



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS DE SOBRAL
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

YURY PONTES

**ANÁLISE, PROJETO E PROTOTIPAGEM DE UMA FONTE CHAVEADA PARA A
ALIMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO VALVULADO**

SOBRAL

2016

YURY PONTES

**ANÁLISE, PROJETO E PROTOTIPAGEM DE UMA FONTE CHAVEADA PARA A
ALIMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO VALVULADO**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Ceará – *Campus* de Sobral, como requisito parcial à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva

SOBRAL

2016

YURY PONTES

**ANÁLISE, PROJETO E PROTOTIPAGEM DE UMA FONTE CHAVEADA PARA A
ALIMENTAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR DE ÁUDIO VALVULADO**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Ceará – *Campus* de Sobral, como requisito parcial à obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em: 03/02/2016

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Marcuś Rogério de Castro
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado
Universidade Federal do Ceará (UFC)

À Deus

À minha mãe Maria das Dores

À minha avó Maria Zenaida

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida; Agradeço à minha família, em especial à minha mãe e minha avó que muito se dedicaram e cuidaram da minha criação e educação; Aos professores participantes da banca examinadora, Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva pela confiança em mim depositada, apoio, tempo e excelente orientação; Ao Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro e Prof. Dr. Isaac Rocha Machado pelo apoio, pelo tempo, pelas colaborações e sugestões; Ao Prof. Leonardo Tabosa pelas ajudas e contribuições no laboratório; A minha namorada Lívia Sousa, pelo apoio e cumplicidade; Aos irmãos de graduação: Ayoanma Cunha, Eliézio Farias, Erick Frota, Fagner Sandro, João Lucas, José Airton, Miquéias Silva, Pedro Lucas, Thiago Almeida, Vitor Santiago, Bruna Valentim e Marcus Pedrosa pelo companheirismo, amizade e por tornarem o curso de Engenharia Elétrica uma jornada mais fácil; A todos os professores e amigos que contribuíram para a minha formação.

“Não se pode reinventar a roda, mas é possível
aprimorá-la.”

(Autor Desconhecido)

“Se há algum segredo de sucesso, consiste ele na habilidade de apreender o ponto de vista da outra pessoa e ver as coisas tão bem pelo ângulo dela como pelo seu.”

(Henry Ford)

RESUMO

Este trabalho trata da análise, projeto e da prototipagem de um conversor *flyback* operando no modo de condução descontínua para alimentar um amplificador de áudio valvulado classe A de 6 W, em substituição à fonte linear tradicionalmente utilizada. Essa substituição contribui com a redução do peso, do volume e ainda permite ao amplificador operar de forma automática com faixa de tensão de entrada de 110 Vca a 230 Vca. Contudo, em se tratando de uma fonte que opera com comutação de interruptores em alta frequência, é preciso avaliar e contornar possíveis interferências na qualidade do sinal de áudio amplificado que por ventura estejam na faixa de frequências audíveis. Tais interferências se tornam ainda mais preocupantes em amplificadores valvulados, já que a válvula termiônica é um componente bastante sensível às interferências eletromagnéticas. A fim de avaliar a viabilidade da substituição da fonte linear pela fonte chaveada são apresentados os resultados experimentais obtidos para um mesmo amplificador de áudio operando ora alimentado pela fonte linear, ora pela fonte chaveada.

Palavras-chave: Amplificador de áudio, Válvula termiônica, Classe A, Fonte de alimentação, *Flyback*.

ABSTRACT

This work deals the analysis, design and prototyping of a flyback converter operating in discontinuous conduction mode to feed an audio amplifier tube class 6 W, replacing the linear source traditionally used. This replacement contributes to a reduction of the weight, volume and allows the amplifier to operate automatically with the input voltage range of 110 Vac to 230 Vac. However, when it comes from a source that operates with switching at high frequency, it needs to assess and overcome possible interference on the quality of the amplified audio signal that perhaps are in the range of audible frequencies. Such interference become even more worrying in tube amplifiers, since the vacuum tube is a very sensitive component to electromagnetic interference. In order to assess the feasibility of replacing the linear source for switching power supply presents the experimental results for the same operating audio amplifier now powered by the linear source, either by switching power supply.

Keywords: Audio amplifier, thermionic valve, Class A, power supply, Flyback.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-Representação da Válvula diodo comparada ao diodo semiconductor.	23
Figura 2-Válvula triodo e disposição física interna dos elementos.	24
Figura 3 - Operação em classe A e classe AB.	26
Figura 4 - Circuito do amplificador valvulado classe A utilizado.	27
Figura 5 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e tensão de saída nos retificadores de onda completa com e sem filtro capacitivo, e meia onda, simulados no software PSIM. ...	30
Figura 6 – Diagrama de uma fonte linear com filtro capacitivo.	31
Figura 7–Diagrama simplificado do Conversor <i>flyback</i>	32
Figura 8 - Principais formas de onda do conversor <i>flyback</i> isolado.	33
Figura 9 - Diagrama de blocos do sistema utilizando a fonte linear:	34
Figura 10 - Diagrama de blocos do sistema utilizando a fonte chaveada:	37
Figura 11 – Esquema do circuito snubber utilizado	45
Figura 12 - Lógica do controle por detecção de pico de corrente.	47
Figura 13 - Representação interna do UC3844 em diagrama de blocos.	47
Figura 14 – Representação do sistema por diagrama de blocos.	50
Figura 15 - Diagrama de Bode da função de transferência de $G(s)$	51
Figura 16- Diagrama de Bode da função de transferência de $G_a(s)$	53
Figura 17 - Diagrama de Bode da FTMA com, pólo na origem e ganhos inseridos.	54
Figura 18 - Estrutura e diagrama de bode do compensador Integrador.	55
Figura 19 - Esquemático do circuito do <i>flyback</i> simulado.	56
Figura 20 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 50 vezes, na entrada do retificador do conversor. <i>Flyback</i> operando em 220Vca.	57

Figura 21 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 25 vezes, na entrada do retificador do conversor. <i>Flyback</i> operando em 110Vca.	58
Figura 22 - Em vermelho a tensão e em azul a corrente aumentada em 100 vezes no interruptor. <i>Flyback</i> operando em 220 Vca.....	59
Figura 23 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 80 vezes no interruptor. <i>Flyback</i> operando em 110 Vca.....	59
Figura 24 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 100 vezes no enrolamento primário da indutância acoplada.....	60
Figura 25 - Em vermelho a tensão e em azul a corrente aumentada 2000 vezes, no diodo da saída 1 (saída correspondente à tensão de placa das válvulas).....	60
Figura 26 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 10 vezes, no diodo da saída 2 (saída correspondente à alimentação dos filamentos).....	61
Figura 27 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 250 vezes, no diodo da saída 3 (Saída auxiliar).....	61
Figura 28 - Em vermelho a tensão, e em azul a soma das correntes no enrolamento primário e nos enrolamentos de saída, evidenciando o modo descontínuo de condução.....	62
Figura 29 - Em vermelho a tensão na saída 1, em azul a tensão na saída 2 e em laranja a tensão na saída 3, em carga nominal.....	62
Figura 30 - Em vermelho a corrente na saída 1, em azul corrente na saída 2 e em laranja a corrente na saída 3.	63
Figura 31 - Em vermelho a potência consumida pela carga da saída 1, em azul pela carga da saída 2 e em laranja pela carga da saída 3.....	63
Figura 32 - Em vermelho a potência de entrada do conversor e em azul a potência total consumida pela carga.....	64
Figura 33 - Curva de rendimento.....	64
Figura 34 - Protótipo do <i>flyback</i> , medindo 11 cm de largura, 12 cm de comprimento e pesando 195 gramas.	65

Figura 35 - Transformador da fonte linear pesando aproximadamente 1,62 kg.	66
Figura 36 - Visão externa do amplificador valvulado classe A de 6 W utilizado, pesando no total com a fonte linear 3,85 kg.	66
Figura 37 - Em azul a tensão e em vermelho a corrente na entrada do <i>flyback</i> , em carga nominal, operando com tensão de alimentação em 220Vca.	67
Figura 38 - Potência aparente ($S_{flyback}$) consumida pelo <i>flyback</i> em 220Vca.	68
Figura 39 - Potência ativa ($P_{flyback}$) consumida pelo <i>flyback</i> alimentado em 220Vca.	68
Figura 40 - Em azul a tensão e em vermelho a corrente na entrada do <i>flyback</i> , em carga nominal, operando com tensão de alimentação em 110Vca.	69
Figura 41 - Potência aparente ($S_{flyback}$) consumida pelo <i>flyback</i> em 110Vca.	70
Figura 42 - Potência ativa ($P_{flyback}$) consumida pelo <i>flyback</i> em 110Vca.	70
Figura 43 - Em azul a tensão e em vermelho a corrente na entrada da fonte linear em carga nominal.	71
Figura 44 - Potência aparente (S_{F_linear}) consumida pelo pela fonte linear.	72
Figura 45 - Potência ativa (PF_linear) consumida pelo pela fonte linear.	72
Figura 46 - Disparo do interruptor em azul e tensão V_{DS} do <i>MOSFET</i> em vermelho, com o <i>flyback</i> operando em 220 Vca sem carga.	73
Figura 47 - Disparo do interruptor em azul e tensão V_{DS} do <i>MOSFET</i> em vermelho, em carga nominal em 220 Vca.	74
Figura 48 - Tensão V_{DS} sobre o <i>MOSFET</i> (em vermelho) e tensão sobre o resistor shunt do <i>MOSFET</i> (em azul) com <i>flyback</i> operando em 220 Vca, em carga nominal.	75
Figura 49 - Tensão V_{DS} sobre o <i>MOSFET</i> (em azul) e tensão sobre o resistor shunt do <i>MOSFET</i> (em vermelho) com <i>flyback</i> operando em 110 Vca, em carga nominal.	75
Figura 50 - Detalhe do cruzamento entre Tensão V_{DS} (em vermelho) e corrente (em azul) no <i>MOSFET</i> , operando em 220 Vca, em carga nominal.	76

Figura 51 - Tensão (em azul) e corrente (em vermelho), no barramento da saída 2 do <i>flyback</i>	76
Figura 52 - Potência consumida pela carga da saída 2 do <i>flyback</i>	77
Figura 53 - Tensão no barramento da saída1 do <i>flyback</i>	77
Figura 54 - Tensão sobre o resistor de 100 Ω colocado em série com a saída 1 do <i>flyback</i> , sem sinal de áudio na entrada.	78
Figura 55 - Tensão (em azul) e corrente (em vermelho), na saída 2 da fonte linear.	79
Figura 56 - Potência consumida pela carga da saída 2 da fonte linear.	79
Figura 57 - Tensão da Saída1 da fonte linear.....	80
Figura 58 - Tensão sobre o resistor de 100 Ω colocado em série com a saída 1 da fonte linear.	80
Figura 59 - Tensão sobre o resistor de 100 Ω colocado em série com a carga da saída 1, agora com sinal de áudio no máximo (fora do repouso).	81
Figura 60 - Sinal na entrada de áudio (em azul) e sinal no alto-falante (em vermelho).	84
Figura 61 - Sinal de áudio no alto-falante (em azul) e seu espectro harmônico (em vermelho).	84
Figura 62 - Sinal de entrada (em azul) e sinal de saída de áudio no alto-falante (em vermelho).	85
Figura 63 - Sinal de áudio no alto-falante (em azul) e seu espectro harmônico (em vermelho).	85
Figura 64 - Sinal de áudio no alto-falante (em azul) e seu espectro harmônico (em vermelho), com o amplificador operando na saturação, evidenciando o conteúdo harmônico em alta frequência do ruído.	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros e especificações gerais da fonte linear:	34
Tabela 2 - Especificação dos elementos constituintes da fonte linear:.....	37
Tabela 3 - Parâmetros e especificações gerais do <i>flyback</i> :	38
Tabela 4 – Valores considerados para o dimensionamento do núcleo de ferrite.	39
Tabela 5 - Especificações do barramento de entrada do <i>flyback</i>	46
Tabela 6 - Descrição dos pinos do UC3844.	48
Tabela 7 - Descrição dos componentes utilizados no circuito do conversor.	56

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AWG – American Wire Gauge

CA – Corrente alternada

CC – CC – Conversor de corrente contínua para corrente contínua

CC – Correntecontínua

C.I – Circuito Integrado

DC – Direct current

FTMA – Função Transferência de Malha Aberta

HT - High Tension

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field

PWM - Pulse Width Modulation

RMS - Root Mean Square

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	19
1.1	Justificativa.....	20
1.2	Objetivos	21
1.3	Estrutura do trabalho.....	22
2	AMPLIFICADOR DE ÁUDIO.....	23
2.1	A válvula termiônica.....	23
2.2	Classes de operação	25
2.3	Amplificador de áudio escolhido.....	26
2.4	Conclusão.....	28
3	FONTE LINEAR E FONTE CHAVEADA.....	29
3.1	Topologias escolhidas.....	29
3.1.1	Fonte Linear.....	29
3.1.2	Fonte chaveada	31
3.2	Dimensionamentos da Fonte linear e do conversor <i>flyback</i>	33
3.2.1	Dimensionamento da Fonte Linear	33
3.2.2	Dimensionamento do Conversor <i>flyback</i>	37
3.3	Fechamento de malha e Dimensionamento do compensador	46
3.4	Conclusão.....	55
4	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i>	56
4.1	Tensão e Corrente na entrada de alimentação do conversor	57
4.2	Tensão e Corrente no Interruptor <i>MOSFET</i>	58
4.3	Tensão e Corrente nos enrolamentos do transformador do <i>flyback</i>	59

4.4	Tensão e Corrente nas saídas de alimentação	62
4.5	Potência fornecida na saída dos enrolamentos secundários.....	63
4.6	Rendimento	63
4.7	Conclusão.....	64
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	65
5.1	Formas de onda da Tensão, Corrente e potência com o amplificador operando com o conversor <i>flyback</i>	67
5.2	Formas de onda da Tensão, Corrente e potência com amplificador operando com a fonte linear.....	71
5.3	Formas de onda da Tensão e corrente no interruptor <i>MOSFET</i>	73
5.4	Formas de onda nas saídas do <i>flyback</i>	76
5.5	Formas de onda nas saídas de alimentação da fonte linear.....	78
5.6	Potência e rendimento.....	82
5.7	Formas de onda na entrada e saída de áudio	83
5.7.1	Análise do sinal de áudio do amplificador alimentado pela fonte linear	83
5.7.2	Análise do sinal de áudio do amplificador alimentado pelo <i>flyback</i>	84
5.8	Conclusão.....	87
6	CONCLUSÃO FINAL	88
	REFERÊNCIAS	90
	ANEXO A – Lista de componentes do circuito do Amplificador Valvulado.....	92
	ANEXO B - Layout da placa de circuito impresso do lado de cobre (vista inferior).....	92
	ANEXO C – Máscara de componentes (vista superior)	93
	ANEXO D – Disposição dos componentes na placa.....	93

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO GERAL DO AMPLIFICADOR ALIMENTADO PELO <i>FLYBACK</i>	94
--	----

1 INTRODUÇÃO

O surgimento de equipamentos mais modernos, capazes de processar uma grande quantidade de energia, com alta eficiência e cada vez menores, torna indiscutível o fato de tecnologias mais antigas (equipamentos maiores, mais pesados e menos eficientes) terem sido quase esquecidas na sociedade do século XXI.

Uma das vítimas do progresso foi a válvula termiônica, surgida por volta de 1908, que marcou o início da era da informação e tornou possíveis grandes mudanças no século XX, mas caiu em desuso com o surgimento do transistor, por volta de 1948.

Até o surgimento das válvulas, tudo era limitado ao abrir e fechar de contatos mecânicos, a limitar corrente com resistores e às operações simples que os circuitos elétricos permitiam. Com o advento das válvulas passa a ser possível amplificar, atenuar e direcionar a corrente elétrica de forma rápida e precisa, descortinando uma infinidade de possibilidades: enviar sinais de telégrafo a longas distâncias, amplificar os minúsculos sinais de rádio, falar por telefone com pessoas em outras cidades, falar ao microfone para grandes públicos em discursos e pronunciamentos políticos, dentre inúmeras outras aplicações. O transistor, por sua vez, permitiu levar as soluções proporcionadas pela válvula a um grau de integração, frequência de operação e eficiência energética inimagináveis no universo valvulado.

Diante das vantagens proporcionadas pelo transistor, naturalmente, a indústria passou por uma corrida buscando a substituição das válvulas por transistores em seus produtos. Contudo, a válvula prevaleceu em alguns segmentos. De acordo com WENER [17], mesmo com a praticidade, maior eficiência energética e menor custo de fabricação do amplificador transistorizado, o amplificador a válvulas continuou sendo preferido pela maioria dos profissionais da área de áudio, e já possui um lugar consolidado nesse mercado.

Contudo, os amplificadores valvulados apresentam algumas desvantagens: são mais pesados (devido aos robustos transformadores de alimentação e de saída), ocupam mais espaço, possuem uma menor eficiência energética, são mais susceptíveis a ruídos e interferências eletromagnéticas, além de possuírem um custo de fabricação bem superior em relação aos transistorizados, tomando como referência dois equipamentos de mesma potência de saída.

1.1 Justificativa

A fonte linear, com enorme transformador de alimentação, contribui substancialmente para os maiores peso e volume, e para a menor eficiência dos amplificadores valvulados, inconveniente que pode ser contornado substituindo a fonte linear por uma fonte chaveada. Outro benefício é o fato da fonte chaveada poder operar de forma automática, sem o proprietário se preocupar em ajustar uma chave seletora de tensão de entrada.

Surge, assim, o interesse por uma fonte menos volumosa e de menor custo que possa substituir a fonte linear sem comprometer a qualidade do áudio amplificado. Com isso, deve ser realizada uma análise e comparativo entre a aplicação de uma fonte chaveada e uma fonte linear em um amplificador valvulado que, possivelmente, venha a resultar num equipamento mais fácil de transportar (redução das dimensões e peso) e talvez com menor custo de fabricação.

De acordo com FONSECA [7], a principal função da fonte de alimentação é fornecer energia ao amplificador sem inserir distorções indesejáveis no sinal amplificado. Alguns tipos de distorções, como o “drive” das válvulas, são efeitos desejáveis para a guitarra elétrica. Entretanto, ruídos como o “HUM” (termo informal que significa zumbido) de fontes são indesejáveis e podem até arruinar o projeto de um amplificador. Existem diversos fatores causadores de ruídos. Podem ser citados, principalmente:

- a) Ruídos em baixa frequência (normalmente 50/60 Hz, sendo a frequência de fornecimento da rede elétrica) podem ser originados de diversas fontes. Geralmente proveniente de interferência eletrostática de algum equipamento elétrico externo ou do circuito de calefação das válvulas (baixa tensão e alta corrente) ou ainda interferência eletromagnética do transformador de alimentação;
- b) Ruídos em 120 Hz: geralmente são causados pela ausência de resistores e indutores de filtragem entre os capacitores da fonte, ou capacitores da fonte envelhecidos e defeituosos, ou ainda transformador de alimentação subdimensionado e incapaz de manter os capacitores da fonte carregados, gerando *ripples* na placa de alta tensão das válvulas (HT);

- c) A fiação externa e interna do amplificador possui indutância que, em conjunto com capacitâncias parasitas ou reais do amplificador, geram circuitos ressonantes e podem captar interferências externas. Existem amplificadores que são capazes de sintonizar estações de rádio e até amplificá-las, o que não é conveniente. Este tipo de problema pode ser evitado envolvendo o circuito do amplificador com um material condutor devidamente aterrado, formando uma Gaiola de Faraday, evitando interferências eletromagnéticas;
- d) O ruído térmico também deve ser citado. Os átomos de todo e qualquer material encontram-se em movimento e quando aquecidos tornam-se mais agitados. Um material quando se encontra em altas temperaturas gera um tipo de ruído, conhecido como “Ruído de Johnson”. Sendo assim, é muito difícil tornar um equipamento de áudio totalmente silencioso, já que esta propriedade está na natureza da matéria;

O estudo das causas do ruído, muitas vezes, trata-se de uma tarefa árdua. O ruído pode se tornar difícil de identificar e corrigir por combinar-se a outras frequências e harmônicos, produzindo um conjunto de ruídos na saída do amplificador.

Uma fonte de alimentação mal projetada certamente introduzirá ruídos indesejáveis e comprometerá a pureza do sinal de saída do amplificador. É justo que seja realizada uma análise mais detalhada e testes de comparação entre a fonte chaveada e a fonte linear para, só então, afirmar que uma fonte chaveada é completamente viável num amplificador valvulado, não comprometendo a qualidade do áudio.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem por objetivo projetar uma fonte comutada automática em substituição às tradicionais volumosas e pesadas fontes lineares utilizadas em amplificadores de áudio valvulados, de forma que seja possível reduzir o volume e o peso do amplificador, com a praticidade do equipamento operar com ampla faixa de tensão de entrada (110 Vca a 230 Vca), mantendo a qualidade do sinal de áudio amplificado.

Para atestar a viabilidade da utilização da fonte chaveada projetada para a alimentação de amplificadores de áudio valvulados, uma fonte linear tradicional também é projetada e montada e os resultados da operação do amplificador quando alimentado com cada uma delas são comparados entre si.

1.3 Estrutura do trabalho

No primeiro capítulo é feita uma breve introdução ao assunto, justificando o estudo proposto e esclarecendo os objetivos do trabalho.

O Segundo capítulo mostra alguns conceitos sobre a válvula termiônica os quais são considerados importantes para o entendimento dos objetivos almejados e as principais classes de operação do amplificador de áudio valvulado. Também é apresentando o esquemático do amplificador de áudio valvulado utilizado no trabalho.

No terceiro capítulo são exibidas as topologias das fontes em estudo, assim como o dimensionamento dos elementos que constituem as fontes e o fechamento da malha do conversor.

No quarto capítulo são mostrados os resultados da simulação do conversor operando nos limites de tensão de alimentação e suas principais formas de onda.

No quinto capítulo são exibidas as formas de onda resultantes do ensaio do conversor em laboratório, as análises energéticas e do espectro do sinal de áudio.

No sexto capítulo é feita a conclusão geral do trabalho.

2 AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

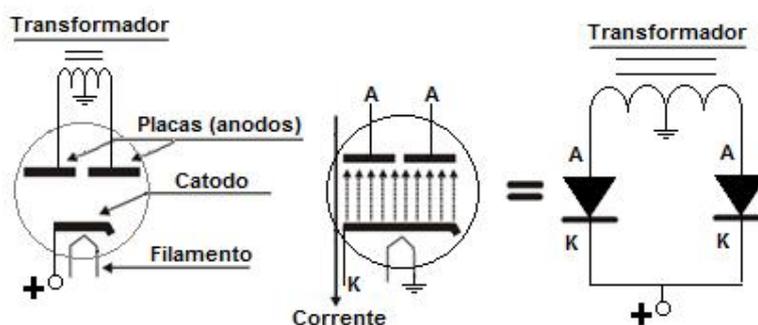
Diante do objetivo definido para o presente trabalho, é interessante detalhar a carga alimentada pelas fontes linear e chaveada desenvolvidas, no caso, o amplificador valvulado. Deve ser ressaltado que o amplificador valvulado utilizado na obtenção dos resultados experimentais também foi prototipado pelo autor. Contudo, por não fazer parte do escopo do trabalho, optou-se por apresentá-lo apenas resumidamente. A seguir são apresentados o princípio de funcionamento da válvula termiônica, a classe de operação de interesse e a topologia do amplificador escolhido para o trabalho.

2.1 A válvula termiônica

Em 1875, enquanto trabalhava em uma de suas lâmpadas incandescentes, o inventor Thomas Alva Edison observou o fenômeno denominado de efeito Edison ou termiônico. Edison verificou que no vácuo um filamento metálico aquecido emite elétrons.

Aplicando esse fenômeno, por volta de 1904, John A. Fleming desenvolveu um componente capaz de converter um sinal em corrente alternada (ca) em um sinal em corrente contínua (cc) [9]. Esse dispositivo era composto por dois terminais de entrada denominados de anodos (A), um terminal de saída denominado catodo (K) e um filamento de calefação, como ilustrado na figura 1.

Figura 1 - Representação da Válvula diodo comparada ao diodo semicondutor.



Fonte: Autoria Própria.

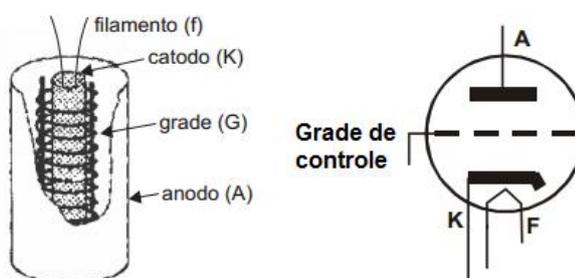
No dispositivo desenvolvido por Fleming, o filamento de calefação, composto por um condutor de baixa resistência, era submetido a uma diferença de potencial que o fazia aquecer por efeito Joule e que, por irradiação, aquecia o catodo, que o envolve. Com o aumento da temperatura forma-se uma nuvem de elétrons nas imediações do catodo.

Dado que o campo elétrico associado a uma diferença de potencial se forma sempre no sentido do maior para o menor potencial, quando um dos anodos era submetido a um potencial superior ao do catodo, essa nuvem de elétrons era orientada para o anodo, formando um caminho para a circulação de corrente.

Na aplicação de Fleming, cada um dos anodos recebia uma das extremidades do enrolamento de saída de um transformador e o catodo era conectado na carga que estava referenciada ao *tap* central desse mesmo enrolamento, de tal forma que a cada semiciclo da tensão alternada de entrada havia um anodo diretamente polarizado com relação ao catodo e, portanto, apto a conduzir, formando um retificador com transformador de *tap* central [10]. Pela sua estrutura, composta por dois anodos, essa válvula passou a ser chamada de válvula diodo. Uma denominação alternativa, associada a sua aplicação, é válvula retificadora.

Poucos anos após o surgimento da válvula retificadora, mais precisamente em 1908, Lee de Forest introduziu na válvula retificadora um terceiro terminal, denominado de grade de controle, entre o anodo e o catodo. Aplicando-se na grade uma tensão com potencial mais negativo em relação ao catodo, era possível interferir no potencial elétrico entre o anodo e o catodo, permitindo controlar o fluxo de elétrons entre os dois eletrodos. Essa válvula foi denominada de válvula triodo e permitiu amplificar pequenos sinais na região entre o bloqueio total de corrente (corte) e a máxima condução de corrente (saturação), efeito aproveitado nas aplicações de amplificação de áudio [7, 16]. A figura 2 ilustra uma válvula triodo.

Figura 2 - Válvula triodo e disposição física interna dos elementos.



Fonte: Adaptado de Apostila Válvulas Termiônicas [14].

2.2 Classes de operação

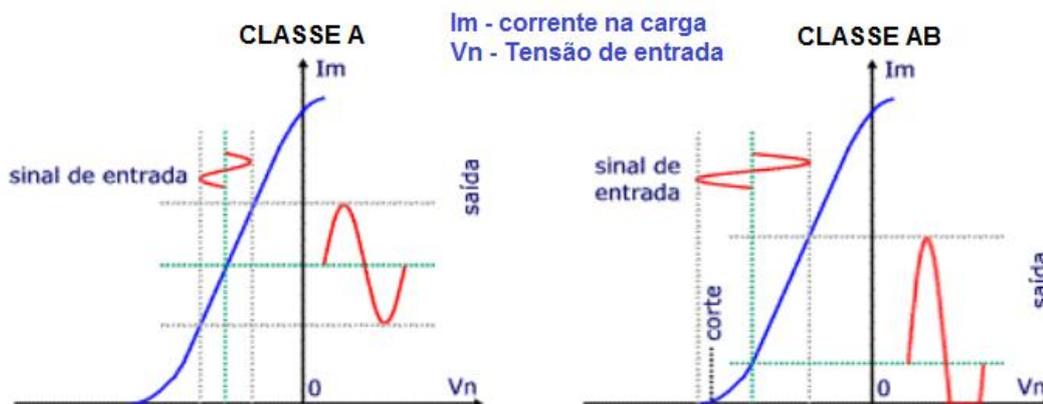
Um amplificador de alta fidelidade deve ser capaz de reproduzir fielmente um sinal de forma que amplifique igualmente toda a faixa de frequência audível com o menor nível de distorção e ruído possíveis. Segundo GOLDBERGER[8], um dispositivo de alta fidelidade deve possuir o menor número de estágios entre o sinal captado e o estágio de saída, reduzindo a possibilidade de interferências.

Os amplificadores possuem classes de operação. Cada classe possui diferentes formas de operação, polarização, rendimento e fidelidade. De acordo com SELF [16], no mercado e na literatura, os amplificadores de áudio valvulado para guitarra elétrica operam ou em classe A ou classe AB. Neste caso, é interessante comentar a respeito destas duas classes de operação. Explicações sobre as outras classes de operação podem ser encontradas na literatura [7, 13].

- a) Classe A: É maneira mais simples e direta de amplificar um sinal. Os amplificadores que operam em classe A possuem alta fidelidade por possuir poucos elementos e a amplificação de potência do sinal ser realizada por apenas um elemento ativo [13]. Para que isso seja possível, o ponto de polarização da válvula é forçado a ficar no ponto médio da curva de ganho do elemento ativo (válvula ou transistor), com isso, a válvula conduz constantemente, mesmo quando não há sinal na entrada, reduzindo significativamente o rendimento do sistema. Além disso, a adoção de um ponto de operação mediano limita a potencia de saída do amplificador.
- b) Classe AB: Nesta configuração, o estágio de potência é constituído por, pelo menos, um par de válvulas casadas operando em *push-pull*, de forma que cada válvula é responsável por conduzir um pouco mais do que 180 graus elétricos. O ponto de operação nesta configuração não é no ponto médio da curva de ganho do elemento ativo, e sim no início da curva, reduzindo a corrente quiescente e, com isso, aumentando o rendimento do amplificador. Dessa forma, uma válvula amplifica a parte positiva do sinal e a outra a parte negativa. Durante esse processo ocorre à rejeição do ruído de modo comum, o que é desejável. Por outro lado, ocorre o cancelamento de alguns harmônicos do sinal original, reduzindo a fidelidade do amplificador, quando comparado ao classe A [13].

A figura 3 esboça a saída amplificada de um sinal numa válvula operando em classe A e em classe AB.

Figura 3 - Operação em classe A e classe AB.

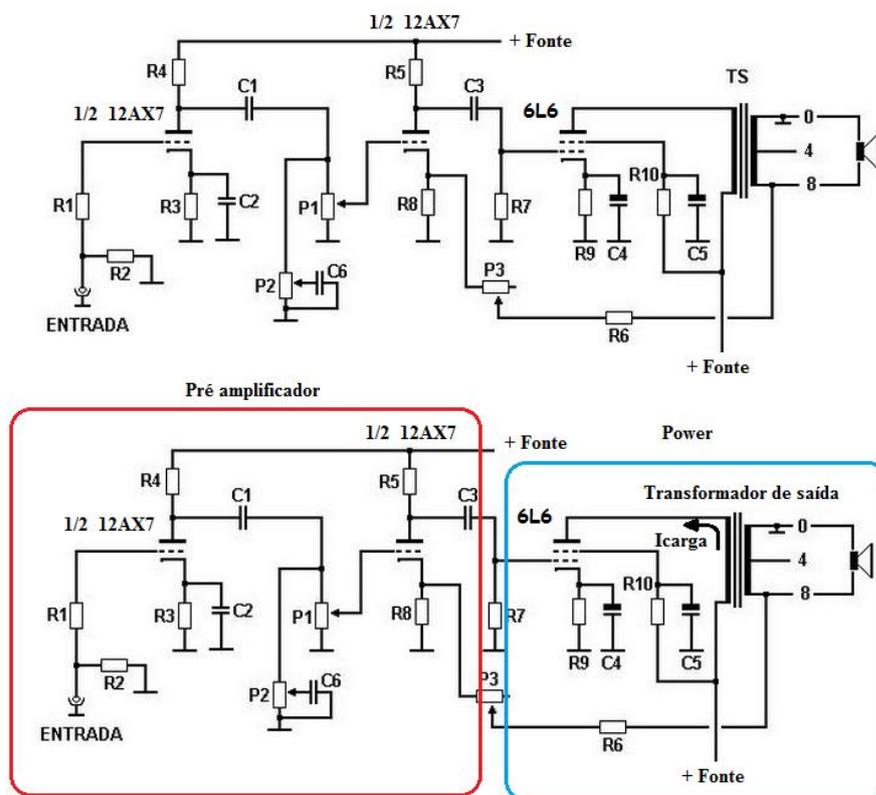


Fonte – Adaptado de [13].

2.3 Amplificador de áudio escolhido

Devido a alta fidelidade e mais simples topologia, escolheu-se um amplificador classe A com potência de saída de aproximadamente 6 W. A topologia escolhida é composta por dois estágios, denominados usualmente de pré-amplificador e *power* (Etapa de potência). No pré-amplificador o sinal de entrada recebe uma pequena amplificação e, normalmente, o controle de equalização (tonalidade). Já no *power* é onde de fato se insere potência ao sinal proveniente do pré-amplificador para que, finalmente, possa ser entregue aos alto-falantes. O diagrama esquemático do amplificador é mostrado na figura 4.

Figura 4 - Circuito do amplificador valvulado classe A utilizado.



Fonte: Adaptado de Amplificador valvulado [2].

No amplificador construído para este trabalho foi utilizada uma válvula duplo triodo 12AX7 no pré-amplificador e uma válvula 6L6GC no *power*. A relação completa dos componentes do amplificador é apresentada no ANEXO A.

Observando a topologia do *power*, nota-se que a corrente de carga (I_{carga}) circula na válvula 6L6 através do enrolamento primário do transformador de saída, gerando um fluxo magnético que concatena as espiras do enrolamento secundário, induzindo uma tensão que faz circular uma corrente na bobina do alto falante, gerando um campo magnético que interage com o ímã do alto-falante, movendo o cone para frente e para trás, deslocando massa de ar, produzindo áudio.

A tensão de alimentação do circuito deste amplificador é de 350V, enquanto que a tensão de operação dos filamentos é 6,3Vac (ou Vdc), sendo esta ultima dedicada apenas para alimentar os filamentos das válvulas e portanto está implícita no diagrama da figura 4.

O transformador de saída tem a finalidade de realizar o casamento entre a impedância de saída do *power* e a impedância do alto-falante, a fim de proporcionar a máxima transferência de potência, transformando a alta tensão e baixa corrente do primário (fonte) em alta corrente e baixa tensão no secundário (carga). Estando o primário do transformador conectado diretamente ao potencial de saída da fonte de alimentação, ondulações e ruídos na tensão fornecida pela fonte de alimentação provocam variações de corrente e, conseqüentemente, variações no fluxo magnético que se refletem diretamente na saída de som, gerando ruído.

Ademais, é importante que a fonte de alimentação seja capaz de fornecer corrente suficiente mesmo sob condição de carga máxima, sem causar afundamentos ou grandes variações de tensão na fonte. A fonte chaveada deve ser projetada para operar numa frequência não audível, de forma que eventuais ondulações ou ruídos dela provenientes não sejam percebidos pelo ouvido humano.

2.4 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma breve revisão sobre o conceito, funcionamento e operação da válvula termiônica, e as principais classes de operação do amplificador valvulado. Também foi apresentado o circuito do amplificador de áudio que será utilizado.

3 FONTE LINEAR E FONTE CHAVEADA

Neste capítulo é feito o dimensionamento da fonte linear e da fonte chaveada de alimentação do amplificador valvulado. Antes de iniciar o projeto propriamente dito é feita uma breve apresentação das topologias escolhidas.

3.1 Topologias escolhidas

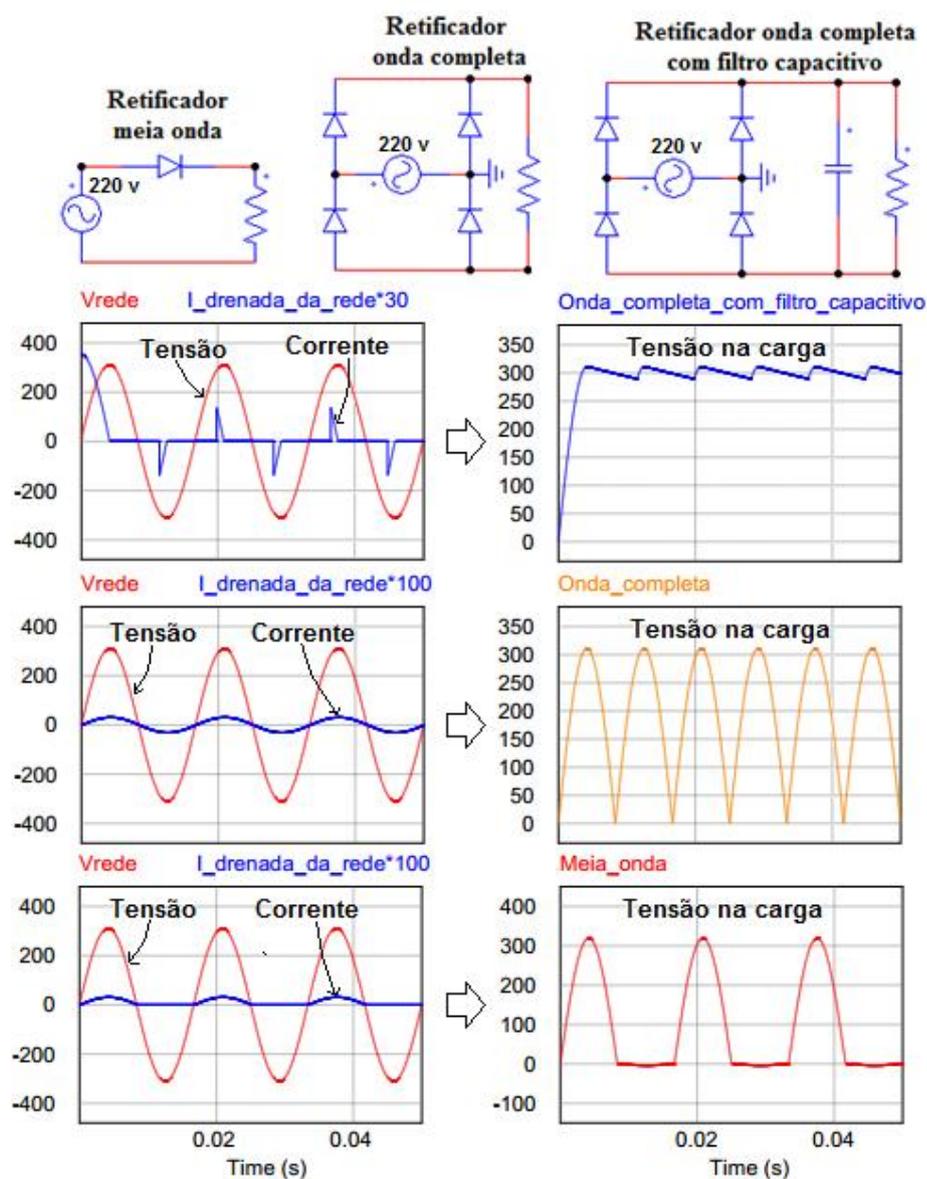
3.1.1 Fonte Linear

Uma fonte linear é composta basicamente por um transformador, diodos e um filtro capacitivo, perfazendo as etapas de adaptação de nível de tensão, retificação e remoção de *ripple*, respectivamente.

- a) Etapa de transformação: Utiliza um transformador que cumpre a função de adequar o nível de tensão de alimentação (enrolamento primário) ao nível de tensão que se deseja obter (enrolamento secundário, terciário, etc.), possibilitando a partir da relação de espiras, elevar ou reduzir a tensão de saída com relação à tensão de entrada. Além de modificar níveis de tensão, o transformador isola galvanicamente os vários enrolamentos entre si, permitindo que cada enrolamento tenha um referencial diferente do enrolamento primário;
- b) Etapa de retificação: é responsável pela conversão de corrente alternada em corrente contínua. Podem ser utilizados retificadores de meia onda ou retificadores de onda completa. O retificador de meia onda (construído com um único diodo) permite passar corrente durante os ciclos positivos de tensão (quando o diodo está diretamente polarizado) e bloqueia a passagem de corrente durante ciclo negativo (quando o diodo está reversamente polarizado). O retificador de onda completa utiliza mais diodos, mas permite a condução de corrente durante ambos os semiciclos da tensão de entrada;
- c) Etapa de filtragem: Esta etapa é formada por um banco capacitivo que cumpre a função de manter a tensão na carga dentro da ondulação máxima especificada. O preço a pagar pela tensão de saída com menor *ripple* é uma corrente pulsada na entrada do retificador, causada pela redução dos ângulos de condução dos diodos retificadores, o que compromete o fator de potência da fonte e eleva os esforços de corrente a montante do filtro capacitivo;

A topologia retificadora escolhida para compor a fonte linear foi a do retificador de onda completa com filtro capacitivo. A figura 5 esboça o diagrama esquemático e as formas de onda na entrada e na saída do retificador de onda completa com filtro capacitivo e também dos retificadores de onda completa e meia onda sem filtro capacitivo.

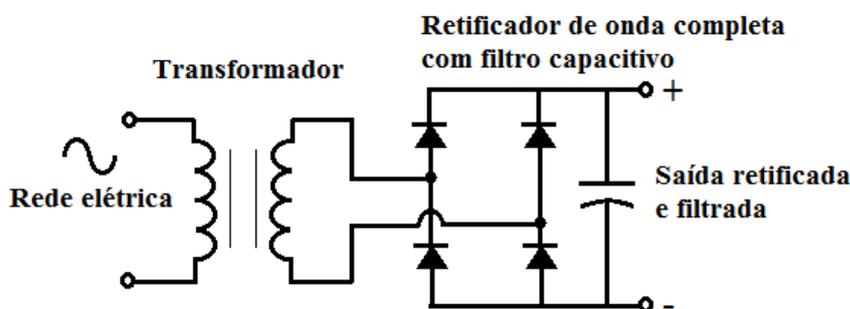
Figura 5 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada e tensão de saída nos retificadores de onda completa com e sem filtro capacitivo, e meia onda, simulados no software PSIM.



Fonte: Autoria própria.

O diagrama esquemático de uma fonte linear com retificador de onda completa e filtro capacitivo pode ser visto na figura 6.

Figura 6 - Diagrama de uma fonte linear com filtro capacitivo.



Fonte: Autoria própria.

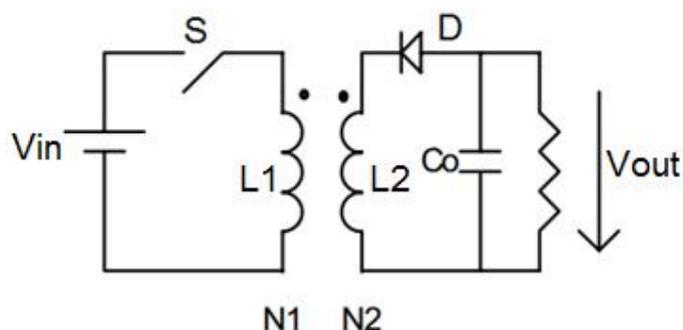
3.1.2 Fonte chaveada

Há uma grande gama de conversores chaveados e a escolha de um para uma dada aplicação depende de vários fatores: tipo de tensão de entrada, tipo de tensão de saída, modo de condução, necessidade ou não de isolamento galvânica, tipo de ganho estático e etc. Portanto, o primeiro passo para a escolha da topologia de fonte chaveada a utilizar é a definição dos requisitos essenciais do projeto.

Neste trabalho, é necessário um conversor que forneça duas tensões diferentes: uma de 6,3Vcc ou Vac para alimentar os filamentos da válvula e outra de 350Vcc para alimentar o circuito do amplificador, e que ainda permita isolamento galvânica entre a rede de alimentação e as tensões de saída do conversor. Das topologias clássicas disponíveis a mais adequada para atender a esses requisitos é a do conversor *flyback* operando no modo de condução descontínua.

O *flyback* é um conversor isolado derivado do conversor *buck-boost*. A figura 7 esboça o circuito simplificado do conversor *flyback*.

Figura 7 - Diagrama simplificado do Conversor *flyback*.



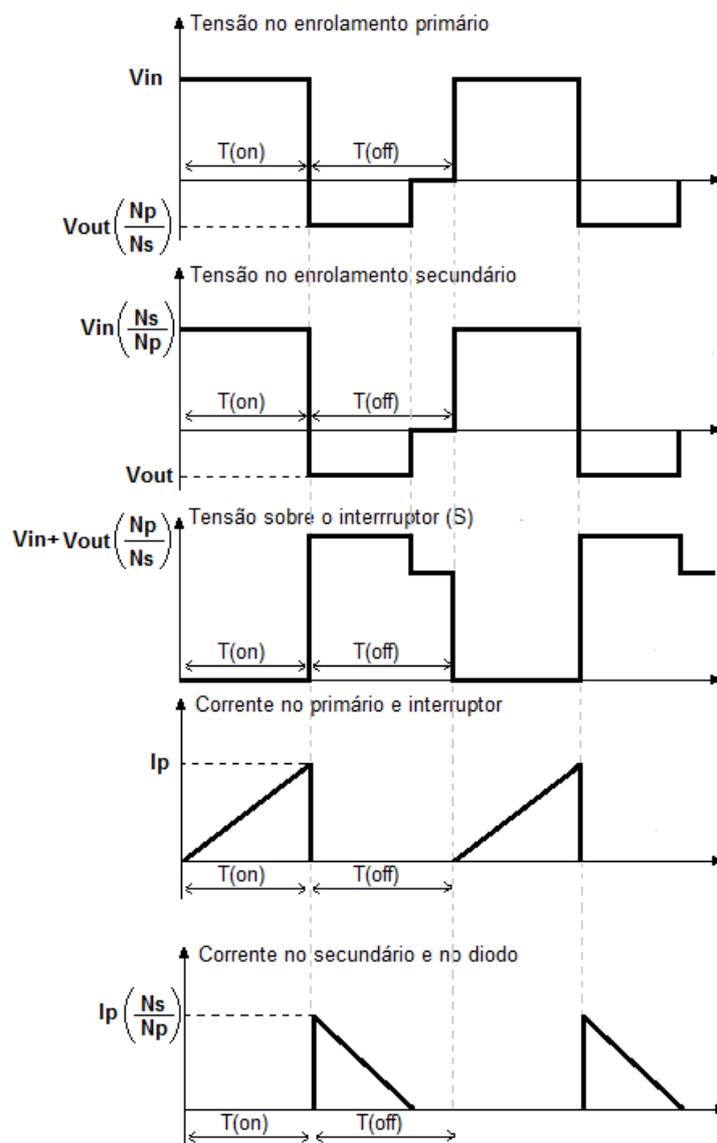
Fonte: Adaptado de Apostila Fontes chaveadas [15]

O elemento magnético se comporta como um indutor acoplado, de tal forma que quando o interruptor S conduz, energia magnética é armazenada na indutância primária $L1$. Durante a condução de S o diodo D está reversamente polarizado.

Quando o interruptor S desliga, como o fluxo magnético não pode ser interrompido instantaneamente, há uma inversão de polaridade no elemento magnético, polarizando diretamente o diodo D que entra em condução e permite o escoamento da energia magnética armazenada através da indutância secundária $L2$. Como se tratam de indutâncias acopladas é necessário um entreferro no núcleo, que é onde a energia magnética ficará armazenada.

A figura 8 mostra as principais formas de onda do conversor *flyback*, com base na análise feita do circuito da figura 7.

Figura 8 - Principais formas de onda do conversor *flyback* isolado.



Fonte: Autoria própria.

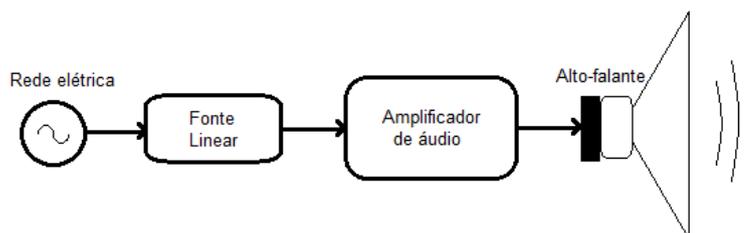
Em $T_{(on)}$ o interruptor S se encontra em condução e em $T_{(off)}$ o interruptor está bloqueado. Maiores detalhes sobre o conversor *flyback* podem ser encontradas em [4] e [15].

3.2 Dimensionamentos da Fonte linear e do conversor *flyback*

3.2.1 Dimensionamento da Fonte Linear

O diagrama da figura 9 apresenta o conjunto do sistema, possuindo como entrada a rede de alimentação e como saída os alto-falantes.

Figura 9 - Diagrama de blocos do sistema utilizando a fonte linear:



Fonte: Autoria própria

Para o projeto da fonte linear, utilizaram-se equações que podem ser encontradas em [3], [5] e [15].

De acordo com os valores de corrente e tensão para o funcionamento do amplificador, a fonte linear deve ser projetada para obedecer aos seguintes parâmetros:

Tabela 1 - Parâmetros e especificações gerais da fonte linear:

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada nominal	$V_{nominal} = 220 Vca$
Potência nominal da carga aproximado	$P_{nominal} = 50 W$
Rendimento do retificador e transformador	$\eta = 0,75$
Frequência da rede elétrica	$f = 60 Hz$
Variação de tensão na saída do retificador	$\Delta V = 2\%$
Queda de tensão nos diodos retificadores	$V_d = 3 V$
Tensão de placa (secundário 1)	$V_{saída1} = 350 Vcc$
Tensão de calefação (secundário 2)	$V_{saída2} = 6,3 Vca ou Vcc$

Fonte: Autoria própria

- Cálculo do capacitor de filtro da saída 1 da fonte linear:

Potência consumida do transformador de força em carga nominal:

$$P_{entrada} = \frac{P_{nominal}}{\eta} = 66,6 W \quad (3.1)$$

Tensão de pico no capacitor:

$$V_{pico_cap} = (\sqrt{2} \cdot V_{saída1} - V_d) = 347 V \quad (3.2)$$

Tensão mínima no capacitor:

$$V_{min_cap} = V_{pico_cap} \cdot (1 - \Delta V) = 340 V \quad (3.3)$$

Valor de capacitância do capacitor:

$$Cap = \frac{P_{saída}}{f \cdot (V_{pico_cap}^2 - V_{cap_min}^2)} = 218 \mu F \quad (3.4)$$

• Dimensionamento do retificador:

Tempo de condução dos diodos:

$$T_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{V_{min_cap}}{V_{pico_cap}}\right)}{2\pi \cdot f} = 0,53 \text{ ms} \quad (3.5)$$

Corrente de pico na saída do retificador:

$$I_{D_pico} = 2 \cdot Cap \frac{(V_{pico_cap} - V_{min_cap})}{T_c} = 2,53 A \quad (3.6)$$

Corrente eficaz na saída do retificador:

$$I_{eficaz} = I_{D_pico} \cdot \sqrt{2 \cdot T_c \cdot f - (2 \cdot T_c \cdot f)^2} = 1,24 A \quad (3.7)$$

Corrente média na saída do retificador:

$$I_{média} = 2 \cdot I_{D_pico} \cdot T_c \cdot f = 0,32 A \quad (3.8)$$

Corrente média no diodo:

$$I_{D_média} = \frac{I_{média}}{2} = 0,16 A \quad (3.9)$$

Corrente eficaz no diodo:

$$I_{D_eficaz} = \frac{I_{eficaz}}{\sqrt{2}} = 0,87 A \quad (3.10)$$

Tensão sobre o diodo:

$$V_{Diodo} = \sqrt{2} \cdot V_{saída1} = 350 V \quad (3.11)$$

A tensão de calefação não necessita ser retificada, podendo ser 6,3 Vca ou 6,3 Vcc, portanto não é preciso realizar dimensionamento do retificador e filtro capacitivo para esta saída.

- Dimensionamento do transformador de força:

Para o dimensionamento do transformador foram utilizadas equações de [1], [7] e [13].

Cálculo do número de espiras de cada enrolamento do transformador:

$$N_{\text{espiras}} = \frac{V_{\text{enrolamento}} \cdot 10^4}{4,442 \cdot A_{\text{seção}} \cdot B_{\text{máx}} \cdot f} \quad (3.12)$$

Onde:

Área da seção transversal da perna central do núcleo de aço utilizado:

$$A_{\text{seção}} = 10^{-3} m^2 \quad (3.13)$$

Densidade de fluxo magnético adotado para as chapas de aço comum:

$$B_{\text{máx}} = 10.000 \text{ Gauss} \quad (3.14)$$

Tensão correspondente ao enrolamento primário ou tensão da rede elétrica:

$$V_{\text{enrolamento1}} = 220 V \quad (3.15)$$

Tensão correspondente ao enrolamento secundário1 ou da tensão de placa:

$$V_{\text{enrolamento2}} = \frac{350}{(1 - \Delta V) \cdot \sqrt{2}} = 252,5 V \quad (3.16)$$

Tensão correspondente ao enrolamento secundário 2 ou tensão de calefação:

$$V_{\text{enrolamento3}} = 6,3 V \quad (3.17)$$

O número de espiras de cada enrolamento para os níveis de tensão descritos em (3.15), (3.16) e (3.17), é calculado utilizando a equação (3.12). Assim:

Número de espiras do primário (enrolamento conectado na rede):

$$N_{\text{primário}} = \frac{220 \cdot 10^4}{4,442 \cdot A_{\text{seção}} \cdot B_{\text{máx}} \cdot f} = 825 \quad (3.18)$$

Número de espiras do secundário1 (enrolamento conectado na ponte de diodos):

$$N_{\text{secundário1}} = \frac{252,53 \cdot 10^4}{4,442 \cdot A_{\text{seção}} \cdot B_{\text{máx}} \cdot f} = 975 \quad (3.19)$$

Número de espiras do secundário2 (enrolamento conectado diretamente nos filamentos):

$$N_{\text{secundário2}} = \frac{6,3 \cdot 10^4}{4,442 \cdot A_{\text{seção}} \cdot B_{\text{máx}} \cdot f} = 24 \quad (3.20)$$

Com base nos níveis de corrente e de tensão calculados e analisando os componentes disponíveis, são adotados seguintes componentes:

Tabela 2 - Especificação dos elementos constituintes da fonte linear:

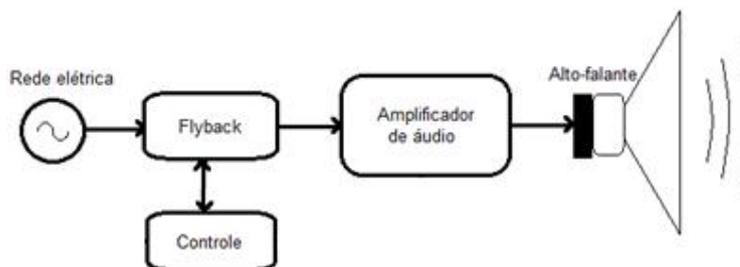
Especificação	Referência
Diodos	4 diodos 1N4007
Capacitor	1 capacitor de 220 μ F/400 V
Bitola fio do enrolamento primário	24 AWG
Bitola fio do enrolamento secundário 1	28 AWG
Bitola fio do enrolamento secundário 2	20 AWG

Fonte: Autoria própria

3.2.2 Dimensionamento do Conversor flyback

O diagrama da figura 10 esboça o conjunto do sistema, possuindo como entrada a rede de alimentação e como saída os alto-falantes, agora, com a fonte chaveada:

Figura 10 - Diagrama de blocos do sistema utilizando a fonte chaveada:



Fonte: Autoria própria

O conversor deve operar automaticamente, de forma que seja possível conectar o equipamento em níveis de tensões que estejam numa faixa de 110Vca a 230Vca. O circuito de comando é responsável por realizar as leituras do nível de tensão na saída auxiliar e mantê-la

constante dentro dos limites estabelecidos de tensão de entrada, portanto, é necessário implementar o fechamento de malha do conversor. O cálculo e dimensionamento da malha de controle são realizados no tópico (3.3). Para o projeto do conversor *flyback*, são utilizadas equações de [1] e [4].

De acordo com os valores de corrente e tensão para o funcionamento do amplificador, a fonte linear deve ser projetada para obedecer aos parâmetros da tabela 3:

Tabela 3 - Parâmetros e especificações gerais do *flyback*:

Parâmetro	Valor
Tensão mínima de entrada	$V_{min} = 110 \cdot \sqrt{2} V_{cc}$
Tensão nominal de entrada	$V_{nominal} = (110 \cdot \sqrt{2} \text{ a } 230 \cdot \sqrt{2}) V_{cc}$
Tensão máxima de entrada	$V_{max} = 230 \cdot \sqrt{2} V_{cc}$
Rendimento do conversor	$\eta_c = 0,75$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Ondulação de tensão na saída	$\Delta V = 2\%$
Queda de tensão nos diodos retificadores	$V_d = 1,5 \text{ V}$
Queda de tensão no regulador LM317	$V_r = 3 \text{ V}$
Razão cíclica máxima	$D_{max} = 0,4$
Razão cíclica mínima	$D_{min} = 0,25$
Tensão e corrente na saída 1	$V_{saída1} = 350V_{cc} \text{ e } I_{saída1} = 114 \text{ mA}$
Tensão e corrente na saída 2	$V_{saída2} = 10V_{cc} \text{ e } I_{saída2} = 1 \text{ A}$
Tensão e corrente na saída 3	$V_{saída3} = 20 V_{cc} \text{ e } I_{saída3} = 50 \text{ mA}$

Fonte: Autoria própria

O enrolamento auxiliar é utilizado para o fechamento da malha do conversor, permitindo utilizar o mesmo referencial de terra para a malha de controle e para o circuito de potência onde está o interruptor, mantendo as outras saídas isoladas. Valendo-se da

característica de ótima regulação cruzada do *flyback*, controlando a tensão auxiliar, os outros níveis de tensão devem seguir a tendência da regulação. O ajuste fino da tensão fornecida é obtido através de reguladores lineares.

A saída 2, correspondente a tensão de calefação, é ajustada por meio de um regulador LM317, de tal forma que a tensão de 6,3 Volts é obtida ajustando o regulador em laboratório. A potência total a ser considerada é obtida pela soma das potências das saídas do conversor, dada pela equação (3.21)

$$P_{saída_conversor} = \sum_{P_{saída1}}^{P_{saída3}} [V_{(saída)} \cdot I_{(saída)}] \quad (3.21)$$

$$P_{saída1} = 350 \cdot 0,114 = 40 \text{ W}$$

$$P_{saída2} = 10 \cdot 1 = 10 \text{ W}$$

$$P_{saída3} = 20 \cdot 0,05 = 1 \text{ W}$$

$$P_{saída_conversor} = P_{saída1} + P_{saída2} + P_{saída3} = 51 \text{ W}$$

Naturalmente, a potência de entrada do conversor é dada pela equação 3.22.

$$P_{entrada_conversor} = \frac{P_{saída}}{\eta_c} = 68 \text{ W} \quad (3.22)$$

- Dimensionamento do núcleo do transformador *flyback*:

Tabela 4 - Valores considerados para o dimensionamento do núcleo de ferrite.

Parâmetros para o cálculo do transformador	
Máxima densidade de corrente:	$J_{max} = 400 \text{ [A/cm}^2\text{]}$
Densidade de Fluxo magnético:	$B_{max} = 0,2 \text{ [T]}$
Fator de utilização da área da janela do núcleo:	$K_w = 0,4$
Fator de utilização do primário:	$K_p = 0,5$
Permeabilidade magnética do Ar:	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ [H/m]}$

Fonte: Autoria própria

Dimensionamento pelo produto das áreas:

$$A_w \cdot A_e = \frac{1,1 \cdot P_{saída_conversor}}{K_w \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B_{max}} \quad (3.23)$$

$$A_w \cdot A_e(\text{calculado}) = 0,925 \text{ cm}^4$$

Núcleo do tipo EE escolhido: E-30/14

Onde:

$$\text{Área da janela do núcleo } (A_w) = 0,85 \text{ cm}^2$$

$$\text{Área da seção transversal do núcleo } (A_e) = 1,20 \text{ cm}^2$$

$$A_w \cdot A_e = 1,02 \text{ cm}^4 \text{ (Valor comercial)}$$

Energia armazenada na indutância primária durante o período de condução do interruptor:

$$\Delta W = \frac{P_{saída_conversor}}{\eta_c \cdot f_s} = 1,44 \cdot 10^{-3} \text{ J} \quad (3.24)$$

Cálculo do entreferro:

$$\xi = \frac{2 \cdot \Delta W \cdot \mu_0}{B_{max}^2 \cdot A_e} = 0,8 \text{ mm} \quad (3.25)$$

- Cálculo do número de espiras dos enrolamentos:

Corrente de pico no primário:

$$I_{pico_primário} = \frac{2 \cdot P_{entrada_conversor}}{\eta_c \cdot V_{min} \cdot D_{max}} = 1,74 \text{ A} \quad (3.26)$$

Número de espiras do primário:

$$N_{primário} = \frac{B_{max} \cdot \xi}{\mu_0 \cdot I_{pico_primário}} = 36 \text{ espiras} \quad (3.27)$$

Número de espiras do secundário1:

$$N_{secundário1} = N_{primário} \cdot \frac{(V_{saída1} + V_d)}{V_{min}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} = 123 \text{ espiras} \quad (3.28)$$

Número de espiras do secundário2:

$$N_{secundário2} = N_{primário} \cdot \frac{(V_{saída2} + V_d + V_r)}{V_{min}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} = 6 \text{ espiras} \quad (3.29)$$

Número de espiras do secundário3 (enrolamento auxiliar):

$$N_{\text{secundário3}} = N_{\text{primário}} \cdot \frac{(V_{\text{saída3}} + V_d)}{V_{\text{min}}} \cdot \frac{(1 - D_{\text{max}})}{D_{\text{max}}} = 8 \text{ espiras} \quad (3.30)$$

- Cálculo do diâmetro máximo dos condutores, devido ao efeito pelicular:

$$D_{\text{diâmetro_max}} = \frac{2 \cdot 7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,67 \text{ mm} \quad (3.31)$$

Que equivale ao fio 21 AWG

- Cálculo da bitola dos condutores dos enrolamentos:

Corrente eficaz no primário:

$$I_{\text{eficaz_primário}} = I_{\text{pico_primário}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\text{max}}}{3}} = 1,21 \text{ A} \quad (3.32)$$

Bitola do fio do primário:

$$\text{Bitola}_{\text{primário}} = \frac{I_{\text{eficaz_primário}}}{J_{\text{max}}} = 0,30 \text{ mm}^2 \quad (3.33)$$

Que equivale ao fio 22 AWG

Corrente no enrolamento da tensão de placa ou secundário1:

$$I_{\text{secundário1}} = \frac{P_{\text{saída1}}}{V_{\text{saída1}}} = 0,11 \text{ A} \quad (3.34)$$

$$I_{\text{pico_secundário1}} = \frac{2I_{\text{secundário1}}}{(1 - D_{\text{max}})} = 0,38 \text{ A} \quad (3.35)$$

$$I_{\text{eficaz_secundário1}} = I_{\text{pico_secundário1}} \cdot \sqrt{\frac{(1 - D_{\text{max}})}{3}} = 0,17 \text{ A} \quad (3.36)$$

$$\text{Bitola}_{\text{secundário1}} = \frac{I_{\text{eficaz_secundário1}}}{J_{\text{max}}} = 0,0427 \text{ mm}^2 \quad (3.37)$$

Que equivale ao fio 30 AWG

Corrente no enrolamento da tensão de calefação ou secundário2:

$$I_{\text{secundário}2} = \frac{P_{\text{saída}2}}{V_{\text{saída}2}} = 0,75 \text{ A} \quad (3.38)$$

$$I_{\text{pico_secundário}2} = \frac{2 \cdot I_{\text{secundário}2}}{(1 - D_{\text{max}})} = 2,5 \text{ A} \quad (3.39)$$

$$I_{\text{eficaz_secundário}2} = I_{\text{pico_secundário}2} \cdot \sqrt{\frac{(1 - D_{\text{max}})}{3}} = 1,12 \text{ A} \quad (3.40)$$

$$\text{Bitola}_{\text{secundário}2} = \frac{I_{\text{eficaz_secundário}2}}{J_{\text{max}}} = 0,2795 \text{ mm}^2 \quad (3.41)$$

Que equivale ao fio 22 AWG

Corrente no enrolamento no enrolamento auxiliar ou secundário3:

$$I_{\text{secundário}3} = \frac{P_{\text{saída}3}}{V_{\text{saída}3}} = 0,1 \text{ A} \quad (3.42)$$

$$I_{\text{pico_secundário}3} = \frac{2 \cdot I_{\text{secundário}3}}{(1 - D_{\text{max}})} = 0,33 \quad (3.43)$$

$$I_{\text{eficaz_secundário}3} = I_{\text{pico_secundário}3} \cdot \sqrt{\frac{(1 - D_{\text{max}})}{3}} = 0,15 \text{ A} \quad (3.44)$$

$$\text{Bitola}_{\text{secundário}3} = \frac{I_{\text{eficaz_secundário}3}}{J_{\text{max}}} = 0,0372 \text{ mm}^2 \quad (3.45)$$

Que equivale ao fio 31 AWG

Como as seções dos fios primário e secundários não ultrapassaram a máxima seção calculada (fio 21AWG), não será necessário realizar paralelismo de condutores. Os condutores são:

Fio do enrolamento primário: 21 AWG

Fio do enrolamento secundário1: 30 AWG

Fio do enrolamento secundário2: 22 AWG

Fio do enrolamento secundário3: 31 AWG

- Cálculo da Indutância nos enrolamentos

Indutância no enrolamento primário:

$$L_{\text{primário}} = \frac{2 \cdot P_{\text{entrada_conversor}}}{f_s \cdot I_{\text{pico_primário}}^2} = 263 \mu H \quad (3.46)$$

A indutância dos demais enrolamentos será dada por (3.47).

$$L_{\text{secundário}} = \left(\frac{N_{\text{secundário}}}{N_{\text{primário}}} \right)^2 L_{\text{primário}} \quad (3.47)$$

$$L_{\text{secundário1}} = 3,021 \text{ mH} \quad (3.48)$$

$$L_{\text{secundário2}} = 6,657 \mu H \quad (3.49)$$

$$L_{\text{secundário3}} = 11,3 \mu H \quad (3.50)$$

- Dimensionamento do interruptor:

Tensão máxima sobre o interruptor:

$$V_{\text{máx}_s} = V_{\text{nominal}} \cdot \frac{D_{\text{max}}}{1 - D_{\text{max}}} = 533 \text{ V} \quad (3.51)$$

Corrente média no interruptor:

$$I_{\text{med}_s} = \quad (3.52)$$

$$= \frac{I_{\text{secundário1}} \cdot N_{\text{secundário1}} + I_{\text{secundário2}} \cdot N_{\text{secundário2}} + I_{\text{secundário3}} \cdot N_{\text{secundário3}}}{f_s \Delta V}$$

$$= 0,739 \text{ A}$$

Interruptor escolhido: IRF840

- Dimensionamento Diodos:

As correntes média, eficaz e de pico nos diodos dos enrolamentos secundários são as mesmas calculadas para os enrolamentos. Como o circuito opera em 50kHz, diodos rápidos devem ser escolhidos. A tensão reversa sobre cada diodo dos enrolamentos secundário é calculada da seguinte forma:

$$V_{\text{diodo_reversa}} = V_{\text{secundário}} + V_{\text{máx}} \cdot \frac{N_{\text{secundário}}}{N_{\text{primário}}} \quad (3.53)$$

Diodos escolhidos para o secundário 1, secundário2 e secundário 3, respectivamente :

Dois diodos UF4007 em série. Devido a alta tensão reversa são utilizados 2 diodos em série no enrolamento secundário1.

2 Diodos UF4007 em paralelo.

1 Diodo UF4007.

- Cálculo dos capacitores de saída.

$$C_{secundário1} = \frac{I_{secundário1} D_{max}}{f_s \Delta V} = 261,2 \text{ nF} \quad (3.54)$$

$$C_{secundário2} = \frac{I_{secundário2} D_{max}}{f_s \Delta V} = 50 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.55)$$

$$C_{secundário3} = \frac{I_{secundário3} D_{max}}{f_s \Delta V} = 5,33 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.56)$$

- Cálculo da resistência série equivalente (RSE) máxima dos capacitores de saída.

$$RSE_{secundário1} = \frac{\Delta V}{I_{pico_secundário1}} = 9,188 \text{ } \Omega \quad (3.57)$$

$$RSE_{secundário2} = \frac{\Delta V}{I_{pico_secundário2}} = 0,048 \text{ } \Omega \quad (3.58)$$

$$RSE_{secundário3} = \frac{\Delta V}{I_{pico_secundário3}} = 0,45 \text{ } \Omega \quad (3.59)$$

Em projetos de conversores cc-cc, costuma-se escolher o capacitor pela sua resistência série equivalente e não pela capacitância. Portanto, consultando o datasheet de capacitores eletrolíticos para as RSE calculadas, tem-se:

$$C_{secundário1} = 47 \text{ } \mu\text{F} / 450 \text{ V} \quad (3.60)$$

$$C_{secundário2} = 2200 \text{ } \mu\text{F} / 35 \text{ V} \quad (3.61)$$

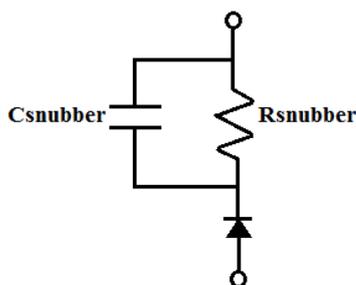
$$C_{secundário3} = 470 \text{ } \mu\text{F} / 25 \text{ V} \quad (3.62)$$

- Circuito grampeador ou *snubber*

O chaveamento da indutância primária provoca a interrupção brusca da corrente do primário. Por falta de concatenamento, a energia magnética armazenada na indutância de dispersão não tem como ser escoada, conseqüentemente, surgem picos de tensão que podem

exceder a máxima tensão de bloqueio do interruptor. Para controlar os picos de tensão, mantendo-os dentro de valores seguros, utilizam-se circuitos grampeadores ou *snubber* em paralelo com o enrolamento primário da indutância acoplada, os quais absorvem e dissipam parte da energia proveniente da indutância de dispersão. A estrutura utilizada é clássica [4] e pode ser vista na figura 11.

Figura 11 - Esquema do circuito snubber utilizado



Fonte: Autoria própria.

A seguir é feito o dimensionamento dos componentes do *snubber* conforme [4]:

Cálculo do capacitor do *snubber*:

$$C_{snubber} = \frac{\frac{D_{max}}{f_s} \cdot I_{pico_primário}}{1,05 \cdot V_{máx_s}} = 47,3 \text{ nF} \quad (3.63)$$

Valor comercial: 47 nF.

Cálculo do resistor do *snubber*:

$$R_{snubber} = \frac{100 D_{min}}{3 \cdot f_s \cdot C_{snubber}} = 3,52 \text{ k}\Omega \quad (3.64)$$

Valor disponível: 3,3 k Ω .

- Ponte retificadora da entrada do *flyback*:

A ponte retificadora com filtro capacitivo do *flyback* é dimensionada da mesma forma que a do retificador da fonte linear, calculada em (3.2.1). Como as fórmulas e os equacionamentos realizados são os mesmos, são mostrados na tabela 5 apenas os valores dos componentes já dimensionados.

Tabela 5 - Especificações do barramento de entrada do *flyback*.

Especificação	Referência
Retificador	1 Ponte retificadora de 6A / 500 V
Capacitor	1 capacitor de 150 μ F / 400 V

Fonte: Autoria própria.

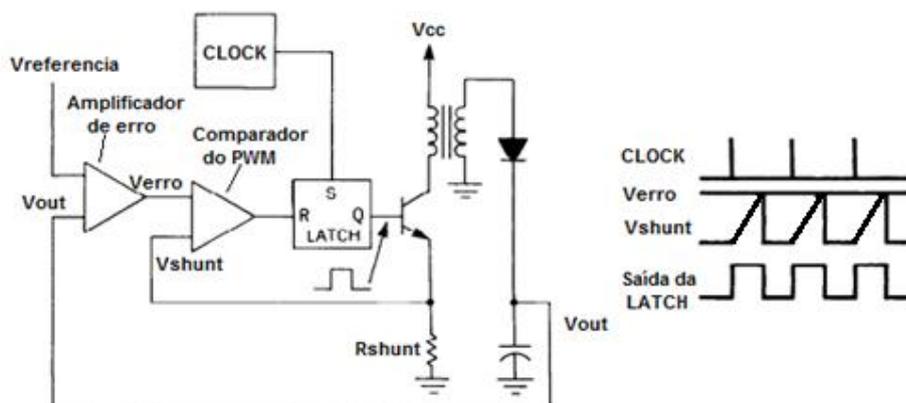
3.3 Fechamento de malha e Dimensionamento do compensador

O fechamento da malha do conversor tem como objetivo garantir a sua operação estável ao longo de toda a faixa de tensão de entrada (110Vca – 230Vca) com tensão de saída devidamente regulada dentro de toda a faixa de potência de saída. Por sua simplicidade e eficácia, optou-se pela aplicação do método de Bode para a compensação do conversor.

Como o conversor opera em modo de condução descontínua, optou-se pela técnica de controle de corrente de pico, técnica na qual a operação *PWM* é garantida por um *clock* que aciona o *SET* de um *latch* RS a uma frequência constante. Paralelamente, a realimentação de tensão da saída auxiliar do *flyback* é compensada e comparada com a realimentação de corrente no lado primário do transformador *flyback*, obtida por meio do resistor *shunt*.

O pulso do *clock* comanda a saída Q da *latch* para nível alto, a qual permanecerá assim até que as realimentações de tensão e corrente se toquem. No momento que as duas realimentações forem iguais, um comparador comanda o *RESET* do *latch* RS e a saída Q passará para nível baixo até o próximo pulso de *clock*. A saída do *latch* RS aciona o interruptor do *flyback* através de um drive *totem-pole*. A lógica da técnica do controle por detecção do pico de corrente pode ser compreendida na figura 12.

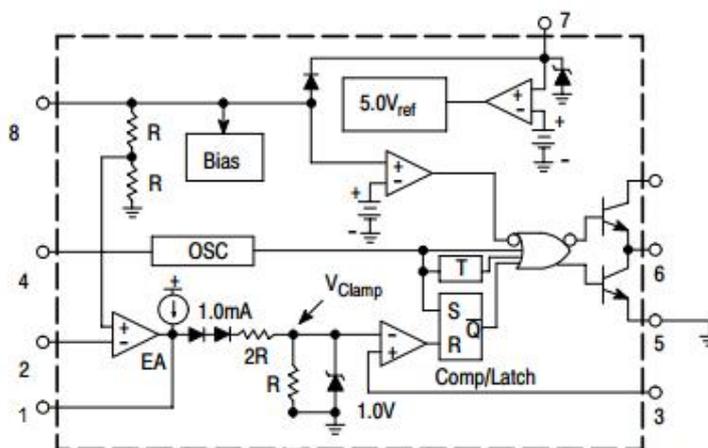
Figura 12 - Lógica do controle por detecção de pico de corrente.



Fonte: Adaptado de UNITRODE, application note do UC384x.

Os circuitos integrados da família UC384x(2/3/4/5) implementam essa técnica de controle e, ademais, fornecem funcionalidades úteis ao fechamento da malha, tais como: tensão de referência estabilizada, proteção contra subtensão de alimentação e proteção de sobrecorrente. A figura 13 mostra o diagrama funcional interno dessa família de circuitos integrados.

Figura 13 - Representação interna do UC3844 em diagrama de blocos.



Fonte: Adaptado de ON Semiconductor, DatasheetUC384x.

Cada pino do C.I e suas respectivas finalidades estão descritas na Tabela 6.

Tabela 6 - Descrição dos pinos do UC3844.

Pino	Descrição
Pino 1	Saída do amplificador de erro.
Pino 2	Entrada inversora do amplificador de erro.
Pino 3	Pino de leitura do sinal oriundo do sensor de corrente.
Pino 4	A através dos valores do capacitor (C_t) e do resistor (R_t) conectados a este pino determina-se o período de trabalho do oscilador interno do circuito integrado, definindo-se assim a frequência de operação da planta.
Pino 5	Referência do circuito ou terra.
Pino 6	Saída do circuito que será conectada ao drive do interruptor ou também pode ser conectada diretamente no gatilho do interruptor.
Pino 7	Pino de alimentação do circuito (V_{cc}) e do drive <i>totem-pole</i> .
Pino 8	Pino de acesso à tensão de referência estabilizada total (5V). O capacitor C_t do oscilador é excitado por essa tensão através do resistor R_t .

Fonte: Autoria própria.

A frequência de operação do UC3844 é ajustada por meio dos valores de um resistor (R_t) e de um capacitor (C_t), de acordo com a equação (3.65).

$$f_s = \frac{1,72}{2 \cdot C_t \cdot R_t} \quad (3.65)$$

Atribuindo o valor de 4,7 nF para o capacitor (C_t), e para uma frequência de chaveamento $f_s = 50\text{kHz}$, encontra-se $R_t = 3659 \Omega$. O valor comercial mais próximo e abaixo desse valor é 3,3k Ω . O resistor (R_t) deve ser conectado entre os pinos 8 e 4 e o capacitor (C_t) deve ser conectado entre o pino 4 e o terra do circuito.

- Cálculo do resistor Shunt

O UC384x realiza a leitura de tensão sobre um resistor *shunt* para monitorar a corrente que circula no lado primário do *flyback*. A proteção de sobrecorrente do UC384x é implementada através do grampeamento por *zener* da tensão de saída do amplificador de erro no valor de 1V. Assim, a saída do amplificador de erro é livre entre 0 e 1V, mas não pode ultrapassar este limite. Portanto, a máxima corrente que pode circular pelo resistor shunt é dada pela equação (3.66):

$$I_{shuntMax} = \frac{1}{R_{shunt}} \quad (3.66)$$

Pode-se limitar a máxima corrente que circula pelo primário do *flyback* escolhendo adequadamente o resistor shunt. Como a corrente nominal calculada para o primário é de aproximadamente 1,8A, optou-se por utilizar um resistor shunt de 0,47Ω, o qual permite uma corrente máxima no primário de cerca de 2,1A.

- Projeto do compensador

O método de Bode se baseia na função de transferência (FT) da planta a ser compensada, que nada mais é do que a razão entre a saída e a entrada de um sistema no domínio da frequência complexa. De acordo com [15], a FT que permite compensar o conversor *flyback* operando no modo de condução descontínua com controle por corrente de pico é aquela que relaciona a tensão da saída auxiliar com a tensão de controle (saída do amplificador de erro), que é dada pela equação (3.67):

$$G(S) = \frac{V_o(S)}{V_c(S)} = \frac{Vi}{\sqrt{\frac{2 \cdot L}{R_o \cdot \zeta}}} \cdot \frac{1}{V_d} \cdot \frac{(1 + S \cdot R_{se} \cdot C)}{(1 + S \cdot R_o \cdot C)} \quad (3.67)$$

Onde:

Vi = Tensão no barramento de entrada R_{se} = Resistência intrínseca do capacitor de saída

C = capacitância de saída ζ = Período de comutação do interruptor.

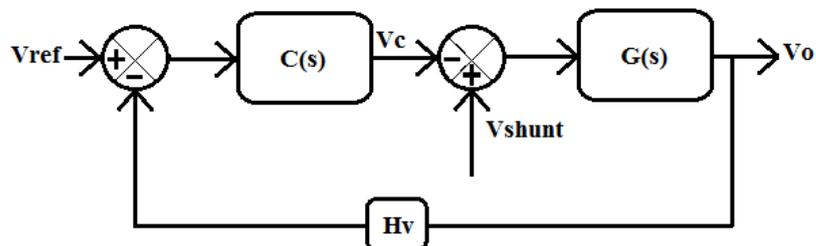
L = Indutância do primário V_d = Queda de tensão no diodo da saída

R_o = Resistência de carga $V_c(S)$ = Tensão de controle

$V_o(S)$ = Tensão da saída auxiliar

A representação do sistema em malha fechada por diagrama de blocos pode ser visto na figura 14:

Figura 14 - Representação do sistema por diagrama de blocos



Fonte: Autoria própria.

Onde:

V_{ref} = Tensão de referência

$C(s)$ = Função de transferência do compensador

$G(s)$ = Função de transferência do *flyback*

Hv = Ganho do transdutor de tensão

Vc = Tensão de controle

$Vshunt$ = Tensão sobre o resistor *shunt*

Vo = Tensão da saída auxiliar

Para o dimensionamento do compensador, são utilizados os seguintes parâmetros correspondentes à saída auxiliar (secundário 3):

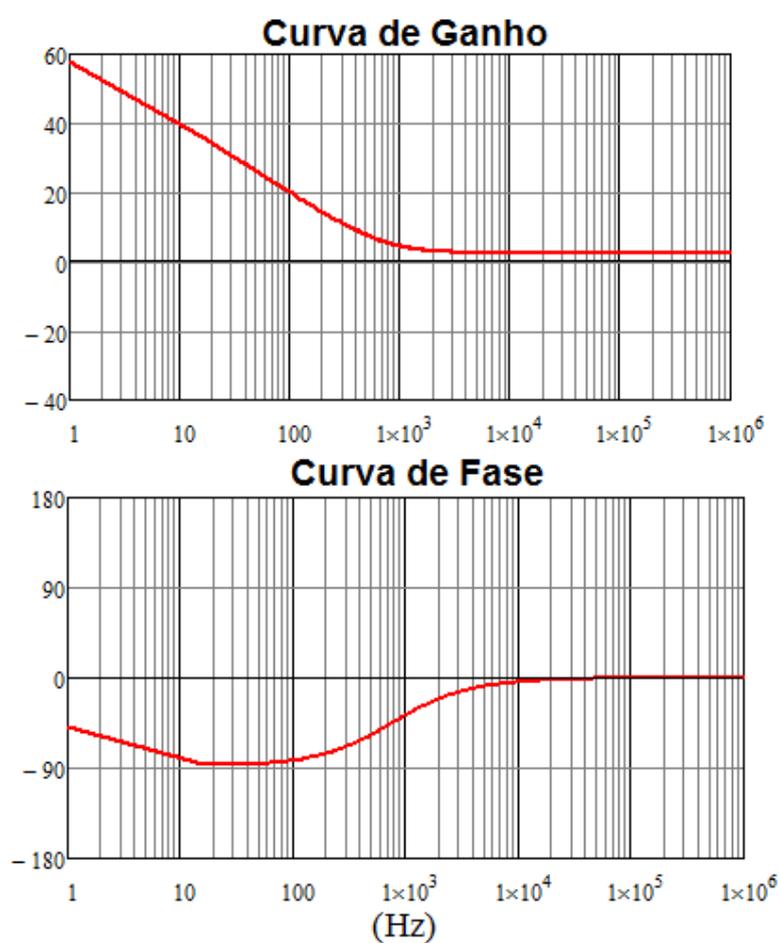
- Indutância do enrolamento primário (L) = $263\mu H$
- Tensão de entrada (V_i) = $300V$
- Valor do capacitor de saída da saída auxiliar (C) = $470\mu F$
- Frequência de comutação ($\frac{1}{T}$) = $50kHz$
- Resistência série equivalente do capacitor de saída (R_{se}) = $0,45\Omega$
- Carga da saída auxiliar = $\frac{V_{saída3}}{I_{saída3}} = 400\Omega$
- Queda de tensão no diodo da saída = $V_d = 1V$

Substituindo os parâmetros descritos da saída auxiliar na função de transferência descrita em (3.67), obtêm-se a FT de malha aberta $G(S)$ da planta:

$$G(s) = \frac{1,31 \cdot (S + 4728,13)}{(S + 5,31)} \quad (3.68)$$

Utilizando o software MATHCAD, é traçado o diagrama de Bode da função transferência de malha aberta (FTMA), mostrado na figura 15, e a partir do comportamento das curvas de ganho e fase é calculado um compensador que garanta a estabilidade do sistema e uma adequada resposta dinâmica.

Figura 15 - Diagrama de Bode da função de transferência de $G(s)$.



Fonte: Autoria própria.

Para o sistema ser estável e apresentar uma resposta dinâmica adequada, o diagrama de Bode deve respeitar os seguintes critérios:

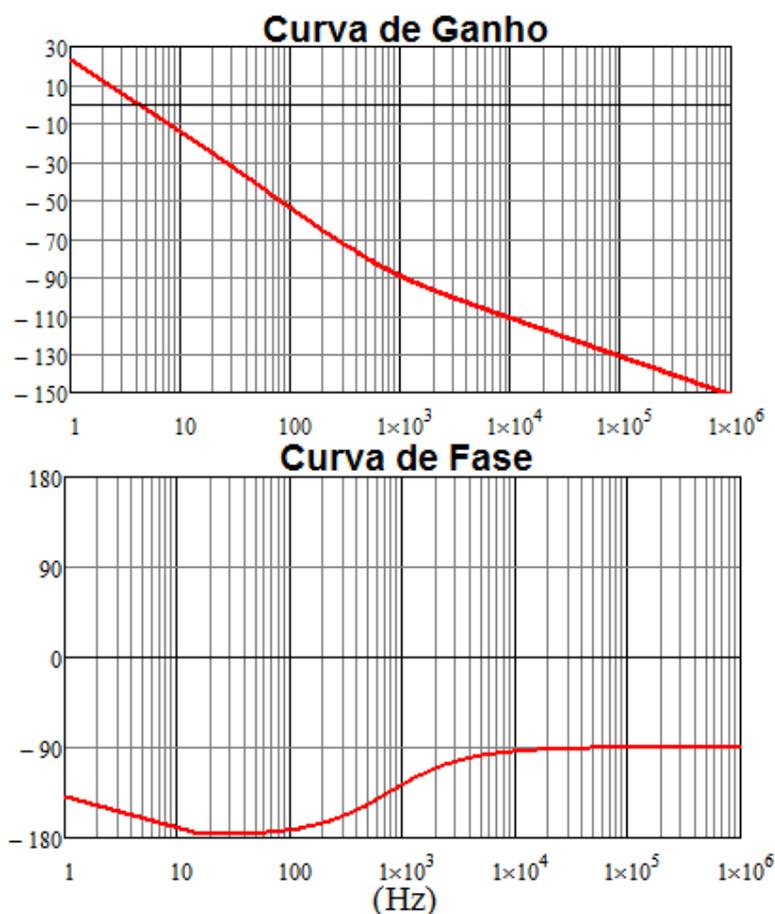
- Para garantir um erro estático nulo, o sistema compensado deve ter elevado ganho em baixa frequência, o que pode ser obtido com um pólo na origem;
- A curva de ganho deverá cruzar o 0 dB com uma inclinação de, aproximadamente, -20dB por década.
- A medida que a frequência de cruzamento da curva de ganho com o 0dB (f_c) se aproxima da frequência de comutação, o sistema caminha para a instabilidade. É recomendável que o valor de (f_c) não exceda $\frac{1}{5}$ da frequência de comutação (f_s).
- Uma boa margem de fase deve estar entre 45° e 90°, garantindo um amortecimento adequado para a resposta dinâmica.

Para garantir que estes critérios sejam atendidos, a estrutura do compensador deve ser tal que introduza polos e zeros, seja para compensar a ausência de polos e zeros necessários na FTMA, seja para cancelar o efeito indesejado de polos e zeros presentes na FTMA. A leitura da realimentação de tensão da saída auxiliar é realizada através de uma amostra dessa tensão, por meio de um divisor resistivo. A amostra de tensão é comparada com uma tensão de referência de 2,5V fornecida pelo UC3844.

Ganho do transdutor de tensão:

$$H_v = \frac{V_{referência}}{V_{saída3}} = \frac{2,5}{20} = 0,125 \quad (3.69)$$

Analisando os diagramas da figura 15, percebe-se que os critérios de compensação não estão sendo respeitados. Primeiramente se inseriu o ganho do transdutor de tensão e se aplicou um pólo na origem, o diagrama assume a forma da figura 16, agora chamado $G_a(S)$.

Figura 16 - Diagrama de Bode da função de transferência de $G_a(S)$.

Fonte: Autoria própria.

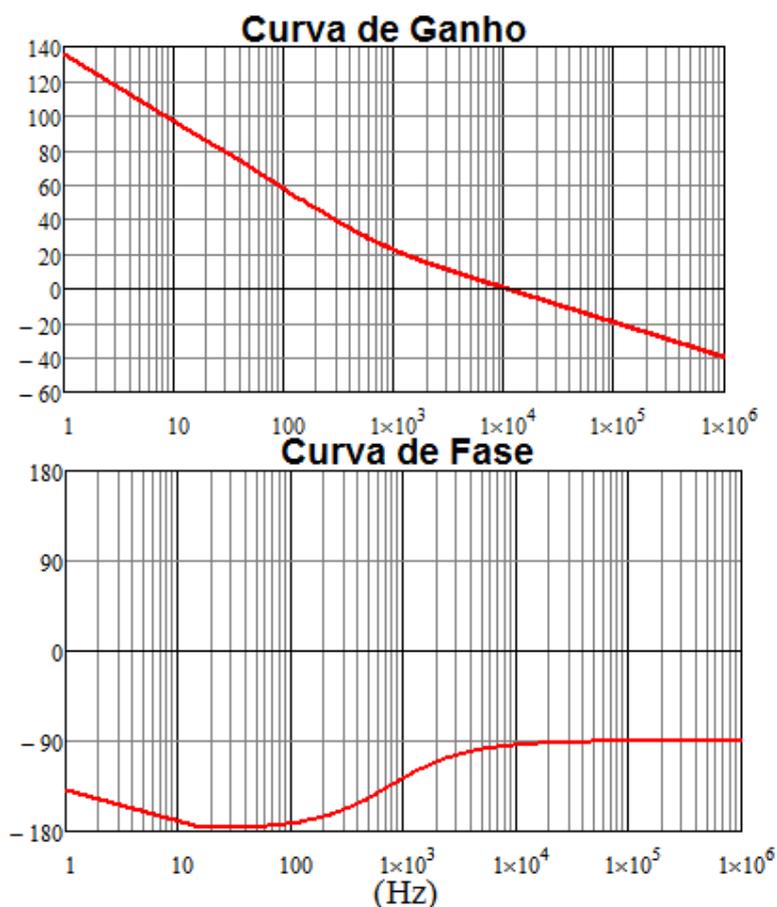
A curva de ganho cruza o 0 dB com -40dB/dec numa frequência muito baixa. É necessário inserir um ganho no sistema para que o cruzamento ocorra numa frequência e numa margem de fase adequada, e com -20dB/dec . Deseja-se que o cruzamento aconteça numa frequência de $1/5$ da frequência de comutação, ou 10 kHz . O ganho necessário para que o cruzamento ocorra nesta frequência é calculado utilizando a equação (3.70).

$$A_{dB} = 20\log(G_a(s)) \quad (3.70)$$

Para que o cruzamento ocorra em 10 kHz , o ganho necessário é de $A_{dB} = -111,6\text{ dB}$, que corresponde a um ganho decimal de aproximadamente $A_{dec} = 3,8 \cdot 10^5$.

Depois de inserido o ganho, o diagrama de Bode do sistema assume a forma da figura 17.

Figura 17 - Diagrama de Bode da FTMA com, pólo na origem e ganhos inseridos.

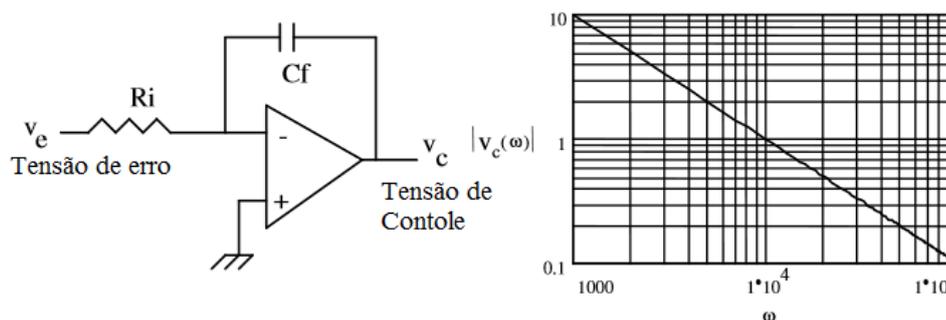


Fonte: Autoria própria.

O sistema, agora, está dentro da região de estabilidade, com elevado ganho em baixa frequência, cruzamento da curva de ganho como 0 dB com -20 dB/dec em 10kHz e margem de fase de aproximadamente 90°.

Para obter as características do diagrama da figura 17, é necessário um compensador capaz de inserir um pólo na origem e o ganho calculado na equação (3.70). Uma estrutura de compensador que satisfaz essas características é o integrador da figura 18.

Figura 18 - Estrutura e diagrama de bode do compensador Integrador.



Fonte: POMÍLIO, J.A, 2012 [15]

A função de transferência do compensador é dada por:

$$\frac{Vc(s)}{Ve(s)} = \frac{-1}{R_i \cdot C_f \cdot s} \quad (3.71)$$

O ganho do compensador será calculado igualando $\frac{1}{R_i \cdot C_f}$ ao valor do ganho calculado.

$$A_{dec} = \frac{-1}{R_i \cdot C_f} \quad (3.72)$$

Atribuindo o valor de $10\text{k}\Omega$ para o resistor R_i , encontra-se o valor da capacitância C_f :

$3,8 \cdot 10^5 = \frac{1}{C_f \cdot 10000}$, que resolvendo encontra-se: $C_f = 262,6 \cdot 10^{-12}$, cujo valor comercial mais próximo disponível é de 220 pF .

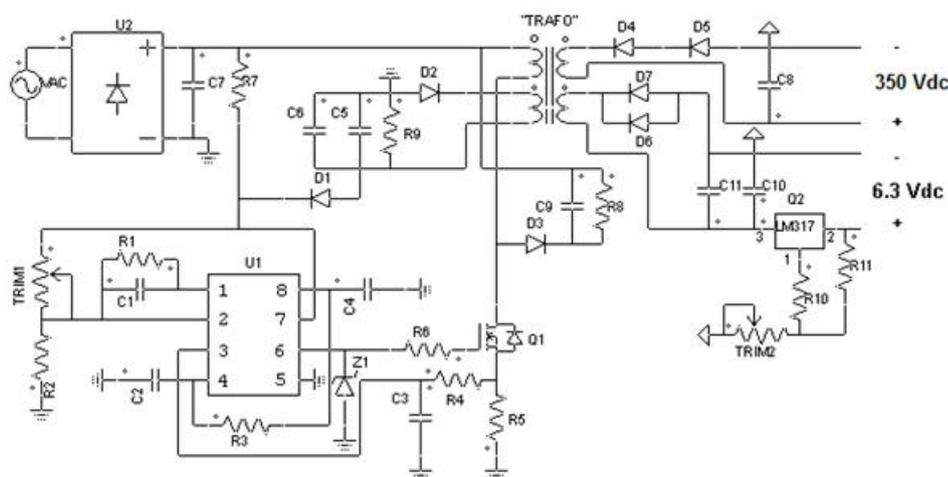
3.4 Conclusão

Neste capítulo foram realizados os dimensionamentos da fonte linear e fonte chaveada, bem como o fechamento da malha do conversor e dimensionamento dos componentes que constituem o circuito de controle. É importante salientar que está sendo considerado um sobredimensionamento de 30% do valor de potência real consumido pela carga.

4 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *FLYBACK*

Neste capítulo são discutidos os resultados da simulação da fonte chaveada projetada no capítulo anterior. Utilizou-se o *software* PSIM para simular o funcionamento do conversor. O diagrama esquemático e as principais formas de onda são mostrados. O diagrama esquemático da fonte pode ser visto na figura 19.

Figura 19 - Esquemático do circuito do *flyback* simulado.



Fonte: Autoria própria.

A descrição dos componentes do circuito da figura 19 está na tabela 7.

Tabela 7 - Descrição dos componentes utilizados no circuito do conversor.

Referência	Especificação	Referência	Especificação
R1	Resistor	C4	100 nF
R2	1k Ω	C5	1000 uF
R3	3.3k Ω	C6	470 nF
R4	1k Ω	C7	150 uF
R5	0.47 Ω	C8	47 uF
R6	47 Ω	C9	47 nF
R7	10k Ω / 5Watts	C10	100 nF
R8	3.3k Ω	C11	2200 uF
R9	2.2k Ω	D1	1N4007
R10	100 Ω	D2	Uf4007
R11	220 Ω	D3	Uf4007

Rshunt	0.47 Ω	D4 à D7	UF4007
TRIM1	10 k Ω	Z1	Zener 10 V
TRIM2	10 k Ω	U1	UC3844
C1	100 pF	U2	Ponte retificadora
C2	4.7 nF	Q1	IRF840
C3	10 nF	Q2	LM317

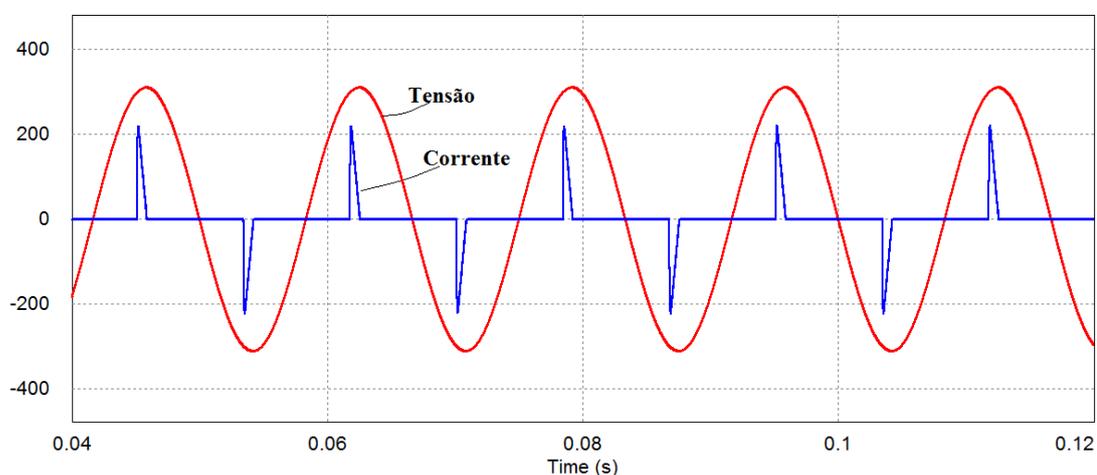
Fonte: Autoria própria.

Para prever o funcionamento e comportamento do conversor antes de sua prototipagem é realizada uma análise das formas de onda da simulação do *flyback*. Todas as formas de onda exibidas são referentes ao conversor operando a plena carga.

4.1 Tensão e Corrente na entrada de alimentação do conversor

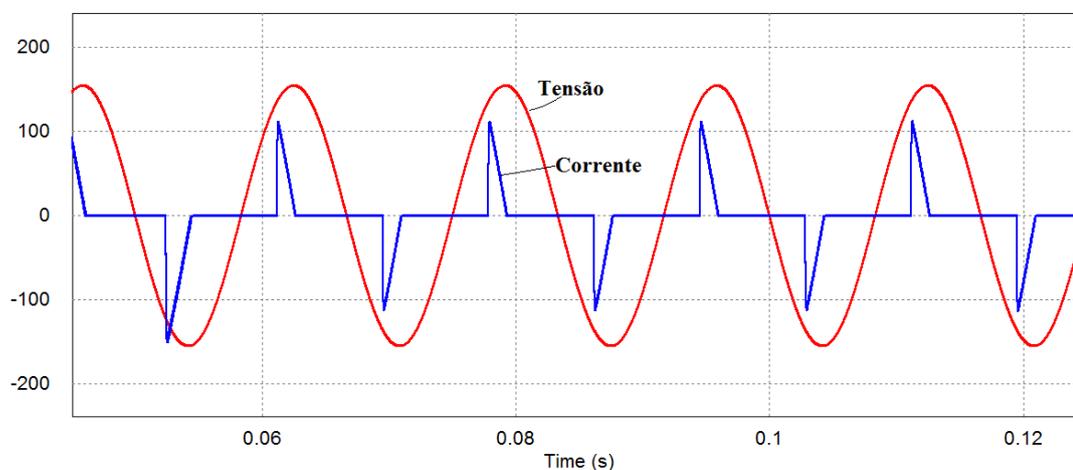
As Figuras 20 e 21 mostram as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador do *flyback*, operando com tensão de entrada de 220Vca e 110Vca, respectivamente.

Figura 20 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 50 vezes, na entrada do retificador do conversor. *Flyback* operando em 220Vca.



Fonte: Autoria própria.

Figura 21 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 25 vezes, na entrada do retificador do conversor. *Flyback* operando em 110Vca.



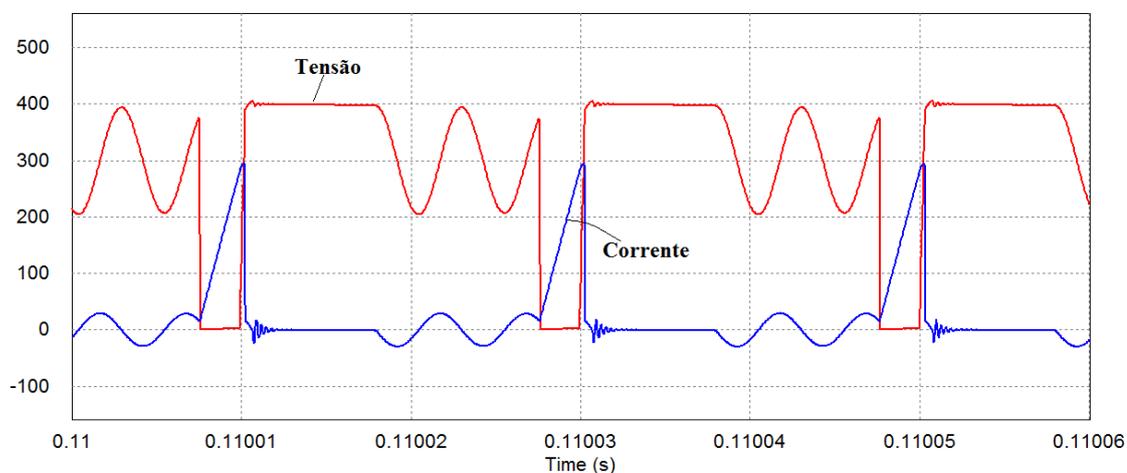
Fonte: Autoria própria.

Como esperado, devido a presença do filtro capacitivo na saída do retificador, o tempo de condução dos diodos fica bem reduzindo, fazendo com que a corrente drenada da rede elétrica pelo retificador seja pulsada.

4.2 Tensão e Corrente no Interruptor *MOSFET*

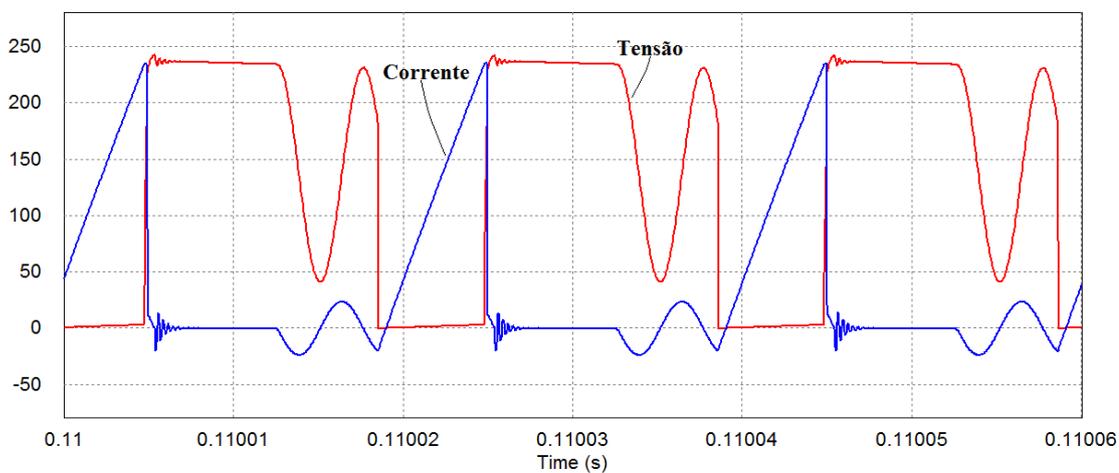
As figuras 22 e 23 mostram, respectivamente, as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor com o conversor operando em 220Vca e 110Vca. As ondulações observadas ocorrem devido a ressonância entre a indutância de dispersão do transformador *flyback* e a capacitância parasita dreno-source do interruptor utilizado.

Figura 22 - Em vermelho a tensão e em azul a corrente aumentada em 100 vezes no interruptor. *Flyback* operando em 220 Vca.



Fonte: Autoria própria.

Figura 23 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 80 vezes no interruptor. *Flyback* operando em 110 Vca.

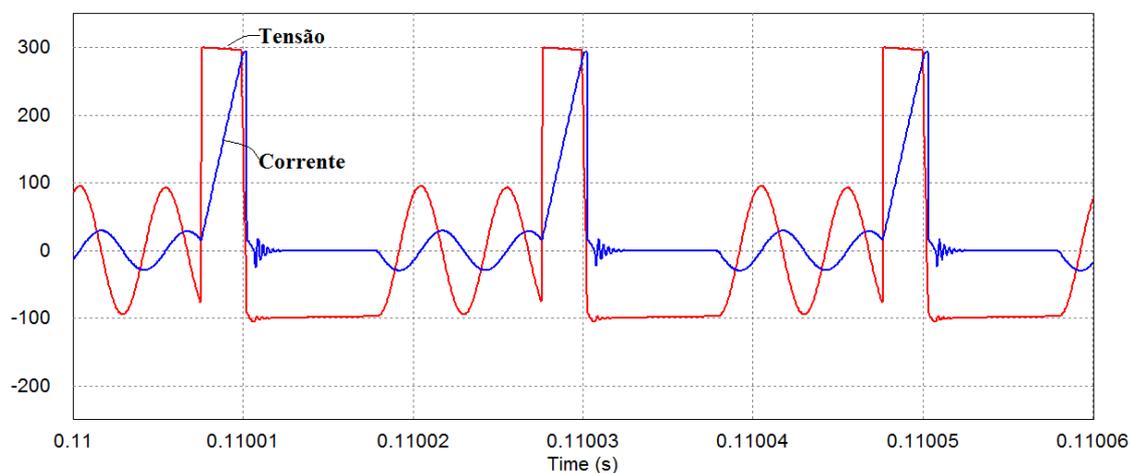


Fonte: Autoria própria.

4.3 Tensão e Corrente nos enrolamentos do transformador do *flyback*

A figura 24 apresenta a corrente e a tensão no enrolamento primário do transformador *flyback*. Mais uma vez é possível observar a ressonância entre os elementos parasitas.

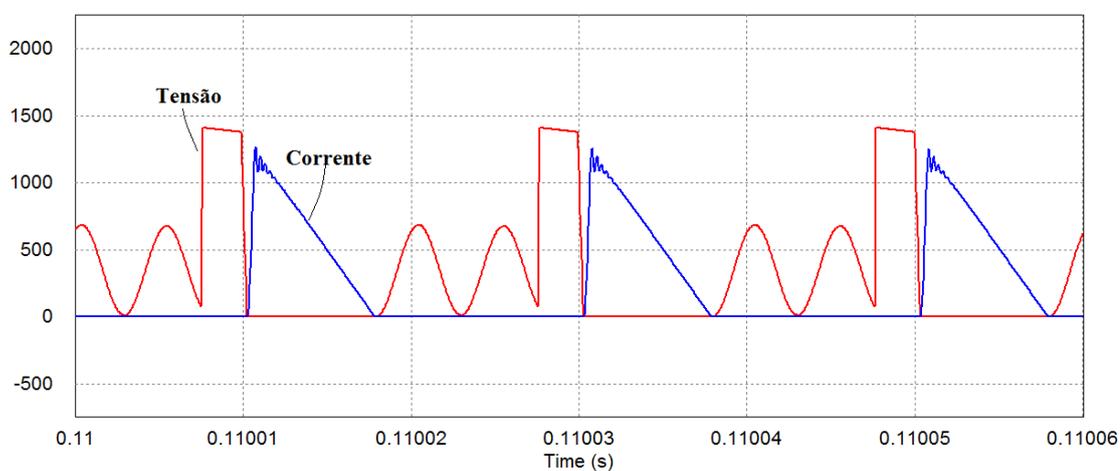
Figura 24 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 100 vezes no enrolamento primário da indutância acoplada.



Fonte: Autoria própria.

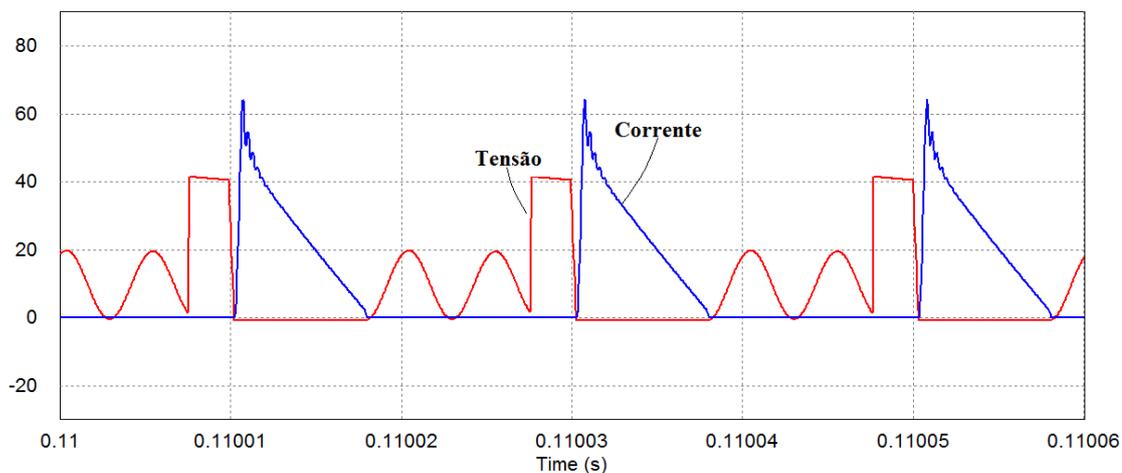
As figuras 25 a 27 mostram a tensão e a corrente nos diodos dos enrolamentos secundários 1, 2 e auxiliar, respectivamente.

Figura 25 - Em vermelho a tensão e em azul a corrente aumentada 2000 vezes, no diodo da saída 1 (saída correspondente à tensão de placa das válvulas).



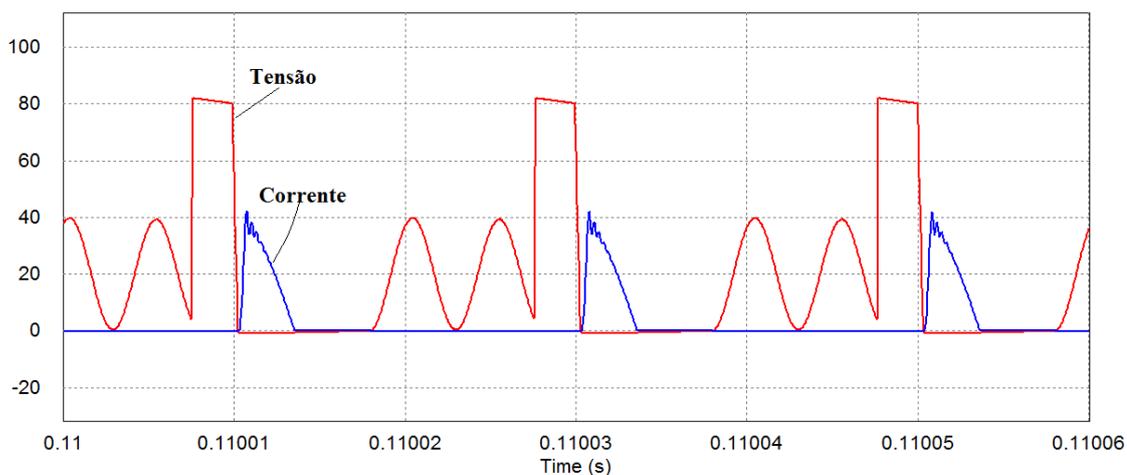
Fonte: Autoria própria.

Figura 26 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 10 vezes, no diodo da saída 2 (saída correspondente à alimentação dos filamentos).



Fonte: Autoria própria.

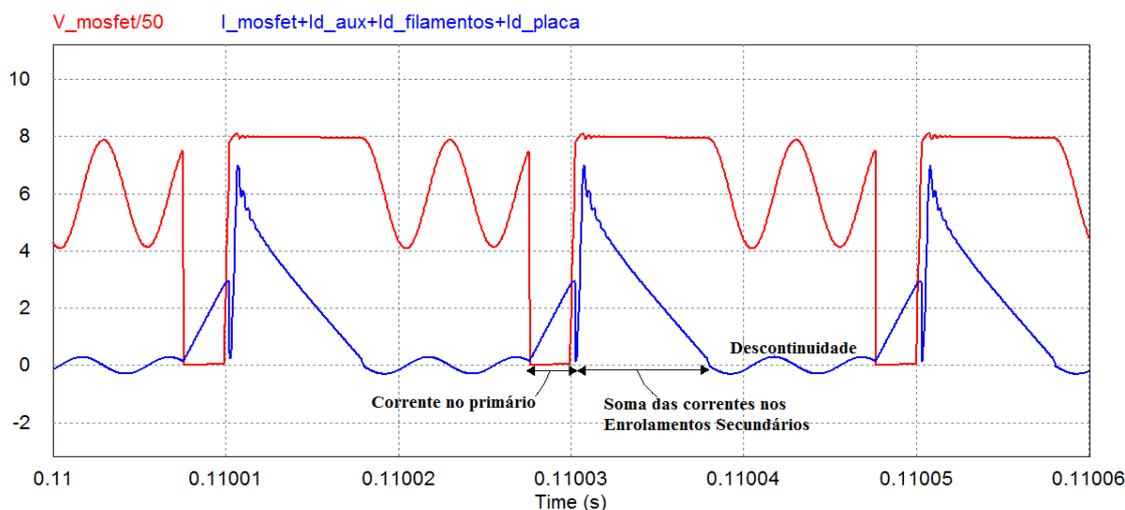
Figura 27 - Em vermelho a tensão, e em azul a corrente aumentada em 250 vezes, no diodo da saída 3 (Saída auxiliar).



Fonte: Autoria própria.

A figura 28 destaca a soma das correntes nos enrolamentos primário, secundário 1, secundário 2 e auxiliar (secundário3), evidenciando a descontinuidade na operação do conversor. Pode-se observar a disparidade entre o valor de pico da corrente no primário e o valor de pico da soma das correntes nos secundários. Essa disparidade se deve à relação de transformação entre o primário e o secundário 2, no qual a tensão de saída é de apenas 6,3V e cuja função é alimentar o filamento das válvulas, tarefa que exige uma corrente apreciável.

Figura 28 - Em vermelho a tensão V_{ds} , e em azul a soma das correntes no enrolamento primário e nos enrolamentos de saída, evidenciando o modo descontinuo de condução.

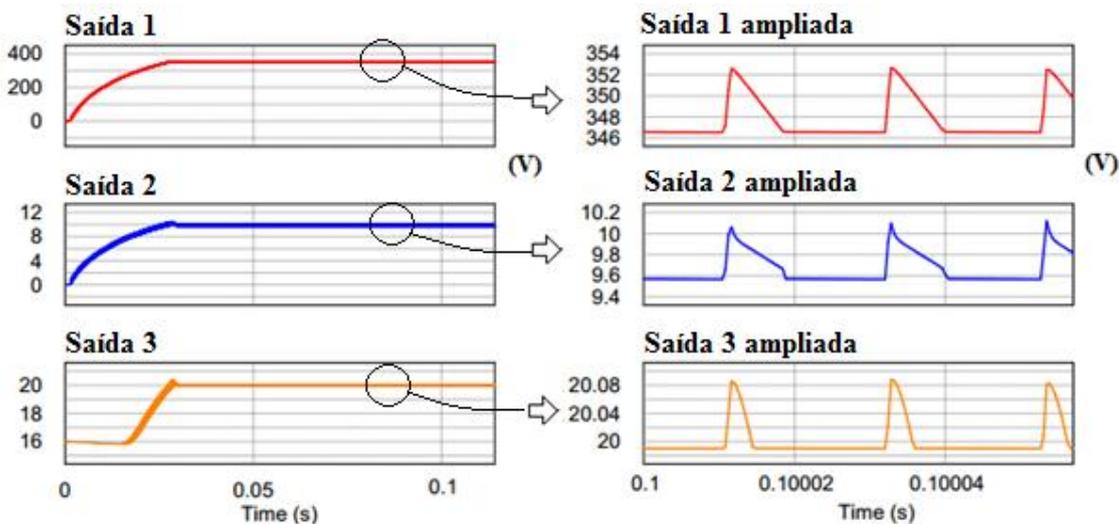


Fonte: Autoria própria.

4.4 Tensão e Corrente nas saídas de alimentação

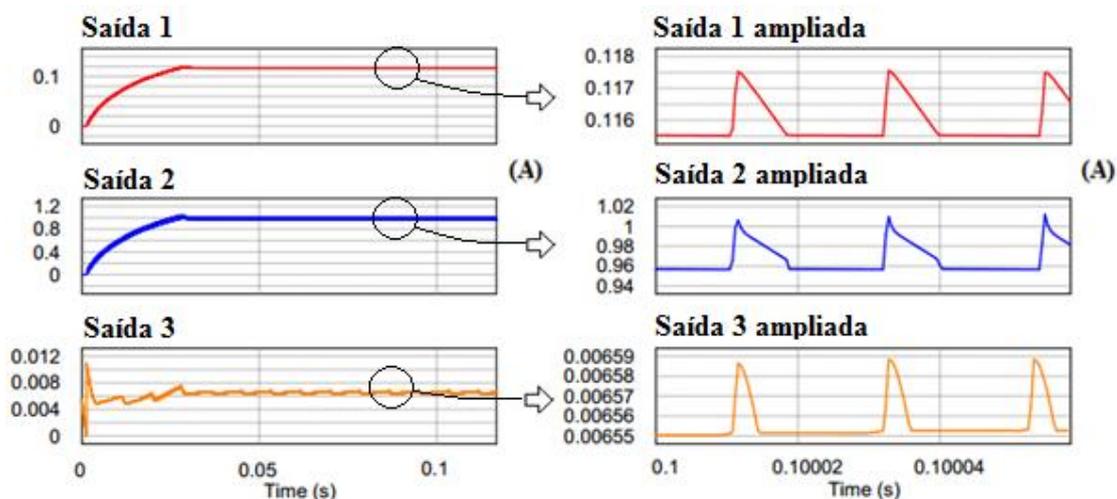
A figura 29 mostra as tensões e a figura 30 às respectivas correntes nas saídas do *flyback* operando sob carga nominal. Os valores estão em conformidade com o projeto realizado. Vale ressaltar que a tensão da saída 2 (alimentação dos filamentos) é obtida com um regulador LM317, ajustando a tensão do secundário 2 de 10 Vcc para 6,3Vcc.

Figura 29 - Em vermelho a tensão na saída 1, em azul a tensão na saída 2 e em laranja a tensão na saída 3, em carga nominal.



Fonte: Autoria própria.

Figura 30 - Em vermelho a corrente na saída 1, em azul corrente na saída 2 e em laranja a corrente na saída 3.

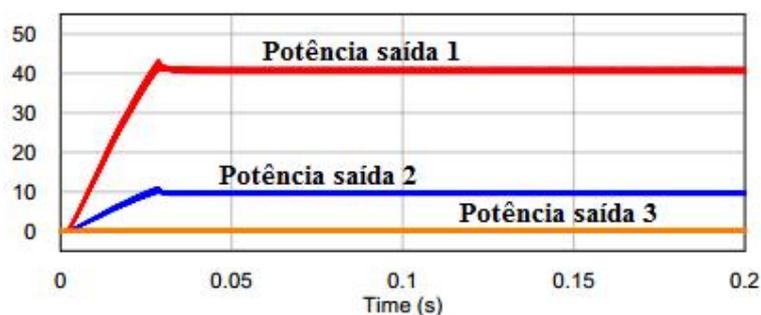


Fonte: Autoria própria.

4.5 Potência fornecida na saída dos enrolamentos secundários

A figura 31 mostra a potência fornecida por cada saída do conversor quando operando com 130% da carga nominal. A potência total fornecida se aproxima de 50 W, permitindo concluir que sob condição nominal a potência fornecida pelo *flyback* não deve ultrapassar 40W.

Figura 31 - Em vermelho a potência consumida pela carga da saída 1, em azul pela carga da saída 2 e em laranja pela carga da saída 3.

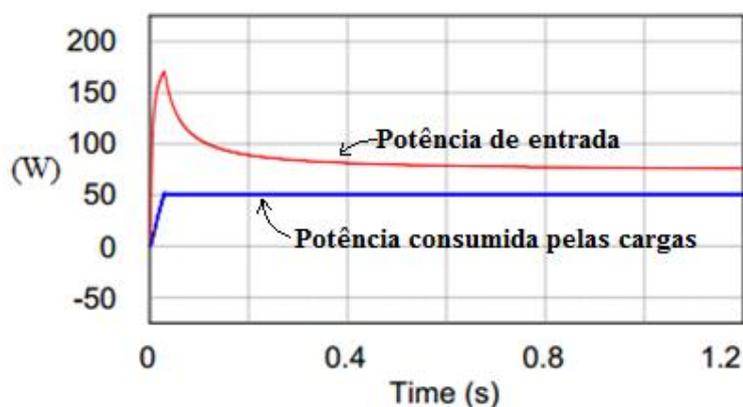


Fonte: Autoria própria.

4.6 Rendimento

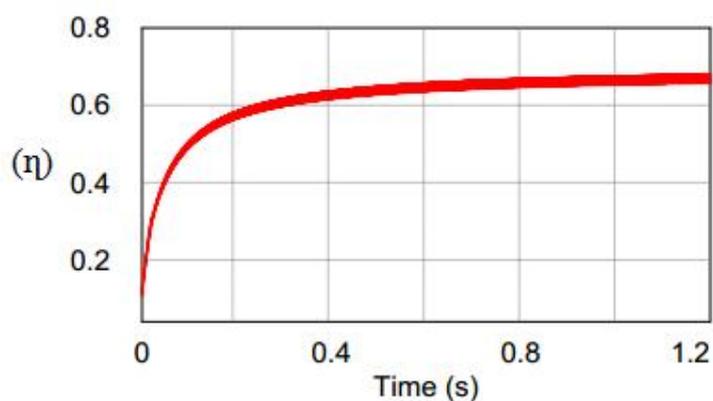
A figura 32 relaciona a potência total consumida pelas cargas com a potência de entrada do conversor, o que permite obter a curva do rendimento do *flyback* que é mostrada na figura 33.

Figura 32 - Em vermelho a potência de entrada do conversor e em azul a potência total consumida pela carga.



Fonte: Autoria própria.

Figura 33 - Curva de rendimento.



Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar que a curva de rendimento do conversor se aproxima de 70%, que é um valor típico para o *flyback* operando no modo de condução descontínua.

4.7 Conclusão

Nesta seção foi realizada a simulação do conversor *flyback* de acordo com as especificações e dimensionamentos feitos no capítulo 2. Foi apresentado o esquemático da fonte e as principais formas de onda coletadas utilizando o *software* PSIM.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com base no dimensionamento realizado anteriormente, construiu-se o protótipo do conversor. São exibidos os resultados e as formas de ondas mais importantes obtidas no laboratório.

Inicialmente o conversor foi ensaiado com cargas resistivas que foram sendo gradualmente elevadas, sempre medindo a temperatura de operação dos semicondutores do circuito, até atingir 100% do valor nominal da carga. Depois de realizado o ensaio com cargas resistivas conectou-se o amplificador valvulado. As formas de onda adquiridas e exibidas são referentes ao *flyback* alimentando o amplificador valvulado sob carga nominal.

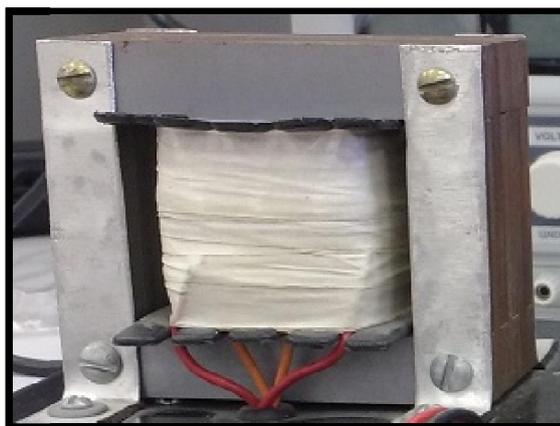
Foi preciso ajustar algumas capacitâncias do amplificador para ele operar adequadamente com a fonte *flyback*, já que o circuito original é projetado para *ripples* de 60 e 120 Hz. Os capacitores C4 e C5 foram reduzidos para 220 nF. Foi acrescentado um capacitor de 10nF entre a grade e a referência do primeiro triodo da válvula 12AX7 (verificar esquemático da figura 4) para filtragem de ruídos emitidos pelo *flyback* na entrada de áudio do amplificador. As figuras 34 e 35 mostram os protótipos da fonte chaveada e o transformador da fonte linear, respectivamente.

Figura 34 - Protótipo do *flyback*, medindo 11 cm de largura, 12 cm de comprimento e pesando 195 gramas.



Fonte: Autoria própria

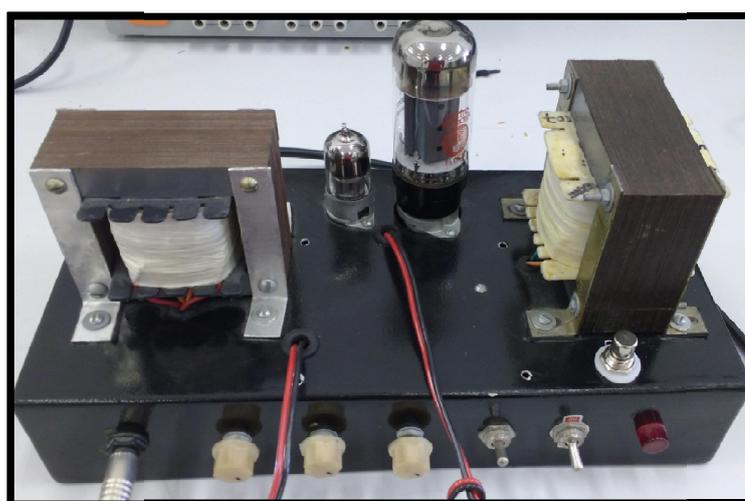
Figura 35 - Transformador da fonte linear pesando aproximadamente 1,62 kg.



Fonte: Autorial própria.

O chassi que acomoda o circuito do amplificador e da fonte, mostrado na figura 36, foi construído em alumínio e devidamente referenciado ao terra do circuito, formando uma gaiola de Faraday que funciona como uma blindagem contra interferências eletromagnéticas de equipamentos vizinhos. Na parte frontal do chassi verifica-se, da esquerda para a direita, a entrada de áudio; os controles de volume, tonalidade e ganho do amplificador; as chaves de *standby* e liga/desliga; e a lâmpada piloto. Na parte de trás do chassi está a entrada do cabo de força, o soquete do fusível da fonte linear e o *jack* de saída para conexão com o alto-falante.

Figura 36 - Visão externa do amplificador valvulado classe A de 6 W utilizado, pesando no total com a fonte linear 3,85 kg.



Fonte: Autorial própria.

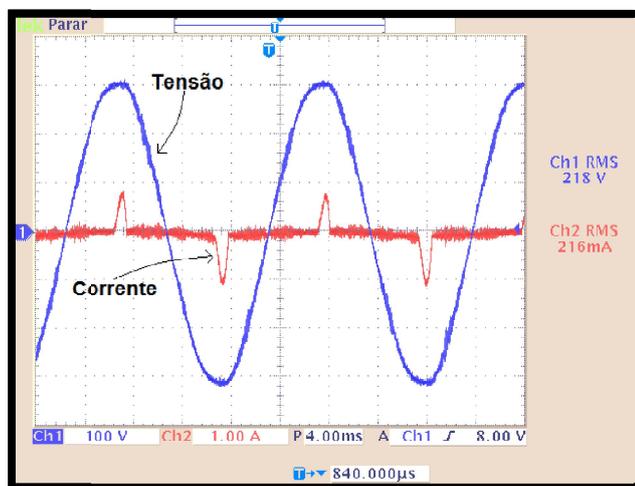
Ainda na figura 36, à esquerda tem-se o transformador da fonte linear, no meio as válvulas 12AX7 e 6L6, e à direita o transformador de áudio. Com a substituição do transformador da fonte linear pelo conversor *flyback*, o peso total do amplificador é reduzido de 3,85 kg para 2,23 kg, o que implica numa redução de cerca de 42% no peso final.

Uma versão final do amplificador deve possuir o *flyback* acomodado dentro do gabinete do amplificador, permanecendo apenas o transformador de áudio e as válvulas sobre o chassi. Durante os ensaios, optou-se por manter a fonte linear sobre o chassi e realizar os testes com o *flyback* fora do gabinete, assim é mais fácil realizar os ajustes, já que não havia recursos suficientes para construir outro amplificador contendo somente a fonte chaveada.

5.1 Formas de onda da Tensão, Corrente e potência com o amplificador operando com o conversor *flyback*.

A figura 37 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador do *flyback* lidas pelo osciloscópio, com o conversor alimentado em 220Vca. A medição da corrente foi feita com um alicate amperímetro.

Figura 37 - Em azul a tensão e em vermelho a corrente na entrada do *flyback*, em carga nominal, operando com tensão de alimentação em 220Vca.

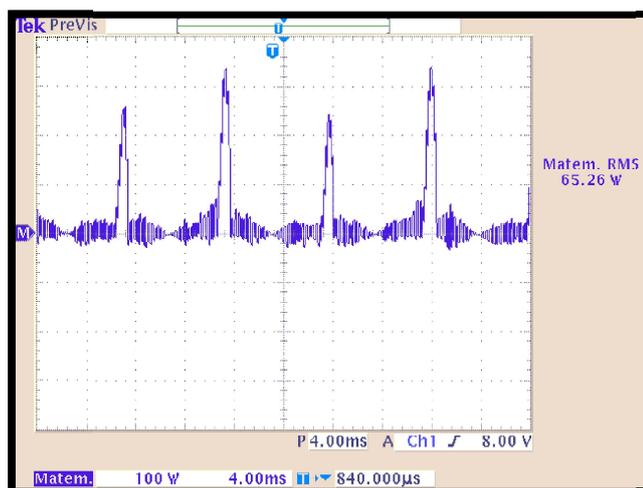


Fonte: Autoria própria.

As formas de onda da corrente e da tensão na entrada do retificador são semelhantes às obtidas na simulação, e conforme o esperado, a medição da corrente drenada pelo *flyback* possui valor absoluto menor que o valor obtido na simulação, já que a carga real é menor.

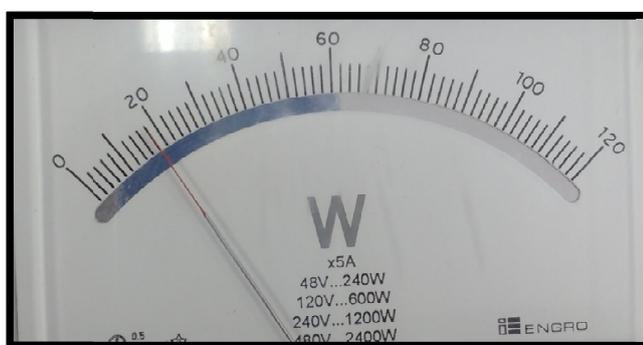
As figuras 38 e 39 mostram a potência aparente e a potência ativa consumida pelo conversor alimentado em 220Vca. A potência aparente foi calculada pelo osciloscópio, tomando como base a tensão e a corrente da figura 37. A potência ativa foi medida com wattímetro.

Figura 38 - Potência aparente ($S_{flyback}$) consumida pelo *flyback* em 220Vca.



Fonte: Autoria própria.

Figura 39 - Potência ativa ($P_{flyback}$) consumida pelo *flyback* alimentado em 220Vca.



Fonte: Autoria própria.

Para maior precisão na medição, se utilizou o wattímetro na escala de 48 V (240 W) em todas as medições, portanto, o valor correspondente no visor do wattímetro deve ser multiplicado por dois, já que a escala é de 0 à 120 W. Dessa forma o valor convertido mostrado no wattímetro da figura 39 é:

$$P_{flyback} = 2 \cdot 18 = 36 \text{ W} \quad (3.73)$$

De acordo com a figura 38, a potência aparente consumida pelo *flyback* é de:

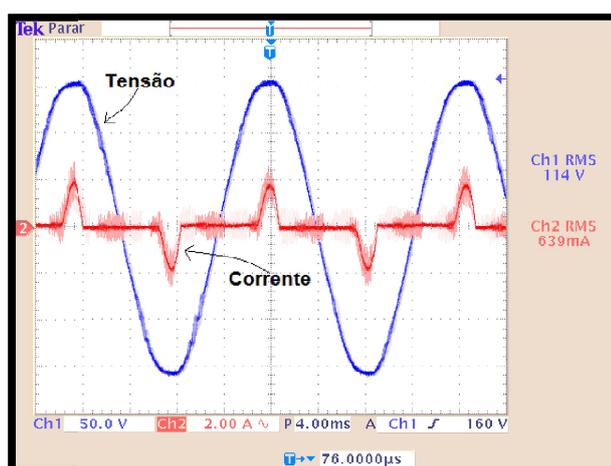
$$S_{flyback} = 65,26 \text{ VA} \quad (3.74)$$

Fator de potencia do *flyback*:

$$FP_{flyback} = \frac{P_{flyback}}{S_{flyback}} = 0,551 \quad (3.75)$$

A figura 40 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na entrada do retificador do *flyback*, agora com o conversor alimentado em 110Vca.

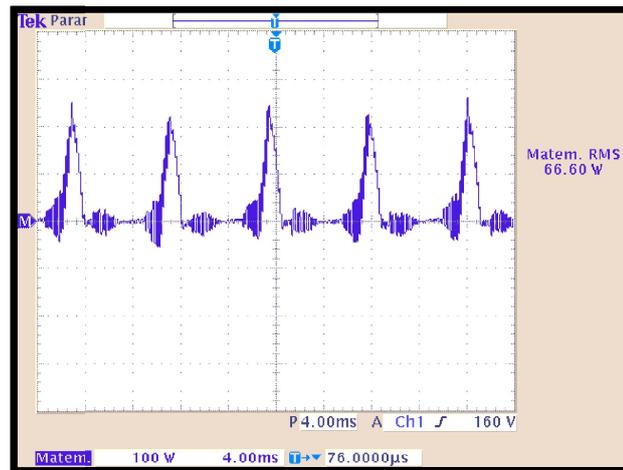
Figura 40 - Em azul a tensão e em vermelho a corrente na entrada do *flyback*, em carga nominal, operando com tensão de alimentação em 110Vca.



Fonte: Autoria própria.

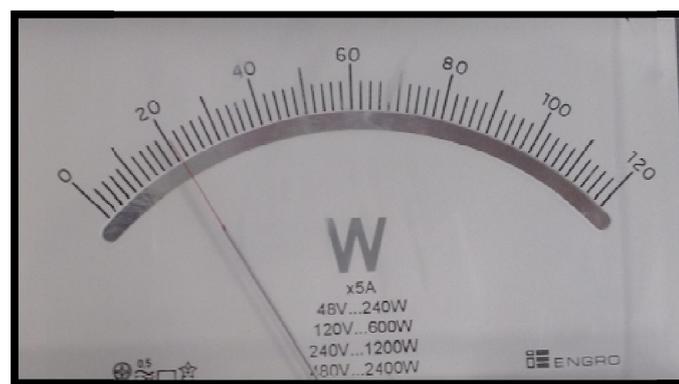
As figuras 41 e 42 mostram a potência aparente e a potência ativa consumida pelo conversor alimentado em 110Vca. A potência aparente foi calculada tomando como base a tensão e a corrente da figura 40. A potência ativa foi medida com wattímetro.

Figura 41 - Potência aparente ($S_{flyback}$) consumida pelo *flyback* em 110Vca.



Fonte: Autoria própria.

Figura 42 - Potência ativa ($P_{flyback}$) consumida pelo *flyback* em 110Vca.



Fonte: Autoria própria.

De acordo com a figura 42, a potência ativa consumida pelo *flyback*, operando em 110Vca:

$$P_{flyback} = 2 \cdot 20 = 40 \text{ W} \quad (3.76)$$

De acordo com a figura 41, a potência aparente consumida pelo *flyback* é de:

$$S_{flyback} = 66,6 \text{ VA} \quad (3.77)$$

Fator de potencia do *flyback*:

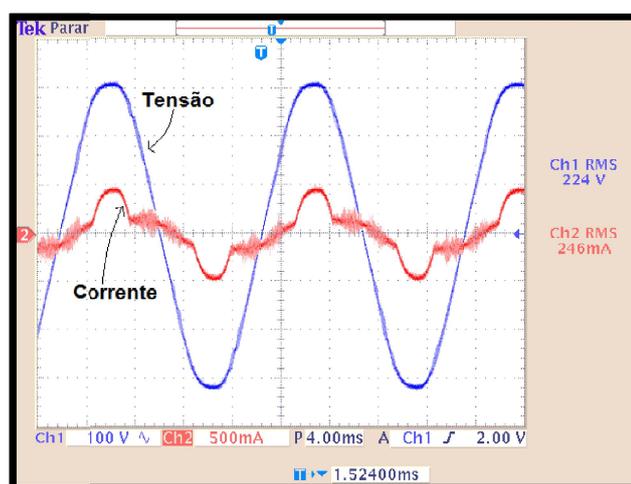
$$FP_{flyback} = \frac{P_{flyback}}{S_{flyback}} = 0,6 \quad (3.78)$$

Quando o conversor opera com tensão de alimentação em 110Vca, a corrente drenada pela fonte aumenta significativamente. O aumento de corrente drenada da rede pelo retificador, bem como a maior corrente no enrolamento primário do *flyback* contribuem com mais perdas por condução e comutação no lado primário da fonte, justificando a maior a potência consumida quando a fonte opera em 110Vca.

5.2 Formas de onda da Tensão, Corrente e potência com amplificador operando com a fonte linear.

A figura 43 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na entrada da fonte linear, lidas pelo osciloscópio, com a fonte alimentada em 220Vca. Na medição da corrente se utilizou um alicate amperímetro.

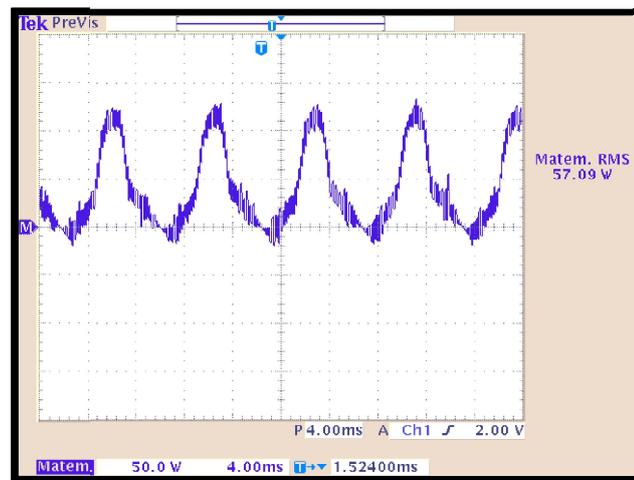
Figura 43 - Em azul a tensão e em vermelho a corrente na entrada da fonte linear em carga nominal.



Fonte: Autoria própria

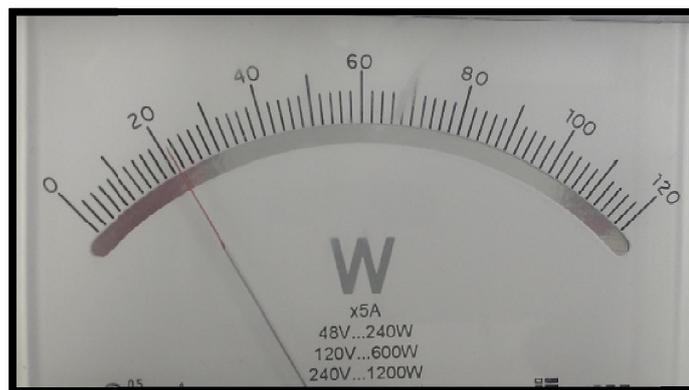
As figuras 44 e 45 mostram a potência aparente e a potência ativa consumida pela fonte linear alimentada em 220Vca. A potência aparente foi calculada tomando como base a tensão e a corrente da figura 43. A potência ativa foi medida com wattímetro.

Figura 44 - Potência aparente (S_{F_linear}) consumida pelo pela fonte linear.



Fonte: Autoria própria.

Figura 45 - Potência ativa (P_{F_linear}) consumida pelo pela fonte linear.



Fonte: Autoria própria.

De acordo com a figura 45, a potência ativa consumida pela fonte linear é:

$$P_{F_linear} = 2 \cdot 21 = 42 \text{ W} \quad (3.79)$$

De acordo com a figura 44, a potência aparente consumida pela fonte linear é de:

$$S_{F_linear} = 57 \text{ VA} \quad (3.80)$$

Fator de potencia da fonte linear:

$$FP_{F_linear} = \frac{P_{F_linear}}{S_{F_linear}} = 0,73 \quad (3.81)$$

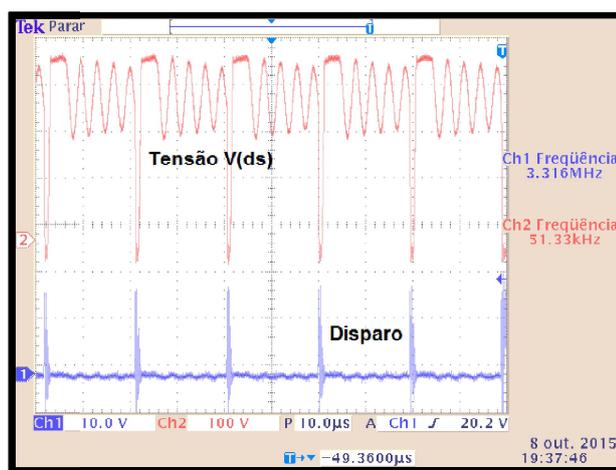
A corrente drenada pelo *flyback* apresenta uma forma pulsante (diferente da tensão que é senoidal), causada pela redução do ângulo de condução dos diodos do retificador (preço a se pagar pelo menor ripple de tensão do barramento cc), o que reduz significativamente o fator de potência do conversor. Na fonte linear, a indutância de dispersão do transformador limita a derivada de corrente no primário, forçando os diodos retificadores do secundário a operarem com maior ângulo de condução, reduzindo o efeito pulsante, tornando o seu fator de potência ligeiramente maior que o da fonte chaveada.

Mesmo com a fonte chaveada operando em 110Vca, a potência ativa consumida pela fonte linear sob as mesmas condições de carga é maior devido seu menor rendimento, porém, a potência reativa consumida pela fonte chaveada é maior, o que evidencia o seu baixo fator de potência.

5.3 Formas de onda da Tensão e corrente no interruptor *MOSFET*

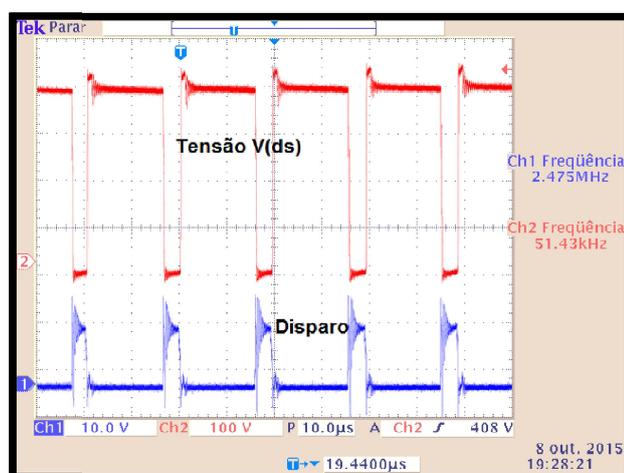
A figura 46 mostra as formas de onda da tensão (V_{DS}) sobre o interruptor e o sinal no gatilho com o *flyback* operando sem carga e alimentado em 220Vca. Já na figura 47, o conversor opera sob condição de carga nominal.

Figura 46 - Disparo do interruptor em azul e tensão V_{DS} do *MOSFET* em vermelho, com o *flyback* operando em 220 Vca sem carga.



Fonte: Autoria própria.

Figura 47 - Disparo do interruptor em azul e tensão V_{DS} do *MOSFET* em vermelho, em carga nominal em 220 Vca.

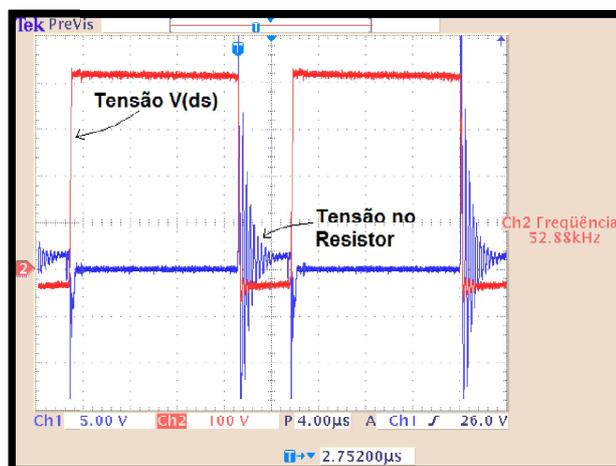


Fonte: Autoria própria.

Com o conversor operando sem carga, o tempo de duração do pulso no gatinho do interruptor é mínimo e o *MOSFET* conduz por pouco tempo, suficiente para acionar o circuito de controle e manter as saídas com os níveis de tensão adequados. Ao conectar a carga, a corrente passa a ser efetivamente consumida e isso pode ser verificado no maior tempo de duração do pulso no gatinho, significando um tempo maior de condução do interruptor. O conversor opera a plena carga com a razão cíclica menor do que 0,4, como calculado e esperado.

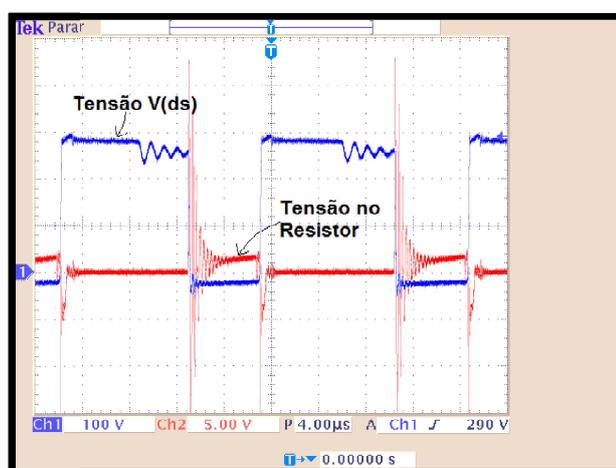
As figuras 48 e 49 mostram a tensão sobre o interruptor e o sinal de corrente lido sobre o resistor shunt, em 220Vca e 110Vca, respectivamente .

Figura 48 - Tensão V_{DS} sobre o *MOSFET* (em vermelho) e tensão sobre o resistor shunt do *MOSFET* (em azul) com *flyback* operando em 220 Vca, em carga nominal.



Fonte: Autoria própria.

Figura 49 - Tensão V_{DS} sobre o *MOSFET* (em azul) e tensão sobre o resistor shunt do *MOSFET* (em vermelho) com *flyback* operando em 110 Vca, em carga nominal.

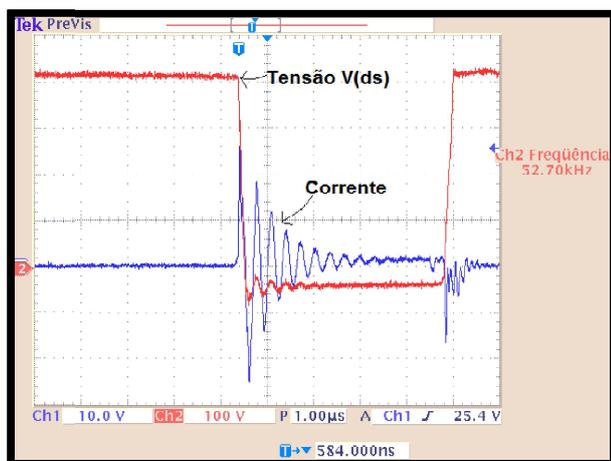


Fonte: Autoria própria.

Com o conversor operando com a menor tensão de entrada (110Vca), a corrente drenada do barramento cc aumenta para manter a potência constante dentro dos limites de tensão de entrada. Este é o caso em que há a menor tensão e maior corrente drenada do barramento cc.

A figura 50 evidencia que o cruzamento entre tensão e corrente na comutação ocorre em valores não nulos, contribuindo para o aquecimento do interruptor.

Figura 50 - Detalhe do cruzamento entre Tensão V_{DS} (em vermelho) e corrente (em azul) no *MOSFET*, operando em 220 Vca, em carga nominal.

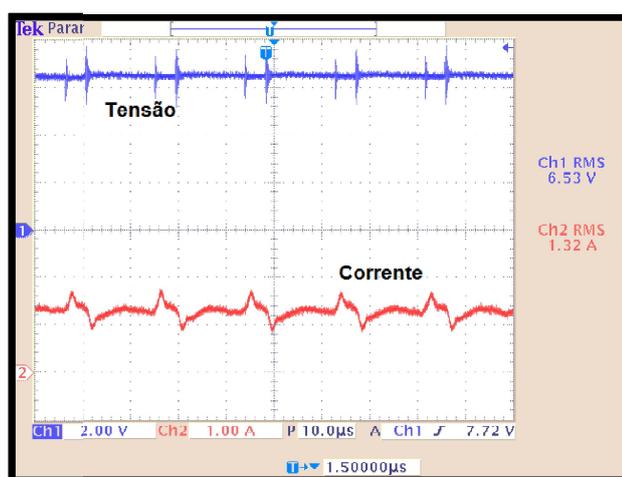


Fonte: Autoria própria.

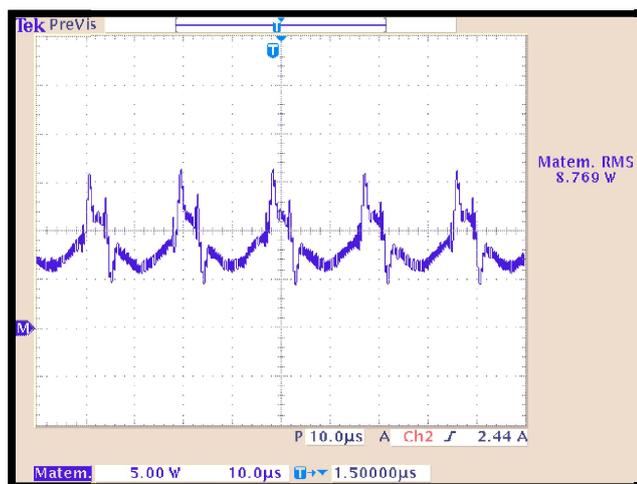
5.4 Formas de onda nas saídas do *flyback*.

A figura 51 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na saída 2. Devido a falta de equipamentos mais precisos, a leitura de corrente na saída 2 foi realizada através de um alicate amperímetro pouco apropriado para leitura de correntes de baixas amplitudes. O ruído na leitura de corrente é oriundo da captação do campo magnético emitido pelo *flyback*. Para as grandezas contínuas no tempo, também se utilizou o valor *RMS* da potência, já que o osciloscópio evidenciou equivalência entre potência *RMS* e potência média. A figura 52 mostra a potência consumida pela carga da saída 2, tendo como base a figura 51.

Figura 51 - Tensão (em azul) e corrente (em vermelho), no barramento da saída 2 do *flyback*.



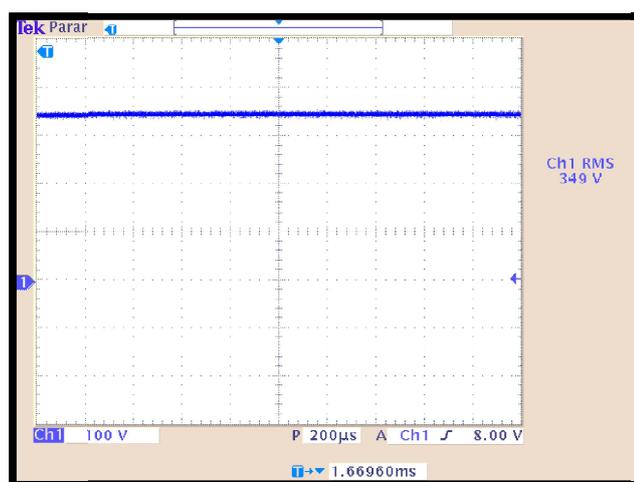
Fonte: Autoria própria.

Figura 52 - Potência consumida pela carga da saída 2 do *flyback*.

Fonte: Autoria própria.

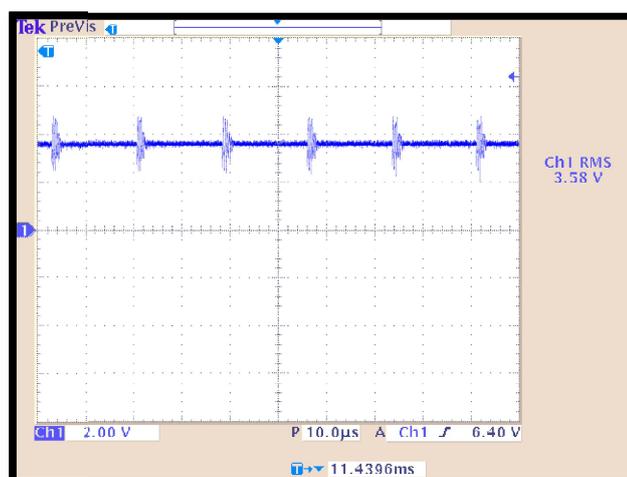
Devido à presença do ruído na leitura da corrente, a forma de onda da potência na figura 52 também teve sua visualização distorcida, mas, observando a forma de onda da corrente, é fácil perceber que os ruídos se cancelam, levando a conclusão de que a leitura do valor médio (ou RMS, neste caso são os mesmos) da potência não é afetada.

A figura 53 mostra a leitura da tensão na saída 1 do *flyback*, enquanto que na figura 54 tem-se a leitura de corrente desta mesma saída. Para realizar a medição de corrente drenada do barramento da saída 1, utilizou-se um resistor de 100 Ω em série com a carga. A figura 54 mostra a tensão sobre esta resistência série, com o amplificador em repouso (sem sinal de áudio na entrada).

Figura 53 - Tensão no barramento da saída 1 do *flyback*.

Fonte: Autoria própria.

Figura 54 - Tensão sobre o resistor de $100\ \Omega$ colocado em série com a saída 1 do *flyback*, sem sinal de áudio na entrada.



Fonte: Autoria própria.

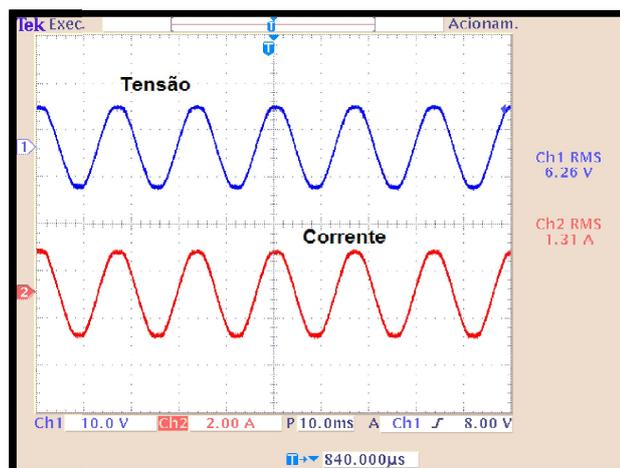
A queda de tensão sobre o resistor de $100\ \Omega$ é de $3,58\ \text{V}$, o que implica que a corrente drenada é de $35,8\ \text{mA}$. Então, a potência consumida pela saída 1 com o amplificador em repouso é:

$$P_{saída1} = 349 \cdot 0,0358 = 12,49\text{W}$$

5.5 Formas de onda nas saídas de alimentação da fonte linear.

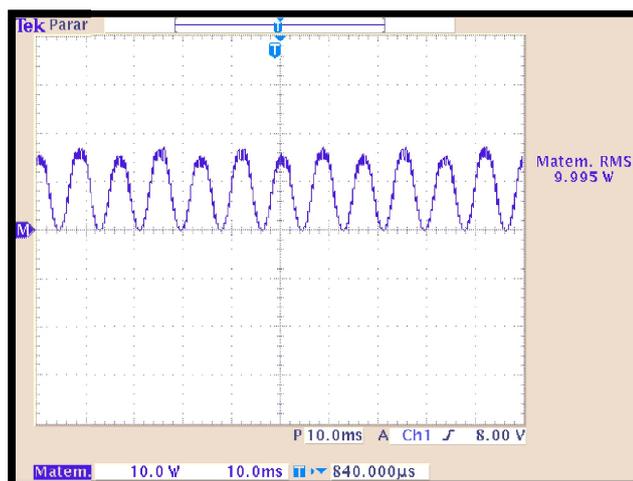
Os filamentos das válvulas podem ser alimentados por corrente contínua ou corrente alternada. Optou-se por não retificar a saída 2 da fonte linear, diminuindo os custos com retificação e filtragem. A figura 55 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na saída 2 da fonte linear. A medição da corrente desta saída foi realizada com o mesmo alicate amperímetro utilizado para medir a corrente da saída 2 do *flyback*. A figura 56 mostra a potência consumida pela carga da saída 2 da fonte linear, calculada com base na figura 55.

Figura 55 - Tensão (em azul) e corrente (em vermelho), na saída 2 da fonte linear.



Fonte: Autoria própria.

Figura 56 - Potência consumida pela carga da saída 2 da fonte linear.

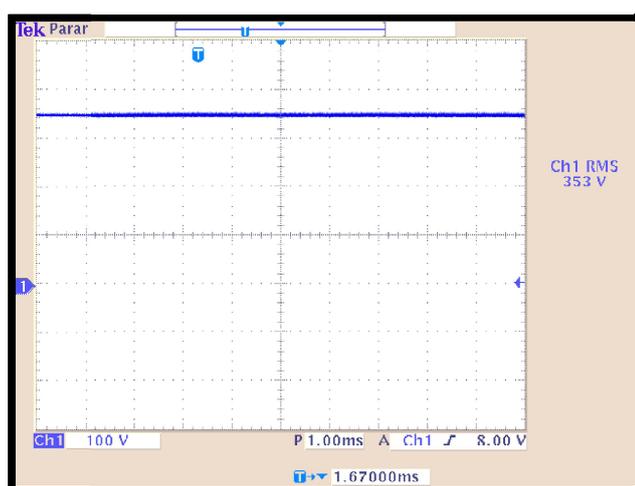


Fonte: Autoria própria.

Neste momento, a fonte chaveada se encontra desligada e não há nenhum campo externo a interferir na leitura, por isso, as formas de onda da tensão, corrente e potência apresentam maior legibilidade.

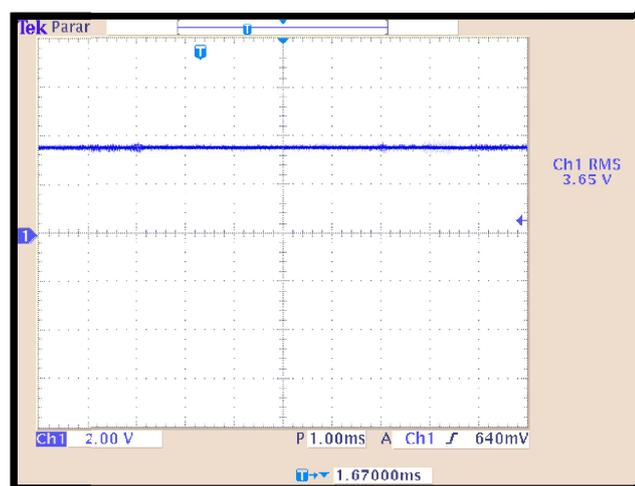
A figura 57 mostra a leitura da tensão na saída 1 da fonte linear, enquanto que na figura 58 tem-se a leitura de corrente desta mesma saída. Para realizar a leitura de corrente, usou-se um resistor de 100Ω em série com a carga. A figura 58 mostra a tensão sobre esta resistência série, com o amplificador em repouso (sem sinal de áudio na entrada).

Figura 57 - Tensão da Saída1 da fonte linear.



Fonte: Autoria própria.

Figura 58 - Tensão sobre o resistor de 100Ω colocado em série com a saída 1 da fonte linear.



Fonte: Autoria própria.

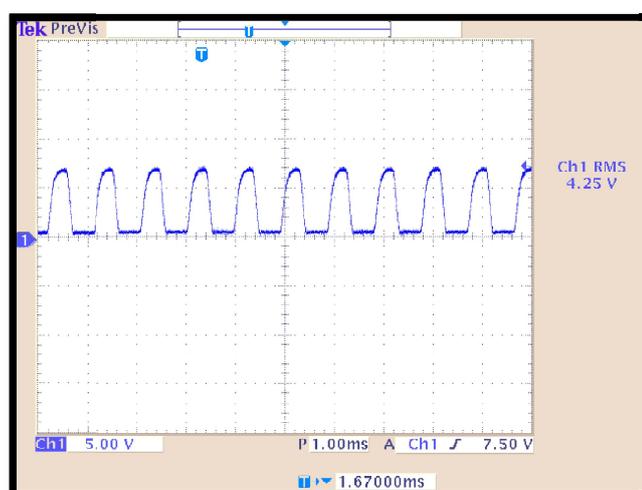
O cálculo da corrente drenada pela saída1 da fonte linear também foi realizado com base na leitura da queda de tensão sobre uma resistência de 100Ω posta em série com a carga. A queda de tensão neste caso é de 3,65V, o que implica pela lei de Ohm que a corrente

drenada é de 36,5 mA. Assim, a potência consumida nesta saída com o amplificador em repouso é de:

$$P_{saída1} = 353 \cdot 0,0365 = 12,88W$$

A figura 59 mostra a queda de tensão sobre a resistência posta em série com a carga da saída1, com a máxima potência de saída de áudio do amplificador.

Figura 59 - Tensão sobre o resistor de 100 Ω colocado em série com a carga da saída 1, agora com sinal de áudio no máximo (fora do repouso).



Fonte: Autoria própria.

Para retirar o amplificador do repouso, inseriu-se na entrada de áudio uma senóide de 1kHz gerada pelo gerador de sinais, implicando numa variação da corrente de placadas válvulas. A tensão sobre resistor série agora é de 4,25V, portanto, a corrente consumida com o amplificador operando com volume no máximo é pela lei de Ohm: 42,5 mA. A potência consumida pela saída 1 neste caso é de:

$$P_{saída1} = 353 \cdot 0,0425 = 15W$$

Com o amplificador fora do repouso, a queda de tensão sobre o resistor é a mesma tanto para o amplificador operando com a fonte linear como para o amplificador operando com o *flyback*, o que significa que a carga da saída 1 está consumindo a mesma potência de ambas as fontes.

5.6 Potência e rendimento.

A partir das leituras anteriores de potência realizadas com o osciloscópio e com o wattímetro, fez-se um comparativo entre a eficiência das fontes, amplificador e o conjunto: fonte e amplificador.

A potência total consumida pelo amplificador é dada pela soma algébrica das potências consumidas pelo filamento das válvulas e pelo circuito do amplificador.

Potência consumida pelo amplificador com volume no máximo, operando com a fonte linear:

$$P_{amp_linear} = 9,995 + 15 = 24,995 \text{ W}$$

A Potência ativa consumida pela fonte linear, de acordo com o wattímetro da figura 45 é 42 watts, assim, o rendimento da fonte linear é:

$$\eta_{linear} = \frac{25}{42} = 0,595 \text{ , ou } 59,5\%$$

Potência ativa consumida pelo amplificador com volume no máximo, operando com o *flyback*:

$$P_{amp_flyback} = 8,769 + 15 = 23,769 \text{ W}$$

A Potência ativa consumida pelo *flyback* operando em 220Vca, de acordo com o wattímetro da figura 39 é 36 watts, assim, o rendimento do *flyback* é:

$$\eta_{flyback_220} = \frac{23,769}{36} = 0,66 \text{ , ou } 66\%$$

A Potência consumida pelo *flyback* operando em 110Vca, de acordo com o wattímetro da figura 42 é de 40 watts, assim, o rendimento do *flyback* é neste caso:

$$\eta_{flyback_110} = \frac{23,76}{40} = 0,6 \text{ , ou } 60\%$$

Como a máxima potência de saída de áudio do amplificador é 6 watts, o rendimento do amplificador operando com a fonte linear é:

$$\eta_{amp_Flinear} = \frac{6}{25} = 0,24 \text{ , ou } 24\%$$

Rendimento do amplificador operando com o *flyback*:

$$\eta_{amp_flyback} = \frac{6}{23,76} = 0,253 \text{ , ou } 25,3\%$$

Rendimento do conjunto: amplificador e fonte linear:

$$\eta_{global_Flinear} = \eta_{linear} \cdot \eta_{amp_Flinear} = 0,1428 \text{ , ou } 14,28\%$$

Rendimento do conjunto: amplificador e *flyback*, operando em 220 Vca:

$$\eta_{global_flyback_220} = \eta_{flyback_220} \cdot \eta_{amp_flyback} = 0,1669 \text{ , ou } 16,69\%$$

Rendimento do conjunto: amplificador e *flyback*, operando em 110 Vca:

$$\eta_{global_flyback_110} = \eta_{flyback_220} \cdot \eta_{amp_flyback} = 0,1518 \text{ , ou } 15,18\%$$

Mesmo sob a pior condição de operação (110Vca, maior corrente drenada do barramento), o *flyback* possui rendimento maior que o da fonte linear. Apesar de maior, o rendimento da fonte chaveada ainda é baixo e pode ser melhorado com o uso de semicondutores com menores perdas por condução e comutação e com o ajuste do transformador do *flyback*, o que não foi possível por limitações de materiais e de orçamento.

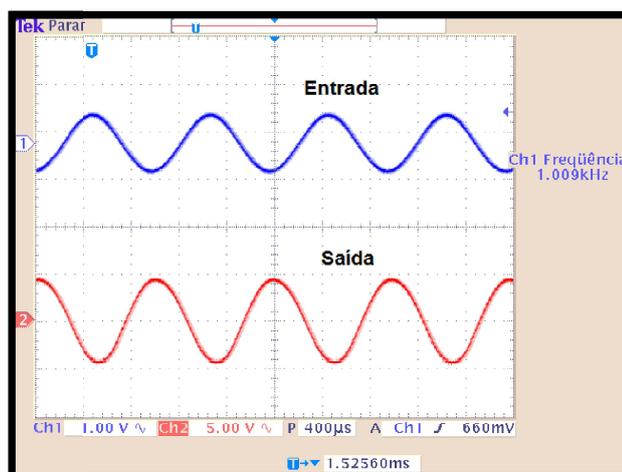
5.7 Formas de onda na entrada e saída de áudio

As formas de onda de áudio são analisadas a partir da utilização de um gerador de sinais, injetando na entrada de áudio do amplificador uma senóide de 1kHz (frequência típica do sinal gerado por uma guitarra elétrica), comutando entre a utilização da fonte linear e do *flyback*.

5.7.1 Análise do sinal de áudio do amplificador alimentado pela fonte linear

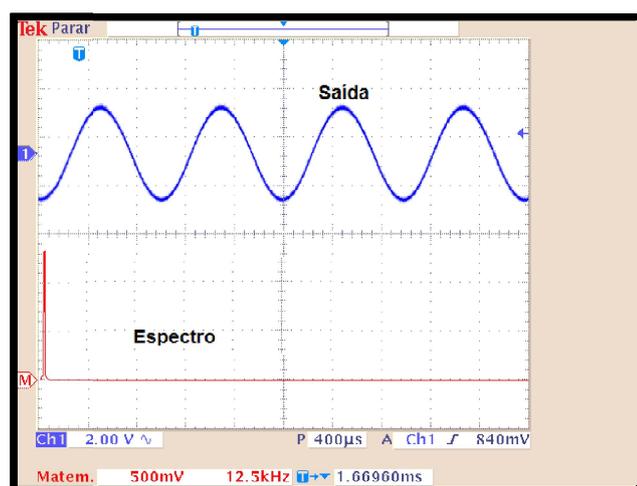
A figura 60 mostra os sinais de entrada e de saída de áudio do amplificador com uma senóide de 1kHz aplicada na entrada de áudio, com o amplificador alimentado pela fonte linear. A figura 61 mostra o sinal de saída e seu espectro harmônico.

Figura 60 - Sinal na entrada de áudio (em azul) e sinal no alto-falante (em vermelho).



Fonte: Autoria própria.

Figura 61 - Sinal de áudio no alto-falante (em azul) e seu espectro harmônico (em vermelho).



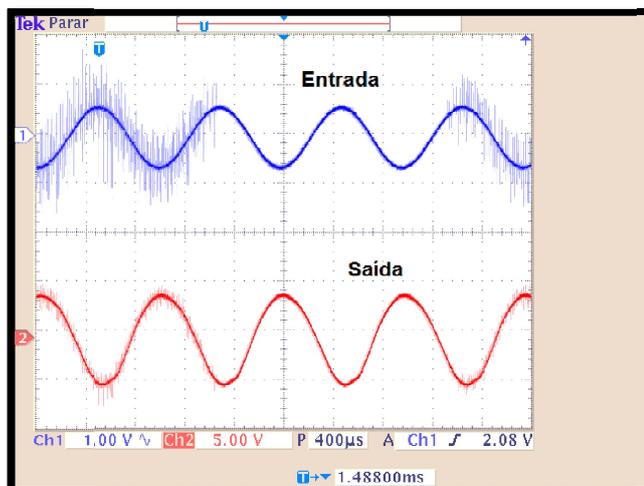
Fonte: Autoria própria.

Como pode ser visto no espectro da figura 61, só existe a componente da frequência fundamental do sinal de entrada.

5.7.2 Análise do sinal de áudio do amplificador alimentado pelo flyback

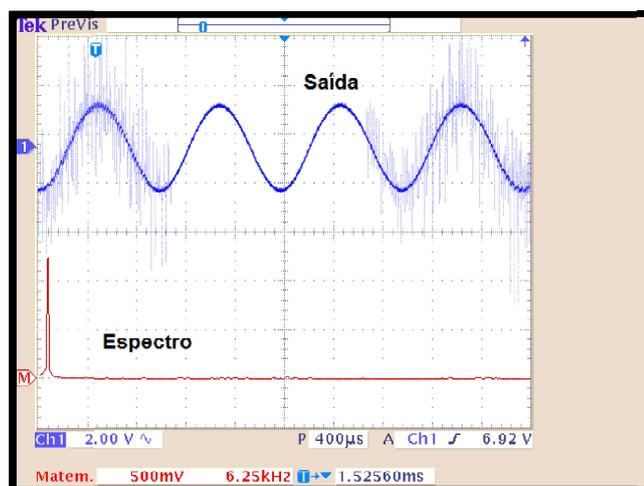
A figura 62 mostra os sinais de entrada e de saída de áudio do amplificador com uma senoide de 1kHz aplicada na entrada de áudio, agora com o amplificador estando alimentado pela fonte chaveada. A figura 63 mostra o sinal de saída e seu espectro harmônico. A figura 64 mostra o sinal de saída e seu espectro com o amplificador operando na saturação.

Figura 62 - Sinal de entrada (em azul) e sinal de saída de áudio no alto-falante (em vermelho).



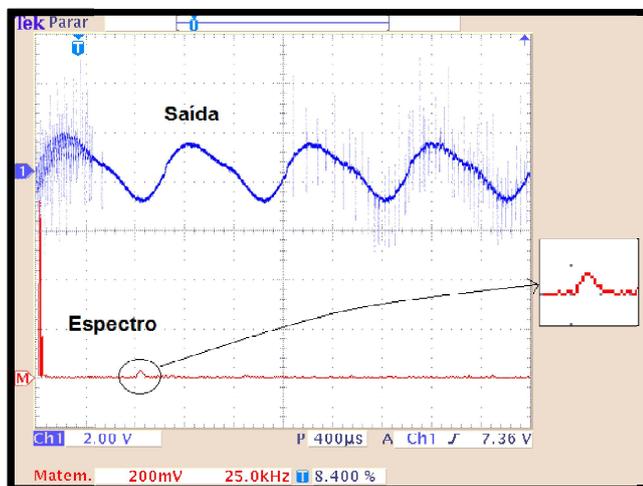
Fonte: Autoria própria.

Figura 63 - Sinal de áudio no alto-falante (em azul) e seu espectro harmônico (em vermelho).



Fonte: Autoria própria.

Figura 64 - Sinal de áudio no alto-falante (em azul) e seu espectro harmônico (em vermelho), com o amplificador operando na saturação, evidenciando o conteúdo harmônico em alta frequência do ruído.



Fonte: Autoria própria.

Analisando as formas de onda da saída de áudio com o amplificador alimentado com ambas as fontes, notam-se pequenas ondulações no espectro da figura 63 (amplificador operando com *flyback*), além da componente fundamental. Essas ondulações possuem magnitude muito baixa e não se refletem na saída de áudio.

Com o amplificador operando na saturação, a componente em 50kHz se torna mais evidente devido à amplificação do ruído e pode ser verificada no espectro da figura 64, continuando em baixa magnitude e não influenciando na saída de áudio por se encontrar numa frequência não audível. A própria inércia do cone do alto-falante funciona como um filtro para reprodução de sinais em frequências elevadas, por outro lado, o ruído representa uma forma de perda energética, já que não está sendo transformado em som.

Além do gerador de sinais, analisou-se a saída de áudio produzido por uma guitarra elétrica, saída auxiliar de um celular e de um *notebook*. Em todos os casos, a qualidade do áudio se manteve igual a do amplificador operando com a fonte linear, com níveis de ruído aceitáveis.

Com a substituição da fonte linear pela fonte chaveada, o gabinete que abriga o circuito do amplificador tem seu peso final reduzido de 3,85 kg para 2,23 kg. Observou-se um

pequeno aumento no rendimento global do amplificador operando com fonte chaveada, mas que não é suficiente pra ser o único motivo que justificaria o estudo.

5.8 Conclusão

Neste capítulo foram mostrados os principais resultados obtidos em laboratório, o cálculo do rendimento, a potência consumida por cada fonte e pelo amplificador, e o comportamento do sinal de áudio com o amplificador operando com a fonte linear e com a fonte chaveada.

6 CONCLUSÃO FINAL

Este trabalho teve como meta evidenciar que a utilização de uma fonte chaveada num amplificador de áudio valvulado, em substituição às típicas fontes lineares, pode ser uma alternativa viável, contribuindo com a redução do peso, volume físico e praticidade de operar em mais de um nível de tensão de alimentação de forma automática. Apesar das fontes chaveadas serem uma alternativa trivial nos dias atuais, quase não se encontrou publicações e evidências da utilização de fontes chaveadas em amplificadores de áudio valvulado.

É fato que existe certo receio na comunidade de músicos e audiófilos de que fontes chaveadas são possíveis causadoras de ruído e interferências em equipamentos de áudio. É fato também que válvulas eletrônicas são componentes muito sensíveis e surgiram numa época em que fontes comutadas não haviam sido desenvolvidas, e possivelmente isso ajuda a explicar o preconceito da utilização de fontes comutadas em equipamentos de áudio valvulado.

As válvulas eletrônicas continuam sendo fabricadas e não mudaram praticamente nada em sua constituição desde o surgimento das primeiras. Desde então, pouco se tem feito para aprimorar o desempenho dos amplificadores valvulados. Válvulas eletrônicas consomem muita energia e possuem naturalmente o rendimento baixo por dissiparem muito calor quando em operação. A utilização da fonte chaveada trouxe um pequeno aumento no rendimento global do conjunto fonte e amplificador.

Em contrapartida às vantagens da fonte chaveada, a fonte linear possui um projeto de construção muito mais simples e poucos são os componentes necessários para sua fabricação, dessa forma, a quantidade de componentes susceptíveis à falha é menor, aumentando sua confiabilidade.

Foi muito importante a alteração dos valores de alguns capacitores na entrada de áudio e de filtragem no circuito do amplificador, já que o circuito original utilizava capacitores que foram projetados pra operar com ruídos na frequência da rede elétrica, e sem esta modificação, o amplificador apresentou elevado ruído audível.

Sugere-se como continuidade desse estudo, a análise da aplicação de fontes comutadas em amplificadores de maiores potência, por exemplo, em classe AB de operação. Também se recomenda que outro protótipo da fonte tenha o fator de potência corrigido, utilize semicondutores com menores perdas por comutação e condução, utilize *snubber* regenerativo

ao invés do dissipativo e evite o uso de reguladores na saída de tensão de alimentação dos filamentos. Dessa forma, é possível aumentar consideravelmente o rendimento global do amplificador.

Do ponto de vista do autor e das análises das formas de onda do sinal de áudio, pode-se afirmar que a qualidade de áudio do amplificador com a fonte chaveada operando em 110 Vca e em 220 Vca se manteve inalterada com relação ao amplificador operando com a fonte linear, assim como os níveis de ruído na saída de áudio com e sem sinal de entrada permaneceram baixos e aceitáveis. Com a substituição da fonte linear pelo *flyback*, o peso do amplificador foi reduzido em aproximadamente 42%, e agora opera com qualquer tensão de entrada entre 110 Vca e 230 Vca. Conclui-se que a utilização da fonte chaveada para alimentação de um amplificador valvulado classe A de 6 W apresentou resultados satisfatórios.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Sedra, K. Smith. Microeletrônica. Pearson Prentice Hall, 5ª edição, 2007.
- [2] ANTONIO, R.R, Amplificador Valvulado para guitarra, 2010. Disponível em:<<https://sites.google.com/site/diyrbt6/>> Acesso em 10 Jun. 2015
- [3] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, ed. 6, 2006.
- [4] BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis: Edição do Autor, ed. 2, 2007.
- [5] CAPANO, W. Projeto e Construção de Transformadores. Disponível em:<<http://www.813am.qsl.br/artigos/teoria/ProjetoTrafos.pdf>>Acesso em 12 Jul. 2015
- [6] CTA Eletrônica. Módulo 6, São Paulo. Disponível em:
<http://www.ctaeletronica.com.br/web/material_didatico.asp?uid=30>Acesso em 23 Ago. 2015.
- [7] FONSECA, José. Amplificadores Valvulados para Guitarra Elétrica. História, Teoria e Construção. Editoria própria. Brasília, 2013, P 346. ISBN-13 9788591488407
- [8] GOLDBERGER, Nicolás. Revista rádio e televisão, Editora Instituto Rádio Técnico Monitor S/A, 1968.
- [9] H. C. Basso.; M. Siu Li.; A. R. Zanatta. Efeito Termiônico, IFSC/USP, 2014.
- [10] HART, DANIEL W. Eletrônica de potência – Análise e projeto de circuitos, Editora Amgh
- [11] JOHNSON, D.;E. HILBURN, J. L.; JOHNSON, JOHNNY, R. Fundamentos de análise de circuitos elétricos. Rio de Janeiro: Editora Prentice-Hall do Brasil, ed. 4, 1994.
- [12] MEDINA, C.A. Projeto e implementação de um conversor *flyback* quase ressonante como carregador de baterias, UTFPR
- [13] MSCP – Informações técnicas. Amplificadores e classes de operação, disponível em:<<http://www.msps.eng.br/eletrn/ampcl110.shtml>>Acesso em 16 de Julho de 2015.
- [14] OGATA, K. Engenharia de controle moderno. Trad. Bernardo Severo. São Paulo: Prentice-Hall do Brasil, ed. 3, 1998.

[15] POMÍLIO, J.A. Apostila Fontes chaveadas, UNICAMP, 2002.

[16] SELF, D. Audio power amplifier design handbook. Oxford, MS: Newnes, ed. 3, 2002.

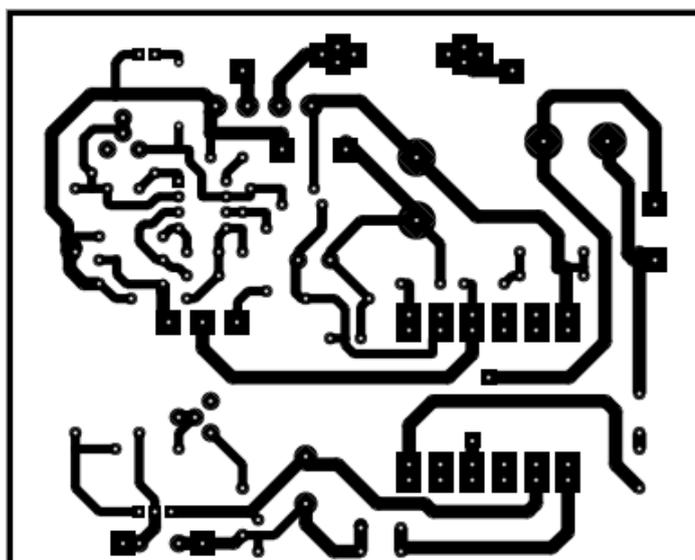
[17] WENER, J. Projeto e implementação de conversor *flyback* como fonte de alimentação para amplificador de áudio valvulado. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica, p 117, Blumenau, 2011.

**ANEXO A – LISTA DE COMPONENTES DO CIRCUITO DO AMPLIFICADOR
VALVULADO.**

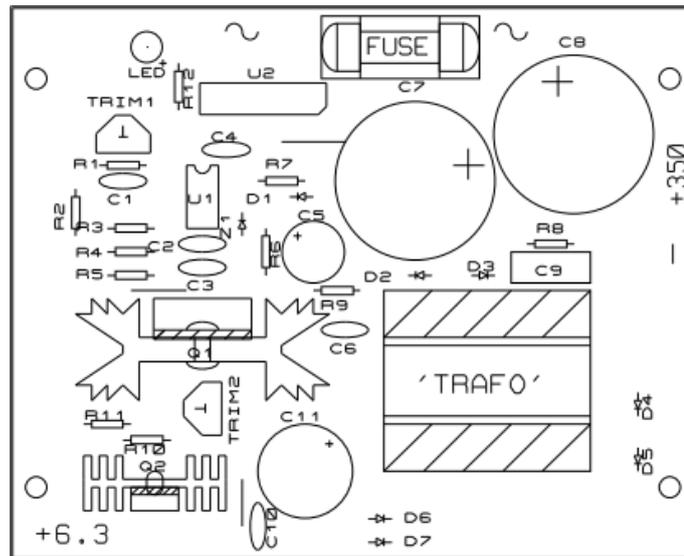
Referência	Especificação	Referência	Especificação
R1	10 k Ω	C1	100 nF
R2	47 k Ω	C2	22 μ F
R3	1,6 k Ω	C3	100 nF
R4	100 k Ω	C4	100 μ F
R5	100 k Ω	C5	68 μ F / 400 V
R6	3,3 k Ω	C6	10 nF
R7	470 k Ω	P1	P1 = 50k Ω B
R8	1,6 k Ω	P2	P2 = 500k Ω A
R9	200 Ω / 5watts	P3	P3 = 100k Ω A
R10	7 k Ω / 1Watt	Válvulas	1 - 12AX7 e 1 - 6L6

Todos os resistores são de ½ watt, exceto quando especificado. Todos os capacitores são de 50 Volts, exceto quando especificado.

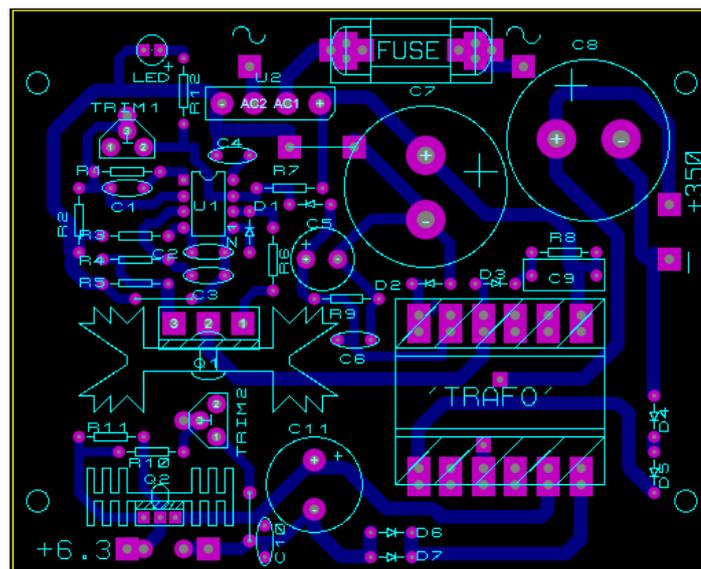
**ANEXO B - LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DO LADO DE
COBRE (VISTA INFERIOR).**



ANEXO C – MÁSCARA DE COMPONENTES (VISTA SUPERIOR)



ANEXO D – DISPOSIÇÃO DOS COMPONENTES NA PLACA



APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO GERAL DO AMPLIFICADOR ALIMENTADO PELO FLYBACK

