{T_s}{4} = \frac{1}{n} \cdot \frac{I_o}{C_s} \cdot \frac{1}{4 \cdot f} \quad (2.115)$$

Assim, o valor da ondulação de tensão pode ser obtido da seguinte forma:

$$\Delta V_{C_s} = 2 \cdot V_{C_s_{max}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{I_o}{C_s \cdot 2 \cdot f} \quad (2.116)$$

Rearranjando a expressão (2.116) pode-se determinar o valor do capacitor C_s em função da máxima queda de tensão admitida:

$$C_s = \frac{1}{n} \cdot \frac{I_o}{\Delta V_{C_s} \cdot 2 \cdot f_s} \quad (2.117)$$

Como critério de projeto admite-se que ΔV_{C_s} situe-se entre de 5% a 10% do valor da tensão de entrada E.

Os dois critérios apresentados fornecem valores diferentes para a capacitância C_s desta forma, deve ser escolhido o capacitor de maior valor. Em aplicações práticas é recomendado o uso de capacitores de polipropileno para reduzir as perdas sobre este componente.

2.5 - EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção será demonstrado um exemplo de projeto do conversor proposto atendendo as especificações apresentadas no item 2.5.1:

2.5.1 – Especificações do projeto

As seguintes especificações foram utilizadas para a etapa de projeto da fonte auxiliar:

- ✓ Tensão nominal de entrada = 900V
- ✓ Tensão mínima de entrada = 400V
- ✓ Frequência de operação = 70kHz
- ✓ Máxima ondulação de corrente nos indutores = 20%
- ✓ Razão cíclica máxima = 0,85

Para cada uma das saídas tem-se:

Tabela 3 - Especificações das saídas.

Saída	Tensão	Consumo	Regulação
1	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
2	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
3	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
4	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
5	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
6	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
7	+24 VDC (Driver)	650m A	± 5%
8	+15 VDC (Comando)	500 mA	± 5%
9	-15 VDC (Comando)	500 mA	± 5%
10	+ 20 VDC (Auxiliar)	150 mA	± 5%

2.5.2 – Cálculo da relação de transformação

Utilizando a expressão (2.48) pode-se determinar o valor da relação de transformação para cada uma das saídas. Considerando que posteriormente cada saída será provida de um regulador linear, serão acrescidos 4V a cada uma das tensões, assim as saídas numeradas de 1 a 7 serão projetadas para um tensão de 28V, as saídas 8 e 9 para 19V. A saída 10 não possuirá regulador linear, pois será utilizada apenas para a malha de controle e, desta forma, será projetada para 20V.

Sejam n_1, n_2, \dots, n_{10} , as relações necessárias para obter-se as tensões de uma das saídas.

$$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = n_5 = n_6 = n_7 = \frac{2 \cdot V_{o_1}}{D_{\max} \cdot E_{\min}} = \frac{2 \cdot 28}{0,85 \cdot 400} = 0,165 \quad (2.118)$$

$$n_8 = n_9 = \frac{2 \cdot V_{o_8}}{D_{\max} \cdot E_{\min}} = \frac{2 \cdot 19}{0,85 \cdot 400} = 0,112 \quad (2.119)$$

$$n_{10} = \frac{2 \cdot V_{o_{10}}}{D_{\max} \cdot E_{\min}} = \frac{2 \cdot 20}{0,85 \cdot 400} = 0,118 \quad (2.120)$$

2.5.3 – Cálculo dos Indutores de Saída

Utilizando a expressão (2.57) é possível determinar o valor da indutância necessária para garantir a ondulação de corrente preestabelecida. Assim:

$$L_o = \frac{n \cdot E}{16 \cdot \Delta I_{L_{o_{\max}}} \cdot f_s} \quad (2.57)$$

$$L_{o1} = L_{o2} = L_{o3} = L_{o4} = L_{o5} = L_{o6} = \frac{0,165 \cdot 900}{16 \cdot (0,2 \cdot 0,65) \cdot 70 \cdot 10^3} = 1,018mH \quad (2.121)$$

$$L_{o8} = L_{o9} = \frac{0,112 \cdot 900}{16 \cdot (0,2 \cdot 0,5) \cdot 70 \cdot 10^3} = 0,898mH \quad (2.122)$$

$$L_{o10} = \frac{0,118 \cdot 900}{16 \cdot (0,3 \cdot 0,35) \cdot 70 \cdot 10^3} = 1,05mH \quad (2.123)$$

Por conveniência o valor das indutâncias será padronizado. O valor adotado em cálculos posteriores será igual a 1mH.

2.5.4– Cálculo dos Capacitores de Saída

A expressão (2.79) determina o valor da capacitância C_o .

$$C_o = \frac{n \cdot E}{256 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} \quad (2.79)$$

$$C_{o1} = C_{o2} = \dots = C_{o10} = \frac{0,165 \cdot 900}{256 \cdot (70 \cdot 10^3)^2 \cdot 396,8 \cdot 10^{-6} \cdot 0,25} = 7,95nF \quad (2.124)$$

2.5.5 – Tensão máxima nos interruptores

$$V_{S1\max} = V_{S2\max} = V_{S3\max} = V_{S4\max} = \frac{E}{2} = 450V \quad (2.125)$$

2.5.6 – Corrente de pico nos interruptores

A expressão (2.126) permite determinar o valor máximo de corrente sobre os interruptores:

$$I_{S\max} = \sum n_k \cdot \left(I_o + \frac{V_{ok}}{4 \cdot f_s \cdot L_{ok}} \cdot (1-D) \right) \quad (2.126)$$

$$I_{S\max} = 0,9173A \quad (2.127)$$

2.5.7 – Corrente média nos interruptores

$$I_{Smed} = \frac{1}{2} \cdot \sum n_k \cdot D \cdot I_{ok} = 381mA \quad (2.128)$$

2.5.8 – Corrente eficaz nos interruptores

$$I_{Sef} = \sum n_k \cdot I_{ok} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} = 584mA \quad (2.129)$$

2.6 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A seguir serão apresentados os resultados de simulação para o conversor projetado no item anterior. Com o objetivo de verificar o funcionamento da estrutura nos limites superior e inferior preestabelecidos para a tensão de barramento, foram analisados primeiramente o caso de mínima tensão de entrada e, posteriormente, o de tensão de entrada nominal. Para efeito de análise os reguladores lineares nas saídas foram desprezados a fim de verificar o comportamento das tensões de saída para cada uma das diferentes cargas. Detalhes da simulação realizada podem ser obtidos no apêndice E.

2.6.1 - Análise para mínima tensão de entrada

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos através de simulação numérica para a estrutura operando com a mínima tensão de entrada.

2.6.1.1 - Tensões nos interruptores

A Fig 2.10 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores. Como pode ser verificado tem-se uma tensão máxima de 200V, metade da tensão de barramento, em cada um dos interruptores de potência.

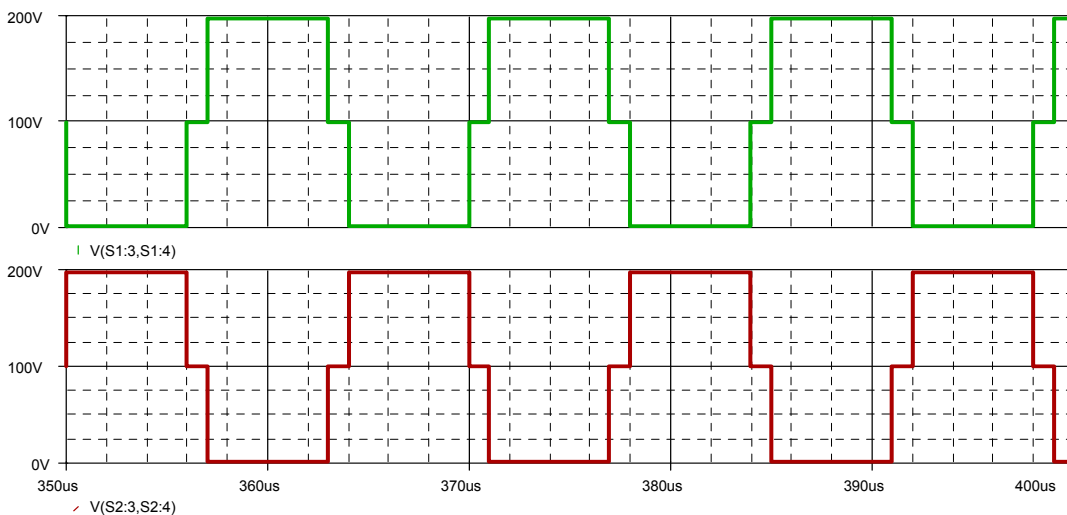


Fig 2.10 – Tensão nos interruptores.

2.6.1.2 - Tensões nos primários dos transformadores

Na Fig 2.11 podem ser observadas as formas onda de tensão nos primários dos transformadores de potência. Como pode ser verificado, a tensão máxima aplicada em cada enrolamento é igual a um quarto do valor total da tensão de barramento.

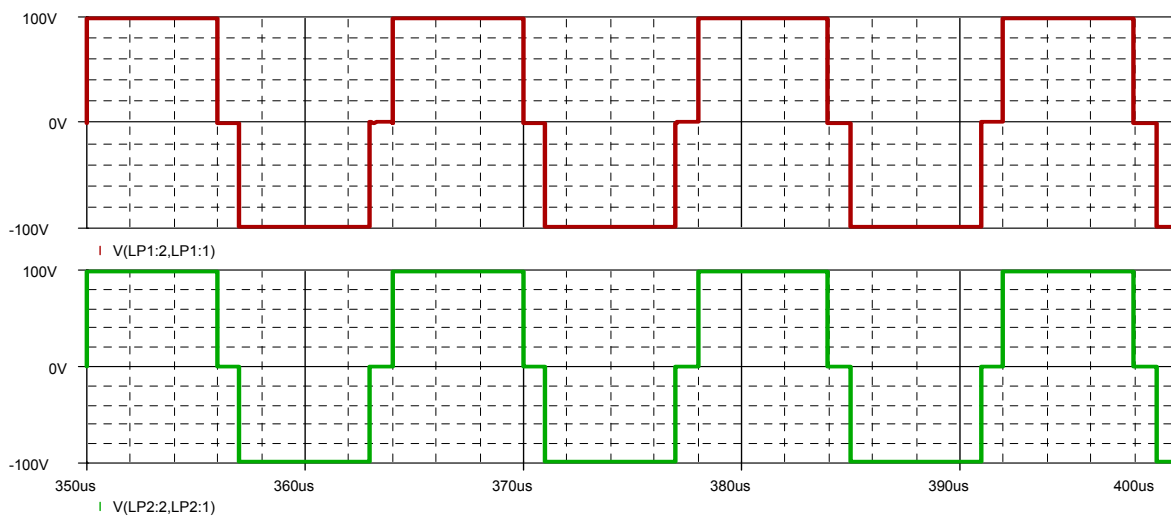


Fig 2.11 – Tensões nos primários.

2.6.1.3. Tensão dos secundários retificada

Na análise teórica verificou-se que o valor da tensão no ponto V_f é a metade da tensão de barramento afetada pela relação de transformação e, seria composta pela soma das tensões dos secundários. Na Fig 2.12 são apresentadas as formas de onda de tensão nos secundários e após os diodos retificadores de uma das saídas de 24V.

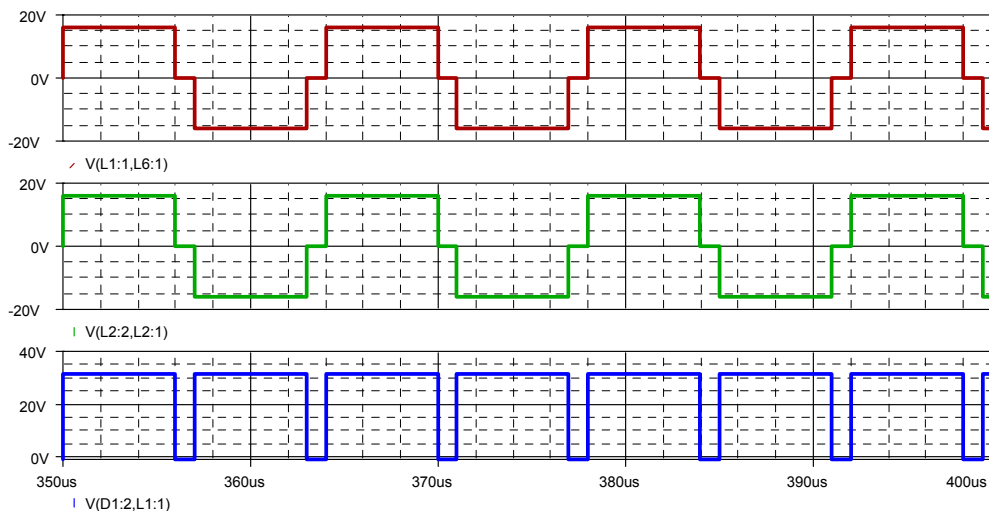


Fig 2.12 –Tensões nos secundários e tensão retificada.

2.6.1.4. – Tensões de saída

A tensão na carga é igual ao valor médio da tensão no ponto f. Na Fig 2.13.são apresentadas as formas de onda das tensões retificadas e das tensões das respectivas saídas.

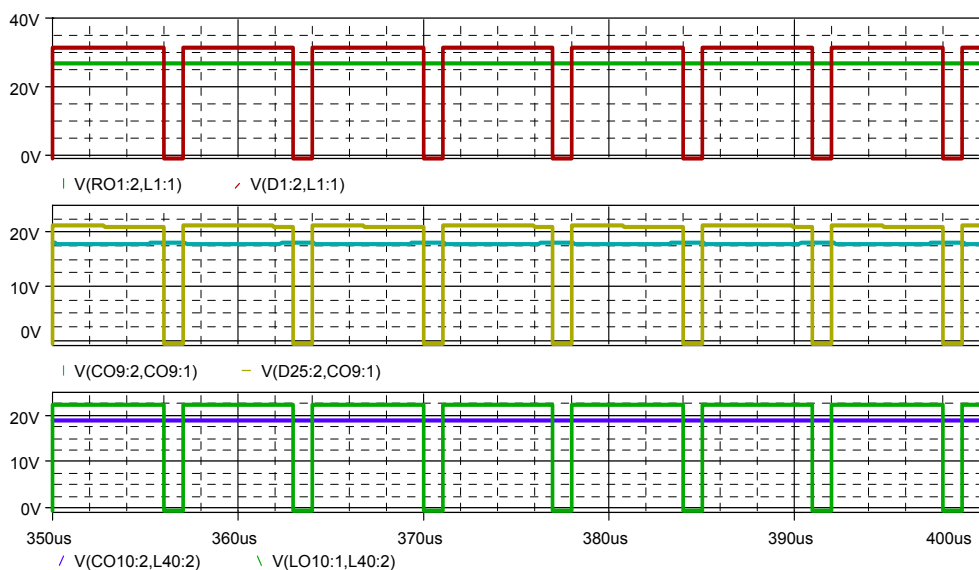


Fig 2.13 –Tensão na carga.

O detalhe das tensões de saída é apresentado na Fig 2.14. Como pode ser observado a ondulação máxima obtida se encontra dentro dos limites definidos pelas especificações de projeto.

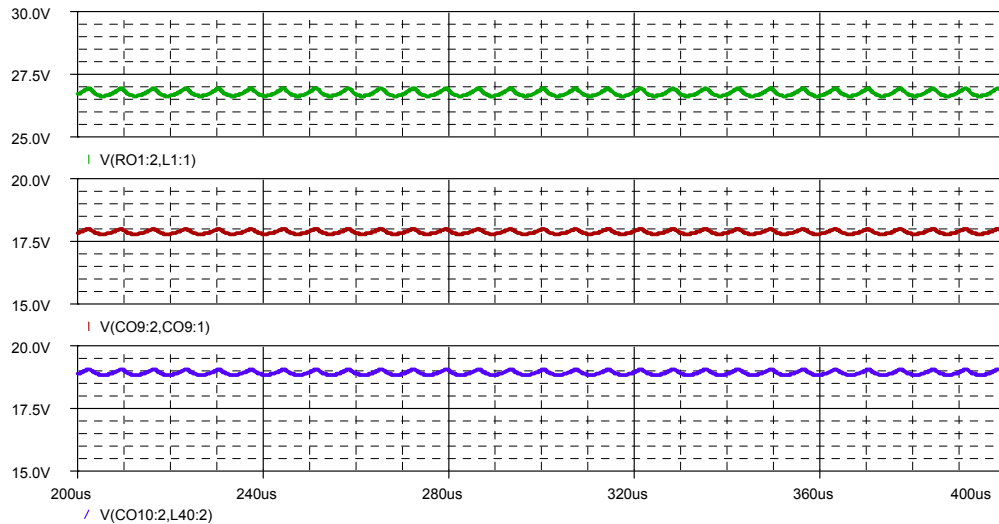


Fig 2.14 – Detalhe da tensão na carga.

2.6.1.5. – Corrente no enrolamento primário e nos interruptores:

Na Fig 2.15 podem ser observadas as formas de onda da corrente sobre o enrolamento primário de um dos transformadores e nos interruptores.

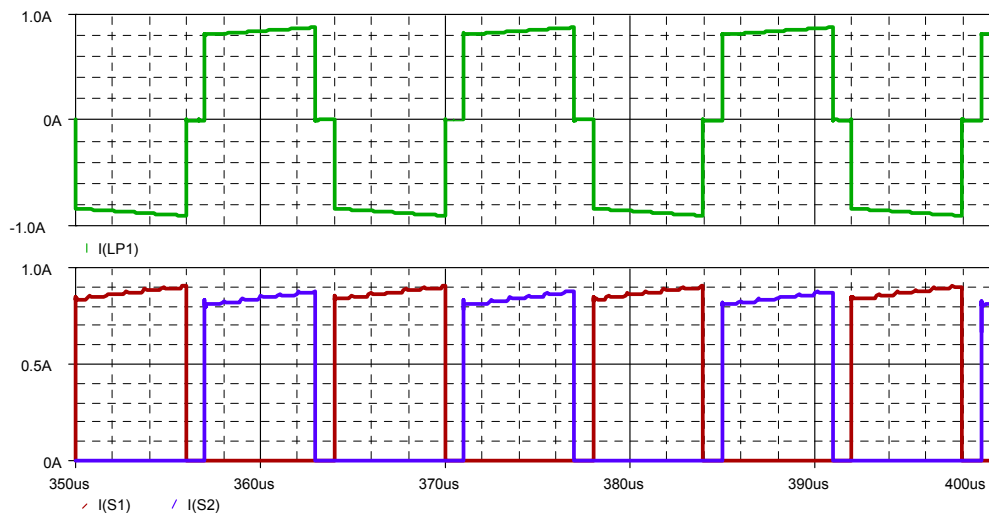


Fig 2.15 – Correntes no enrolamento primário e nos Interruptores.

2.6.1.6. – Corrente média e eficaz nos interruptores:

Os valores médio e eficaz da corrente sobre os interruptores são apresentados na

Fig 2.16

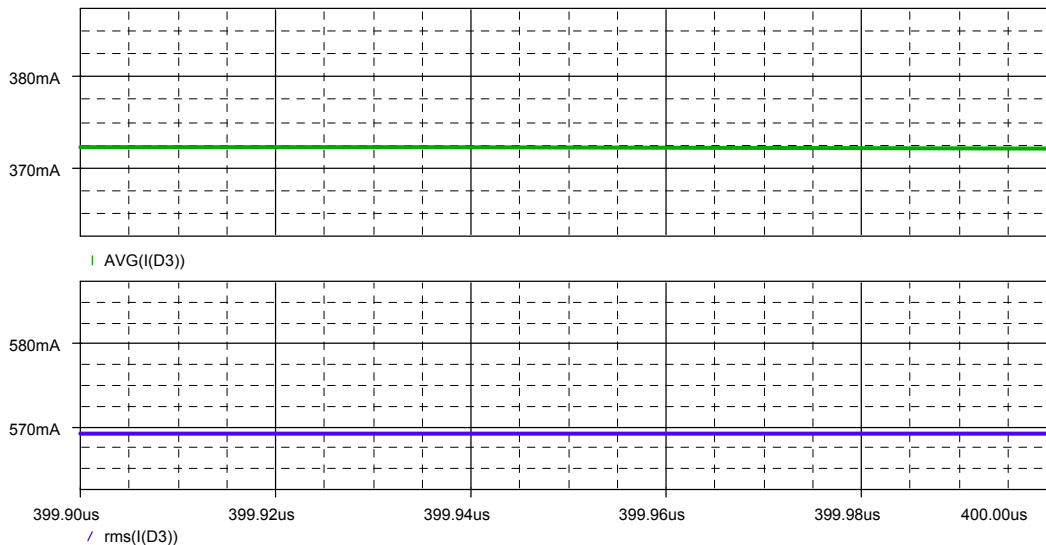


Fig 2.16 – Corrente média nos interruptores.

2.6.1.7. – Corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores:

A Fig 2.18 mostra os valores de corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores de saída.

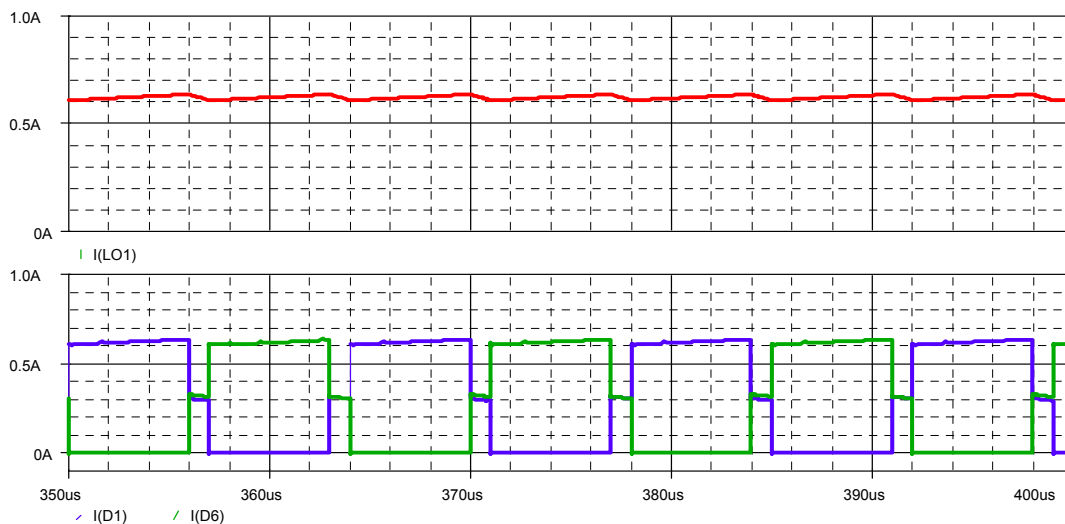


Fig 2.17 – Corrente Eficaz nos Interruptores.

2.6.2 Análise para máxima tensão de entrada

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos através de simulação numérica para a estrutura operando com a máxima tensão de entrada.

2.6.2.1. - Tensão nos interruptores

A Fig 2.17 mostra a forma de onda de tensão sobre os interruptores. Conforme esperado, a tensão máxima observada é igual à metade da tensão de barramento.

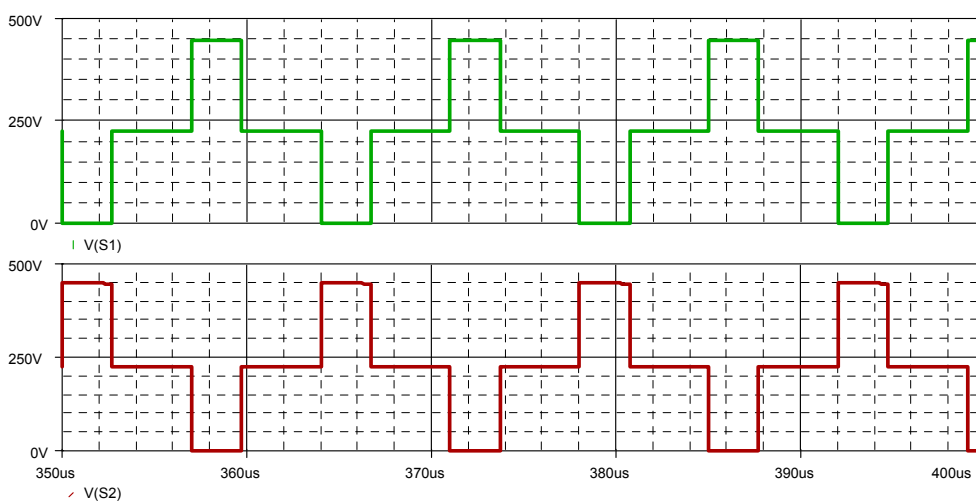


Fig 2.18 – Tensão sobre os Interruptores para 900V de Barramento.

2.6.2.2. - Tensões nos primários dos transformadores

A Fig 2.19 apresenta a forma de onda de tensão nos enrolamentos primários dos transformadores, onde observa-se um valor máximo de 225V.

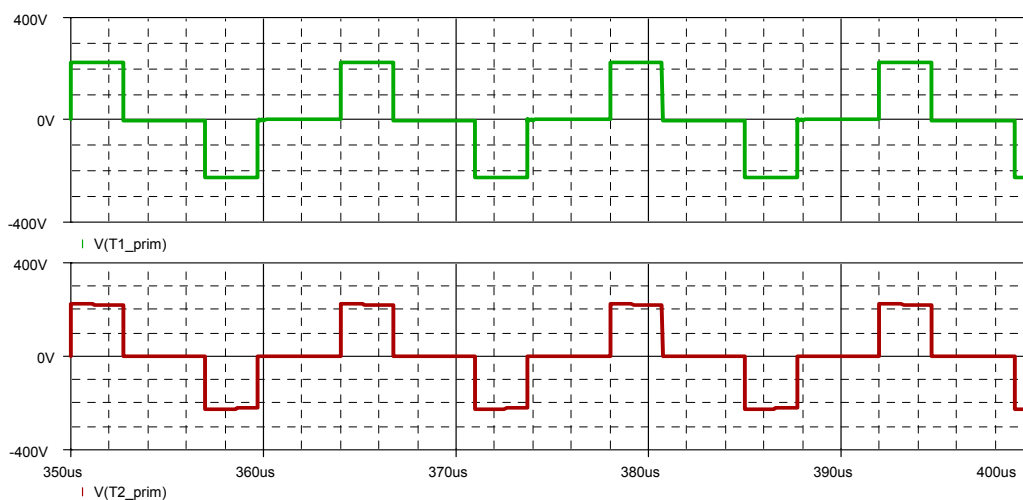


Fig 2.19 - Tensão nos enrolamentos primários para Barramento de 900V.

2.6.2.3. Tensão dos secundários retificada

Na análise teórica verificou-se que o valor da tensão no ponto V_f é a metade da tensão de barramento afetada pela relação de transformação e seria composta pela soma das tensões de dos secundários. Na Fig 2.20 são apresentadas as formas de onda de tensão nos secundários e após os diodos retificadores de uma das saídas de 24V.

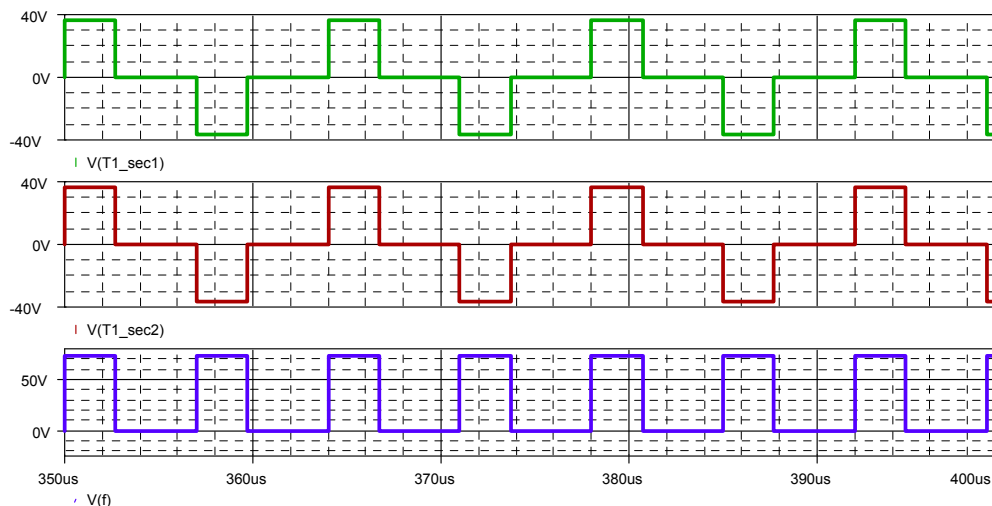


Fig 2.20 – Tensão nos secundários antes e após os diodos retificadores.

2.6.2.4. – Tensões de saída

Na Fig 2.21 são mostradas as tensões nos resistores de carga para a condição de máxima tensão no barramento.

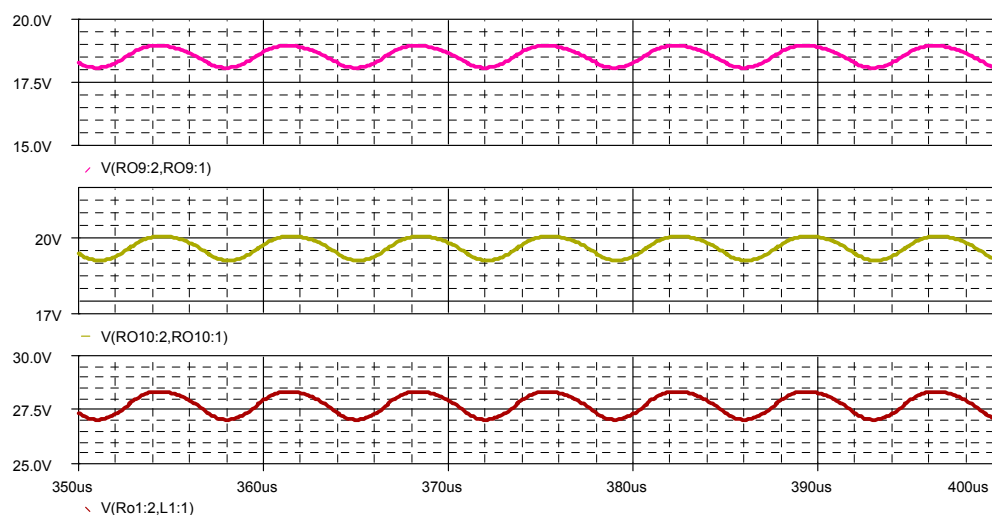


Fig 2.21 –Tensão na carga para 900V de barramento.

2.6.2.5– Corrente no enrolamento primário e nos interruptores

Na Fig 2.22 podem ser observadas as formas de onda da corrente sobre o enrolamento primário de um dos transformadores e nos interruptores.

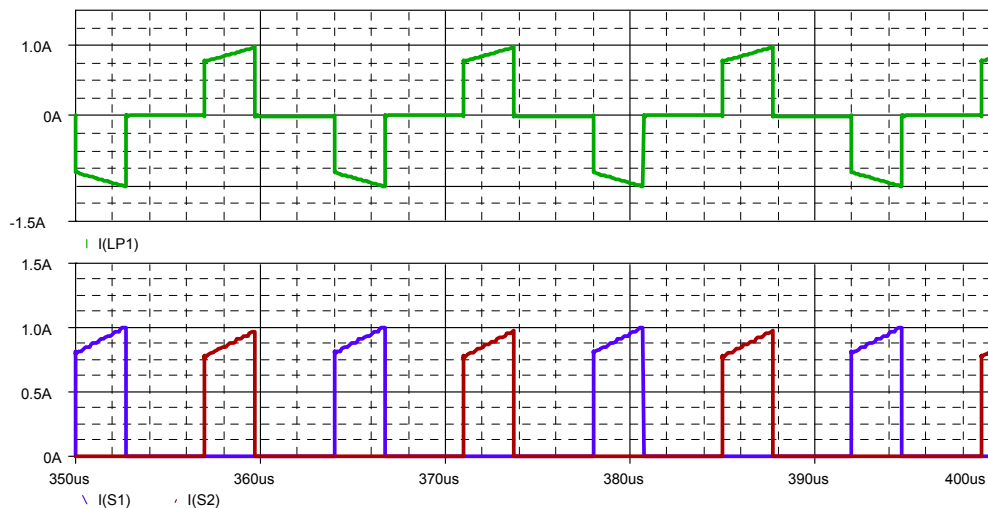


Fig 2.22 – Correntes nos Interruptores e no enrolamento primário.

2.6.2.6 – Corrente média e eficaz nos interruptores

Os valores médio e eficaz da corrente sobre os interruptores são apresentados na Fig 2. 23.

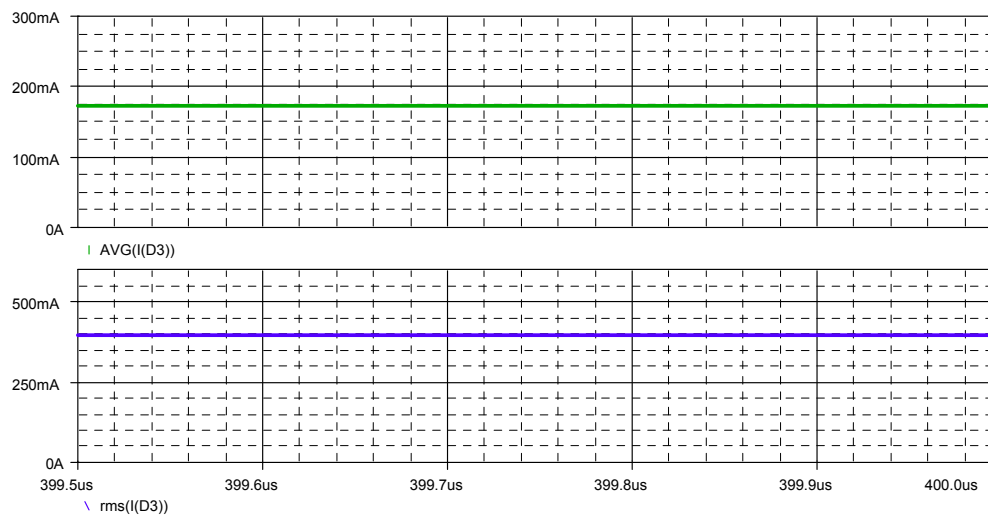


Fig 2. 23 – Corrente média e eficaz nos interruptores.

2.6.2.7 – Corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores

A Fig 2. 24 mostra os valores de corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores de saída.

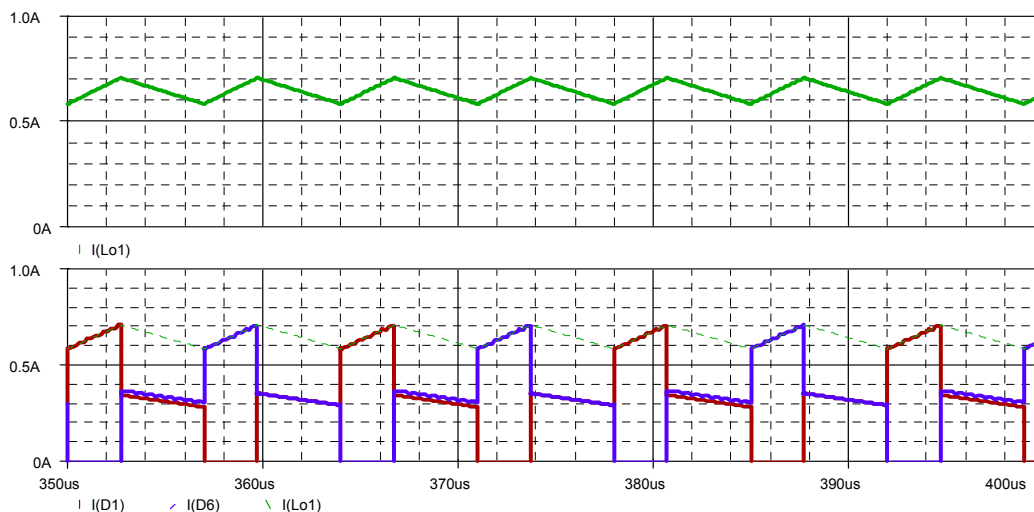


Fig 2. 24 – Corrente no indutor de filtro e nos diodos retificadores.

2.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o conversor CC-CC Duplo Half bridge. Trata-se de uma topologia destinada a aplicações com elevada tensão de entrada. O funcionamento da estrutura utilizando modulação PWM convencional foi apresentado e comprovado através de simulação numérica.

Conforme se verificou nos resultados obtidos, a tensão máxima sobre os interruptores fica igual à metade da tensão de barramento. Desta forma, operando com um barramento de 900V, é possível, admitindo valores reduzidos de indutância de dispersão nos transformadores, utilizar interruptores de 500V. As demais grandezas analisadas também se mantiveram dentro dos valores esperados.

Através das formas de onda apresentadas foi possível comprovar a validade das expressões matemáticas desenvolvidas o que permite maior segurança para dar início à etapa de implementação prática.

CAPITULO 3 – PROJETO DA MALHA DE CONTROLE

3.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar o procedimento utilizado para projetar a malha de controle da tensão de saída do conversor duplo Half-Bridge.

Em uma primeira etapa será mostrada a metodologia adotada para obter-se a função de transferência da planta. O passo seguinte é o projeto do compensador.

A obtenção dos parâmetros do compensador é fundamentada nas teorias de controle clássico. Sendo assim, para visualizar o comportamento da planta a ser controlada utiliza-se como ferramenta o diagrama de Bode e a estabilidade do sistema é garantida obedecendo-se aos critérios da Margem de fase.

3.2 - OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

3.2.1 - Caracterização da planta

O objetivo da malha de controle é regular as tensões das saídas, mantendo-as nos valores preestabelecidos, independentemente de variações de carga ou da tensão de entrada. Para isto utiliza-se a técnica de modulação por largura de pulsos (PWM).

Na Fig 3.1 pode ser observado o diagrama de blocos do conversor a ser controlado.

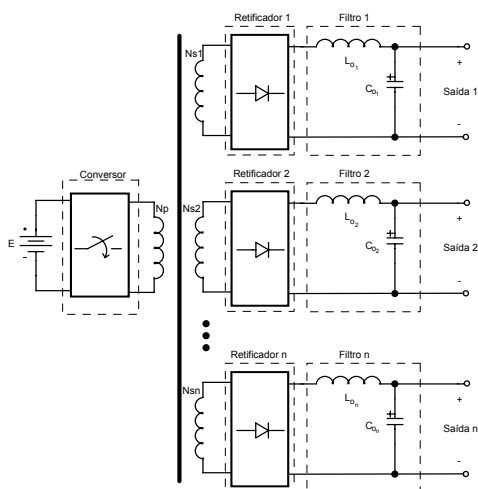


Fig 3.1 - Diagrama de blocos da Fonte Auxiliar.

Como pode ser verificado, trata-se de uma estrutura dotada de múltiplas saídas isoladas. A atuação do controle se dará monitorando uma das saídas do conversor e, perante possíveis distúrbios no valor desta tensão, o valor da razão cíclica deve ser alterado. Os valores de tensão das demais saídas ficam por conta da regulação cruzada obtida através dos transformadores. Na Fig 3.2 é apresentada a conexão entre a malha de controle e o conversor.

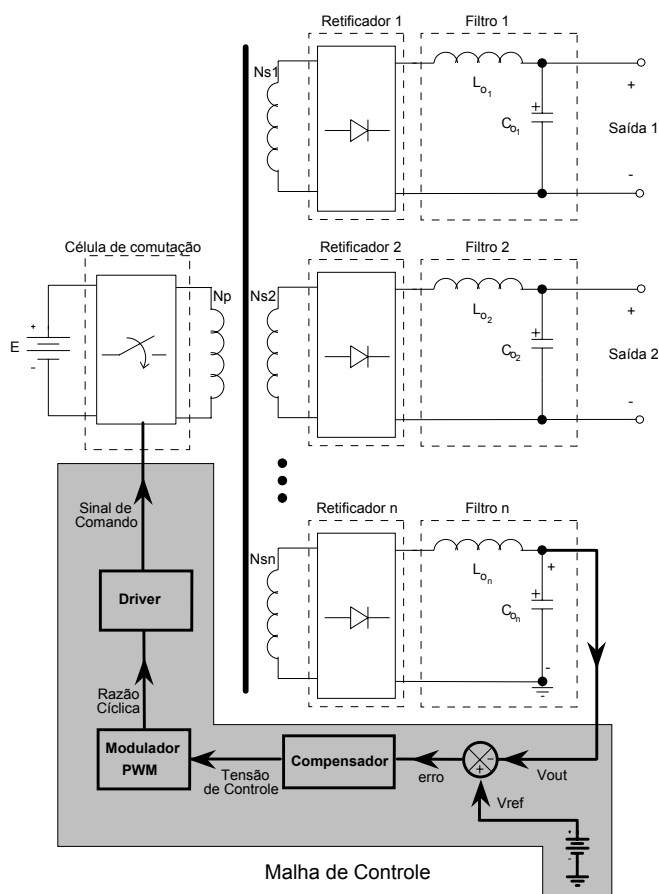


Fig 3.2 - Diagrama de blocos da Fonte Auxiliar e da Malha de Controle.

O comportamento dinâmico da estrutura depende de cada uma das saídas. Uma perturbação em uma das cargas reflete-se em uma variação da corrente no primário e, conseqüentemente, afeta diretamente as demais saídas.

Do ponto de vista do controle, esta interdependência entre as saídas pode ser facilmente tratada simplesmente referindo todo o conversor para a saída de controle. Para isso utiliza-se a expressão (3.1), usada para referir impedâncias entre os lados primário e secundário de transformadores.

$$Z_{ref} = Z \cdot n^2 \quad (3.1)$$

Na expressão (3.1), n representa a relação de transformação.

Sendo assim, para um número k de saídas, as expressões (3.2) e (3.3) representam a indutância e a capacitância equivalente vista pelo secundário a ser controlado.

$$L_{eq} = \frac{1}{\sum_k \left[(n_k)^2 \cdot \frac{1}{L_{o_k}} \right]} \quad (3.2)$$

$$C_{eq} = \sum_k \left[(n_k)^2 \cdot C_k \right] \quad (3.3)$$

A resistência efetiva de carga pode ser obtida da seguinte maneira:

$$R_{eq} = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (3.4)$$

Na entrada do filtro L-C é aplicada a forma de onda da tensão V_f , mostrada na Fig 3. 3:

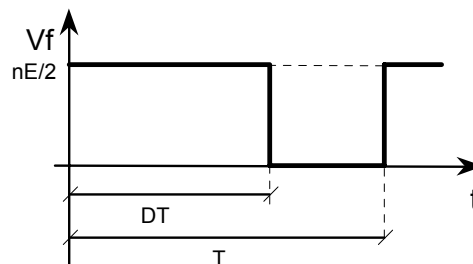


Fig 3. 3 – Forma de onda da tensão após os diodos retificadores.

De posse destas informações é possível sintetizar um circuito que representa o comportamento do conversor para um observador situado na saída a ser controlada, conforme mostrado na Fig 3. 4.

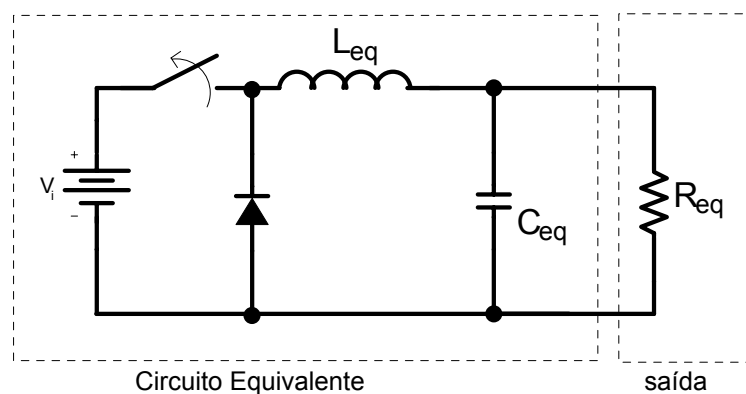


Fig 3. 4 – Circuito equivalente.

Não é necessário nenhum esforço para perceber que o circuito mostrado na Fig 3.4 é um conversor *Buck* operando no modo de condução contínua.

O valor da fonte de tensão V_i pode ser obtido através da expressão (3.5):

$$V_i = \frac{n \cdot E}{2} \quad (3.5)$$

Por se tratar de uma topologia bastante conhecida e, devido ao fato de sua função de transferência ser facilmente encontrada na literatura, os modelos matemáticos utilizados não foram desenvolvidos passo a passo neste trabalho. Maiores detalhes podem ser obtidos nas referências [2], [3] [11] e [18].

Para o conversor apresentado no capítulo anterior, cujos parâmetros relevantes à obtenção da função de transferência encontram-se resumidos na Tabela 4, os valores para as grandezas apresentadas nas equações (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5) são:

$$L_{eq} = 147,3 \mu H \quad (3.6)$$

$$C_{eq} = 1493 \mu F \quad (3.7)$$

$$R_{eq} = 2,62 \Omega \quad (3.8)$$

$$V_i = 67,5 V \quad (3.9)$$

Tabela 4 - Parametros do conversor

Saída	Tensão	n	n_{ref}	L_{filtro}	C_{filtro}	R_{carga}
1	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
2	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
3	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
4	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
5	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
6	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
7	+24	0,165	0,714	1mH	220uF	41,5Ω
8	+15	0,112	1,052	1mH	220uF	36Ω
9	-15	0,112	1,052	1mH	220uF	36Ω
10	+ 20	0,118	1	1mH	220uF	63,33Ω

A partir do circuito equivalente do conversor pode-se obter as funções de transferência como indicado nos itens seguintes.

3.2.2 Função de transferência $G_v(s)$

A expressão (3.10) representa a função de transferência entre as tensões de entrada e saída.

$$G_v(s) = \frac{V_o}{V_i} = K_{v1} \cdot \frac{1 + s \cdot K_{v2}}{1 + s \cdot K_{v3} + s^2 \cdot K_{v4}} \quad (3.10)$$

As constantes K_1 , K_2 , K_3 , e K_4 , dependem dos parâmetros do circuito e são apresentadas a seguir:

$$K_{v1} = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.11)$$

$$K_{v2} = \frac{2 - \frac{V_o}{V_i}}{2 \cdot \left(\frac{L_{eq}}{R_{eq}} \right) \cdot f_o} \cdot \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \quad (3.12)$$

$$K_{v3} = 1 + \frac{1}{2 \cdot f_o} \quad (3.13)$$

$$K_{v4} = L_{eq} \cdot C_{eq} \quad (3.14)$$

Neste ponto vale a pena ressaltar que a frequência f_o é igual ao dobro da frequência de comutação f_s definida no capítulo anterior.

Substituindo os valores encontrados em (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) chega-se aos seguintes resultados:

$$K_{v1} = 0,296 \quad (3.15)$$

$$K_{v2} = 6,08 \cdot 10^{-6} \quad (3.16)$$

$$K_{v3} = 59,7 \cdot 10^{-3} \quad (3.17)$$

$$K_{v4} = 220 \cdot 10^{-9} \quad (3.18)$$

Sendo assim, a função de transferência será:

$$G_v(s) = 0,296 \cdot \frac{1 + s \cdot 6,08 \cdot 10^{-6}}{1 + s \cdot 59,7 \cdot 10^{-3} + s^2 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} \quad (3.19)$$

O diagrama de Bode da função de transferência $G_v(s)$ é apresentado na Fig 3.5.

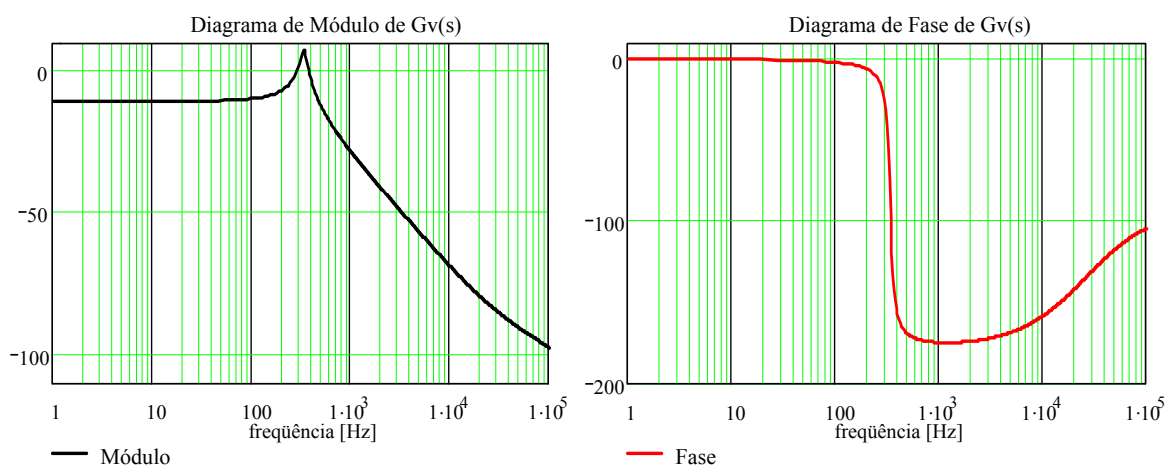


Fig 3.5 - Diagrama de bode de $G_v(s)$.

3.2.3 Função de transferência $G_d(s)$

A expressão (3.20) representa a função de transferência entre a razão cíclica e a tensão de saída.

$$G_d(s) = \frac{V_o}{d} = V_i \cdot \frac{1 + s \cdot K_{d1}}{1 + s \cdot K_{d2} + s^2 \cdot K_{d3}} \quad (3.20)$$

As constantes K_1 , K_2 , K_3 , e K_4 , dependem dos parâmetros do circuito e são apresentadas a seguir:

$$K_{d1} = \frac{1 - \frac{V_o}{V_i}}{\left(\frac{L_{eq}}{R_{eq}}\right) \cdot f_o} \cdot \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \quad (3.21)$$

$$K_{d2} = \frac{2 - \frac{V_o}{V_i}}{2 \cdot \left(\frac{L_{eq}}{R_{eq}}\right) \cdot f_o} \cdot \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \quad (3.22)$$

$$K_{d3} = 1 + \frac{1}{2 \cdot f_o} \quad (3.23)$$

$$K_{d4} = L_{eq} \cdot C_{eq} \quad (3.24)$$

Substituindo os respectivos valores chega-se aos seguintes resultados:

$$K_{d1} = 6,085 \cdot 10^{-6} \quad (3.25)$$

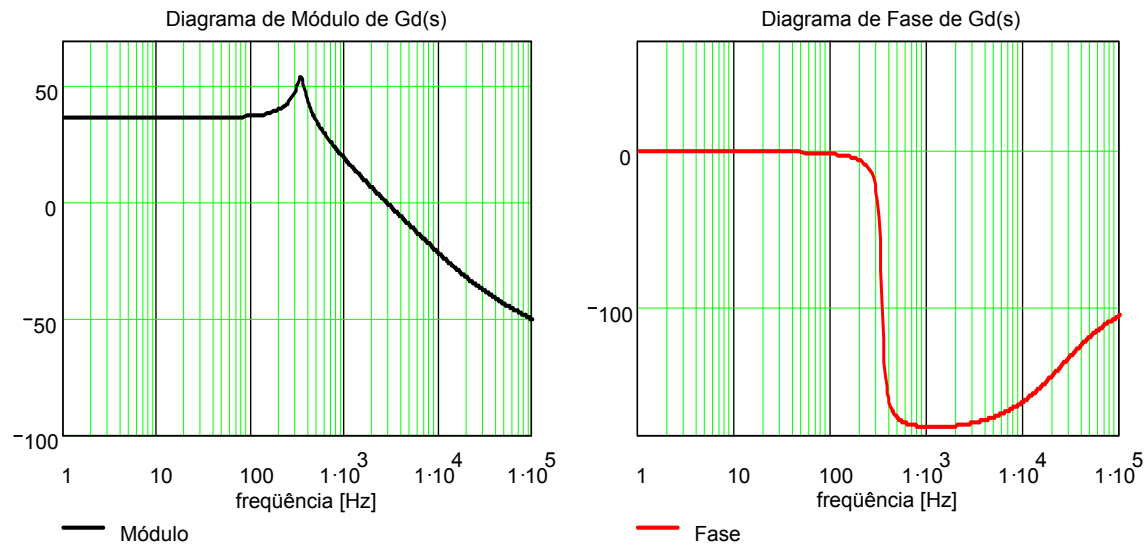
$$K_{d2} = 59,7 \cdot 10^{-3} \quad (3.26)$$

$$K_{d3} = 220 \cdot 10^{-9} \quad (3.27)$$

Assim:

$$G_d(s) = 67,5 \cdot \frac{1 + s \cdot 6,085 \cdot 10^{-6}}{1 + s \cdot 59,7 \cdot 10^{-3} + s^2 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} \quad (3.28)$$

O diagrama de Bode da função de transferência $G_d(s)$ é apresentado na Fig 3.5.

Fig 3.6 - Diagrama de bode de $G_d(s)$.

3.3 PROJETO DO COMPENSADOR

O objetivo a ser atingido com a introdução da malha de controle é obter uma resposta do tipo integrador puro para o sistema de laço aberto. Em outras palavras, isto quer dizer que, para o diagrama de blocos da malha de controle apresentado na Fig 3.7, a equação (3.29) deve ser respeitada.

$$G_{L_aberto}(s) \triangleq K_v(s) \cdot H_c(s) \cdot K_{PWM}(s) \cdot G_d(s) = \frac{K_x}{s} \quad (3.29)$$

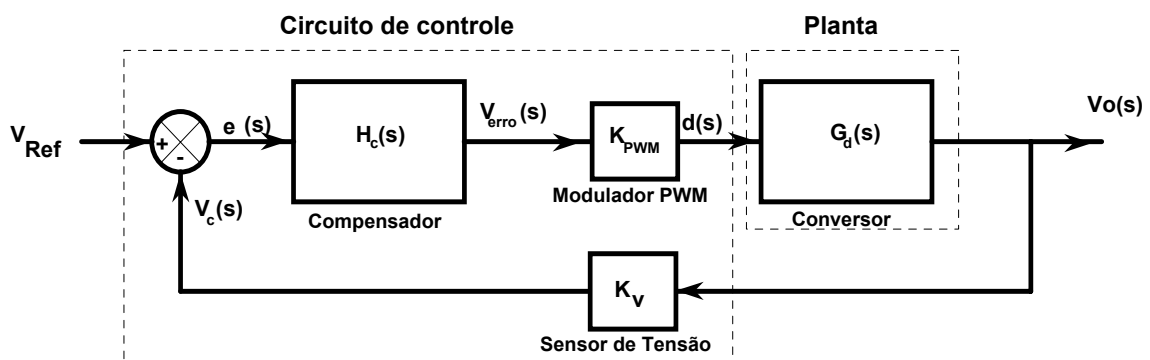


Fig 3.7 - Diagrama de blocos da malha de controle.

Na Fig 3. 8 são mostradas as curvas de módulo do compensador de uma planta genérica e a curva de módulo que se deseja obter para a função de transferência de laço aberto ao aplicar o método de compensação. Como pode ser observado na figura, a

função de laço aberto deve apresentar uma inclinação de -20dB/década , caracterizando um sistema de primeira ordem.

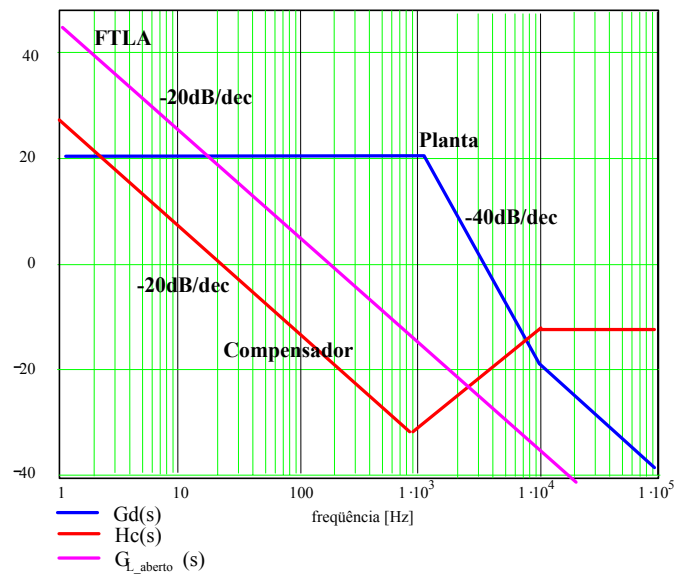


Fig 3. 8 – Método de compensação.

3.3.1 Freqüência de transição do zero do conversor

Analisando as funções de transferência $G_a(s)$ observa-se que a freqüência em que se localiza o zero da planta pode ser obtida através da expressão (3.30):

$$f_{zd} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot K_{d1}} \quad (3.30)$$

Para o conversor em questão tem-se:

$$f_{zd} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6.08 \cdot 10^{-6}} = 26,16\text{kHz} \quad (3.31)$$

3.3.2 Freqüência dos pólos do conversor

O par complexo conjugado de pólos pode ser obtido através da expressão (3.32).

$$f_{pd} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{K_{d3}}} \quad (3.32)$$

Para o conversor em questão tem-se:

$$f_{pd} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-9}}} = 339,3 \text{ Hz} \quad (3.33)$$

3.3.3 Função de transferência do compensador PID

A função de transferência do compensador PID é dada pela expressão (3.34).

$$H_c(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zc1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{pc1}} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_{pc2}} + 1\right)} \quad (3.34)$$

Para que a estrutura apresente um pequeno erro estático é necessário um elevado ganho em baixas frequências. Isto pode ser obtido posicionando um dos pólos do compensador na origem, assim:

$$f_{pc1} = 0 \quad (3.35)$$

O segundo pólo tem por objetivo cancelar o efeito do zero da planta, assim:

$$f_{pc2} = f_{zd} \quad (3.36)$$

O efeito causado pelo par de pólos complexos conjugados será anulado pelos zeros do compensador, desta forma:

$$f_{zc1} = f_{zc2} = f_{pd} \quad (3.37)$$

Assim, a função de transferência do compensador pode ser rescrita como:

$$H_c(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{pd}}\right)^2}{\left(\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{zd}} + 1\right) \cdot s} \quad (3.38)$$

3.3.4 Determinação da frequência de cruzamento

Determinar o valor da frequência de cruzamento por zero da função de laço aberto é importante no que diz respeito à estabilidade do sistema. Segundo os critérios de estabilidade, o sistema é estável sempre que o ângulo de fase, na frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto seja superior a -180° .

Para que o sistema apresente uma resposta transitória rápida, o valor da frequência de cruzamento deve ser o maior possível. Entretanto, através da teoria de sistemas amostrados, sabe-se que a frequência de cruzamento não deve ser superior a um quarto da frequência de comutação pois, a medida que estes valores se aproximam, o sistema não pode mais ser tratado como contínuo. Desta forma adotou-se:

$$f_c = \frac{f_o}{4} = \frac{140kHz}{4} = 35kHz \quad (3.39)$$

3.3.5 Cálculo do Ganho de $G_d(s)$ na frequência de cruzamento

Para que a função de laço aberto cruze o zero na frequência desejada é necessário que o ganho da malha de controle e o ganho da função $G_d(s)$ sejam iguais em módulo, porém com sinais opostos.

Substituindo o valor de f_c na expressão (3.40) obtém-se o valor do ganho na frequência de cruzamento.

$$G_{dB}(f_c) = 20 \cdot \log(|G_d(f_c)|) \quad (3.40)$$

Assim:

$$G_{dB}(f_c) = 20 \cdot \log(|G_d(f_c)|) = -39,4dB \quad (3.41)$$

3.3.6 Cálculo do Ganho de $H_c(s)$ na frequência de cruzamento

O Ganho em dB da função de transferência do compensador pode ser obtido através da expressão (3.42):

$$H_{c,dB}(s) = 20 \cdot \log(|H_c(s)|) \quad (3.42)$$

Substituindo o valor de f_c tem-se:

$$H_{c,dB}(f_c) = 20 \cdot \log(|H_c(f_c)|) = -30,76dB \quad (3.43)$$

3.3.7 Cálculo do Ganho do Divisor Resistivo:

Para obter uma amostra da tensão de saída com um nível de tensão apropriado para o circuito integrado dedicado ao controle, foi utilizado um divisor resistivo conforme ilustrado na Fig 3.9.

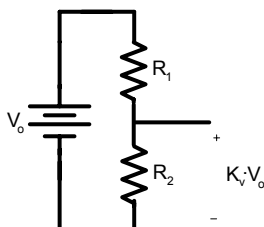


Fig 3.9 – Circuito utilizado para obter amostra da tensão de saída.

Para a tensão nominal de saída deseja-se que o valor da amostra de tensão seja de 2.5V, desta forma o valor do ganho K_r , pode ser obtido da seguinte maneira:

$$K_r = \frac{2,5}{V_o} = 0,125 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.44)$$

Adotando $R_1 = 15\text{k}\Omega$ tem-se para o valor comercial de R_2 , 2,2k Ω .

3.3.8 Ganho do modulador PWM.

Seja a forma de onda dente de serra do modulador PWM apresentada na Fig 3.

10:

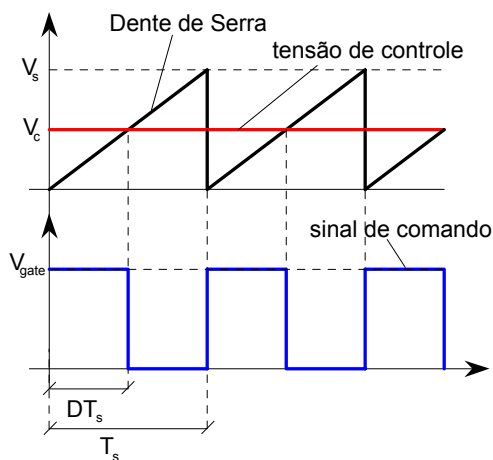


Fig 3. 10 – Formas de onda no modulador PWM.

O valor do ganho em dB do modulador pode ser calculado através da expressão(3.45)

$$K_{PWM_{dB}}(s) = 20 \cdot \log\left(\left|\frac{1}{V_s}\right|\right) \quad (3.45)$$

Para uma tensão dente de serra com amplitude de 4V tem-se:

$$K_{PWM_{dB}}(s) = 12,04 \quad (3.46)$$

Uma vez obtidos todos os ganhos é possível determinar o ganho total necessário para a malha de controle.

3.3.9 Ganho do compensador (K_c) na frequência de cruzamento.

Tomando como base a expressão (3.29) pode-se definir o ganho do compensador como sendo:

$$K_{c_{dB}}(s) = |G_{d_{dB}}(s)| + |H_{c_{dB}}(s)| + |K_{r_{dB}}(s)| + |K_{PWM_{dB}}(s)| \quad (3.47)$$

Na frequência de cruzamento tem-se:

$$K_{c_{dB}}(f_c) = |G_{d_{dB}}(f_c)| + |H_{c_{dB}}(f_c)| + |K_{r_{dB}}| + |K_{PWM_{dB}}| = 100,16dB \quad (3.48)$$

Para determinar os elementos que constituem o compensador é necessário conhecer o valor absoluto do ganho do compensador, calculado da seguinte maneira:

$$K_c = 10^{\frac{K_{c_{dB}}(f_c)}{20}} = 181,39 \cdot 10^3 \quad (3.49)$$

3.3.10 Determinação dos parâmetros práticos do compensador.

Conforme mencionado anteriormente, o compensador a ser utilizado é do tipo PID, cuja representação prática é apresentada na Fig 3. 11.

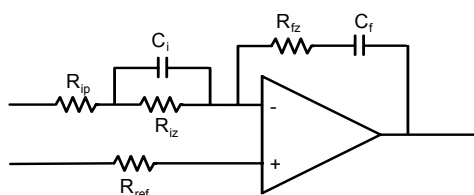


Fig 3. 11 – Compensador PID.

Adotando um valor de $10k\Omega$ para o resistor R_{iz} , pode-se determinar os demais componentes como segue:

$$C_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{iz}} = 46,9nF \quad (3.50)$$

$$R_{ip} = \frac{R_{iz}}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_{iz} \cdot C_i - 1} = 131,4\Omega \quad (3.51)$$

$$C_f = \frac{1}{K_c \cdot (R_{ip} + R_{iz})} = 0,968nF \quad (3.52)$$

$$R_{fz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C_f} = 484,07k\Omega \quad (3.53)$$

$$R_{ref} = \frac{(R_{ip} + R_{iz}) \cdot R_{fz}}{R_{ip} + R_{iz} + R_{fz}} = 9,92k\Omega \quad (3.54)$$

Substituindo os valores calculados por valores comerciais, tem-se para os componentes do compensador os valores mostrados na Tabela 5.

Tabela 5 - Parametros práticos do compensador

Componente	Valor	Componente	Valor
R_{iz}	$10k\Omega$	R_{ref}	$10k\Omega$
R_{ip}	120Ω	C_i	$47nF$
R_{fz}	$470k\Omega$	C_f	$1nF$

Na Fig 3.12 é apresentado o diagrama de Bode do compensador projetado. Os traços em linha cheia representam a característica do compensador utilizando os valores práticos dos componentes e os traços pontilhados representam o compensador utilizando os valores calculados dos componentes.

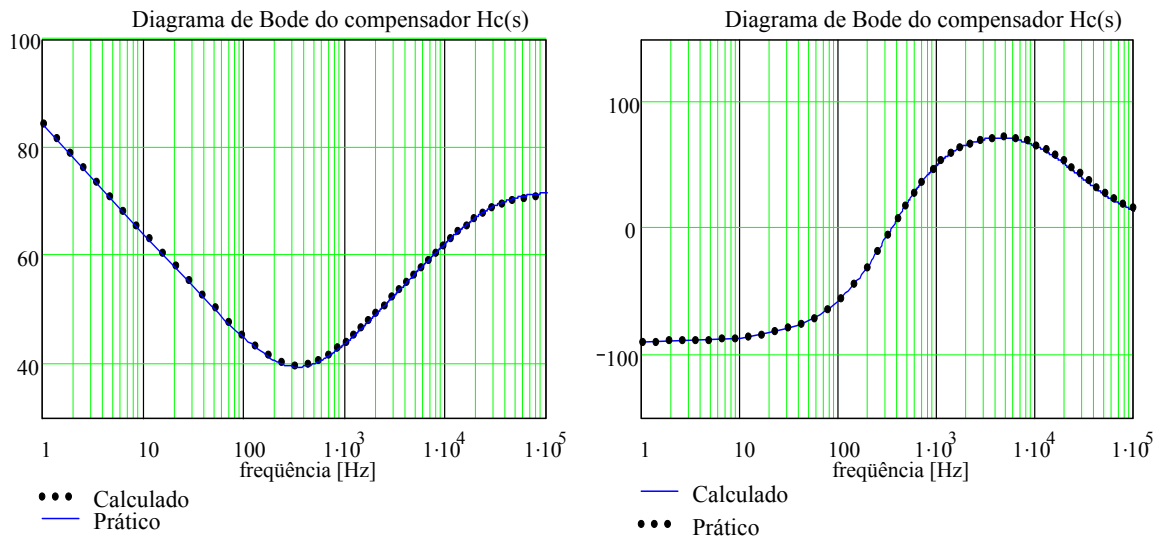


Fig 3.12 - Diagrama de bode de $H_c(s)$.

3.3.11 Função de transferência de laço aberto (FTLA)

Para verificar a margem de fase obtida, o diagrama de bode da função de transferência de laço aberto mostrado na Fig 3. 13 foi traçado.

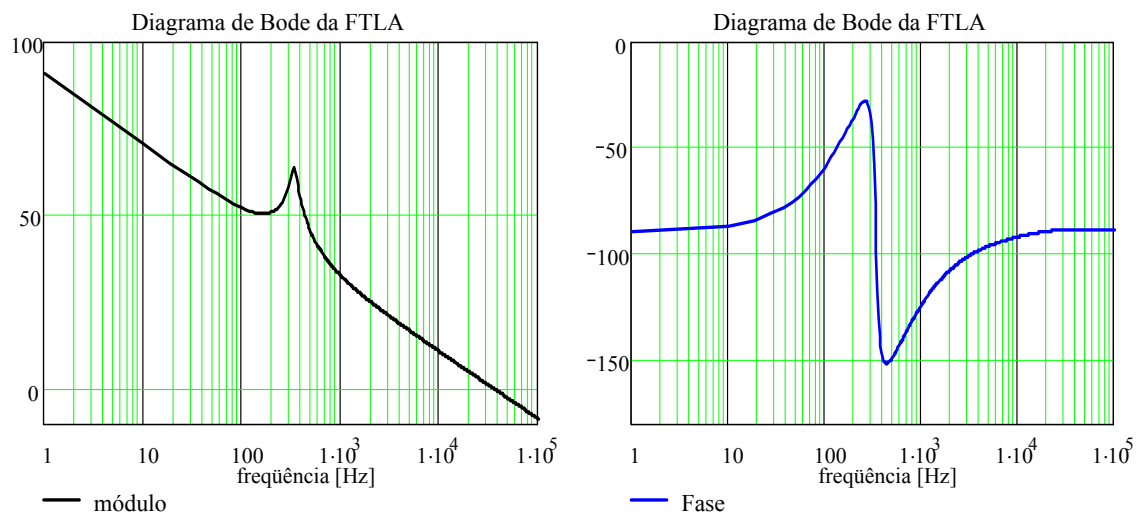


Fig 3. 13 - Diagrama de bode da FTLA.

Da planilha de cálculos o valor extraído da margem de fase foi de $91,4^\circ$, valor que garante a estabilidade do sistema e uma boa resposta transitória.

3.4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA

A seguir são apresentados os resultados de simulação em malha fechada. Serão analisadas apenas as grandezas relevantes ao funcionamento do conversor perante perturbações. Desta forma, não serão apresentadas as curvas de esforços nos componentes.

Em uma primeira etapa da análise dinâmica do funcionamento do circuito, serão consideradas apenas perturbações na carga. Com isto deseja-se verificar a resposta transitória do circuito mantendo-se a tensão de entrada fixa em 900V.

O segundo aspecto a ser observado diz respeito ao comportamento da estrutura frente à variação na tensão de entrada. Desta forma, depois de atingido o regime de operação para uma tensão de barramento de 400V, leva-se esta tensão para o valor nominal de 900V e verifica-se o comportamento das saídas.

3.4.1 Análise para transitório de carga

A seguir são apresentados os resultados de simulação para variações de carga na saída do conversor Duplo Half-Bridge. Para efeito de análise, com o conversor operando em regime permanente nas condições nominais de tensão e carga, aplicou-se um degrau de carga de 50%. Após cessado o transitório, o valor da resistência de carga passa a ser a metade do valor nominal e o comportamento das tensões são novamente observados.

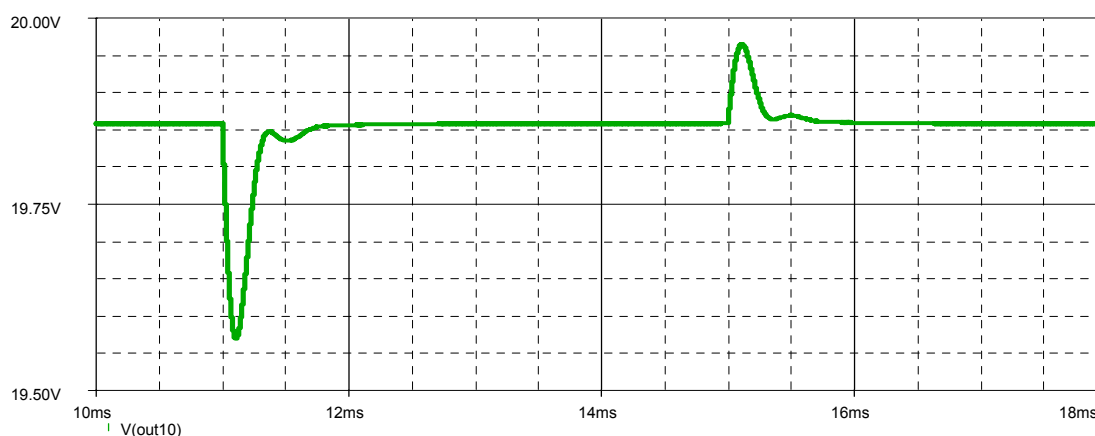


Fig 3. 14 – Tensão na saída controlada.

Na Fig 3.14.é apresentada a forma de onda de tensão da saída controlada. Como pode ser observado, no instante $t = 11\text{ms}$ foi aplicado o degrau de carga, onde a

resistência de carga foi reduzida a metade. Em $t = 15\text{ms}$ o valor da resistência é levado para o dobro do valor nominal.

O valor de tensão das demais saídas é apresentado na Fig 3.15

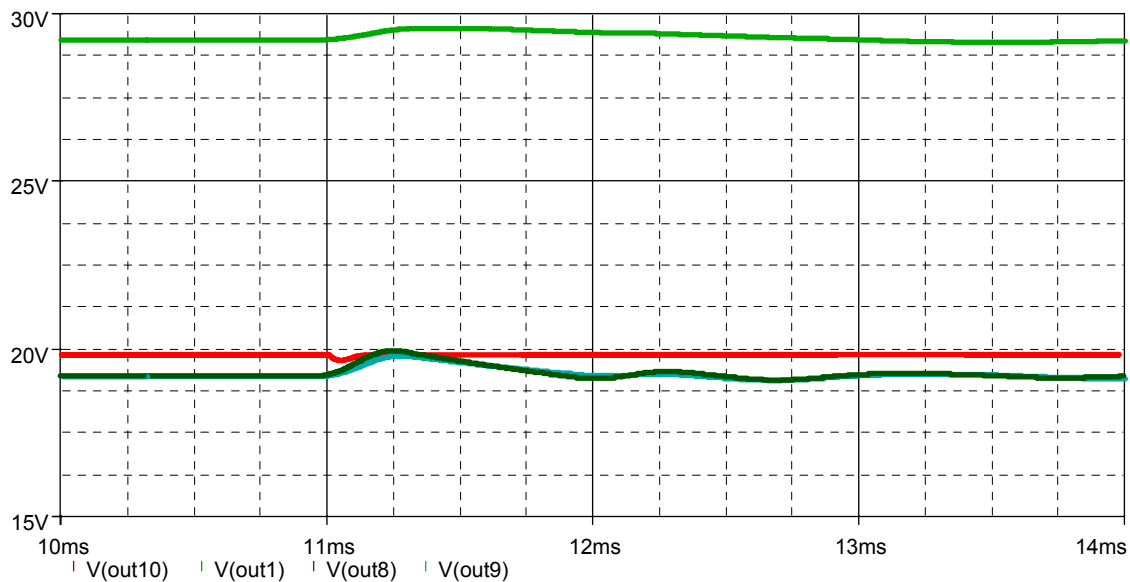


Fig 3.15 - Tensões de saída.

Na Fig 3.16 é apresentada a forma de onda da tensão de erro. Este valor é comparado com a onda dente de serra e o resultado obtido são os sinais de comando, conforme apresentado na Fig 3.17.

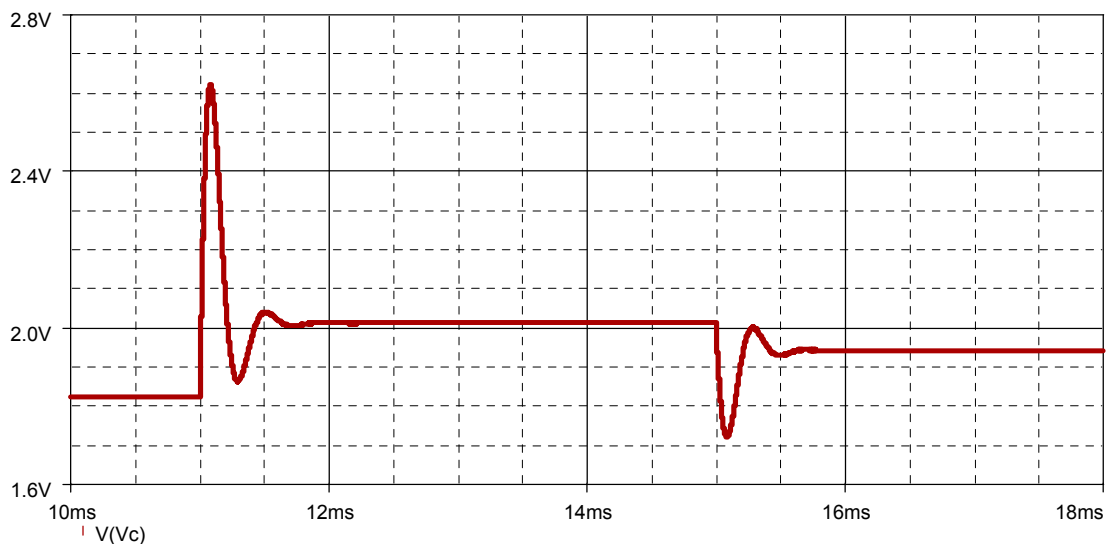


Fig 3.16 – Tensão na saída do compensador.

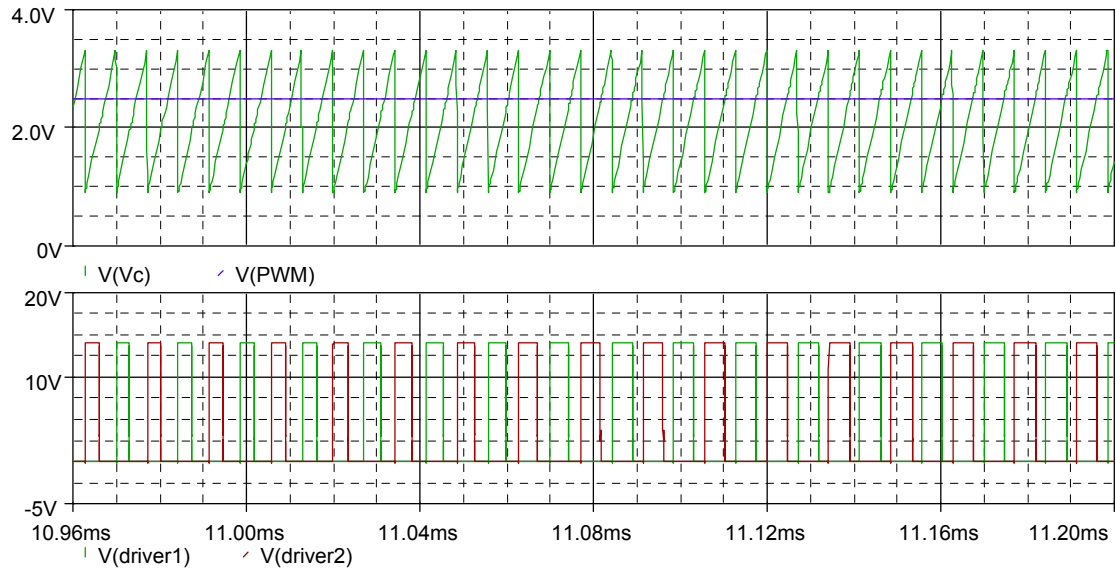


Fig 3.17 - Sinais de comando dos interruptores no instante do degrau de carga.

3.4.2 Análise para transitório da tensão de barramento

De acordo com o funcionamento já descrito, o retificador trifásico apresenta na partida uma tensão de barramento da ordem de 400V e, após estabelecidos os pulsos de comando, este valor atinge 900V. A fim de verificar o comportamento da fonte auxiliar durante este transitório a seguinte forma de onda é apresentada:

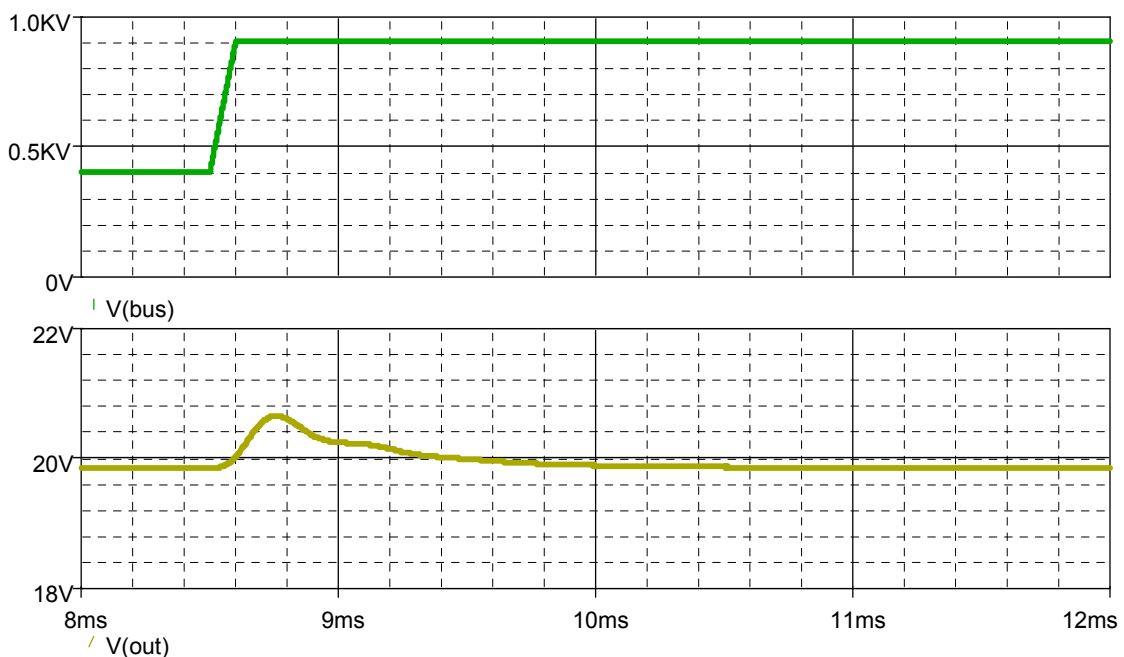


Fig 3. 18 – Tensão da saída controlada Durante o transitório de tensão do barramento.

Pode-se observar que, no instante $t = 8,5\text{ms}$, inicia-se a subida da tensão de barramento. Por questões de limites computacionais o transitório de tensão simulado foi de apenas $100\mu\text{s}$, valor muito inferior ao obtido na prática (200ms). Sendo a condição simulada mais severa, não são esperadas surpresas na implementação prática. Conforme pode ser observado, o valor da tensão da saída controlada retorna ao valor de regime após cessado o transitório.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a metodologia utilizada para projetar a malha de controle do conversor Duplo Half-bridge.

Para regular as tensões de saída utilizou-se um compensador do tipo PID que mostrou através dos resultados de simulação uma boa resposta para os transitórios de carga e para variações na tensão de barramento.

CAPÍTULO 4 – ASPECTOS CONSTRUTIVOS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os aspectos construtivos considerados mais importantes para a obtenção de um protótipo funcional. O projeto físico dos transformadores e indutores, que até então apenas haviam sido especificados nos capítulos anteriores, é um dos itens abordados. Os demais circuitos auxiliares, tais como o circuito de *driver* e o circuito auxiliar de partida, serão detalhados nos apêndices.

Os resultados experimentais obtidos com a fonte auxiliar conectada ao conversor de alta potência serão mostrados com o objetivo de comprovar a metodologia de projeto apresentada.

4.2 PROJETO FÍSICO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

O projeto físico dos elementos magnéticos segue a metodologia clássica do produto de áreas. A seguir serão apresentados os aspectos mais relevantes do projeto dos elementos magnéticos. Para a construção dos transformadores foram utilizados núcleos de ferrite do tipo E-E, fabricados pela empresa Magnetics¹ e, para os indutores de filtragem núcleos do fabricante Thornton.

4.2.1 Especificações dos Indutores de filtragem

Para o projeto físico dos indutores foram adotados respectivamente os seguintes valores para a máxima densidade de fluxo magnético e para a máxima densidade de corrente nos condutores:

$$B_{\max} = 0,3T \quad (4.1)$$

¹ Os datasheets com as características dos materiais magnéticos utilizados seguem no Apêndice D.

$$J_{\max} = 400 \text{ A/cm}^2 \quad (4.2)$$

Neste ponto vale a pena ressaltar que os valores das indutâncias foram padronizados de forma a facilitar a produção do conversor em larga escala.

Admitindo que a corrente que atravessa os indutores possui um comportamento semelhante ao mostrado na Fig 4. 1 as seguintes simplificações podem ser realizadas:

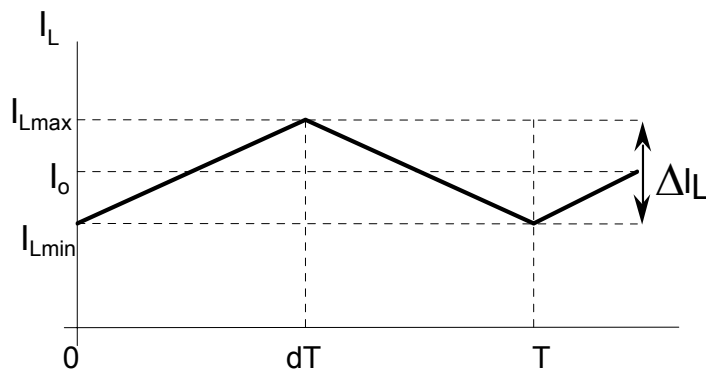


Fig 4. 1- Forma de onda de corrente sobre os indutores.

A corrente máxima sobre o indutor é igual a corrente de carga somada a metade da ondulação de corrente, ou seja:

$$I_{L_{\max}} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.3)$$

Admitindo uma pequena ondulação de corrente, o valor eficaz de corrente sobre o indutor pode ser considerado como sendo a própria corrente de carga. Assim pode-se escrever:

$$I_{L_{ef}} = I_o \quad (4.4)$$

O produto de áreas necessário para garantir que não ocorra saturação do núcleo magnético é dado pela expressão (4.5):

$$A_e \cdot A_w = L_o \cdot \frac{I_{L_{\max}} \cdot I_{L_{ef}}}{k_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad (4.5)$$

Onde a constante k_w , que representa o fator de enrolamento, foi considerada igual a 0,7.

Substituindo os respectivos valores, tem-se para o produto de áreas:

$$A_e \cdot A_w = 0,04918 \text{cm}^4 \quad (4.6)$$

De acordo com o produto $A_e A_w$ obtido selecionou-se o núcleo EE-20 da Thornton, cujo produto de áreas é igual a $0,0812 \text{cm}^4$.

O número de espiras necessários para obter o valor de indutância especificado é obtido utilizando a expressão (4.7). (o cálculo da profundidade de penetração pode ser verificado na planilha do apêndice C).

$$n_{esp} = L \cdot \frac{I_{L_{max}}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (4.7)$$

Substituindo os respectivos valores obtém-se um número de espiras igual a 77.

Para dimensionar o diâmetro do fio condutor a ser utilizado, emprega-se a equação (4.8), que define a área de cobre necessária para o fio.

$$A_{cu} = \frac{I_{L_{ef}}}{J_{max}} \quad (4.8)$$

O valor obtido através do cálculo da área de cobre permite selecionar o fio 26AWG para a construção dos enrolamentos dos indutores de filtragem.

Para evitar saturação e ajustar o valor da indutância é necessário adicionar um entreferro, que pode ser calculado utilizando a expressão:

$$l_g = \frac{(n_{esp})^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \quad (4.9)$$

Onde a constante μ_o representa a permeabilidade magnética do ar.

Assim, o valor encontrado para o entreferro é igual a $0,251 \text{mm}$.

Os cálculos de perdas, possibilidade de execução, profundidade de penetração e demais grandezas importantes no aspecto construtivo dos indutores são apresentadas na planilha de cálculos contida no apêndice C.

4.2.2 Especificação dos transformadores

Seguindo a mesma metodologia apresentada para o dimensionamento dos indutores, os transformadores projetados utilizam 2 núcleos E43007-EC da Magnetics em paralelo. As especificações dos enrolamentos são apresentadas na Tabela 6:

Tabela 6- Especificações dos transformadores.

Enrolamento	Espiras	Condutor	Quantidade
primário	60	27AWG	1 enrolamento
Secundário 1	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 2	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 3	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 4	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 5	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 6	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 7	12	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 8	8	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 9	8	27AWG	2 enrolamentos
Secundário 10	9	27AWG	2 enrolamentos

4.3 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Segundo a análise teórica, os interruptores estão submetidos à metade da tensão de barramento.

Os valores médio e eficaz de corrente calculados no capítulo 2 são respectivamente 381mA e 584mA.

Com base nestes dados especificou-se como interruptor de potência o MOSFET IRFIB6N60A, cujas características são apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7- Dados de catálogo do interruptor IRFIB6N60A.

<i>Fabricante</i>	<i>International Rectifier</i>
<i>Modelo</i>	<i>IRFIB6N60A</i>
V_{DSS}	600V
$R_{DS(on)}$	750m Ω
$I_D @ 25^\circ C$	5,5 A
$I_D @ 100^\circ C$	3,5 A
R_θ	2,2 $^\circ C/W$
<i>Encapsulamento</i>	<i>TO-220 (Fullpack)</i>

4.4 ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS RETIFICADORES

De acordo com os cálculos analíticos e os resultados obtidos através de simulação, o diodo selecionado como diodo retificador do estágio de saída foi o MUR120. As características principais dos diodos retificadores estão apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8- Dados de catálogo do diodo MUR120.

<i>Fabricante</i>	<i>Motorola</i>
<i>Modelo</i>	<i>MUR 120 – Ultrafast</i>
V_{RRM}	200V
$I_{f(av)} @ 130^{\circ}C$	1 A
t_{rr}	35ns
t_{fr}	25ns
R_{θ}	2.2°C/W
<i>Encapsulamento</i>	<i>Case 59-04 plastic</i>

4.5 REGULADORES LINEARES

Com exceção da saída controlada, cada uma das saídas será dotada de um regulador linear de tensão. Para as saídas de 24V serão utilizados sete LM7824 e, para as duas saídas de 15V, dois LM7815.

Os reguladores da família LM78xx além de garantir uma tensão de saída regulada e com baixa ondulação, protegem as saídas nos casos de curto circuito e aquecimento.

4.6 CAPACITORES DE FILTRAGEM

Depois de retificada, as tensões nos secundários dos transformadores devem ser filtradas com o objetivo de obter-se uma baixa ondulação de tensão na entrada dos reguladores lineares. Para garantir uma boa filtragem das componentes de alta e de baixa frequência foram utilizados dois capacitores em paralelo. O capacitor eletrolítico de 220 μ F tem por finalidade eliminar as componentes de frequência mais baixa, enquanto o capacitor cerâmico de 100nF representa uma baixa impedância para as componentes de ordem mais elevada.

4.7 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO IMPLEMENTADO.

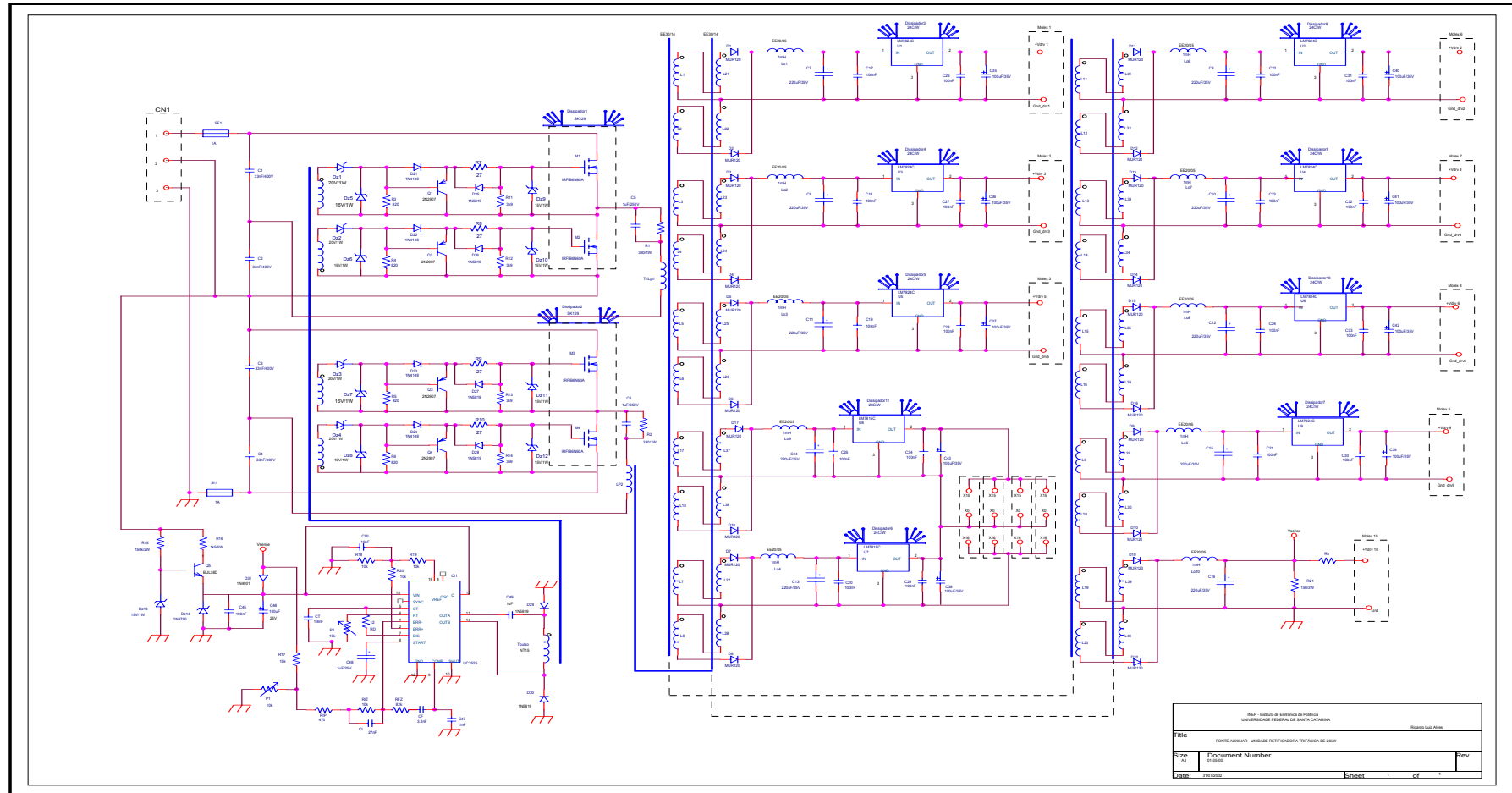


Fig 4. 2 - Diagrama esquemático do circuito implementado.

Na Fig 4. 2 podem ser verificados alguns componentes que não foram dimensionados ou que ainda não tiveram sua função especificada na estrutura. É o caso do circuito auxiliar de partida, composto pelos componentes R_{15} , R_{16} , DZ_{13} , DZ_{14} , C_{45} , C_{46} , e Q_5 , que tem por finalidade alimentar o circuito de comando durante os instantes iniciais do funcionamento do conversor. Outro ponto até agora não abordado, porém muito importante no funcionamento da estrutura, é o circuito de *driver*. Sem ele não seria possível obter as diferentes referências para os pulsos de comando que acionam os interruptores.

O funcionamento, projeto e detalhes de funcionamento do circuito de comando e do circuito auxiliar de partida serão apresentados com maiores detalhes nos apêndices.

4.8 LISTA DE MATERIAL

A seguir é apresentada a lista de material necessária para a implementação do conversor duplo Half-Bridge.

Componente	Descrição	Fabricante / Fornecedor	Especificação	Referência
SF1, SF2.	Porta fusível para circuito impresso	Margirius	-	11152F
F1, F2.	Fusível de vidro 5x20mm	RS do Brasil	1A.	416-297
C1, C2, C3, C4.	Capacitor Polipropileno	Siemens	33nF / 400V	B32692/H2
M1, M2, M3, M4.	Mosfet	International Rectifier.	IRFBE 30	-
C5, C6.	Capacitor Polipropileno	Siemens	1 μ F / 250V	B32613/J7
R1, R2.	Resistor	-	330 Ω / 1W	-
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17, D18, D19, D20.	Diodo retificador	Motorola	MUR140	-

Lo1, Lo2, Lo3, Lo4, Lo5, Lo6, Lo7, Lo8, Lo9, Lo10	Indutores de Filtragem da corrente de Saída	Thornton	90 espiras / 2x28AWG.	Núcleo EE20/05 IP12 Carretel EE20/05
C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16	Capacitor Eletrolítico.	Siemens	220 μ F / 35V.	85049
C17, C18, C19, C20, C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C34.	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	100nF /50V	-
C35, C36, C37, C38, C39, C40, C41, C42, C43.	Capacitor Eletrolítico	Epcos	100 μ F / 35V	B41859
Dz1, Dz2 Dz3,Dz4.	Diodo Zener 20V / 1W	Motorola	1N4747	-
Dz5, Dz6 Dz7, Dz8.	Diodo Zener 16V / 400mW	Motorola	1N966	-
R3, R4, R5, R6.	Resistor	-	820 Ω / 1/4W	-
D21, D22, D23, D24.	Diodo de sinal	Motorola	1N4148	-
Q1, Q2, Q3, Q4.	Transistor PNP	Philips	2N2907	-
R7, R8, R9, R10.	Resistor	-	27 Ω / 1/4W	-
D25, D26, D27, D28, D29, D30.	Diodo Schottky	Lite on Semiconductors	1N5819	-
R11, R12, R13, R14.	Resistor	-	3.9k Ω / 1/4W	-
Dz9, Dz10, Dz11, Dz12.	Diodo Zener 15V / 1W	Motorola	1N4744	-
CI 1.	Circuito integrado	Unitrode	UC3525A	-
R15	Resistor	-	10k Ω / 2W	-

R16	Resistor	-	1k Ω / 2W	-
Dz13.	Diodo Zener 15V / 1W	Motorola	1N4744	-
Dz14.	Diodo Zener 27V / 1W	Motorola	1N4750	-
C45	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	100nF / 50V	-
C46	Capacitor Eletrolítico	Epcos	100 μ F / 25V	B41821
D31.	Diodo Retificador	Motorola	1N4001	-
R17	Resistor	-	15k Ω / 1/4W	-
P1, P2	Potenciômetro multi-voltas	Rs do Brasil	10k Ω	187-220
RIP	Resistor	-	470 Ω / 1/4W	-
RIZ	Resistor	-	10k Ω / 1/4W	-
RFZ	Resistor	-	82k Ω / 1/4W	-
CI	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	27nF	-
CF	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	3.3nF	-
CT	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	1.8nF	-
RD	Resistor	-	12 Ω / 1/4W	-
C47	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	1nF	-
C48	Capacitor eletrolítico.	-	1 μ F / 25V	-
R18, R19, R20.	Resistor	-	10k Ω / 1/4W	-
C49	Capacitor Cerâmico Multicamadas	-	10nF	-
Dissipador 1, Dissipador 2	Dissipador de Calor	Semikron	SK129.	
Tpulso	Transformador de pulsos Núcleo toroidal NT 15 IP-12R – Thornton.	-	15 espiras #26AWG – Primário 17 espiras #28AWG – Secundário1 17 espiras #28AWG – Secundário2 17 espiras #28AWG – Secundário3 17 espiras #28AWG – Secundário4	-

R21	Resistor de potência	-	200Ω/ 2W	-
Molex1, Molex2, Molex3, Molex4, Molex5, Molex6, Molex7, Molex8, Molex9, Molex10.	Conector Molex	-		
Q5	Transistor de potência	Thompson	BUL38D	
U1, U2, U3, U4, U5, U6, U7	Regulador Linear	Motorola	LM7824	-
U9, U10	Regulador Linear	Motorola	LM7815	-
Dissipador 3, Dissipador 4, Dissipador 5, Dissipador 6, Dissipador 7, Dissipador 8, Dissipador 9, Dissipador 10, Dissipador 11.	Dissipador de Calor		.	
T1, T2	Transformador Múltiplas saídas	Magnetics	1 Prim - 60 espiras # 25AWG 14 secs - 12 espiras #26AWG 4 secs - 8 espiras 26AWG 2 secs - 9 espiras 26AWG	OP43007EC (2 núcleos em paralelo)
		Thornton	Carretel EE30/14	-
CN1	Conector	Molex	-	-

4.9 LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A posição dos componentes na placa de circuito impresso implementada é mostrada na Fig 4.3. A escala utilizada é de 1:1,3.

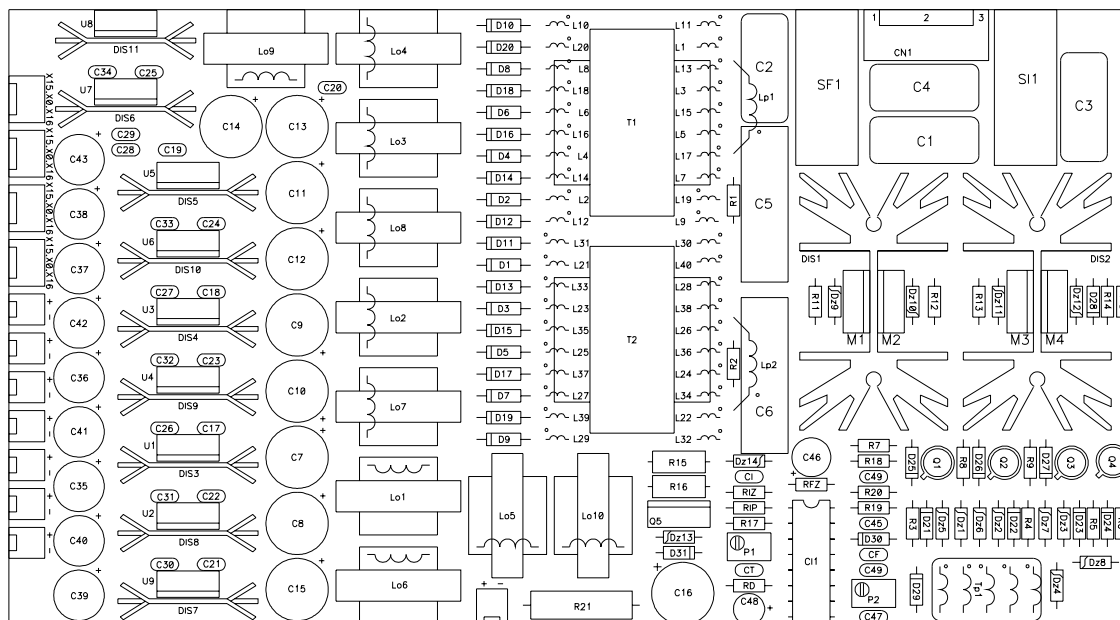


Fig 4.3 - Disposição dos componentes na Placa de circuito impresso.

Na Fig 4.3 é possível perceber a quantidade de enrolamentos necessária em cada transformador, o que dificulta a montagem da placa de circuito impresso.

A placa confeccionada é de face dupla. Isto significa que as trilhas responsáveis pela conexão entre os componentes são dispostas tanto na face superior quanto na face inferior da placa. Na Fig 4.4 são mostradas as trilhas na face inferior e, na Fig 4.5, é apresentada a face superior.

Outras diferentes disposições de componentes foram implementadas, entretanto, foram observados problemas de compatibilidade eletromagnética, que acabavam por prejudicar principalmente o funcionamento do circuito de comando, provocando disparos indesejados e conseqüentemente levando os interruptores à queima.

O layout utilizado apresenta um elevado índice de compactação e apresentou uma boa imunidade aos ruídos gerados pelo chaveamento da própria fonte auxiliar quanto aos ruídos provocados pela circulação dos elevados níveis de corrente no estágio de potência do retificador trifásico.

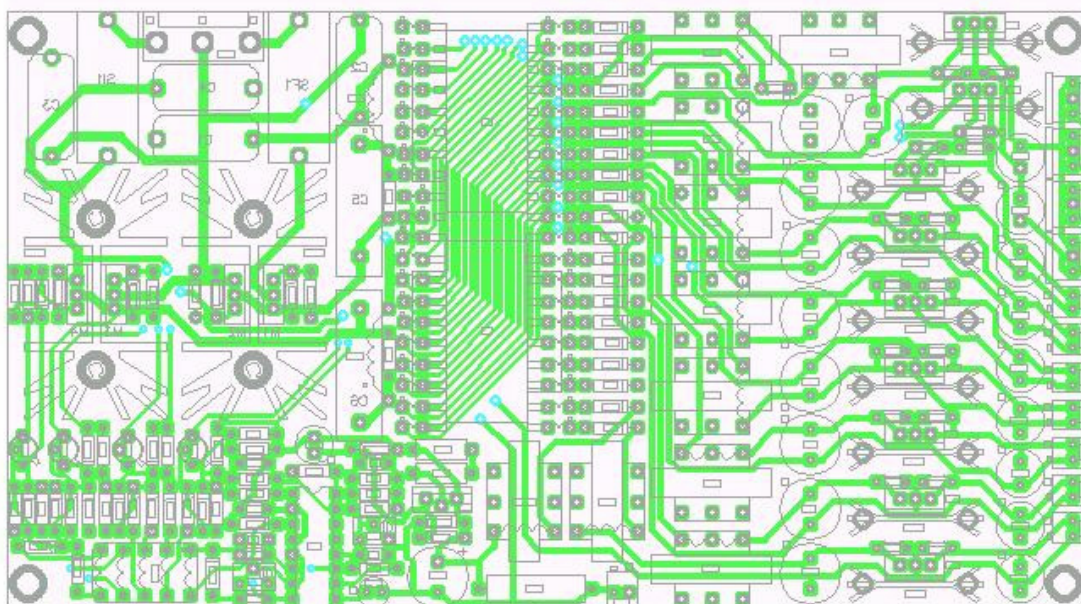


Fig 4.4– Face inferior da Placa de circuito impresso.

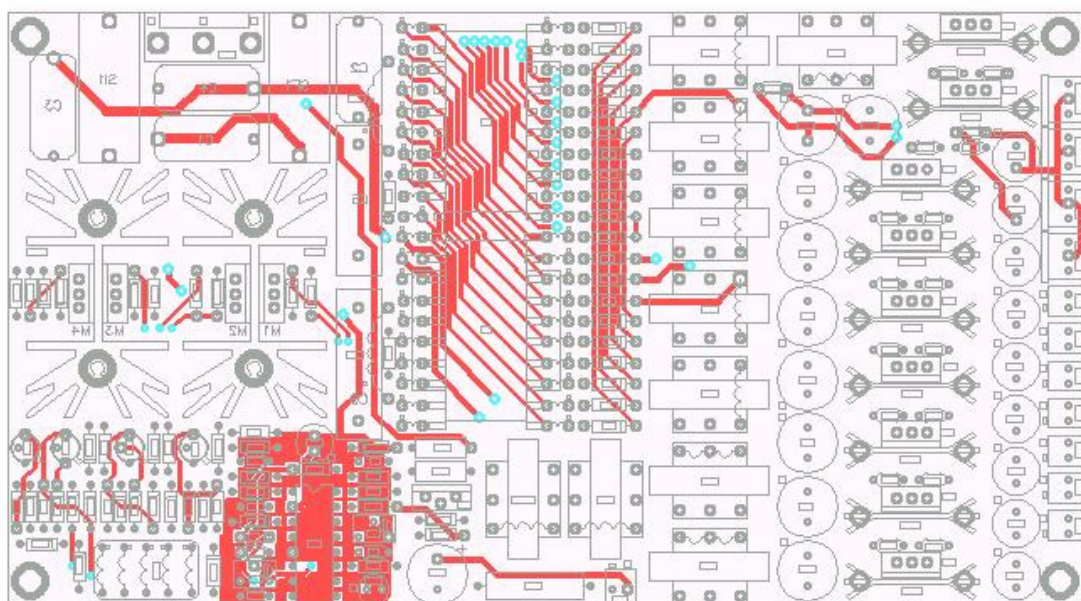


Fig 4.5 – Face superior da Placa de circuito impresso.

4.10 FORMAS DE ONDA OBTIDAS

Nesta seção serão apresentados os resultados práticos obtidos em laboratório. Conforme mencionado anteriormente, com a tensão de barramento em 400V, a fonte auxiliar deve ser capaz de alimentar os circuitos de comando e controle, que são responsáveis por elevar e manter a tensão de barramento em 900V. Na Fig 4.6 são

apresentadas as tensões nos capacitores do barramento durante a partida do retificador trifásico. Na figura ficam evidentes os patamares de 400V e 900V e o instante em que os sinais de comando são estabelecidos e a estrutura passa a funcionar como boost.

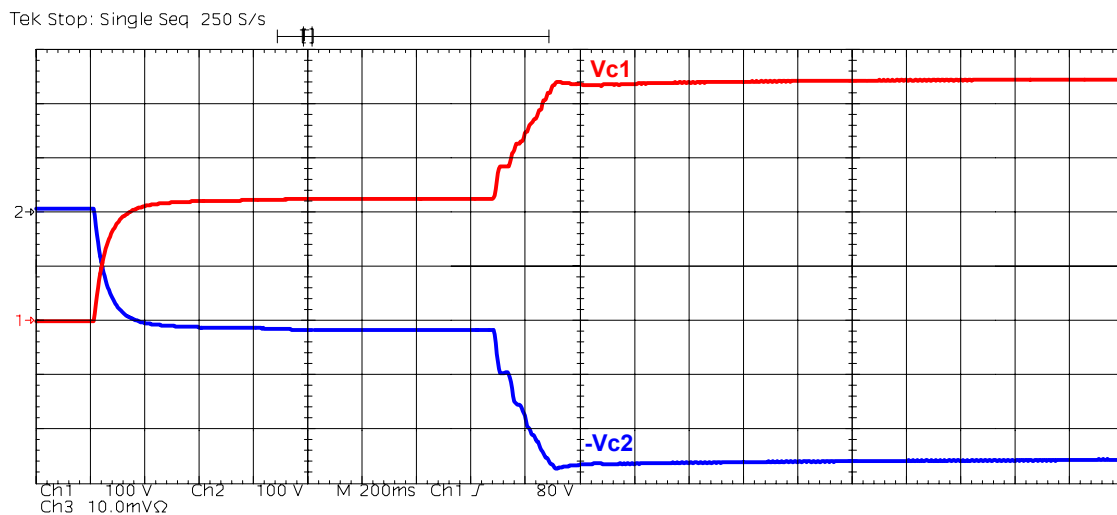


Fig 4.6- Transítório de partida da tensão de barramento.

A característica principal desta estrutura é a redução da tensão máxima sobre o interruptor à metade da tensão de barramento. Na Fig 4.7 é apresentada a tensão sobre o interruptor M4 para uma tensão de barramento de 400V. Como pode ser observado, a tensão máxima obtida é de 200V e as sobretensões devidas a elementos parasitas do circuito não ultrapassam este valor.

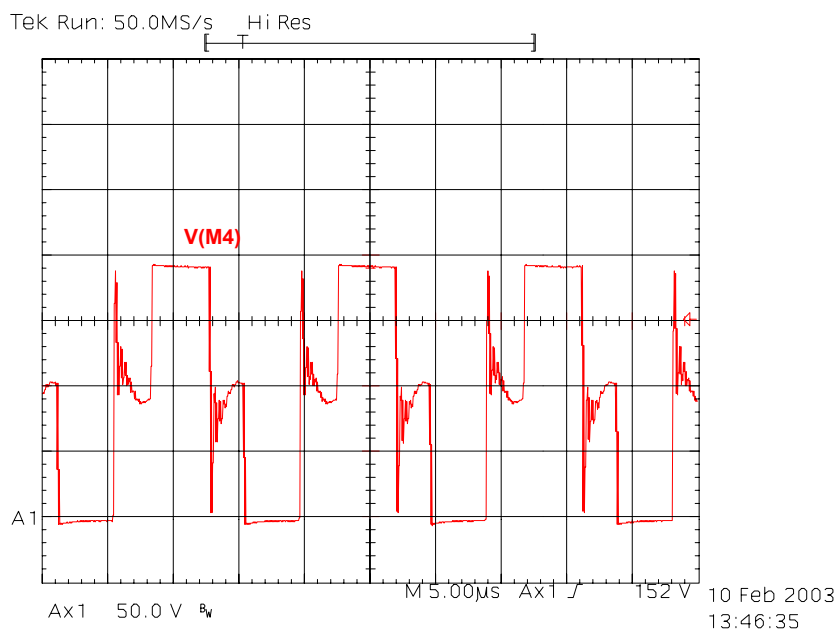


Fig 4.7 - Tensão no interruptor M4 para uma tensão de barramento de 400V.

Com o barramento operando em 900V, a máxima tensão esperada sobre os interruptores é de 450V. Na Fig 4. 8 são apresentados o sinal de comando e a tensão sobre o interruptor M4 para esta condição.

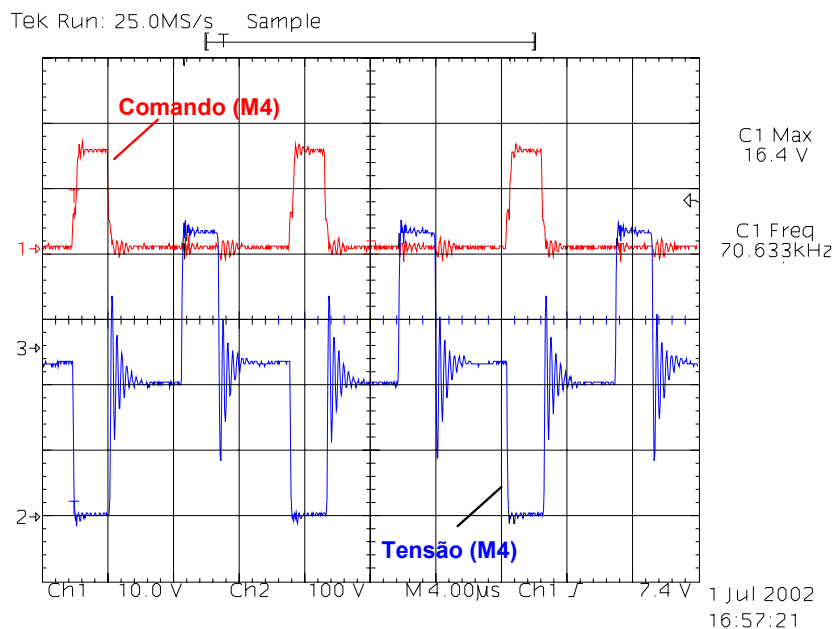


Fig 4. 8 - Sinal de comando e tensão no interruptor M4 para o barramento em 900V.

As tensões sobre os demais interruptores para a operação em 400V são apresentadas na Fig 4. 9 e Fig 4.10.

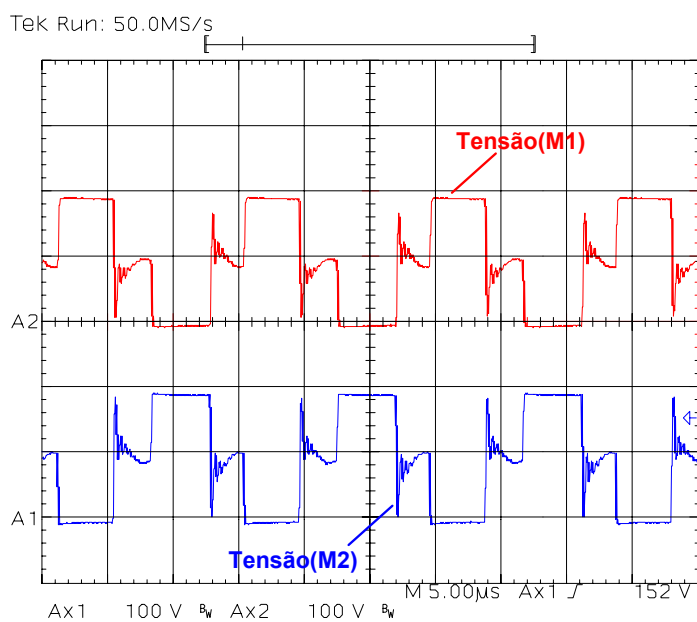


Fig 4. 9 - Tensão nos interruptores M1 e M2 para o barramento de 400V.

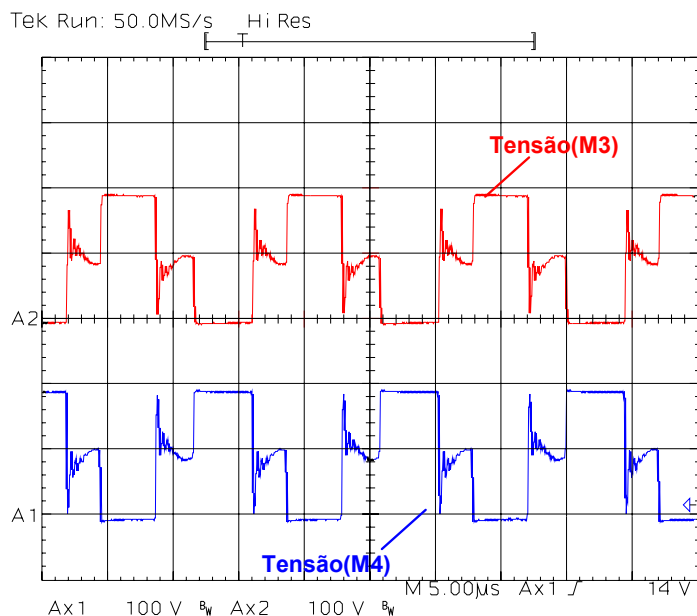


Fig 4.10- Tensão nos interruptores M3 e M4 para o barramento de 400V.

As tensões sobre os capacitores C1 e C2, que constituem o divisor de tensão, são apresentadas na Fig 4.11. Conforme pode ser verificado, a ondulação de tensão obtida é bastante baixa.

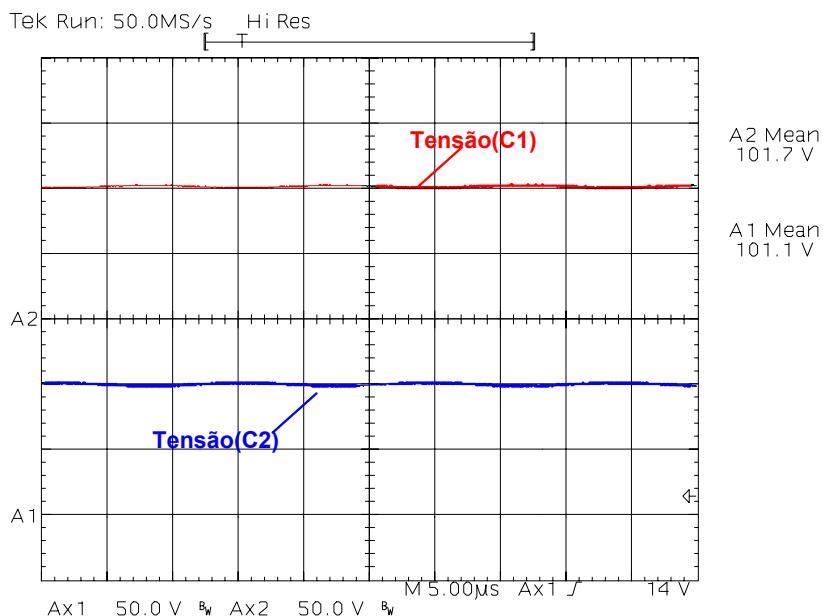


Fig 4.11 – Tensão nos capacitores C1 e C2.

A estrutura apresenta comutação dissipativa. Aplicando uma estratégia assimétrica de comando seria possível obter comutação suave, entretanto, por se tratar de uma estrutura de baixa potência, as perdas obtidas na fonte auxiliar tornam-se insignificantes perante a potência total processada pelo retificador.

Na Fig 4. 12 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no interruptor M4 para o barramento operando em 400V.

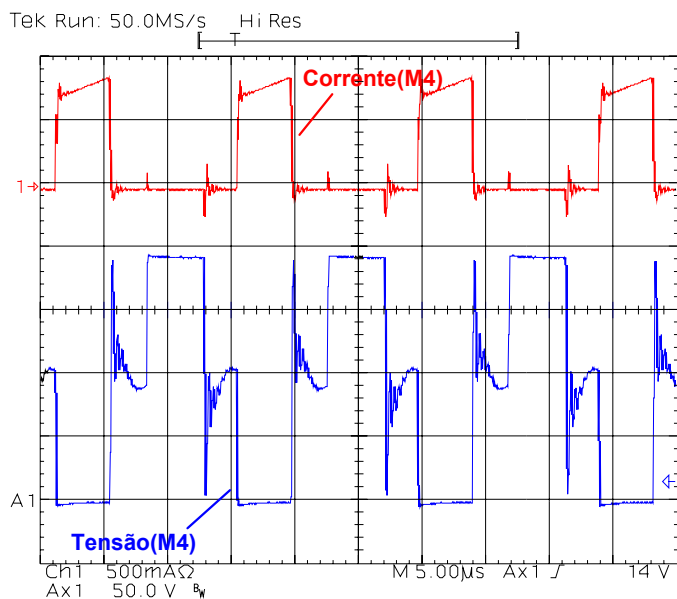


Fig 4. 12 - Tensão e corrente no interruptor M4.

O detalhe da comutação mostrado na Fig 4.13 evidencia a comutação dissipativa.

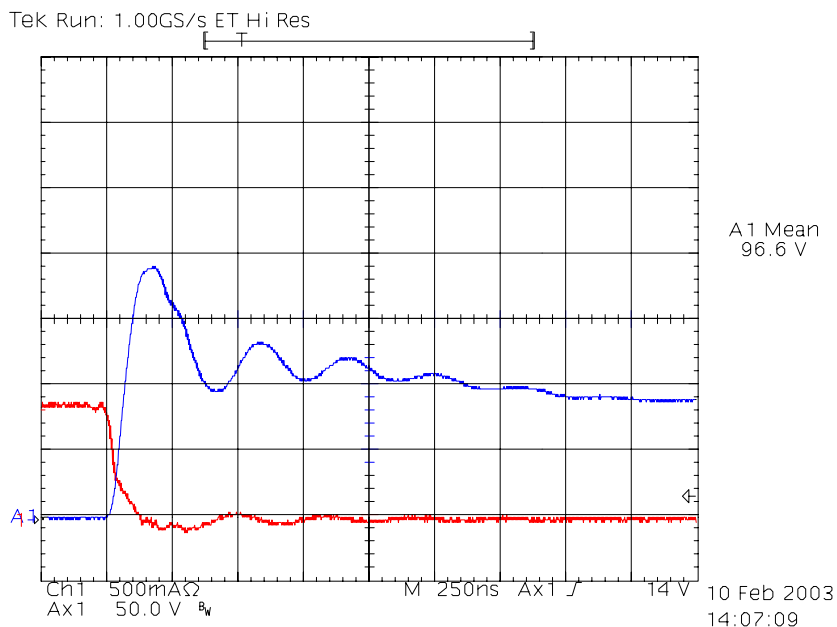


Fig 4.13 – Detalhe da Comutação – Bloqueio.

As tensões nos interruptores para a condição nominal de barramento são apresentadas nas Fig 4. 14 e Fig 4. 15.

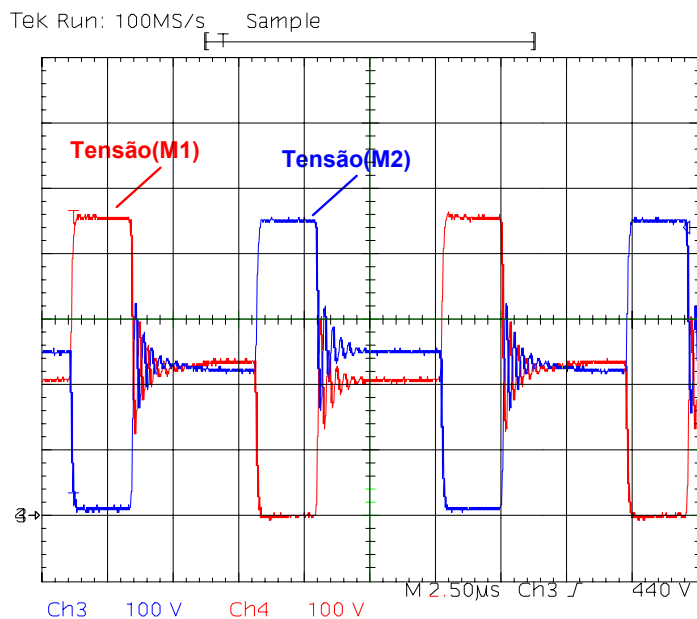


Fig 4. 14 - Tensão sobre os interruptores M1 e M2 para barramento de 900V.

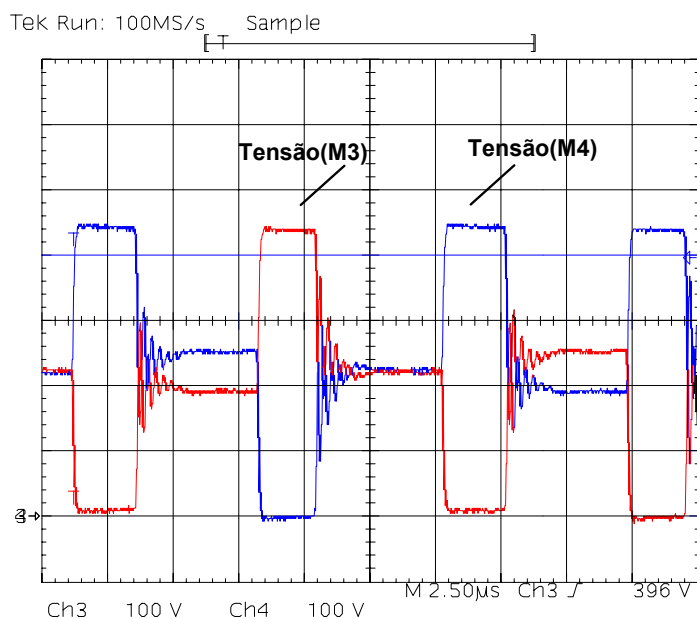


Fig 4. 15- Tensão sobre os interruptores M3 e M4 para barramento de 900V.

A análise das formas de onda mostra que existe um bom equilíbrio das tensões do barramento sobre os interruptores, mesmo quando a tensão de barramento atinge o valor nominal de 900V.

Na Fig 4. 16 são apresentadas as formas de onda de tensão obtidas nos enrolamentos primários dos transformadores.

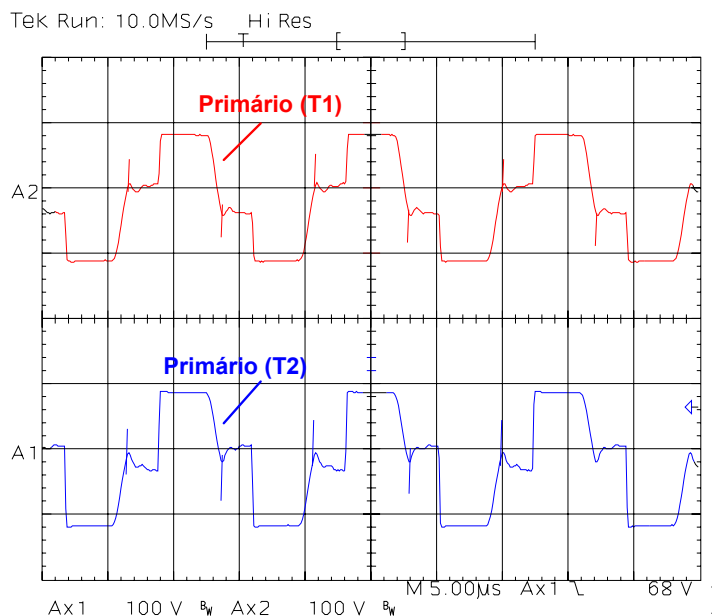


Fig 4. 16 - Tensão nos enrolamentos primários dos transformadores.

Nos secundários, após os diodos retificadores, a forma de onda obtida é mostrada na Fig 4. 17.

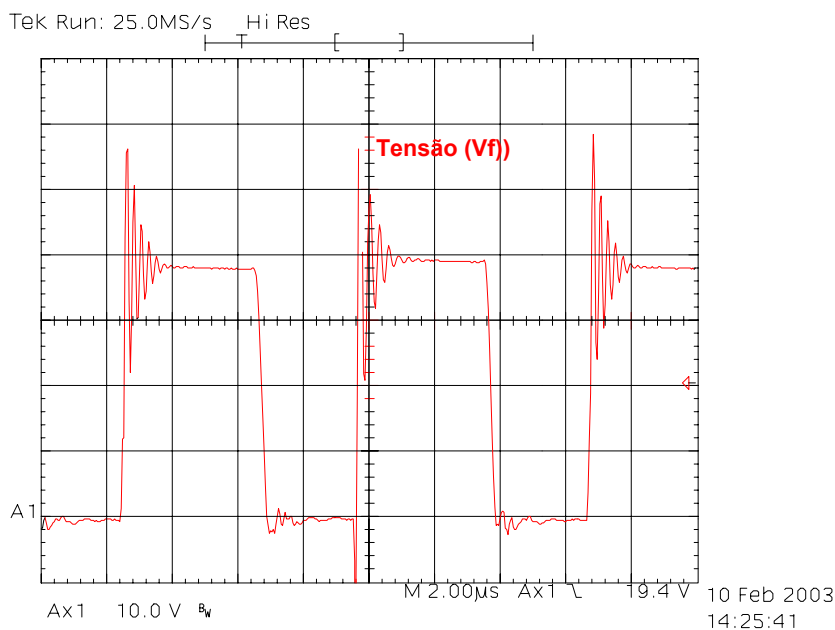


Fig 4. 17 - Tensão de secundário retificada.

Após o filtro LC de cada saída, tem-se o valor médio da tensão retificada em cada um dos secundários. Esta tensão é aplicada na entrada de um regulador linear com o objetivo de obter uma tensão de saída de boa qualidade. Na Fig 4. 18 são apresentadas as formas de onda de tensão na entrada e na saída de um dos reguladores lineares.

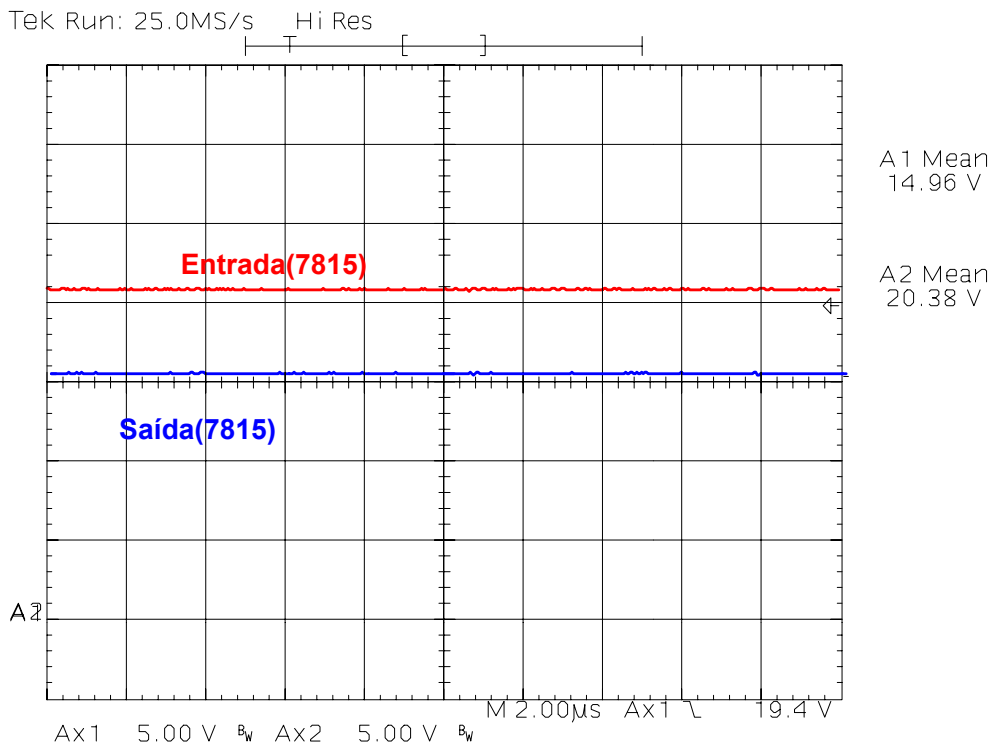


Fig 4. 18 - Tensão antes e após o regulador Linear da saída de 15V

Na Fig 4.19 são apresentadas as formas de onda de tensão obtidas nas saídas.

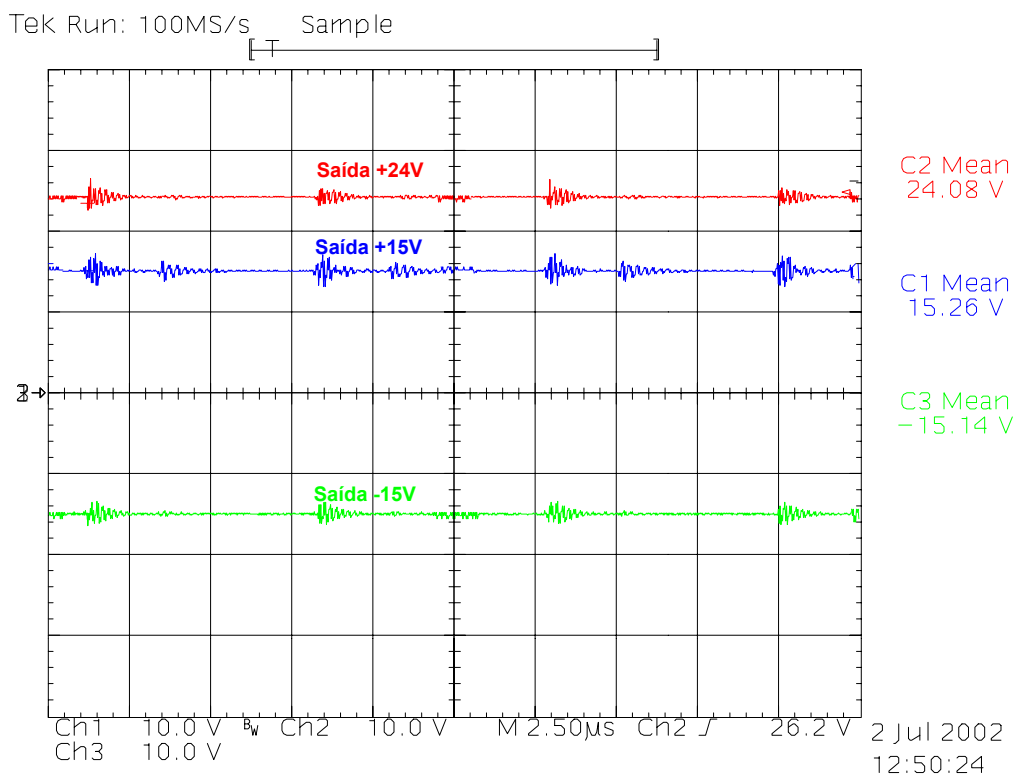


Fig 4.19- Tensões de saída.

Na Fig 4.20 é apresentada a fotografia do protótipo implementado em laboratório.

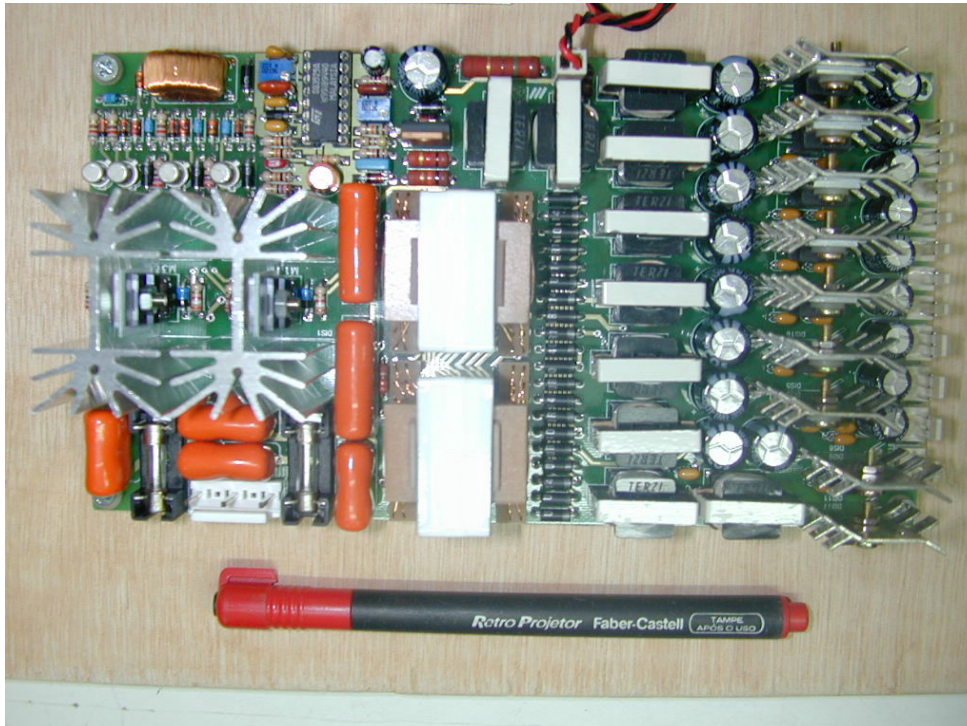


Fig 4.20- Foto do protótipo montado.

Conforme já mencionado anteriormente, duas fontes lineares foram também implementadas. A primeira versão de fonte auxiliar foi desenvolvida para operar com uma tensão de alimentação fixa em 220V/60Hz. Segundo as especificações do retificador trifásico, as tensões de fase durante o funcionamento da estrutura podem sofrer variações entre 184V e 306V. Estes níveis de tensão exigiram que a fonte linear fosse reprojeta de forma que esta variação pudesse ser absorvida.

Devido às perdas elevadas, principalmente sobre os reguladores lineares, as estruturas do tipo linear não puderam ser utilizadas, restando das topologias consideradas apenas a fonte chaveada alimentada através do barramento CC.

As fotografias apresentadas nas Fig 4. 21, Fig 4. 22 e Fig 4. 23 mostram os protótipos implementados e têm por objetivo comparar o volume obtido no conversor duplo Half-Bridge com o volume das fontes lineares.

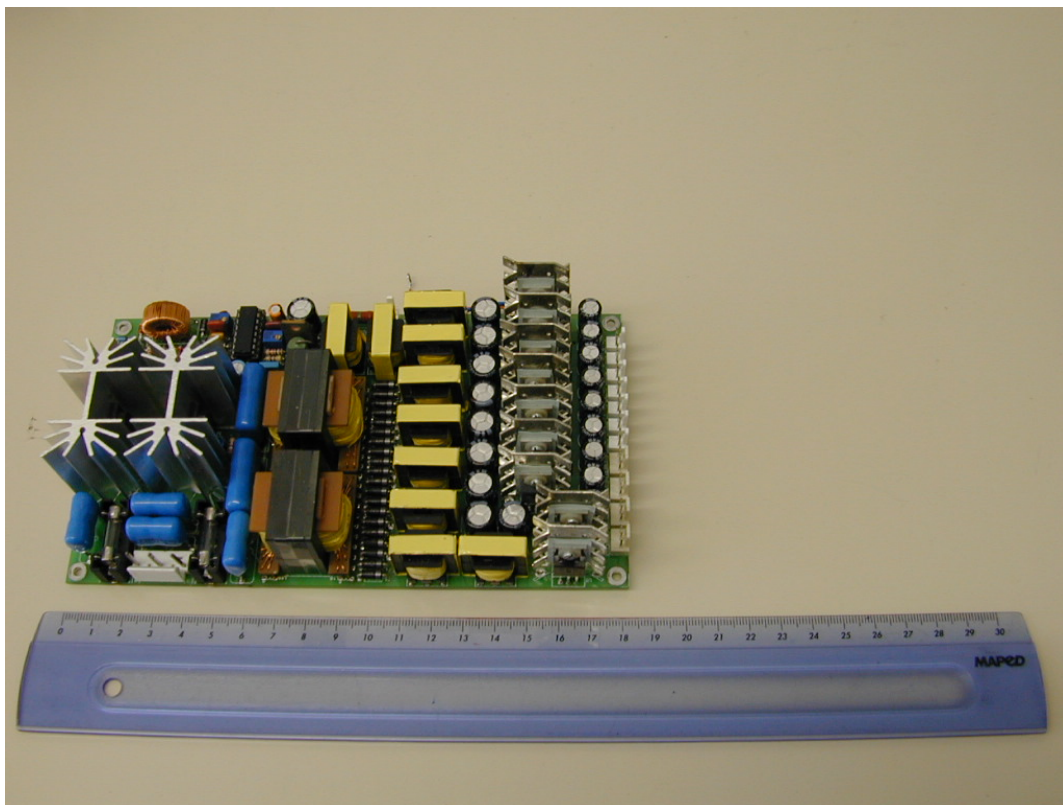


Fig 4. 21 - Conversor Duplo Half-Bridge

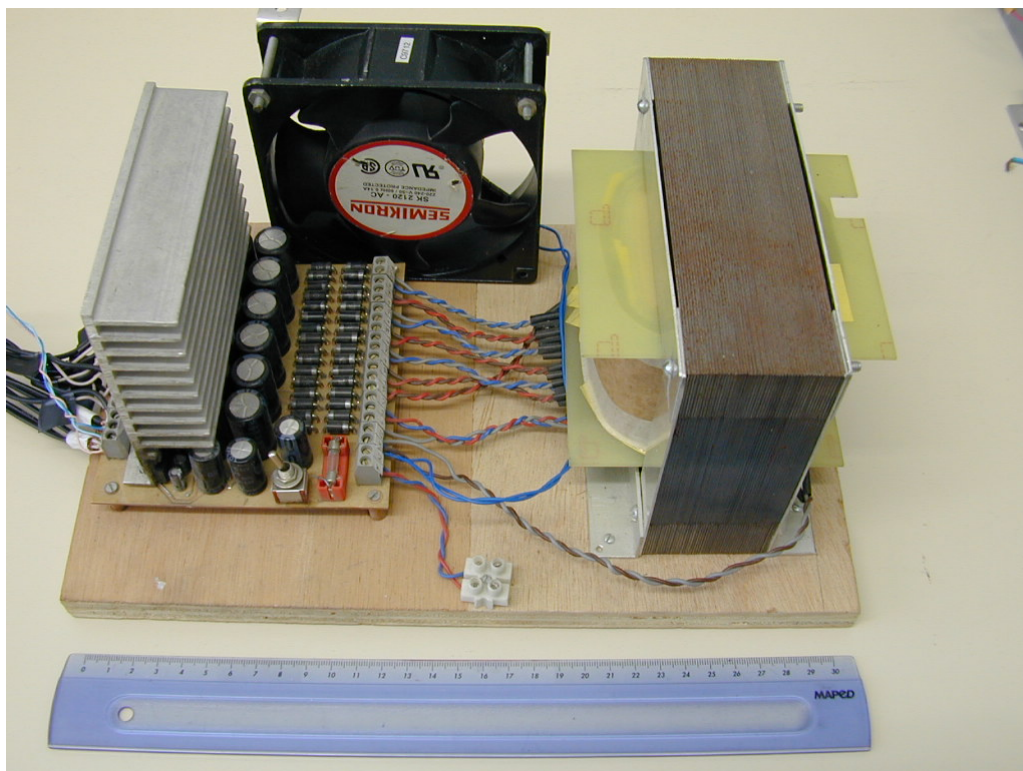


Fig 4. 22- Fonte linear para entrada fixa em 220V.

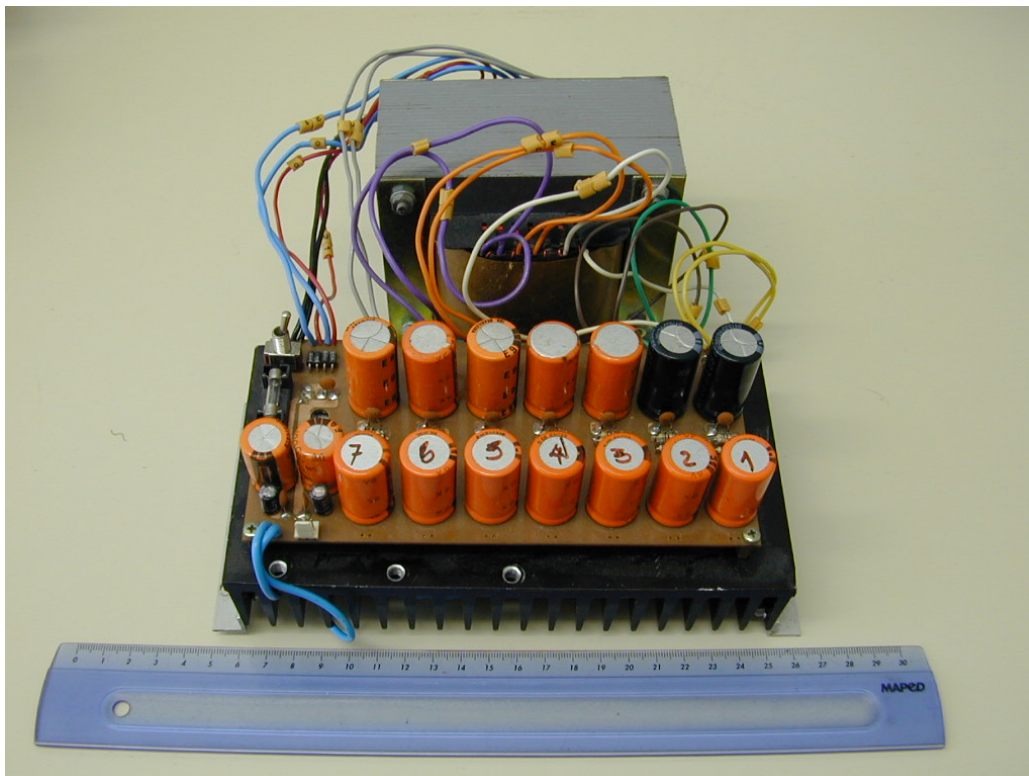


Fig 4. 23- Fonte linear para entrada variável entre 184V e 306V.

Analisando as Fig 4. 21, Fig 4. 22 e Fig 4. 23 pode-se observar que o conversor duplo half-bridge apresenta peso e volume bastante reduzidos em relação as duas outras topologias apresentadas. Grande parte desta redução pode ser atribuída à elevação da frequência de operação.

O ensaio para obter o rendimento de cada uma das estruturas não foi realizado, pois para obter uma medida confiável seria necessário medir dos valores de tensão e corrente da entrada e os valores de tensão corrente de cada uma das saídas simultaneamente. Como número de saídas do conversor é igual a dez seriam necessários onze voltímetros e onze amperímetros com escalas apropriadas, o que acabou por inviabilizar este tipo de teste.

4.11 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os principais aspectos construtivos do protótipo implementado e os resultados experimentais obtidos.

Uma das principais preocupações era a operação da estrutura dentro do gabinete do retificador trifásico. Apesar de estar inserido em um ambiente com um nível de

poluição eletromagnética muito forte, o conversor *duplo half-bridge* apresentou pouca sensibilidade aos ruídos gerados pelas correntes elevadas que circulavam pelo retificador.

O objetivo principal da estrutura é reduzir a tensão nos interruptores. Os resultados experimentais mostraram que foi possível obter uma divisão eqüitativa das tensões sobre todas as chaves, sendo que o valor máximo observado foi de metade da tensão total de barramento.

A principal desvantagem observada nesta topologia foi o grande número de enrolamentos nos transformadores, o que dificulta o bobinamento e a colocação dos mesmos na placa.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi realizado o estudo de algumas possíveis soluções para a implementação de fontes auxiliares destinadas a conversores de alta potência e elevada tensão no barramento CC. Em uma primeira análise foram consideradas fontes lineares alimentadas através da rede de tensão alternada de 60Hz. Apesar de pesadas e volumosas, estas estruturas apresentam grande simplicidade e robustez. O fato de possuírem um rendimento bastante reduzido não descartou logo de vez a sua aplicação, uma vez que a potência processada pela fonte auxiliar frente à potência total obtida no retificador trifásico é quase que desprezível.

Tendo em vista a necessidade de alimentar não somente o estágio PFC, mas também o conversor CC-CC, a busca por uma fonte auxiliar capaz de ser alimentada pelo barramento CC tornou-se bastante interessante.

Uma nova topologia denominada duplo Half-Bridge foi criada com o objetivo de reduzir a tensão sobre os interruptores e permitir a implementação prática da fonte auxiliar. Os testes do conversor realizados em bancada mostraram que este tipo de estrutura apresenta uma boa distribuição de tensão sobre os interruptores e possui a característica de equilibrar as tensões nos capacitores que compõem o barramento CC.

Por se tratar de uma fonte auxiliar, onde as correntes envolvidas são de pequena amplitude se comparadas com as do retificador, existia uma preocupação quanto ao comportamento do conversor duplo Half-Bridge no que diz respeito ao funcionamento no ambiente com uma poluição eletromagnética bastante elevada.

Os ensaios realizados com a fonte auxiliar inserida no gabinete e conectada ao retificador trifásico mostraram que o Layout utilizado na placa de circuito impresso e a disposição da fonte dentro do gabinete estavam apropriados. Desta forma, não foram observados problemas de compatibilidade eletromagnética entre fonte auxiliar e retificador.

Um dos inconvenientes desta estrutura é a quantidade de enrolamentos nos transformadores. Além de um enrolamento primário, para cada saída são necessários mais dois enrolamentos em cada transformador. Para o protótipo implementado, composto por dez saídas, foram utilizados 21 enrolamentos por transformador.

A quantidade de enrolamentos poderia ser reduzida se fossem utilizados retificadores em ponte completa sem ponto médio nas saídas. Embora esta solução facilite a construção dos transformadores e a montagem da fonte numa eventual linha de produção, traz como consequência o aumento da quantidade de diodos retificadores em duas vezes.

Com estratégias de modulação e comando assimétrico acredita-se ser possível obter comutação suave nesta topologia, abrindo assim precedentes para estudos futuros da aplicação do conversor duplo Half-Bridge para potências mais elevadas.

APÊNDICE A – PROJETO DO CIRCUITO DE DRIVER

A.1 – INTRODUÇÃO

O circuito de driver é uma das partes mais importantes para obter sucesso na implementação de qualquer estrutura em eletrônica de potência. Sua função é proporcionar o isolamento entre o circuito de controle e o circuito de potência, permitindo assim operação de forma segura dos interruptores.

Nesta seção será descrito o projeto do circuito de comando e controle utilizado no conversor Duplo Half-bridge.

A.2 - O CIRCUITO INTEGRADO UC3525.

O rápido desenvolvimento das fontes chaveadas levou os fabricantes de componentes eletrônicos a produzirem circuitos integrados dedicados a este tipo de aplicação. Apenas com a adição de alguns componentes externos é possível além de obter os sinais de comando, é possível realizar o controle, proteção e partida progressiva utilizando um único circuito integrado.

Um dos mais populares circuitos no mercado que operam com modulação por largura de pulsos é o UC3525, cuja estrutura básica é apresentada na Fig 3:

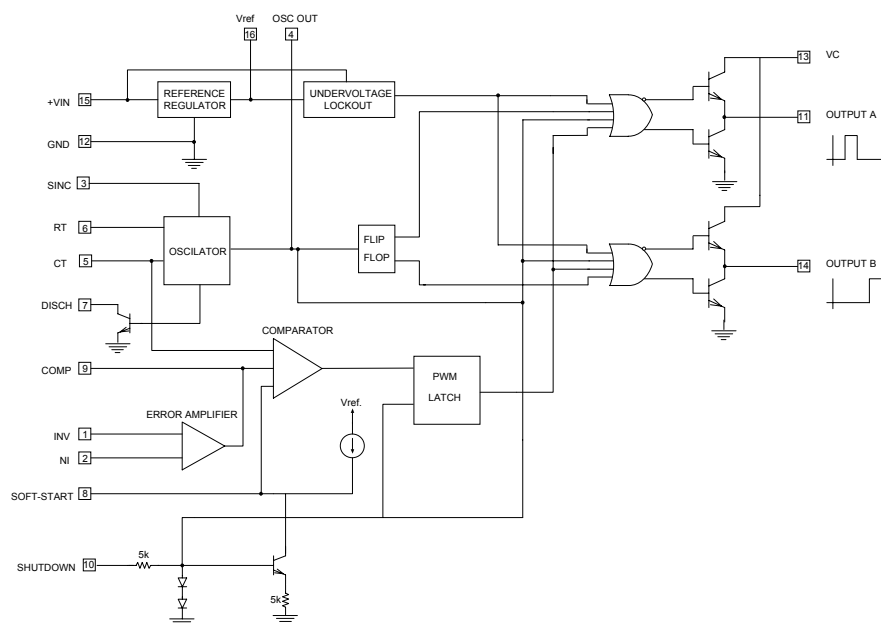


Fig 3 Diagrama de blocos do circuito integrado UC3525B.

Este CI deve ser alimentado através do pino 15 com uma tensão contínua entre 8 e 35V. Um circuito de proteção denominado *undervoltage lockout* é responsável por inibir os pulsos de comando até que a tensão de entrada (V_{in} , pino 15) seja superior a 8V. Internamente existe um regulador de tensão responsável por estabelecer uma tensão da ordem de 5.1V (pino 16) usada como tensão de referência e para alimentar os circuitos internos do CI.

Um gerador de onda dente de serra tem sua frequência determinada por um par RC conectado aos pinos 5 e 6. Para 3525, o fabricante recomenda a operação em frequências entre 100Hz e 500kHz. A rampa gerada tem uma excursão de aproximadamente 2,5V e pode ser observada no pino 4 do integrado.

Através do pino 7 pode ser ajustado o tempo de descarga do capacitor, ajustando-se assim o tempo morto entre os pulsos na saída.

O sinal do oscilador aciona um flip-flop selecionando assim para qual das duas saídas será acionada. Este sinal passa por um *latch*, de modo a garantir um único pulso por ciclo, podendo ainda ser inibido pela entrada de *shutdown* (pino 10), o qual atua em um tempo da ordem de 200ns. A saída dupla permite o acionamento de uma topologia *push-pull*. Os transistores podem fornecer no máximo 200mA, suportando 60V. Caso haja a necessidade de maiores níveis de corrente nas saídas, deve ser providenciado um *driver* externo.

O comparador possui 3 entradas. Uma delas proveniente do gerador de rampa, outra fornecida pela saída do amplificador de erro e a última pelo pino 8, responsável pela partida progressiva (*soft-start*).

O amplificador de erro é do tipo transcondutância, ou seja, apresenta uma elevada impedância de saída, comportando-se como uma fonte de corrente. O compensador pode ser construído a partir do próprio amplificador operacional interno ao CI. Caso não haja a necessidade de malha fechada, deve curto-circuitar os pinos 1 e 9 para obter a configuração de seguidor de sinal. O amplificador limitador de corrente pode ser usado no modo linear ou com limitação pulso a pulso. Sua tensão de limiar é de 200mV.

A.3 - GERAÇÃO DOS PULSOS DE COMANDO.

Para comandar de forma correta o conversor Duplo Half-Bridge são necessários quatro sinais de comando isolados, um para cada interruptor, com a forma de onda apresentada na Fig 4.

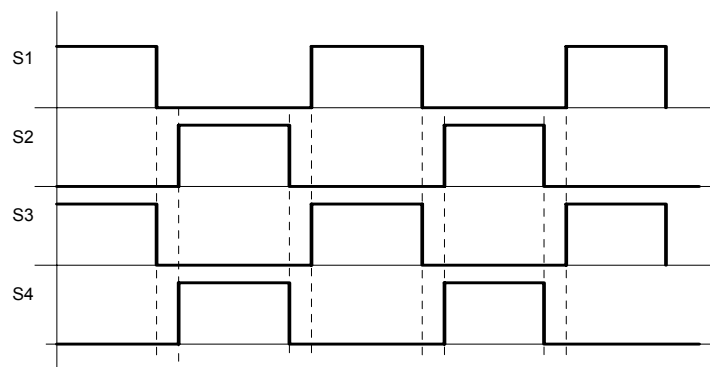


Fig 4 Sinais de comando para o conversor duplo Half-Bridge.

A frequência do oscilador do CI UC3525B é definida aproximadamente pela expressão:

$$f_{osc} = \frac{1}{C_T \cdot (0.7 \cdot R_T + 3 \cdot R_D)} \quad (\text{B.A})$$

Para obter a frequência de trabalho igual a 70kHz, foi utilizado um capacitor de 1.8nF, um resistor R_D igual a 12Ω e, para o resistor R_T , um potenciômetro de $10k\Omega$.

A partir destes valores foram obtidos nos pinos de saída do CI as formas de onda apresentadas na Fig 5:

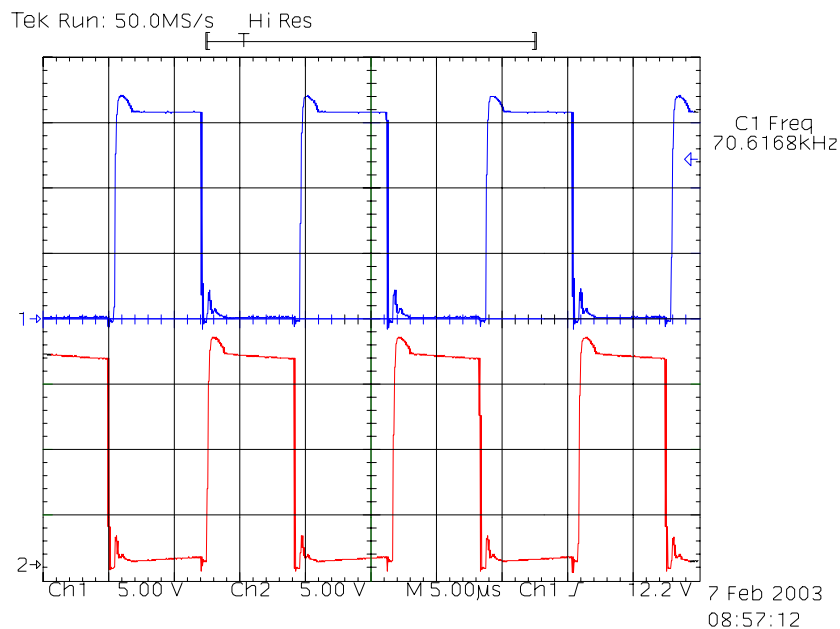


Fig 5- Sinais de saída do UC3525B.

A.4 - CIRCUITO DE DRIVER.

Devido à questões de ordem prática optou-se por utilizar um circuito de comando de gate isolado por transformador de pulso.

O enrolamento primário do transformador é conectado diretamente nas saídas do UC3525B, conforme apresentado na Fig 6.

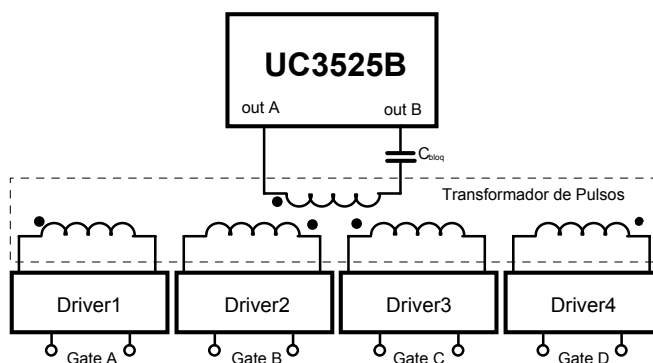


Fig 6 – Diagrama de conexão do transformador de pulsos.

A função do capacitor C_{bloq} é evitar a saturação do núcleo devido a circulação de uma eventual componente DC causada por assimetria dos pulsos de comando. Na prática o valor usado foi de $1\mu F$.

O transformador de pulsos é constituído de cinco enrolamentos de 40 espiras de fio 29AWG em um núcleo toroidal do tipo NT15/IP12R da Thornton. Detalhes do dimensionamento podem ser conferidos na planilha de cálculo apresentada no apêndice “A”.

Em cada secundário é conectado o circuito mostrado na Fig 7. O objetivo é garantir a desmagnetização do transformador e entregar o sinal de gate apropriado para os interruptores.

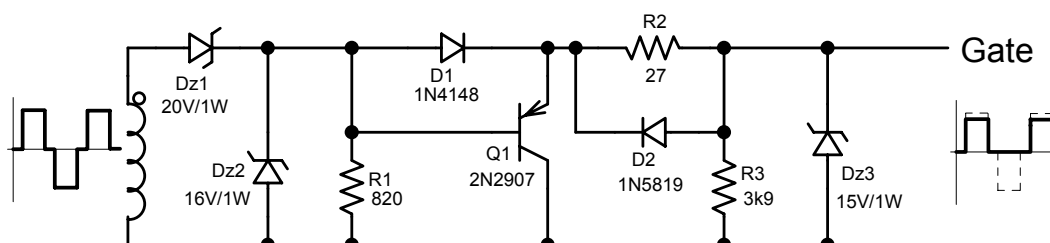


Fig 7 – Circuito de driver.

Ao aplicar o pulso positivo o diodo D1 entra em condução e o sinal de gate é aplicado no interruptor. O resistor R2 limita a corrente de gatilho enquanto o diodo zener Dz3 limita o valor da tensão aplicada em 15V.

No instante em que o pulso de comando se anula, o diodo D1 bloqueia e o transistor Q1 entra em condução. A energia armazenada na capacitância do Mosfet é descarregada através de Q1 pela polarização do diodo D2, que deve ser do tipo Schottky. A função de D2 é acelerar o bloqueio do interruptor.

Quando a tensão no transformador se torna negativa o diodo Dz1 fica reversamente polarizado, mantendo nula a tensão de saída.

Os diodos zener, Dz1 e Dz2 são utilizados para desmagnetizar o transformador de pulsos [10].

A.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Na Fig 8 é apresentada a forma de onda obtida no primário do transformador de pulsos.

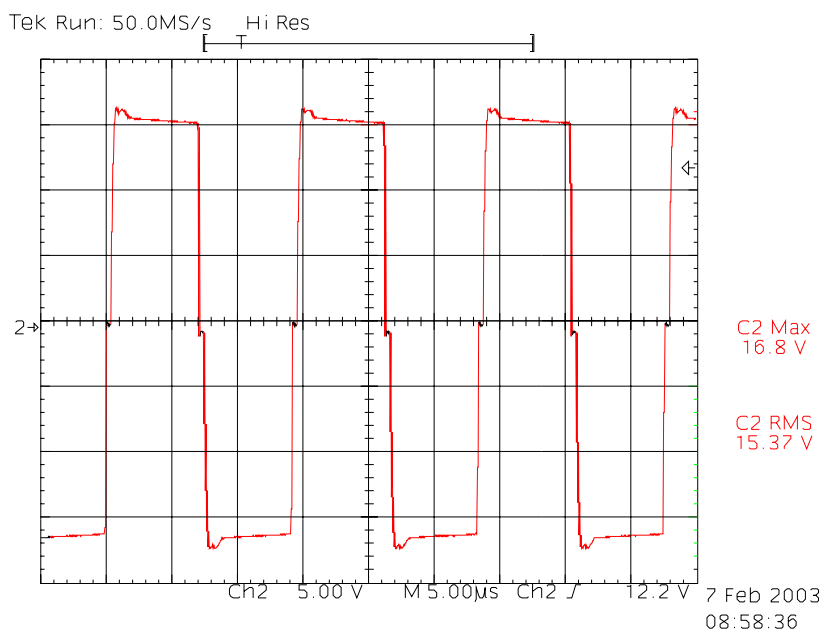


Fig 8- Tensão no Primário do transformador de pulsos.

Em cada secundário as tensões obtidas são apresentadas na Fig 9.

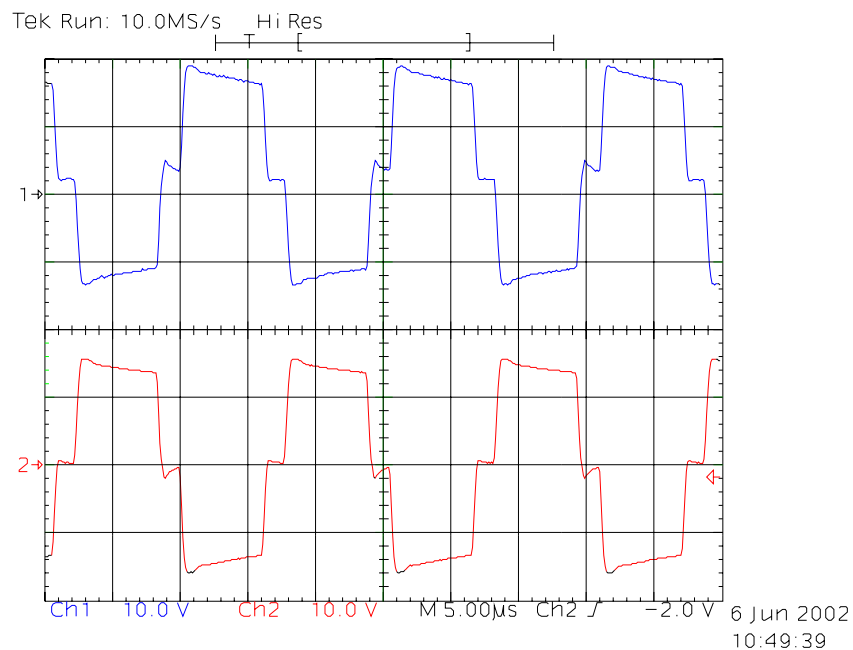


Fig 9- Tensões nos secundários do transformador de pulsos.

Os sinais de gate obtidos para os interruptores M1 e M2 podem ser observados na Fig 10:

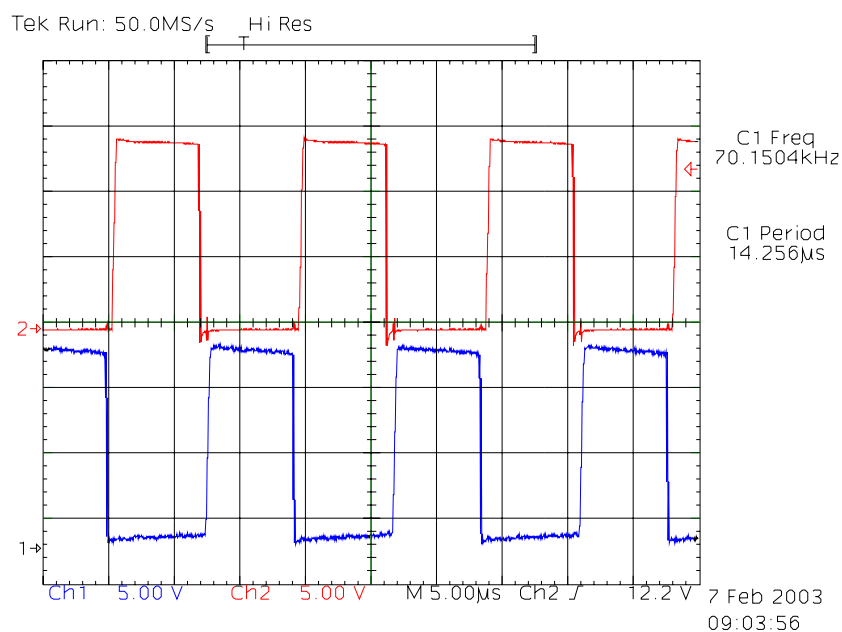


Fig 10- Tensão de gatilho dos interruptores.

APÊNDICE B – CIRCUITO AUXILIAR DE PARTIDA

B.1 INTRODUÇÃO

Na partida, o circuito de controle precisa ser alimentado para iniciar a operação e gerar os pulsos de gatilho para os interruptores. Após estabelecido o transitório de partida do conversor, a energia necessária para manter o circuito de comando em funcionamento é obtida de uma das saídas. Entretanto, enquanto a tensão desta saída não se estabelece, é necessário buscar outra alternativa para alimentar os circuitos de comando e driver.

A solução adotada é apresentada na Fig 11.

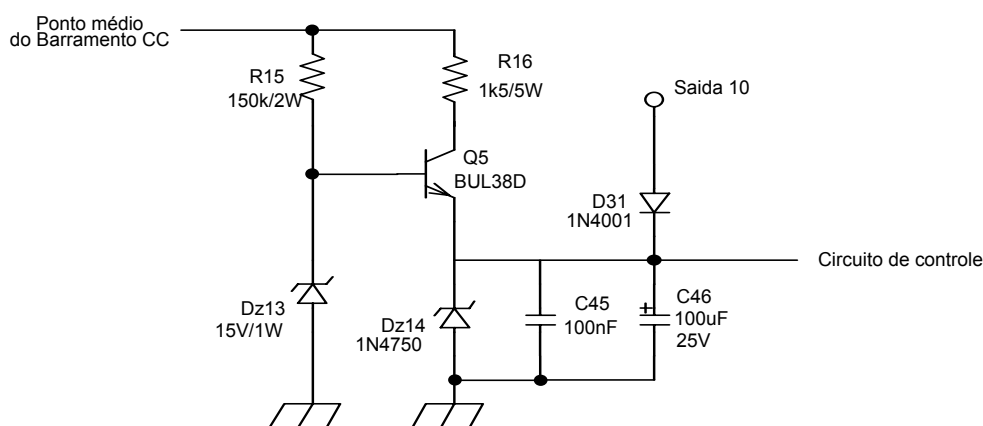


Fig 11 - Diagrama esquemático do circuito implementado.

B.2 - FUNCIONAMENTO

Quando o barramento é energizado com a tensão E , no ponto médio a tensão obtida é igual a $E/2$. Este valor de tensão polariza o transistor Q5. O resistor R16 limita a corrente de coletor processada por Q5. Para o circuito de controle a tensão obtida é a tensão reversa do diodo zener Dz13 menos a tensão sobre a junção base-emissor do transistor. O resistor R15 tem a função de fornecer uma corrente de base adequada para o transistor Q5 e alimentar o diodo zener com uma corrente apropriada de forma que possa garantir sua correta operação.

O diodo zener Dz14 serve apenas para proteção, e tem por objetivo limitar o valor de tensão caso ocorra algum tipo de falha.

Enquanto a tensão do diodo zener Dz13 for menor que a tensão da saída 10, a junção do transistor se mantém polarizada e, através da corrente de base, a tensão sobre os capacitores de filtragem, C45 e C46, é mantida pela corrente de emissor.

A partir do instante em que a tensão do diodo Dz13 somada com a tensão da junção base-emissor for inferior à tensão da saída 10, o transistor bloqueia e o circuito de controle é alimentado pela própria tensão da saída.

B.3 - DIMENSIONAMENTO

Considerando a tensão reversa do diodo Dz13 igual a 15V e uma corrente de base igual a 3mA, o valor de R15 pode ser obtido da seguinte maneira:

$$R_{15} = \frac{V_{i_{\max}} - V_{Z13}}{I_{base}} \quad (1.1)$$

Sendo a tensão máxima de barramento igual a 900V, para a fonte auxiliar a tensão máxima de entrada é de 450V. Assim:

$$R_{15} = \frac{450 - 15}{3 \cdot 10^{-3}} \approx 150k\Omega \quad (1.2)$$

O resistor R16 é obtido a partir da expressão (1.3)

$$R_{16} = \frac{1}{\beta} \cdot R_{15} = \frac{1}{100} \cdot 150k\Omega = 1,5k\Omega \quad (1.3)$$

APÊNDICE C – PLANILHA DE CALCULOS.



Responsável: **Eng. Ricardo Luiz Alves**

LOCAL/DATA: Fpolis - Fev/2002

Coordenador do projeto: **Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing**

Última atualização: 27/09/02

Cliente:

Especificações:

Tensão de entrada:

$V_{i_{max}} := 950V$ máxima tensão de entrada

$V_{i_{min}} := 400V$ mínima tensão de entrada

$V_{i_{nom}} := 900V$ tensão nominal de entrada

Queda de tensão nos diodos retificadores:

$V_F := 1V$

Saídas: (Valor da saída + 3V referentes ao regulador e 1 V referente aos diodos)

$k := 1..10$

Tensão:	Corrente média:	Corrente de pico:	Ondulação de tensão:
$V_{o_1} := 28V$	$I_{o_1} := 0.65A$	$I_{o_{peak_1}} := 2.5A$	$\Delta V_{o_1} := 200mV$
$V_{o_2} := 28V$	$I_{o_2} := 0.65A$	$I_{o_{peak_2}} := 2.5A$	$\Delta V_{o_2} := 200mV$
$V_{o_3} := 28V$	$I_{o_3} := 0.65A$	$I_{o_{peak_3}} := 2.5A$	$\Delta V_{o_3} := 200mV$
$V_{o_4} := 28V$	$I_{o_4} := 0.65A$	$I_{o_{peak_4}} := 2.5A$	$\Delta V_{o_4} := 200mV$
$V_{o_5} := 28V$	$I_{o_5} := 0.65A$	$I_{o_{peak_5}} := 2.5A$	$\Delta V_{o_5} := 200mV$
$V_{o_6} := 28V$	$I_{o_6} := 0.65A$	$I_{o_{peak_6}} := 2.5A$	$\Delta V_{o_6} := 200mV$
$V_{o_7} := 28V$	$I_{o_7} := 0.3A$	$I_{o_{peak_7}} := 0.3A$	$\Delta V_{o_7} := 200mV$
$V_{o_8} := 19V$	$I_{o_8} := 0.15A$	$I_{o_{peak_8}} := 0.65A$	$\Delta V_{o_8} := 150mV$
$V_{o_9} := 19V$	$I_{o_9} := 0.5A$	$I_{o_{peak_9}} := 0.6A$	$\Delta V_{o_9} := 150mV$
$V_{o_{10}} := 20V$	$I_{o_{10}} := 0.25A$	$I_{o_{peak_{10}}} := 0.25A$	$\Delta V_{o_{10}} := 100mV$

Temperatura ambiente ($a^{\circ}C = (274.15+a).K$):

$T_{amb} := 323.15K$

Rendimento estimado:

$\eta := 70\%$

Frequência de comutação:

$f_s := 70kHz$

Permeabilidade Magnética do Ar:

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

Potência de saída:

$$P_o := \sum_k |V_{o_k}| \cdot |I_{o_k}| \quad P_o = 134.95 \text{ W}$$

Potência de entrada:

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} \quad P_{in} = 192.786 \text{ W}$$

Memorial de cálculo:

Razão cíclica máxima: Definida como a razão entre o tempo de condução do interruptor e a metade do período de chaveamento.

$$D_{max} := 0.85$$

Relação de transformação:

$$n_k := \frac{2 \cdot |V_{o_k}|}{V_{i_{min}} \cdot D_{max}}$$

$$\begin{array}{ccccc} n_1 = 0.165 & n_2 = 0.165 & n_3 = 0.165 & n_4 = 0.165 & n_5 = 0.165 \\ n_6 = 0.165 & n_7 = 0.165 & n_8 = 0.112 & n_9 = 0.112 & n_{10} = 0.118 \end{array}$$

Cálculo dos indutores de filtragem:

$$\Delta I_{Lo_k} := 0.2 \cdot I_{o_k} \dots \dots \dots \text{máxima ondulação de corrente} = 20\%$$

$$L_{o_k} := \frac{n_k \cdot V_{i_{nom}}}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lo_k}}$$

$$\begin{array}{ccccc} L_{o_1} = 1.018 \text{ mH} & L_{o_2} = 1.018 \text{ mH} & L_{o_3} = 1.018 \text{ mH} & L_{o_4} = 1.018 \text{ mH} & L_{o_5} = 1.018 \text{ mH} \\ L_{o_6} = 1.018 \text{ mH} & L_{o_7} = 2.206 \text{ mH} & L_{o_8} = 2.994 \text{ mH} & L_{o_9} = 0.898 \text{ mH} & L_{o_{10}} = 1.891 \text{ mH} \end{array}$$

Corrente máxima nos indutores:

$$I_{Lo_{max_k}} := I_{o_k} + \frac{\Delta I_{Lo_k}}{2}$$

$$\begin{array}{ccc} I_{Lo_{max_1}} = 0.715 \text{ A} & I_{Lo_{max_2}} = 0.715 \text{ A} & I_{Lo_{max_3}} = 0.715 \text{ A} \\ I_{Lo_{max_4}} = 0.715 \text{ A} & I_{Lo_{max_5}} = 0.715 \text{ A} & I_{Lo_{max_6}} = 0.715 \text{ A} \\ I_{Lo_{max_7}} = 0.33 \text{ A} & I_{Lo_{max_8}} = 0.165 \text{ A} & I_{Lo_{max_9}} = 0.55 \text{ A} \\ & I_{Lo_{max_{10}}} = 0.275 \text{ A} & \end{array}$$

Dimensionamento dos interruptores:

Máxima tensão (valor teórico):

$$VS_{\max} := \frac{Vi_{\max}}{2} \quad VS_{\max} = 475 \text{ V}$$

Corrente eficaz:

$$IS_{\text{ef}} := \left(\sum_k n_k \cdot \frac{ILO_{\max_k}}{4} \right) \quad IS_{\text{ef}} = 0.218 \text{ A}$$

Corrente de pico, considerando a magnetização do transformador (+20%):

$$IS_{\max} := 1.2 \left(\sum_k n_k \cdot \frac{ILO_{\max_k}}{2} \right) \quad IS_{\max} = 0.524 \text{ A}$$

Projeto dos elementos magnéticos:

Densidade de corrente:

$$J_{\max} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densidade fluxo máxima:

$$B_{\max} := 0.2 \text{ T}$$

Fatores de ocupação:

$$kw := 0.4$$

$$kp := 0.5$$

Produto das Áreas:

$$AeAw := \frac{Pin}{2 \cdot kw \cdot kp \cdot J_{\max} \cdot B_{\max} \cdot fs} \quad AeAw = 0.861 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido: E43007-EC (2 núcleos em "paralelo")

$$Ae := 1.202 \text{ cm}^2$$

$$Aw := 0.833 \text{ cm}^2$$

Volume do núcleo:

$$Ve := 7.88 \text{ cm}^3$$

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT := 7.4\text{cm}$$

Área da superfície do núcleo:

$$A_L := 30.10\text{mm} \quad B_L := 15.01\text{mm} \quad C_L := 14.12\text{mm}$$

$$As := 2 \cdot A_L \cdot 2 \cdot B_L + 2 \cdot C_L \cdot 2 \cdot B_L + A_L \cdot C_L \cdot 2$$

$$As = 5.433 \text{ in}^2$$

Perdas volumétricas:

$$P_{vol} := 2 \cdot 10^2 \frac{W \cdot 10^{-3}}{\text{cm}^3}$$

$$P_{vol} = 0.2 \frac{W}{\text{cm}^3}$$

Número de espiras do primário:

$$N_p := \frac{V_{i_{min}}}{4 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f_s}$$

$$N_p = 59.425$$

$$N_p := 60$$

Número de espiras dos secundários:

$$N_{s_k} := \text{ceil} \left(\frac{1.1 \cdot |V_{o_k}| + V_F \cdot D_{max}}{\frac{V_{i_{min}}}{2} \cdot D_{max}} \cdot N_p \right)$$

$$N_{s_1} = 12$$

$$N_{s_2} = 12$$

$$N_{s_3} = 12$$

$$N_{s_4} = 12$$

$$N_{s_5} = 12$$

$$N_{s_6} = 12$$

$$N_{s_7} = 12$$

$$N_{s_8} = 8$$

$$N_{s_9} = 8$$

$$N_{s_{10}} = 9$$

$$n_k := \frac{N_{s_k}}{N_p}$$

$$n_1 = 0.2$$

$$n_2 = 0.2$$

$$n_3 = 0.2$$

$$n_4 = 0.2$$

$$n_5 = 0.2$$

$$n_6 = 0.2$$

$$n_7 = 0.2$$

$$n_8 = 0.133$$

$$n_9 = 0.133$$

$$n_{10} = 0.15$$

Corrente eficaz no primário do transformador:

$$I_{P_{ef}} := \sum_k \frac{(I_{o_k} \cdot n_k)}{2}$$

$$I_{P_{ef}} = 0.482 \text{ A}$$

Seção dos condutores:

$$\Delta := 7.5 \frac{\text{cm s}^{-0.5}}{\sqrt{f_s}} \qquad \Delta = 0.028 \text{ cm}$$

Diamax := 2·ΔDiâmetro máximo devido ao efeito pelicular:

$$\text{Diamax} = 0.057 \text{ cm}$$

Fio 23 AWG

$$\text{Scu23} := 0.002582 \text{cm}^2 \qquad \text{Scuisol23} := 0.003221 \text{cm}^2$$

Primário:

$$\text{SP} := \frac{\text{I}_{\text{Pef}}}{\text{J}_{\text{max}}} \qquad \text{SP} = 1.205 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Secundários:

$$\text{SS}_k := \frac{\text{I}_{\text{ok}}}{\text{J}_{\text{max}} \cdot \sqrt{2}}$$

$$\begin{aligned} \text{SS}_1 &= 1.149 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 & \text{SS}_2 &= 1.149 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 & \text{SS}_3 &= 1.149 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \\ \text{SS}_4 &= 1.149 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 & \text{SS}_5 &= 1.149 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 & \text{SS}_6 &= 1.149 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \\ \text{SS}_7 &= 5.303 \times 10^{-4} \text{ cm}^2 & \text{SS}_8 &= 2.652 \times 10^{-4} \text{ cm}^2 & \text{SS}_9 &= 8.839 \times 10^{-4} \text{ cm}^2 \\ & & \text{SS}_{10} &= 4.419 \times 10^{-4} \text{ cm}^2 & & \end{aligned}$$

O diâmetro máximo dos condutores é o diâmetro do fio 23AWG, desta forma pode-se seleccionar para os enrolamentos qualquer condutor que suporte a corrente desejada porém, possua um diâmetro máximo igual ou inferior ao do fio 23AWG. Caso seja impossível obter um único condutor devem ser associados fios em paralelo afim de atingir a bitola desejada.

Fios utilizados:

Número de fios em paralelo:

Primário: fio 25AWG $\text{Scu25} := 0.001624 \text{cm}^2$ $\text{Scuisol25} := 0.002078 \text{cm}^2$

$$\text{Nfpp} := 1$$

Secundários:

Secundário 1: fio 26AWG $\text{Scu26} := 0.001287 \text{cm}^2$ $\text{Scuisol26} := 0.001671 \text{cm}^2$
 Secundário 2: fio 26AWG
 Secundário 3: fio 26AWG
 Secundário 4: fio 26AWG
 Secundário 5: fio 26AWG
 Secundário 7: fio 26AWG
 Secundário 8: fio 26AWG
 Secundário 9: 2x fio 23AWG
 Secundário 10: fio 26AWG

$$\begin{aligned} \text{Nfps}_1 &:= 1 & \text{Nfps}_2 &:= 1 & \text{Nfps}_3 &:= 1 & \text{Nfps}_4 &:= 1 & \text{Nfps}_5 &:= 1 \\ \text{Nfps}_6 &:= 1 & \text{Nfps}_7 &:= 1 & \text{Nfps}_8 &:= 1 & \text{Nfps}_9 &:= 2 & \text{Nfps}_{10} &:= 1 \end{aligned}$$

$Scu_1 := Scu26$	$Scuisol_1 := Scuisol26$
$Scu_2 := Scu26$	$Scuisol_2 := Scuisol26$
$Scu_3 := Scu26$	$Scuisol_3 := Scuisol26$
$Scu_4 := Scu26$	$Scuisol_4 := Scuisol26$
$Scu_5 := Scu26$	$Scuisol_5 := Scuisol26$
$Scu_6 := Scu26$	$Scuisol_6 := Scuisol26$
$Scu_7 := Scu26$	$Scuisol_7 := Scuisol26$
$Scu_8 := Scu26$	$Scuisol_8 := Scuisol26$
$Scu_9 := Scu23$	$Scuisol_9 := Scuisol23$
$Scu_{10} := Scu26$	$Scuisol_{10} := Scuisol26$

Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução, considerando dois enrolamentos secundários para cada saída:

$$Pe := \frac{1.1 Scuisol_{25} \cdot N_{fpp} \cdot N_p + \sum_k 2.2 Scuisol_k \cdot N_{fps_k} \cdot N_{s_k}}{Aw} \quad Pe = 0.746$$

Perdas aproximadas nos enrolamentos por efeito Joule

Resistência por unidade de comprimento do condutor (100 graus)

$$\rho_{c20} := 1.709 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot m$$

$$\rho_c(te) := \rho_{c20} \cdot [1 + 0.00393 \cdot (te - 20)]$$

Para uma temperatura de 75 graus, tem-se a resistividade do cobre:

$$te := 75$$

$$\rho_c(te) = 2.078 \times 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega$$

Resistência cc dos enrolamentos primário e secundários:

$$R_{ccp} := \frac{\rho_c(te) \cdot N_p \cdot MLT}{Scu_{25} \cdot N_{fpp}} \quad R_{ccp} = 0.568 \Omega$$

$$R_{ccs_k} := \frac{\rho_c(te) \cdot N_{s_k} \cdot MLT}{Scu_k \cdot N_{fps_k}}$$

$R_{ccs_1} = 0.143 \Omega$	$R_{ccs_2} = 0.143 \Omega$	$R_{ccs_3} = 0.143 \Omega$	$R_{ccs_4} = 0.143 \Omega$	$R_{ccs_5} = 0.143 \Omega$
$R_{ccs_6} = 0.143 \Omega$	$R_{ccs_7} = 0.143 \Omega$	$R_{ccs_8} = 0.096 \Omega$	$R_{ccs_9} = 0.024 \Omega$	$R_{ccs_{10}} = 0.108 \Omega$

Potência total de perdas no cobre:

$$P_j := R_{ccp} \cdot I_{P_{ef}}^2 + \sum_k R_{ccs_k} \cdot \left(\frac{I_{o_k}}{2 \cdot \sqrt{2}} \right)^2 \quad P_j = 0.181 \text{ W}$$

Perdas no núcleo (perdas magnéticas):

$$P_{mag} := P_{vol} \cdot V_e \quad P_{mag} = 1.576 \text{ W}$$

Perdas totais no transformador:

$$PTR_{tot} := P_j + P_{mag} \quad PTR_{tot} = 1.757 \text{ W}$$

Elevação de temperatura:

$$PTR_{tot} = 1.757 \text{ W} \quad A_s = 35.05 \text{ cm}^2$$
$$\Delta TR := u \cdot \left(\frac{PTR_{tot}}{A_s} \right)^{0.833} \quad \Delta TR = 25.355 \text{ K}$$

Resumo dos dados do Transformador / 2 Núcleos E43007EC

Número de espiras do primário / número de fios em paralelo / Fio:

$$N_p = 60 \quad N_{fpp} = 1 \quad \text{fio 25AWG}$$

Número de espiras dos secundários / número de fios em paralelo:

$N_{s_1} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_2} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_3} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_4} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_5} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_6} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_7} = 12$	fio 26AWG
$N_{s_8} = 8$	fio 26AWG
$N_{s_9} = 8$	2 fios 23AWG
$N_{s_{10}} = 9$	fio 26AWG

Projeto físico dos indutores de saída:

Corrente eficaz:

$$I_{Lo_{ef_k}} := I_{o_k}$$

Produto das áreas necessário:

$$B_{max} := 0.3T$$

$$K_w := 0.7$$

$$J_{max} := 450 \frac{A}{cm^2}$$

$$AeAw_k := \frac{L_{o_k} \cdot I_{Lo_{max_k}} \cdot I_{Lo_{ef_k}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}}$$

$$AeAw_1 = 0.05 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_2 = 0.05 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_3 = 0.05 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_4 = 0.05 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_5 = 0.05 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_6 = 0.05 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_7 = 0.023 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_8 = 7.841 \times 10^{-3} \text{ cm}^4$$

$$AeAw_9 = 0.026 \text{ cm}^4$$

$$AeAw_{10} = 0.014 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido:

EE20 - Thornton

Área efetiva do núcleo:

$$A_e := 0.312 \text{ cm}^2$$

Área da janela do carretel:

$$A_w := 0.26 \text{ cm}^2$$

$$A_e A_w := A_e \cdot A_w$$

$$A_e A_w = 0.081 \text{ cm}^4$$

Comprimento médio de uma espira:

$$MLTLs := 3.8 \text{ cm}$$

Volume do núcleo:

$$V_e := 1.34 \text{ cm}^3$$

Máxima densidade de fluxo:

$$B_{Ls_{max}} := 0.25T$$

Número de espiras:

saida := 1 .. 10

$$NLS_{saida} := \text{ceil} \left(\frac{Lo_{saida} \cdot ILO_{max_saida}}{BLS_{max} \cdot Ae} \right)$$

$$\begin{array}{ccccc} NLS_1 = 94 & NLS_2 = 94 & NLS_3 = 94 & NLS_4 = 94 & NLS_5 = 94 \\ NLS_6 = 94 & NLS_7 = 94 & NLS_8 = 64 & NLS_9 = 64 & NLS_{10} = 67 \end{array}$$

Seção do condutor:

$f_{\text{filtro}} := 140\text{kHz}$ (A frequência de saída do conversor é o dobro da frequência de comando)

Diâmetro máximo devido ao efeito pelicular:

$$\Delta := \frac{6.15}{\sqrt{\frac{f_{\text{filtro}}}{\text{Hz}}}}$$

Diamax := 2 · Δ

Diamax = 0.033

Fio escolhido 28 AWG

$$Scu28 := 0.000810\text{cm}^2 \quad Scu28isol := 0.0001083\text{cm}^2 \quad ScuisolNLS_{saida} := Scu28isol$$

Área de cobre necessária:

$$Acu_{saida} := \frac{ILO_{ef_saida}}{J_{max}}$$

Número de fios em paralelo:

$$n_{saida} := \text{ceil} \left(\frac{Acu_{saida}}{Scu28} \right)$$

$$\begin{array}{ccccc} n_1 = 2 & n_2 = 2 & n_3 = 2 & n_4 = 2 & n_5 = 2 \\ n_6 = 2 & n_7 = 1 & n_8 = 1 & n_9 = 2 & n_{10} = 1 \end{array}$$

Densidade de corrente:

$$JLS_{saida} := \frac{ILO_{ef_saida}}{Scu28 \cdot n_{saida}}$$

$$\begin{array}{ccccc} JLS_1 = 401.235 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_2 = 401.235 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_3 = 401.235 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_4 = 401.235 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_5 = 401.235 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \\ JLS_6 = 401.235 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_7 = 370.37 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_8 = 185.185 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_9 = 308.642 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} & JLS_{10} = 308.642 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \end{array}$$

Densidade de fluxo máxima:

$$B_{Ls_{\max}} := \frac{L_{o_{\text{saida}}} \cdot I_{L_{o_{\max}}}}{N_{Ls_{\text{saida}}} \cdot A_e}$$

$$\begin{aligned} B_{Ls_{\max_1}} = 0.248 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_2}} = 0.248 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_3}} = 0.248 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_4}} = 0.248 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_5}} = 0.248 \text{ T} \\ B_{Ls_{\max_6}} = 0.248 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_7}} = 0.248 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_8}} = 0.247 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_9}} = 0.247 \text{ T} & \quad B_{Ls_{\max_{10}}} = 0.249 \text{ T} \end{aligned}$$

Cálculo do entreferro:

$$l_{g_{\text{saida}}} := \frac{(N_{Ls_{\text{saida}}})^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_{o_{\text{saida}}}}$$

$$\begin{aligned} l_{g_1} = 0.34 \text{ mm} & \quad l_{g_2} = 0.34 \text{ mm} & \quad l_{g_3} = 0.34 \text{ mm} & \quad l_{g_4} = 0.34 \text{ mm} & \quad l_{g_5} = 0.34 \text{ mm} \\ l_{g_6} = 0.34 \text{ mm} & \quad l_{g_7} = 0.157 \text{ mm} & \quad l_{g_8} = 0.054 \text{ mm} & \quad l_{g_9} = 0.179 \text{ mm} & \quad l_{g_{10}} = 0.093 \text{ mm} \end{aligned}$$

Perdas no enrolamento por efeito Joule

Resistência por unidade de comprimento do condutor (100 graus)

$$\rho_{c20} := 1.709 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\rho_c(\text{te}) := \rho_{c20} \cdot [1 + 0.00393 \cdot (\text{te} - 20)]$$

Para uma temperatura de 75 graus, tem-se a resistividade do cobre:

$$\text{te} := 75$$

$$\rho_c(\text{te}) = 2.078 \times 10^{-6} \text{ cm} \cdot \Omega$$

Resistência cc:

$$R_{cc28AWG} := 0.002845 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad R_{cc28AWG} = 0.284 \text{ m}^{-1} \Omega$$

Perdas no cobre:

$$P_{cuLs_{\text{saida}}} := R_{cc28AWG} \cdot \left(\frac{I_{L_{o_{\text{ef}}}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot M_{LTLs} \cdot \frac{N_{Ls_{\text{saida}}}}{n_{\text{saida}}}$$

$$\begin{aligned} P_{cuLs_1} = 0.107 \text{ W} & \quad P_{cuLs_2} = 0.107 \text{ W} & \quad P_{cuLs_3} = 0.107 \text{ W} & \quad P_{cuLs_4} = 0.107 \text{ W} & \quad P_{cuLs_5} = 0.107 \text{ W} \\ P_{cuLs_6} = 0.107 \text{ W} & \quad P_{cuLs_7} = 0.046 \text{ W} & \quad P_{cuLs_8} = 7.784 \times 10^{-6} \text{ W} & \quad P_{cuLs_9} = 0.043 \text{ W} & \quad P_{cuLs_{10}} = 0.023 \text{ W} \end{aligned}$$

Perdas no núcleo:

$$\Delta B_{\text{saida}} := B_{Ls_{\text{max}}_{\text{saida}}} \cdot \frac{\Delta I_{L0_{\text{saida}}}}{I_{L0_{\text{max}}_{\text{saida}}}}$$

$$\begin{aligned} \Delta B_1 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_2 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_3 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_4 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_5 &= 0.045 \text{ T} \\ \Delta B_6 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_7 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_8 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_9 &= 0.045 \text{ T} & \Delta B_{10} &= 0.045 \text{ T} \end{aligned}$$

Definição de constantes:

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$$

$$P_{\text{mag}_{\text{saida}}} := \left(\frac{\Delta B_{\text{saida}}}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[K_h \cdot f_{\text{filtro}} + K_f \cdot \left[(f_{\text{filtro}})^2 \right] \right] \cdot \frac{V_e \cdot W}{\text{cm}^3}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{mag}_1} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_2} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_3} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_4} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_5} &= 0.011 \text{ W} \\ P_{\text{mag}_6} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_7} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_8} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_9} &= 0.011 \text{ W} & P_{\text{mag}_{10}} &= 0.011 \text{ W} \end{aligned}$$

Perdas totais:

$$P_{Ls_{\text{saida}}} := P_{\text{mag}_{\text{saida}}} + P_{\text{cu}Ls_{\text{saida}}}$$

$$\begin{aligned} P_{Ls_1} &= 0.118 \text{ W} & P_{Ls_2} &= 0.118 \text{ W} & P_{Ls_3} &= 0.118 \text{ W} & P_{Ls_4} &= 0.118 \text{ W} & P_{Ls_5} &= 0.118 \text{ W} \\ P_{Ls_6} &= 0.118 \text{ W} & P_{Ls_7} &= 0.056 \text{ W} & P_{Ls_8} &= 0.018 \text{ W} & P_{Ls_9} &= 0.054 \text{ W} & P_{Ls_{10}} &= 0.033 \text{ W} \end{aligned}$$

Elevação de temperatura:

$$R_{\text{th}} := 23 \cdot \left(\frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$\Delta T_e := \frac{P_{Ls} \cdot R_{\text{th}}}{\text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{K}^{-1}}$$

$$\begin{aligned} \Delta T_{e1} &= 6.872 \text{ K} & \Delta T_{e2} &= 6.872 \text{ K} & \Delta T_{e3} &= 6.872 \text{ K} & \Delta T_{e4} &= 6.872 \text{ K} & \Delta T_{e5} &= 6.872 \text{ K} \\ \Delta T_{e6} &= 6.872 \text{ K} & \Delta T_{e7} &= 3.283 \text{ K} & \Delta T_{e8} &= 1.067 \text{ K} & \Delta T_{e9} &= 3.133 \text{ K} & \Delta T_{e10} &= 1.941 \text{ K} \end{aligned}$$

Possibilidade de execução:

AcuisoLLs := ScuisoLLs·NLS·n

$$P_{exec} := \frac{AcuisoLLs}{Aw}$$

$P_{exec_1} = 0.711$	$P_{exec_2} = 0.711$	$P_{exec_3} = 0.711$	$P_{exec_4} = 0.711$	$P_{exec_5} = 0.711$
$P_{exec_6} = 0.711$	$P_{exec_7} = 0.355$	$P_{exec_8} = 0.355$	$P_{exec_9} = 0.711$	$P_{exec_{10}} = 0.355$

Resumo

Número de espiras:

$NLS_1 = 94$	$NLS_2 = 94$	$NLS_3 = 94$	$NLS_4 = 94$	$NLS_5 = 94$
$NLS_6 = 94$	$NLS_7 = 94$	$NLS_8 = 64$	$NLS_9 = 64$	$NLS_{10} = 67$

Número de fios em paralelo:

$n_1 = 2$	$n_2 = 2$	$n_3 = 2$	$n_4 = 2$	$n_5 = 2$
$n_6 = 2$	$n_7 = 1$	$n_8 = 1$	$n_9 = 2$	$n_{10} = 1$

Bitola do fio:

28AWG

Tipo de núcleo:

EE 20 - Thornton

Dimensionamento dos capacitores de Filtragem:

$$Co_k := \frac{Vo_k \cdot 2}{32 \cdot (2 \cdot fs)^2 \cdot Lo_k \cdot \Delta Vo_k}$$

$Co_1 = 0.438 \mu F$	$Co_2 = 0.438 \mu F$	$Co_3 = 0.438 \mu F$	$Co_4 = 0.438 \mu F$	$Co_5 = 0.438 \mu F$
$Co_6 = 0.438 \mu F$	$Co_7 = 0.202 \mu F$	$Co_8 = 0.135 \mu F$	$Co_9 = 0.45 \mu F$	$Co_{10} = 0.337 \mu F$

$$Rse_k := \frac{\Delta Vo_k}{\Delta ILo_k}$$

$Rse_1 = 1.538 \Omega$	$Rse_2 = 1.538 \Omega$	$Rse_3 = 1.538 \Omega$	$Rse_4 = 1.538 \Omega$	$Rse_5 = 1.538 \Omega$
$Rse_6 = 1.538 \Omega$	$Rse_7 = 3.333 \Omega$	$Rse_8 = 5 \Omega$	$Rse_9 = 1.5 \Omega$	$Rse_{10} = 2 \Omega$

Capacitores escolhidos:

Saídas 1a 10 e 12:

B41859-A7107M - 100uF/35V em paralelo com um capacitor de polipropileno

Saída 11:

B41856-A8476M - 47uF/63V

$$C_{o_k} := 100\mu\text{F}$$

$$C_{o_{11}} := 47\mu\text{F}$$

Cálculo do capacitor de bloqueio:

$$\Delta V_{cmax} := 0.08 \cdot V_{i_{min}}$$

$$\Delta V_{cmax} = 32 \text{ V}$$

O capacitor de bloqueio deve ser maior do que Cb1, a fim de evitar ressonância.

$$C_{b1} := \frac{4}{\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \left[\sum_k \left(\frac{N_p}{N_{s_k}} \right)^2 \cdot L_{o_k} \right]} \quad C_{b1} = 0.162 \text{ nF}$$

$$C_b := \frac{\sum_k I_{o_k} \cdot \left(\frac{N_{s_k}}{N_p} \right)}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{cmax}} \quad C_b = 0.215 \mu\text{F}$$

Corrente eficaz (por simulação):

$$C_{B_{ef}} := 1.65 \text{ A}$$

Valor adotado para o capacitor:

$$C_b := 1\mu\text{F} \quad \text{polipropileno} \quad \text{Tensão} = 100\text{V}$$

Resistor de amortecimento:

$$R_b := \frac{V_{i_{max}}}{D_{max} \cdot \left(\sum_k \frac{N_{s_k}}{N_p} \cdot I_{o_k} \right)} \quad R_b = 1.159 \times 10^3 \Omega$$

$$R_b := 330\Omega \quad 1 \text{ W} \quad \text{Metal filme}$$

$$P_{rb} := \frac{\Delta V_{cmax}^2}{R_b} \quad P_{rb} = 3.103 \text{ W}$$

Projeto dos retificadores de saída:

$$IDr_{med_k} := \frac{Io_k}{2}$$

$$IDr_{pico_k} := Io_k + \frac{\Delta ILo_k}{2}$$

$$VDr_{max_k} := \frac{Ns_k}{Np} \cdot Vi_{max}$$

$$IDr_{pico_k} = \begin{pmatrix} 0.715 \\ 0.715 \\ 0.715 \\ 0.715 \\ 0.715 \\ 0.715 \\ 0.33 \\ 0.165 \\ 0.55 \\ 0.275 \end{pmatrix} \text{ A}$$

$$IDr_{med_k} = \begin{pmatrix} 0.325 \\ 0.325 \\ 0.325 \\ 0.325 \\ 0.325 \\ 0.325 \\ 0.15 \\ 0.075 \\ 0.25 \\ 0.125 \end{pmatrix} \text{ A}$$

$$VDr_{max} = \begin{pmatrix} 0 \\ 190 \\ 190 \\ 190 \\ 190 \\ 190 \\ 190 \\ 190 \\ 126.667 \\ 126.667 \\ 142.5 \end{pmatrix} \text{ V}$$

Escolha dos semicondutores:

INTERRUPTOR COMANDÁVEL:

IRFIB6N60A) $tf := 52 \cdot 10^{-9} \text{ s}$

VDS := 600V

RDSon := 0.75·Ω

RDSon = 0.75 Ω

Temperatura máxima de junção:

TjSmax := 110C

Resistência térmica:

$RthcdS := 0.5 \frac{C}{W}$ $RthjcS := 1 \frac{C}{W}$

Ta := 50C

Perdas em condução (Mínima tensão de entrada):

$PS_{con} := IS_{ef}^2 \cdot RDSon$ $PS_{con} = 0.036 \text{ W}$

Perdas em condução (condição nominal):

$IS_{ef} := \frac{2.5 \cdot Po}{Vi_{nom}}$ $IS_{ef} = 0.375 \text{ A}$

$PS_{con} := IS_{ef}^2 \cdot RDSon$ $PS_{con} = 0.105 \text{ W}$

Perdas por comutação:

$$P_{S_{com}} := \frac{1}{2} \cdot I_{S_{max}} \cdot V_{S_{max}} \cdot t_f \cdot f_s \quad P_{S_{com}} = 0.453 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{Stot} := P_{S_{con}} + P_{S_{com}} \quad P_{Stot} = 0.558 \text{ W}$$

$$R_{thdaS} := \frac{T_{jS_{max}} - T_a - P_{Stot} \cdot R_{thjcS}}{P_{Stot}}$$

$$R_{thdaS} = 106.465 \frac{\text{C}}{\text{W}}$$

DIODOS DE SAÍDA:

Diodo MUR 140

$$t_{rr} := 75 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$T_{jDr_{max}} := 448.15 \text{ K}$$

Resistência térmica:

$$R_{thjaDr} := 87 \frac{\text{C}}{\text{W}}$$

Queda de tensão:

$$V_{FDr} := 0.75 \text{ V}$$

Perdas em condução:

$$P_{Dr_{con}_k} := V_{FDr} \cdot I_{Dr_{med}_k}$$

Perdas por comutação:

$$P_{Dr_{com}_k} := \frac{1}{2} \cdot V_{Dr_{max}_k} \cdot I_{Lo_{max}_k} \cdot f_s \cdot t_{rr} \cdot \frac{1}{3}$$

Perdas totais:

$$P_{Dr_{tot}_k} := P_{Dr_{con}_k} + P_{Dr_{com}_k}$$

$$P_{Dr_{con}_k} = \begin{pmatrix} 0.244 \\ 0.244 \\ 0.244 \\ 0.244 \\ 0.244 \\ 0.244 \\ 0.113 \\ 0.056 \\ 0.188 \\ 0.094 \end{pmatrix} \text{ kg m}^2 \text{ s}^{-3} \quad P_{Dr_{com}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.119 \\ 0.119 \\ 0.119 \\ 0.119 \\ 0.119 \\ 0.119 \\ 0.119 \\ 0.055 \\ 0.018 \\ 0.061 \\ 0.034 \end{pmatrix} \text{ W} \quad P_{Dr_{tot}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.363 \\ 0.363 \\ 0.363 \\ 0.363 \\ 0.363 \\ 0.363 \\ 0.363 \\ 0.167 \\ 0.075 \\ 0.248 \\ 0.128 \end{pmatrix} \text{ W}$$

MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA:

Especificações do conversor:

Tensão de entrada refletida para o secundário (saida de controle = saida 10):

$$V_i := V_{i_{nom}} \cdot \frac{N_{s_{10}}}{N_p} \quad V_i = 135 \text{ V}$$

Relação de espiras entre secundário a ser controlado e os outros secundários

$$n_{refl_k} := \frac{n_{10}}{n_k}$$

Tensão de saída:

$$V_o := V_{o_{10}} \quad V_o = 20 \text{ V}$$

Frequência de comutação:

$$f_s = 70 \text{ kHz} \quad \text{No secundário tem-se o dobro da frequência.}$$

Potência de saída:

$$P_o := P_o \quad P_o = 134.95 \text{ W}$$

Razão cíclica no ponto de operação:

$$D := \frac{V_o}{V_i} \quad D = 0.148$$

Indutores de saída refletidos:

Para refletir uma impedância do primário para o secundário, tem-se:

$$Z_{refl} = Z \cdot n^2 \quad n = \frac{V_s}{V_p}$$

Logo:

$$L_{refl11} := \frac{1}{\left[\sum_k \left[(n_{refl_k})^2 \cdot \frac{1}{L_{o_k}} \right] \right]} \quad L_{refl11} = 325.95 \mu\text{H}$$

$$C_{refl11} := \sum_k \left[(n_{refl_k})^2 \cdot C_{o_k} \right] \quad C_{refl11} = 475 \mu\text{F}$$

$$L := L_{refl11} \quad L = 325.95 \mu\text{H}$$

Capacitor de saída:

$$C := C_{refl11} \quad C = 475 \mu\text{F}$$

Resistência efetiva de carga:

$$R := \frac{V_o^2}{P_o}$$

$$R = 2.964 \Omega$$

Funções de transferência do conversor:

$$T := \frac{1}{f_s}$$

$$M := \frac{V_o}{V_i} \quad M = 0.148$$

$$K := \frac{2 \cdot L}{R \cdot T} \quad K = 15.395$$

Tensão da rampa do modulador:

$$V_s := 4V$$

Função de transferência da tensão de saída versus tensão de entrada do conversor He(s):

$$H_e(s) := \frac{M \cdot \left[1 + \frac{(2-M) \cdot L \cdot s}{K \cdot R} \right]}{1 + \left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L \cdot s}{R} + s^2 \cdot L \cdot C}$$

Função de transferência da tensão de saída versus razão cíclica do conversor Hd(s):

$$H_d(s) := \frac{V_i \cdot \left[1 + (2-M) \cdot \frac{L \cdot s}{K \cdot R} \right]}{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L \cdot s}{R} + s^2 \cdot L \cdot C \right]}$$

Termo comum às duas funções de transferência:

$$H(s) := \frac{1 + \frac{(2-M) \cdot L \cdot s}{K \cdot R}}{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L \cdot s}{R} + s^2 \cdot L \cdot C \right]} \quad H(f) := \frac{1 + \frac{(2-M) \cdot L \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i}{K \cdot R}}{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)}{R} + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)^2 \cdot L \cdot C \right]}$$

Definindo:

$$B1 := \frac{(2-M) \cdot L}{K \cdot R} \quad A1 := \left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L}{R} \quad A2 := L \cdot C$$

Pode-se escrever:

$$H(s) := \frac{1 + B1 \cdot s}{1 + A1 \cdot s + A2 \cdot s^2}$$

Assim pode-se determinar qual a frequência de transição do zero do conversor:

$$f_z := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot B1} \quad f_z = 12.032 \text{ kHz}$$

A frequência dos pólos é calculada abaixo, neste caso complexo conjugados:

$$f_p := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{A2}} \quad f_p = 404.481 \text{ Hz}$$

Diagrama de Bode da função de transferência He(s) do conversor:

gama de frequência em que serão traçados os gráficos (0,1 a 1 Mhz)

$$f := 10\text{Hz}, 1000\text{Hz}.. 1000000\text{Hz}$$

$$H_e(f) := \frac{M \cdot \left[1 + \frac{(2 - M) \cdot L \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i}{K \cdot R} \right]}{1 + \left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)}{R} + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)^2 \cdot L \cdot C}$$

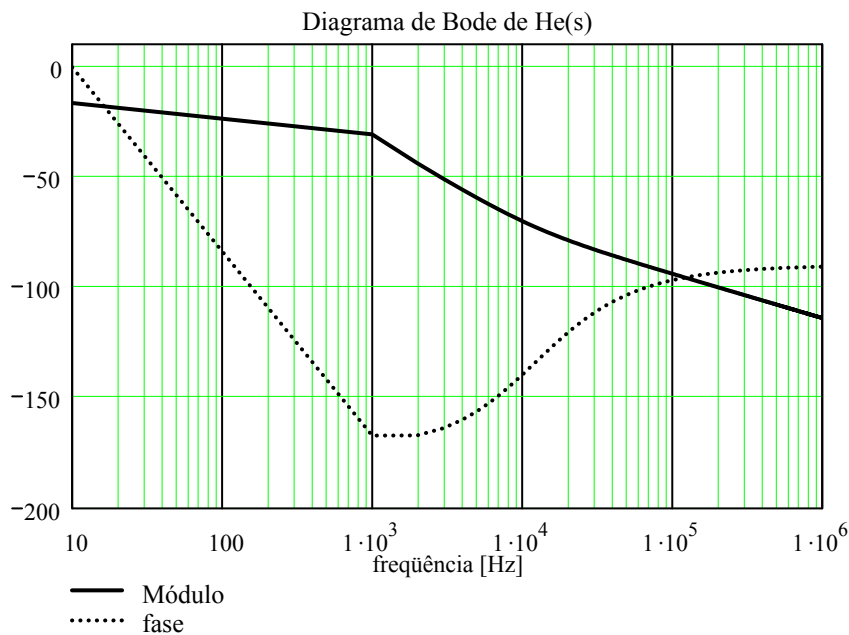


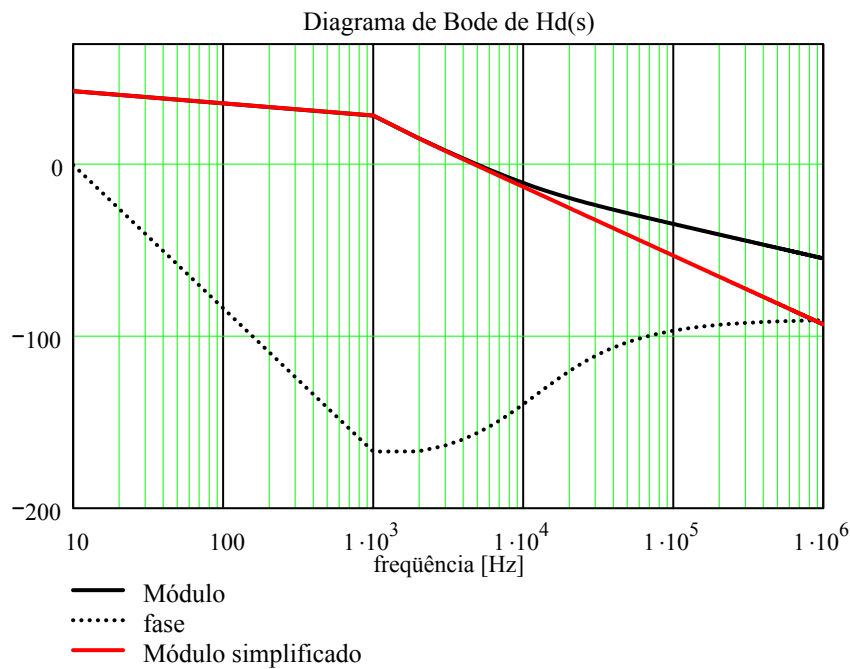
Diagrama de Bode da função de transferência Hd(s) do conversor:

$$H_d(f) := \frac{V_i \cdot \left[1 + (2 - M) \cdot \frac{L \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i}{K \cdot R} \right]}{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{K} \right) \cdot \frac{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)}{R} + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)^2 \cdot L \cdot C \right]}$$

Função de transferência simplificada:

$$R_{se} := 0 \cdot \Omega$$

$$H_{ds_dB}(f) := 20 \cdot \log \left[\frac{V_i}{V} \cdot \frac{|1 + R_{se} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i|}{|(2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)^2 \cdot L \cdot C + R_{se} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i) \cdot C + 1|} \right]$$



Projeto do compensador:

Função de transferência do compensador:

$$H_c(s) = K_c \cdot \frac{(\sqrt{A2} \cdot s + 1)^2}{s \cdot (B1 \cdot s + 1)}$$

Determinação da frequência de cruzamento f_c :

$$f_c := \frac{f_s}{4} \quad f_c = 17.5 \text{ kHz}$$

Ganho de Hd(s) para a frequência de cruzamento:

$$Hd_{dB}(f) := 20 \cdot \log \left(\left| \frac{Hd(f)}{V} \right| \right)$$

$$Hd_{dB}(f_c) = -17.899 \quad \text{dB}$$

Ganho de Hc(s) para a frequência de cruzamento fazendo $K_c=1$:

$$K_c := 1$$

$$H_c(f) := K_c \cdot \frac{(\sqrt{A2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i + 1)^2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot [B1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot i) + 1]}$$

$$Hc_{dB}(f) := 20 \cdot \log \left(\left| \frac{H_c(f)}{s} \right| \right)$$

$$Hc_{dB}(f_c) = -40.309$$

Divisor resistivo:

Para obter a tensão adaptada as necessidades do circuito integrado utilizado no controle, foi utilizado um divisor resistivo com ganho K_r .

$$R_1 := 15\text{k}\Omega$$

$$R_2 := 2.2\text{k}\Omega$$

$$K_r := \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad K_r = 0.128$$

$$V_o \cdot K_r = 2.558 \text{ V}$$

Elemento final de controle (comparador):

$$K_{\text{efc}} := \frac{1}{V_s} \quad K_{\text{efc}} = 0.25 \frac{1}{\text{V}}$$

Desta forma determina-se o ganho K_c do compensador em dB através da expressão:

$$H_{c_n_dB}(f_c) := |H_{d_dB}(f_c)| + |H_{c_dB}(f_c)| + |20 \cdot \log(K_r)| + |20 \cdot \log(K_{\text{efc}} \cdot V)|$$

$$H_{c_n_dB}(f_c) = 88.112 \quad \text{dB} \quad \text{Então o novo valor do ganho para o compensador será:}$$

$$H_{c_dB}(f_c) := H_{c_n_dB}(f_c)$$

Assim pode-se determinar o ganho K_c :

$$K_c := 10^{\frac{H_{c_dB}(f_c)}{20}}$$

$$K_c = 2.544 \times 10^4$$

Novo valor do ganho, ajustado após simulações

$$K_c := 26 \cdot 10^3$$

Determinação dos parâmetros práticos do compensador:

A partir dos resultados de simulações, foi necessário deslocar as frequências de transição como segue:

$$f_p := f_p \quad \text{frequência do pólo do conversor (novo valor, obtido após as simulações)}$$

Utilizou-se um compensador P.I.D., (2 pólos e dois zeros).

Adotando-se um valor para o resitor Riz:

$$R_{iz} := 10\text{k}\Omega$$

$$C_i := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{iz}} \quad C_i = 39.348 \text{ nF}$$

$$R_{ip} := \frac{B1 \cdot R_{iz}}{R_{iz} \cdot C_i - B1} \quad R_{ip} = 0.348 \text{ k}\Omega$$

$$C_f := \frac{1}{K_c \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \text{Hz}} \quad C_f = 3.717 \text{ nF}$$

$$R_{fz} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C_f} \quad R_{fz} = 105.864 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ref} := \frac{(R_{ip} + R_{iz}) \cdot R_{fz}}{R_{ip} + R_{iz} + R_{fz}} \quad R_{ref} = 9.426 \text{ k}\Omega$$

Resumo:

$$R_{ip} = 347.862 \Omega \quad R_{iz} = 10 \text{ k}\Omega \quad R_{fz} = 105.864 \text{ k}\Omega \quad C_f = 3.717 \text{ nF}$$

$$R_{ref} = 9.426 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 15 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$C_i = 39.348 \text{ nF}$$

Valores comerciais:

$$R_{ip} := 470\Omega \quad R_{iz} := 10\text{k}\Omega \quad R_{fz} := 82\text{k}\Omega \quad C_f := 3.3\text{nF}$$

$$R_{ref} := 10\text{k}\Omega \quad C_i := 27\text{nF}$$

Localização das frequências de transição dos pólos e zeros do compensador:

$$f_{zHc} := \frac{1}{C_i \cdot R_{iz} \cdot 2 \cdot \pi} \quad f_{zHc} = 589.463 \text{ Hz} \quad f_{zHc} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_f \cdot R_{fz}} \quad f_{zHc} = 588.156 \text{ Hz}$$

$$f_{pHc} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_i \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}}} \quad f_{pHc} = 13.131 \text{ kHz}$$

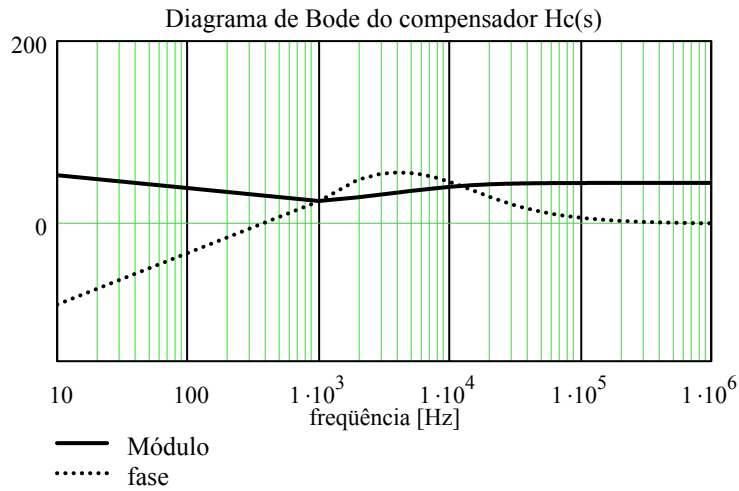
Assim a função de transferência do compensador será:

$$H_c(f) := \frac{(1 + R_{iz} \cdot C_i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i) \cdot (1 + C_f \cdot R_{fz} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot C_f \cdot (R_{ip} + R_{iz}) \cdot \left(1 + 2 \cdot \pi \cdot f \cdot i \cdot C_i \cdot \frac{R_{ip} \cdot R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}}\right)}$$

$$H_{c_dB}(f) := 20 \cdot \log(|H_c(f)|)$$

$$H_{c_fase}(f) := \arg(H_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Diagrama de Bode do compensador Hc(s):



Função de transferência de laço aberto:

$$FTLA(f) := Hd(f) \cdot Hc(f) \cdot Kr \cdot Kefc$$

Função de transferência de laço aberto simplificada:

$$FTLAs(f) := 20 \cdot \log(|Hc(f)|) + 20 \cdot \log(Kr) + 20 \cdot \log(Kefc \cdot V) + Hds_dB(f)$$

$$FTLA_dB(f) := 20 \cdot \log(|FTLA(f)|) \quad \text{Ganho da FTLA em dB}$$

$$FTLA_fase(f) := \arg(FTLA(f)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Fase da FTLA em graus}$$

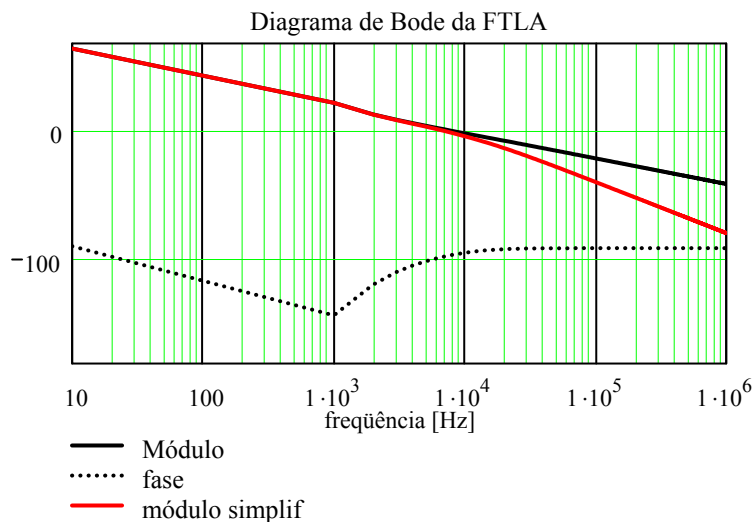
$$FTLA_dB(fc) = -4.898 \quad \text{dB} \quad \text{Ganho da FTLA em dB na frequência de cruzamento}$$

$$FTLA_fase(fc) = -91.087 \quad \text{graus} \quad \text{Fase da FTLA quando na freq. de cruzamento}$$

$$Mf := 180 - |FTLA_fase(fc)|$$

$$Mf = 88.913 \quad \text{graus} \quad \text{Margem de fase}$$

Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto:



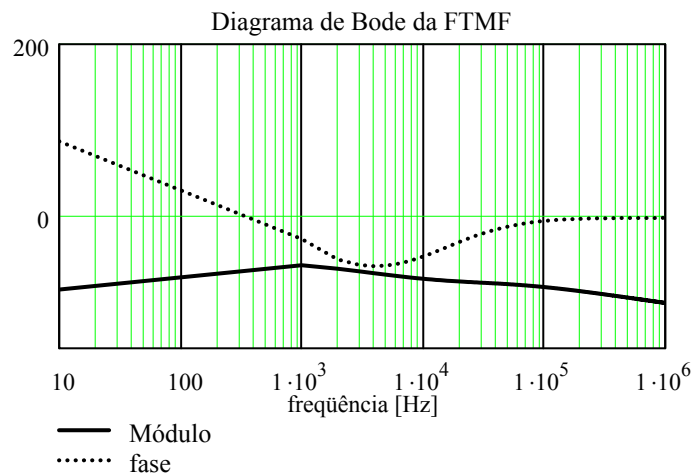
Função de transferência de malha fechada:

$$FTMF(f) := \frac{H(f) \cdot M}{1 + V_i \cdot K_r \cdot H_c(f) \cdot K_{efc} \cdot H(f)}$$

$$FTMF_dB(f) := 20 \cdot \log(|FTMF(f)|)$$

$$FTMF_fase(f) := \arg(FTMF(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

Diagrama de Bode da função de transferência de malha fechada:



Componentes do 3525

Frequência de operação:

$$RD := 12\Omega \quad CT := 1.8nF \quad RT := 10k\Omega$$

$$f_{osc} := \frac{1}{CT \cdot (0.7 \cdot RT + 3RD)} \quad f_{osc} = 78.959 \text{ kHz}$$

Tempo morto:

$$dt := 0.01 \cdot \frac{1}{f_s} \quad dt = 1.429 \times 10^{-7} \text{ s}$$

$$\frac{1}{f_s} = 1.429 \times 10^{-5} \text{ s}$$

Soft start:

$$I_{ss} := 50\mu A$$

$$C_{ss} := 1\mu F$$

$$t_{ss} := \frac{C_{ss} \cdot 5.5V}{I_{ss}} \quad t_{ss} = 0.11 \text{ s}$$

**APÊNDICE D – DATASHEETS DOS MATERIAIS MAGNÉTICOS
UTILIZADOS.**

E, I Cores

40904 TO 42515

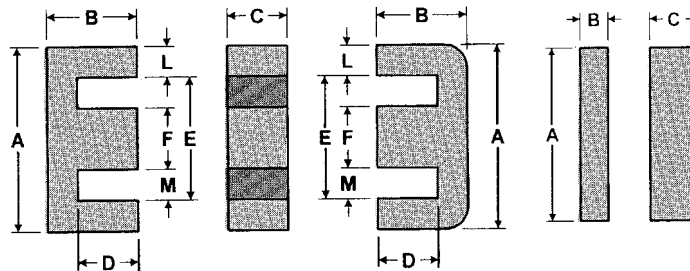


Figure 1

Figure A

Figure 2

Figure 3

Lamination Size Cores See page 11.1

MECHANICAL DIMENSIONS -inches
mm = ()

Part Number	Fig.	A	B	C	D (min.)	E (min.)	F	L	M
40904-EC	2A	.349 ± .015 (8.86)	.160 ± .010 (4.06)	.075 ± .005 (1.91)	.080 (2.03)	.191 (4.85)	.075 ± .005 (1.91)	.075 ± .010 (1.91)	.062 ± .010 (1.57)
41203-EC • 41205-EC E2829 Dbl. Stk.	1A	.500 ± .010 (12.7)	.224 ± .007 (5.69)	.250 ± .005 (6.35)	.156 (3.96)	.365 (9.27)	.125 ± .003 (3.18)	.062 Ref. (1.57)	.125 ± .005 (3.18)
41208-EC	1A	.485 ± .010 (12.3)	.305 ± .010 (7.75)	.170 ± .005 (4.32)	.215 (5.46)	.309 (7.85)	.105 ± .003 (2.67)	.085 ± .005 (2.16)	.105 Ref. (2.67)
41707-EC • 41808-EC • 41209-EC EE-12.5	1A	.488 ± 0.12 (12.4)	.291 ± .004 (7.39)	.191 ± .006 (4.85)	.189 (4.80)	.360 (9.14)	.094 ± .004 (2.39)	.0595 ± .004 (1.51)	.1375 ± .006 (3.49)
41810-EC E1187 Dbl. Stk.	1A	.760 ± .012 (19.3)	.3188 ± .007 (8.1)	.375 ± .005 (9.53)	.220 (5.59)	.552 (14)	.1875 ± .003 (4.76)	.09375 Ref. (2.38)	1925 ± .005 (4.89)
42510-EC • 42211-EC	1A	.866 ± .016 (22)	.442 ± .005 (11.2)	.226 ± .010 (5.74)	.295 (7.49)	.673 (17.1)	.169 ± .008 (4.29)	.0905 nom. (2.30)	.258 nom. (6.55)
42515-EC EL2425	1A	1.000 ± 0.15 (25.4)	.625 ± .010 (15.9)	.250 ± .010 (6.35)	.495 (12.6)	.740 (18.8)	.250 ± .005 (6.35)	.123 ± .005 (3.12)	.252 ± .010 (6.4)
42515-IC	3	1.040 ± .015 (26.4)	.125 ± .005 (3.18)	.290 ± .010 (7.37)					

MAGNETIC DATA

TO ORDER SEE NOTE

A_L VALUES
MH/1000 TURNS

PART NUMBER (Note 1)	COMBI- ATION	MATERIALS						l _e (cm.)	A _e (cm ²)	MINIMUM AREA (cm ²)	V _{e3} (cm ³)	SET NOM. Wt. (gms)	BOBBIN WINDOW AREA (cm ²)	WaAc (cm ⁴) (Note 2)
		μ 1500 K (min.)	μ 2300 R (min.)	μ 2500 P (min.)	μ 3000 F ± 25%	μ 5000 J (min.)	μ 10,000 W (min.)							
40904-EC	E-E	270	370	405	650	780	1,050	1.54	0.051	0.036	0.078	0.5	0.044	0.002
41205-EC	E-E	770	1,100	1,200	1,950	2,475	3,705	2.77	0.202	0.200	0.558	2.6	0.163	0.033
41208-EC	E-E	440	630	685	1,100	1,200	1,820	3.21	0.145	0.115	0.464	2.5	0.194	0.028
41209-EC	E-E	460	660	710	1,150	1,240	1,900	3.06	0.144	0.116	0.440	4.2	0.274	0.039
41810-EC	E-E	1,200	1,725	1,875	3,000	3,750	7,420	4.01	0.455	0.454	1.82	8.5	0.344	0.156
42211-EC	E-E	640	920	1,000	1,610	1,890	3,500	5.11	0.283	0.246	1.45	8.2	0.750	0.212
42515-EC	E-E	600	865	940	1,500	1,800	3,080	7.35	0.401	0.397	2.95	15	1.05	0.421
42515-EC 42515-IC	E-I	920	1,320	1,435	2,290	2,750	4,690	4.81	0.401	0.397	1.93	10	0.525	0.210

**FOR REFERRED PARTS, SEE
INSIDE BACK COVER**

- (a) When ordering, add material code to part number.
E. g., F-41205-EC.
(b) Any practical gap is available. See pages 1.6 and 1.7
40904 not available gapped.
(c) Cores are sold per piece. (Multiply sets x 2).
Gapped pieces are normally packed separately from ungapped pieces.
If desired in sets, this must be specified.
- Product of window area and core area.

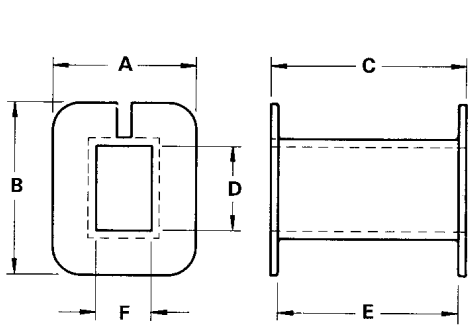


FIGURE 1

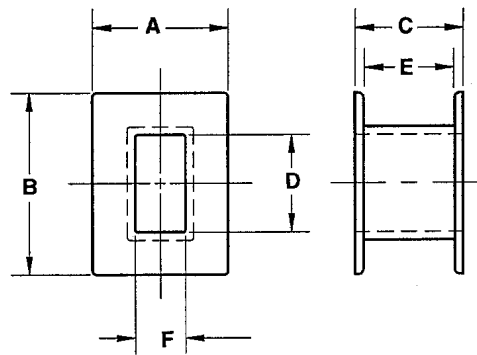


FIGURE 2

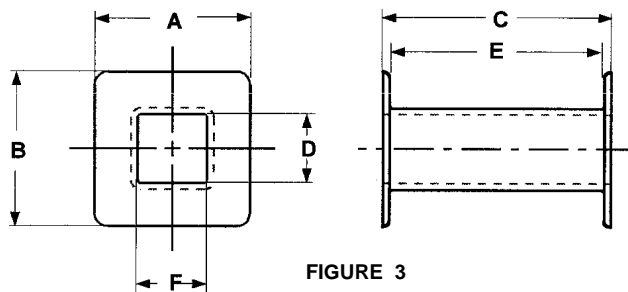


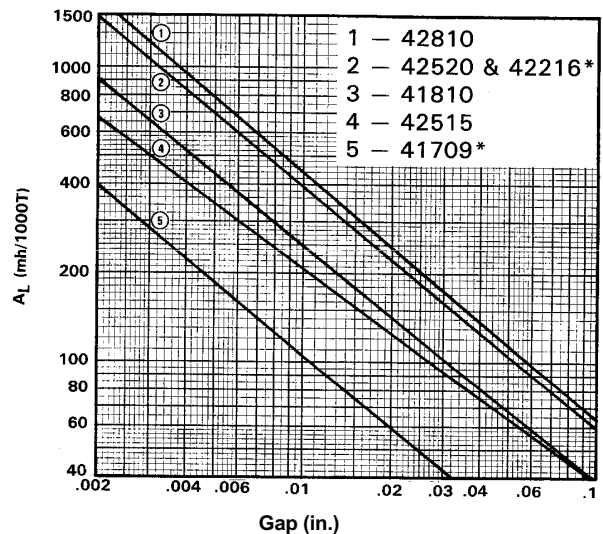
FIGURE 3

FOR CORE:	PART NUMBER	FIG.	DIMENSIONS IN INCHES						Nominal Winding Area		Average Length of Turn ft.	Material
			A MAX.	B MAX.	C MAX.	D MIN.	E NOM.	F MIN.	In ²	Cm ²		
41208-EC	B1208-01	1	.308	.375	.420	.177	.377	.113	.029	.19	.09	Glass-filled Nylon*
41810-EC	B1810-0A	2	.540	.725	.430	.382	.361	.195	.049	.316	.164	Glass-filled Nylon**
42515-EC	B2515-01	3	.594	.594	.870	.250	.810	.250	.111	.716	.149	Glass-filled Nylon**

(*UL 94 V-0 rated)

(**UL 94 HB rated)

A_L vs Gap



These graphs do not imply that a specific gap provides a specific A_L or vice versa. It is important when ordering to specify the A_L or gap, but not both.

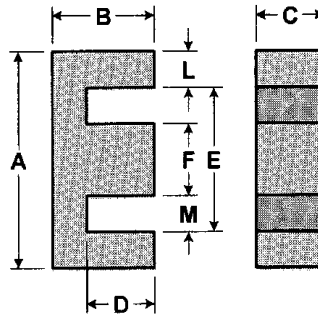
Data taken using full bobbin and includes fringing flux.

*Planar cores. See p. 11.12.

E Cores

42520 TO 43524

See pages
11.1 Lamination Sizes
12.1 - EC Cores
12.4 - ETD Cores



Lamination Size Cores, See page 11.1

43009-EC •

43515-EC •

MECHANICAL DIMENSIONS – inches mm = ()								
PART NO	A	B	C	D (min.)	E (min.)	F	L	M
42520-EC E2425 Dbl. Stk.	.990 ± .015 (25.15)	.375 ± .007 (9.53)	.500 ± .010 (12.7)	.246 (6.25)	.741 (18.8)	.240 ± .005 (6.10)	.119 nom. (3.02)	.245min. (6.22)
42530-EC EL2425 Dbl. Stk.	1.000 ± .015 (25.4)	.625 ± .010 (15.9)	.500 ± .010 (12.7)	.495 (12.6)	.742 (18.8)	.250 ± .005 (6.35)	.123 ± .005 (3.12)	.252 ± .010 (6.4)
42810-EC	1.102 ± .025 (28)	.415 ± .005 (10.5)	.440 ± .015 (11.2)	.214 (5.44)	.730 (18.5)	.303 ± .010 (7.70)	.171 ± .010 (4.34)	.2285 Ref. (5.80)
43007-EC DIN 30/7	1.185 ± .028 (30.10)	.591 ± .008 (15.01)	.278 ± .010 (7.06)	.382 (9.7)	.768 (19.5)	.274 ± .010 (6.96)	.201 ± .018 (5.11)	.2545 nom. (6.46)
43013-EC Metric E30A	1.181 ± .020 (30)	.518 ± .006 (13.16)	.421 ± .012 (10.69)	.315 (8)	.776 (19.7)	.421 ± .012 (10.69)	.197 ± .006 (5)	.183 ± .005 (4.65)
43520-EC	1.375 ± .015 (34.9)	.812 ± .010 (20.62)	.375 ± .007 (9.53)	.615 (15.6)	.990 (25.1)	.375 ± .010 (9.53)	.187 ± .010 (4.75)	.313 nom. (7.95)
43524-EC EL375	1.360 ± .015 (34.54)	.9375 ± .007 (23.8)	.368 ± .007 (9.35)	.738 (18.74)	.998 (25.3)	.368 ± .008 (9.35)	.175 ± .003 (4.45)	.310 min. (7.87)

MAGNETIC DATA

TO ORDER SEE NOTE ↓

A _L VALUES MH/1000 Turns							
--	--	--	--	--	--	--	--

PART NUMBER (Note 1)	COMBI-NATION	MATERIALS						I _e (cm)	A _e (cm ²)	MINIMUM AREA (cm ²)	V _e (cm ³)	SET NOM Wt. (gms)	BOBBIN WINDOW AREA (cm ²)	WaAc (cm ²) (Note 2)
		μ 1500 K (min.)	μ 2300 R (min.)	μ 2500 P (min.)	μ 3000 F 25%	μ 5000 J (min.)	μ 10,000 W (min.)							
42520-EC	E-E	—	2,650	2,880	4,600	5,550	10,360	4.80	0.784	0.768	3.76	19	0.510	0.400
42530-EC	E-E	—	1,730	1,880	3,000	3,600	6,160	7.35	0.802	0.794	5.90	30	1.05	0.842
42810-EC	E-E	—	3,155	3,430	5,500	6,000	12,600	4.77	0.967	0.860	4.61	23	0.360	0.347
43007-EC	E-E	1,070	1,545	1,680	2,700	2,850	5,740	6.56	0.601	0.491	3.94	20	0.833	0.50
43013-EC	E-E	2,130	3,070	3,340	5,340	6,200	12,000	5.78	1.09	1.07	6.33	32	0.60	0.65
43520-EC	E-E	1,020	1,460	1,590	2,555	3,180	6,440	9.43	0.906	0.905	8.54	42	1.85	1.68
43524-EC	E-E	920	1,320	1,435	2,300	2,984	—	10.7	0.858	0.831	9.18	46	1.94	1.66

**FOR PREFERRED PARTS, SEE
INSIDE BACK COVER**

- (a) When ordering, add material code to part number.
E.g., F-43007-EC.
(b) Any practical gap is available. See pages 1.6 and 1.7.
(c) Cores are sold per piece. (Multiply sets x 2).
Gapped pieces are normally packed separately from ungapped pieces.
If desired in sets, this must be specified.
- Product of window area and core area.

BOBBINS

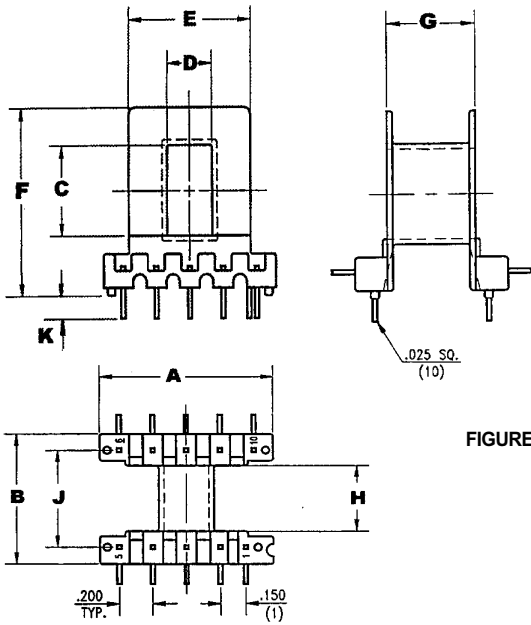
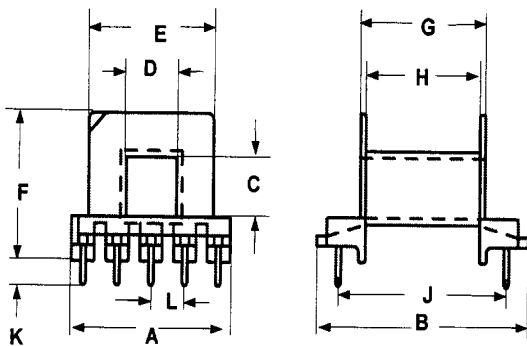


FIGURE 1

FOR CORE:	PART NUMBER	FIG.	DIMENSIONS IN INCHES											Nominal Winding Area		Average Length of Turn ft.
			A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	in ²	cm ²	
			MAX.	MAX.	MIN.	MIN.	NOM.	NOM.	MAX.	NOM.	NOM.	NOM.	NOM.			
42520	PC-B2520-TA	1	1.035	.835	.525	.263	.730	1.100	.487	.420	.620	.135	-	.098	.63	.225
43007	PC-B3007-T1	2	.945	1.263	.293	.293	.740	.740	.750	.680	1.000	.120	.200	.129	.833	.18

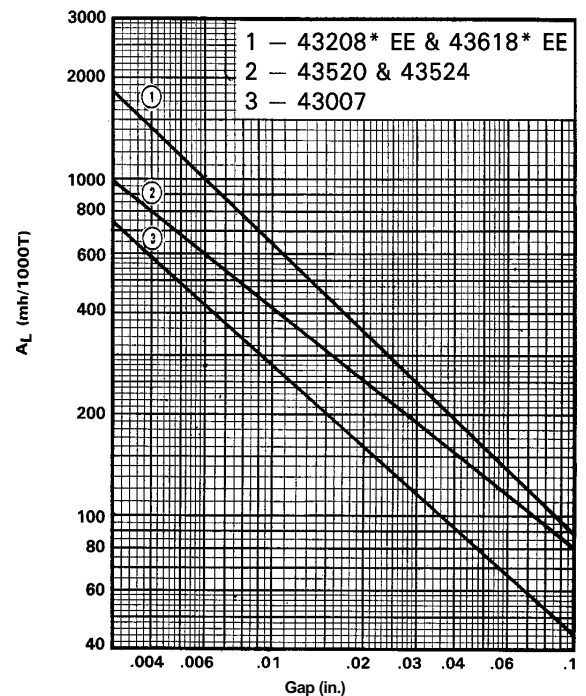
FIGURE 2



Terminals: .030" Diam

FIG.	Material	UL Rating
1	PET Polyester	94 V-0
2	Thermoset phenolic	94 V-0

A_L vs Gap



These graphs do not imply that a specific gap provides a specific A_L or vice versa. It is important when ordering to specify the A_L or gap, but not both.
 Data taken using full bobbin and includes fringing flux.

* Planar cores. See p. 11.12.

E, I Cores

44011 TO 44924

See pages
 11.1 - Lamination Sizes
 12.1 - EC Cores
 12.4 - ETD Cores

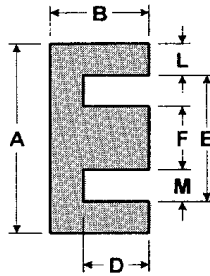


Figure 1

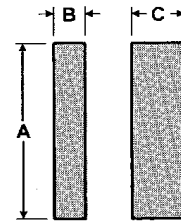


Figure 2

Laminator
 Size Cores
 See page
 11.1



MECHANICAL DIMENSIONS - inches
 mm = ()

Part Number(1)	Fig.	A	B	C	D (min.)	E (min.)	F	L	M
44011-EC Metric E40	1	1.575 ± .020 (40.01)	.669 ± .012 (17)	.421 ± .012 (10.69)	.394 (10)	1.087 (27.6)	.421 ± .012 (10.69)	.236 ± .010 (5.99)	.341 nom. (8.86)
44016-EC	1	1.687 ± .025 (42.8)	.830 ± .007 (21.1)	.354 ± .010 (9)	.587 (15)	1.195 (30.4)	.468 ± .010 (11.9)	.234 ± .005 (5.94)	.3755 ± .010 (9.54)
44020-EC DIN 42/15	1	1.687 ± .025 (42.8)	.830 ± .007 (21.1)	.608 ± .010 (15.4)	.587 (15)	1.195 (30.4)	.468 ± .010 (11.9)	.234 ± .005 (5.94)	.3755 ± .010 (9.54)
44020-IC	2	1.687 ± .025 (42.8)	.233 ± .005 (5.92)	.608 ± .010 (15.4)					
44022-EC DIN 42/20	1	1.687 ± .025 (42.8)	.830 ± .007 (21.1)	.788 ± .010 (20.0)	.587 (15)	1.195 (30.4)	.468 ± .010 (11.9)	.234 ± .005 (5.94)	.3755 ± .010 (9.54)
44317-EC• 44721-EC•	1	1.932 ± .025 (49.07)	.936 ± .010 (23.8)	.615 ± .017 (15.62)	.594 (15.1)	1.246 (31.6)	.615 ± .010 (15.62)	.366 ± .005 (9.14)	.310 min (7.87)

MAGNETIC DATA

TO ORDER
 SEE NOTE



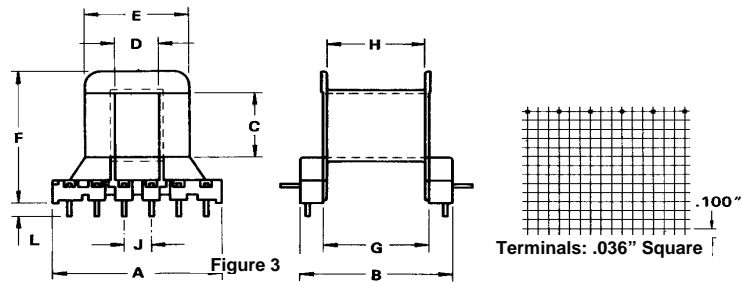
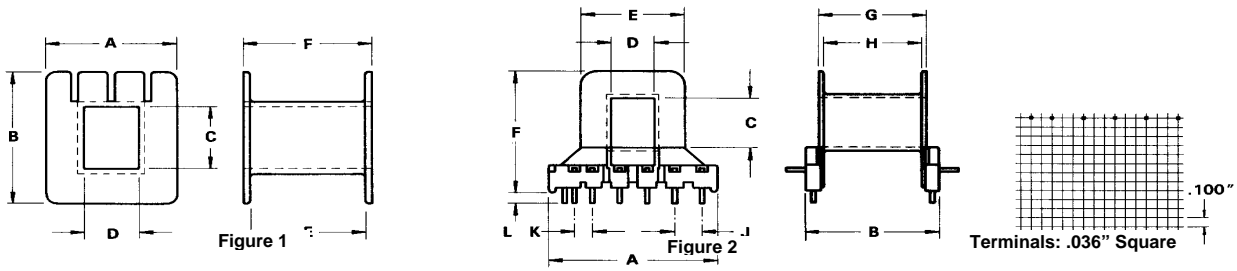
A VALUES
 MH/1000 Turns

PART NUMBER (Note 1)	COMBI NATION	MATERIALS					I _c (cm)	A (cm ²)	MINIMUM AREA (cm ²)	V _e (cm ³)	SET NOM. Wt. (gms)	BOBBIN WINDO W AREA (cm ²)	WaAc (cm ²) (Note 2)
		μ 2300 R (min.)	μ 2500 P (min.)	μ 3000 F ± 25%	μ 5000 J (min.)	μ 10,000 W (min.)							
44011-EC	E-E	3,000	3,260	5,200	5,470	11,550	7.67	1.27	1.14	9.78	49	1.10	1.39
44016-EC	E-E	2,000	2,180	3,495	4,235	7,905	9.84	1.07	1.06	10.5	52	1.94	2.08
44020-EC	E-E	3,450	3,750	6,000	7,275	13,580	9.84	1.83	1.83	18.0	87	1.94	3.55
44020-EC 44020-IC	E-I	4,690	5,100	8,150	9,500	15,500	6.80	1.83	1.83	12.4	60	0.97	1.78
44022-EC	E-E	4,150	4,510	7,600	7,960	-	9.84	2.37	2.37	23.3	114	1.94	4.59
44924-EC	E-E	4,030	4,380	7,010	8,180	-	10.4	2.57	2.44	26.7	132	1.54	3.96

**FOR PREFERRED PARTS, SEE
 INSIDE BACK COVER**

- (a) When ordering, add material code to part number.
 E.g., F-44011-EC.
 (b) Any practical gap is available. See pages 1.6 and 1.7.
 (c) Cores are sold per piece. (Multiply sets x 2).
 Gapped pieces are normally packed separately from ungapped pieces.
 If desired in sets, this must be specified.
- Product of window area and core area.

BOBBINS



DIMENSIONS IN INCHES

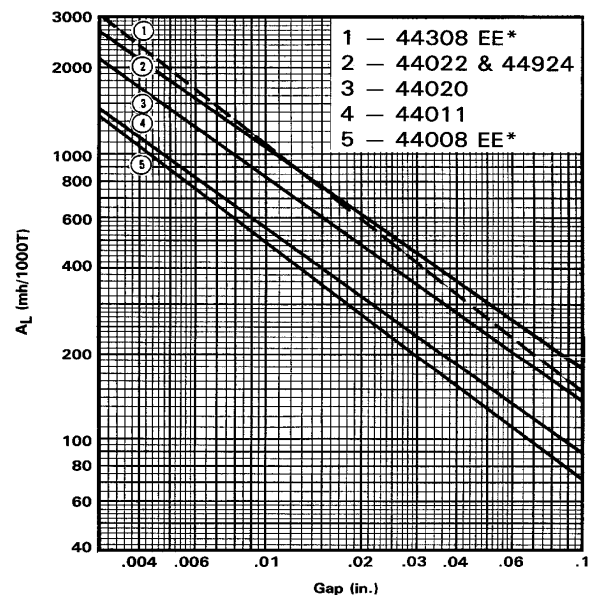
FOR CORE:	PART NUMBER	FIG.	A MAX.	B MAX.	C MIN.	D MIN.	E NOM.	F NOM.	G NOM.	H NOM.	J NOM.	K NOM.	L NOM.	Nominal Winding Area		Average Length of Turn ft.
														in ²	cm ²	
44020	B4020-01	1	1.175	1.380	.635	.485	1.030	1.150						.321	2.07	.32
44020	PC-B4020-L1	2	1.835	1.469	.620	.479	1.123	1.525	1.170	1.090	.300	.200	.150	.300	1.94	.30
44022	PC-B4022-L1	3	1.835	1.669	.805	.479	1.120	1.670	1.170	1.080	.300		.180	.300	1.94	.335

Fig.	Material	UL Rating
1	Glass-filled nylon	HB
2	Rynite FR-530	94 V-O
3	Rynite FR-530	94 V-O

A_L vs Gap

These graphs do not imply that a specific gap provides a specific A_L or vice versa. It is important when ordering to specify the A_L *or* gap, but not both.

Data taken using full bobbin and includes fringing flux.



* Planar cores. Sec p. 11.12.

E Cores

45015 TO 48020

See pages
11.1 - Lamination Sizes
12.1 - EC Cores
12.4 - ETD Cores

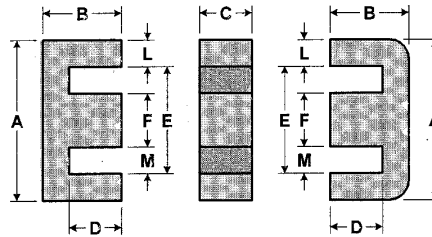


Figure 1 Figure A Figure 2

Lamination Size Cores, See page 11.1
↓
45724-EC •

MECHANICAL DIMENSIONS – inches
mm = ()

Part Number ⁽¹⁾	FIG.	A	B	C	D (min.)	E (min.)	F	L	M
45021-EC Metric E50	1A	1.95 ± .025 (49.5)	.839 ± .012 (21.3)	.575 ± .015 (14.6)	.492 (12.5)	1.359 (34.5)	.575 ± .015 (14.6)	.290 ± .010 (7.37)	.3975 ± .012 (10.1)
45528-EC DIN 55/21	1A	2.16 ± .025 (54.9)	1.085 ± .015 (27.6)	.812 ± .015 (20.6)	.730 (18.5)	1.476 (37.5)	.660 ± .015 (16.8)	.330 ± .015 (8.38)	.420 ± .015 (10.7)
45530-EC DIN 55/25	1A	2.16 ± .025 (54.9)	1.085 ± .015 (27.6)	.969 ± .015 (24.61)	.730 (18.5)	1.476 (37.5)	.660 ± .015 (16.8)	.330 ± .015 (8.38)	.420 ± .015 (10.7)
46016-EC Metric E60	2A	2.362 ± .031 (59.99)	.878 ± .012 (22.3)	.615 ± .015 (15.62)	.543 (13.8)	1.732 (44)	.615 ± .015 (15.62)	303 ± .010 (7.70)	.5705 ± .010 (14.49)
47228-EC F11	1A	2.85 ± .030 (72.4)	1.100 ± .013 (27.9)	.750 ± .013 (19.0)	.700 (17.8)	2.072 (52.6)	.750 ± .015 (19.0)	.375 ± .015 (9.53)	.665 min. (16.9)
48020-EC Metric E 80	1A	3.150 ± .035 (80)	1.500 ± .013 (38.1)	.780 ± .012 (19.8)	1.110 (28.2)	2.334 (59.3)	.780 ± .012 (19.8)	.390 nom. (9.9)	.780 min. (19.8)

MAGNETIC DATA

PART NUMBER (Note 1)	COMBI-NATION	A, VALUES MH/1000 Turns				μ_{l_e} (cm)	A_e (cm ²)	MINIMUM AREA (cm ²)	V_e (cm ³)	SET NOM. Wt. (gms)	BOBBIN WINDOW AREA (cm ²)	WaAc (cm ⁴) (Note 2)
		μ_{2300} R (min.)	μ_{2500} P (min.)	μ_{3000} F ± 25%	μ_{5000} J (min.)							
45021-EC	E-E	4,600	5,000	8,000	8,010	9.29	2.25	2.13	20.9	108	1.78	4.00
45528-EC	E-E	4,720	5,130	8,220	9,375	12.3	3.50	3.46	43.1	212	2.83	9.91
45530-EC	E-E	5,640	6,130	9,800	11,190	12.3	4.17	4.13	51.4	255	2.83	11.8
46016-EC	E-E	4,300	4,680	6,590	7,445	11.0	2.48	2.40	27.2	135	2.89	7.16
47228-EC	E-E	4,470	4,860	7,780	8,885	13.7	3.68	3.63	50.3	264	4.02	14.8
48020-EC	E-E	3,505	3,810	6,000	6,940	18.5	3.89	3.82	72.1	357	7.91	30.8

**FOR PREFERRED PARTS, SEE
INSIDE BACK COVER**

- (a) When ordering, add material code to part number.
E.g., F-45015-EC.
(b) Any practical gap is available. See pages 1.6 and 1.7.
(c) Cores are sold per piece. (Multiply sets x 2).
Gapped pieces are normally packed separately from ungapped pieces.
If desired in sets, this must be specified.
- Product of window area and core area.

BOBBINS

Figure 1

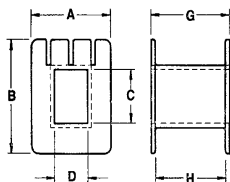


Figure 2

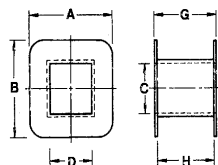


Fig.	Material	UL Rating
1	Glass-filled nylon	HB
2	Zytel 50	94 V-0
3	Glass-filled nylon	94 V-0
4	Glass-filled nylon	94 V-0

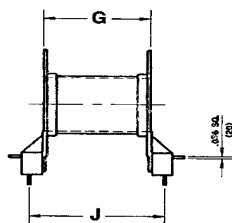
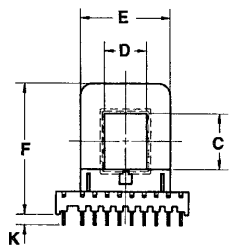


Figure 3

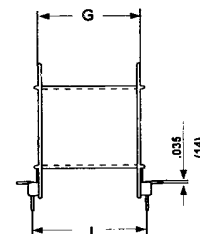
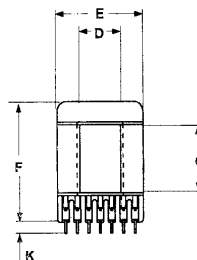
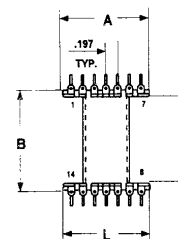
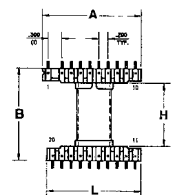


Figure 4

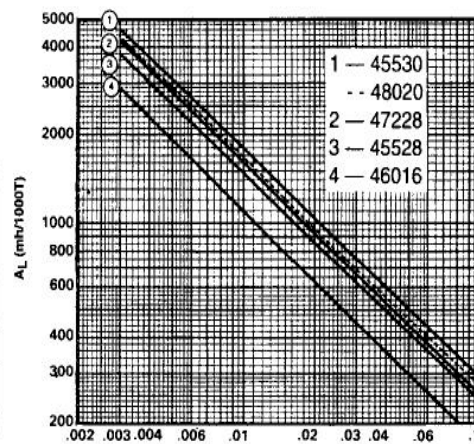
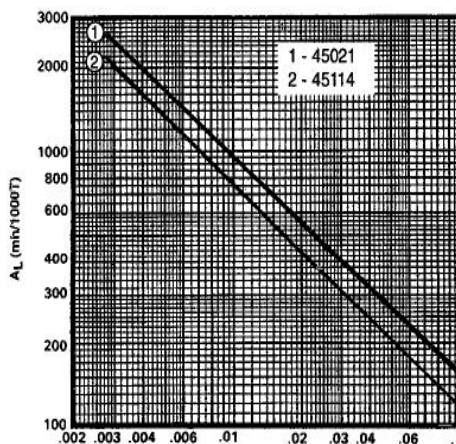


FOR CORE:	PART NUMBER	FIG.	DIMENSIONS IN INCHES												Nominal Winding Area		Average Length of Turn ft.
			A MAX.	B MAX.	C MIN.	D MIN.	E NOM.	F NOM.	G NOM.	H NOM.	J NOM.	K NOM.	L NOM.	in ²	cm ³		
45528	B5528-01	1	1.440	1.655	.835	.685	-	-	1.440	1.320	-	-	-	.438	2.83	.40	
45528	PC-B5528-WA	3	2.165	2.015	.832	.674	1.458	1.980	1.420	1.400	1.800	.160	2.050	.532	3.43	.352	
45530	PC-B5530-FA	4	1.463	1.581	1.092	.691	1.457	1.945	1.402	1.315	1.575	.177	1.457	.448	2.89	.439	
47228	B7228-01	2	2.011	2.011	.778	.778	-	-	1.357	1.197	-	-	-	.632	4.08	.49	
48020	B8020-01	2	2.267	2.267	.809	.809	-	-	2.170	2.010	-	-	-	1.25	8.06	.542	

A_L vs Gap

These graphs do not imply that a specific gap provides a specific A_L or vice versa. It is important when ordering to specify the A_L **or** gap, but not both.

Data taken using full bobbin and includes fringing flux.



**APÊNDICE E – NETLIST E DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO
SIMULADO**

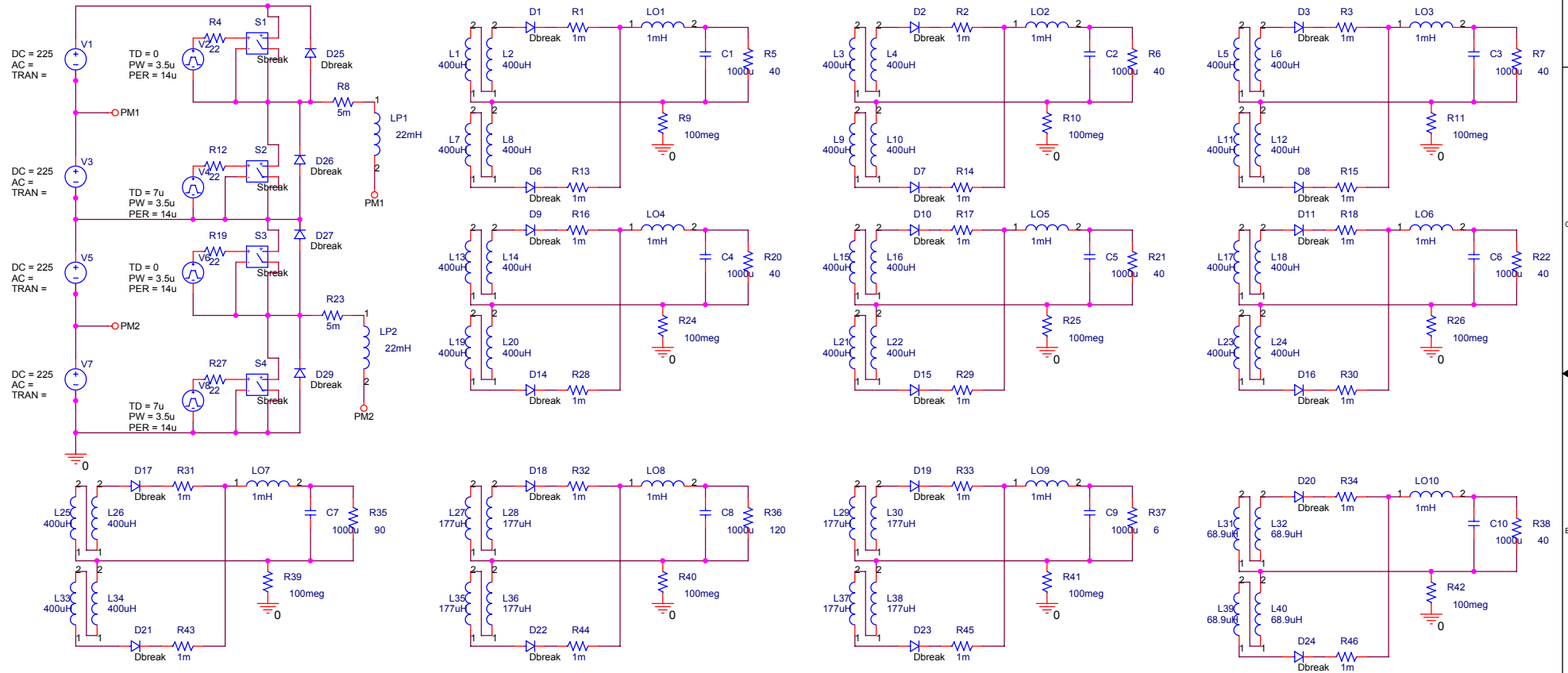
Simulação Malha Aberta

K1
K_Linear
COUPLING = 1

Lp1
L1
L3
L5
L7
L9

K2
K_Linear
COUPLING = 1

Lp2
L2
L4
L6
L8
L10



NetList – Malha Aberta

```

* source DUPLOHALF
V_V2      N007250 N01374
+PULSE -15 15 0 10n 100n 3.5u 14u
L_LP1     N16494 PM1 22mH
L_L20     N23181 N23177 400uH
R_R21     N24239 N24543 40
L_L37     N36163 N35851 177uH
R_R38     N36976 N36972 40
R_R10     0 N23707 100meg
D_D16     N25728 N25324 Dbreak
V_V1      N00334 PM1 DC 225
X_S4      N094680 0 N01579 0
SCHEMATIC1_S4
R_R4      N007250 N074870 22
D_D27     N01579 N01453 Dbreak
V_V8      N017070 0
+PULSE -15 15 7u 10n 100n 3.5u 14u
R_R39     0 N33442 100meg
R_R46     N37494 N36928 1m
L_LO2     N23727 N24011 1mH
IC=0
R_R9      0 N02889 100meg
L_L11     N25191 N24777 400uH
L_L14     N23405 N23535 400uH
R_R8      N01374 N16494 5m
R_R37     N35795 N35791 6
C_C5      N24543 N24239 1000u
IC=0
D_D10     N24597 N24461 Dbreak
V_V5      N01453 PM2 DC 225
D_D22     N35023 N35173 Dbreak
R_R30     N25324 N25330 1m
L_L5      N24773 N25001 400uH
R_R18     N25532 N25330 1m
R_R45     N36313 N35747 1m
R_R31     N33448 N33506 1m
D_D14     N23595 N23191 Dbreak
C_C1      N03226 N02889 1000u
IC=0
C_C10     N36972 N36976 1000u
IC=0
L_L28     N34587 N35427 177uH
L_L10     N23711 N23707 400uH
R_R7      N24773 N25077 40
V_V4      N007830 N01453
+PULSE -15 15 7u 10n 100n 3.5u 14u
L_L34     N33400 N33442 400uH
R_R25     0 N24239 100meg
R_R27     N017070 N094680 22
R_R5      N02889 N03226 40
L_LO5     N24259 N24543 1mH
IC=0
L_LO10    N36928 N36972 1mH
IC=0
C_C9      N35791 N35795 1000u
IC=0
L_L35     N35023 N34711 177uH
D_D1      N02967 N07272 Dbreak
L_L4      N23935 N24065 400uH
R_R28     N23191 N23197 1m
R_R16     N23399 N23197 1m
L_L23     N25728 N25314 400uH
R_R42     0 N36976 100meg
C_C3      N25077 N24773 1000u
IC=0
D_D3      N25131 N24995 Dbreak
R_R12     N007830 N075650 22
V_V7      PM2 0 DC 225
D_D7      N24125 N23721 Dbreak
L_L26     N33396 N33500 400uH
L_L17     N25310 N25538 400uH
L_LO9     N35747 N35791 1mH
IC=0
R_R36     N34655 N34651 120
L_L22     N24243 N24239 400uH
D_D6      N02994 N07344 Dbreak
V_V6      N017910 N01579
+PULSE -15 15 0 10n 100n 3.5u 14u
R_R43     N33880 N33506 1m
L_L31     N36976 N37380 68.9uH
D_D20     N37748 N37240 Dbreak
R_R41     0 N35795 100meg
R_R44     N35173 N34607 1m
R_R22     N25310 N25614 40
X_S1      N074870 N01374 N00334
N01374 SCHEMATIC1_S1
R_R11     0 N24773 100meg
L_L19     N23595 N23181 400uH
L_LO7     N33506 N33732 1mH
IC=0
L_LO3     N24793 N25077 1mH
IC=0
R_R34     N37240 N36928 1m
L_L40     N37032 N36976 68.9uH
R_R14     N23721 N23727 1m
L_L16     N24467 N24597 400uH
R_R2      N23929 N23727 1m
L_L25     N33442 N33396 400uH
L_L29     N35795 N35727 177uH
D_D19     N36567 N36059 Dbreak
L_L13     N23177 N23405 400uH
C_C8      N34651 N34655 1000u
IC=0
C_C6      N25614 N25310 1000u
IC=0
L_L33     N33886 N33400 400uH
D_D11     N25668 N25532 Dbreak
D_D15     N24657 N24253 Dbreak
R_R20     N23177 N23481 40
D_D25     N01374 N00334 Dbreak
R_R33     N36059 N35747 1m
L_L38     N35851 N35795 177uH
L_L12     N24777 N24773 400uH
X_S2      N075650 N01453 N01374
N01453 SCHEMATIC1_S2
R_R35     N33442 N33732 90
L_LO8     N34607 N34651 1mH
IC=0
L_L9      N24125 N23711 400uH
R_R26     0 N25310 100meg
R_R40     0 N34655 100meg
D_D29     0 N01579 Dbreak
R_R29     N24253 N24259 1m
L_L6      N25001 N25131 400uH
R_R17     N24461 N24259 1m
L_LO6     N25330 N25614 1mH
IC=0
C_C4      N23481 N23177 1000u
IC=0
D_D9      N23535 N23399 Dbreak
D_D21     N33886 N33880 Dbreak
L_L3      N23707 N23935 400uH
D_D24     N37344 N37494 Dbreak
R_R6      N23707 N24011 40
L_LO1     N03148 N03226 1mH
IC=0
L_L27     N34655 N34587 177uH
D_D18     N35427 N34919 Dbreak
D_D8      N25191 N24787 Dbreak
D_D26     N01453 N01374 Dbreak
R_R1      N07272 N03148 1m
L_L7      N02994 N02828 400uH
L_L32     N37380 N37748 68.9uH
R_R24     0 N23177 100meg
R_R23     N01579 N16642 5m
X_S3      N093920 N01579 N01453
N01579 SCHEMATIC1_S3
L_L24     N25314 N25310 400uH
D_D17     N33500 N33448 Dbreak
Kn_K1
L_Lp1 L_L1
+ L_L3 L_L5
+ L_L7 L_L9

```

```

+ L_L11 L_L13      S_S1      3 4 1 2 Sbreak
+ L_L15 L_L17      RS_S1      1 2 1G
+ L_L19 L_L21      .ends SCHEMATIC1_S1
+ L_L23 L_L25
+ L_L27 L_L29      .subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
+ L_L31 L_L33      S_S2      3 4 1 2 Sbreak
+ L_L35 L_L37      RS_S2      1 2 1G
+ L_L39 1          .ends SCHEMATIC1_S2

```

```

Kn_K2              .subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
L_Lp2 L_L2         S_S3      3 4 1 2 Sbreak
+ L_L4 L_L6         RS_S3      1 2 1G
+ L_L8 L_L10        .ends SCHEMATIC1_S3
+ L_L12 L_L14
+ L_L16 L_L18
+ L_L20 L_L22
+ L_L24 L_L26
+ L_L28 L_L30
+ L_L32 L_L34
+ L_L36 L_L38

```

```

+ L_L40 1L_L1      N02889 N02787
400uH
R_R32      N34919 N34607 1m
L_L36      N34711 N34655 177uH
L_L21      N24657 N24243 400uH
L_LO4      N23197 N23481 1mH
IC=0
L_LP2      N16642 PM2 22mH
D_D23      N36163 N36313 Dbreak
L_L8       N02828 N02889 400uH
R_R13      N07344 N03148 1m
L_L30      N35727 N36567 177uH
V_V3       PM1 N01453 DC 225
L_L39      N37344 N37032 68.9uH
C_C2       N24011 N23707 1000u
IC=0
R_R15      N24787 N24793 1m
D_D2       N24065 N23929 Dbreak
C_C7       N33732 N33442 1000u
IC=0
R_R3       N24995 N24793 1m
L_L15      N24239 N24467 400uH
R_R19      N017910 N093920 22
L_L18      N25538 N25668 400uH
L_L2       N02787 N02967 400uH

```

```

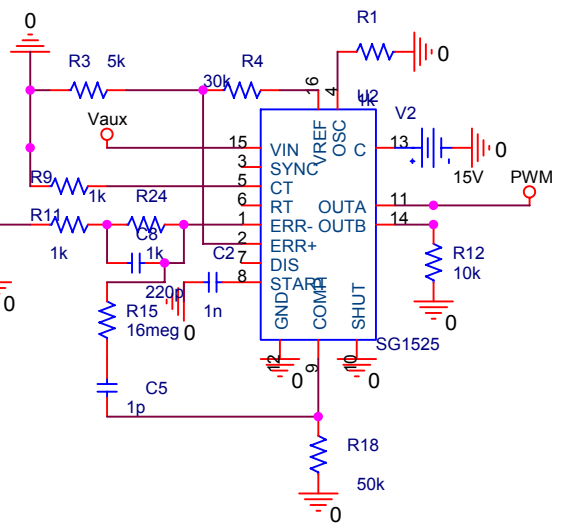
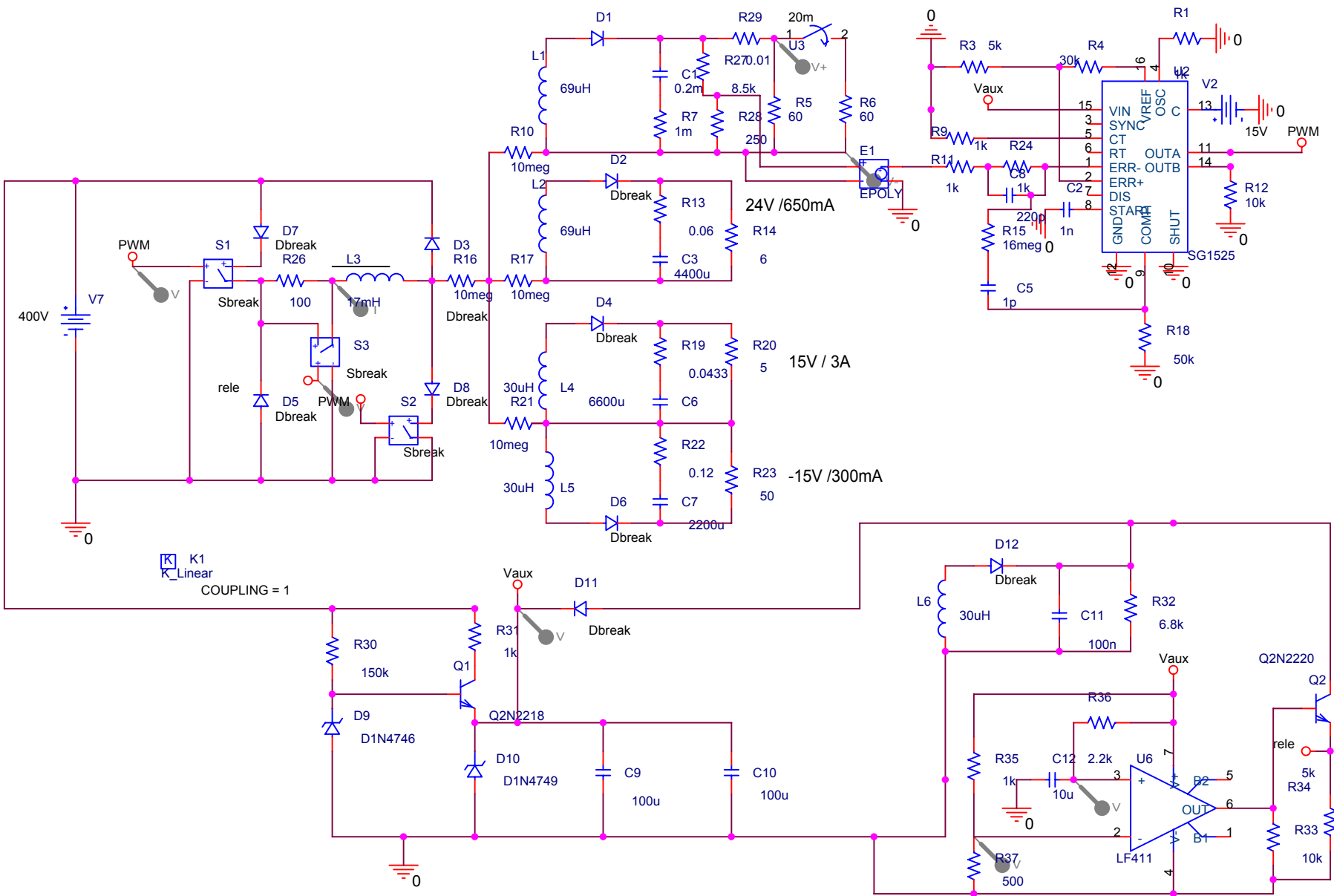
.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4      3 4 1 2 Sbreak
RS_S4     1 2 1G
.ends SCHEMATIC1_S4

```

```

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4

```



NetList – Malha Fechada

* source MALHA_FECHADA

S_S2 N24262 0 PWM 0 Sbreak
RS_S2 PWM 0 1G
L_L3 N22326 N17608 17mH
IC=1
S_S1 N00103 N12852 PWM 0
Sbreak
RS_S1 PWM 0 1G
L_L1 N00082 N00067 69uH
R_R7 N000291 N00082 1m
C_C1 N04191 N000291 0.2m
IC=0
R_R5 N04172 N00082 60
D_D1 N00067 N04191 Dbreak
R_R13 N015401 N00246 0.06
L_L2 N05723 N19517 69uH
R_R19 N138931 N19606 0.0433
R_R22 N143761 N14531 0.12
R_R16 N17608 N00402 10meg
R_R17 N00402 N05723 10meg
R_R10 N00402 N00082 10meg
R_R21 N00402 N14531 10meg
R_R11 N04821 N20546 1k
R_R4 N04277 N04290 30k
R_R3 0 N04277 5k
R_R9 0 N04363 1k
C_C2 0 N043661 1n
R_R15 N044461 N20541 16meg
D_D2 N19517 N00246 Dbreak
D_D4 N19542 N19606 Dbreak
C_C5 N04485 N044461 1p
D_D6 N14612 N14396 Dbreak
R_R18 0 N04485 50k
R_R28 N00082 N04866 250
R_R27 N04866 N04191 8.5k
V_V2 N045120 0 15V
R_R12 0 N20753 10k
R_R1 0 N04683 1k
V_V7 N01205 0 400V
E_E1 N04821 0 POLY(1) N04866
N00082 0.0 1
D_D8 N17608 N24262 Dbreak
D_D7 N01205 N00103 Dbreak
R_R29 N04191 N04172 0.01
R_R24 N20546 N20541 1k
C_C8 N20546 N20541 220p
Q_Q1 N244291 N24441 VAUX
Q2N2218
R_R31 N244291 N01205 1k

R_R30 N24441 N01205 150k
D_D9 0 N24441 D1N4746
R_R6 N00082 N05194 60
D_D10 0 VAUX D1N4749
C_C10 0 VAUX 100u
C_C9 0 VAUX 100u
D_D11 N24667 VAUX Dbreak
L_L6 0 N24664 30uH
D_D3 N17608 N01205 Dbreak
D_D5 0 N12852 Dbreak
R_R32 0 N24667 6.8k
C_C11 0 N24667 100n
D_D12 N24664 N24667 Dbreak
C_C3 N05723 N015401 4400u
IC=0
Kn_K1 L_L1 L_L2
+ L_L3 L_L4
+ L_L5 L_L6 1
X_U2 N20541 N04277 N04683
N04363 N043661 N04485 0 PWM 0
N045120 N20753
+ VAUX N04290 SG1525
+ PARAMS: PERIOD=10u
DEADTIME=50n
X_U3 N04172 N05194 Sw_tClose
PARAMS: tClose=20m ttran=1u
Rclosed=0.01
+ Ropen=1Meg
R_R20 N14531 N19606 5
C_C6 N14531 N138931 6600u
L_L4 N14531 N19542 30uH
S_S3 N12852 N22326 RELE 0
Sbreak
RS_S3 RELE 0 1G
X_U6 N26094 N26190 VAUX 0
N25767 LF411
Q_Q2 N24667 N25767 RELE
Q2N2220
R_R33 N25767 0 10k
L_L5 N14531 N14612 30uH
R_R23 N14396 N14531 50
C_C7 N14396 N143761 2200u
R_R34 0 RELE 5k
R_R14 N05723 N00246 6
R_R36 VAUX N26094 2.2k
R_R35 VAUX N26190 1k
R_R26 N12852 N22326 100
R_R37 N26190 0 500
C_C12 0 N26094 10u

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] – **BARBI, I.** *“Eletrônica de Potência”* – Edição do autor, 3ª Edição – INEP – UFSC, Florianópolis – 2000.
- [2] – **SOKAL, N. O. et al.**; *“Dynamic Analysis of Switching-Mode Dc/Dc converters”* - Chapman and Hall, New York - 1991
- [3] – **Erickson, R, W.**; *“Fundamentals of Power Electronics”* - Chapman and Hall, New York – 1997.
- [4] – **MOHAN, N., et al.** *“Power Electronics – Converters, Applications, and Design”* Second Edition – John Wiley & Sons. Inc., New York -1995.
- [5] – **DIXON, L. H** *“The Magnetics Design Handbook for switching Power Supplies”* – Unitrode products from Texas Instruments. 2001.
- [6] – **BOSE., et al.** – *“Power Electronics and Variable Frequency Drives – Technology and Application.”* – IEEE press, 1996
- [7] – **GULES, R.** – *“Conversor CC-CC PWM em Ponte Completa Modificado, para Altas tensões de entrada”*– Dissertação de Mestrado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina. PGEEL - INEP - UFSC – 1998.
- [8] – **DESCHAMPS, E.** – *“Conversores CC-CC Isolados de Alta Tensão de Entrada”*– Dissertação de Mestrado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina. PGEEL – INEP -UFSC – 1999.
- [9] – **PINHEIRO, J.R.** – *“Conversores CC-CC Três Níveis com Comutação Sob Tensão Nula”* – Dissertação de Mestrado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina. PGEEL – INEP - UFSC – 1994.
- [10] – **PERIN. A. J., et al.** – *“O transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”*. - Sagra Luzato, Porto Alegre -1997

- [11] – **1989 VPEC Seminar Tutorials** – Seventh Annual Virginia Power Electronics Center Seminar – September 25-27, 1989.
- [12] – **BARBI, I e MEHL, E. L. M.** – “*Estudo de um Retificador Trifásico de Baixo Custo e Fator de Potência Elevado*” – SEP-95 - II seminário de eletrônica de Potência. Florianópolis - Agosto 1995.
- [13] **BRAGA, H.A.C.** – “*Conversores Multiníveis em Corrente*” – Tese de Doutorado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina. PGEEL – INEP - UFSC – 1996.
- [14] **DESCHAMPS, E.; BARBI, I.** – “*An Isolated ZVS-PWM DC-to-DC Converter with Half on the Input Voltage Across the Switches*”, PESC'99, pp. 269-274.
- [15] **GULES, R.; DESCHAMPS, E.; CAVALCANTE, F. S.; and BARBI, I.** “*Família de conversores cc-cc ZVS-PWM para alta tensão de entrada*” - Seminário de Eletrônica de Potência do INEP - SEP'98, 13-19, Florianópolis/SC, Novembro/98
- [16] **BARBI, I.; NOVAES, Y. R.; SOUZA, F. P.; BORGONOVO, D** - “*Retificadores PWM Trifásicos Unidirecionais com Alto fator de Potência*” - Revista SOBRAEP – ISSN 1414-8862 Vol.7 nº1 , nov 2002.
- [17] **BARBI, I e MARTINS, D. C.** “*Conversores CC-CC básicos Não Isolados*” – Edição dos autores, INEP – UFSC, Florianópolis – 2000.
- [18] **BARBI, I.** “*Projetos de Fontes Chaveadas*” – Edição do autor,– INEP – UFSC, Florianópolis – 2001.