

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL HENRIQUE DE MORAES FERON

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

**DIMENSIONAMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR SENOIDAL
MONOFÁSICO**

Porto Alegre

2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**DIMENSIONAMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR SENOIDAL
MONOFÁSICO**

Trabalho de conclusão de curso apresentado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre

2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAEL HENRIQUE DE MORAES FERON

**DIMENSIONAMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR SENOIDAL
MONOFÁSICO**

Este projeto de diplomação foi analisado e julgado adequado para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora designada pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

ORIENTADOR: _____

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS

Doutor pela UFSC, Florianópolis, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS _____

Doutor pela UFSC, Florianópolis, Brasil

Prof. MSc. Tiarajú Vasconcellos Wagner, UFRGS _____

Mestre pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Prof. MSc. Ricardo de Azambuja, UFRGS _____

Mestre pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil

Porto Alegre

2013

Dedico este trabalho à minha família,
sempre presente e motivadora.

A base e o motivo de saltos maiores.

AGRADECIMENTOS

É grande demais o número de pessoas a que devo expressar gratidão nesse momento ímpar, entretanto há pessoas que realmente foram imprescindíveis para que este dia chegasse.

Dentre elas a minha mãe, Evelize Ruviaro de Moraes Feron, pela priorização de investimentos na minha formação desde que ingressei na primeira instituição de ensino.

Meu pai, Rejânio Antônio Feron, meu melhor *coach*, aquele que me ensinou a acreditar em meus sonhos e lutar veementemente para alcançá-los, aquele que nunca desistiu e que me ensinou o verdadeiro poder do querer.

Minha avó, Orilde Segatto Feron, pelo embasamento moral e carinho despendido por longos anos de aprendizado e ensinamentos.

Meu avô, Iradil José Feron, o maior engenheiro que conheci.

Minha namorada, Laís Daniela Ev, pela paciência, amor e pelo apoio ao longo de anos de foco e finais de semana atarefados.

Aos mestres da Universidade que impuseram barreiras e dificuldades a cada semestre e que me obrigaram à superação contínua.

Ao professor Valner, que ao orientar esse trabalho soube intervir com precisão quando necessário e que confiou em minha capacidade desde o convite para orientação.

Aos professores Prof. Dr. Luis Fernando Alves Pereira, Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro e Prof. Dr. Alexandre Balbinot pela experiência transmitida e por serem exemplos de engenheiros a serem seguidos.

“Apenas as dificuldades imaginárias são insuperáveis, todas as outras não”.

Theodore

RESUMO

Este trabalho contém uma revisão sobre os conversores push-pull e chopper 4Q de forma a contextualizar o dimensionamento e implementação de um inversor off-grid feito em duas etapas , CC-CC e CC-CA, sendo esta última gerenciada por um microcontrolador. O texto que segue contém o projeto da eletrônica de potência, dos elementos magnéticos e dos blocos de controle envolvidos. São apresentados os resultados dos testes feitos de forma a validar o dimensionamento, o compensador, os elementos de potência e o layout da PCI.

Palavras chave: push-pull, SMPS, chopper SPWM, transformador HF, controlador PI

ABSTRACT

The present work contains a theoretical review about the push-pull converter by the mean of contextualize the sizing/design and implementation of the main blocks of off-grid inverter with dual stages, DC-DC and DC-AC, the last one implemented with a microcontroller. The following text contains the design of the involved power electronics, the magnetic elements and the compensation blocks. More attention will be paid to the assembly aspects either as optimization of the individual blocks. It will be presented several tests on different operation points to validate the compensator, power elements and PCB layout as well measure the global efficiency.

Keywords: push-pull, SMPS, SPWM chopper, HF transformer, PI controller

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Topologia Básica	15
Figura 2 - Excursão simétrica da densidade de fluxo.....	17
Figura 3 - Conversor Push-Pull com secundário duplo, center tape e retificação simples.....	18
Figura 4 - Conversor Push-Pull com secundário simples e retificação em ponte completa	18
Figura 5 – Principais formas de onda do Conversor Push-Pull em modo contínuo;.....	19
Figura 6 – t0 a t1: chave 1 ON, chave 2 OFF, diodos D1 e D3 ON, diodos D2 e D4 OFF.....	20
Figura 7 – t1 a t2: chave 1 OFF, chave 2 OFF, diodos D1 e D3 ON, diodos D2 e D4 ON.....	21
Figura 8 – t2 a t3: chave 1 OFF, chave 2 ON, diodos D1 e D3 OFF, diodos D2 e D4 ON.....	21
Figura 9 - Composição da corrente das chaves primárias	22
Figura 10 - Geração do sinal PWM à partir da comparação do sinal de erro e de um sinal triangular ..	23
Figura 11 - Sistema seguidor de referência	23
Figura 12 – circuito compensador PI implementado analogicamente	24
Figura 13 – Circuito G(s)	25
Figura 14 - Modelo simplificado transformador.....	27
Figura 15 - Principais forma de onda transformador	27
Figura 16 - Modelo de um transformador de HF	28
Figura 17 - Indicação do fluxo disperso (Leakage Flux)	28
Figura 18 - Topologia ponte completa + filtro LC +	29
Figura 19 - Modos de operação inversor.....	30
Figura 20 - Espectro de um sinal modulado em PWM com portadora F_o	32
Figura 21 - Modulação PWM Bipolar	33
Figura 22 - Espectro sinal PWM Bipolar	33
Figura 23 - Modulação PWM Unipolar	34
Figura 24 - Espectro sinal PWM Bipolar	35
Figura 25 - Sequência de dimensionamento.....	36
Figura 26 - Topologia do sistema proposto.....	37
Figura 27 - $A_p = A_e \cdot A_w$	44
Figura 28 - Efeito skin, pontos escuros denotam maior densidade de corrente.....	46
Figura 29 - Diagrama de blocos interno do circuito integrado SG3525.....	51
Figura 30 - Diagrama de blocos do controle do sistema	51
Figura 31 - Variação das plantas de acordo com o ponto de operação	52
Figura 32 - Compensador push-pull PI via root-locus	53
Figura 33 - resposta ao salto conversor push-pull	54
Figura 34 - Simulação filtro saída.....	56
Figura 35 - Geração PWM (CONT = 8, setpoint = 4)	57
Figura 36- Sequência de saída do oscilador discreto	58
Figura 37 - Fluxograma de Geração do sinal SPWM	59
Figura 38 - Sinais de comando da ponte, PWM Unipolar, saída senoidal	59
Figura 39 - Apresentação dos Resultados	60
Figura 40 - Tensão de gate (sem realimentação, $D_{max} = 44\%$).....	65
Figura 41 - Tensão do secundário em aberto x Tensão de gate (sem realimentação e sem snubber) ...	65
Figura 42 - Tensão do secundário em aberto x Tensão de V_{ds} (sem realimentação e sem snubber) ...	66
Figura 43 - Tensão do secundário com snubber no primário)	66
Figura 44 - Tensão do retificador x Tensão de gate (potência nominal, $V_{in} = 28V$).....	67

Figura 45 - Tensão de gate x Tensão Vds (potência nominal, $V_{in} = 28V$, com snubber).....	67
Figura 46 - Tensão de entrada e saída do conversor push-pull.....	68
Figura 47 - Sinais de controle da ponte, semi ciclo negativo	68
Figura 48 - Sinais de controle da ponte, semi ciclo positivo	69
Figura 49 - Sinais de controle e SPWM.....	69
Figura 50 - Sinal SPWM de saída da ponte.....	70
Figura 51 - Saída senoidal após filtro interpolador LC.....	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações de projeto conversor CC-CC	40
Tabela 2 - Dimensionamento conversor CC-CC	41
Tabela 3 - Especificações de projeto transformador push-pull.....	47
Tabela 4 - Dimensionamento transformador push-pull.....	48
Tabela 5 - Especificações do controle.....	52
Tabela 6 - Especificações conversor CC-CA	54
Tabela 7- Geração referência senoidal discreta	58
Tabela 8 - Eficiência push-pull.....	71
Tabela 9 - Eficiência inversor.....	71
Tabela 10 - Eficiência global.....	71

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	13
1.1. MOTIVAÇÃO	13
1.2. OBJETIVOS	14
1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO	15
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	16
2.1. CONVERSOR PUSH-PULL	16
2.2. MODOS DE OPERAÇÃO CONVERSOR PUSH-PULL.....	19
2.3. CONTROLADOR PUSH-PULL E FUNÇÃO DE TRANFERÊNCIA	22
2.3.1. Controlador PI - $C(s)$	23
2.3.2. Ganho estático do Modulador – $M(s)$	24
2.3.3. Planta a ser controlada – $G(s)$	25
2.3.4. Transdutor – $H(s)$	26
2.4. TRANSFORMADOR PUSH-PULL	26
2.5. CONVERSOR CC-CA.....	29
2.5.1. MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO PWM	30
2.5.2. Modulação PWM Bipolar	32
2.5.3. Modulação PWM Unipolar	34
3. METODOLOGIA E DESENVOLVIMENTO	36
3.1. DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA GERAL	36
3.2. EQUACIONAMENTO CONVERSOR PUSH-PULL.....	37
3.3. DIMENSIONAMENTO CONVERSOR PUSH-PULL	40
3.4. EQUACIONAMENTO DO TRANSFORMADOR PUSH-PULL	42
3.5. DIMENSIONAMENTO TRANSFORMADOR PUSH-PULL	47
3.6. DIMENSIONAMENTO SNUBBER	49
3.7. CONTROLADOR DO CONVERSOR PUSH-PULL.....	50
3.8. PROJETO DO COMPENSADOR PARA O CONVERSOR PUSH-PULL.....	51
3.9. EQUACIONAMENTO E DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CA	54
3.10. GERACAO DOS SINAIS DE COMANDO DA PONTE	56
3.10.1. Timing de geração dos sinais de referência.	57
4. RESULTADOS	59
4.1. ESQUEMA ETAPA CC-CC PUSH-PULL	61
4.2. ESQUEMA ETAPA CC-CA CHOPPER 4Q.....	62

4.3.	PLACAS CIRCUITO IMPRESSO.....	63
4.4.	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA	64
4.5.	MEDIDA DE EFICIÊNCIA	71
4.5.1.	Eficiência PUSH-PULL	71
4.5.2.	Eficiência inversor	71
4.5.3.	Eficiência Global	71
5.	CONCLUSÕES	72
	BIBLIOGRAFIA	74
	APÊNDICE A – Dimensionamento do conversor CC-CC e do transformador	75
	APÊNDICE B - Projeto do compensador para o conversor CC-CC	75
	APÊNDICE C – Simulação filtro de saída	75
	APÊNDICE D – Teste Equação de recorrência para geração do sinal seno	76

1. INTRODUÇÃO

1.1. MOTIVAÇÃO

Sabe-se que a energia elétrica não é diretamente disponibilizada pela natureza em plenas condições de ser utilizada, tendo que ser obtida a partir da conversão de uma outra forma de energia potencial qualquer.

Dentre as diversas formas de geração de energia elétrica, as chamadas fontes alternativas de energia têm sido bastante desenvolvidas nos últimos anos. A micro geração eólica já é uma realidade em alguns países, painéis solares estão mais eficientes, plásticos com características fotoelétricas estão surgindo e diminuindo o custo dos sistemas.

Com custo menor e maior eficiência o retorno sobre o investimento nesses sistemas tende a ser mais atrativo e naturalmente pesquisas e indústria estão ganhando força, impulsionadas principalmente pelo aumento da preocupação com as questões ambientais envolvidas.

Nesse contexto, o desenvolvimento e pesquisa de dispositivos eletrônicos capazes de transformar a energia em um formato apropriado devem seguir concomitantes ao desenvolvimento dos materiais e tecnologias do processo de fabricação dos elementos geradores. Assim sendo a eletrônica de potência passa a se configurar como uma grande aliada na luta pela aquisição e aproveitamento de novas fontes para obtenção desta energia, apresentando-se como provedora de elementos essenciais no tratamento, condicionamento e aplicação da energia fornecida pelas novas fontes [21].

De uma forma geral, a energia elétrica disponibilizada por estas fontes ainda não se encontra pronta para a utilização, necessitando ainda ser processada e finalmente entregue de forma mais apropriada para as cargas comerciais. O equipamento que realiza a cascata de conversões necessárias a transformação da energia é denominado inversor de tensão.

Os dois tipos básicos de inversores de tensão, caracterizados quanto a conexão com a rede são inversores on-grid e inversores off-grid.

Um inversor on-grid se caracteriza pela conexão da etapa de saída do conversor CC-CA à rede da concessionária de distribuição com o intuito de injetar potência na rede,

configurando assim um cenário de cogeração de energia. Para tal deve seguir um rigoroso comissionamento feito pela distribuidora após a protocolação de várias requisições e memoriais de cálculo. São normalmente aplicados em contextos de micro geração distribuída de energia e não exigem sistemas de acumulação de energia. Para o funcionamento robusto são necessários diversos sistemas de proteção contra sub e sobre tensão, sub e sobre frequência, diferença de fase (sincronismo) e a distorção harmônica total deve respeitar a normatização da ANEEL [22].

Sistemas off-grid por sua vez não são conectados a rede da concessionária sob hipótese alguma. Podem ser utilizados de forma completamente isolados da rede, ou também podem ser utilizados para suprir a demanda em horários de pico, através de uma chave comutadora acionada por um detector de sincronismo [22].

O principal uso de inversores off-grid, portanto, é a autoprodução de energia, onde se subentende que a geração de energia é feita a partir das instalações próprias do consumidor final e que o consumo desta energia é local, não havendo tráfego da energia processada para a rede comum [22].

Outras possíveis aplicações para os inversores off-grid ainda são a instalação em *motor homes*, dispositivos geradores de energia ininterrupta e acionamento de motores (com a devida lógica de acionamento).

1.2. OBJETIVOS

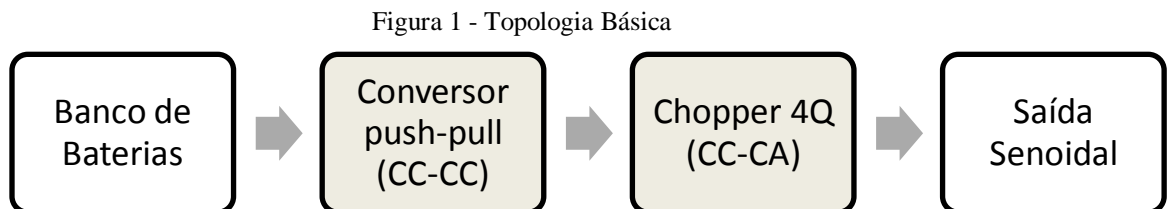
O objetivo geral deste trabalho é o estudo, dimensionamento, construção e testes de um inversor off-grid monofásico com uma etapa CC-CC modulada em PWM e outra CC-CA com modulação SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation).

Mais especificamente desenvolver uma ferramenta de cálculo versátil para o dimensionamento do conversor, projetar as placas de circuito impresso que comportarão todos os elementos e com o sistema montado extrair os resultados experimentais de forma a validar o dimensionamento.

O dimensionamento do sistema partirá das seguintes especificações básicas:

- Alimentação de entrada a partir de um banco de baterias 24V (23 a 28V)
- Potência nominal de 150VA
- Tensão de saída 115Vac / 60Hz

E que será construído de acordo com a topologia da Figura 1.



1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO

No capítulo 2 é feito a revisão bibliográfica do funcionamento de ambos os conversores. São mostradas formas de onda, peculiaridades e os modos de operação de cada um. São abordados os conhecimentos que embasam o projeto do método de controle bem como do projeto físico do transformador e dos filtros utilizados.

No capítulo 3 é detalhado a metodologia utilizada para implementar um sistema real com base em especificações reais. Constam todos passos do dimensionamento dos conversores, do transformador e da malha de controle.

Já no capítulo 4 constam os resultados organizados a partir dos esquemas finais, das placas de circuito impresso, das principais formas de onda e medidas relevantes.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais e sugestões de melhorias.

Por fim o trabalho conta com 4 apêndices que comprovam o desenvolvimento de pontos relevantes do trabalho sem prejudicar o fluxo lógico do capítulo de metodologia.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O texto que segue embasa o desenvolvimento do sistema em cascata e aborda o funcionamento dos principais elementos do projeto. O equacionamento dos conversores, no entanto, é abordado no desenvolvimento do trabalho por se tratar do objeto de estudo deste.

2.1. CONVERSOR PUSH-PULL

Em muitas aplicações na área de eletrônica, principalmente na área de eletrônica de potência, necessita-se de múltiplos níveis de tensões em diferentes estágios de circuitos e geralmente são conseguidas com a inclusão de conversores de tensão CC-CC. Estes por sua vez podem ser encontrados em várias topologias no que se refere a ganhos estáticos, características de isolamento, robustez entre outras características que definem para cada aplicação o tipo de topologia mais adequada.

Embora existam outros tipos de conversores CC-CC capazes de executar a elevação de tensão de entrada, como o conversor Boost e o conversor Flyback, tanto um quanto o outro tem propriedades que os contra indicam. Ambos contam com apenas um elemento chaveador e um elemento retificador, o que leva a uma corrente de pico muito alta nas chaves e uma tensão reversa muito alta no retificador [2].

A escolha do conversor Push-Pull se deve ao fato de ser o mais recomendado para médias potências, até 1500W, sendo largamente utilizado em aplicações industriais principalmente pela sua robustez e simplicidade de acionamento, uma vez que as chaves são referenciadas ao terra. Além disso o uso desta topologia é recomendada para tensões de entrada pequenas e altas correntes [23].

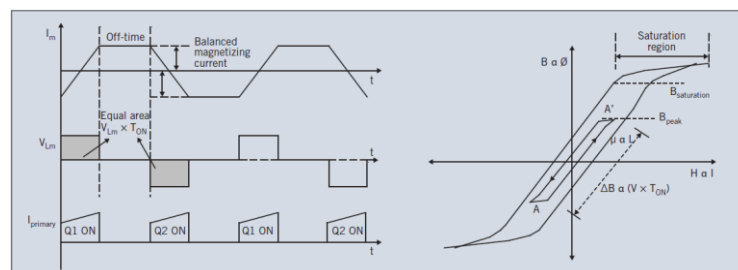
O conversor Push-Pull, descende dos tipos de conversores Forward, dentre eles o próprio conversor Forward (tipo chave única, meia ponte ou ponte completa) e o conversor Buck. Ambos são baseados em um ou mais elementos chaveadores, um retificador, um indutor para filtragem de corrente e um capacitor para filtragem de tensão [1].

O conversor CC-CC Push-Pull que este trabalho aborda é o conversor operando em modo tensão (Voltage Mode Push-Pull Converter) e doravante será chamado apenas por conversor Push-Pull.

Nestes tipos de conversores enquanto a chave está ligada a tensão fornecida pela mesma provoca uma rampa ascendente na corrente do indutor e enquanto a chave está desligada o indutor força uma corrente com rampa descendente através da carga e do diodo de passagem. Intuitivamente percebe-se que a corrente média que atravessa o indutor é a própria corrente de saída da carga e que a tensão média do capacitor é a tensão de saída do conversor [1].

O conversor push-pull apresenta uma vantagem em relação a outros conversores de chave única pois existe uma otimização na utilização do núcleo. Com a inserção de mais um enrolamento primário em contra fase é possível operar o transformador no primeiro e terceiro quadrante da curva B-H, ou seja, a inserção de mais um enrolamento ativo elimina a necessidade de um enrolamento desmagnetizante e permite que a energia seja transferida durante os dois semiciclos de utilização do transformador, conforme a Figura 22 ilustra. [12].

Figura 2 - Excursão simétrica da densidade de fluxo



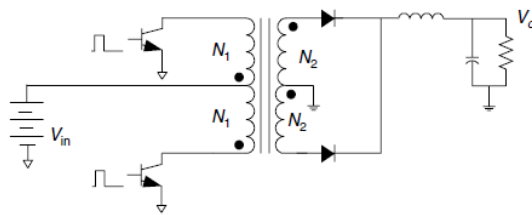
Fonte: Design Feature 0309 - AjAy K. HARI, Senior Applications Engineer, National Semiconductor

Uma desvantagem do push-pull alimentado em modo tensão e controlado por um loop de tensão é o fenômeno de “flux walking” que consiste em um desbalanço entre os tempos de condução e/ou correntes de magnetização. A Figura 22 ilustra o caso ideal, onde a área do gráfico da tensão sobre a indutância de magnetização tem valor líquido igual a zero, ou seja, o valor médio do produto Volt-Segundo da indutância de magnetização é nulo, o que acarreta em um valor médio de fluxo diferente de zero no núcleo do transformador. Porém devido a aspectos construtivos do transformador, diferenças nos períodos de condução gerados pelo controlador, ou grandes diferenças nas perdas de condução das chaves, podem levar a um

enrolamento produzir mais fluxo que outro, e ao longo do tempo o fluxo médio diferente de zero tenderá a saturar o núcleo. Estes problemas podem ser minimizados e serão abordados mais a frente no capítulo relativo à construção do transformador [12].

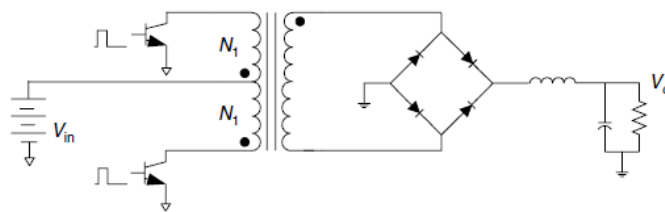
O conversor Push-Pull alimentado em tensão pode ser encontrado basicamente seguindo duas topologias que diferem quanto ao tipo de secundário, que pode ser duplo com center tape conforme o da Figura 3 3, ou simples como o da Figura 4.

Figura 3 - Conversor Push-Pull com secundário duplo, center tape e retificação simples



Fonte: Switch-Mode Power Converters - Design and Analysis; Keng C. Wu

Figura 4 - Conversor Push-Pull com secundário simples e retificação em ponte completa



Fonte: Switch-Mode Power Converters - Design and Analysis; Keng C. Wu

Ambos produzem a mesma tensão no ponto de junção dos cátodos dos diodos retificadores, entretanto o da Figura 3 apresenta alguns inconvenientes como a necessidade de mais um enrolamento, aumento das indutâncias parasitas do secundário, menor fator de utilização da janela do transformador e o dobro da tensão reversa aplicada sobre os retificadores. Sendo necessário mais um enrolamento secundário também se dá origem a mais uma chance de desbalanço de fluxo e têm-se mais uma indutância de dispersão a ser descarregada em snubbers a fim de evitar transientes sobre os retificadores [4].

A topologia da Figura 4 apresenta indutância de dispersão menor e que é descarregada junto com a indutância de magnetização. Apresenta metade da tensão reversa sobre o retificador e produz para ambos os semiciclos exatamente a mesma tensão de saída [14] e, portanto é a que será utilizada neste trabalho.

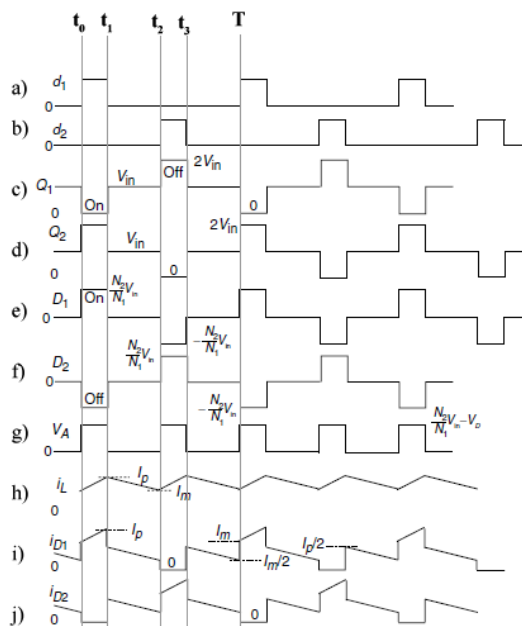
2.2. MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PUSH-PULL

A descrição que segue a respeito dos modos de operação do conversor push-pull é feita partindo dos pressupostos: O conversor opera em regime permanente, todos os componentes ativos e passivos são ideais (sem perdas e elementos parasitas), a frequência de chaveamento é constante e a modulação é PWM;

O limite teórico do ciclo de trabalho das chaves no conversor Push-Pull é de 0,5, ou seja, em momento algum as chaves podem conduzir simultaneamente, pois senão o fluxo produzido por um enrolamento cancelaria o fluxo produzido pelo outro e a indutância de magnetização aparente seria nula levando a um curto circuito em ambas as chaves. Portanto a cada ciclo existem dois tempos mortos, em que nenhuma chave conduz e dois tempos ativos em que cada um conduz alternadamente. O tempo morto é mantido tão pequeno quanto a tecnologia dos drivers permitir, mas por motivos de segurança nunca deve ser eliminado [2].

As principais formas de onda do conversor Push-Pull podem ser vistas na Figura 5. Nesta figura d_1 e d_2 representam os sinais de controle das chaves, Q_1 e Q_2 as chaves e D_1 e D_2 representam os retificadores.

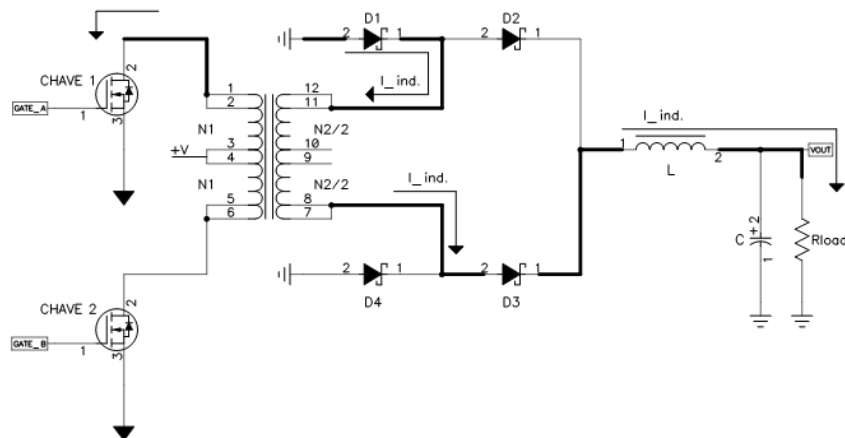
Figura 5 – Principais formas de onda do Conversor Push-Pull em modo contínuo;
a) Sinal de controle da chave 1; b) Sinal de controle da chave 2; c) Tensão chave 1, d) Tensão chave 2; e) Tensão retificador 1; f) Tensão retificador 2; g) Tensões retificadas temporalmente sobrepostas; h) corrente do Indutor; i) Corrente no Retificador 1; j) Corrente no Retificador 2



Fonte: Switch-Mode Power Converters - Design and Analysis; Keng C. Wu

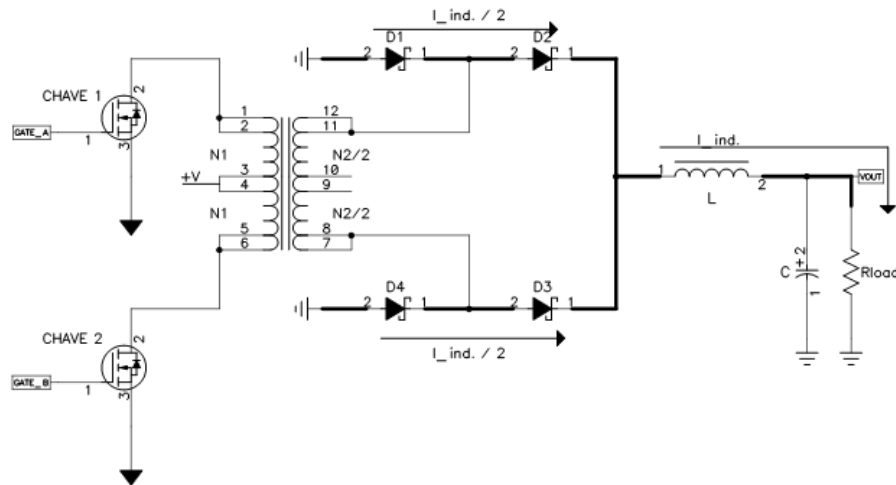
De t_0 a t_1 , conforme mostra a Figura 6, a chave está ligada e nesse momento então a tensão de entrada $+V$ é colocada sobre o enrolamento primário ligado a esta. A corrente de magnetização começa a subir com a inclinação dada pelo valor da indutância de magnetização L_m levando a curva B-H do transformador para o 1º quadrante. A tensão estabelecida sobre a indutância de magnetização é refletida para o secundário e por causa de sua polaridade coloca os diodos D1 e D3 em condução e os diodos D2 e D4 em bloqueio. Na junção dos cátodos surge então a tensão $+V$ multiplicada pela relação de transformação do transformador N . Esta tensão sendo maior que a tensão da carga promove uma queda de tensão positiva no indutor de saída e assim sua corrente começa a crescer de acordo com o valor da sua indutância L . Nesse momento a tensão sobre a chave ativa é nula e a tensão sobre a chave inativa é o dobro da tensão de entrada devido à polaridade dos enrolamentos primários. Os diodos D2 e D4 ficam reversamente submetidos à tensão de entrada multiplicada pela relação de transformação do transformador N [4].

Figura 6 – t_0 a t_1 : chave 1 ON, chave 2 OFF, diodos D1 e D3 ON, diodos D2 e D4 OFF



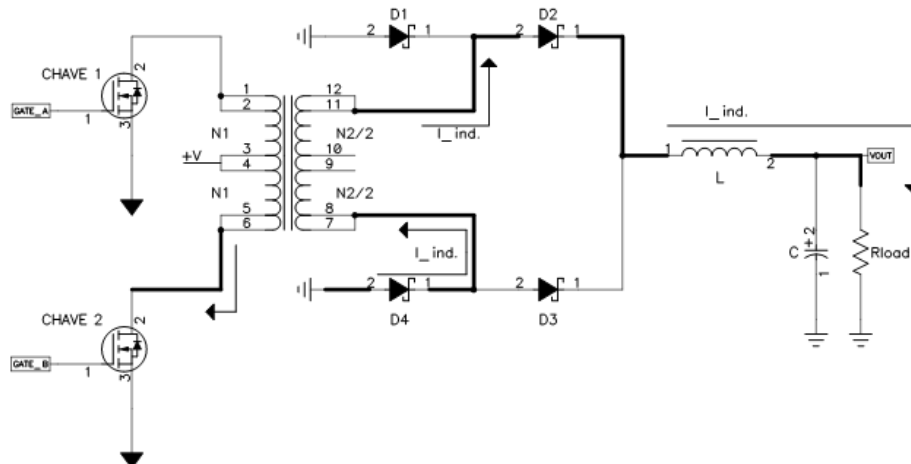
De t_1 a t_2 , conforme mostra a Figura 7, acontece o primeiro tempo morto, no qual se espera a chave 1 desligar completamente antes de acionar a chave 2 no outro semiciclo. Nesse momento a rampa de corrente do indutor inverte de sentido e a energia armazenada no campo magnético do indutor é transferida para o circuito RC composto pela carga e pelo capacitor de saída. Para fechar o caminho de corrente o indutor força passagem por todos os diodos retificadores de forma que metade da corrente passa pelo circuito série D1 e D3 e a outra pelo circuito D2 e D4. Polarizando diretamente os diodos do retificador os mesmos colocam o secundário em curto, mantendo a energia da indutância de magnetização e zerando a tensão sobre os primários, o que faz com que a queda de tensão das chaves durante o tempo morto seja exatamente a tensão de entrada do terminal central do transformador [4].

Figura 7 – t1 a t2: chave 1 OFF, chave 2 OFF, diodos D1 e D3 ON, diodos D2 e D4 ON



De t_2 a t_3 , conforme mostra a Figura 8, ocorre o mesmo processo do período de t_0 a t_1 , entretanto a corrente de magnetização leva a curva B-H do primeiro quadrante para o terceiro quadrante. Os diodos D2 e D4 conduzem, e a chave 1 fica então submetida ao dobro da tensão do center tape. O pulso de tensão que aparece na junção dos cátodos está sobreposto e deslocado temporalmente do primeiro, ou seja, a operação intercalada dos enrolamentos primários faz com que surjam pulsos de tensão com o dobro da frequência do primário e a onda sobreposta tem o também o dobro do ciclo de trabalho, podendo teoricamente chegar à unidade [4].

Figura 8 – t2 a t3: chave 1 OFF, chave 2 ON, diodos D1 e D3 OFF, diodos D2 e D4 ON

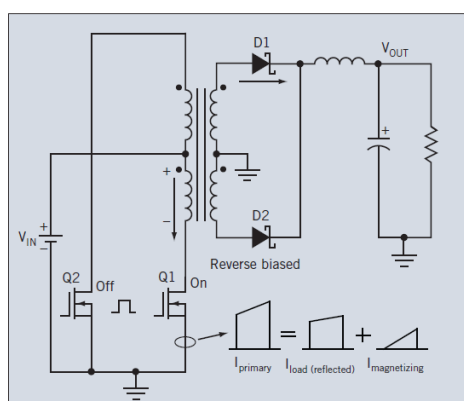


Logo após o período de condução do segundo enrolamento o circuito entra em um tempo morto, de t_3 a T idêntico ao anterior. Finalizando o período T o circuito volta para t_0 e assim é dado o chaveamento do conversor Push-Pull.

É importante salientar que a corrente conduzida pelas chaves do primário não é simplesmente a corrente de secundário dividida pela razão de transformação do transformador, mas sim uma composição entre a corrente de magnetização, com caráter triangular e a corrente de secundário refletida de caráter trapezoidal, conforma a Figura 9. [12].

A corrente de magnetização gera perdas ôhmicas nas chaves e deve ser mantida no menor nível possível. Para tanto a indutância de magnetização deve ser grande o suficiente para gerar o menor fluxo magnetizante possível por período. [14]

Figura 9 - Composição da corrente das chaves primárias



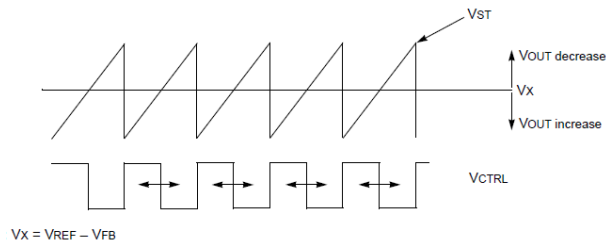
Fonte: Design Feature 0309 - AjAy K. HARI, Senior Applications Engineer, National Semiconductor

2.3. CONTROLADOR PUSH-PULL E FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Basicamente todo sistema controlado por um sinal PWM contínuo é construído em torno de um gerador de onda triangular, um amplificador de erro e um comparador que compara o sinal de saída, previamente condicionado pelo amplificador de erro com um sinal de referência. O sinal de saída do comparador é o próprio sinal PWM visto na Figura 10. [13]

Num conversor push-pull a frequência da triangular é o dobro da frequência de chaveamento das chaves e é necessário que o controlador tenha alguma lógica que equalize os tempos de cada chave a fim de minimizar o desbalanço de fluxo [4]. Os sinais equalizados podem ser vistos na Figura 5 a) e b).

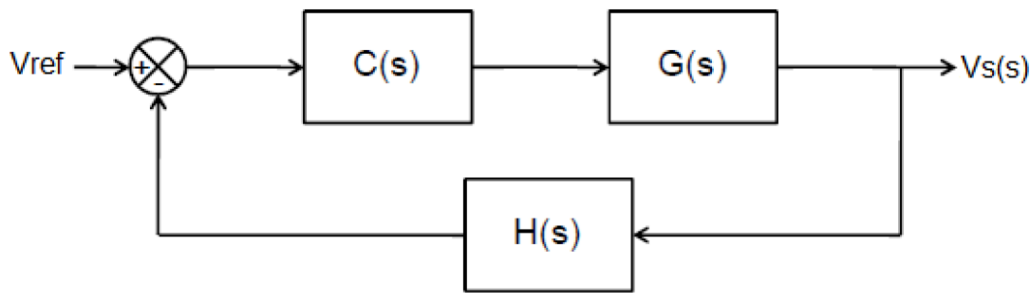
Figura 10 - Geração do sinal PWM à partir da comparação do sinal de erro e de um sinal triangular



Fonte: AN1207 – Antonio Bersani - Microchip Technology Inc.

O diagrama de blocos clássico relacionado à um seguidor de referência pode ser visto na Figura 10 e os blocos constituintes serão detalhados nas próximas seções.

Figura 11 - Sistema seguidor de referência



Fonte: MELLO, L.F.P. - Projeto de Fontes Chaveadas: Teoria e Prática

2.3.1. Controlador PI - $C(s)$

O controlador escolhido para estabilizar o sistema realimentado é o controlador PI devido à característica de erro nulo de seguimento da referência de entrada. Esse fato será importante para a operação ótima do conversor CC-CA [1].

Controladores em avanço e controladores em atraso também são utilizados como compensadores em sistemas de potência, entretanto sempre haverá um erro não nulo no seguimento da referência [1].

Com este controlador é possível obter boas margens de fase e margens de ganho para todas as variações de tensão de entrada e corrente de saída [1].

A função de transferência $C(s)$ do controlador PI é:

$$C(s) = K \cdot \frac{s + z_{comp}}{s} \quad (1)$$

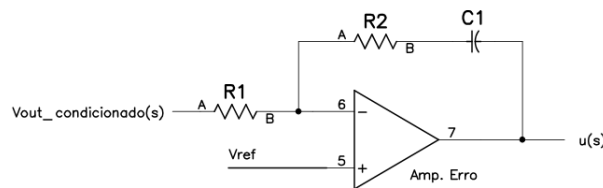
Nela tem-se acesso à posição do zero e ao ganho estático do controlador.

A implementação da mesma é dada, conforme a Figura 12 que segue:

$$C(s) = -\frac{R2}{R1} \cdot \frac{s + \frac{1}{R2.C1}}{s} \quad (2)$$

Onde o sinal negativo indica a topologia inversora e que realiza a subtração $V_{ref} - e(s)$ do diagrama de blocos.

Figura 12–circuito compensador PI implementado analogicamente



2.3.2. Ganho estático do Modulador – $M(s)$

O ganho estático do modulador PWM é um valor de ganho que relaciona o valor médio da grandeza aplicada à planta com a proporção entre o valor máximo que esta grandeza pode atingir e o valor que o ciclo de trabalho do modulador está indicando [24].

$$M(s) = u(s) \cdot \frac{V_{max}}{V_{pp}\Delta} \quad (3)$$

Onde:

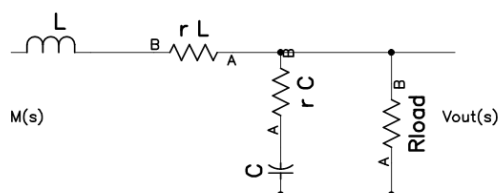
- V_{max} é a tensão máxima que o conversor pode produzir no secundário;
- $u(t)$ é o sinal no domínio tempo do controlador $C(s)$;
- V_{pp} é a tensão pico a pico da onda triangular que será comparada com $u(t)$;

Para análise do sistema o conversor é analisado em seus termos médios, não levando em conta o modulador PWM em si [1].

2.3.3. Planta a ser controlada – G(s)

O conversor Push-Pull pode ser analisado como um filtro passa baixas que filtra as harmônicas de alta frequência do sinal PWM e que disponibiliza em sua saída o valor médio deste sinal. O circuito formado pelo indutor e capacitor de filtragem e resistor de carga é um circuito RLC conforme o da Figura 13, com a seguinte função de transferência quando operando no modo contínuo de corrente [1]:

Figura 13–Circuito G(s)



$$G(s) = Kd \cdot \frac{s + \frac{1}{Wza}}{\frac{1}{Wo^2} + \frac{1}{Wo \cdot Q} + 1} \quad (4)$$

Com:

$$Kd = Vin \cdot \frac{N2}{N1} \quad (5)$$

$$Wo = \sqrt{\frac{Rload + rL}{L \cdot C \cdot (Rload + rC)}} \quad (6)$$

$$Q = \frac{Wo \cdot L}{rC + rL + \frac{L}{C \cdot (Rload + rC)}} \quad (7)$$

$$Wza = \frac{1}{(rC \cdot C)} \quad (8)$$

Onde:

- Kd = ganho estático da planta;
- Wo = frequência de ressonância da planta;

- Q = fator de mérito do filtro RLC;
- W_{za} = zero promovido pelos elementos não ideais do capacitor;
- L = indutância do filtro RLC;
- C = capacitância do filtro RLC;
- r_L = resistência interna do indutor;
- r_C = resistência interna do capacitor;
- R_{load} = resistor de carga do conversor DC-DC;

2.3.4. Transdutor – $H(s)$

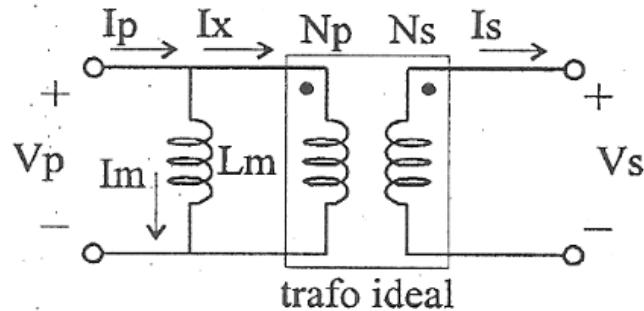
A instrumentação nesse tipo de conversor é normalmente um circuito divisor de tensão com um capacitor ligado em paralelo com a saída do divisor. O pólo inculido por este capacitor deve ser projetado para ficar em uma frequência acima da metade da frequência de chaveamento do conversor para que não interfira na dinâmica do mesmo [1].

2.4. TRANSFORMADOR PUSH-PULL

Em fontes chaveadas, os transformadores são utilizados quando se quer isolar galvanicamente a tensão de entrada e a tensão de saída, e quando é necessário adequar as tensões envolvidas aos níveis desejados. Majoritariamente os transformadores utilizados em fontes chaveadas transferem pulsos de tensão. [2].

Ao fornecer um valor constante de tensão ao primário de um transformador, como o da Figura 14 surge uma corrente de magnetização I_m , responsável por produzir o fluxo de trabalho deste transformador, ϕ_m . A relação entre a quantidade de fluxo produzido e a corrente de magnetização é dada pela indutância de magnetização L_m .

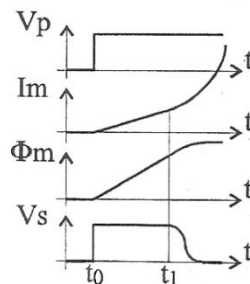
Figura 14 - Modelo simplificado transformador



Fonte: BLAUTH. Y.B. – Aplicações Industriais da Eletrônica

As formas de onda de um transformador transmitindo um pulso de tensão podem ser vista na Figura 15. Enquanto $t_0 < t < t_1$ o circuito encontra-se na região linear. A corrente de magnetização I_m e o fluxo de magnetização Φ_m crescem linearmente e a tensão do secundário é constante. Quando $t > t_1$ o núcleo começa a saturar. Sem variação de fluxo L_m diminui, I_m aumenta e a tensão de secundário cai a zero. Nesta situação o transformador perde suas funções práticas [24].

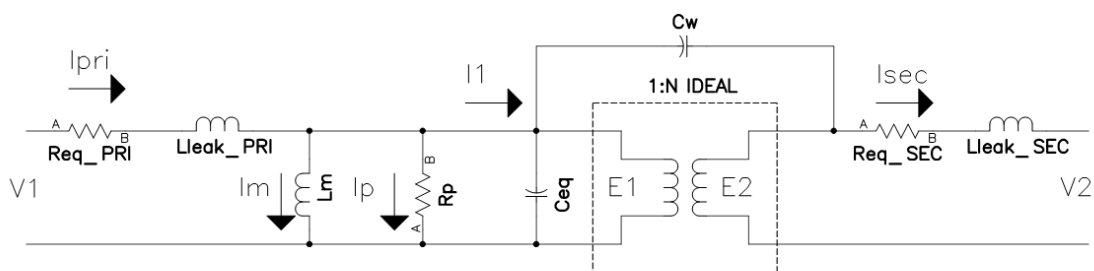
Figura 15 - Principais forma de onda transformador



Fonte: BLAUTH. Y.B. – Aplicações Industriais da Eletrônica

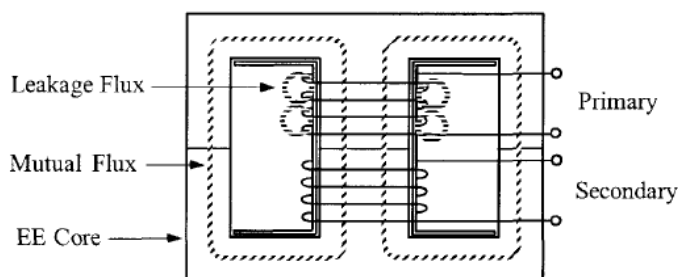
Já um modelo completo de um transformador deve levar em conta outras grandezas, tais como as resistências elétricas dos enrolamentos, as prováveis degradações da seção transversal dos enrolamentos devido ao efeito skin e de proximidade e as indutâncias parasitas geradas por fluxos dispersos. As capacitâncias entre espiras e entre enrolamentos que normalmente não fazem parte dos modelos de transformador que operam em baixa frequência não podem ser ignoradas em transformadores de alta frequência (HF – High Frequency). O modelo de um transformador de HF pode ser visto na Figura 16.

Figura 16 - Modelo de um transformador de HF



Todas as indutâncias parasitas de um transformador são concentradas em duas, uma para o primário e outra para o secundário. Em um transformador ideal com permeabilidade magnética infinita todo o fluxo gerado pelos enrolamentos é concentrado pelo núcleo e concatenado com o secundário formando uma única indutância mútua. Entretanto quando se utiliza um núcleo de ferrite, cuja permeabilidade embora muito maior que a do ar ainda é finita, surgem fluxos dispersos ao longo dos enrolamentos que não são concentrados pelo núcleo e portanto não concatenam completamente os outros enrolamentos do transformador, conforme mostra a Figura 17. [16]

Figura 17 - Indicação do fluxo disperso (Leakage Flux)



Fonte: [16]

O fluxo em um circuito magnético é dado por:

$$\Phi = \frac{\mathfrak{F}}{\mathfrak{R}} \quad (9)$$

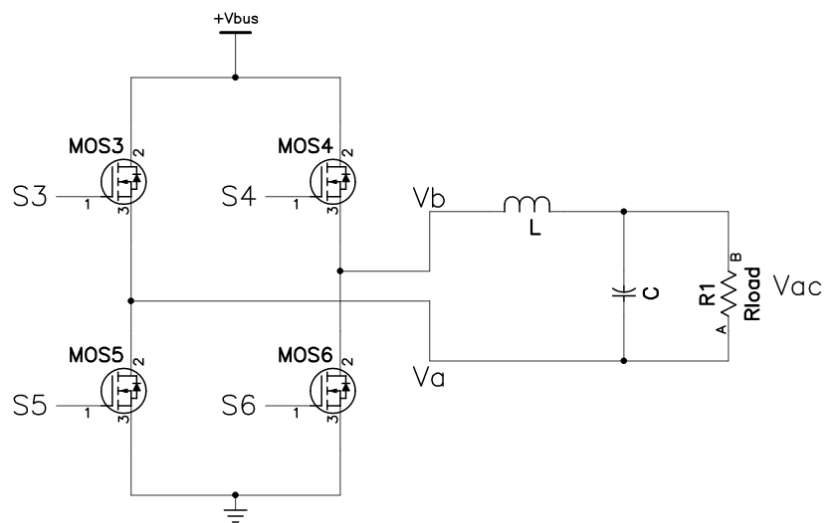
A relutância magnética \mathfrak{R} é relacionada com o material isolante e com a espessura deste material, que forma um gap magnético entre os enrolamentos. Para minimizar a geração de fluxo e, por conseguinte o fluxo disperso, diminui-se a força magneto motriz \mathfrak{F} dada pelo produto da corrente que passa pelo enrolamento pelo número de espiras deste enrolamento.

Uma forma de fazer isso é dividindo o enrolamento em diversas seções e intercalando seções do enrolamento primário e do secundário. A cada divisão em um enrolamento a \mathfrak{L} cai pela metade também e portanto a indutância de dispersão também. [16].

2.5. CONVERSOR CC-CA

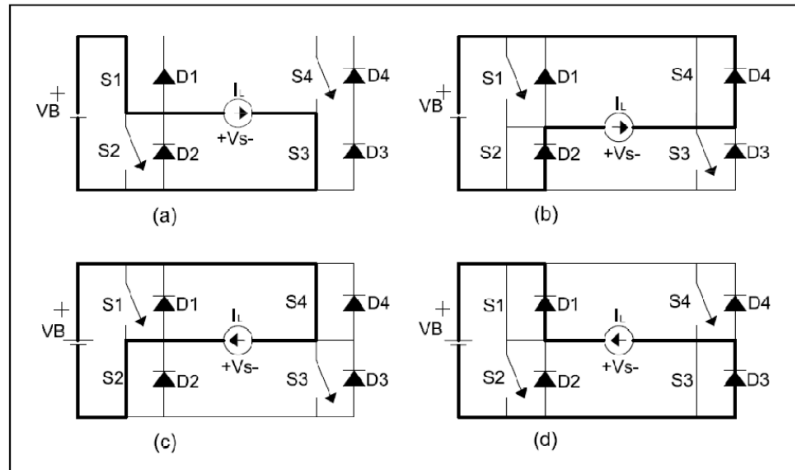
É analisado agora o segundo bloco de processamento de potência, composto pelo inversor em ponte completa e pelo filtro LC de saída. Trata-se do último estágio de conversão, responsável pela conversão da tensão de saída fornecida pelo conversor push-pull em uma tensão senoidal de baixo conteúdo harmônico com amplitude e tensão controladas. A saída da ponte é composta pelas duas saídas flutuantes das meias pontes, conforme Figura 18. Na sequência tem-se o filtro LC responsável por filtrar as componentes harmônicas da modulação SPWM e interpolar o sinal resultante em uma senóide.

Figura 18 - Topologia ponte completa + filtro LC



Para analisar os modos de operação de um inversor alimentando uma carga RLC é usual modelar a carga como apenas um indutor e, portanto num período de tempo muito curto como uma fonte de corrente. Este tipo de topologia é capaz de fornecer energia para a carga nos quatro quadrantes de operação de acordo com a combinação de chaves ligadas e desligadas em um dado momento, conforme a Figura 19. Nos momentos de transição entre um conjunto de interruptores ativo para outro os diodos em paralelo com as chaves garantem a continuidade da corrente. [15]

Figura 19 - Modos de operação inversor



Fonte: [15]

2.5.1. MODULAÇÃO E DEMODULAÇÃO PWM

O índice demodulação que relaciona o valor de pico da tensão de saída ao nível de tensão do barramento CC é dado por [20]:

$$Ma = \frac{V_{acpico}}{+V_{bus}} \quad (10)$$

O índice de modulação é um parâmetro muito importante, pois define o valor mínimo da tensão de entrada do inversor ponte completa, já que índices de modulação superiores a 0,9 implicam maior THD (Total Harmonic Distortion). Outro parâmetro importante para qualidade da forma de onda da tensão de saída é o índice de frequência, que relaciona a frequência de comutação (F_o) do inversor ponte completa à frequência da tensão de saída fundamental (F_m): [20]

$$Mf = \frac{F_o}{F_m} \quad (11)$$

Para índices de frequência menores que 20 é necessário sincronizar o sinal modulante e a portadora, e Mf deve ser inteiro e ímpar para não deteriorar a THD do sinal de saída.

Para índices maiores não é necessário estes cuidados e quanto maior o índice mais fácil se torna a filtragem e melhor a aparência do sinal de saída.

Um sinal PWM é um trem de pulsos com largura variável e para estimar o espectro do sinal modulado e descobrir quais frequências necessitamos filtrar para reconstruir o sinal modulante, utiliza-se o uso da série de Fourier para um trem de pulsos genérico:

$$e_{0(t)} = \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} \frac{n\pi\tau_0}{T_0} \cdot \cos \omega_0 t \quad (12)$$

Mas no caso do sinal PWM, ao invés de τ_0 temos $\tau(t)$, definido como:

$$\tau(t) = \tau_0 [1 + m \cdot \cos \omega_m t] \quad (13)$$

Portanto:

$$e_{0(t)} = \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} (1 + m \cdot \cos \omega_m t) + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} \left[\frac{n\pi\tau_0}{T_0} (1 + m \cdot \cos \omega_m t) \right] \cdot \cos \omega_0 t \quad (14)$$

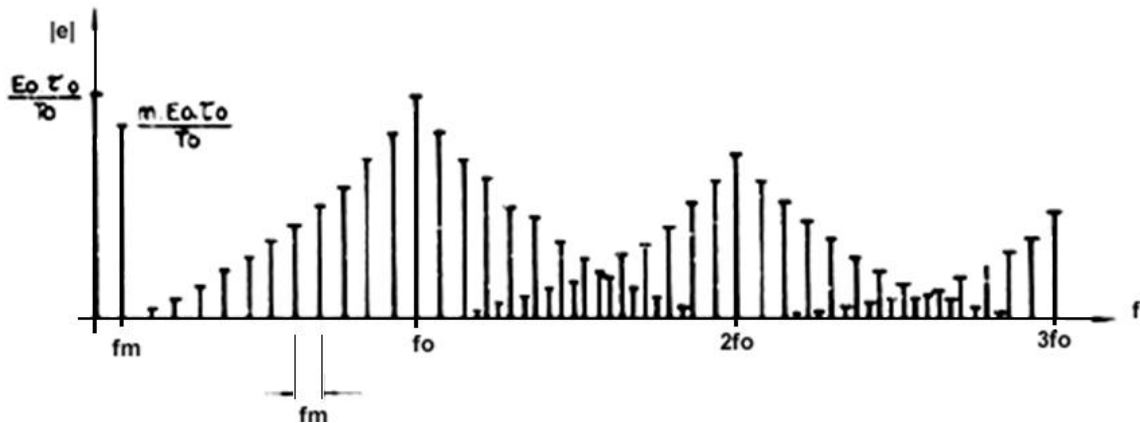
$$e_{0(t)} = \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} + m \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} \cos \omega_m t + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} \left[\frac{n\pi\tau_0}{T_0} + m \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} \cos \omega_m t \right] \cdot \cos \omega_0 t \quad (15)$$

Com estas definições podemos definir os seguintes termos:

- $\frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0}$: valor constante, independente do tempo, é o valor médio do sinal modulado, nulo para uma senóide;
- $m \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} \cos \omega_m t$: correspondente ao sinal modulador (mensagem) que se deseja recuperar, a própria senóide de 60Hz;
- $\frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \operatorname{sen} \left[\frac{n\pi\tau_0}{T_0} + m \frac{E_0 \cdot \tau_0}{T_0} \cos \omega_m t \right] \cdot \cos \omega_0 t$: é uma função de Bessel que se desenvolve numa somatória de cossenóides de velocidades angulares múltiplas de ω_m .

Assim para cada valor de “n” teremos um espectro semelhante distribuído em torno de um harmônico da portadora, conforme a Figura 20.

Figura 20 - Espectro de um sinal modulado em PWM com portadora f_0



- f_m : frequência do sinal modulante, no caso 60Hz;
- f_0 : frequência da portadora;

No espectro de amplitudes mostrado na Figura 33 é possível perceber que podemos obter o sinal modulante novamente a partir do sinal PWM simplesmente filtrando as componentes de frequência que não correspondem à frequência do sinal modulante.

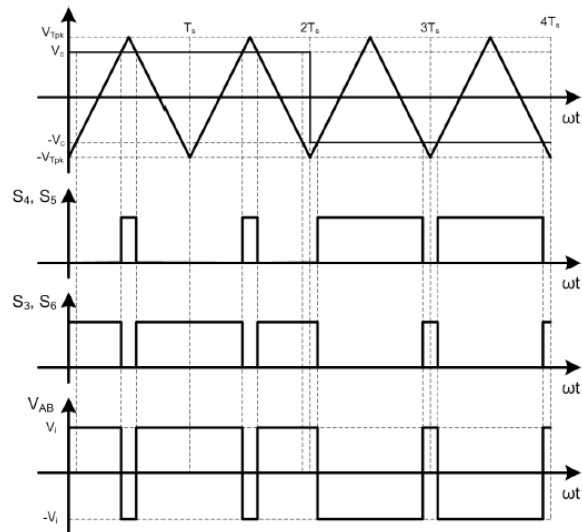
Pontes completas podem ser controladas por duas técnicas de: a modulação bipolar e a modulação unipolar. Essas duas técnicas de modulação permitem a obtenção de uma tensão de saída alternada com valor eficaz variável a partir de uma tensão de entrada constante utilizando o princípio de variação da largura do pulso de comando dos interruptores da ponte completa [20].

2.5.2. Modulação PWM Bipolar

A modulação PWM bipolar consiste simplesmente em comandar o fechamento dos interruptores de um mesmo braço de forma complementar entre si e os interruptores do outro braço de forma cruzada. Assim, os interruptores S4 e S5 recebem o mesmo sinal de comando e os interruptores S3 e S6 recebem este mesmo sinal invertido. [20]

Uma maneira prática de gerar o sinal de comando é através da comparação de uma tensão de controle (moduladora senoidal $F_m = 60\text{Hz}$) com uma onda triangular (portadora, F_0), possibilitando assim a geração de um sinal PWM na frequência da portadora com tensão $+V_{bus}$ e com tensão $-V_{bus}$, conforme a Figura 21. [20]

Figura 21 - Modulação PWM Bipolar

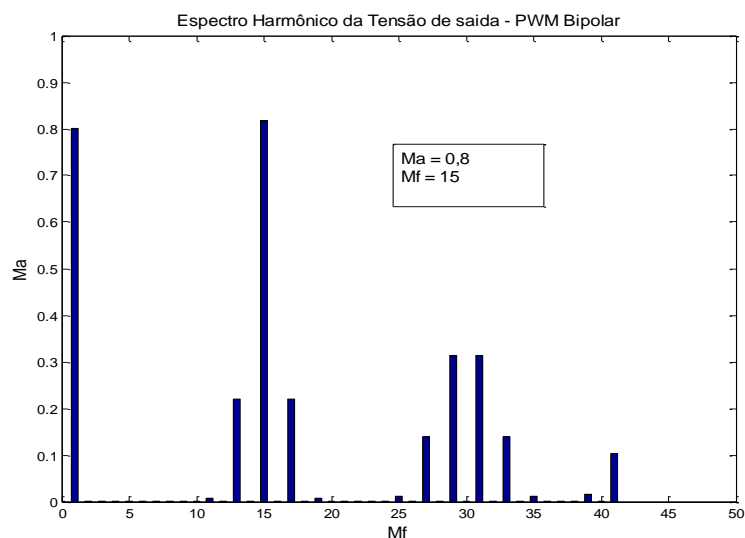


Fonte: [20]

Embora seja mais fácil gerar esta modulação ela tem algumas características não ótimas:

- A frequência da portadora é a mesma frequência de chaveamento dos transistores da ponte
- A frequência da portadora está presentes no sinal de saída
- Os lóbulos laterais gerados pela modulação PWM tem aproximadamente metade da amplitude da portadora e se apresentam em torno da mesma desde o primeiro harmônico.

Figura 22 - Espectro sinal PWM Bipolar



2.5.3. Modulação PWM Unipolar

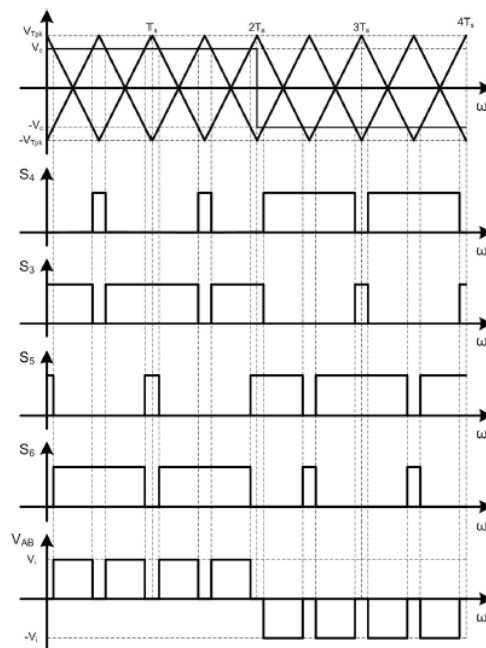
A segunda técnica de modulação analisada é a modulação unipolar. Essa técnica é mais elaborada que a técnica bipolar, já que os sinais de controle são gerados através da comparação do sinal modulante com duas portadoras triangulares defasadas de 180° entre si.

Assim como na modulação bipolar, os complementos desses sinais são utilizados no comando dos interruptores, totalizando 2 sinais de comando distintos, ou seja, cada braço da ponte possui seu próprio sinal de comando gerado de forma independente. Esses sinais e as demais formas de onda pertinentes são mostrados na Figura 23.

Pode-se constatar que a técnica de modulação unipolar consiste em manter sempre dois interruptores fechados, não necessariamente de forma cruzada como na modulação bipolar, e que os interruptores de um mesmo braço são comandados de forma complementar enquanto os interruptores de braços diferentes na mesma diagonal recebem sinais de comando iguais, porém defasados de 180° elétricos entre si. [20]

Esta modulação faz com que a tensão de saída possa ser $+V_{bus}$, $0V$ e $-V_{bus}$.

Figura 23 - Modulação PWM Unipolar

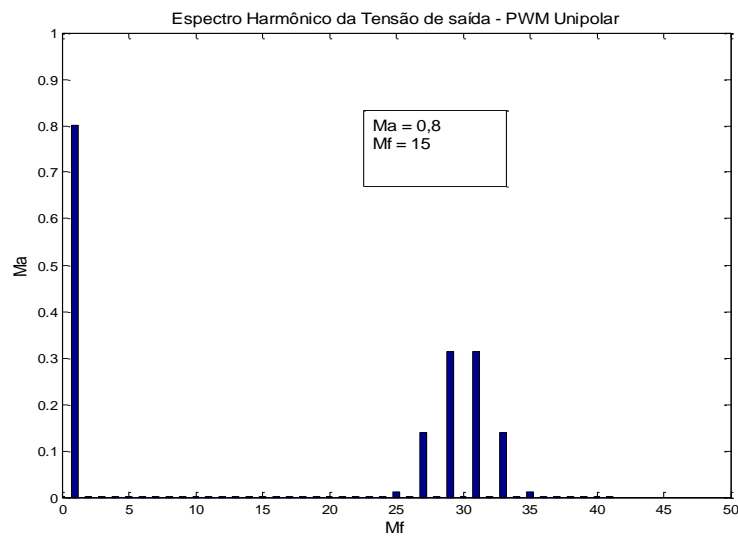


Fonte: [20]

Esta modulação ela tem algumas características mais apropriadas à filtragem de componentes de alta frequência:

- A frequência da portadora é a o dobro da frequência de chaveamento dos transistores da ponte.
- Nem frequência da portadora nem tampouco suas harmônicas estão presentes no sinal de saída
- Os lóbulos laterais gerados pela modulação PWM se apresentam em torno da mesma desde o segundo harmônico.

Figura 24 - Espectro sinal PWM Bipolar

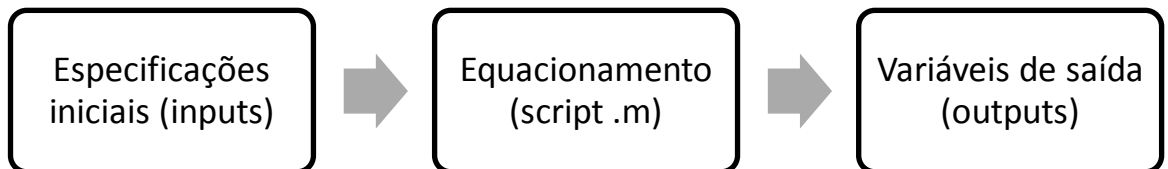


3. METODOLOGIA E DESENVOLVIMENTO

Segue neste capítulo a descrição do método utilizado para atingir os objetivos propostos.

Para dimensionar os conversores de forma versátil e dinâmica criou-se um conjunto de scripts em MATLAB com os procedimentos de cálculo. Este script recebe um conjunto de especificações e retorna as principais variáveis envolvidas em cada conversor, conforme a Figura 25.

Figura 25 - Sequência de dimensionamento



Todas as equações descritas ao longo das seções de equacionamento foram agrupadas e organizadas nos três arquivos .m do MATLAB que estão dispostos nos apêndices no final do trabalho.

As especificações de entrada bem como os valores retornados serão discutidos ao longo do texto. Para validar os cálculos, o sistema foi montado em placas de circuito impresso, e então se adquiriu os dados experimentais.

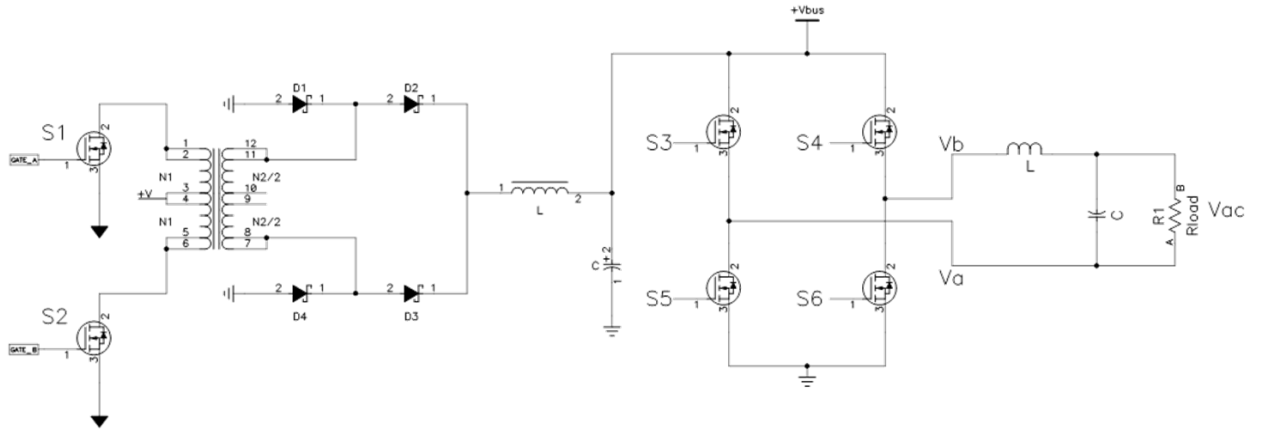
3.1. DESCRIÇÃO DA TOPOLOGIA GERAL

A fim de validar o estudo e dimensionamento dos conversores revisados aqui é proposto a implementação de dois conversores em cascata CC-CC/CC-CA.

Para a obtenção de um sistema com eficiência elevada, pureza espectral adequada e pequeno volume o sistema foi dividido em duas etapas. A primeira sendo um conversor CC-CC em topologia push-pull que eleva a tensão do banco de baterias para um valor acima da tensão de pico da rede e o segundo, o conversor CC-CA constituído com base em um circuito

chopper de quatro quadrantes, controlado por um microcontrolador, que transforma a tensão DC do barramento em uma senóide com o auxílio de um filtro LC, conforme a Figura 26. [14]

Figura 26 - Topologia do sistema proposto



3.2. EQUACIONAMENTO CONVERSOR PUSH-PULL

Nessa seção é exposto um método para dimensionamento do conversor push-pull. Todas estas equações desta seção foram agrupadas e organizadas no arquivo .m que consta no APENDICE A.

Para seguir com o dimensionamento do conversor push-pull primeiramente devem-se especificar as seguintes variáveis iniciais: [14]

- Tensão de entrada nominal: V_{in} ;
- Tensão de entrada máxima: V_{inmax} ;
- Tensão de entrada mínima: V_{inmin} ;
- Potência de saída: P_{out} ;
- Eficiência estimada: η ;
- Frequência de chaveamento: f_s ;

O período é definido pela frequência:

$$T = \frac{1}{f_s} \quad (16)$$

Sendo o máximo tempo de chave ligada teórico:

$$t_{onmax} = \frac{T}{2} \quad (17)$$

Sendo necessário prever um tempo morto entre o chaveamento dos enrolamentos secundários limita-se o ciclo de trabalho em:

$$D_{max} = 0,9 \cdot \frac{t_{on}}{T} \quad (18)$$

O que leva a um tempo morto mínimo, que ocorrerá quando $V_{in} = V_{inmin}$ de:

$$T_{deadtime} = (1 - 2 \cdot D_{max}) \cdot T \quad (19)$$

Estima-se a eficiência global do sistema η , através da qual é determinada a potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (20)$$

Tendo a potência de entrada e a tensão de entrada mínima determina-se a máxima corrente média de entrada:

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{inmin}} \quad (21)$$

Com a qual se determina a máxima corrente supondo a corrente de forma quadrada:

$$I_{ftp} = \frac{I_{in}}{2 \cdot D_{max}} \quad (22)$$

Necessária para determinação da corrente de entrada RMS:

$$I_{inRMS} = I_{ftp} \cdot \sqrt{2 \cdot D_{max}} \quad (23)$$

E da corrente RMS de cada chave:

$$I_{chaveRMS} = I_{ftp} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (24)$$

Supondo um transiente de tensão de 30% devido a elementos parasitas a chave deve suportar:

$$V_{break_{chave}} = 1,3 \cdot 2 \cdot V_{in_{max}} \quad (25)$$

A relação de transformação do transformador deve ser pelo menos:

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{out}}{2 \cdot V_{in_{min}} \cdot D_{max}} \quad (26)$$

O que leva aos seguintes limites no ciclo de trabalho:

$$D_{min} = \frac{V_{out}}{2 \cdot N \cdot V_{in_{max}}} \quad (27)$$

$$D_{nom} = \frac{V_{out}}{2 \cdot N \cdot V_{in}} \quad (28)$$

$$D_{max} = \frac{V_{out}}{2 \cdot N \cdot V_{in_{min}}} \quad (29)$$

A corrente média nominal de saída é dada por:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (30)$$

Da onde se extrai a corrente RMS máxima do secundário:

$$I_{sec_{RMS}} = I_{out} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (31)$$

A tensão que os diodos do retificador devem bloquear deve ser pelo menos de:

$$V_{rrm_{diode}} = N \cdot V_{in_{max}} \quad (32)$$

A indutância mínima do filtro de saída deve ser estipulada tomando como base a tensão sobre a qual o indutor fica submetido, o tempo pelo qual esta tensão é aplicada sobre o indutor para uma dada variação de corrente.

$$L_{min} = (N \cdot V_{in_{max}} - V_{out}) \cdot \frac{t_{on_{max}}}{\Delta I_{lpp}} \quad (33)$$

O capacitor de filtragem de saída deve ser projetado de modo a garantir ΔV_o pequeno e é calculado como segue:

$$C_{out} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\Delta I_l}{\Delta V_o} \cdot T \quad (34)$$

A corrente RMS que este capacitor deve suportar é:

$$I_{cout_{RMS}} = \sqrt{2 \cdot (I_{sec_{RMS}})^2 - I_{out}^2} \quad (35)$$

Já o capacitor de entrada deve ser tal que supra os picos de corrente garantindo o mínimo de variação na tensão de entrada enquanto o pulso de corrente é transferido para o secundário:

$$I_{cin_{RMS}} = \sqrt{I_{in_{RMS}}^2 - I_{out}^2} \quad (36)$$

$$C_{in} = I_{cin_{RMS}} \cdot \frac{t_{onmax}}{\Delta V_{in}} \quad (37)$$

3.3. DIMENSIONAMENTO CONVERSOR PUSH-PULL

Com as equações descritas na seção anterior organizadas no APENDICE A, entra-se com as especificações da Tabela 1 no script de cálculo:

Tabela 1 - Especificações de projeto conversor CC-CC

Descrição	Sigla	Valor
Tensão de entrada mínima	$V_{in_{min}}$	23V
Tensão de entrada nominal	V_{in}	24V
Tensão de entrada máxima	$V_{in_{max}}$	28V
Potência nominal de saída	P_{out}	150W
Tensão de saída	V_{out}	180V
Eficiência estimada	η	85%
Frequência de chaveamento	f_{sw}	90KHz

A potência de saída embora aparentemente baixa está relacionada ao modo manual como o transformador foi confeccionado. Para lidar eficientemente com as altas correntes dos primários e a frequência de operação é necessário prever vários enrolamentos em paralelo, o que torna difícil a execução manual do transformador sem deteriorar o balanceamento do fluxo de cada ramo primário. Ficará claro ao longo do desenvolvimento que este conversor pode ser levado até 1500W simplesmente terceirizando a confecção do transformador.

As tensões de entrada equivalem a um banco de baterias formado por duas baterias em série quando totalmente carregadas e quando quase completamente descarregadas.

A tensão de saída foi especificada para promover um índice de modulação de 0,9 no conversor CC-CA. Como se deseja fornecer uma tensão senoidal de $115V_{RMS}$ na saída do conversor CC-CA, portanto com valor de pico de aproximadamente em 160V, a tensão que o conversor CC deve fornecer deve ser maior que esta, especificamente 180V.

A frequência de chaveamento foi escolhida tal que minimizasse as dimensões dos elementos magnéticos e que não fosse alta o suficiente para promover perdas consideráveis no chaveamento das chaves nem nos núcleo ferros magnéticos. [14]

O dimensionamento que o APENDICE A retorna pode ser visto na Tabela 2.

Tabela 2 - Dimensionamento conversor CC-CC

Descrição	Sigla	Valor
Período de chaveamento:	T	10us
Limite teórico de chaveamento por ramo do push-pull:	T_{on_limite}	5us
Duty-cycle max, considerando folga para dead-time:	D_{max}	0,45
Potência de entrada assumindo eficiência menor que 100%	P_{in}	176,5W
Corrente média de entrada máxima:	I_{in}	7,67A
Corrente equivalente flat topped:	I_{pft}	8,52A
Corrente RMS máxima de entrada:	$I_{in_{rms}}$	8,09A
Corrente RMS máxima do MOSFET:	$I_{mos_{rms}}$	5,72A
Tensão mínima Vds do MOSFET	$V_{brk_{mos}}$	61,60V
Razão de transformação do transformador	N	9
Duty-cycle mínimo (para $V_{in_{max}}$)	D_{min}	0,36
Duty-cycle nominal (para V_{in})	D_{nom}	0,42
Duty-cycle max	D_{max}	0,44

Corrente média de saída	I_{out}	0,83 A
Corrente RMS máxima de saída	$I_{sec_{rms}}$	0,56 A
Tensão reversa do diodo (ponte retificadora completa)	$V_{brk_{diode}}$	252 V
Indutância mínima (CCM, ΔI_{out} 25%)	L_{min}	620uH
Capacitor de saída (variação 0.1% de V_{out})	C_{out}	86nF
Corrente RMS do capacitor de entrada	$I_{c_{rms}}$	2,56A
Capacitor de entrada (variação de 0.1% de V_{in})	C_{in}	48uF

A chave de entrada será o mosfet IRF3207 que suporta 75V entre dreno e source e uma corrente de 180A, portanto com uma tensão 20% acima da máxima tensão de operação e com uma corrente sobre dimensionada algumas vezes, garantindo robustez.

Os diodos retificadores serão do tipo MUR460, que suportam 400V quando reversamente polarizados e podem conduzir até 4A quando polarizados diretamente, portanto com praticamente o dobro da tensão de ruptura dimensionada pelo script.

O indutor de saída tem uma indutância nominal de 750uH e corrente de saturação de 10A e é enrolado sobre um núcleo de pó de ferro toroidal com fator de indutância de 95nH/N² e 115 espiras.

Embora a especificação do capacitor de saída seja de poucos nF escolheu-se um valor de 33uF já que o conversor CC-CA pode gerar correntes reativas que carregarão este capacitor. Com um valor maior de capacitância o pico de tensão gerado é menor para a mesma corrente reativa.

3.4. EQUACIONAMENTO DO TRANSFORMADOR PUSH-PULL

As equações desta seção estão organizadas no APENDICE B.

Todo o ferramental matemático necessário para o projeto de transformadores vem de algumas leis e relações fundamentais [7]. São elas:

A lei de Faraday:

$$v = -\frac{d(L.I)}{dt} = -\frac{d(\lambda)}{dt} \text{ ou simplesmente } -N\frac{d(\phi)}{dt} \quad (38)$$

A lei de conservação de energia:

$$V1.I1 = V1.I2 \quad (39)$$

Das quais resultam a relação clássica de transformação:

$$\frac{V2}{V1} = \frac{I1}{I2} = \frac{N2}{N1} \text{ e } \left(\frac{N2}{N1}\right)^2 = \frac{R1}{R2} \quad (40)$$

Também da lei de Faraday ao integrar ambos os lados obtêm-se:

$$\int \frac{V}{N} dt = \phi [Wb] \quad (41)$$

Definindo $\phi = \frac{B}{A}$ e fazendo a tensão constante e igual à V_{in} chega-se a outra relação fundamental no projeto de transformadores:

$$\Delta B = \frac{V_{in} \cdot ton}{Ac \cdot Np} [T] \quad (42)$$

A qual é utilizada para determinar o número de espiras mínimo para garantir que o núcleo não sature:

$$N_{min} = \frac{V_{max} \cdot ton}{2 \cdot B_{max} \cdot Ac} [espiras] \quad (43)$$

Entretanto as mesmas não resolvem diretamente a escolha da área de seção transversal Ac , ou em outras palavras, não definem qual o tamanho de núcleo ótimo que cumpre as especificações dadas.

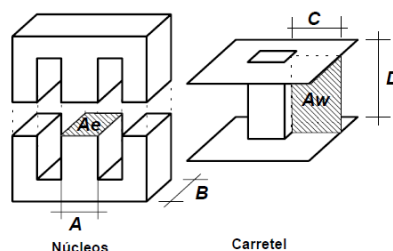
Para tal existe uma relação chamada produto das áreas Ap , exemplificada na Figura 27, que relaciona alguns parâmetros físicos do núcleo com a potência transferida da seguinte forma [7]:

$$Ap = Aw \cdot Ae = \frac{P}{2 \cdot Ku \cdot Kp \cdot Ki \cdot J \cdot \Delta B \cdot Fs} [cm^4] \quad (44)$$

Sendo:

- P = potência transferida;
- Ku = fator de utilização da janela;
- Ki = relação entre corrente média de entrada e corrente RMS;
- Kp = fator de utilização do enrolamento primário N1;
- Fs = frequência de chaveamento;
- J = densidade de corrente;

Figura 27 - $Ap = Ae \cdot Aw$



Fonte: INEP – Projeto Físico de Magnéticos – Ivo Barbi

Como os fatores Ku, Ki, Kp são tabelados para cada tipo de conversor, eles não são otimizados para cada projeto.

Por causa deste motivo foi desenvolvido outro método para a seleção de núcleos para os transformadores, o método do Coeficiente Geométrico.[14]

Nele especifica-se:

- Densidade de fluxo máxima: Bm;
- Frequência de chaveamento: f;
- Eficiência: η ;
- Potência de saída: Po;
- Fator de utilização da janela: Ku;
- Regulação: α ;

Então se calcula a potência aparente do transformador:

$$P_{ap} = \frac{P_o}{\eta} + P_o \text{ [W]} \quad (45)$$

O coeficiente elétrico do transformador:

$$K_e = 0,145 \cdot K_f \cdot f^2 \cdot B_m^2 \cdot (10^{-4}), \quad (46)$$

$$K_f = 4 \text{ para onda quadrada}$$

E chega-se ao mínimo fator geométrico requerido pelas especificações:

$$K_g = \frac{P_{ap}}{2 \cdot K_e \cdot \alpha} \text{ [cm}^5\text{]} \quad (47)$$

O fator geométrico de um transformador real é dado por:

$$K_{gr} = \frac{W_a \cdot A_c^2 \cdot K_u}{MLT} \text{ [cm}^5\text{]} \quad (48)$$

Onde:

- W_a = área da janela [cm²];
- A_c = área da seção transversal central do núcleo [cm²];
- K_u = fator de utilização, 0,3 normalmente;
- MLT = Mean Length per Turn, ou comprimento médio do fio por volta [cm];

E escolhe-se o menor $K_{gr} > K_g$ de forma a não subaproveitar o núcleo.

Só depois que o núcleo está definido que se utiliza a equação de N_{min} para especificar a quantidade mínima de espiras no primário.

Com N_1 definida calcula-se:

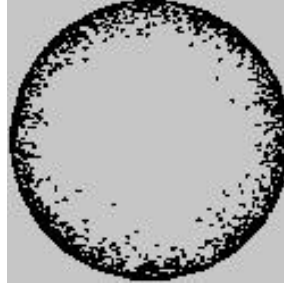
$$N_2 = (N \cdot N_1) \cdot 1,1 \quad (49)$$

Acrescentam-se estes 10% ao secundário como forma de compensar a eventual queda de tensão que ocorrerá com a passagem de I_{sec} .

Para especificar os enrolamentos de um transformador parte-se do efeito skin que modifica a distribuição de corrente em um condutor de acordo com a frequência, fazendo com

que quanto mais alta a frequência das harmônicas de corrente mais elas se concentrem espacialmente na periferia do condutor, conforme indica a Figura 2828.

Figura 28 - Efeito skin, pontos escuros denotam maior densidade de corrente.



Fonte: 0275- 9306/87/0000 1987 IEEE

A profundidade de penetração da corrente é dada por [16]:

$$depth = \frac{6,62}{\sqrt{f}} [cm] \quad (50)$$

E, portanto o fio que aperfeiçoa a utilização da seção transversal do condutor é aquele com diâmetro $d = 2 \cdot depth$

Um fio mais grosso terá a parte central do condutor com densidades de corrente próximas a zero e um fio mais fino fará com que seja necessária uma quantidade maior de enrolamentos em paralelo para uma dada densidade de corrente.

É importante notar que essa abordagem leva em consideração apenas a primeira harmônica de corrente. Um projeto mais rigoroso deverá utilizar enrolamentos do tipo foil (enrolamento laminar) ou com fios tipo Litz (cabo formado por dezenas de fios esmaltados mais finos encapsulados por um tecido de nylon).

Com a definição do diâmetro ótimo calcula-se a área deste condutor ótimo:

$$A_{otimo} = \pi \cdot \frac{d^2}{4} \quad (51)$$

Após especificar a densidade de corrente J calcula-se o número de enrolamentos em paralelo para ramo primário e secundário:

$$n_{enr_pri} = \frac{\frac{I_{chave_{RMS}}}{J}}{Aotimo} \quad (52)$$

$$n_{enr_sec} = \frac{\frac{I_{sec_{RMS}}}{J}}{Aotimo} \quad (53)$$

A densidade de corrente normalmente é estipulada entre 500A/cm² e 800A/cm² em conversores push-pull e ao fazer a densidade de corrente do primário igual a do secundário garante-se a mesma dissipação de potência e portanto um aquecimento mais uniforme, resultando em menos esforços mecânicos dentro do transformador após a envernização do mesmo [14].

3.5. DIMENSIONAMENTO TRANSFORMADOR PUSH-PULL

O transformador do conversor Push-pull segue as especificações da Tabela 3 e também é calculado pelo script do APENDICE A.

Tabela 3 - Especificações de projeto transformador push-pull

Descrição	Sigla	Valor
Regulação	α	0,05%
Densidade de fluxo de pico gerado pelo primário	Bmax	50mT
Fator de utilização	Ku	0.3
Fator de forma	Kf	4
Comprimento médio por espira	MLT	10,5 cm
Área da janela	Wa	2,56 cm ²
Área da seção transversal	Ac	2,4 cm ²
Densidade de corrente	J	750 A/cm ²
Fator de indutância	Al	6350 nH ² /N

Quando se opera um núcleo de ferrite a uma frequência alta as perdas no laço de histerese se tornam significativas e portanto o fluxo máximo deve ser mantido pequeno para que a área do laço de histerese também se mantenha pequena e conseqüentemente as perdas também. No caso, cerca de um décimo do limite físico do núcleo.

As especificações à partir da Área da Janela foram feitas depois de algumas iterações até que o núcleo fosse especificado pelo método do coeficiente geométrico. Os dados que ali constam são referentes ao núcleo MMT140EE4220 do fabricante Magmatec. O material denominado 140 tem permeabilidade magnética inicial de 2300 e satura em 510mT.

O dimensionamento retornado pelo APENDICE A pode ser visto na Tabela 4.

Tabela 4 - Dimensionamento transformador push-pull

Descrição	Sigla	Valor
Potência aparente do transformador	Ps	303VA
Parâmetro elétrico do transformador	Ke	7018
Parâmetro geométrico mínimo	Kg _{min}	0.0432
Parâmetro geométrico do transformador	Kg	0.4213
Número de espiras de cada ramo primário	N1	4
Indutância de cada ramo do primário	Lp	101 uH
Número de espiras do secundário	N2	36
Penetração skin na frequência f	Depth	0.02 cm
Diâmetro ótimo do fio baseado no efeito skin	d _{ótimo}	0.04 cm
Área ótima de seção transversal dos enrolamentos	A _{ótimo}	0.0014 cm ²
Número de enrolamentos primários em paralelo	n _{pri}	8
Número de enrolamentos secundários em paralelo	n _{sec}	1

Através dos parâmetros Kg_{min} e Kg nota-se que o núcleo escolhido está sobre dimensionado 10 vezes, corroborando o que foi dito no início do capítulo.

A indutância de magnetização de 100uH quando conectada à tensão de entrada Vin_{min} por T_{on_{limite}} produziria uma corrente de magnetização de:

$$I_{mg} = \frac{T_{on_{limite}} \cdot Vin_{min}}{L_m} = \frac{5\mu s \cdot 23V}{101\mu H} = 1.15A \quad (54)$$

Entretanto por motivos de melhor aproveitamento do carretel do transformador escolheu-se a utilização de N1 = 10 e N2 = 100, portanto o novo valor da indutância de magnetização é:

$$L_m = 6350e - 9 \cdot 10^2 = 635\mu H \quad (55)$$

E o novo valor da indutância de magnetização é:

$$I_{mg} = \frac{5\mu s \cdot 23V}{635\mu H} = 0.181A \quad (56)$$

O enrolamento primário foi enrolado com fio Litz 40 x AWG 32, portanto com seção transversal de $40 \times 0,0032 \text{ cm}^2 = 0,128 \text{ cm}^2$. Assim sendo não foi necessário enrolar os n_{pri} enrolamentos primários para cumprir com o J desejado.

3.6. DIMENSIONAMENTO SNUBBER

A determinação da capacitância equivalente vista pelos terminais do regulador é de uma análise extensa e na prática não é usual. Tenta-se minimizar esta e a sua determinação deve ser feita após a execução do transformador adequando o circuito snubber caso a caso.

Este processo pode ser feito através da experimentação do circuito serie ressonante formado, um gerador de sinais e um osciloscópio, entretanto esse método pode levar a inconsistências devido à variação da permeabilidade magnética com a variação da frequência e, portanto da indutância do circuito série ressonante [9].

O método mais confiável para a determinação da indutância parasita e da capacitância equivalente é com o circuito montado e sem o circuito snubber conectado medir a frequência de oscilação do ring sobre a chave. Após se adicionar um capacitor dez vezes maior que a capacitância da chave e se mede novamente a frequência de oscilação do ring [10].

Com estas informações utiliza-se a relação para descobrir o valor de C_{eq} :

$$\frac{f_{ring_1}}{f_{ring_2}} = \sqrt{\frac{C_{eq} + C_{ext}}{C_{eq}}} \quad (57)$$

Com o valor da C_{eq} definida calcula-se o valor da indutância equivalente:

$$L_{leak} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{ring_1}^2 \cdot C_{eq}} \quad (58)$$

E com ambos os valores em mãos o circuito snubber que melhor amortece o ring é aquele que transforma o circuito em um RLC criticamente amortecido e segue a relação:

$$Rsb = \sqrt{\frac{Leq}{Ceq}} \quad (59)$$

$$Csb = 2. \pi. \frac{\sqrt{Leq. Ceq}}{Rsb} \quad (60)$$

Para o dimensionamento do snubber das chaves mediu-se $Fring1 = 1.462MHz$ e com a adição de um capacitor de $10nF$ em paralelo com a chave a frequência de ring caiu para $Fring2 = 1.064MHz$.

De acordo com as equações 57, 58 se estimam:

$$Ceq = 11nF \quad (61)$$

$$Lleak = 1\mu H \quad (62)$$

E com as equações 54 e 55 define-se:

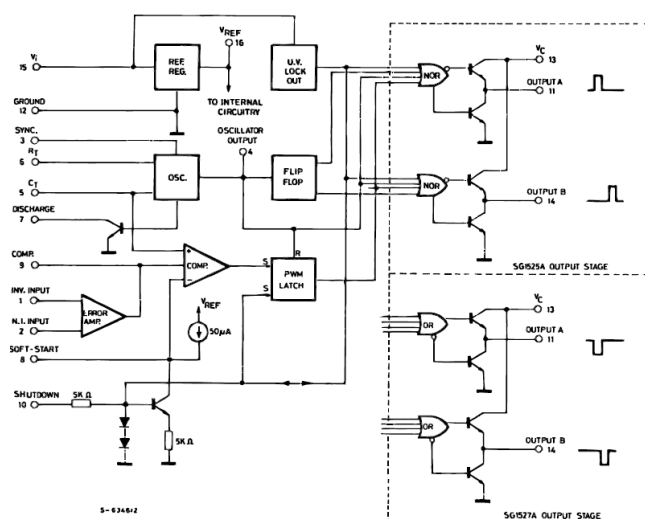
$$Rsn = 10 \text{ ohms} \quad (63)$$

$$Csn = 47nF \quad (64)$$

3.7. CONTROLADOR DO CONVERSOR PUSH-PULL

Existem diversos circuitos integrados comerciais que englobam o gerador de sinais PWM e os blocos de controle. Para este projeto foi escolhido o integrado SG3525 que é especialmente desenvolvido para aplicações push-pull e incorpora funções como soft-start, dead-time ajustável, referência interna com precisão de 1% e geração de sinais com t_{on} idênticos dentro de um ciclo de operação [14]. O diagrama de blocos internos do mesmo é exposto na Figura 29.

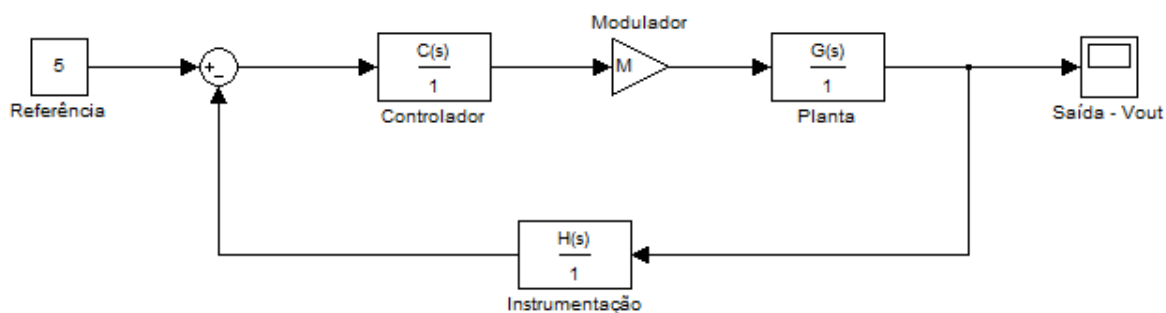
Figura 29 - Diagrama de blocos interno do circuito integrado SG3525



Fonte: Datasheet SG3525A – SGS Thomsom, 2000

Para a implementação do bloco de controle a referência de tensão interna foi ligada na entrada não inversora do amplificador de erro e as impedâncias complexas que compõem o controlador foram implementadas em torno da entrada inversora. Fica claro assim a construção da primeira parte do seguidor de referência da Figura 30.

Figura 30 - Diagrama de blocos do controle do sistema



3.8. PROJETO DO COMPENSADOR PARA O CONVERSOR PUSH-PULL

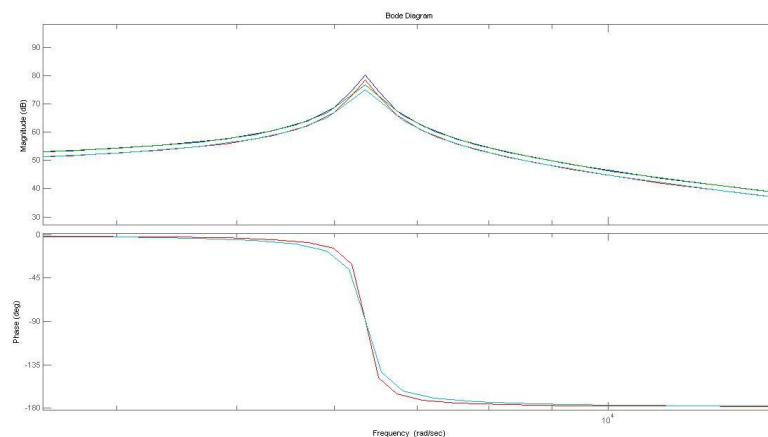
Ao fazer o projeto do compensador é necessário atentar para a variação entre os quatro pontos de operação extremos e que entre estes quatro pontos há infinitas possibilidades de plantas a serem controladas, já que as plantas variam de acordo com a tensão de entrada e com a carga, indiretamente afetando R e por consequência o valor do Q do filtro RLC formado [17].

Ao entrar no script descrito no apêndice B com os dados descritos na Tabela 5 obtemos a função de transferência das plantas na Figura 31. Nota-se uma variação do ganho estático e do valor do amortecimento da função de segunda ordem.

Tabela 5 - Especificações do controle

Descrição	Sigla	Valor
Relação de transformação	N	10
Tensão máxima na saída do retificador	$V_{ret_{max}}$	280 V
Tensão mínima na saída do retificador	$V_{ret_{min}}$	230 V
Tensão de saída	V_{out}	180 V
Corrente máxima de saída	$I_{out_{max}}$	0,83 A
Corrente mínima de saída	$I_{out_{min}}$	0,10A
Frequência de ripple da corrente do indutor	F_{rpl}	$2 \cdot F_{sw} = 180\text{KHz}$
Resistência interna do capacitor	rC	0,2 ohms
Resistência interna do indutor	rL	0,1 ohm
Regulação	REG	0,1 V
Tensão pico a pico da triangular de comparação	V_{tripp}	2,54 V
Capacitor de saída	C_{out}	33uF
Indutor de saída	L_{out}	750uH

Figura 31 - Variação das plantas de acordo com o ponto de operação



Como há uma variação do ganho estático da planta um controlador em avanço/atraso ou um proporcional acarretaria em um erro estacionário que variaria com a tensão do banco de baterias. Com o intuito de obter uma tensão regulada e constante independente da tensão de entrada aplicou-se o controlador PI para zerar o erro estacionário. O zero do controlador

cancelou um dos polos da função de segundo grau e o ganho foi ajustado para que o tempo de acomodação seja o menor possível. Escolheu-se a planta com maior Q e menor ganho estático para projetar o controlador.

A planta a ser controlada, portanto, tem a seguinte função de transferência:

$$C(s) = 646546 \frac{s + 1,51e6}{s^2 + 286s + 4.04e7} \quad (65)$$

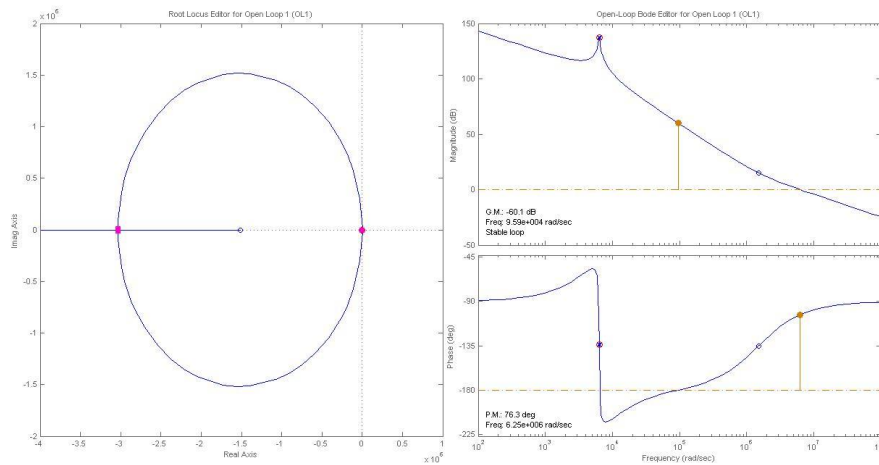
O transdutor H(s) é composto por um divisor resistivo de 2,7K com o paralelo de 100K com 1M8, resultando em um bloco de ganho 0,0277 para que a tensão de saída de 180V resulte um erro nulo ao ser comparado com a referência interna de 5V do integrado SG3525.

O projeto do controlador foi feito pelo método root-locus e o resultado pode ser visto na Figura 32. O sistema realimentado conta com 60dB de margem de ganho e 78 graus de margem de fase, sendo portanto bastante robusto a variações dos parâmetros.

O compensador projetado tem a seguinte função de transferência:

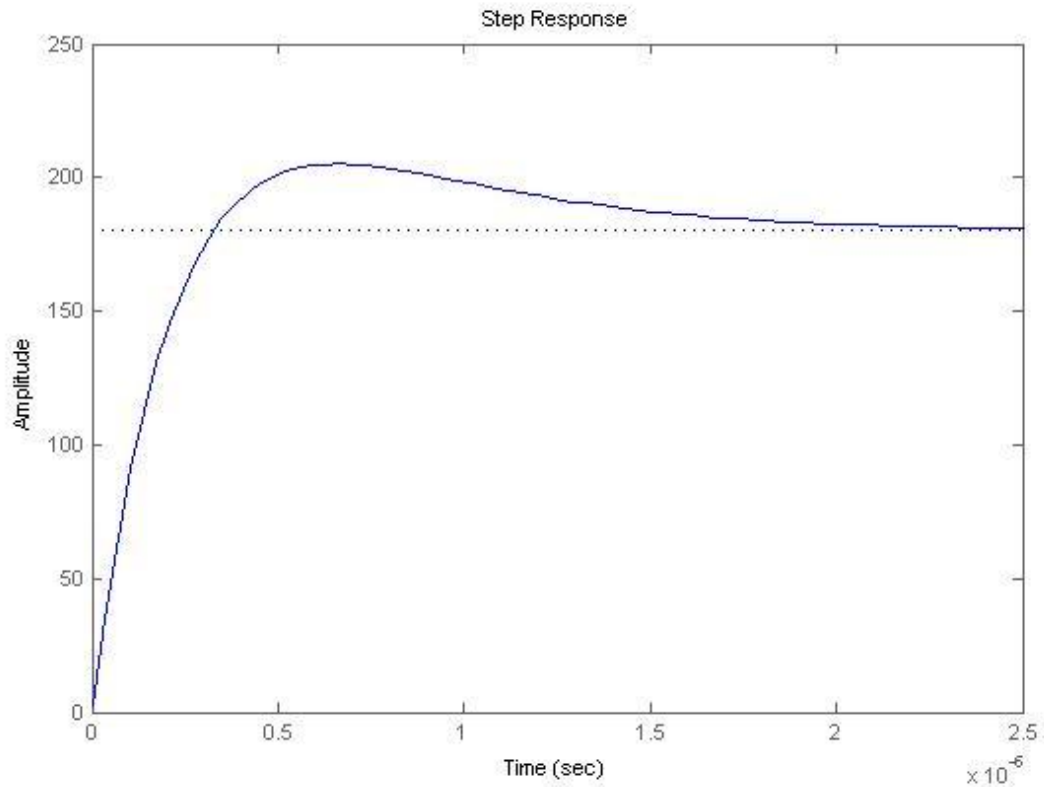
$$C(s) = 340 \frac{s + 6357}{s} \quad (66)$$

Figura 32 - Compensador push-pull PI via root-locus



A resposta ao salto a apresenta um overshoot de 13% e um tempo de acomodação de 2us, como pode ser vista na Figura 44.

Figura 33 - resposta ao salto conversor push-pull



3.9. EQUACIONAMENTO E DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CA

O dimensionamento do conversor CC-CA não envolve tanto equacionamento e portanto não foi gerado um script específico para ele. As especificações dadas são:

Tabela 6 - Especificações conversor CC-CA

Descrição	Sigla	Valor
Tensão de saída do inversor	Vac	115V
Fator de Potência	FP	+ - 0,8
Potencia de saída	Sout	130VA
Corrente a vazio	I_{vazio}	$8\% I_{max}$
Frequência de chaveamento da ponte	Fsw	43200 Hz

O inversor ainda deve operar satisfatoriamente com cargas não lineares, como retificadores com caráter capacitivo.

Segundo [15] A tensão de pico do sinal de saída é:

$$V_p = 115V \cdot \sqrt{2} = 162V \quad (67)$$

A corrente máxima é:

$$I_s = \frac{130W}{115V \cdot 0,8} = 1,41A \quad (68)$$

A corrente à vazio é:

$$I_{vazio} = I_{smax} \cdot 0,08 = 0,113A \quad (69)$$

Portanto o capacitor do filtro deve assumir o valor:

$$C = \frac{0,113}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 115} = 2,6\mu F \rightarrow 2,2\mu F \quad (70)$$

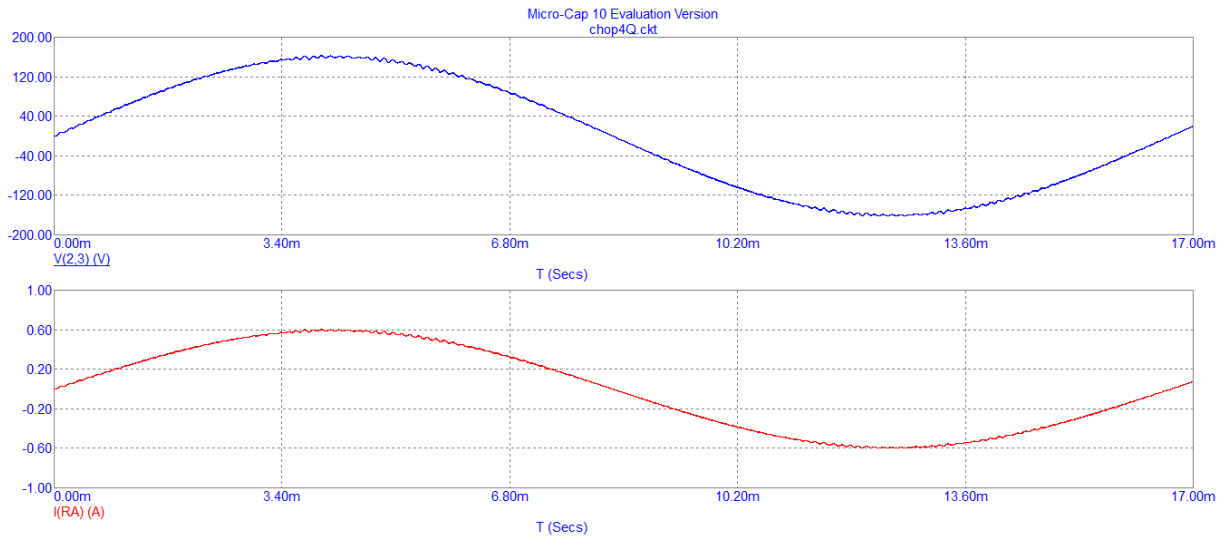
Fixando a frequência de corte em 7,5KHz (alta o suficiente para garantir um filtro pequeno e pequena o suficiente para filtrar eficientemente o espectro PWM) descobre-se o valor do indutor:

$$L = \frac{1}{2,2\mu F \cdot (2 \cdot \pi \cdot 7,5KHz)^2} = 200\mu H \quad (71)$$

Que serão distribuídos em dois indutores de 100uH em cada braço do inversor para equilibrar as indutância e capacitâncias parasitas da ponte.

A fim de testar a eficácia do filtro criou-se a simulação contida no APENDICE C que consiste em um modelo PSPICE de um chopper 4 quadrantes alimentando um filtro LC com a carga nominal especificada. O resultado quando em potência nominal de saída está apresentado na Figura 34. A oscilação apresentada é na frequência da resposta natural do filtro já que pelo método de dimensionamento escolhido o fator de amortecimento não faz parte das especificações.

Figura 34 - Simulação filtro saída



Para a geração dos sinais de modulação PWM Unipolar para a ponte e para executar a malha de controle que regula e faz a tensão de saída seguir uma dada referência senoidal escolheu-se embarcar todo o processamento dentro de um microcontrolador.

3.10. GERAÇÃO DOS SINAIS DE COMANDO DA PONTE

São gerados dois sinais PWM, um para cada braço da ponte. Portanto a tensão média em cada braço é:

$$V_{amedio} = \frac{setpoint_a}{CONT} \cdot V_{bus} \text{ e } V_{bmedio} = \frac{setpoint_b}{CONT} \cdot V_{bus} \quad (72)$$

Ou seja, as tensões médias de cada braço em relação aos ciclos de trabalho são:

$$V_{amedio} = D_a \cdot V_{bus} \quad (73)$$

$$V_{bmedio} = D_b \cdot V_{bus} \quad (74)$$

Portanto a tensão média de saída da ponte é:

$$V_{abmedio} = \frac{V_{bus}}{CONT} \cdot (D_a - D_b) \quad (75)$$

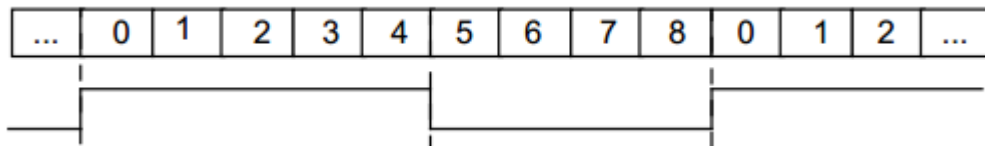
Sabendo que a tensão média em um indutor é zero tem-se que a tensão média sobre o capacitor de saída é igual a tensão média de saída da ponte.

$$V_{acout} = V_{abmedio} \quad (76)$$

A relação entre os ciclos de trabalho e $V_{abmedio}$ é o ganho do modulador, neste caso.

A geração de cada um dos sinais PWM dentro de um microcontrolador é feita através da configuração de um timer para estourar a cada $CONT$ contagens e com a comparação do valor de contagem atual um valor de setpoint determinado. Conforme mostra a Figura 35.

Figura 35 - Geração PWM ($CONT = 8$, $setpoint = 4$)



Portanto o ciclo de trabalho D do gerador PWM é dado por:

$$D = \frac{setpoint}{CONT} \quad (77)$$

A geração do PWM Unipolar, normalmente é feita através da comparação de um sinal qualquer com duas portadoras em contra fase, mas também pode ser feito através da comparação de dois sinais em contra fase com uma portadora única. Devido a aspectos de implementação no microcontrolador este segundo é mais adequado.

3.10.1. Timing de geração dos sinais de referência.

Para que um sinal discreto seja considerado periódico a velocidade angular discreta deve ser múltipla inteira de π .

$$\text{sen}(w_o.n) = \text{sen}(w_o.(n + N)), N = \text{período de repetição} \quad (78)$$

Com base nisso a geração de um sinal discreto periódico requer um número inteiro de amostras dentro do período que se deseja criar e a frequência de amostragem deve ser um múltiplo deste número [5]. As especificações para a geração do sinal senoidal de referência podem ser vistas na Tabela 7.

Tabela 7- Geração referência senoidal discreta

Descrição	Valor
Frequência a ser gerada	60 Hz
Frequência de atualização PWM setpoint	4320 Hz
pontos gerados por período	72
período de atualização PWM setpoint	231.5 us
intervalo contagem timer	5.00E-08
Frequência pwm	43200 Hz

Com base nestes dados gera-se os pontos de um seno através da transformada Z inversa de um seno descrita por uma equação de diferenças:

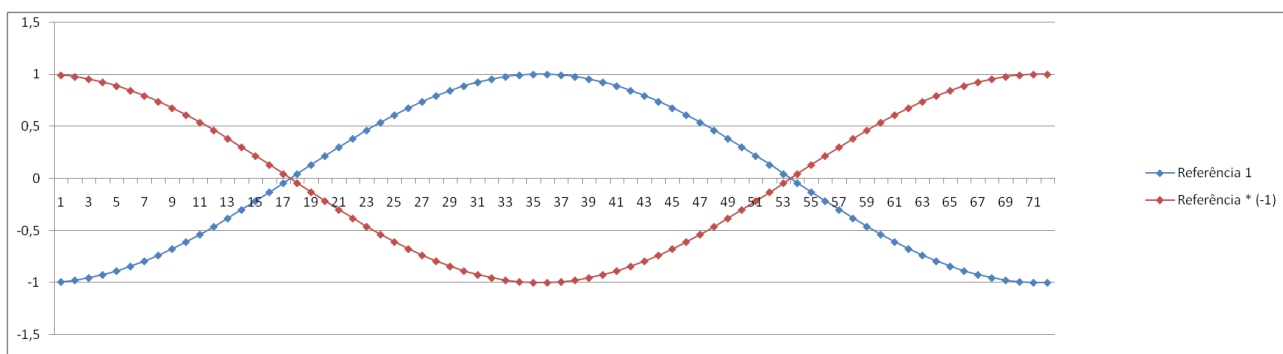
$$\text{sen}(n.wo).u(t) \stackrel{Z}{\Leftrightarrow} \frac{\text{sen}(wo).z^{-1}}{1 - 2(\cos(wo)).z^{-1} + z^{-2}} \stackrel{Z}{\Leftrightarrow} y[n] = a1.y[n - 1] + a2.y[n - 2]$$

$$a1 = 2.\cos(wo), \quad a2 = -1, \quad y[-2] = -1, \quad y[-1] = -1$$

Como devem ser geradas duas referências em contra fase basta multiplicar a primeira por -1.

O resultado da saída da equação de recorrência foi testada no APENDICE D e gera uma sequência com a aparência da Figura 36.

Figura 36- Sequência de saída do oscilador discreto



O fluxograma da Figura 37 foi implementado através de um programa em linguagem C feito para o microcontrolador MCHS08SH4 da Freescale. E os sinais gerados podem ser vistos na Figura 38.

Figura 37 - Fluxograma de Geração do sinal SPWM

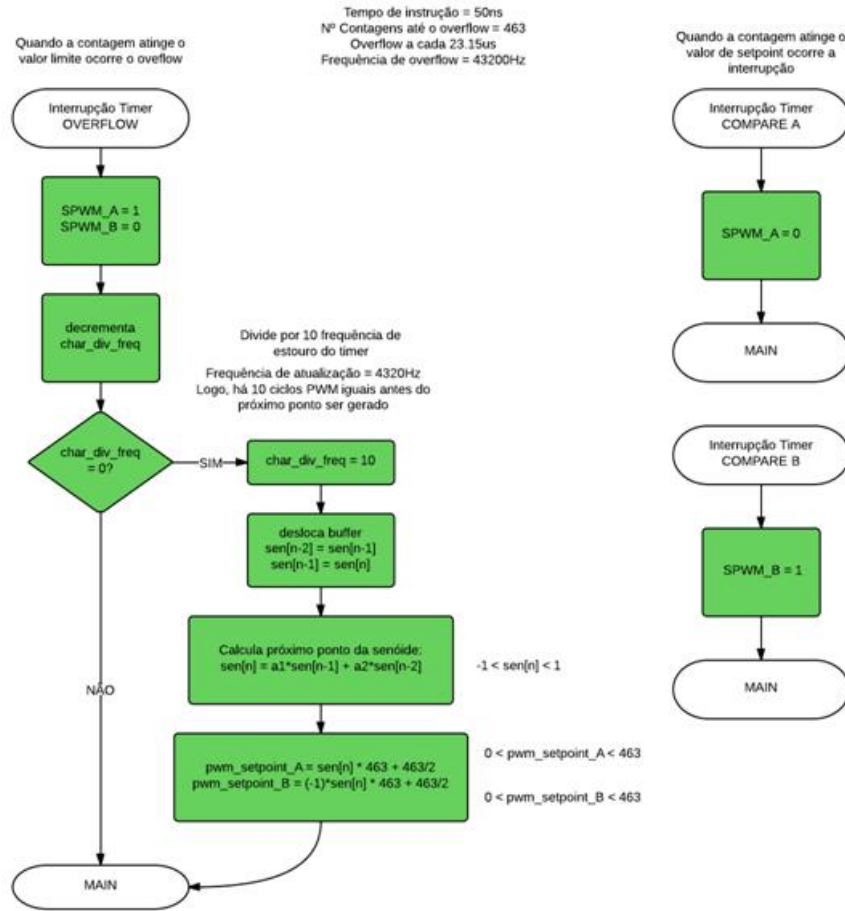
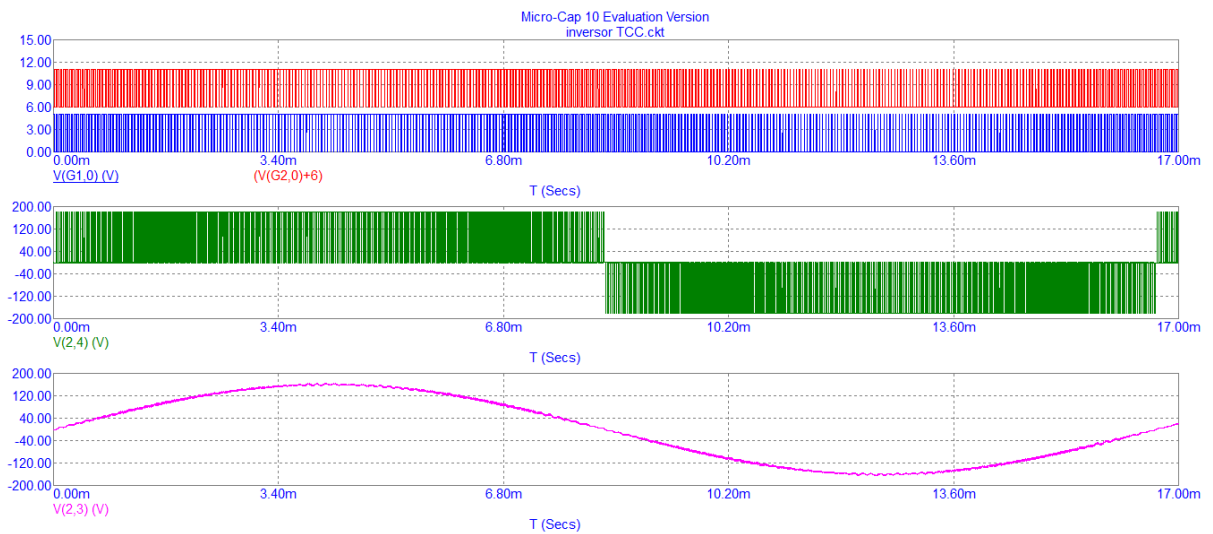


Figura 38 - Sinais de comando da ponte, PWM Unipolar, saída senoidal



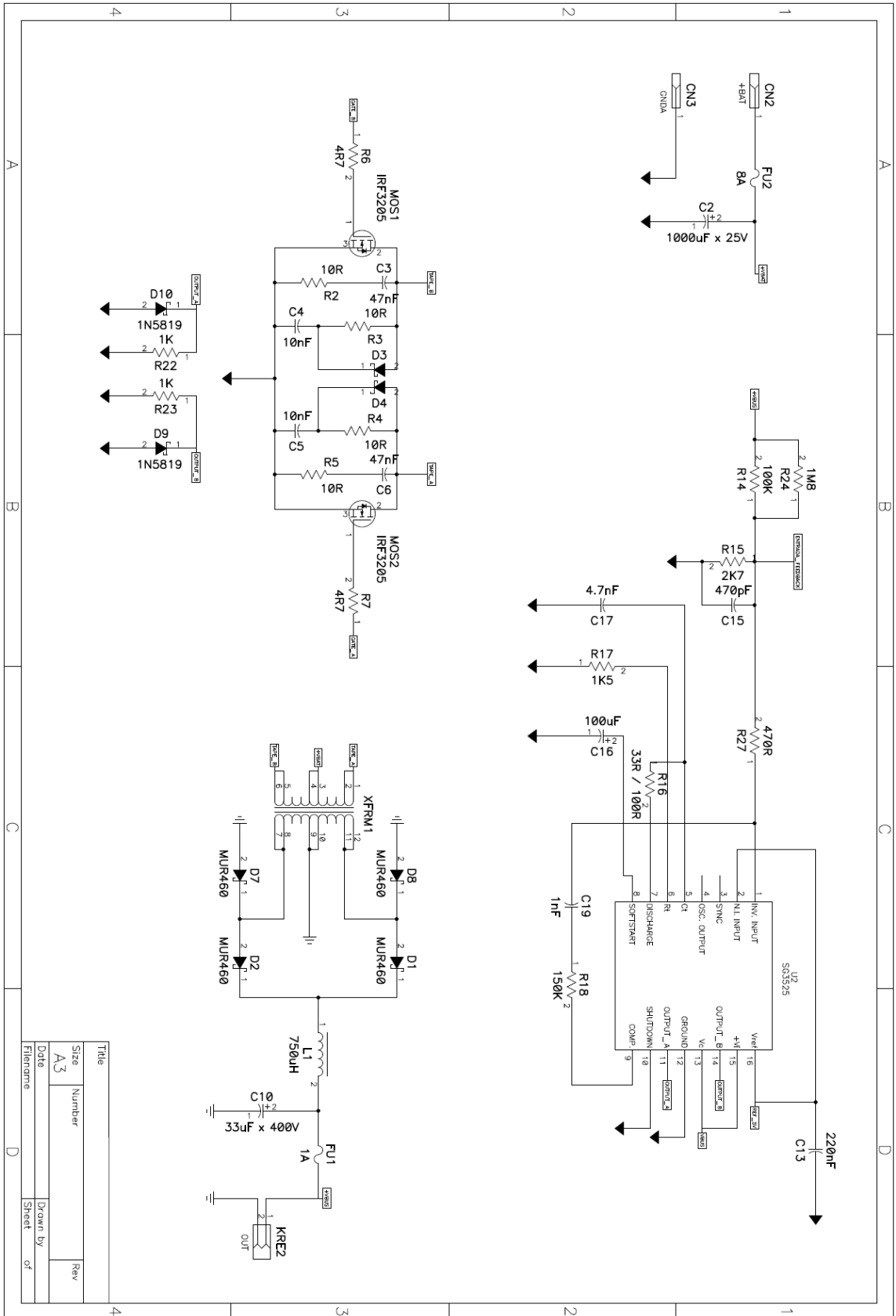
4. RESULTADOS

Após o dimensionamento estar completo as informações foram organizadas em esquemas elétricos. Para manter a versatilidade do projeto o sistema foi dividido em dois esquemas e conseqüentemente em duas placas de circuito impresso diferentes. Após a montagem das placas foram obtidos os dados experimentais deste capítulo. Figura 38.

Figura 39 - Apresentação dos Resultados

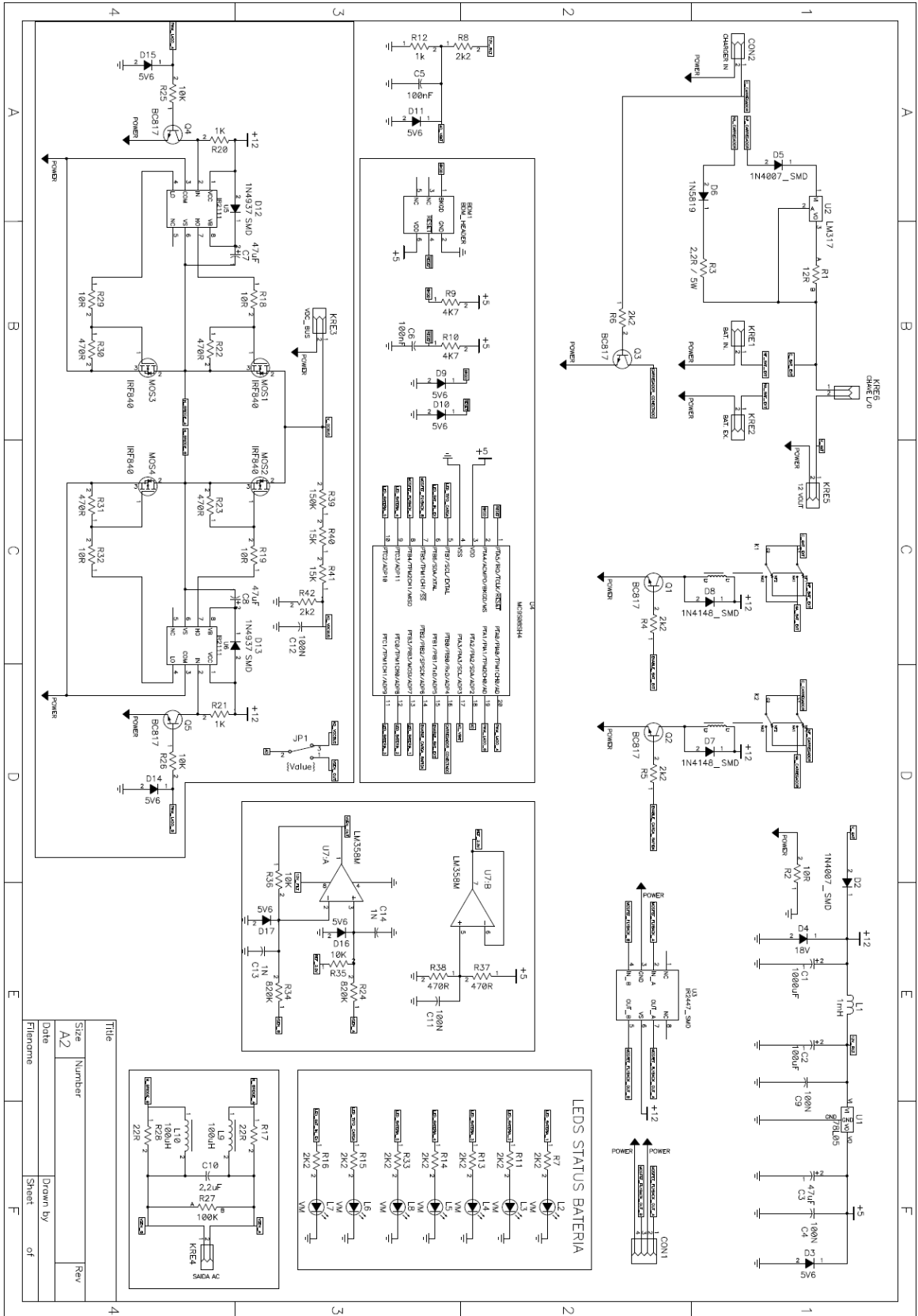


4.1. ESQUEMA ETAPA CC-CC PUSH-PULL



Title	Number	Rev
A3		
Date	Drawn by	Sheet
Filename		of

4.2. ESQUEMA ETAPA CC-CA CHOPPER 4Q

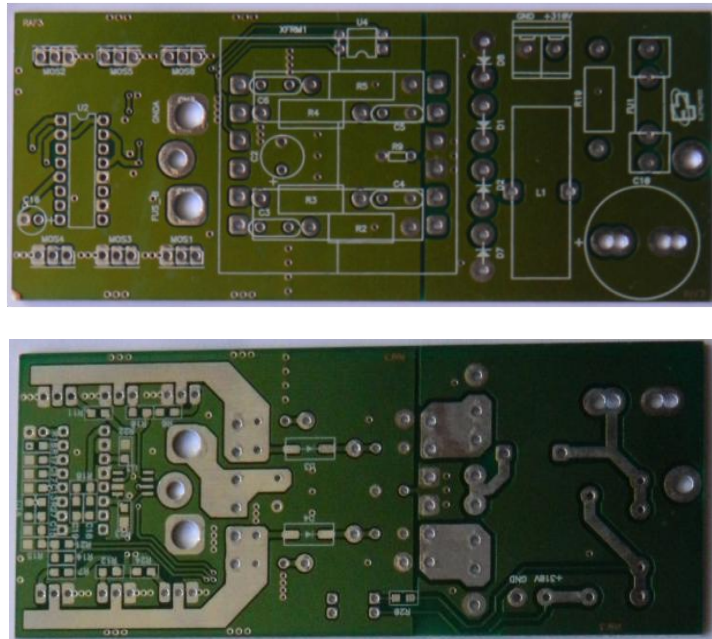


4.3. PLACAS CIRCUITO IMPRESSO

As placas foram desenhadas com o software ACCEL P-CAD a partir dos esquemas acima.

Na Figura 40 têm-se as layers TOP e BOTTOM do conversor Push-Pull. O plano terra foi dividido em dois grupos diferentes, um para o secundário e outro para o primário de forma a restringir as correntes de retorno dentro de cada sub-circuito. A conexão entre os terras é feita por um resistor de 1R de forma a garantir a referência de potencial de terra necessário para a realimentação em modo tensão. Foram previstos três MOSFETS em cada braço do primário de forma a promover a expansão do sistema para potências maiores futuramente e o retificador do secundário montado em pé diminui o footprint e reduz a indutância dos terminais.

Figura 40 - Layers TOP e BOTTOM do conversor Push-Pull

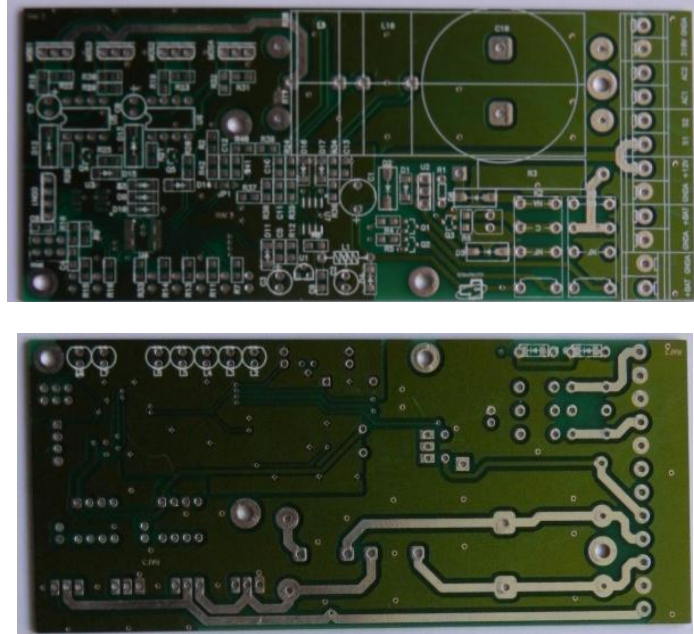


Já na Figura 41 temos as layers do conversor 4Q. Também há uma diferenciação dos terras do circuito de controle e do circuito de potência.

O regulador de tensão tem proteções contra inversão de polaridade, sobretensão e possui um filtro passivo antes do elemento regulador com o objetivo de promover uma alimentação limpa para o microcontrolador e circuitos de gravação do mesmo. 65

Os drivers da ponte foram implementados com o circuito integrado dedicado IR2111, que utiliza a topologia bootstrap.

Figura 41 - Layer TOP e BOTTOM do chopper 4Q



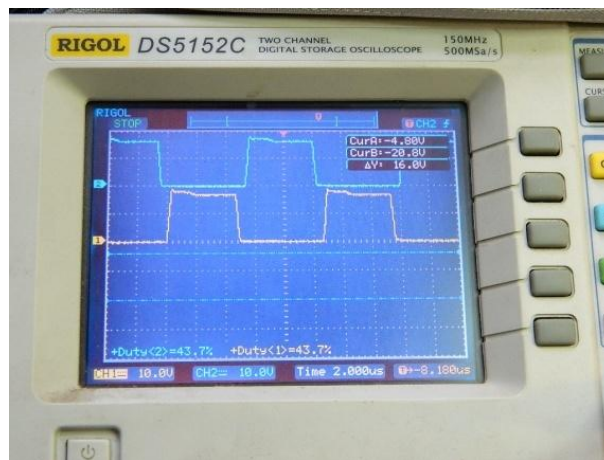
Em torno dos blocos mencionados ao longo deste trabalho se adicionou um circuito carregador de baterias, um seletor entre bateria interna e externa e um conjunto de leds de status, entretanto foge do escopo deste trabalho o detalhamento destes, bem como dos reguladores e drivers.

4.4. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

Seguem as principais formas de onda envolvidas nos conversores CC-CC e CC-CA. Elas foram adquiridas com osciloscópio RIGOL DS5152C 2 canais 150MHz. As medidas em pontos de tensão elevada foram efetuadas com o auxílio de um divisor resistivo formado por 5 resistores de 1K por 5W. Um divisor de maior impedância provocaria erros no dv/dt do sinais devido ao circuito RC formado com a capacitância da entrada do osciloscópio. Como carga utilizou-se um conjunto de dez resistores de 2K7/15W em paralelo.

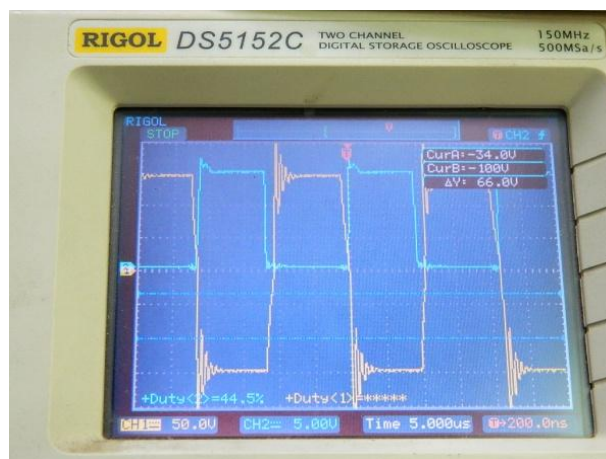
Na Figura 42 pode-se ver as tensões aplicadas aos gates dos MOSFETS do conversor push-pull. Evidencia-se a complementaridade entre os sinais e, como a realimentação está aberta o ciclo de trabalho é máximo, 44%, coincidindo com o dimensionamento feito. A tensão de gate tem amplitude de 16V, ficando menor que a tensão máxima de 20V e maior que a tensão mínima de threshold, 4V, fazendo com que a resistência de canal seja minimizada. É importante notar também que os ciclos de trabalho são idênticos de forma a minimizar o flux-walking.

Figura 42 - Tensão de gate (sem realimentação, Dmax = 44%)



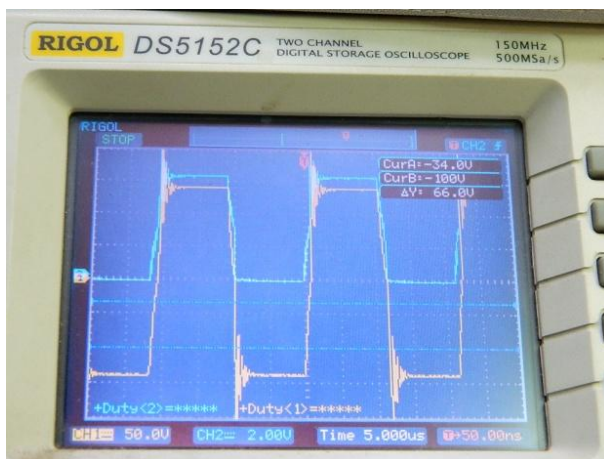
Ainda com a realimentação em aberto a tensão do secundário do transformador é medida na Figura 43. Sempre que às indutâncias e capacitâncias parasitas são carregados há uma oscilação referente à resposta natural do circuito ressonante formado.

Figura 43 - Tensão do secundário em aberto x Tensão de gate (sem realimentação e sem snubber)



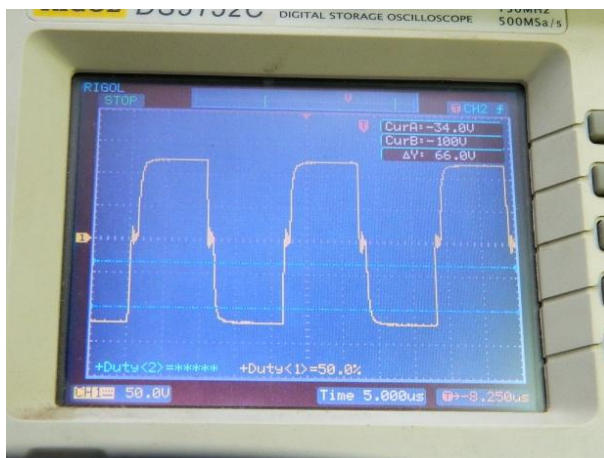
Na Figura 44 tem-se a tensão V_{ds} do mosfet em relação a tensão do secundário. Nota-se uma diferença entre o slew-rate do sinal de gate e a tensão de dreno do MOSFET devido ao rising time do MOSFET, que é o tempo entre o sinal de gate ser aplicado e o canal de condução efetivamente ser formado. O mesmo slew-rate é notado no sinal do secundário.

Figura 44 - Tensão do secundário em aberto x Tensão de V_{ds} (sem realimentação e sem snubber)



Ao inserir o circuito snubber nas chaves do primário o circuito ressonante é amortecido e, portanto não há oscilações relevantes nas chaves. Como os circuitos primários e secundários estão magneticamente acoplados o sinal do secundário também é amortecido. O sinal do secundário com o circuito snubber inserido pode ser visto na Figura 45.

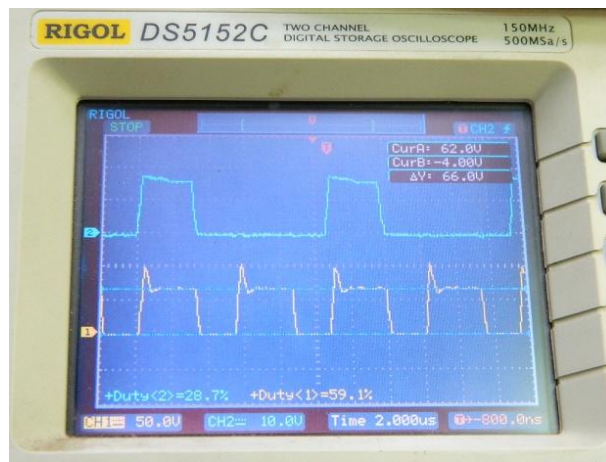
Figura 45 - Tensão do secundário com snubber no primário)



Aplicando o sinal do secundário no circuito retificador de ponte completa tem-se o efeito de sobreposição dos pulsos de tensão emitidos pelo primário. Na Figura 46 fica evidente o sinal resultante tem uma frequência de ripple de corrente do indutor de saída com o dobro da frequência de chaveamento das chaves e que o ciclo de trabalho também é o dobro.

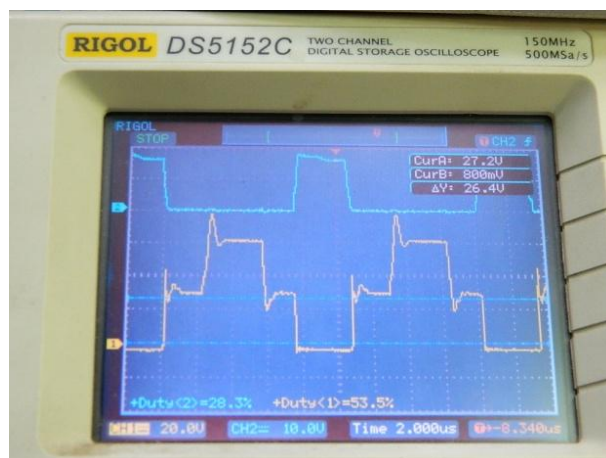
Os picos de tensão que aparecem no sinal retificado estão relacionados com a indutância parasita do enrolamento secundário.

Figura 46 - Tensão do retificador x Tensão de gate (potência nominal, $V_{in} = 28V$)



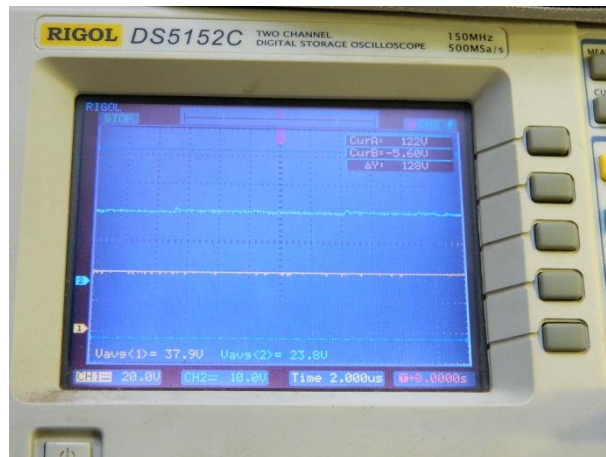
Na Figura 47 tem-se o sinal de gate com o sinal de dreno de uma das chaves. Nota-se a ação do circuito snubber a cada transição do sinal de dreno e indução de uma tensão igual ao dobro da tensão de alimentação a cada vez que a chave oposta é acionada.

Figura 47 - Tensão de gate x Tensão V_{ds} (potência nominal, $V_{in} = 28V$, com snubber)



Na Figura 48 tem-se a tensão de entrada, banco de baterias na tensão nominal, e a tensão de saída do conversor push-pull.

Figura 48 - Tensão de entrada e saída do conversor push-pull

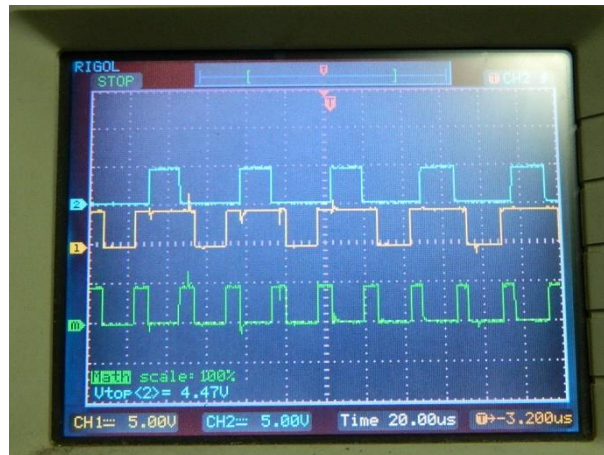


A Figura 49 mostra os sinais PWM gerados no canal 1 e canal 2, já no canal MATH é mostrado o PWM Unipolar resultante para o semiciclo negativo da senóide gerada. Já na Figura 50 têm-se os mesmos sinais para um ponto do semiciclo positivo.

Figura 49 - Sinais de controle da ponte, semi ciclo negativo

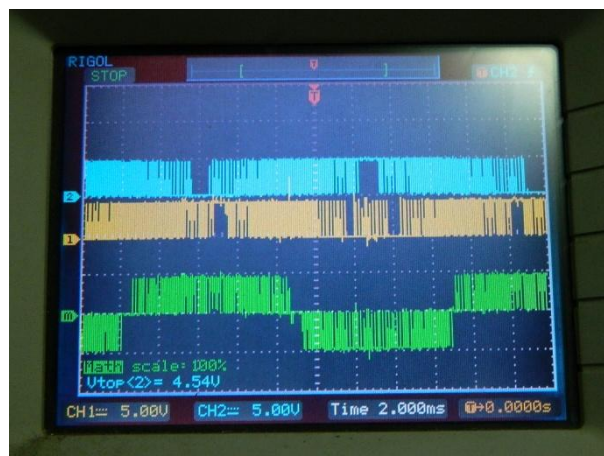


Figura 50 - Sinais de controle da ponte, semi ciclo positivo



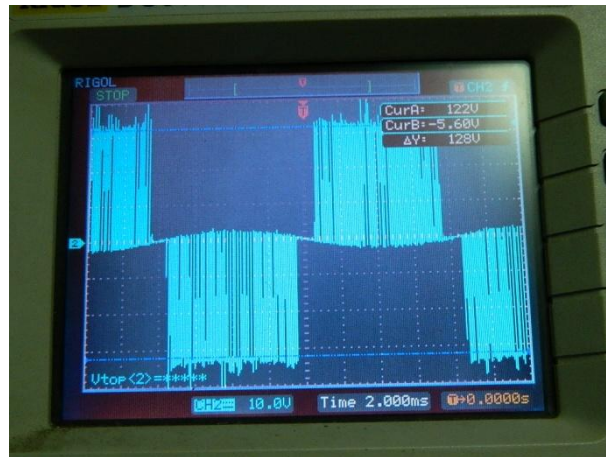
A Figura 51 os mesmos sinais são vistos em uma base de tempo maior, evidenciando que o sinal modulado tem polaridade positiva e negativa e que a modulação unipolar pode gerar tensões hora positiva, hora negativa ou nula na ponte.

Figura 51 - Sinais de controle e SPWM



A Figura 52 apresenta o sinal SPWM que a ponte aplica ao filtro de saída. A ondulação notada próximo ao zero é devida aos reativos que o filtro de saída injeta no chopper. Esta ondulação poderia ser minimizada ao aumentar a frequência de corte do filtro e assim diminuir a impedância do mesmo, entretanto não configura um problema.

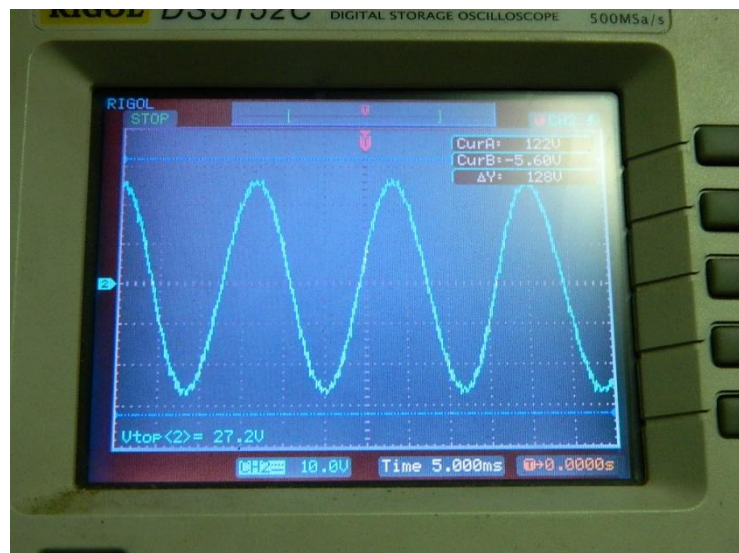
Figura 52 - Sinal SPWM de saída da ponte



A Figura 53 mostra a tensão de saída do filtro com baixa THD, evidenciando a ação de demodulação do sinal SPWM através da ação interpoladora do filtro passa baixa.

Nota-se que mesmo com a frequência de corte do filtro na mesma década da frequência de chaveamento do chopper a não presença da portadora no sinal PWM Unipolar e o fato dos lóbulos laterais estarem próximos ao dobro da frequência de chaveamento faz com a filtragem seja facilitada. ($F_c = 7\text{KHz}$, $F_{\text{chopper}} = 42.3\text{KHz}$)

Figura 53 - Saída senoidal após filtro interpolador LC



4.5. MEDIDA DE EFICIÊNCIA

Medições feitas com carga nominal e V_{in} min (bateria no fim da carga).

4.5.1. Eficiência PUSH-PULL

Tabela 8 - Eficiência push-pull

V_{in}	I_{in}	P_{in}	V_{out}	I_{out}	P_{out}
22,6V	6,16A	138W	180V	0,66A	120W

Eficiência = 87%

4.5.2. Eficiência inversor

Tabela 9 - Eficiência inversor

V_{in}	I_{in}	P_{in}	V_{out}	I_{out}	P_{out}
180V	0,66A	120W	115V	1A	115W

Eficiência = 96%

4.5.3. Eficiência Global

Tabela 10 - Eficiência global

Eficiência PUSH-PULL	Eficiência inversor	Eficiência Global
87%	96%	83%

5. CONCLUSÕES

Os circuitos projetados funcionaram a contento e atenderam as especificações dadas com boas características secundárias.

O compensador projetado para o conversor push-pull garantiu erro estacionário nulo e boas respostas aos transientes de carga que o inversor impôs. As margens de fase e de ganho o tornaram robusto às variações de parâmetros, como a variação da indutância em função da corrente do indutor, da carga e da tensão de entrada fornecida pelo banco de baterias. A malha de controle é rápida o suficiente para responder aos reativos que o inversor injeta sobre o capacitor do barramento CC. Aquém à variação dos parâmetros ao longo do tempo, o projeto do compensador para a condição de maior corrente e menor tensão mostrou ser capaz de manter estável o sistema realimentado nos outros pontos de operação.

O projeto do snubber se mostrou satisfatório do ponto de vista de amortecimento e absorção de energia dos elementos parasitas. A diferença entre o sistema não amortecido e o devidamente amortecido é muito claro nas formas de onda. Um snubber calculado para o ponto criticamente amortecido apresenta a melhor relação entre potência e amortecimento, um circuito sobre amortecido dissipa muita potência e um circuito sub amortecido, embora dissipe menos potência, não cumpre com a função básica do circuito snubber. Como melhorias futuras é possível a implementar um snubber regenerativo ou parcialmente regenerativo de forma a devolver a energia para o banco de baterias.

Outra melhoria futura, no âmbito de minimização de efeitos parasitas é o uso de núcleos nano cristalinos para o transformador, cujo Al pode ser até 25 vezes maior do que o do núcleo de ferrite, o que pode reduzir na mesma proporção as indutâncias parasitas e então diminuir a energia dissipada ou até mesmo eliminar a necessidade de um circuito snubber. A utilização de um núcleo com Al maior também aumentaria consideravelmente a indutância de magnetização do transformador tornando-o mais ideal. Com uma Lm grande a corrente de magnetização tende a zero, diminuindo as perdas ôhmicas a cada ciclo de magnetização e desmagnetização. Também a densidade de fluxo máxima tende a zero, anulando o efeito de flux walking.

Para cada projeto de transformador há um ponto ótimo quanto ao valor da densidade de fluxo máxima. Uma densidade de fluxo, B_m , grande demais leva a uma perda maior no laço de histerese enquanto um B_m muito pequeno acarreta perdas ôhmicas nos enrolamentos devido a quantidade de espiras necessárias. Entretanto neste projeto escolheu-se não utilizar o critério de B_m ótima e deliberadamente especificou-se um B_m máximo dez vezes menor que a densidade de fluxo de saturação do núcleo escolhido. Com um fluxo de operação menor a margem até a saturação do núcleo pelo fenômeno de flux walking é maior e contando com o coeficiente de temperatura positivo do cobre e dos $R_{ds_{on}}$ dos mosfets, à medida que esquentam a resistência equivalente aumenta e, portanto diminui a corrente daquele ramo, compensando ao longo do tempo algum desbalanço de fluxo entre os primários.

A utilização de realimentação em corrente e a alimentação do transformador em corrente também podem solucionar o fenômeno de flux walking.

Os núcleos toroidais de pó de ferro utilizados nos indutores de potência, não apresentam gap aparente, entretanto ao longo da estrutura existem micro gaps dispostos internamente. Este tipo de construção o torna fisicamente mais robusto e confina a maior parte das linhas de fluxo dentro do toróide, garantindo menor irradiação de EMI do que um núcleo toroidal comum com gap de ar. Entretanto como possuem um Al pequeno é necessário muito mais espiras para uma dada indutância, o que leva a uma perda de potência nesse elemento que teoricamente seria ideal.

A criação de scripts de cálculo para o processamento das informações garantiu a flexibilidade de mudança de parâmetros e rápida avaliação sobre o impacto das mudanças ao longo do dimensionamento dos blocos. Estes scripts também dão a possibilidade de criação posterior de um software específico para cálculo e análise de conversores envolvidos.

A eficiência global se apresentou elevada o suficiente mesmo com a subutilização do transformador e da ligação em cascata dos dois conversores.

O desenvolvimento do trabalho exigiu o uso de conhecimentos em diversas áreas do curso de engenharia, desde a eletrônica básica, a eletrônica de potência, a teoria de conversores chaveados, a teoria de controle até a programação de um microcontrolador baseado em linguagem C.

BIBLIOGRAFIA

- [1] MELLO, L.F.P. **Projetos de Fontes chaveadas: Teoria e Prática**. 1ª ed. São Paulo, ERICA 2011;
- [2] RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência – Circuitos, Dispositivos e aplicações**. São Paulo, MAKRON 1999;
- [3] BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor, Florianópolis, 2001;
- [4] WU. K. C. **Switch-Mode Power Converters Design and Analysis**, ELSEVIER, Burlington, 2006
- [5] HAYES, M.H. **Processamento Digital de Sinais**. 1ª ed. BOOKMAN;
- [6] GROSSNER, N., Winding Capacitance and Leakage Inductance. **Transformer for Electronic Circuits** McGraw-Hill, New York, 1967
- [7] BARBI, I., FONTE, I., ALVES, C. H.. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis, 2002;
- [8] J. E. Bruemmer, F. R. Williams, G. V. Schmitz. **Efficient Design in a DC to DC Converter Unit**. NASA Program;
- [9] HAGERMAN J. **Calculating Optimum Snubbers**, 1995;
- [10] TODD, P. C. **Snubber Circuits: Theory, Design and Application**, 1993;
- [11] Maxim Integrated, **APPLICATION NOTE 3835 - Push-Pull Snubber Circuit** 2006;
- [12] National Semiconductor. **Design feature: Voltage-Mode Push-Pull Converters Deserve a Second Look**. 2009
- [13] STMicroelectronics. **SG3525A - REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS**, 2001
- [14] STMicroelectronics. **Application note AN2794 - 1 kW dual stage DC-AC converter based on the STP160N75F3**. 2009;
- [15] STMicroelectronics. **Application note AN3095 - STEVAL-ISV002V1, STEVAL-ISV002V2 3 kW grid-connected PV system, based on the STM32F103xx**, 2012;
- [16] MCLYMAN WM. T. **Winding Capacitance and leakage inductance**. 2005
- [17] **Compensators for the Buck Converter: Design and Analysis**, Portland State University, 2009
- [18] **Designing Magnetic Components for Optimum Performance**, 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar
- [20] CONGRESSO BRASILEIRO DE ENERIGIA ININTERRUPTA. **UPS – NO-BREAKS**, 2005
- [21] DEMONTI, Rogers. **Processamento de Energia Elétrica Proveniente de Módulos Fotovoltaicos**. Florianópolis, 2003. Teses de Doutorado – INEP UFSC
- [22] EXCELÊNCIA ENERGÉTICA. **Análise Regulatória**, 2012
- [23] **Estudo e implementação de uma fonte tensão alternada**. FERREIRA R.P.F. 2005.
- [24] BLAUTH. Y.B. **Aplicações Industriais da Eletrônica**. 2000

APÊNDICE A – Dimensionamento do conversor CC-CC e do transformador (calc_push_pull_24v.m)

```
clc
clear
Vin = 24;      %Volts      2 baterias
Vinmax = 28;   %Volts
Vinmin = 23;   %Volts
Pout = 150     %Watts
Vout = 180     %Volts UPS OUT = 115Vac
%Vout = 350    %Volts UPS OUT = 220Vac
eficiencia = 0.85
f = 900000     %Hz
```

APENDICE B - Projeto do compensador para o conversor CC-CC (push-pull_comp.m)

```
% Projeto Compensador para conversor Buck - Modo contínuo de corrente
% Inicialize dados para projeto
% Vemax = tensão de entrada máxima
% Vemin = tensão de entrada mínima
% Vs = tensão de saída regulada
% Ismax = corrente de saída máxima
% Ismin = corrente de saída mínima
% Fs = Freqüência de chaveamento
% VrippleC = ondulação na saída devido ao capacitor
% rC = resistência série do capacitor
% rL = resistência série do indutor
% Vcesat = tensão de saturação do transistor
% Vf = tensão direta de condução do diodo
% REG = máxima variação de tensão de saída (regulação=(Vs_max-Vs_min)/Vs_nominal)
% Vrpp = valor pico a pico da rampa do oscilador PWM
```

APENDICE C – Simulação filtro de saída

```
*.param vr={6}; tensao de referencia
.param vr={9}; tensao de referencia
.param fc={50k}; frequencia de chaveamento
*circuito de potencia
*Vdc 1 0 290; simula rede de 220Vrms c/ ret
Vdc 1 0 180; simula rede de 220Vrms c/ ret
.options reltol=.01 itl5=0; itl4=100
*.PLOT TRAN v(1) v(2) v(3) -200,800
*.PLOT TRAN V(E1) (V(E2)+10) -11,11
*.PLOT TRAN V(VREF) V(VT1) V(VT2) -11,11
*.PLOT TRAN V(2,5) -300,300
*.PLOT TRAN V(2,3) V(2X) -200,200
.TRAN 5e-007 17MS 0 0.1U UIC .TEMP 27
.PLOT TRAN V(2,3) -200,200
.PLOT TRAN I(RA) -0.8,1.2
.end
```

APENDICE D – Teste Equação de recorrência para geração do sinal seno

Frequencia a ser gerada	60	Hz
Frequencia de atualização pwm setpoint	4320	Hz
pontos gerados por periodo	72	pontos
período de atualização pwm setpoint	0.000231481	s
intervalo contagem timer	5.00E-08	s
contagem timer (subsistema pwm_setpoint)	4630	
freqüência pwm	43200	
ciclos pwm por atualização setpoint	10	
período do pwm	2.31481E-05	tempo equivalente a 100% do PWM
contagem timer	463	
amplitude saída sinusoidal	180	
R1	1.80E+05	
R2	1.00E+03	
Omega discreto =	0.087266463	
constante a0	1	
Contante a1	1.992389396	
contante a2	-1	
sen_gen[-2]	-1	condições iniciais
sen_gen[-1]	-1	condições iniciais
0	-0.992389396	0.992389396
1	-0.97722611	0.97722611
2	-0.954625543	0.954625543
3	-0.924759699	0.924759699
4	-0.887855875	0.887855875
5	-0.844194932	0.844194932
6	-0.794109156	0.794109156
7	-0.73797973	0.73797973
8	-0.676233832	0.676233832
9	-0.609341387	0.609341387
10	-0.537811486	0.537811486
11	-0.462188514	0.462188514
12	-0.383048009	0.383048009
13	-0.300992277	0.300992277
14	-0.216645813	0.216645813
15	-0.130650543	0.130650543
16	-0.043660943	0.043660943
17	0.043660943	-0.043660943
18	0.130650543	-0.130650543
19	0.216645813	-0.216645813
20	0.300992277	-0.300992277
21	0.383048009	-0.383048009
22	0.462188514	-0.462188514
23	0.537811486	-0.537811486
24	0.609341387	-0.609341387
25	0.676233832	-0.676233832
26	0.73797973	-0.73797973
27	0.794109156	-0.794109156
28	0.844194932	-0.844194932

29	0.887855875	-0.887855875
30	0.924759699	-0.924759699
31	0.954625543	-0.954625543
32	0.97722611	-0.97722611
33	0.992389396	-0.992389396
34	1	-1
35	1	-1
36	0.992389396	-0.992389396
37	0.97722611	-0.97722611
38	0.954625543	-0.954625543
39	0.924759699	-0.924759699
40	0.887855875	-0.887855875
41	0.844194932	-0.844194932
42	0.794109156	-0.794109156
43	0.73797973	-0.73797973
44	0.676233832	-0.676233832
45	0.609341387	-0.609341387
46	0.537811486	-0.537811486
47	0.462188514	-0.462188514
48	0.383048009	-0.383048009
49	0.300992277	-0.300992277
50	0.216645813	-0.216645813
51	0.130650543	-0.130650543
52	0.043660943	-0.043660943
53	-0.043660943	0.043660943
54	-0.130650543	0.130650543
55	-0.216645813	0.216645813
56	-0.300992277	0.300992277
57	-0.383048009	0.383048009
58	-0.462188514	0.462188514
59	-0.537811486	0.537811486
60	-0.609341387	0.609341387
61	-0.676233832	0.676233832
62	-0.73797973	0.73797973
63	-0.794109156	0.794109156
64	-0.844194932	0.844194932
65	-0.887855875	0.887855875
66	-0.924759699	0.924759699
67	-0.954625543	0.954625543
68	-0.97722611	0.97722611
69	-0.992389396	0.992389396
70	-1	1
71	-1	1