



Universidade Estadual de Londrina

CENTRO DE TECNOLOGIA E URBANISMO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Emerson Charles Martins da Silva

INVERSOR DE TENSÃO COM TOPOLOGIA *PUSH-PULL* PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA NA REDE ELÉTRICA COM MODULAÇÃO SPWM

Londrina
2012

Emerson Charles Martins da Silva

**INVERSOR DE TENSÃO COM TOPOLOGIA
PUSH-PULL PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA
NA REDE ELÉTRICA COM MODULAÇÃO
SPWM**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação, em Engenharia Elétrica Área de Concentração: Eletrônica de Potência, da Universidade Estadual de Londrina, como requisito parcial à obtenção ao título de Mestre.

Orientador: Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso

Londrina

2012

Catálogo na publicação elaborada pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da Universidade Estadual de Londrina.

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

S586i Silva, Emerson Charles Martins da,

Inversor de tensão com topologia *push-pull* para injeção de potência na rede elétrica com modulação SPWM/ Emerson Charles M. da Silva. – Londrina, 2012.
75 f. : il.

Orientador: Carlos Henrique Gonçalves Treviso.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2012.
Inclui bibliografia.

1. Inversores elétricos – Teses. 2. Conversores de corrente elétrica – Teses. 3. Eletrônica de potência – Teses. 4. Topologia de redes elétricas – Teses. I. Treviso, Carlos Henrique Gonçalves. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.314

Emerson Charles Martins da Silva

**INVERSOR DE TENSÃO COM TOPOLOGIA
PUSH-PULL PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA NA
REDE ELÉTRICA COM MODULAÇÃO SPWM**

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação, em Engenharia Elétrica Área de Concentração: Eletrônica de Potência, da Universidade Estadual de Londrina, como requisito parcial à obtenção ao título de Mestre.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso – UEL

Prof. Dr. Aziz Elias Demian Junior – UEL

Prof. Dr. Luiz Carlos de Freitas – UFU

Londrina, 24 de fevereiro de 2012.

À minha mãe e meu pai (in memoriam).

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso, que com sabedoria, experiência e muita dedicação me orientou nesse trabalho, reservando grande parte do seu tempo de trabalho à minha causa, me proporcionando uma imensa oportunidade de conhecer, praticar e adquirir grande interesse pela pesquisa.

Aos amigos mestrandos Flávio Rossini, Fábio Gentilin, e todos os colegas que juntos participaram e ainda participam dessa etapa de conhecimento e lutas.

Ao professor Luiz Henry Monkey e Silva, coordenador dos cursos de Engenharia de Controle e Automação e Tecnologia em Automação Industrial do CESUMAR, que com compreensão e amizade, sempre nos ajudou dar mais esse passo.

A minha mãe que tanto me apoia em todas as jornadas de minha vida, e a meu pai (in memoriam), que infelizmente não pode ver a realização desse sonho, mas sempre esteve do meu lado enquanto pôde.

À minha noiva Claudia, que sempre compreendeu a minha ausência em muitos momentos, me apoiando e incentivando, sabendo da importância dessa obra.

À Universidade Estadual de Londrina pelo serviço prestado à educação e à pesquisa, na figura de todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica, como também os técnicos de laboratório que atenciosamente contribuíram para a construção desse trabalho.

Aos professores participantes da banca, que com experiência e dedicação participaram nas correções e melhorias desse trabalho.

A todos que me ajudaram, incentivaram, e se alegraram comigo nessa jornada

E a Deus, que na figura sagrada me fez, e me faz acreditar que temos uma missão a cumprir, e que todos nós somos importantes uns aos outros, e podemos fazer um mundo melhor a cada dia, mesmo com pequenos gestos.

OBRIGADO A TODOS!

SILVA, EMERSON C. M. inversor de tensão com topologia *push-pull* para injeção de potência na rede elétrica com modulação SPWM. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)– Universidade Estadual de Londrina.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma proposta de um inversor de tensão baseado na topologia *push-pull* para injeção de potência na rede elétrica, podendo ser implantado em um sistema de cogeração de energia oriunda de uma fonte de energia em corrente contínua qualquer.

É feita uma análise do conversor *push-pull* e da topologia apresentada utilizando os conceitos do mesmo, e assim é apresentado os resultados teóricos e práticos com o desenvolvimento de um protótipo com a técnica utilizada.

Palavras-chaves: chaveamento em classe D, inversor de tensão, *push-pull*, SPWM, injeção de energia.

SILVA, EMERSON C. M. voltage inverter topology with push-pull power injection to the network with SPWM modulation. 2012. Dissertation (Masters in Electrical Engineering) - Universidade Estadual de Londrina.

ABSTRACT

This paper presents a proposal for a voltage inverter based on the push-pull topology for power injection of the power grid and can be deployed in a system of co-generation of energy from a source of DC power whatsoever.

An analysis is made of the push-pull converter topology and displayed using the same concepts, and thus is presented the theoretical results and practical development of a prototype with the technique used.

Keywords: class D switching, voltage inverter, push-pull, SPWM, injection of energy.

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1 - Mapa do potencial hidrelétrico brasileiro a ser aproveitado.</i>	<i>13</i>
<i>Figura 2 - Diagrama de blocos do sistema utilizado.</i>	<i>15</i>
<i>Figura 3 - diagrama representativo de um conversor CC-CC.</i>	<i>17</i>
<i>Figura 4 - conversor PUSH-PULL</i>	<i>18</i>
<i>Figura 5 - Principais formas de onda do conversor PUSH-PULL</i>	<i>19</i>
<i>Figura 6 - A-) Excursão no primeiro e terceiro quadrante da Curva B-H; B-) Corrente de magnetização no transformador e C-) Tensão sobre uma das chaves.</i>	<i>19</i>
<i>Figura 7 - modulação SPWM(bipolar)</i>	<i>21</i>
<i>Figura 8 - modulação SPWM(unipolar)</i>	<i>22</i>
<i>Figura 9 - Topologia utilizada.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 10 – Sequência de acionamento.</i>	<i>23</i>
<i>Figura 11 - Passo 1</i>	<i>24</i>
<i>Figura 12 - Passo 2</i>	<i>24</i>
<i>Figura 13 - Passo 3</i>	<i>25</i>
<i>Figura 14 - Passo 4</i>	<i>25</i>
<i>Figura 15 - Passo 5</i>	<i>26</i>
<i>Figura 16 - Passo 6</i>	<i>26</i>
<i>Figura 17 - Passo 7</i>	<i>27</i>
<i>Figura 18 - Passo 8</i>	<i>27</i>
<i>Figura 19 - diagrama de blocos do circuito de comando.</i>	<i>29</i>
<i>Figura 20 - Circuito de alimentação do comando.</i>	<i>30</i>
<i>Figura 21 - Circuito gerador de Ondas Quadrada e Triangular.</i>	<i>31</i>
<i>Figura 22 - circuito comparador de tensão.</i>	<i>32</i>
<i>Figura 23 - Circuito Retificador de Precisão.</i>	<i>33</i>
<i>Figura 24 - Circuito Separador de Pulso.</i>	<i>34</i>
<i>Figura 25 - Circuito separador de pulsos das chaves do primário.</i>	<i>35</i>
<i>Figura 26 - Circuito de atraso das chaves do primário.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 27 - Circuito de formação dos pulsos das chaves do secundário.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 28- circuito de controle</i>	<i>38</i>
<i>Figura 29 - Circuito de Drive das chaves do primário.</i>	<i>40</i>
<i>Figura 30 - Circuito SNUBBER.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 31 - Circuito Regenerativo de energia.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 32 - Circuito Pré-carga.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 33 - Drive das chaves do secundário.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 34 - Características do A3120.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 35 - Fonte auxiliar dos drives do secundário.</i>	<i>44</i>
<i>Figura 36 - Filtro LC de saída.</i>	<i>45</i>
<i>Figura 37 - Formas de ondas triangular e quadrada do circuito gerador.</i>	<i>53</i>
<i>Figura 38 - Sinal PWM na saída do circuito comparador .</i>	<i>54</i>
<i>Figura 39 - Senóide e senóide retificada.</i>	<i>54</i>
<i>Figura 40 - Pulsos dos semiciclos positivos (canal 1) e negativos (canal 2).</i>	<i>55</i>
<i>Figura 41 - Formas de onda para as chaves CH1 (canal 1) e CH2 (canal 2).</i>	<i>55</i>
<i>Figura 42 - Formas de onda para as chaves CH3 (canal 1) e CH4 (canal 2).</i>	<i>56</i>
<i>Figura 43 - formas de ondas das chaves do secundário (CHS1 canal 1 e CHS2 canal 2).</i>	<i>56</i>
<i>Figura 44 - Pulsos nas chaves do secundário (saída do controle).</i>	<i>57</i>

<i>Figura 45 - formas de onda CHI (canal 1) e CHS2 (canal 2) sem circuito de atraso implementado.</i>	<i>57</i>
<i>Figura 46 - formas de onda CHI (canal 1) e CHS2 (canal 2) com circuito de atraso implementado e ajustado.</i>	<i>58</i>
<i>Figura 47 - forma de onda com carga resistiva de 188Ω.</i>	<i>58</i>
<i>Figura 48 - forma de onda com carga resistiva (lâmpada e filtro LC).</i>	<i>59</i>
<i>Figura 49 - canal 1 (amostra de tensão da rede)- canal 2 (amostra de tensão de saída do inversor) ..</i>	<i>59</i>
<i>Figura 50- amostra da tensão da rede (canal 1) - amostra da corrente na saída (canal 2).</i>	<i>60</i>
<i>Figura 51 - sinal de tensão da rede (canal 1) - sinal resultante da ação integral (canal 2) ..</i>	<i>60</i>
<i>Figura 52- tensão na saída do inversor conectada à rede (canal 1) - corrente na carga (canal2) injetando potência na rede.</i>	<i>61</i>

SUMÁRIO

RESUMO	7
ABSTRACT.....	8
LISTA DE FIGURAS	9
2. O CONVERSOR PUSH-PULL E TOPOLOGIA INVERSORA	17
INTRODUÇÃO	17
2.1 FUNCIONAMENTO CONVERSOR PUSH-PULL.....	18
2.2 FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR PUSH-PULL.....	18
2.3 O TRANSFORMADOR PARA O CONVERSOR PUSH-PULL.....	19
2.4 TOPOLOGIA INVERSORA	20
2.5 MODULAÇÃO	20
2.5.1 MODULAÇÃO SPWM (bipolar).....	21
2.5.2 MODULAÇÃO SPWM (unipolar).....	21
2.6 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	23
CONCLUSÃO	27
3. CIRCUITO DE COMANDO.....	29
INTRODUÇÃO	29
3.1 CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO DO COMANDO.....	29
3.2 CIRCUITO GERADOR DE ONDAS TRIANGULAR E QUADRADA.....	30
3.3 CIRCUITO COMPARADOR.....	31
3.3.1 CIRCUITO RETIFICADOR DE PRECISÃO	32
3.4 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS DOS SEMICICLOS	33
3.5 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS PARA AS CHAVES DO PRIMÁRIO	34
3.6 CIRCUITO DE ATRASO DAS CHAVES DO PRIMÁRIO.....	35
3.7 CIRCUITO DE PULSOS DAS CHAVES DO SECUNDÁRIO	36
CONCLUSÃO	37
4. CIRCUITO DE CONTROLE	38
5. CIRCUITO DE POTÊNCIA.	40
INTRODUÇÃO	40
5.1 DRIVE DAS CHAVES DO PRIMÁRIO.....	40
5.2 CIRCUITO SNUBBER.....	40
5.3 CIRCUITO REGENERATIVO DE ENERGIA.....	41
5.4 CIRCUITO DE PRÉ-CARGA.....	42
5.5 CIRCUITO DE DRIVE DO SECUNDÁRIO.....	42
5.6 FONTE AUXILIAR DOS DRIVES DOS SECUNDÁRIO.....	44

5.7 FILTRO DE SAÍDA LC.....	44
CONCLUSÃO.....	45
6. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....	46
INTRODUÇÃO.....	46
6.1 CORRENTE RMS NA SAÍDA.....	46
6.2 CORRENTE RMS NO PRIMÁRIO DE CADA CONVERSOR.....	46
6.3 DIMENSIONAMENTO DAS CHAVES DO PRIMÁRIO.....	47
6.4 DIMENSIONAMENTO DAS CHAVES DO SECUNDÁRIO.....	47
6.5 DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS SNUBBERS.....	48
6.5.1 CIRCUITOS SNUBBERS DAS CHAVES DOS PRIMÁRIOS.....	48
6.5.2 CIRCUITOS SNUBBERS DAS CHAVES DOS SECUNDÁRIOS.....	48
6.6 CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR PUSH-PULL.....	49
6.6.1 CÁLCULO DO PRODUTO DAS ÁREAS.....	49
6.6.5 CALCULO DO NUMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO:.....	50
6.6.6 ÁREA DO COBRE DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO:.....	50
6.6.7 ÁREA DO COBRE DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO:.....	51
6.6.8 CALCULO DO NUMERO DE ESPIRAS DO SECUNDÁRIO:.....	51
6.7 CÁLCULO FILTRO LC DE SAÍDA.....	51
CONCLUSÃO.....	52
7. RESULTADOS EXEPERIMENTAIS.....	53
INTRODUÇÃO.....	53
7.1.1 CIRCUITO GERADOR DE FORMAS DE ONDA QUADRADA E TRIANGULAR.....	53
7.1.2 CIRCUITO COMPARADOR.....	53
7.1.3 CIRCUITO RETIFICADOR DE PRECISÃO.....	54
7.1.4 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS POSITIVOS E NEGATIVOS.....	54
7.1.5 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS DO PRIMÁRIO.....	55
7.1.6 CIRCUITO DE DRIVE DAS CHAVES DO SECUNDÁRIO.....	56
7.1.7 CIRCUITO DE ATRASO PARA AS CHAVES DO PRIMÁRIO.....	57
7.1.8 FORMA DE ONDA PARA CARGA RESISTIVA (SEM FILTRO).....	58
7.1.9 FORMA DE ONDA PARA CARGA RESISTIVA (COM FILTRO).....	58
7.2 FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA REDE E AMOSTRA DE TENSÃO NA SAÍDA.....	59
7.2.1 FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA REDE E AMOSTRA DE CORRENTE NA CARGA.....	60
7.2.2 FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA REDE E O RESULTADO DA INTEGRAL.....	60
7.3 FORMA DE ONDA DA TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA E FORMA DE ONDA DA CORRENTE NA CARGA.....	61
CONCLUSÃO.....	62

8. CONCLUSÃO GERAL.....	63
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	64
BIBLIOGRAFIA.....	65
ANEXO A – TABELA DE FIOS DE COBRE	66
ANEXO B (Kj e X)	67
ANEXO C (Esquemático NE566)	67
ANEXO D (ESQUEMÁTICO CD 4081)	67
ANEXO E (Esquemático CA 3140).....	68
ANEXO F (tipos de núcleos)	69
ANEXO G (Esquemático TC 4013)	70
ANEXO H (Esquemático CD 4077).....	70
ANEXO I (circuito de controle)	71
ANEXO J (circuito de potência)	72
ANEXO K (Diagrama funcional do A3120).....	73
ANEXO L Foto inversor	73
ANEXO M : FÓRMULAS PARA O CONVERSOR PUSH-PULL.....	74

1. INTRODUÇÃO GERAL

Nos últimos meses do ano de 2008 e ao longo do ano de 2009, a crise internacional impôs um comportamento diferente de industrialização e consumo em praticamente todos os países, afetando assim também diretamente o mercado de energia elétrica brasileiro, com forte retração do consumo industrial de eletricidade. Os segmentos da metalurgia que dedicam parte da sua produção ao mercado externo, como a indústria siderúrgica foram dos segmentos industriais muito atingidos tanto a nível nacional quanto mundial.

Para a minimização dos efeitos da crise, o governo brasileiro tomou algumas medidas de incentivo à produção sendo entre elas destaca-se a redução do imposto sobre Produtos Industrializados (IPI) para veículos automotores e eletrodomésticos.

Como consequência, a demanda interna manteve-se aquecida ao longo de 2009, refletindo em expressivo crescimento das demandas residencial e comercial de energia elétrica ao longo do ano, e a indústria, que viu a sua produção cair abruptamente a partir de outubro, novembro de 2008, tendo atingido o fundo do poço nos meses de janeiro e fevereiro de 2009, iniciou um processo de recuperação gradual, tipicamente “em V”, a partir de março e abril desse ano [7].

As ações que têm sido tomadas pelos governos dos principais países atingidos deverão fazer com que a economia mundial volte a patamares de crescimento sustentado a partir de 2011. Além disso, em termos de perspectivas para os próximos anos, predomina entre os analistas a visão de que a recuperação de alguns países emergentes, entre os quais se destaca o Brasil, deverá ser mais acelerada [7].

Logo a preocupação com a demanda exigida de energia elétrica em função da produção da mesma deve ser levada em consideração, pois o crescimento da economia esbarra na capacidade de fornecimento de energia para tal crescimento. [7].

A tabela 1 apresenta uma estimativa estudada pela EPE (Empresa de Pesquisa Energética) para os grandes consumidores de energia separados por regiões para os próximos 10 anos.

Subsistema	2010*	2015	2020	2010-2020 (% ao ano)
Norte	16.180	23.821	38.816	9,1
Nordeste	9.366	10.370	11.344	1,9
Sudeste/Centro-Oeste	35.266	46.916	52.588	4,1
Sul	6.642	7.281	8.527	2,5
SIN	67.454	88.387	111.276	5,1
Sistemas Isolados	87	113	145	5,2
Brasil	67.541	88.500	111.421	5,1

Tabela 1- grandes consumidores de energia por regiões em GWh.

Observando a tabela 1, verifica-se um grande aumento no consumo de energia elétrica no setor industrial, o que se reflete também no setor residencial devido à produção e comercialização de equipamentos eletroeletrônicos residenciais que, com o crescimento da economia tem seu acesso facilitado a maior parte da população. No entanto, além de importantes investimentos na área de geração de energia elétrica como, construção de novas usinas e expansão das existentes, um grande recurso já é utilizado em muitos setores tais como o setor sucroalcooleiro e celulose é a autoprodução, ou seja, o próprio consumidor a partir de insumos descartáveis passa a produzir a própria energia e, dependendo da quantidade gerada o mesmo pode se tornar auto-suficiente e quando a produção ultrapassa o consumo, pode ser comercializada com a concessionária de energia elétrica visando fornecer energia ao sistema.

Entende-se por autoprodução, a geração de eletricidade do consumidor com instalações próprias de geração de energia elétrica, localizadas junto às unidades de consumo, que não utiliza, para o auto-suprimento, a eletricidade da rede elétrica das concessionárias de transmissão/distribuição. A autoprodução constitui-se em importante elemento na análise do atendimento à demanda de eletricidade, uma vez que ela já representa mais de 8% de toda a energia elétrica consumida no país e, experimentou crescimento acelerado nos últimos dez anos e tem grande potencial de expansão no horizonte decenal [8].

O autoprodutor não demanda investimentos adicionais do sistema elétrico, além dos naturalmente relacionados a contratos de back-up que ele mantenha comercializado para suprimento em situações específicas, como pode ser o caso de paradas programadas ou eventuais paradas não programadas.

O caso mais comum de autoprodução é o da cogeração. A cogeração constitui-se em uma forma de uso racional da energia, uma vez que o rendimento do processo de produção de energia é significativamente aumentado a partir da produção combinada de energia térmica e elétrica, dando-se um melhor aproveitamento ao conteúdo energético do combustível básico. O mercado potencial de cogeração é constituído, essencialmente, pelos segmentos industriais que utilizam grandes quantidades de vapor e eletricidade no próprio processo industrial. Os principais segmentos que apresentam tais características são: papel e celulose, químico e petroquímico, siderurgia, açúcar e álcool, alimentos e bebidas, e têxtil.

Prevê-se um expressivo crescimento da autoprodução nos próximos 10 anos, em torno de 6,6% ao ano, em média como mostra o gráfico 1, com previsão da autoprodução para o período 2010-2020 para alguns setores da área industrial.

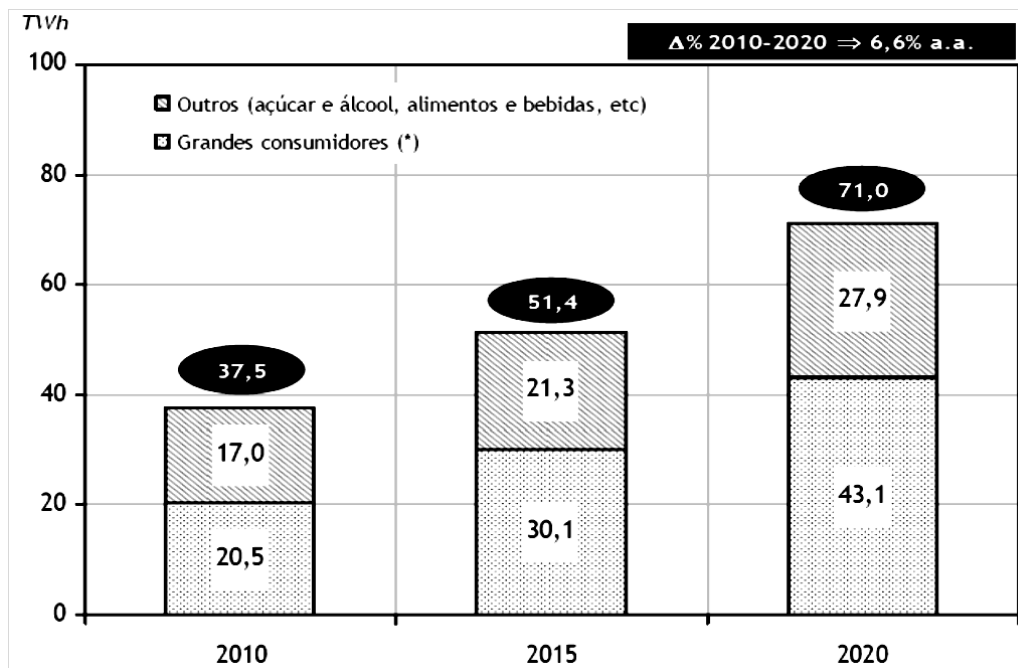


GRÁFICO 1- crescimento da autoprodução nos próximos 10 anos.

A participação da autoprodução no consumo total de eletricidade do País passará de pouco mais de 8% (valor verificado nos últimos anos) para cerca de 10% ao final do horizonte [7].

Em [7] é apresentado um cenário para as matrizes energéticas no Brasil para o período de 2010-2030, onde aborda todas as matrizes de relevância no âmbito nacional. Será dado um enfoque a produção de energia elétrica hidráulica, que é a maior parte fornecedora do mercado brasileiro onde mostre que de 1975 a 2005 houve um aumento de potencia instalada relativamente significativa de 13.724MW para quase 69.000MW.

O estudo também apresenta um mapa de aproveitamento do potencial hidrelétrico brasileiro, onde na figura 1, mostra o potencial ainda a ser aproveitado.

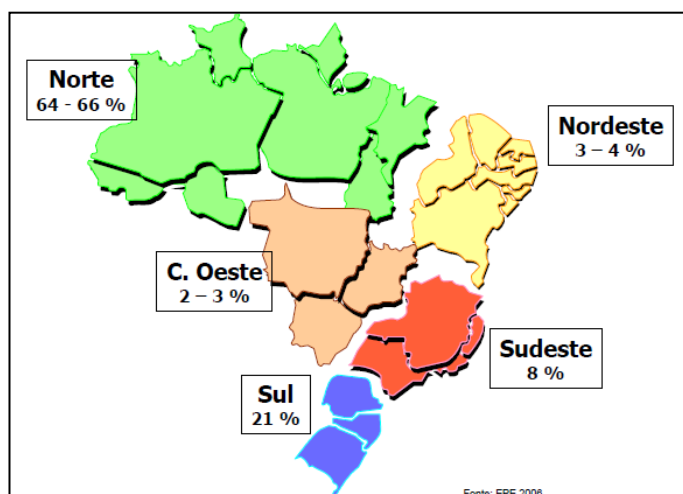


Figura 1 - Mapa do potencial hidrelétrico brasileiro a ser aproveitado.

No entanto, segundo o Plano Decenal de Expansão de Energia Elétrica 2006- 2015, com o aproveitamento da bacia do Amazonas nos locais onde acredita-se não possuir um impacto ambiental relevante, e das demais bacias, até um índice de 70%, será possível suprir a crescente demanda até 2015. Em 2030, estima-se um consumo de energia elétrica entre 950 e 1.250 TWh/ano, sendo que o consumo atual situa-se em torno de 371.5 TWh em 2007 [6].

Essa diferença exigirá investimentos pesados na expansão da oferta de energia elétrica. No caso deste fornecimento ser realizado por usinas hidrelétricas, mesmo com uma instalação adicional de 120 mil MW, o que eleva para 80% o uso do potencial, ainda assim poderia não ser suficiente para atender a demanda em 2030, como mostra o gráfico 2 a seguir, onde tem-se um déficit entre geração e demanda abordado em [7].

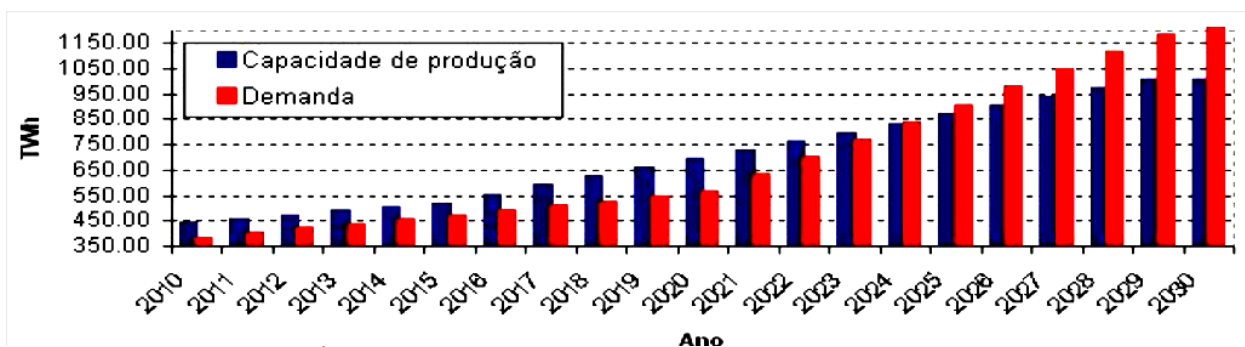


GRÁFICO 2- crescimento da demanda de energia elétrica.

Do exposto acima, o presente trabalho tem a finalidade de apresentar o desenvolvimento de um sistema de co-geração de energia elétrica de baixa potência utilizando um inversor de tensão chaveado em alta frequência onde, a partir de um fonte qualquer de energia tal como eólica, solar, hidráulica entre outras que possa ser transformada e armazenada na forma de tensão contínua em bancos de baterias, poder-se-á invertê-la para a forma alternada compatível com a rede de distribuição brasileira na frequência de 60Hz e assim injetar potência em conjunto com a rede da concessionária.

Muitos trabalhos sobre esse assunto já foram publicados e defendidos, sendo impossível tratá-los todos aqui, assim houve a escolha por dois deles que são brevemente descritos abaixo.

Em [9] é apresentado um sistema de co-geração de energia utilizando painéis fotovoltaicos, que utiliza para fazer a inversão da tensão contínua dos painéis, uma topologia que envolve dois conversores sendo eles um push-pull e um Buck e no estágio final um inversor de tensão para fazer a interface com a rede elétrica.

Em [10] é apresentado um sistema que utiliza na entrada cinco conversores push-pull ligados em cascata, e no estágio de saída um inversor de tensão.

O sistema aqui proposto comparado com os dois citados anteriormente apresenta a diferença de ter menos componentes devido à utilização de apenas dois conversores push-pull (um para cada semi-ciclo) e duas chaves bidirecionais construídas com transistores e diodos para a o devido direcionamento da corrente oriunda dos conversores push-pull, ou seja, com probabilidade se ser desenvolvido com um circuito menos complexo, o que pode dar melhores características de desenvolvimento e manutenção.

O inversor de tensão aqui descrito, utiliza modulação SPWM e a técnica de acionamento dos semicondutores adotada em amplificadores de potência de áudio da classe dos chaveados, conhecidos como amplificadores em classe D, o inversor será descrito posteriormente e apresenta uma topologia já estudada em [11] onde foi utilizado para aplicação em áudio, mas aqui se apresenta com modificações nos sistemas de controle e potência para a utilização em um sistema de co-geração de energia elétrica.

O sistema pretendido é mostrado em forma de diagrama de blocos, apresentado na figura 2. Verifica-se que para a geração os pulsos *PWM* dos conversores é utilizada uma amostra do próprio sinal senoidal da rede para a comparação com a uma onda triangular, ou seja, o sistema deverá injetar potência na rede apenas quando houver tensão da concessionária, o que é desejável na situação prevista para o caso de desligamento para manutenção.

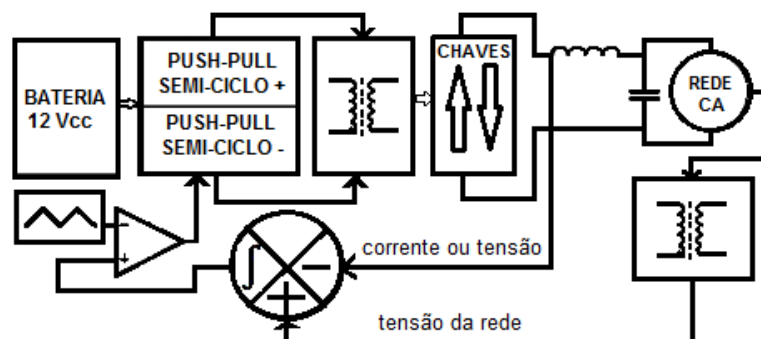


Figura 2 - Diagrama de blocos do sistema utilizado

O presente trabalho foi desenvolvido em 8 capítulos como segue:

O capítulo 1 apresentou a introdução do trabalho.

O capítulo 2 apresenta os inversores PUSH-PULL e a topologia adotada para o desenvolvimento do inversor.

O capítulo 3 apresenta o circuito de comando para a lógica de chaveamento do inversor.

O capítulo 4 apresenta o circuito de controle.

O capítulo 5 apresenta o circuito de potência que, de acordo com a lógica de controle faz a inversão e injeção de potência na rede elétrica.

O capítulo 6 apresenta os cálculos para o dimensionamento dos principais componentes.

O capítulo 7 apresenta os resultados experimentais de valores e formas de ondas de tensões e correntes em diferentes pontos do inversor.

No capítulo 8 são apresentadas as conclusões finais.

2. O CONVERSOR PUSH-PULL E TOPOLOGIA INVERSORA

INTRODUÇÃO

Em muitas aplicações na área de eletrônica, principalmente na área de eletrônica de potência necessita-se de níveis de tensões diferentes em estágios de circuitos que muitas vezes são conseguidas com a inclusão de conversores de tensão CC-CC, que podem ser encontrados em algumas topologias diferentes 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.

Os conversores CC-CC podem ser definidos como um sistema formado por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores que tem por função controlar o fluxo de potência elétrica da fonte de entrada E1 para uma fonte de saída E2 onde, E1 funciona como fonte de energia e E2 como carga, tendo como variável de controle o ciclo de trabalho também conhecido como razão cíclica [BARBI,2000]. A figura 3 representa um diagrama básico de um conversor CC-CC.

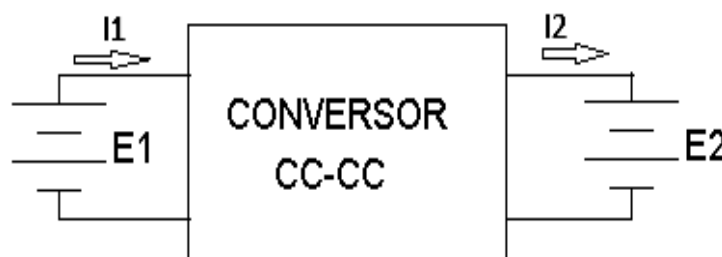


Figura 3 - diagrama representativo de um conversor CC-CC

A topologia escolhida para o presente trabalho foi o conversor push-pull devido ao isolamento galvânico fornecido pelo transformador, o que melhora a segurança em termos de manutenção e funcionamento, pois o conversor fica isolado da rede, também devido ao campo magnético B excursionar do pelos 1^o e 3^o quadrantes da curva B-H pelos seus dois enrolamentos primários o que dá uma vantagem de ter o dimensionamento do núcleo de menores dimensões [MELLO, 1987], e de possuir o mesmo referencial para as chaves do

primário, o que significa um circuito de drive de acionamento para os transistores mais simplificado.

2.1 FUNCIONAMENTO CONVERSOR PUSH-PULL

Utilizando como referência o circuito da figura 4, é apresentada a análise de funcionamento do conversor push-pull.

Quando T1 satura, T2 deve ficar no corte com tensão $V_{CE} = 2V_E$, devido as fases dos enrolamentos e por terem o número de espiras iguais. Com T1 saturado aparece em um dos enrolamentos do primário a tensão V_E que por sua vez devido a relação de espiras $N1/N2$ coloca um pulso de tensão no secundário que é retificado pelo diodo D1, impondo a tensão $V1$ no indutor L1. Após essa etapa, T1 é levado ao corte onde permanece cortado junto com T2 em um tempo chamado tempo morto. Os dois diodos colocam os enrolamentos do secundário em curto, isto é, a corrente armazenada percorre os dois diodos ao mesmo tempo fazendo aparecer no transistor a tensão V_E . Após o tempo morto T2 passa a conduzir, provocando um pulso no secundário que fará o diodo D2 conduzir corrente em L1 sendo que em seguida, com o corte de T2 haverá novamente o tempo morto e o ciclo recomeça novamente.

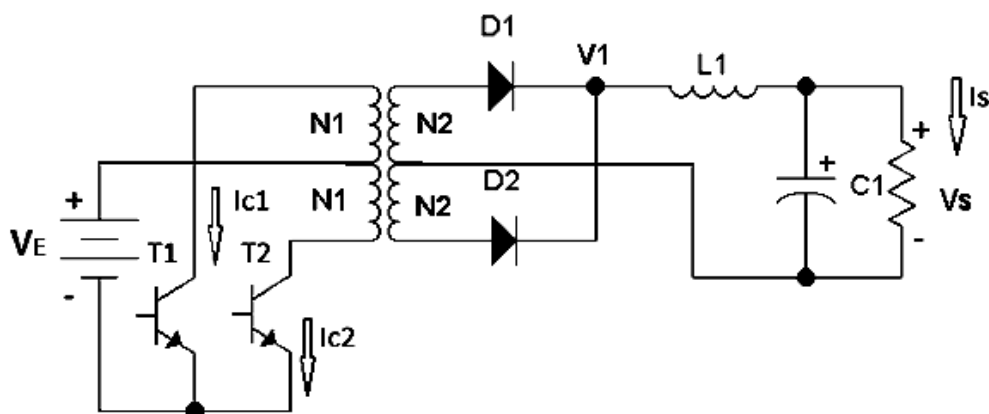


Figura 4 - conversor PUSH-PULL

2.2 FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR PUSH-PULL

A figura 5 mostra algumas formas de ondas do conversor push-pull onde, a figura 5(a) mostra a tensão em uma das chaves, a figura 5 (b) mostra a corrente na chave T1, a figura 5 (c) mostra a corrente na chave T2 e os pulsos no indutor L1 são mostrados pela figura 5 (d) que tem a frequência o dobro da frequência do transformador, e a largura de pulso deve ser menor que 50% para que não tenha a condução simultânea dos transistores.

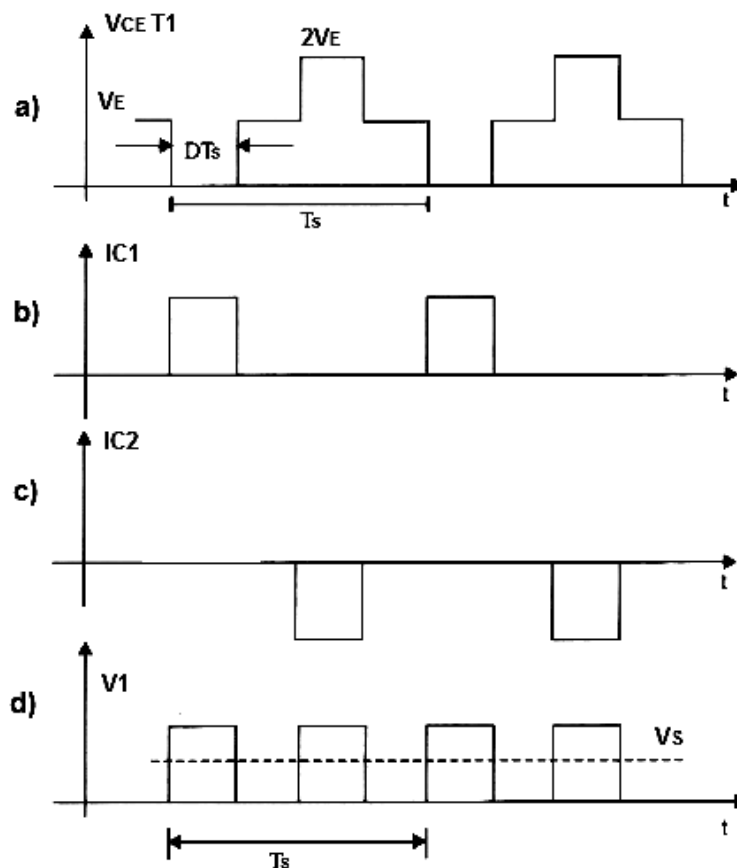


Figura 5 - Principais formas de onda do conversor PUSH-PULL

Os equacionamentos para o conversor push-pull estão no anexo M.

2.3 O TRANSFORMADOR PARA O CONVERSOR PUSH-PULL

O transformador é magnetizado durante o tempo ligado (T_{on}) de um dos transistores, e desmagnetizado completamente pelo T_{on} do outro transistor, isto é, o campo magnético excursiona no 1º e 3º quadrantes que pode ser visualizado na figura 6-A.

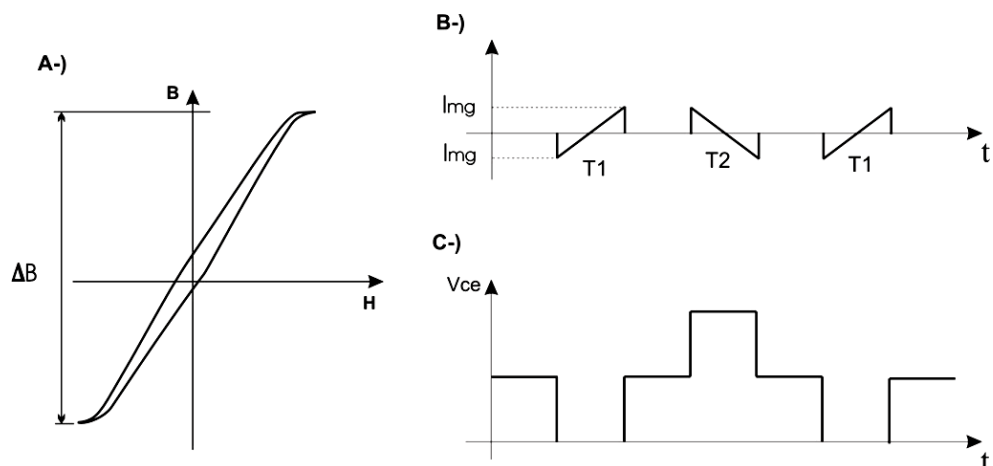


Figura 6 - A-) Excursão no primeiro e terceiro quadrante da Curva B-H; B-) Corrente de magnetização no transformador e C-) Tensão sobre uma das chaves.

A Figura 6 ilustra a curva de magnetização e desmagnetização do transformador, considerando que não há corrente de coletor, ou seja, sem nenhuma carga na saída. A corrente em T2 foi representada com polaridade positiva para visualizar a desmagnetização do ciclo anterior.

2.4 TOPOLOGIA INVERSORA

O inversor utilizado tem sua topologia descrita no item 2.6, onde, primeiramente é apresentado o funcionamento global, e mais adiante o mesmo é desmembrado em módulos a fim de se dar entendimento a cada parte em seu conteúdo teórico, dimensionamento de componentes e resultados práticos.

A fundamentação inversora de potência como já citada, foi baseada no conversor PUSH_PULL onde, com a utilização de dois conversores, um trabalhando no semiciclo positivo e outro no semiciclo negativo no modo contínuo de corrente é possível elevar a tensão da fonte de alimentação que para o caso é de $12V_{CC}$, e obter a inversão de uma tensão para uma tensão alternada de $127V_{RMS}$ que poderá ter sua potência inserida em conjunto com a rede elétrica da concessionária.

É importante também ressaltar o tipo de modulação utilizada para o acionamento das chaves, pois o sinal de saída do inversor terá de se na forma senoidal, logo o ciclo ativo das chaves é variante no tempo, e modulado por uma amostra do sinal da rede elétrica para perfeito sincronismo, assim a seguir é apresentado um resumo sobre modulação, deixando claro que existem outros tipos de modulação não tratados aqui.

2.5 MODULAÇÃO

É o processo de adicionar informação a um sinal chamado de portadora, ou seja, o mesmo carrega as informações que serão transmitidas. Na área de eletrônica de potência a modulação é muito utilizada para acionamento de semicondutores que funcionam na maioria dos casos como chaves estáticas que são ativadas e/ou desativadas por um sinal discreto tendo o mesmo a sua largura de pulso ativo variável de acordo com o sinal modulante, que em muitos casos pode ser um sinal senoidal ou senoidal retificado.

Existem alguns tipos de modulação desenvolvidos e utilizados, para o presente trabalho é utilizado o tipo SPWM (modulação por largura de pulso senoidal) bipolar, e o SPWM unipolar. O sinal SPWM bipolar é utilizado para gerar os pulsos para os gates das chaves estáticas, e o SPWM unipolar é o resultado dos sinais SPWM dos dois semiciclos, ou seja,

tem-se aqui uma modulação por largura de pulsos nos dois sentidos de corrente. [AHMED, 2000].

2.5.1 MODULAÇÃO SPWM (bipolar)

Em um comparador de tensão, dois sinais de entrada (um triangular e uma senóide retificada) são comparados entre si e geram um terceiro sinal com forma de onda quadrada, que varia o seu ciclo ativo de acordo com o valor da onda senoidal retificada de entrada, esse é o princípio da modulação por largura de pulso SPWM que, mantêm a frequência da portadora (sinal triangular) fixa, modificando apenas o tempo de ciclo ativo do sinal de acordo com o sinal modulante (senóide retificada). Na figura 7 é apresentada a comparação dos dois sinais, e o sinal resultante (modulado) dessa comparação.

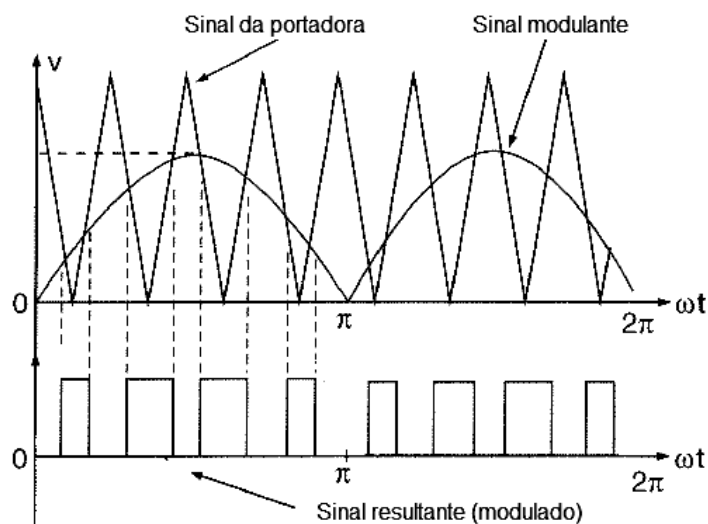


Figura 7 - modulação SPWM (bipolar)

2.5.2 MODULAÇÃO SPWM (unipolar)

A modulação por largura de pulso senoidal SPWM unipolar é feita também com a comparação de dois sinais, mas a diferença é que os limites das formas de ondas podem assumir valores positivos e negativos como é apresentado na figura 8 onde, $v_R(t)$ é um sinal senoidal de referência com amplitude V_m e frequência f_m igual a frequência de saída do sinal SPWM requerido é comparado com um sinal da portadora triangular $v_C(t)$ de alta frequência com amplitude V_c e frequência f_c . A largura de pulso ativo é dada quando $v_R(t) > v_C(t)$ no semiciclo positivo e $v_R(t) < v_C(t)$ no semiciclo negativo [HART,2012].

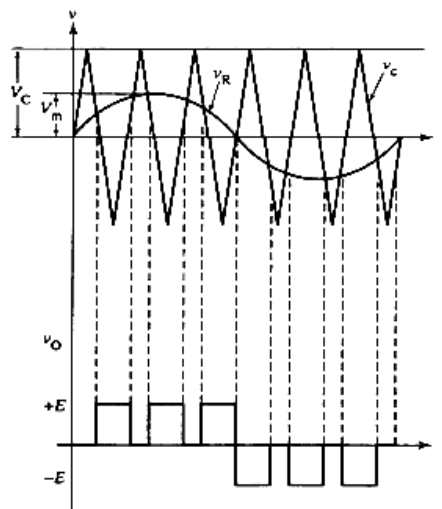


Figura 8 - modulação SPWM(unipolar)

Dessa maneira, visa-se conseguir uma forma de onda senoidal na carga, e para o caso foi utilizado um filtro passa baixas LC na saída para filtrar as componentes de alta frequência do inversor. Assim um esquema equivalente de funcionamento da parte inversora é apresentado na figura 9 tendo seu funcionamento descrito na sequência.

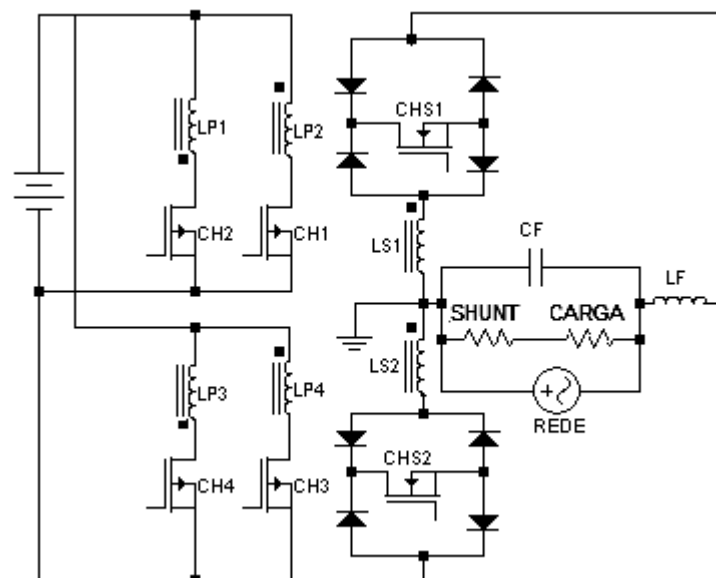


Figura 9 - Topologia utilizada

Os quatro enrolamentos do primário (LP, LP2, LP, LP4), e os dois enrolamentos do secundário (LS1 E LS2), são enrolados em um mesmo núcleo toroidal.

2.6 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Em malha aberta, uma amostra da forma de onda senoidal de tensão da rede elétrica é retificada (não filtrada) e comparada com a forma de onda triangular gerada pelo circuito de comando. Assim o resultado dessa comparação é uma forma de onda quadrada, variando a largura de pulso conforme o valor da senóide fica maior que a onda triangular.

Esse sinal resultante (SPWM) é então utilizado para o acionamento das chaves, mas para que isso seja possível esse sinal tem de ser dividido entre as chaves que atuam no semiciclo positivo e as chaves que atuam no semiciclo negativo que será descrito posteriormente na apresentação do circuito de comando. Na figura 10 é apresentada a sequência de acionamento das chaves que será dividida em 2 partes com 4 passos cada.

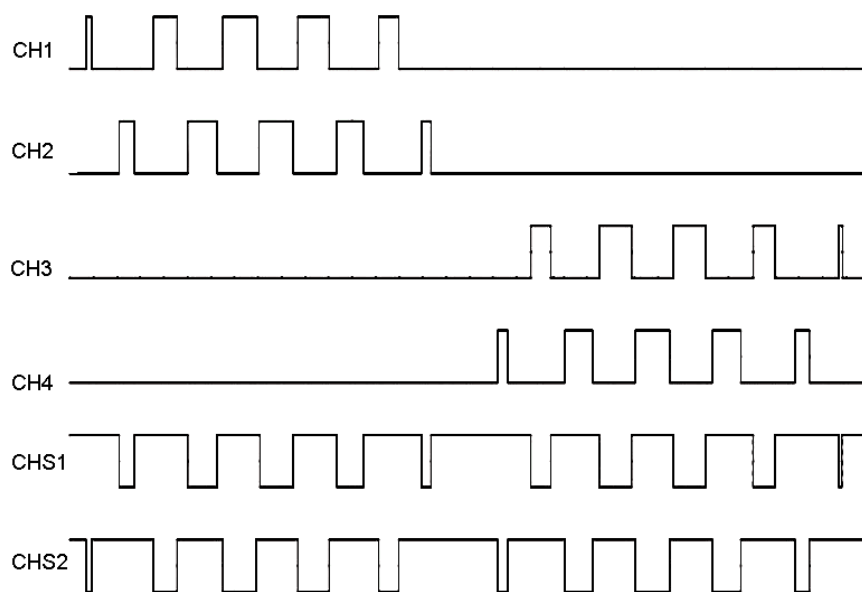


Figura 10 – Sequência de acionamento.

1ª parte: transferência de energia no semiciclo positivo.

Passo 1: a chave CH1 conduz magnetizando o enrolamento LP2 e induzindo tensão nos enrolamentos secundários, para garantir o sentido da corrente na carga a chave CHS1 também deve conduzir e o sentido da corrente é apresentado na figura 11, levando-se em consideração as linhas em negrito e sentido da corrente nos diodos que conduzem nesse momento sendo que as demais chaves ficam abertas.

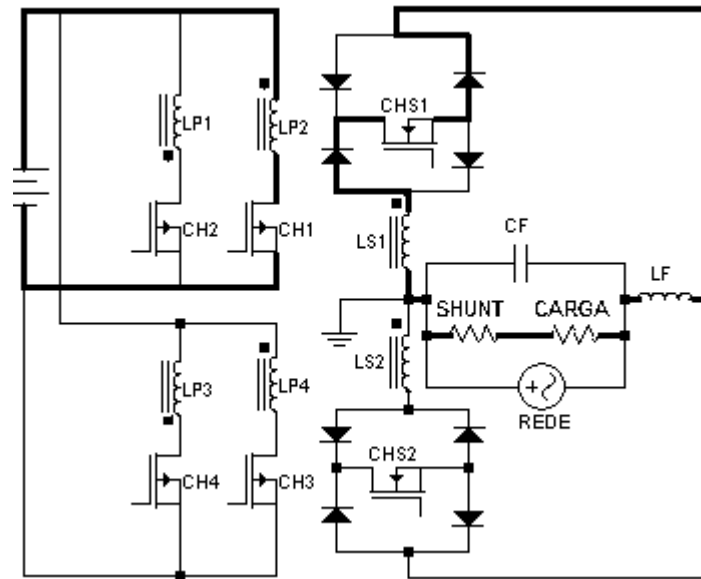


Figura 11 - Passo 1

Passo 2: a chave CH1 para de conduzir, CHS1 permanece conduzindo e CHS2 entra em condução, isso equivale ao tempo morto entre as chaves CH1 e CH2, fazendo com que o fluxo de corrente entre em roda livre, e a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme a figura 12.

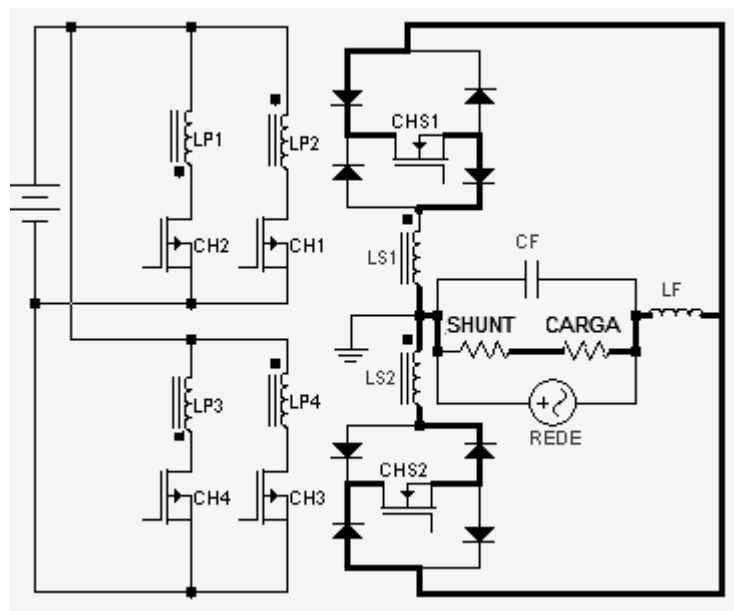


Figura 12 - Passo 2

Passo 3: a chave CH2 passa a conduzir induzindo tensão com polaridade oposta ao passo 1. Logo para manter o sentido da corrente na carga, CHS1 deixa de conduzir e CHS2 permanece conduzindo conforme mostra a figura 13.

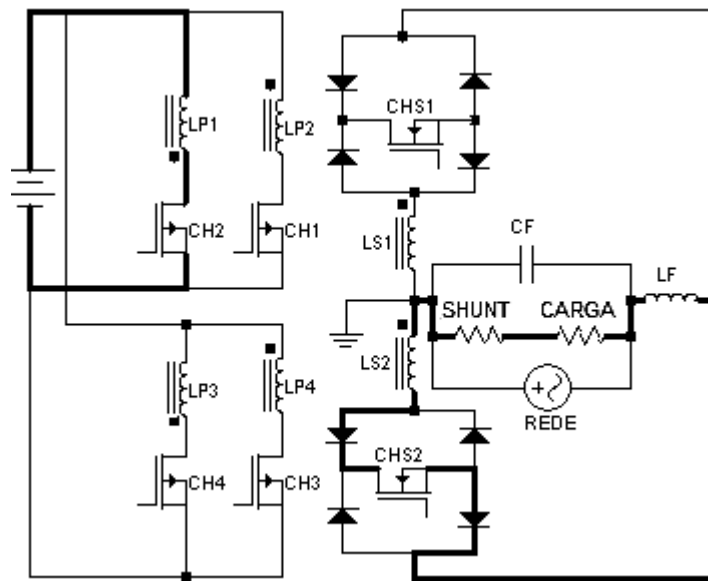


Figura 13 - Passo 3

Passo 4: é o tempo morto entre CH1 e CH2 , onde somente CHS1 e CHS2 conduzem, fazendo com que o fluxo de corrente entre em roda livre e a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme mostra a figura 14.

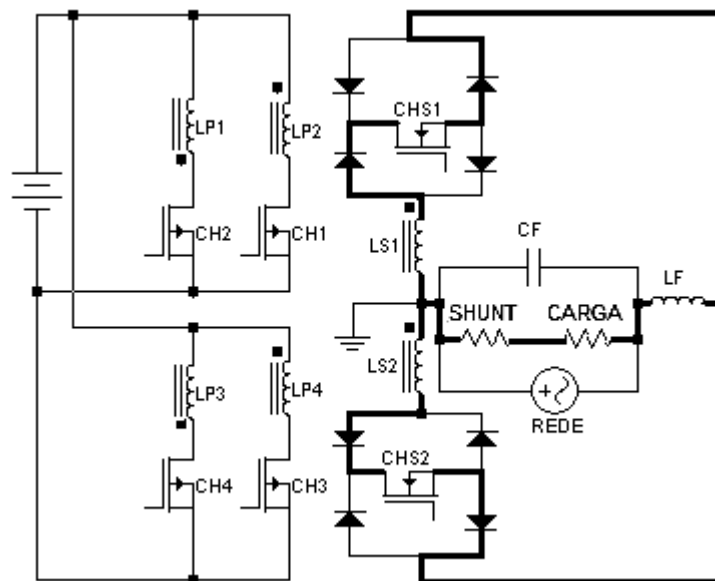


Figura 14 - Passo 4

2ª parte: transferência de energia no semiciclo negativo.

Passo 5: a chave CH3 conduz magnetizando o enrolamento LP4 e induzindo tensão nos enrolamentos secundários, para garantir o sentido da corrente na carga a chave CHS2 também deve conduzir e o sentido da corrente é apresentado na figura 15 levando-se em consideração as linhas em negrito e sentido da corrente nos diodos que conduzem nesse momento sendo que as demais chaves ficam abertas.

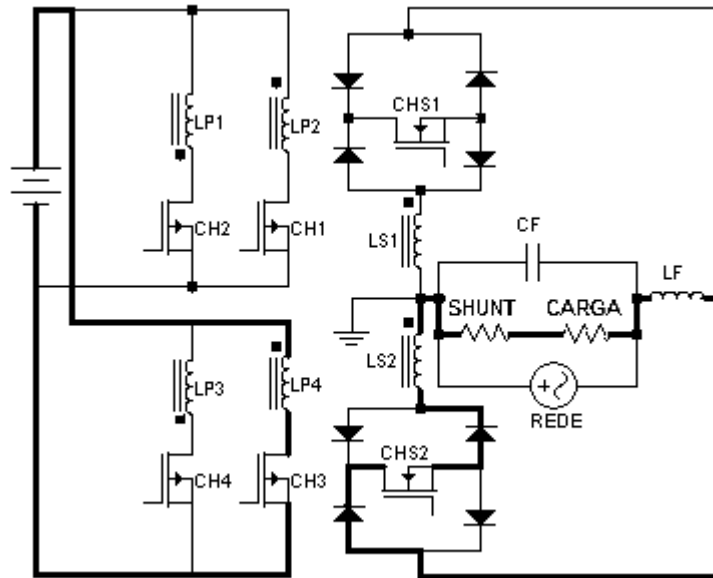


Figura 15 - Passo 5

Passo 6: a chave CH3 para de conduzir e CHS1 entra em condução, isso equivale ao tempo morto entre as chaves CH1 e CH2, fazendo com que o fluxo de corrente entre em roda livre, e a tensão nos enrolamentos seja nula, conforme a figura 16.

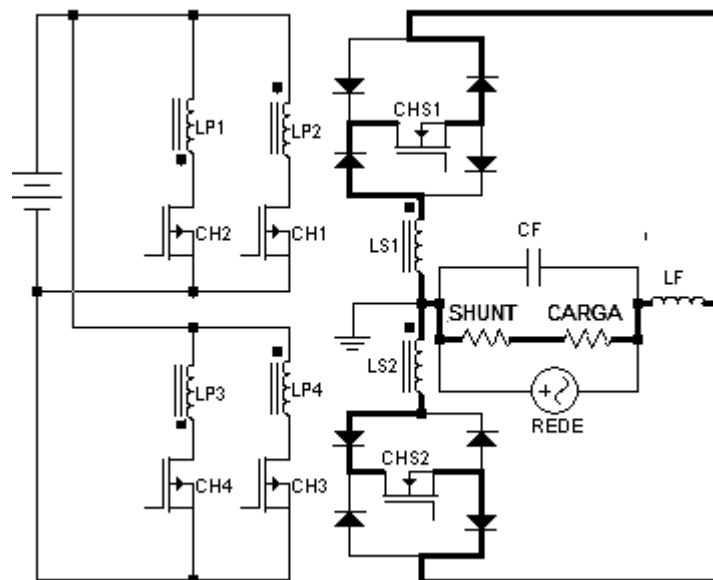


Figura 16 - Passo 6

Passo 7: A chave CH4 conduz induzindo uma tensão nos enrolamentos secundários com polaridade oposta ao passo anterior, para manter o sentido da corrente CHS2 deixa de conduzir e CHS1 passa a conduzir, conforme apresenta a figura 17.

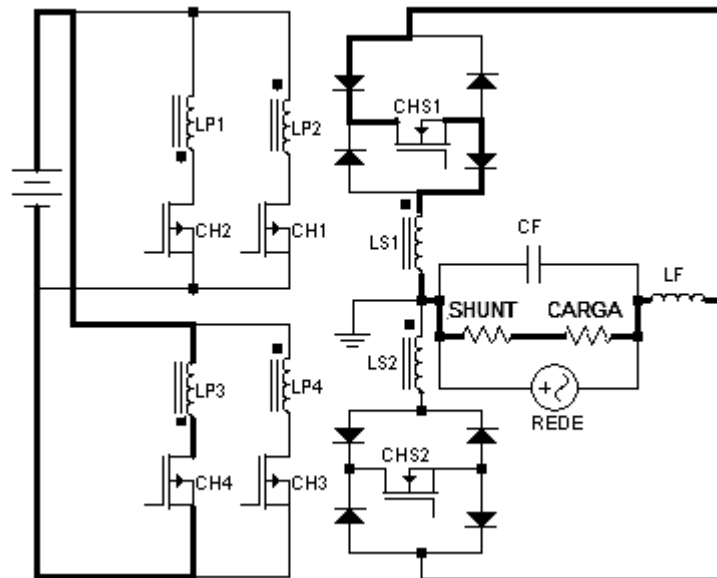


Figura 17 - Passo 7

Passo 8: A chave CH3 para de conduzir e temos um tempo morto de CH3 3 CH4, enquanto CHS1 e CHS2 conduzem simultaneamente proporcionando o fluxo de corrente em roda livre conforme figura 18.

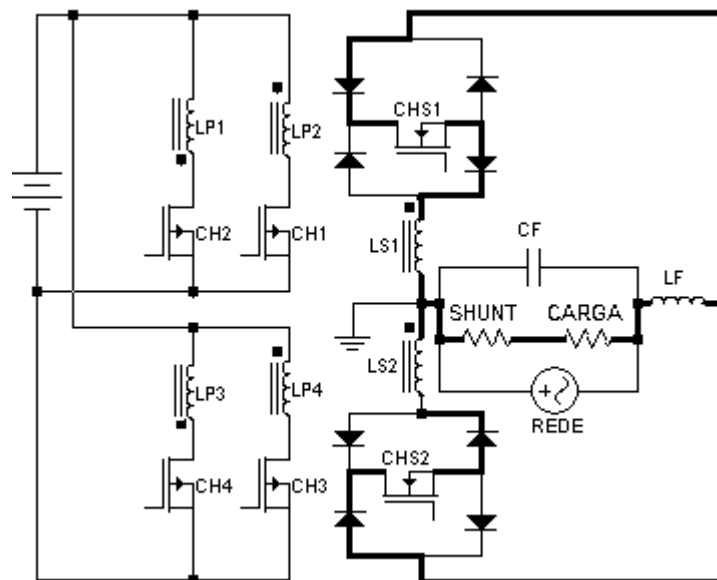


Figura 18 - Passo 8

CONCLUSÃO

Observou-se através dos 8 passos descritos anteriormente que com a utilização dos dois conversores push-pull consegue-se além da elevação de tensão, uma isolação em relação aos circuitos de comando e controle e também a inversão do sentido da corrente pela carga, caracterizando assim uma forma onda de corrente alternada.

O momento certo da inversão de tensão é orientado especificamente pela amostra do sinal retirado da própria rede elétrica que é comparado com a forma de onda triangular para a geração dos pulsos *PWM* que acionam as chaves, essa comparação com a amostra do sinal da rede impõe o sincronismo na hora da injeção de potência. Como ao conectar a saída do inversor a tensão da rede vai fixar o nível de tensão, logo a injeção de potência será conseguida em forma de corrente.

3. CIRCUITO DE COMANDO

INTRODUÇÃO

O circuito de comando é responsável pela lógica de acionamento do inversor, ou seja, é nesse circuito que são gerados os sinais de modulação e executadas as lógicas digitais que separam os sinais para as chaves, gerando assim as formas de ondas apresentadas no capítulo 2, figura 10. Neste capítulo são descritos todos os módulos que fazem parte do circuito de comando para o acionamento do circuito de potência que é apresentado em diagrama de blocos na figura 19 e dimensionado posteriormente.

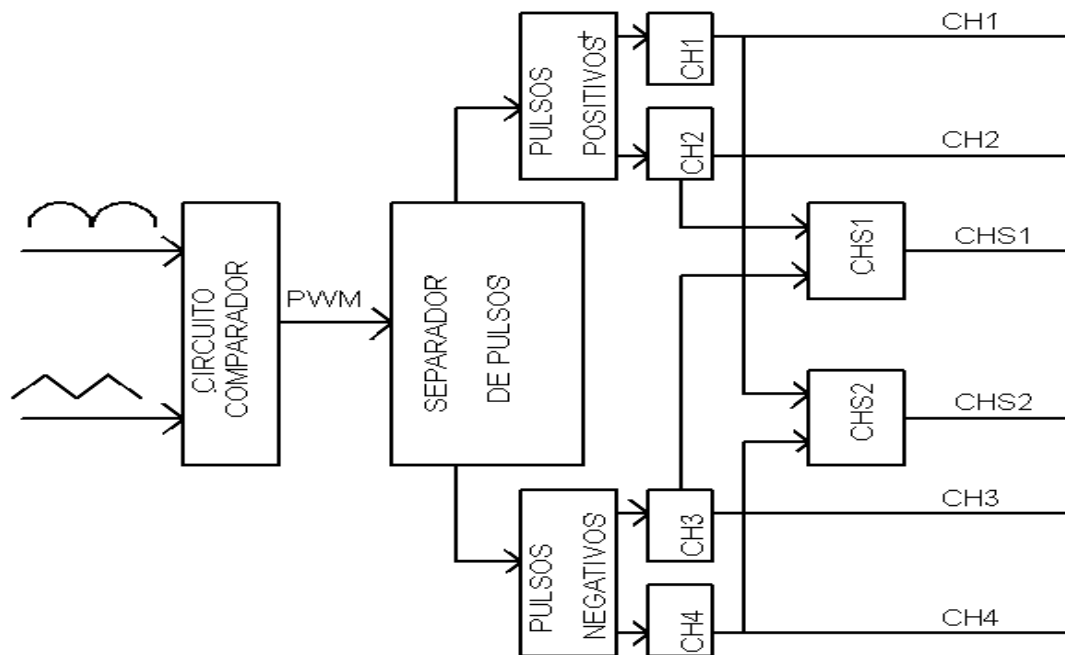


Figura 19 - diagrama de blocos do circuito de comando.

3.1 CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO DO COMANDO

Devido a utilização de amplificadores operacionais e a comparação entre valores positivos e negativos de tensões, houve a necessidade da implementação também de um circuito divisor de tensão onde, a partir de uma fonte de tensão contínua que nesse caso provém de uma bateria de 12 volts, é gerado um ponto referencial em 6V da bateria que será tratado como *GND* daqui em diante, que é a abreviatura de ground (terra em inglês), sendo assim obtém-se os valores de -6V e +6V em relação a esse potencial, circuito esse montado com o circuito integrado regulador de tensão KA7806.

No circuito de alimentação também foi implementado um regulador de tensão devido a fonte que alimenta o sistema fornecer geralmente uma tensão maior que 12V, e para que as tensões fiquem mais simétricas possível em relação ao *GND* foi introduzido um regulador ajustável com o circuito integrado LM317, o circuito completo é apresentado na figura 20.

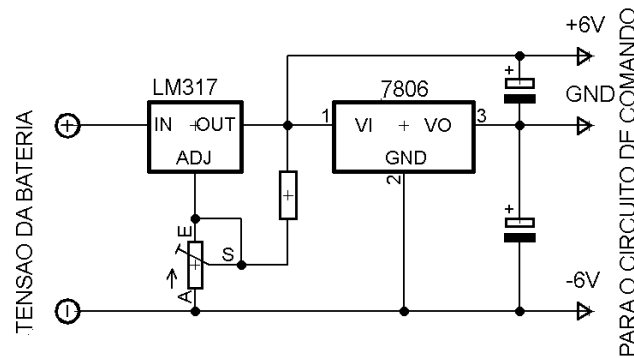


Figura 20 - Circuito de alimentação do comando.

3.2 CIRCUITO GERADOR DE ONDAS TRIANGULAR E QUADRADA

Para a geração dos pulsos que acionam as chaves do circuito de potência é necessário a geração de duas formas de ondas importantes para o funcionamento do inversor. Uma forma de onda triangular em 40KHz é necessária para a comparação com a senóide retificada que vem da rede elétrica para a composição do sinal PWM que será utilizado para a variação da largura de pulso de disparo chaves do primário e secundário, e outra forma de onda quadrada é necessária para o acionamento de uma fonte chaveada auxiliar para a alimentação das chaves do secundário que são isoladas eletricamente do primário.

Normalmente são utilizados dois circuitos geradores, um para cada forma de onda, mas o circuito adotado foi elaborado com o circuito integrado NE566, que é um gerador de funções do tipo VCO (oscilador controlado por tensão). Este produz um sinal de saída oscilante cuja frequência pode ser ajustada dentro de uma faixa, controlada por uma tensão contínua [3]. O circuito escolhido traz a vantagem de gerar as duas formas de ondas necessárias para a aplicação, não havendo a necessidade de dois circuitos independentes.

A frequência de oscilação pode ser calculada pela equação 1 retirado de [BOYLESTAD].

$$f_o = \frac{2}{R1.C1} \left(\frac{V^+ - V_c}{V^+} \right) \quad (1)$$

Com as seguintes restrições:

- * $2K_{\Omega} \leq R_1 \leq 20K_{\Omega}$
- * $\frac{3}{4} V^+ \leq V_c \leq V^+$
- * $f_o < 1MHz$
- * $10V \leq V^+ \leq 24V$

O diagrama esquemático do NE566 é apresentado no anexo C indicando os pinos 3 e 4 como saída dos sinais utilizados.

O circuito gerador é apresentado na figura 21 sendo que o resistor R1 foi substituído por um potenciômetro para melhor ajuste da frequência, e um circuito de ajuste de offset teve de ser implementado devido ao sinal de saída do NE566 ter um nível de tensão dc diferente do necessário para a aplicação, sendo assim foi desenvolvido um filtro desacoplador com um capacitor e após o mesmo, um circuito divisor de tensão para um ajuste de nível de tensão dc a fim de se adequar na comparação no nível GND (6V em relação à massa da bateria de alimentação).

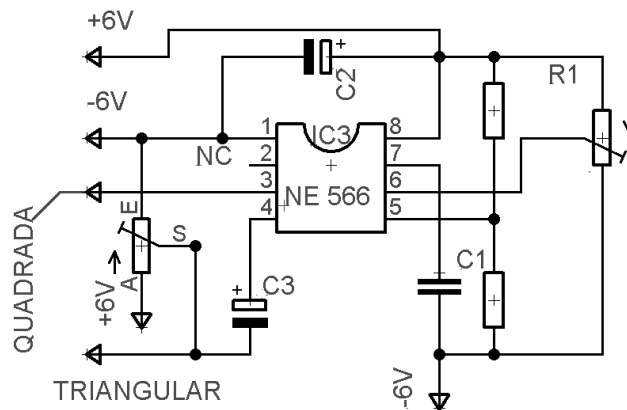


Figura 21 - Circuito gerador de Ondas Quadrada e Triangular.

3.3 CIRCUITO COMPARADOR

Um comparador analógico consiste em um circuito com duas entradas sendo uma inversora (-) e outra não-inversora (+) onde, quanto a tensão na entrada não-inversora for maior que a tensão na entrada inversora o comparador tem na saída um valor alto de tensão (tensão de saturação), e vice-versa, assim o sinal de saída depende do valor de tensão nas entradas [MALVINO].

O circuito comparador de sinais foi então implementado utilizando um amplificador operacional CA3140 na configuração de comparador de tensão. O mesmo foi escolhido pela sua qualidade de chaveamento de frequências de até 4.5MHz e devido a sua característica de construção que utiliza transistores mosfet's na entrada em combinação com transistores bipolares na saída [4]. O diagrama esquemático do CA3140 é mostrado no anexo E.

A figura 22 apresenta o circuito utilizado no projeto salientando que para um melhor funcionamento foi implantado um ajuste de offset de saída utilizando um potenciômetro a fim

de se eliminar a tensão de offset de saída que possa existir.

O funcionamento consiste em comparar a forma de onda senoidal retificada oriunda da rede elétrica (60Hz) com a forma de onda triangular gerada pelo NE566 (40KHz) obtendo na saída um sinal PWM com largura de pulso variável proporcionalmente a ao sinal senoidal retificado.

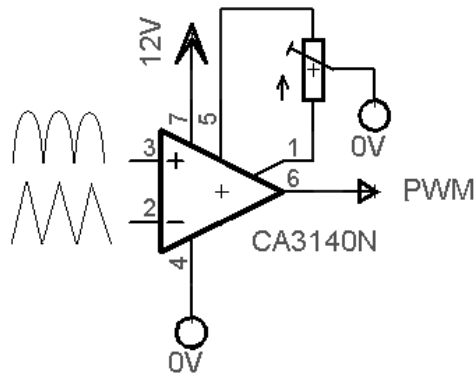


Figura 22 - circuito comparador de tensão.

3.3.1 CIRCUITO RETIFICADOR DE PRECISÃO

Para a obtenção do sinal de referência senoidal para a comparação de sinais efetuou-se a retificação do sinal da rede elétrica, ou seja, um transformador abaixador foi utilizado para adequar a tensão de $127V_{RMS}$ da rede elétrica para um valor em torno de $3V_{RMS}$ sendo que, a retificação desse valor de tensão de forma usual com diodos retificadores faria com que parte do sinal fosse atenuado devido a queda de tensão nos diodos, assim foi utilizado um circuito retificador ativo, envolvendo diodos e amplificadores operacionais.

Para a retificação de um sinal senoidal é necessário a inversão do sinal do semiciclo negativo aplicando-o a um outro retificador. Assim, a saída dos dois semiciclos com mesma polaridade é aplicada a uma carga comum. O circuito retificador de onda completa de precisão é formado a partir de retificadores de meia onda de precisão (super diodo) fornecendo assim um sinal retificado sem a atenuação de aproximadamente 0.7V dos retificadores convencionais a diodos [SEDRA, 2000]. A figura 23 apresenta o circuito retificador utilizado onde foi inserido também um potenciômetro para o ajuste do valor de pico da senóide de entrada.

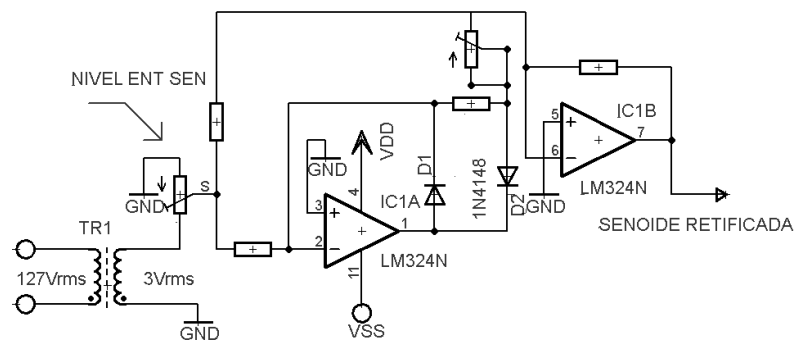


Figura 23 - Circuito Retificador de Precisão.

3.4 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS DOS SEMICICLOS

A forma de onda de saída desejada para o inversor será modulada para valores positivos e negativos para que possa ser filtrada e obter uma forma de onda senoidal para injeção de potência na rede, mas as chaves são todas ativadas com o gate em nível alto, sendo assim é necessário a separação dos pulsos relativos aos semiciclos positivos e semiciclos negativos, fazendo-os sempre com valores positivos, com isso é necessário que no semiciclo positivo da senóide da rede os pulsos sejam direcionados para as chaves do conversor 1, e no semiciclo negativo da rede elétrica os pulsos sejam direcionados as do conversor 2.

O circuito separador de pulso consiste em primeiramente comparar a senóide com um nível *GND* em dois comparadores analógicos onde, em um deles a porta inversora estará conectada ao *GND* e a porta não inversora à senóide onde, quando a tensão da senóide estiver no semiciclo positivo (valor maior que *GND*) a saída do respectivo comparador assume nível alto. Para o segundo comparador a situação se inverte, ou seja, a entrada não inversora é conectada ao *GND*, logo, quando a tensão da senóide estiver no seu ciclo negativo (menor que *GND*), a tensão na saída assume valor alto. Verifica-se que no semiciclo positivo o primeiro comparador fica em nível alto e no semiciclo negativo o outro vai para nível alto.

Utilizando então esses dois sinais pode-se fazer uma lógica booleana com essas duas saídas e o sinal *PWM* gerado na saída do circuito comparador de modo que, quando a saída do comparador 1 do estiver em nível alto, o sinal *PWM* seja direcionado a uma saída que vai para as chaves responsáveis pelo semiciclo positivo e, quando a saída do comparador 2 estiver em nível alto, o sinal *PWM* seja direcionado para as chaves que controlam o semiciclo negativo. A maneira de direcionar então os pulsos para as chaves consiste em fazer uma lógica AND entre o nível alto das saídas dos comparadores analógicos com o sinal *PWM* onde, a saída *PWM* vai estar presente na saída da lógica AND somente quando uma de suas entradas estiver em nível alto de acordo com a saída dos comparadores. O circuito completo separador de pulsos implementado, é apresentado pela figura 24.

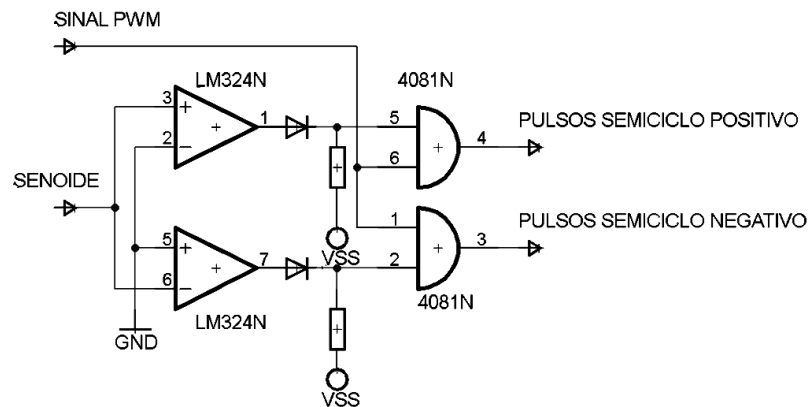


Figura 24 - Circuito Separador de Pulso.

3.5 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS PARA AS CHAVES DO PRIMÁRIO

Conforme visto no capítulo 2, a sequência de funcionamento é um conversor PUSH-PULL para cada semiciclo, ou seja, as chaves CH1 e CH2 são acionadas no semiciclo positivo em momentos diferentes e as chaves CH3 e CH4 atuam no semiciclo negativo também em momentos diferentes. Dessa maneira foi implementado um circuito para a separação dos pulsos oriundos do circuito separador de pulsos (semiciclos positivo e negativo) para que sejam acionadas as respectivas chaves de acordo com a sequência apresentada no capítulo 2.

Os pulsos já separados são injetados a um circuito formado por um flip-flop tipo D e depois realizado uma lógica *AND* entre o sinal do semiciclo referido e as saídas Q e \bar{Q} , o circuito integrado utilizado que faz a lógica combinacional necessária para o acionamento que é o TC4013 que tem seu diagrama esquemático apresentado no anexo G.

As saídas \bar{Q} dos flip-flop's são interligadas às entradas D, logo, a cada pulso de clock as mesmas invertem o seu estado lógico. Dessa forma, nas entradas das portas *AND*s (CD 4081), temos a lógica sempre entre o sinal *PWM* que deve estar em 1 para que se tenha saída =1 e o valor lógico 1 respectivo de uma das saídas do flip-flop, garantindo assim que as chaves nunca conduzirão ao mesmo tempo e quando o sinal *PWM* estiver em zero garante o tempo morto entre as duas chaves, salientando também que as entradas *SET* e *RESET* dos flip flop's foram ligadas ao potencial $V_{SS}(12V_{cc})$ para que as mesmas fiquem inabilitadas.

O circuito completo separador de pulsos das chaves do primário do ciclo positivo como do ciclo negativo é apresentado na figura 25.

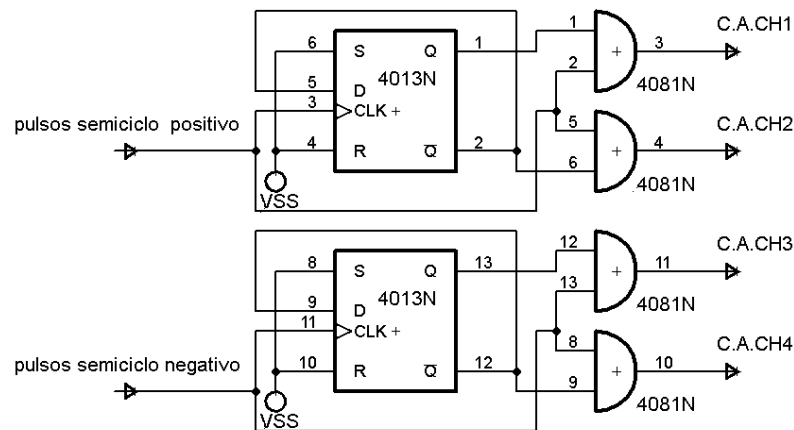


Figura 25 - Circuito separador de pulsos das chaves do primário.

3.6 CIRCUITO DE ATRASO DAS CHAVES DO PRIMÁRIO

Conforme visto no capítulo 2 figura 10, as chaves CHS1 e CHS2 do secundário são ativadas sempre junto com alguma chave do primário, e como será apresentado posteriormente, as chaves do secundário são isoladas eletricamente das chaves do primário, devido a isso ocorre um atraso no acionamento das mesmas, atraso esse verificado na prática em torno de 300ns, o que já é suficiente para provocar maior aquecimento nas chaves, pois as chaves do primário quando ativadas fornecerão energia ao primário transformador, mas a liberação ou não da passagem de corrente no secundário depende do acionamento das chaves CHS1 e CHS2 que terão de ser acionadas ao mesmo tempo que as chaves do primário respeitando a ordem da figura 10.

Um circuito de atraso teve de ser implementado na saída dos sinais que ativam as chaves do primário para que se possa ter um ajuste do tempo de condução entre a chave do secundário e a do primário respectivo no mesmo momento, assim uma constante de tempo RC ajustável foi inserida no caminho entre a saída dos pulsos para o primário do circuito de dispato, e os gates das chaves do primário do circuito de potência. Para que o sinal mantenha a característica da saída do circuito separador foi também inserida uma lógica AND para manter o sinal na forma quadrada.

Os valores para os capacitores foram de 27pF e os resistores variáveis de 20K Ω , o que implica em uma constante de tempo de até 0.54 μ s, o suficiente para o ajuste. A figura 26 apresenta o circuito de atraso, posteriormente é descrito o driver de acionamento das chaves do secundário e assim apresentado as formas de ondas nos gates dos primários e secundários levando-se em consideração o circuito com atraso e sem atraso.

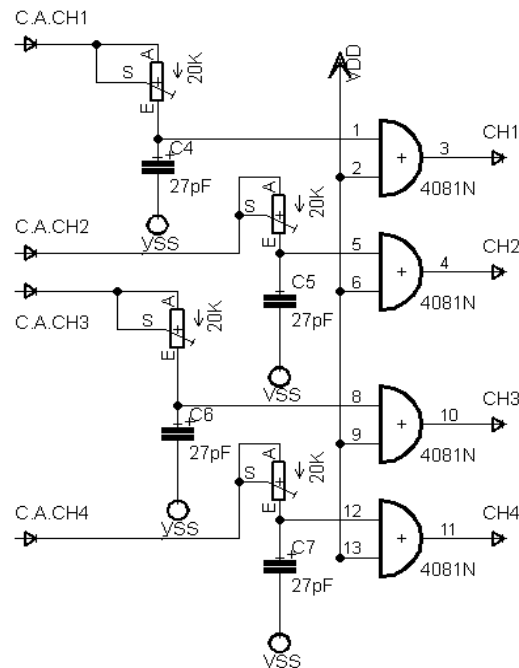


Figura 26 - Circuito de atraso das chaves do primário.

3.7 CIRCUITO DE PULSOS DAS CHAVES DO SECUNDÁRIO

Os pulsos das chaves do secundário são formados a partir de lógica combinacional das chaves do primário, onde os pulsos de controle da chave CHS1 são formados pela lógica XNOR entre os pulsos de CH2 e CH3 e os pulsos de controle da chave CHS2 são formados pela lógica XNOR entre CH1 e CH4, o que pode ser verificado na figura 10 do capítulo 2.

O circuito integrado que faz a lógica XNOR utilizado foi o CD 4077, que tem o seu diagrama equivalente e sua tabela verdade apresentados no anexo H.

O circuito que forma os sinais de controle de pulsos para as chaves do secundário é apresentado na figura 27, verifica-se que os sinais de entrada provém do circuito de formação dos sinais do primário, mas o sinal é retirado antes do circuito de atraso, para que no ajuste se consiga gerar o atraso somente nas chaves do primário já que os pulsos do secundário são os que já estão atrasados devido ao acoplamento óptico.

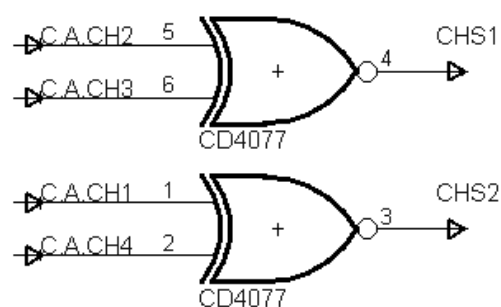


Figura 27 - Circuito de formação dos pulsos das chaves do secundário.

CONCLUSÃO

O circuito de comando apresentado é que fornece à topologia utilizada, os sinais e as condições de acionamento para circuito de potência, isto é, todo o sincronismo dos semicondutores como a formação dos diferentes sinais são formados no circuito de comando. Assim em algumas partes do circuito foram inseridos dispositivos ajustáveis como *trimpot's* e potenciômetros para fins de melhor ajuste para os valores de tensões, tempo e frequências utilizadas.

4. CIRCUITO DE CONTROLE

O Acionamento das chaves do inversor pelo circuito de comando é executado de forma variável, onde o tempo de ciclo ativo das chaves deve ser sincronizado com a rede elétrica e ter duração controlada para que a tensão ou corrente de saída do inversor possa ser corrigida em caso de mudanças no estado de funcionamento, tais como variação de carga ou até mesmo variação da tensão de alimentação do circuito de potência.

Para corrigir estas mudanças foi introduzido um circuito de controle que faz a leitura das variáveis de saída do inversor, e age realimentando o sistema para tais correções, de acordo com o modo de funcionamento do inversor que pode ser em malha aberta, ou fechada, sendo que em malha fechada o mesmo pode trabalhar com realimentação de tensão ou realimentação de corrente. A ação de controle implementada foi a função matemática estudadas nos cálculos conhecido como INTEGRAL. O resultado desta ação entre os sinais, é inserido no circuito retificador para que o mesmo possa enviá-lo ao circuito comparador, ou seja, quando em malha fechada, a comparação para gerar o sinal *PWM* para as chaves é feita entre o sinal triangular e o resultado da ação integral retificada. A figura 28 apresenta o circuito de controle, implementado no sistema.

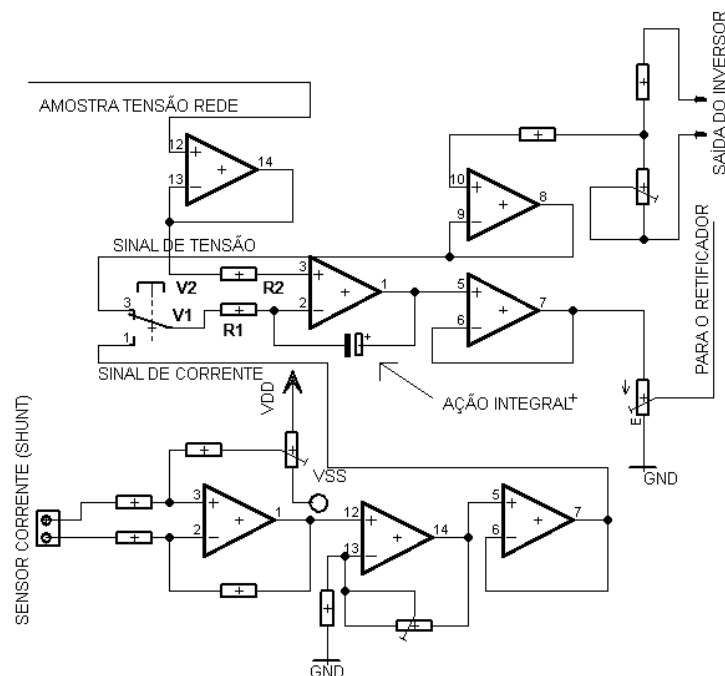


Figura 28- circuito de controle

Pelo circuito de controle da para verificar dois modos de funcionamento em malha fechada, pois, a entrada inversora da ação integral possui uma chave comutadora entre dois sinais da saída, um de tensão de saída e o outro da corrente de saída do inversor extraída de um resistor shunt.

Assim quando o inversor trabalhar em malha fechada, desconectado da rede elétrica, pode alimentar cargas de potências variáveis dentro do limite de potência do inversor, que a ação integral fará a correção aumentando ou diminuindo o ciclo ativo do sinal *PWM*, tendendo a manter a tensão de saída sempre próxima a $127V_{RMS}$.

Quando o inversor for conectado à rede elétrica teremos um comportamento diferente, pois, a tensão de saída estará fixada pela rede elétrica, pois, a saída do inversor estará em paralelo com a rede. Assim o controle com realimentação em forma de tensão não atuará nesse modo de trabalho, mas o inversor poderá detectar a variação de corrente na carga, pela presença ou ausência de tensão da rede, logo, dessa maneira quando não houver tensão na rede para comparação, têm-se o valor zero de tensão na saída da ação integral, proporcionando um valor zero de tensão na comparação e assim a inibição do sinal *PWM*, anulando todos os pulsos das chaves. O comportamento citado é esperado e previsto para que o inversor só injete potência na rede em conjunto com a potência da mesma, o que prevê uma situação de segurança onde em caso de desligamento da rede elétrica para manutenção, a rede fique totalmente desenergizada.

A função de transferência da ação de controle é dada por:

- Fazendo $R_1=R_2$

$$V_o = \frac{1}{C.R_1.S} \cdot (V_1 - V_2) \quad (\text{Eq 2})$$

CONCLUSÃO

Com a inserção do circuito de controle, o funcionamento do inversor se tornou mais estável, pois quando trabalhando em malha aberta, a saída fica suscetível às variações de carga, podendo assumir valores bem diferentes dos calculados para a tensão de saída. Com realimentação sob forma de tensão para o circuito montado, é possível uma boa regulagem de tensão na saída, mantendo o valor bem próximo ao desejado, e a realimentação em corrente informa ao inversor quando há modificações de carga, ou a presença ou não de tensão da rede para que o circuito de controle possa compensar ou não essas mudanças o que poderá ser visto no capítulo sobre resultados experimentais.

5. CIRCUITO DE POTÊNCIA.

INTRODUÇÃO

O circuito de potência transforma a tensão contínua fornecida pela fonte de $12V_{CC}$ em corrente alternada, e a fornece para a carga de acordo com a sequência de acionamento das chaves que recebem os pulsos de comando do circuito de comando apresentado no capítulo 3. O funcionamento do circuito de potência foi apresentado de forma geral no capítulo 2 onde foi descrito a sequência de funcionamento dos dois conversores *PUSH-PULL*. Neste capítulo são apresentados os diferentes blocos que compõem o circuito de potência.

5.1 DRIVE DAS CHAVES DO PRIMÁRIO.

I

Para o acionamento dos gates das chaves do primário foi utilizado um arranjo com dois transistores complementares (NPN e PNP) que formam basicamente uma chave digital, garantindo que quando o transistor NPN conduz fornece nível alto para o gate e quando PNP conduz fornece nível baixo para o gate, determinando a condução e não-condução das chaves [HART, 2012]. Na figura 29 é apresentado o circuito de drive do primário, sendo que cada chave possui um circuito deste.

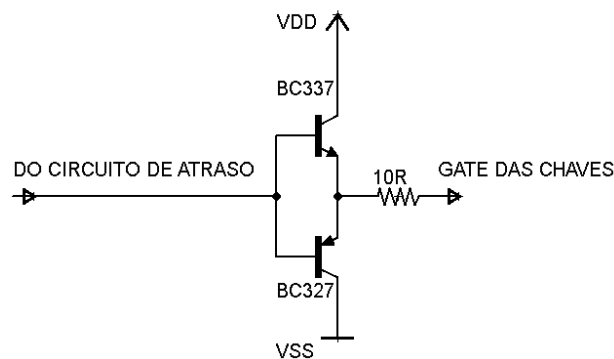


Figura 29 - Circuito de Drive das chaves do primário.

5.2 CIRCUITO SNUBBER.

Snubbers são pequenos circuitos inseridos em conversores estáticos de potência, cuja função é controlar os efeitos produzidos pelas reatâncias intrínsecas do circuito devido ao chaveamento em alta frequência. Os *snubbers* podem amortecer oscilações, controlar tensões e/ou correntes, e grampear sobretensões [5].

O circuito *snubber* utilizado nesse projeto é do tipo dissipativo, ou seja, a energia armazenada no *snubber* é dissipada em forma de calor no resistor do circuito. Mas para esse projeto, parte dessa energia será reutilizada para co-alimentação do circuito de drive das chaves do primário configurando assim um circuito *snubber* regenerativo, conforme será apresentado no próximo sub item. A figura 30 apresenta o circuito *SNUBBER* das chaves do primário e secundário.

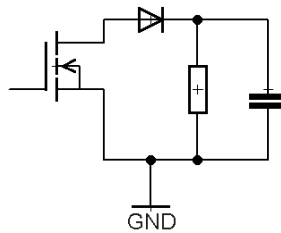


Figura 30 - Circuito SNUBBER

5.3 CIRCUITO REGENERATIVO DE ENERGIA.

Conforme apresentado no item 5.2, inicialmente os *snubbers* do primário seriam do tipo dissipativo, mas um circuito foi implementado para o reaproveitamento de parte dessa energia para co-alimentar os transistores dos drives do primário, onde a sobretensão nas chaves devido a alta frequência de comutação dos transistores será então associada e enviada a um regulador de tensão KA7812, regulador esse que fornecerá a tensão regulada de $12V_{cc}$ para reaproveitar parte dessa energia na alimentação dos transistores dos drives do primário. Os *snubbers* das chaves do secundário continuam sendo do tipo dissipativo.

A figura 31 apresenta o circuito de regeneração de energia das chaves do primário.

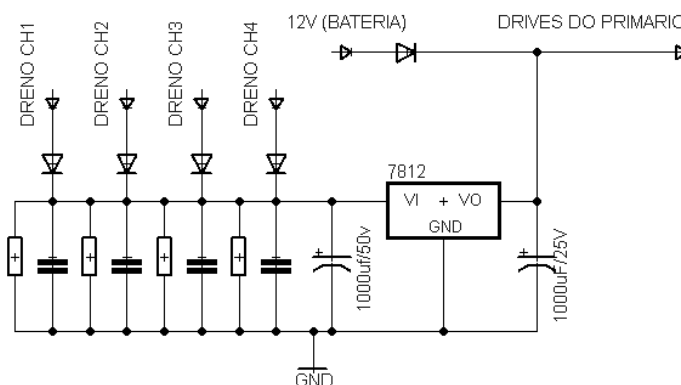


Figura 31 - Circuito Regenerativo de energia.

5.4 CIRCUITO DE PRÉ-CARGA.

Para uma melhor estabilidade de tensão e filtragem para o circuito de potência, foi adicionada uma associação de capacitores em paralelo com a alimentação dc, ou seja, um banco de capacitores. No entanto, um capacitor quando totalmente descarregado se comporta como um curto-circuito no momento de sua energização, sendo assim todas as vezes em que o inversor for energizado e os capacitores estiverem descarregados, ocorrerá o comportamento de uma corrente muito alta chamada de *INRUSH* [RASHID, 1999]. Para evitar esse comportamento foi adicionado ao projeto um circuito denominado de CIRCUITO DE PRÉ-CARGA.

O circuito de pré-carga consiste em alimentar por alguns instantes o sistema com a corrente limitada por um resistor de pré-carga, assim a corrente de *inrush* que irá carregar os capacitores será bem menor e aceitável, após um tempo o resistor de pré-carga é então curto-circuitado pelo contato de um relé (K1) e a partir daí, o circuito passa a receber toda a energia da fonte de tensão contínua, pois o resistor não tem mais efeito sobre circuito.

O acionamento do relé é efetuado devido ao disparo de um SCR que tem seu gate acionado por um circuito RC ajustável onde, somente depois de um tempo energizado o contato do relé vai colocar o resistor em by-pass, tempo esse suficiente para carregar os capacitores a um valor que não provoque mais uma corrente alta de *inrush*. A figura 32 apresenta o circuito de pré-carga utilizado.

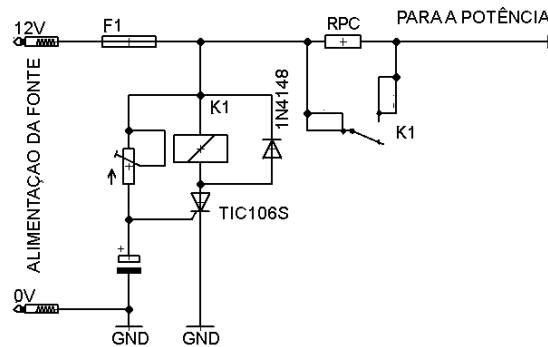


Figura 32 - Circuito Pré-carga.

5.5 CIRCUITO DE DRIVE DO SECUNDÁRIO.

As chaves do circuito secundário são isoladas eletricamente do circuito primário, assim foi desenvolvido um circuito de drive que faz o acoplamento entre o circuito de disparo e as chaves do secundário de maneira ótica. O circuito integrado optoacoplador A3120 é fabricado para esse fim. O anexo I apresenta o diagrama funcional do mesmo.

Para garantir que as chaves do circuito secundário, após a condução, entre totalmente em corte, foi desenvolvido um circuito de adequação de nível de tensão dc onde, o referencial para os gates está abaixo do valor de 0V da fonte, isto é, variando em torno -3,6V a 12.4V (variação de 16 V que é a alimentação da fonte auxiliar) garantindo o corte das chaves no momento correto. A figura 33 apresenta o circuito do drive das chaves do secundário.

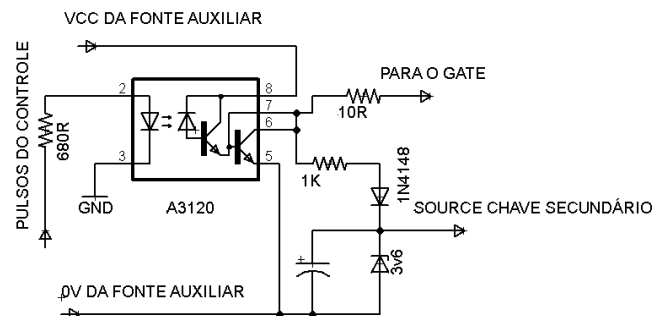


Figura 33 - Drive das chaves do secundário.

Devido as características de acoplamento ótico do circuito de drive do secundário, ocorre um atraso entre sinal que chega ao circuito pelo pino 2 do A3120 e o sinal que chega ao gate das chaves do secundário. Isso se deve às características de desempenho do circuito integrado que pode ser verificado na figura 34, onde o tempo de atraso, que é o tempo entre a entrada do sinal e a saída é tipicamente de 0.35 μ s, características estas fornecidas pelo fabricante.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions
Propagation Delay Time to High Output Level	t_{PLH}	0.10	0.30	0.50	μ s	$R_g = 10 \Omega$, $C_g = 10 \text{ nF}$, $f = 10 \text{ kHz}$, Duty Cycle = 50%
Propagation Delay Time to Low Output Level	t_{PHL}	0.10	0.27	0.50	μ s	
Pulse Width Distortion	PWD			0.3	μ s	
Propagation Delay Difference Between Any Two Parts	$(t_{PHL} - t_{PLH})$ PDD	-0.35		0.35	μ s	
Rise Time	t_r		0.1		μ s	
Fall Time	t_f		0.1		μ s	
UVLO Turn On Delay	$t_{UVLO ON}$		0.8		μ s	
UVLO Turn Off Delay	$t_{UVLO OFF}$		0.6		μ s	$V_0 < 5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$
Output High Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_H $	15	30		kV/ μ s	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 10 \text{ to } 16 \text{ mA}$, $V_{CM} = 1500 \text{ V}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$
Output Low Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_L $	15	30		kV/ μ s	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500 \text{ V}$, $V_F = 0 \text{ V}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$

Figura 34 - Características do A3120.

5.6 FONTE AUXILIAR DOS DRIVES DOS SECUNDÁRIO.

As chaves do primário e do secundário como já apresentado anteriormente estão em referenciais diferentes de tensão.

Dessa maneira houve a necessidade de desenvolver uma fonte de alimentação auxiliar para os dois circuitos de drives do secundário, onde o sinal de onda quadrada do CI NE566 é utilizado para acionar um conversor flyback com um transformador de dois enrolamentos secundários, para que se consiga duas saídas em referenciais diferentes. A relação de transformação do enrolamento do transformador foi de 1,3 para se obter uma tensão de saída de aproximadamente $16V_{CC}$ em cada secundário a partir da bateria de $12V_{CC}$. Pela figura 35 da para verificar na entrada dos pulsos da fonte um filtro dc com capacitor e um divisor de tensão com um potenciômetro. Isso se deve ao sinal gerado pelo NE566 estar em um referencial diferente.

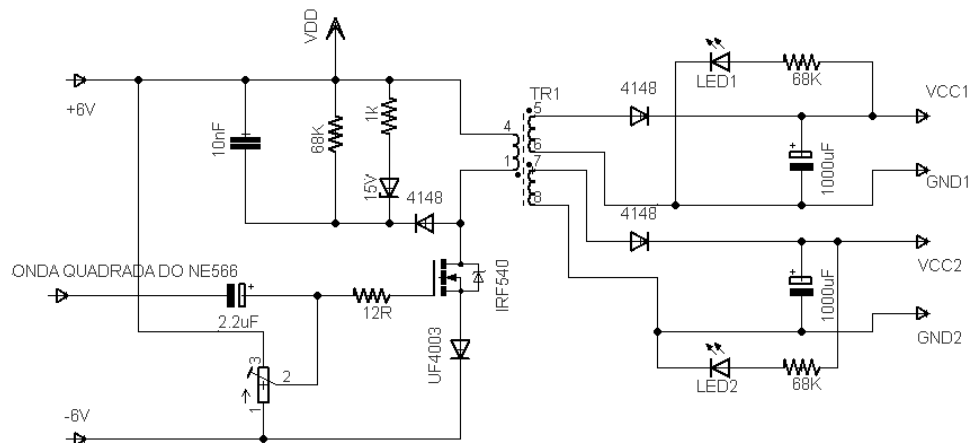


Figura 35 - Fonte auxiliar dos drives do secundário.

5.7 FILTRO DE SAÍDA LC.

O sinal de saída de tensão do inversor, devido aos transistores trabalharem como chaves, ou seja, somente em dois estados (condução e não condução) é de forma quadrada, pois as chaves não assumem valores de tensões e correntes intermediários. Dessa forma para se obter um sinal senoidal na saída do inversor, as componentes de alta frequência (40Khz) devem ser excluídas, ou seja, uma atenuação eficaz dessas componentes fará com que o sinal de saída tenha a forma senoidal com frequência ditada pelo sinal modulante de 60Hz, que é a frequência compatível com o sistema elétrico brasileiro.

Os Filtros são circuitos que separam sinais desejados de indesejados, bloqueiam sinais de interferência, reforçam determinados sinais, deixam passar ou impedem a passagem de uma determinada banda de frequência, e podem ser divididos em filtros ativos e passivos.

Filtros passivos: normalmente compostos por resistores, capacitores e indutores, não têm ganho em potência. Estes funcionam bem em altas frequências (acima de 100KHz), abaixo disso os indutores geralmente são volumosos e não são construídos na forma de circuitos integrados, e exige um cuidado maior para efetuar a sua sintonia.

Filtros ativos: normalmente compostos por resistores, capacitores e amplificadores operacionais, têm ganho em potência, são construídos na forma de circuitos integrados e fáceis de sintonizar [SEDRA].

O filtro utilizado na saída do inversor é do tipo passivo, e tem a função de passa-baixas, ou seja, o mesmo deve impedir que as frequências oriunda do chaveamento dos transistores, acima da frequência de corte (4Khz) passe pela carga. Como a frequência desejada que é 60Hz está dentro da faixa permitida para o caso.

A figura 36 apresenta o circuito de filtro LC implementado na saída com inversor.

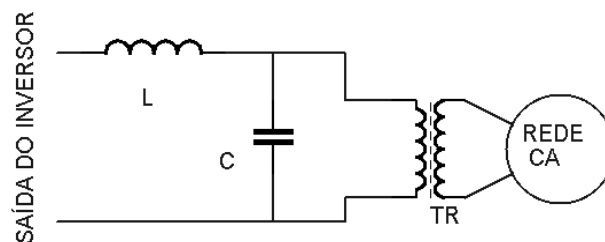


Figura 36 - Filtro LC de saída.

CONCLUSÃO.

Foi visto no circuito de potência que além das chaves que fazem a transferência de energia para a carga, estão também presentes os circuitos snubber, circuito regenerativo, circuito isolador óptico, circuito de pré-carga e filtro LC de saída, que em conjunto, fazem além do fornecimento de energia, as funções citadas em cada bloco para que se tenha na saída uma forma de onda senoidal livre de interferências. Com devido aproveitamento de energia oriunda das regenerações e proteções dos dispositivos durante o momento da energização do sistema, pode-se fazer a transferência de potência para a rede elétrica em forma de corrente desde que a tensão de saída do inversor esteja sincronizada com a rede, pois caso contrário pode-se ter perdas maiores na transferência e até a queima dos componentes de potência devido à soma das tensões da rede com da saída do inversor caso não estejam sincronizados.

6. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.

INTRODUÇÃO.

Para que a topologia inversora funcione de forma satisfatória é importante o dimensionamento dos componentes, principalmente os que fazem parte do circuito de potência, pois de acordo com as características de corrente, tensão, potência e frequência de chaveamento do circuito é que são dimensionados e escolhidos os semicondutores, indutor e transformador utilizados no trabalho. Sendo assim esse capítulo foi dedicado aos cálculos e dimensionamentos dos principais componentes de acordo com as características sugeridas para o inversor.

Dados do inversor:

Potência de saída: 100W

Tensão de saída: 127V_{RMS}

Tensão de entrada: 12V_{CC}

6.1 CORRENTE RMS NA SAÍDA.

$$I_{RMS} = \frac{P_{OUT}}{V_{RMS}} = \frac{100}{127} = 0,787A \quad (3)$$

Como a corrente é dividida metade para cada enrolamento secundário, tem-se então a corrente como:

$$I_{SAÍDA} = \frac{0,787}{2} = 0,394A \quad (4)$$

6.2 CORRENTE RMS NO PRIMÁRIO DE CADA CONVERSOR.

$$I_p = (I_s \cdot D) \cdot N = (0,394 \cdot 0,45) \cdot 25 = 4,432A \quad (5)$$

Onde:

D= razão cíclica

N= relação de transformação

I_p = corrente no primário

I_s = corrente no secundário

6.3 DIMENSIONAMENTO DAS CHAVES DO PRIMÁRIO.

As chaves do primário devem suportar a tensão de o dobro de V_i , ou seja:

$$V_{DS} \geq 2V_i$$

A Corrente RMS no primário é de 4.432A, calculada anteriormente.

Dessa forma o transistor IRFZ42N atende a estas especificações pois tem as seguintes características:

$$V_{DS} = 55 \text{ V}$$

$$I_D = 64 \text{ A}$$

$$R_{DS(ON)} \leq 16 \text{ m}\Omega$$

6.4 DIMENSIONAMENTO DAS CHAVES DO SECUNDÁRIO.

As chaves bidirecionais (CHS1 e CHS2) tem de suportar 2 vezes da tensão máxima de saída, dada pela relação de espiras do transformador, ou seja: $2.V_i.N = 2.12.25 = 600V$

E devem suportar também a corrente de saída máxima, $I_D \geq 1,4142.0,787 \geq 1,11A$

O transistor escolhido e disponível em laboratório foi o FQB5N80 que possui as seguintes características:

$$V_{DS} = 800 \text{ V}$$

$$I_D = 4.8A$$

$$R_{DS(ON)} \leq 2.6\Omega$$

Os diodos escolhidos para as chaves bidirecionais foi o modelo UF5408 que possui as seguintes características:

$$V_{RRM} = 1000 \text{ V}$$

$$I_{(AV)} = 3 \text{ A}$$

$$I_{FSM} = 150A$$

$$T_{RR} = 75 \text{ ns}$$

6.5 DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS SNUBBERS.

6.5.1 CIRCUITOS SNUBBERS DAS CHAVES DOS PRIMÁRIOS.

Adotando como referência uma dissipação de potência de 1W. A tensão máxima no resistor é o dobro da tensão de entrada, ou seja, 24V. Desta forma é possível calcular o resistor pela equação de potência:

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{24^2}{1} = 576\Omega \quad (6)$$

Foi utilizado então resistores de 1k Ω que da uma dissipação de 576mW.

Para os capacitores, é dimensionado para o valor de 90% de sua queda de tensão, assim pela equação de descarga do capacitor temos:

$$V_{C1} = V_{C0} \cdot e^{\frac{-t}{C}} \quad (7)$$

Rearranjando temos:

$$C = \frac{-t}{R \cdot \ln\left(\frac{V_{C1}}{V_{C0}}\right)}$$

Logo:

$$C = \frac{-25 \times 10^{-6}}{1 \times 10^3 \cdot \ln(0,9)} = 237nF$$

Adotado o valor comercial de 330nF

6.5.2 CIRCUITOS SNUBBERS DAS CHAVES DOS SECUNDÁRIOS.

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{600^2}{1} = 360K\Omega$$

Adotado valor comercial de 390K Ω .

Para os capacitores temos:

$$C = \frac{-25 \times 10^{-6}}{360 \times 10^3 \cdot \ln(0,9)} = 0,659nF$$

Adotado o valor comercial de 2,2nF

6.6 CÁLCULO DO TRANSFORMADOR DO CONVERSOR PUSH-PULL.

Escolhendo o núcleo é pelo produto das áreas (A_p) e considerando o fator de utilização do núcleo sendo 0,1 devido ao número de enrolamentos, pois K_u é 0,4 para enrolamento único. Já em núcleos para conversor push-pull é recomendado adotar $K_u = 0,2$ (devido ao número de enrolamentos), então como o núcleo desejado irá possuir enrolamentos de dois conversores push-pull, é prudente fazer $K_u = 0,1$. Tem-se, por [MELLO]:

Adotando $B=0.3$, $K_u=0.1$, $P_s= 100VA$, $z=1.136$, $f=40KHz$ e $K_j=397$ temos:

6.6.1 CÁLCULO DO PRODUTO DAS ÁREAS.

$$A_p = \left[\frac{7,96 \cdot P_s \cdot 10^4}{K_j \cdot 0,3 \cdot 40 \times 10^3} \right]^z \quad (8)$$

Substituindo então tem-se:

$$A_p = \left[\frac{7,96 \cdot 100 \cdot 10^4}{397 \cdot 0,3 \cdot 40 \times 10^3} \right]^{1,136} = 1,791 cm^4$$

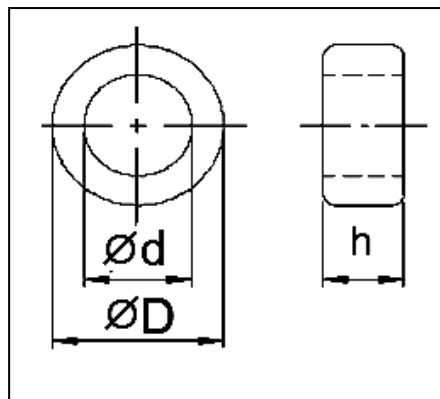
Utilizando um núcleo toroidal pode-se reduzir o volume para até 50% do núcleo não toroidal, sendo assim assumindo um núcleo toroidal de 60% do volume calculado pode-se utilizar m núcleo com $A_p=1,07cm^4$. O núcleo toroidal utilizado no projeto foi o modelo

NT53/32/20 onde.

$\varnothing d = 32mm$ (diâmetro interno).

$\varnothing D = 52mm$ (diâmetro externo)

$H = 20mm$



Devido a disponibilidade núcleo citado acima em laboratório, o mesmo foi utilizado mesmo com o A_p bem maior do que o calculado, não interferindo no resultado final do projeto.

O A_p do núcleo não é apresentado no catálogo do fabricante, logo o mesmo tem de ser calculado.

6.6.2 ÁREA DA JANELA DO NÚCLEO:

$$A_w = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi 3,2^2}{4} = 8,043 \text{ cm}^2 \quad (9)$$

6.6.3 ÁREA EFETIVA:

$$A_e = 1 \times 10^{-2} \cdot 2 \times 10^{-2} = 2 \text{ cm}^2 \quad (10)$$

6.6.4 CÁLCULO DO A_p O NÚCLEO UTILIZADO:

$$A_p = A_e \cdot A_w = 2 \cdot 8,0425 = 16,085 \text{ cm}^4 \quad (11)$$

6.6.5 CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO:

$$N_p = \frac{V_i \cdot D_{\max}}{A_e \cdot B \cdot f} = \frac{12,0,5}{2 \times 10^{-4} \cdot 0,3 \cdot 20 \times 10^3} \cong 5 \text{ espiras} \quad (12)$$

6.6.6 ÁREA DO COBRE DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO:

$$A_{cu} = \frac{I_{ef}}{J} = \frac{4,432}{258,18} = 0,0102 \text{ cm}^2 \quad (13)$$

Verificando o valor calculado para área do cobre no anexo A temos a área que satisfaz a aplicação com o condutor 17 AWG mas, para diminuir o efeito skin foi utilizado condutores 13 condutores de 28 AWG em paralelo o que resulta em uma área de cobre equivalente à calculada.

6.6.7 ÁREA DO COBRE DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO:

$$A_{cu(sec)} = \frac{I_{ef(sec)}}{J} = \frac{0,394}{258.18} = 0.00153cm^2$$

Pela equação (13), e verificando o valor calculado para área do cobre no anexo A temos a área que satisfaz a aplicação com o condutor 25 AWG.

6.6.8 CALCULO DO NUMERO DE ESPIRAS DO SECUNDÁRIO:

Escolhendo uma relação de transformação de 25 temos:

$$N_s = N_p \cdot 25 = 125 \text{ espiras} \quad (14)$$

6.7 CÁLCULO FILTRO LC DE SAÍDA.

A frequência de corte do filtro deve ser fixada pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento (40KHz), sendo assim foi fixada em 4KHz, valor que satisfaz a aplicação atende a especificação anterior e deixa passar a faixa de 60Hz desejável [BARBI, 2006].

Calculo do capacitor do filtro:

$$C_f = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \xi \cdot f_c \cdot R_0} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 0,9 \cdot 4 \times 10^3 \cdot 160} = 138nF \quad (15)$$

Onde:

$$\left\{ \begin{array}{l} \xi = \text{fator de amortecimento} \\ f_c = \text{frequência de corte} \\ R_0 = \text{Resistor de carga} \\ C_f = \text{Capacitor do filtro} \end{array} \right.$$

Foi adotado então um capacitor de 220nF devido ao fácil acesso de compra, sendo assim foi calculado o indutor em função do capacitor pela fórmula:

Calculo do indutor do filtro:

$$L_f = 4R_0^2 \cdot \xi^2 \cdot C_f = 4 \cdot 160^2 \cdot 0,9^2 \cdot 220 \times 10^{-9} = 18,24mH \quad (16)$$

Na confecção do indutor foi utilizado um núcleo de ar e assim colocado bastões de ferrite no interior para calibrar e chegar a um valor de indutância próximo do calculado.

CONCLUSÃO.

Conforme dados apresentados no capítulo 5 foi construído um protótipo em laboratório para a confirmação dos dados aqui contidos e assim fornecer subsídios para o capítulo 7 que apresenta os dados práticos do protótipo. Assim pode-se confirmar os dados teóricos e também evitar o subdimensionamento ou sobredimensionamento de componentes para o correto funcionamento do inversor.

7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

INTRODUÇÃO.

Aqui, são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório para que possam ser comparados com a teoria apresentada, verificando a veracidade dos mesmos. Assim esse capítulo apresenta as principais formas de onda do protótipo construído fornecendo mais dados de funcionamento do mesmo.

7.1.1 CIRCUITO GERADOR DE FORMAS DE ONDA QUADRADA E TRIANGULAR.

O circuito gerador de formas de onda quadrada e triangular apresentado na figura 21 do capítulo 3, foi implementado e testado em laboratório, assim a figura 37 apresenta a forma de onda retirada com o osciloscópio diretamente do circuito de comando onde, a onda quadrada é utilizada para acionar a chave da fonte auxiliar que alimenta os drives do secundário, e a triangular utilizada para comparação com a senóide retificada.

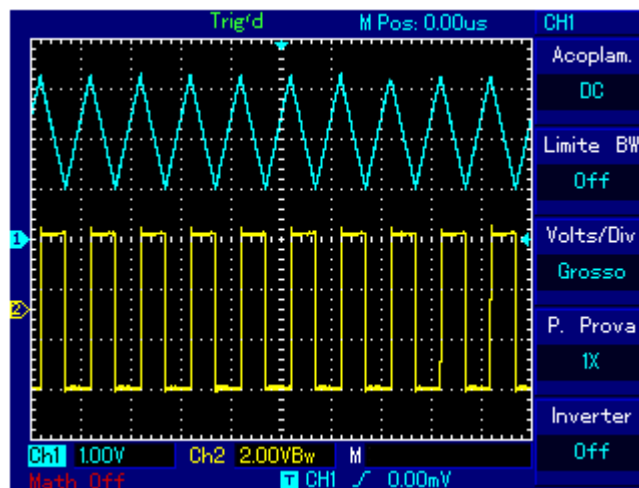


Figura 37 - Formas de ondas triangular e quadrada do circuito gerador.

7.1.2 CIRCUITO COMPARADOR

Retornando então ao circuito comparador da figura 22, onde foram comparados os sinais senóide retificado (60Hz) e a portadora triangular (40KHz), tem-se então o sinal *PWM* modulado pela amplitude da senóide agora em relação ao 0V da alimentação da bateria apresentado na figura 38.

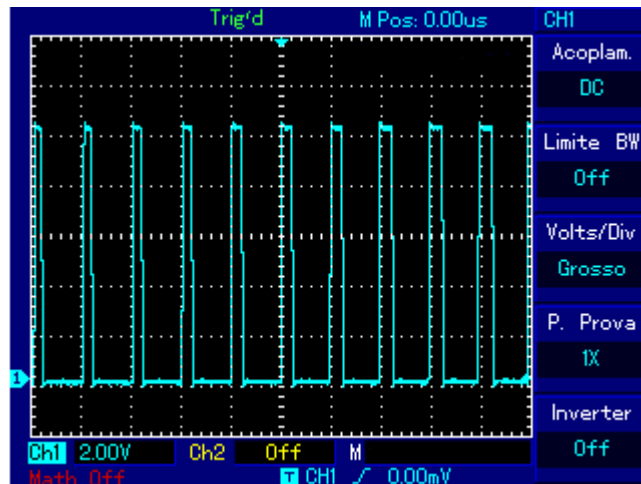


Figura 38 - Sinal PWM na saída do circuito comparador .

7.1.3 CIRCUITO RETIFICADOR DE PRECISÃO

A figura 39 apresenta as formas de onda no circuito retificador de precisão apresentado na figura 23.

Os sinais apresentados foram retirados do próprio circuito e mostram os sinais antes da retificação (ponto A) e após a retificação (ponto B), com o inversor trabalhando em malha aberta.

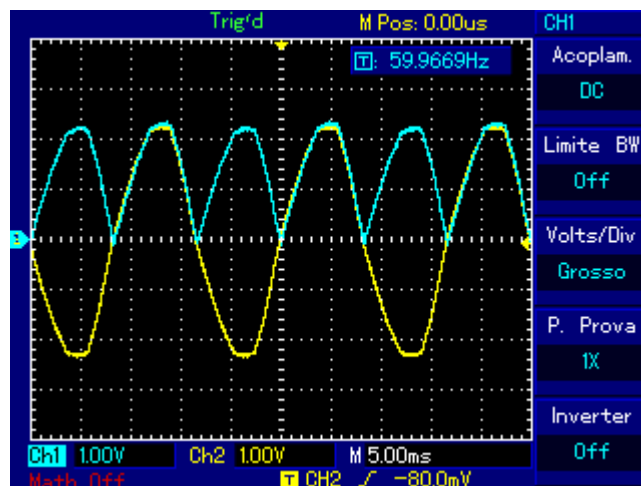


Figura 39 - Senóide e senóide retificada.

7.1.4 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS POSITIVOS E NEGATIVOS

Os sinais do semiciclo positivo e do semiciclo negativo das saídas das portas lógicas AND do circuito separador de pulsos da figura 24 pode ser observada na figura 40, formas de ondas retiradas com osciloscópio.

Nota-se a variação da largura do pulso nos picos mais ao centro das formas de ondas representadas pelo canal 1 (pulsos do semiciclo positivo) e canal 2 (pulsos do semiciclo negativo).

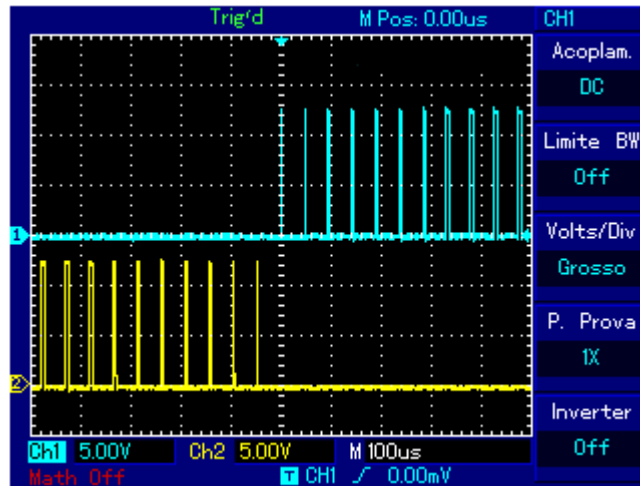


Figura 40 - Pulsos dos semiciclos positivos (canal 1) e negativos (canal 2).

7.1.5 CIRCUITO SEPARADOR DE PULSOS DO PRIMÁRIO

A figura 25 apresenta o circuito separador de pulsos das chaves do primário, assim a figura 41 apresenta as formas de onda das chaves CH1 e CH2 e a figura 42 apresenta as formas de onda para as chaves CH3 e CH4.

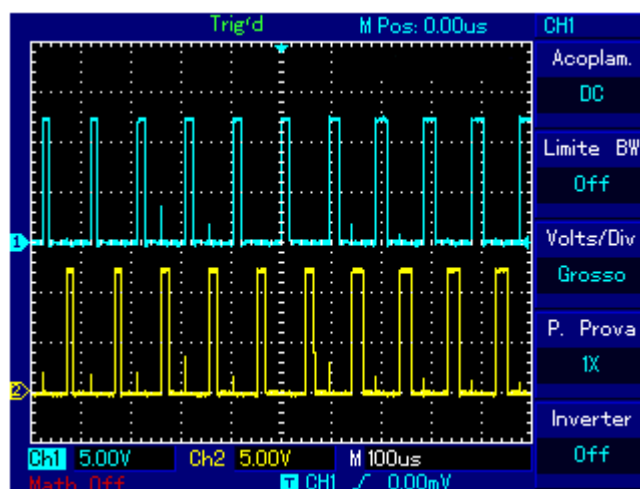


Figura 41 - Formas de onda para as chaves CH1 (canal 1) e CH2 (canal 2).

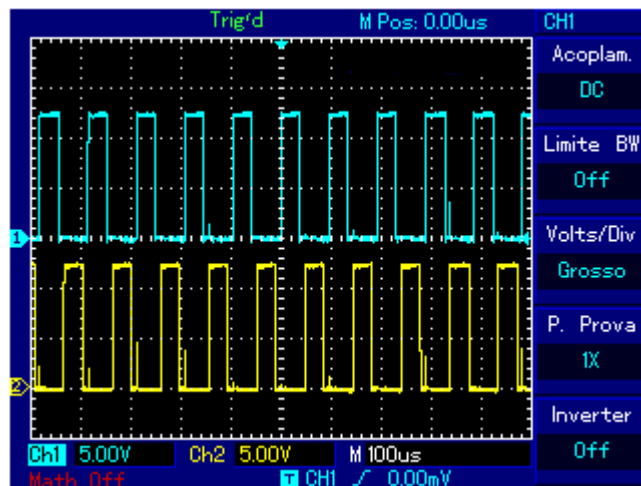


Figura 42 - Formas de onda para as chaves CH3 (canal 1) e CH4 (canal 2).

7.1.6 CIRCUITO DE DRIVE DAS CHAVES DO SECUNDÁRIO

A figura 33 apresenta o circuito de drive de acionamento das chaves do secundário, assim a figura 43 apresenta as formas de ondas das chaves do secundário diretamente nos gates e sources, ou seja na referencia de -3.6V do circuito secundário.

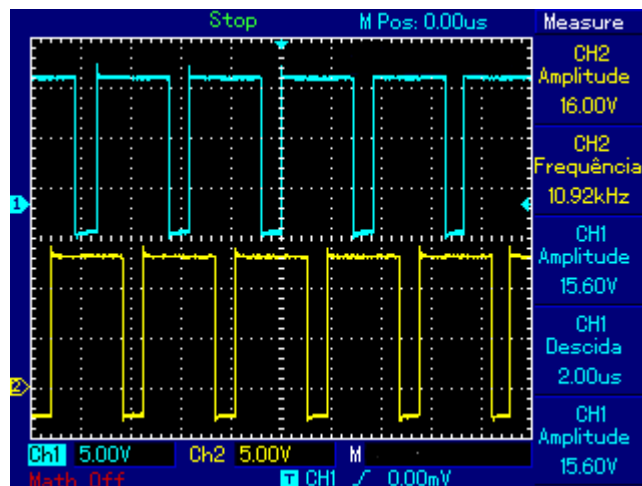


Figura 43 - formas de ondas das chaves do secundário (CHS1 canal 1 e CHS2 canal 2).

Os pulsos das chaves do secundário são formados pela lógica combinacional da figura 27 onde, as formas de ondas para as chaves CHS1 (canal1) e CHS2 (canal 2) da figura 44 foram retiradas desse circuito logo na saída do circuito de controle.

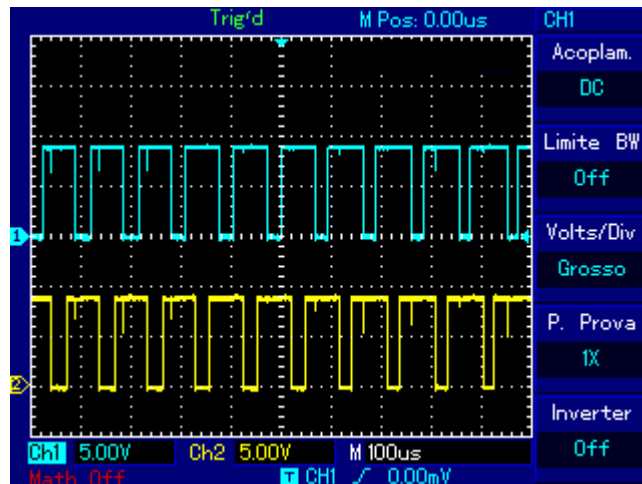


Figura 44 - Pulsos nas chaves do secundário (saída do controle).

7.1.7 CIRCUITO DE ATRASO PARA AS CHAVES DO PRIMÁRIO

O circuito de atraso apresentado na figura 26 permite fazer um ajuste de tempo de atraso para as chaves do primário visando sincronizá-las com as chaves do secundário, esse tempo de atraso é suficiente para provocar acionamento não simultâneo das chaves do secundário em relação ao primário conforme figura 10 do cap 2, assim com a inserção do circuito de atraso da figura 26 do capítulo 3, foi corrigido esse comportamento onde, na figura 45 é apresentado os sinais das chaves CH1 e CHS2 sem o circuito de atraso implementado, o que da para verificar uma diferença um pouco maior do que 200ns entre o recebimento do sinal pelos dois gates.

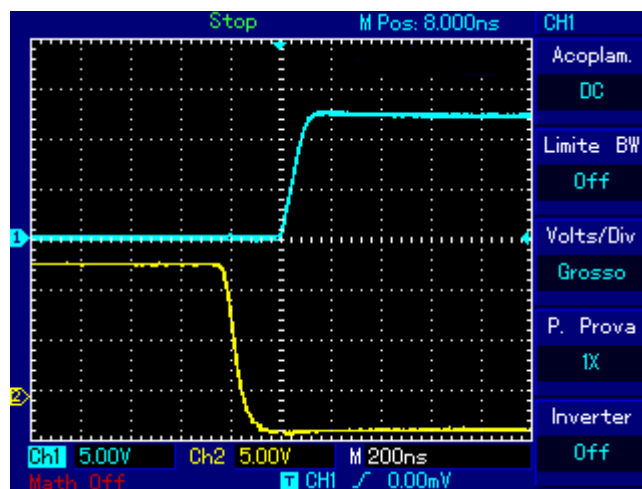


Figura 45 - formas de onda CH1 (canal 1) e CHS2 (canal 2) sem circuito de atraso implementado.

Com a implementação do circuito de atraso houve a correção desse comportamento, o que é mostrado na figura 46 que apresenta os sinais nos mesmos pontos da figura 45, mas com o circuito de atraso ajustado.

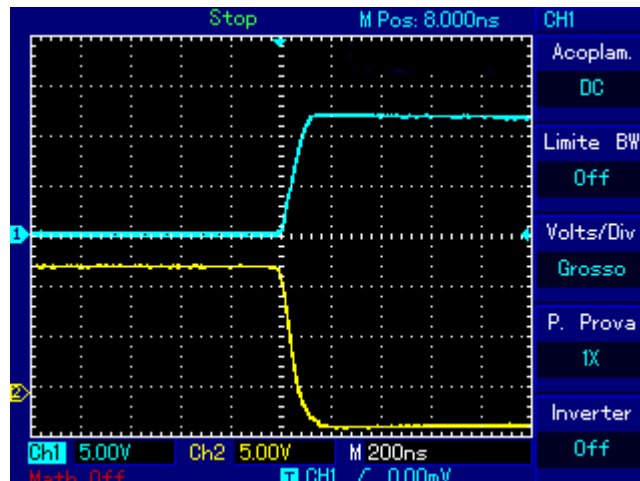


Figura 46 - formas de onda CH1 (canal 1) e CH2 (canal 2) com circuito de atraso implementado e ajustado.

O circuito de atraso foi implementado para as quatro chaves do primário, assim o comportamento das outras chaves seguem a lógica das figuras 45 e 46.

7.1.8 FORMA DE ONDA PARA CARGA RESISTIVA (SEM FILTRO)

A forma de onda apresentada na figura 47 foi retirada do circuito sem o filtro LC, com uma carga resistiva de 188Ω (associação de resistores).

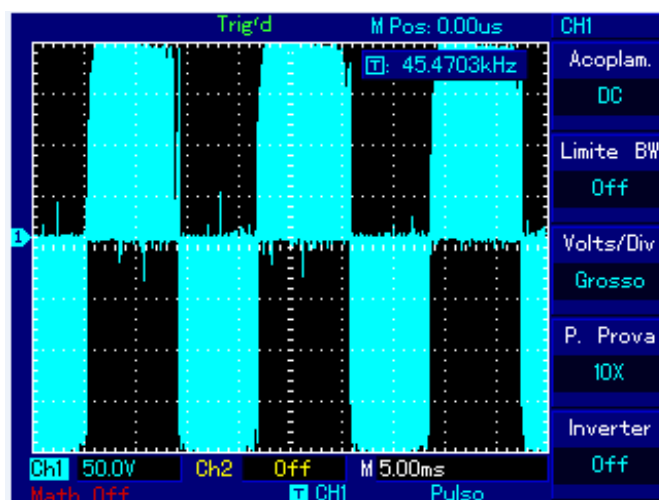


Figura 47 - forma de onda com carga resistiva de 188Ω .

7.1.9 FORMA DE ONDA PARA CARGA RESISTIVA (COM FILTRO)

A forma de onda apresentada na figura 48 foi retirada do circuito com o filtro LC, com uma carga resistiva (lâmpada de 60W).

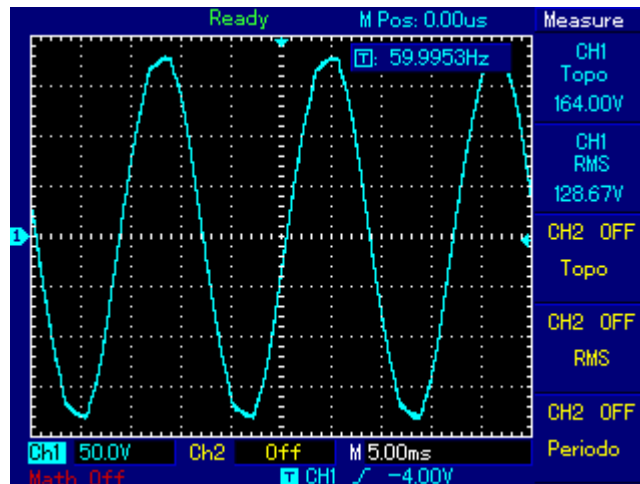


Figura 48 - forma de onda com carga resistiva (lâmpada e filtro LC).

Os resultados apresentados até o item 7.1.9, foram retirados do inversor trabalhando em malha aberta, a partir do item 7.2 até o item 7.2.3, os resultados demonstram o funcionamento em malha fechada com realimentação em tensão e realimentação em corrente.

7.2 FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA REDE E AMOSTRA DE TENSÃO NA SAÍDA

No funcionamento em malha fechada realimentado em tensão, os dois sinais apresentados na figura 49 foram retirados da entrada do circuito que executa a função integral. Os sinais foram apresentados deslocados um em relação ao outro, pois como têm mesma amplitude e fase ficariam sobrepostos na figura. O valor de tensão utilizado para as comparações foram de $2V_P$ para cada sinal, o canal 1 apresenta uma amostra do sinal de tensão da rede, e o canal 2 apresenta uma amostra de tensão da saída do inversor, e que pode ser verificado o sincronismo entre os dois sinais.

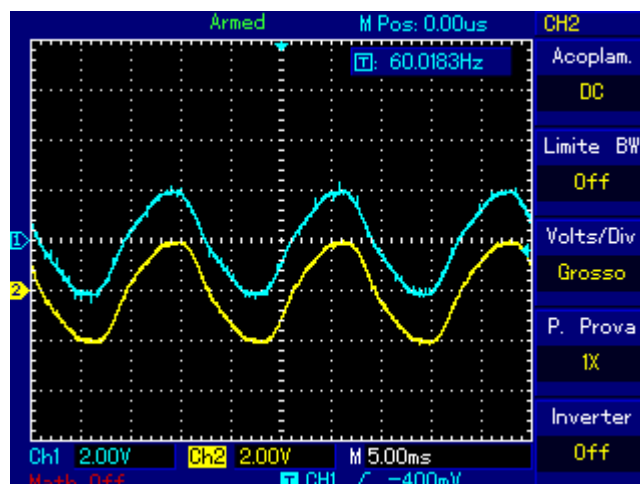


Figura 49 - canal 1 (amostra de tensão da rede)- canal 2 (amostra de tensão de saída do inversor)

7.2.1 FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA REDE E AMOSTRA DE CORRENTE NA CARGA.

O sinal de corrente também foi condicionado para um valor de $2V_P$, assim o ganho da função integral será o mesmo tanto para realimentação em tensão, quanto para realimentação em corrente, o que dá para observar comparando as figuras 49 com a figura 50. A figura 50 apresenta no canal 1, uma amostra tensão da rede elétrica, e no canal 2, a corrente na carga agora com o inversor trabalhando em malha fechada com realimentação em corrente.

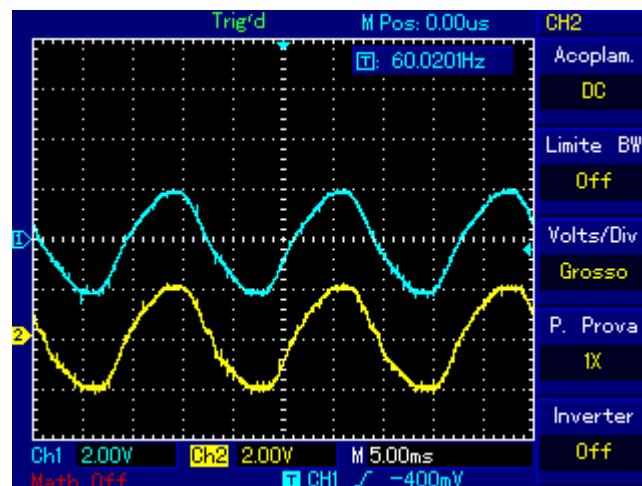


Figura 50- amostra da tensão da rede (canal 1) - amostra da corrente na saída (canal 2)

7.2.2 FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA REDE E O RESULTADO DA INTEGRAL

O projeto do inversor foi elaborado de tal maneira que tanto o sinal de realimentação de tensão, quanto o sinal de realimentação de corrente deverão seguir o sinal de tensão da rede elétrica. Assim o resultado da ação integral que será retificado e enviado para a comparação para a geração do sinal *PWM*, também terá de seguir o sinal da rede para que se tenha o sincronismo da saída do inversor com a rede no momento de conectá-lo à mesma. A figura 51 apresenta no canal 1 a amostra da tensão da rede e no canal 2 o resultado na integral com o inversor trabalhando em malha fechada.

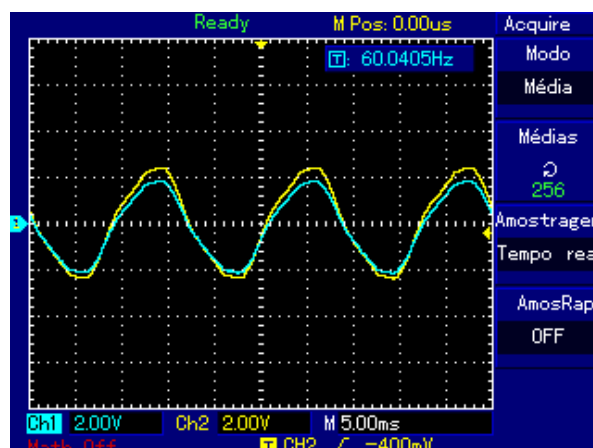


Figura 51 - sinal de tensão da rede (canal 1) - sinal resultante da ação integral (canal 2)

Os resultados apresentados do item 7.2 até o item 7.2.2 foram retirados do inversor funcionando em malha fechada desconectado da rede elétrica.

7.3 FORMA DE ONDA DA TENSÃO NA SAÍDA DO INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA E FORMA DE ONDA DA CORRENTE NA CARGA.

Após os resultados apresentados até 7.2.2, o inversor foi conectado à rede elétrica, para verificar a injeção ou não de potência na rede foram efetuados dois testes. O primeiro teste foi feito com a tensão do inversor maior do que a da rede antes da conexão, já que ao conectar, a tensão do inversor e da rede será uma só. Um resistor shunt foi colocado entre a saída do inversor e a entrada da rede, de acordo com a fase do sinal de corrente, pode-se verificar o sentido da corrente, se é do inversor para a rede, ou da rede para o inversor. Conforme a figura 52, o sinal de corrente (canal 2) está defasado em 180° , o que demonstra o sentido de corrente do inversor para rede elétrica.

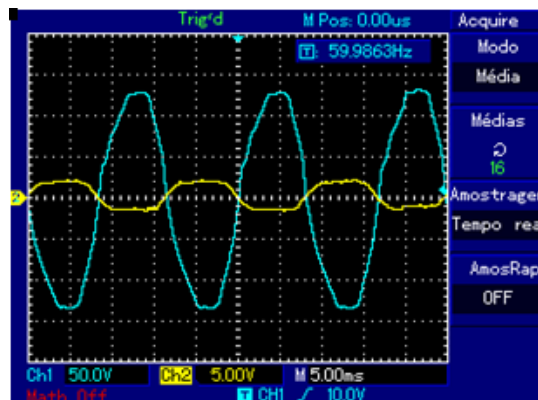


Figura 52- tensão na saída do inversor conectada à rede (canal 1) - corrente na carga (canal2) injetando potência na rede.

O segundo teste com o inversor conectado à rede elétrica foi ajustando a rede elétrica com valor de tensão maior do que a saída do inversor antes da conexão, dessa forma a corrente no shunt deverá estar em fase com tensão da conexão. Assim o sentido de corrente será da rede para o inversor, caracterizando nesse momento que o inversor não está injetando potência na rede. Conforme a figura 53, o sinal de corrente (canal 2) está em fase com o canal 1(tensão), o que demonstra o sentido de corrente da rede para o inversor.

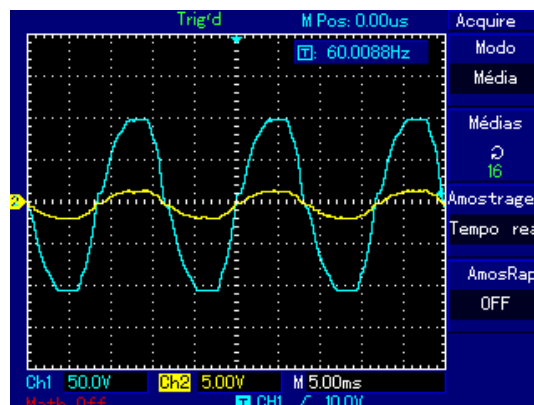


Figura 53- tensão na saída do inversor conectada à rede (canal 1) - corrente na carga (canal2) recebendo potência da rede.

CONCLUSÃO.

Conforme resultados práticos obtidos e apresentados neste capítulo, verifica-se que as formas de onda estão compatíveis com a ideologia do projeto. Assim, também se deve salientar que para que se conseguisse chegar a esses resultados foi necessário o desenvolvimento de alguns protótipos separados dos blocos envolvidos já que devido à frequência de chaveamento a montagem em matriz de contatos apresentava interferências tais como ruídos e capacitâncias que geravam espúrios que interferiam no funcionamento do protótipo. O protótipo montado em laboratório pode ser observado no anexo L.

8. CONCLUSÃO GERAL

Pelos resultados obtidos até verifica-se que apesar de uma topologia “enxuta”, ou seja, com poucos componentes e utilizando os próprios conversores push-pull como inversores, já se pôde verificar bons resultados experimentais. O rendimento do protótipo não é alto devido à potência do projeto do ser baixa (100W), pois somente para alimentação dos circuitos de comando, controle, fontes auxiliares é gasto aproximadamente 12W medidos em laboratório. Nos testes realizados fornecendo 80W ao sistema, conseguiu-se potência de 60 watts na carga medido com wattímetro. Desta maneira, com o estudo de melhorias pode-se chegar a um rendimento maior, salientando também que o desenvolvimento de um protótipo de potência maior fará com que o percentual de potência utilizada para suprir os circuitos de comando, controle e fontes auxiliares seja menor, aumentando o rendimento final do projeto.

O presente trabalho foi submetido e publicado na Conferência internacional sobre energias renováveis e qualidade de energia (ICREPQ'12), que aconteceu em Santiago de Compostela na Espanha, na Universidade e Vigo, em março de 2012.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LALOND, David E. ;ROSS, John A E. *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos* – Volume 1; Tradução de Alex Belo Feres Francisco. São Paulo: Editora Makron Books, 1999;
- [2] LALOND, David E. ;ROSS, John A E. *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos* – Volume 2; São Paulo: Makron Books, 1999
- [3] BOYLESTAD,Robert;NASHELSKY Louis; tradução Roberto Moura.*Dispositivos eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 8 ed. Rio de Janeiro: Editora Prentice-Hall do Brasil, 2004
- [4] INTERSIL, *Datasheet CA3140*.
- [5] RECH CASSIANO *Eletrônica de potencia* cap 9 disponível em <www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/materiais/snubber.pdf> acesso em 30/01/2011
- [6] Nota técnica DEa 03/11; projeção da demanda de energia elétrica para os próximos 10 anos (2011-2020); Empresa de Pesquisa Energética – MME
- [7] Matrizes energéticas no Brasil; Farbicio Luiz Bronzati; Alfredo Iarozinski Neto, disponível em <http://www.abepro.org.br/biblioteca/enegep2008_TN_STO_077_541_11890.pdf> acesso em 07/03/2011.
- [8] ANEEL -Agência Nacional de Energia Elétrica. *Atlas da Energia Elétrica do Brasil*, 3ª ed. Brasília, 2008.
- [9] DEMONTI, ROGERS. *Sistema de cogeração de energia a partir de painéis foto voltaicos*.1998. 106f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica- Inep, Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis- 1998.
- [10] FILHO, RICARDO FERREIRA PINHEIRO. *Estudo e implementação de uma fonte de tensão alternada de 220V/1kV alimentada por fontes cc de 24V*. 2005, 162 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Inep, Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis- 2005.
- [11] RODRIGUES, MARCELO. *Topologia inversora baseada no conversor push-pull com modulação SPWM*. 2008. 118 f. Dissertação de mestrado - Dee, Universidade Estadual de Londrina- Londrina - 2008.
- [12] OLIVEIRA, CARLOS A. R . *Filtros* disponível em <http://docentes.fam.ulusiada.pt/~d1095/Filtros_Elec_0607.pdf> acesso 02/03/ 2011
- [13] M. Rodrigues, C. H. G. Treviso, “New Topology of Voltage Inverter based on Push-Pull converter with SPWM Modulator”, in Proc. of COBEP, 2007.

BIBLIOGRAFIA

- BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Edição do autor: Florianópolis-SC, 2001.
- MELLO, L. F. P. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 3 ed. São Paulo: Editora Érica, 1987. OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4 ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.
- IDOETA, V. Ivan; CAPUANO, Francisco G. *Elementos de Eletrônica Digital* 39 ed. Sao Paulo Editora Érica 2007.
- MALVINO, Albert Paul, *Eletrônica: volume 1*; tradução Romeu Abdo 4a.ed. São Paulo: Makron Books, 1995
- MALVINO, Albert Paul, *Eletrônica: volume 2*; tradução Romeu Abdo 4a.ed. São Paulo: Makron Books, 1995.
- AHMED A. *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. 4 ed. São Paulo: Makron Books, 2000.
- LALOND, David E. ;ROSS, John A E. *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletronicos – Volume 2*; Tradução de Alex Belo Feres Francisco. São Paulo: Editora Makron Books, 1999;
- BOYLESTAD,Robert;NASHELSKY Louis; *Dispositivos eletrônicos e Teoria de Circuitos*. tradução Roberto Moura. 8 ed. Rio de Janeiro: Editora Prentice-Hall do Brasil, 2004
- BARBI, Ivo; Martins, Denizar Cruz. *Eletrônica de potência: conversores CC básicos não isolados*. Edição do autor: Florianópolis-SC, 2000.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. Ed. dos autores: Florianópolis-SC, 2006.
- Hart, Daniel W. *Eletrônica de Potência*. Tradução Romeu Abdo . Ed AMGH: Porto Alegre, 2012.
- Muhammad. H. Rashid. *Power Eletronics*.Tradução Carlos Alberto Favato. Makron books:São Paulo,1999.

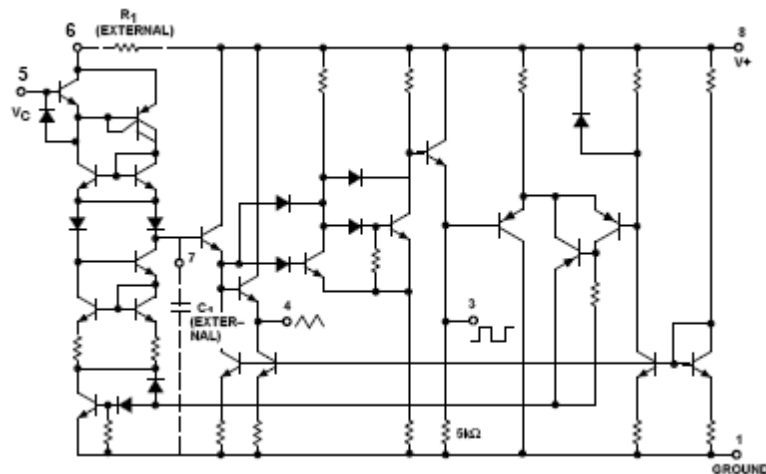
ANEXO A – TABELA DE FIOS DE COBRE

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

ANEXO B (Kj e X)

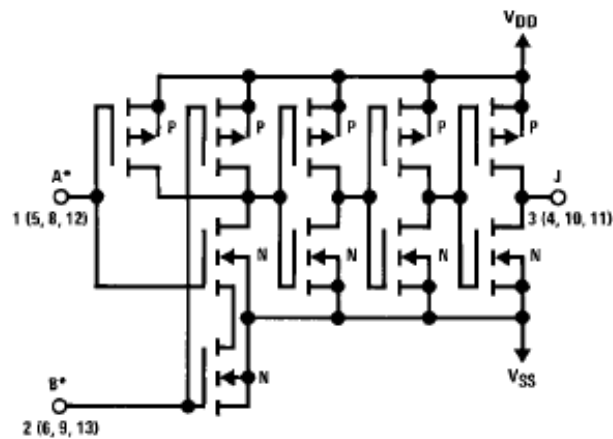
NÚCLEO	Kj $20\text{ °C} \leq \Delta t \leq 60\text{ °C}$	X
POTE	$74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,17
EE	$63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,12
X	$56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,14
RM	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13
EC	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13
PQ	$71,7 \cdot \Delta T^{0,54}$	+0,13

ANEXO C (Esquemático NE566)

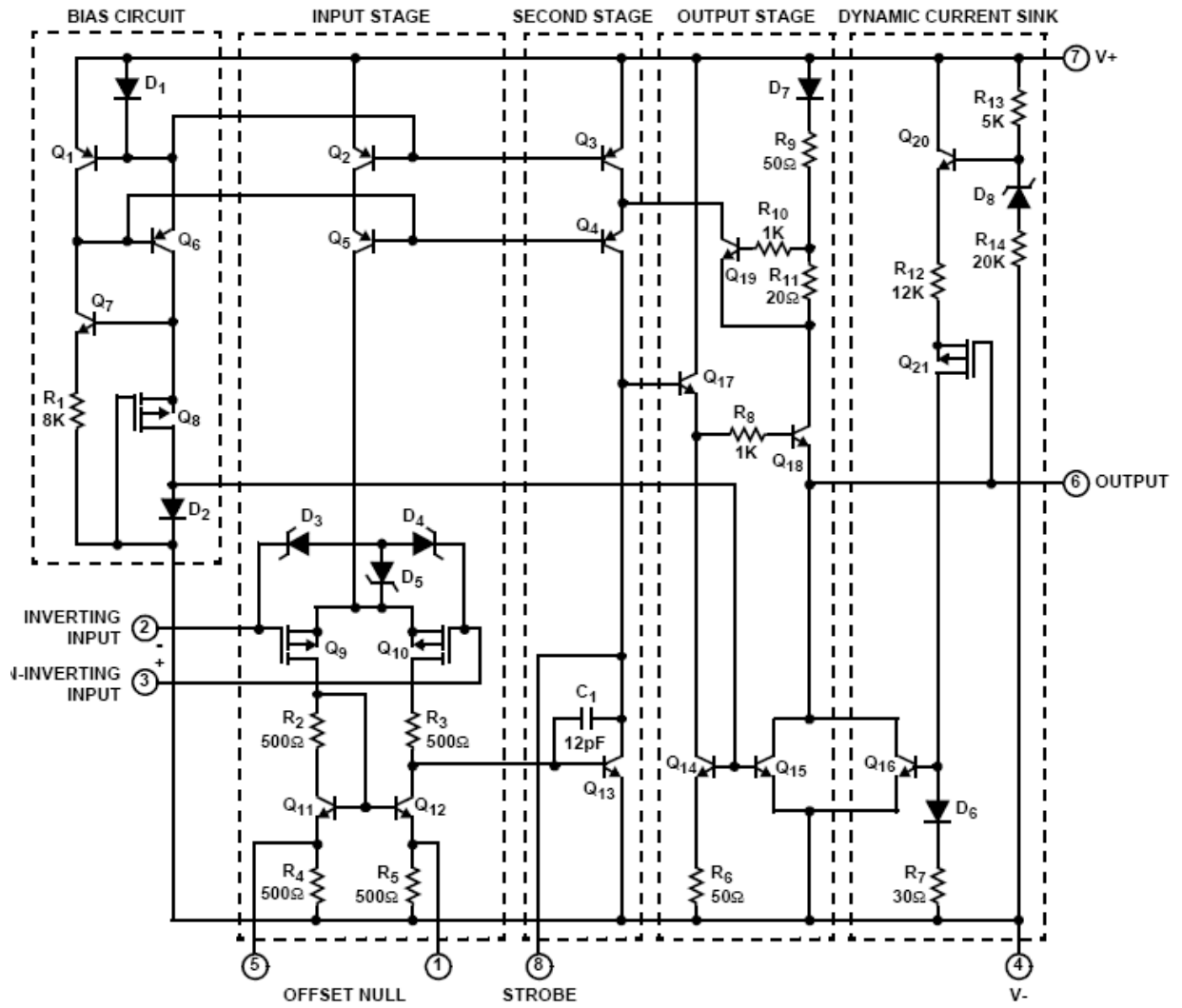


ANEXO D (ESQUEMÁTICO CD 4081)

CD4081B



ANEXO E (Esquemático CA 3140)

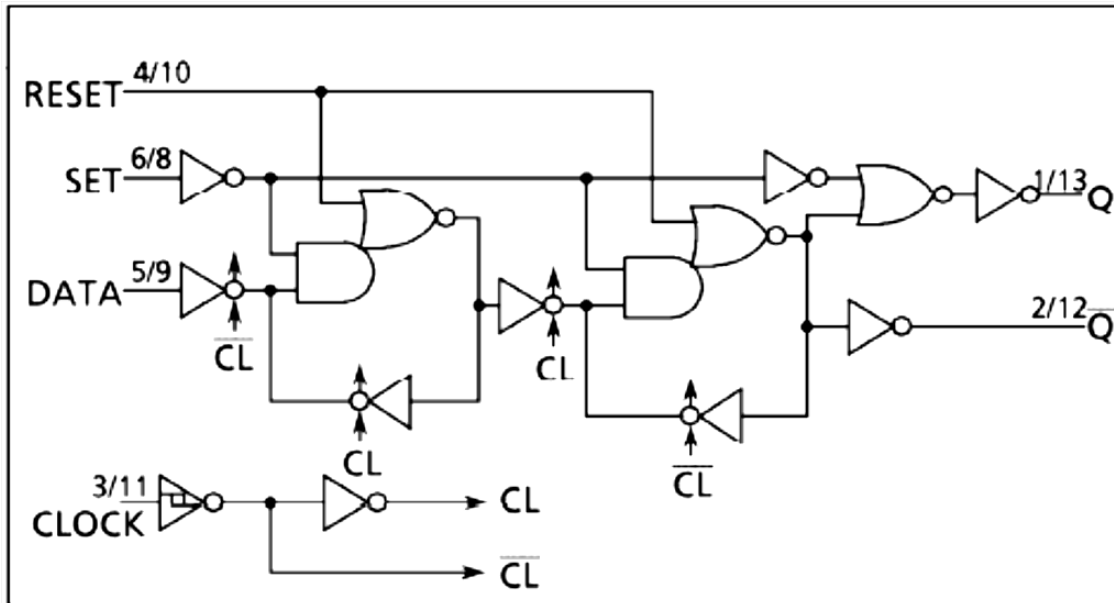


ANEXO F (tipos de núcleos)

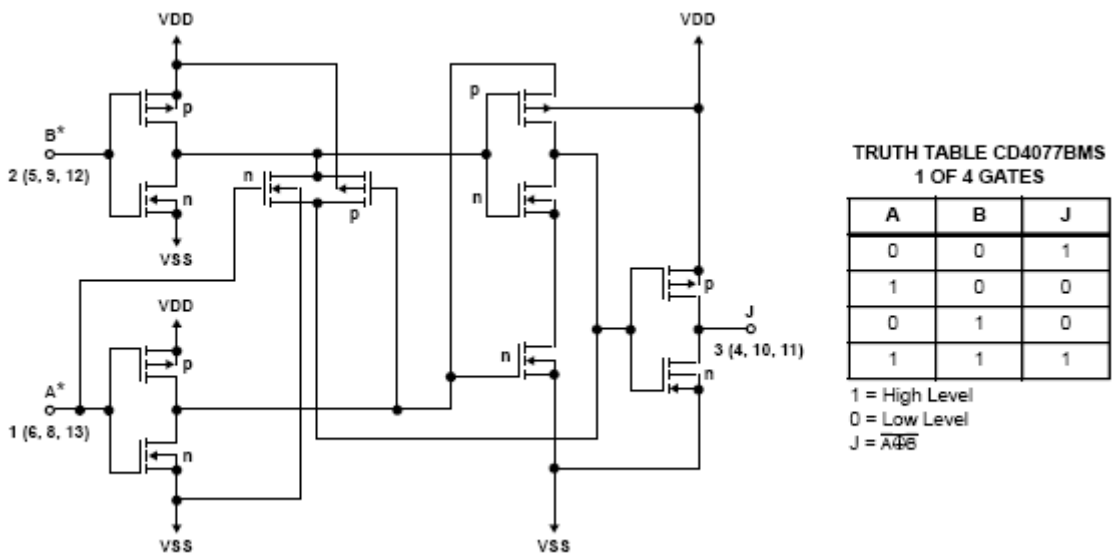
Dados de núcleo de Ferrite.

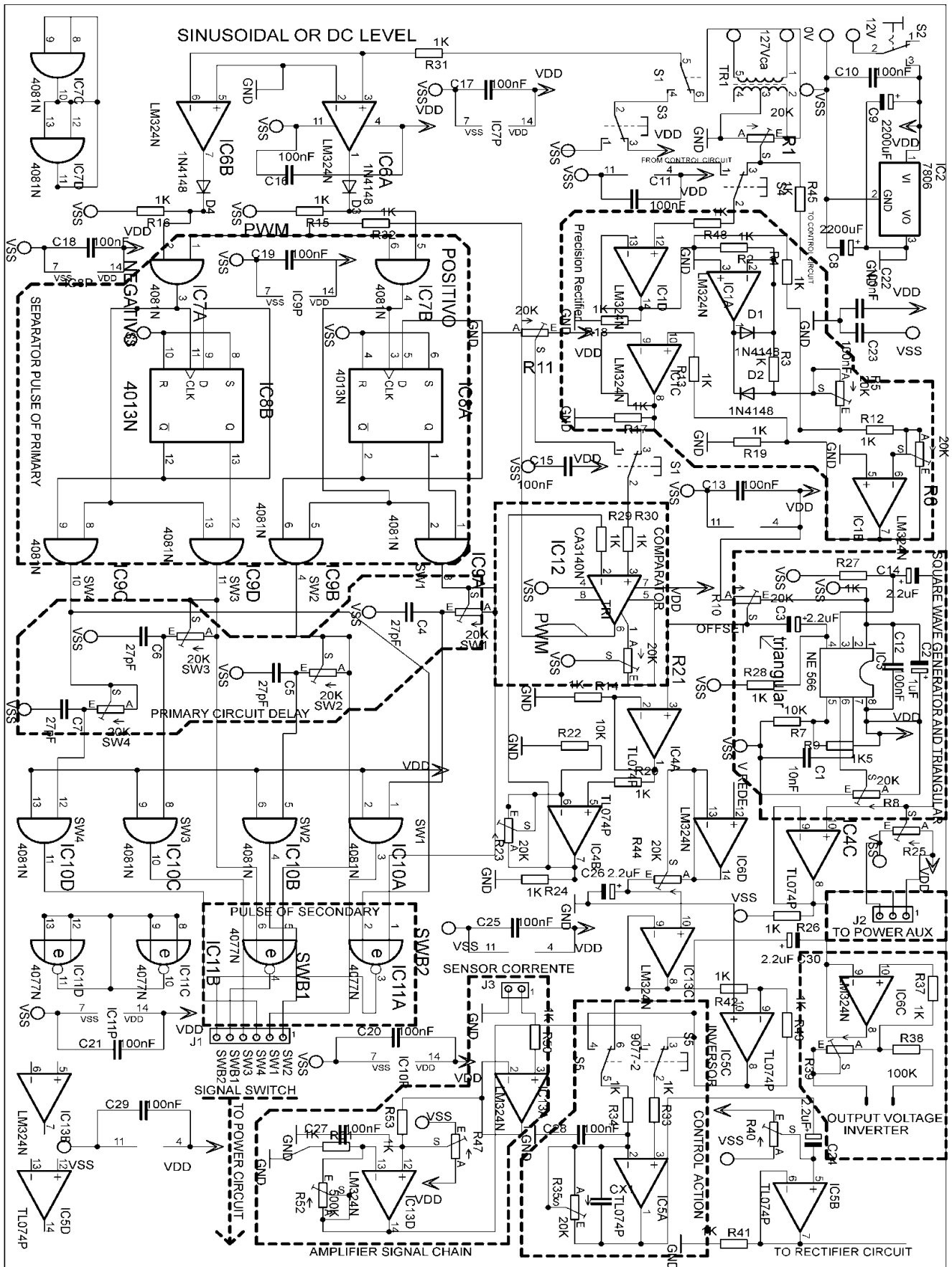
TIPO	DESIGNAÇÃO	Ap (cm ⁴)	CEM (cm)	le (cm)	Ae (cm ²)	As (cm ²)
POTE	9x5	0,0065	1,85	1,25	0,101	3,18
	11x7	0,0152	2,20	1,35	0,162	4,20
	14x8	0,0393	2,80	1,98	0,251	6,77
	18x11	0,114	3,56	2,58	0,433	10,99
	22x13	0,246	4,40	3,15	0,634	16,31
	26x16	0,498	5,20	3,76	0,939	23,0
	30x19	1,01	6,00	4,52	1,37	32,9
	36x22	2,01	7,30	5,32	2,02	44,2
	42x29	4,81	8,60	6,86	2,65	67,4
	47x28	5,62	9,30	7,25	3,12	76,0
RM	6	0,047	3,0	2,67	0,313	7,3
	7	0,086	3,5	2,98	0,400	9,9
	8	0,156	4,2	3,51	0,520	13,3
	10	0,340	5,2	4,20	0,830	19,7
	12	1,02	6,1	5,69	1,40	34,1
	14	1,9	7,1	7,10	1,78	46,6
X	22	0,330	4,9	3,8	0,66	19,2
	25	0,480	5,5	4,15	0,73	24,5
	30	1,43	6,4	5,50	1,12	40,9
	35	2,85	7,7	6,73	1,64	56,3
PQ	20/16	0,27	4,4	3,74	0,61	14,2
	26/20	0,65	5,6	4,63	1,13	23,6
	26/25	0,91	5,6	5,55	1,13	27,8
	32/20	1,10	6,71	5,55	1,42	29,5
	32/30	2,06	6,71	7,46	1,42	40,1
	35/35	3,48	7,52	8,79	1,62	51,8
	40/40	6,40	8,39	10,2	2,01	65,6
EE	20/10/5	0,48	3,8	4,28	0,312	28,6
	30/15/7	0,71	5,6	6,69	0,597	34,8
	30/15/14	1,43	6,7	6,69	1,20	43,2
	42/21/15	4,66	9,3	9,7	1,82	89,1
	42/21/20	6,14	10,5	9,7	2,40	97,5
	55/28/21	14,91	11,6	12,3	3,54	150
	65/33/26	36,28	15,0	14,7	5,25	312
EC	35	1,36	5,0	7,74	0,843	43,5
	41	2,68	6,0	8,80	1,25	59,0
	52	5,71	7,3	10,3	1,83	91,0
	70	19,2	9,5	14,1	2,83	170

ANEXO G (Esquemático TC 4013)

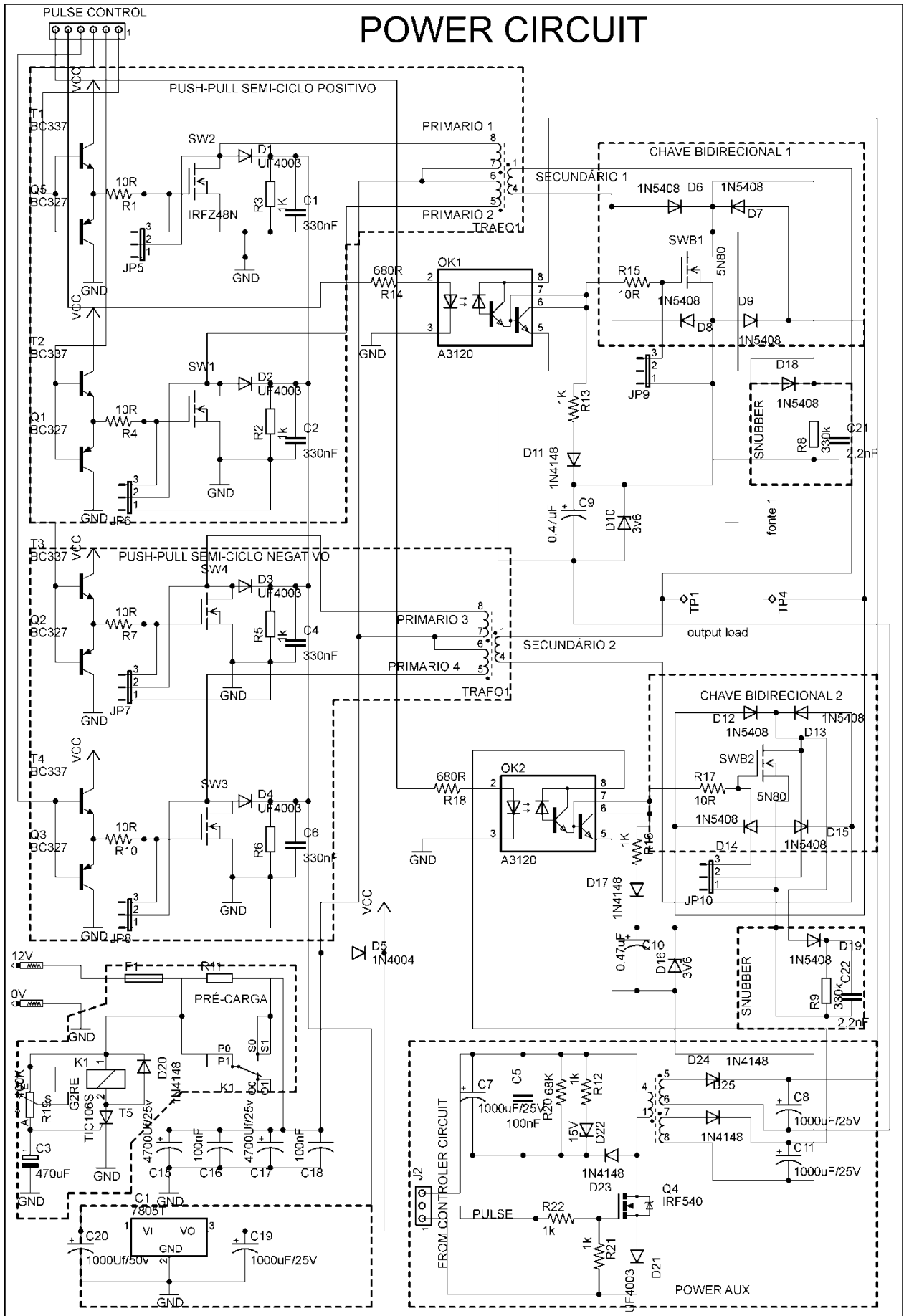


ANEXO H (Esquemático CD 4077)



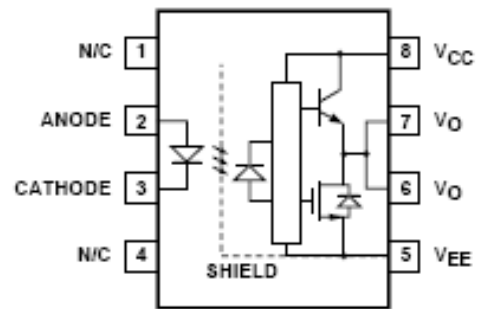


ANEXO I (circuito de controle)

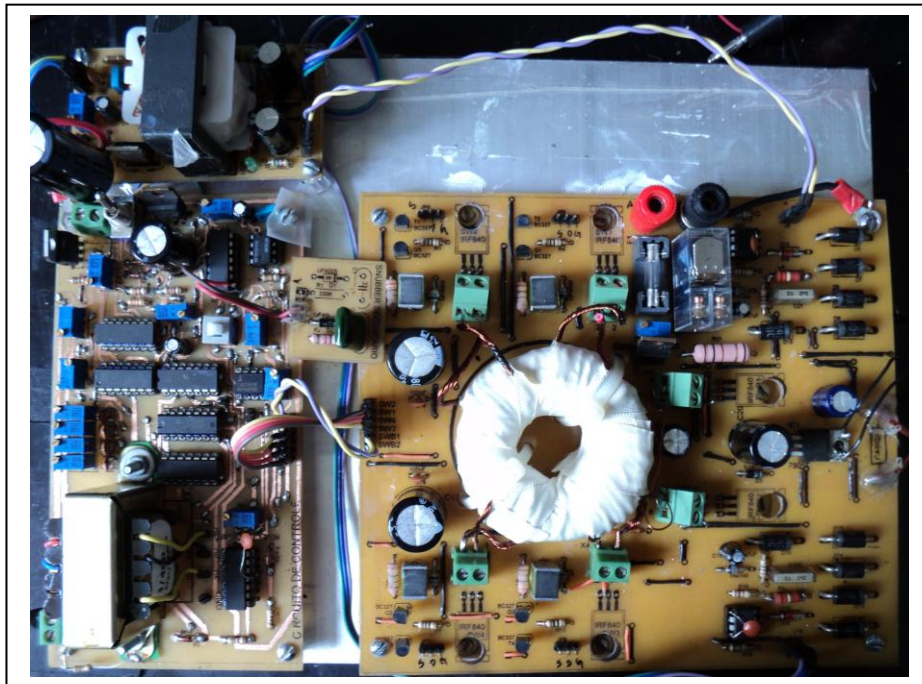


ANEXO J (circuito de potência)

ANEXO K (Diagrama funcional do A3120)



ANEXO L Foto inversor



ANEXO M : FÓRMULAS PARA O CONVERSOR PUSH-PULL.

Relação de espiras

$$\eta = \frac{N1}{N2} \quad (\text{Eq. 17})$$

Tensão de saída:

$$V_S = \frac{2\delta(V_E - V_{CEsat})}{\eta} - V_D \quad (\text{Eq. 18})$$

Onde:

δ = razão cíclica

V_E = tensão de entrada

V_{CEsat} = queda de tensão no transistor

V_D = queda de tensão no diodo.

η = razão de transformação.

Verifica-se que a função de transferência V_s/V_e não depende da corrente de saída, o que significa boa regulação contra variações de corrente e, se considerarmos a queda de tensão nos semicondutores iguais a zero a equação 2 fica resumida a :

$$V_S = \frac{2\delta.V_E}{\eta} \quad (\text{Eq. 19})$$

Corrente de saída mínima:

$$I_{S \min} = \frac{\delta_{\min} (1 - 2\delta_{\min})}{2.\eta.L1.f} . V_E \max \quad (\text{Eq. 20})$$

É o limite entre o modo contínuo e descontínuo de corrente utilizado para o cálculo de $L1$, onde o período $1/f$ é o período de chaveamento do transformador.

Corrente de pico no coletor dos transistores:

$$I_c = \frac{I_S + I_{S \min}}{\eta} . \text{Im } g_{LP} \quad (\text{Eq. 21})$$

A corrente Im_{gLP} é a corrente de magnetização do núcleo ao fim de cada ton dos transistores, dada por.

$$Im_{gLP} = \frac{\delta.V_E}{2.LP.f} \quad (\text{Eq. 22})$$

Dimensionamento do produto das áreas (A_p) para o conversor push-pull [MELLO]:

$$A_p = \left(\frac{3.98.P_s.10^4}{K_j.B.f_s} \right)^z \quad (\text{Eq. 23})$$

onde:

P_s – Potência de saída (VA);

K_j – coeficiente de densidade de corrente nos fios;

B – densidade de fluxo (Tesla);

f_s – frequência de chaveamento e

$z = 1/(1-x)$ sendo x fator tabelado que depende, entre outros, do tipo do núcleo (anexo A).