

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO
ESCOLA POLITÉCNICA
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E DE COMPUTAÇÃO

FONTE DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA PARA MICROCOMPUTADOR

Autor:

Daniel Dominguez Gouvêa

Orientador:

Prof. Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, D. Sc.

Examinador:

Prof. Fernando Antônio Pinto Barúqui, D. Sc.

Examinador:

Prof. Joarez Bastos Monteiro, D. Sc.

DEL
ABRIL DE 2009

Agradecimento

Agradeço a minha família por todo o apoio.

Resumo do Projeto Final apresentado Escola Politécnica - UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletrônico e de Computação

FONTE DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA PARA MICROCOMPUTADOR

Daniel Dominguez Gouvêa

Abril/2009

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Departamento de Engenharia Eletrônica e de Computação

A fonte ininterrupta para microcomputador tem como objetivo produzir o que seria o união de um no-break com uma fonte convencional de microcomputador, assim, sendo composto de duas partes: um carregador que é ligado a rede elétrica para carregar um banco de baterias e um conversor CC-CC que é ligado ao banco de baterias e gera as tensões necessárias ao funcionamento do microcomputador.

O resultado foi o projeto, simulação e a produção de um protótipo funcional de conversor CC-CC.

Palavras-Chave: fonte chaveada, controlador de fonte chaveada, TL494, conversores CC-CC, MOSFET.

Sumário

1. Introdução	1
<hr/>	
2. Fontes Chaveadas	3
<hr/>	
2.1. Conversor <i>Buck</i>	4
2.2. Conversor <i>Forward</i>	7
2.3. Conversor <i>Push-Pull</i>	9
2.4. Circuito de Controle	14
3. Fonte ATX	15
<hr/>	
3.1. Especificações	15
3.2. Estudo	17
4. Fonte Ininterrupta para Microcomputadores	21
<hr/>	
4.1. Conversor CC-CC	21
4.1.2. Conversor CC-CC com as Saídas +12V e -12V	22
4.1.2.1. Projeto	22
4.1.2.2. Controlador TL494	24
4.1.2.3. Simulação	27
4.1.2.4. Montagem e Teste	33
4.1.3. Conversor CC-CC com as Saídas +5V, +3,3V e -5V	39
4.1.3.1. Projeto	39
4.1.3.2. Controlador TL494	42
4.1.3.3. Simulação	42
4.1.3.4. Montagem e Teste	50
4.2. Conversor CA-CC	54
4.2.1. Controle de Carga e Consumo do Banco de Baterias	56
5. Conclusão	58

Anexo 1 – Diagrama de uma Fonte ATX de 200W	59
Anexo 2 – Conversor CC-CC com as Saídas +12V e -12V	60
Anexo 3 – Conversor CC-CC com as Saídas +5V, +3,3V e -5V	61
Anexo 4 – Conversor CA-CC com Topologia Meia-Ponte	62
Anexo 5 – Conversor CA-CC com Topologia Flyback com MOSFET	63
Bibliografia	64

Abreviaturas

ATX – *Advanced Technology Extended*

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

CD – *Compact Disc*

DVD – *Digital Video Disk*

FET – *Field-Effect Transistor*

HDD – *Hard Disk Drive*

ISA – *Industry Standart Architecture*

MOSFET – *Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor*

PWM – *Pulse Width Modulation*

TTL – *Transistor-Transistor Logic*

1. Introdução

O trabalho consiste no estudo, no projeto e na produção de um protótipo de uma fonte de alimentação ininterrupta para microcomputador. Resumidamente, ela faria o papel de um *no-break* mais uma fonte integrada em um único equipamento. A idéia é converter a energia de uma rede de alimentação de 127V CA para carregar um banco de baterias de 12V usando uma fonte chaveada CA-CC e em seguida converter a energia do banco de baterias nas tensões fornecidas por uma fonte de alimentação convencional de um microcomputador (12V, 5V, 3,3V, -5V e -12V) usando uma outra fonte chaveada CC-CC.

O projeto estará restrito a uma rede elétrica de 127V CA e em gerar as tensões 12V, 5V, 3,3V, -5V e -12V todas CC, entregando potência o suficiente para alimentar um microcomputador.

Os *no-breaks* são mais conhecidos por fornecer alimentação temporária no caso de perda total de alimentação, mas eles também são usados para corrigir vários problemas comuns da rede elétrica: transientes devidos a curtos períodos de sobre-tensão ou de sub-tensão, sobretensão ou sub-tensão por extensos períodos, distorções superpostas a forma de onda da rede, desvio da frequência nominal da rede, sub-tensão “instantânea” da ordem de milissegundos e distorção harmônica. Eles são divididos em categorias baseado em quais problemas eles resolvem. [1]

As fontes de alimentação de microcomputadores tem o propósito de transformar a energia da rede de alimentação, que é fornecida em 127V CA, nas tensões de alimentação padrão para os componentes do *hardware*, que são: 12V, 5V, 3,3V, -5V e -12V todas CC. Elas tem também o papel de proteger os componentes contra: curto-circuito, sobrecarga, sobretensão, sub-tensão, sobre-corrente e sobre-temperatura. [2][3]

O projeto é uma complementação de estudos anteriores sobre fonte chaveada, buscando um maior aprendizado durante o projeto, a simulação, a montagem e os testes práticos envolvidos na produção de um protótipo funcional. Sua concepção engloba conhecimentos que serão úteis na montagem de qualquer outro tipo de fonte chaveada, englobando fontes CA-CC que baixam a tensão e fontes CC-CC que elevam ou baixam a tensão e entregam correntes de até 25A.

Sua originalidade está no fato de não existir tal produto no mercado e sua utilidade está no fornecimento de energia ininterrupto para microcomputadores, que são equipamentos sensíveis, sem ter que incorporar um inversor que transformaria a baixa tensão contínua do banco de baterias em alta tensão alternada para que depois a fonte de alimentação do microcomputador a transformasse novamente em baixa tensão contínua. Ele também pode ser aplicado na inclusão digital em locais remotos alimentados por energia solar ou outra forma de geração de energia que não garanta alimentação contínua.

O objetivo principal é produzir um protótipo de uma fonte de alimentação ininterrupta para microcomputador. Destaca-se então três partes principais: uma fonte chaveada para carregar o banco de baterias e mantê-lo em flutuação, uma fonte chaveada alimentada pelo banco de baterias que gerará as tensões padrão necessárias para alimentar os componentes de um microcomputador e a integração

das duas primeiras partes num único produto final.

O trabalho começa com um estudo geral de fontes chaveadas, seguido do estudo de uma fonte de alimentação para microcomputador e depois é dividido em duas etapas explicadas a seguir:

- 1^a. A fonte chaveada que é alimentada pelo banco de baterias e gera as tensões para os componentes do microcomputador foi projetada como um conversor *push-pull*, depois foi simulada, montada e testada.
- 2^a. A fonte chaveada que alimenta o banco de baterias, que é baseada no estudo da fonte de alimentação convencional para microcomputador focando no ramo de 12V. Foram então feitos alguns projetos, mas não foi possível a montagem de um protótipo funcional. O motivo para o não funcionamento é abordado na **seção 4.2**.

2. Fontes Chaveadas

As fontes de alimentação são responsáveis por fornecer potência aos circuitos eletrônicos. Normalmente essa fonte é vista pelo circuito como uma fonte de tensão, ou seja, ela mantém a tensão constante fornecendo a corrente necessária para o circuito funcionar.

As fontes de tensão convencionais se baseiam na retificação do sinal CA da rede elétrica seguida de uma filtragem por capacitor, gerando um sinal CC, ou seja, são conversores CA-CC. Como exemplo vamos analisar um retificador de onda completa, representado na Figura 1. Ele tem a tensão de *ripple* na carga R_L dada por:

$$V_r = \frac{V_{pico}}{2 f C R_L}$$

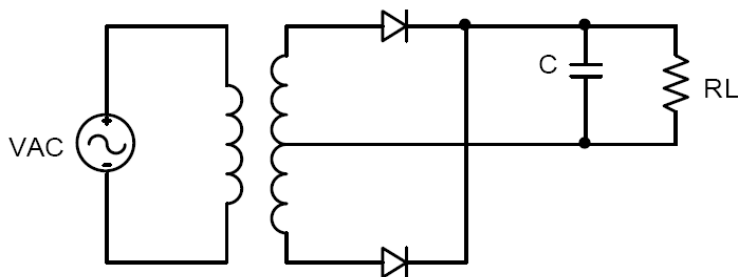


Figura 1: Retificador de onda completa com filtro capacitivo.

Para conseguir um V_r pequeno para circuitos de potência, R_L baixo, que estão ligados a rede elétrica, que tem frequência de 60Hz, são necessários capacitores grandes, na ordem de mF. Como a frequência é baixa, para manter a corrente de magnetização pequena também é necessário o uso de transformadores grandes. Esses dois aspectos levam as fontes de alimentação convencionais serem grandes e pesadas.

As fontes chaveadas resolvem esses problemas fazendo uso de frequências mais elevadas, reduzindo proporcionalmente o capacitor e o transformador. Elas funcionam como conversor CC-CC, logo podem ser ligadas a baterias ou a um retificador ligado a rede elétrica. [4]

As fontes chaveadas, como o nome já define, funcionam através da comutação de chaves, que são os diodos e transistores. Os diodos são chaves passivas já que sua condução depende do estado do circuito. Os transistores são usados como chaves ativas, o tempo durante o qual estão conduzindo é controlado por um circuito de controle.

O transistor funciona sempre ou na região de corte, sem conduzir corrente, ou na região de saturação, conduzindo com mínima tensão de saturação. Assim, controlando a corrente de base do transistor bipolar ou a tensão de gate do FET é possível deixar o transistor conduzindo pelo intervalo de tempo desejado.

Das topologias de conversores CC-CC, as mais simples são a *Buck*, a *Boost* e a *Buck-Boost*, elas são formadas por duas chaves, um capacitor e um indutor. No tópico a seguir veremos a topologia *Buck* e em seguida as topologias *Forward* e *Push-Pull*, que são derivadas da topologia anterior. [5]

2.1. Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é utilizado quando queremos uma redução da tensão de saída em relação a tensão de entrada. O ruído gerado para saída é baixo devido à configuração do circuito LC, que forma um filtro passa-baixas. Já a tensão de entrada recebe pulsos do transistor, gerando alto ruído para alimentação de entrada. Sua topologia pode ser observada na Figura 2. [5]

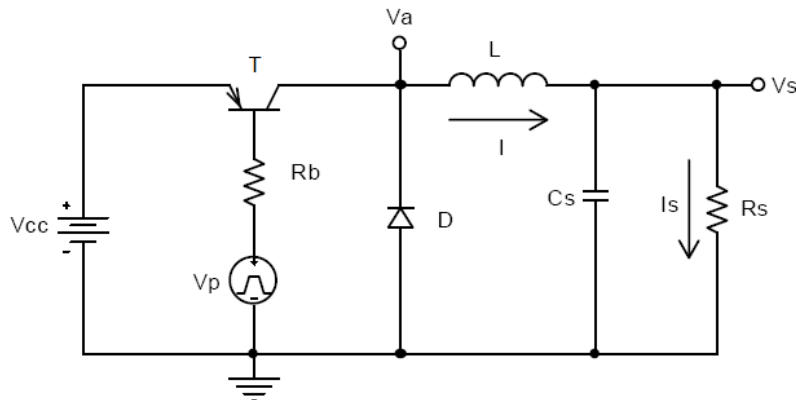


Figura 2: Conversor *Buck*.

A tensão de entrada V_{cc} é recortada pela chave T. Considere-se V_s praticamente constante, por uma ação de filtragem suficientemente eficaz do capacitor de saída. Assim, a corrente pela carga R_s tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo.

Com o transistor conduzindo e o diodo cortado, a corrente I cresce, transferindo energia da fonte para o indutor e para o capacitor, quando $I > V_s/R_s$.

Quando T desliga, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga, já que estamos supondo constante a tensão V_s . A tensão a ser suportada, tanto pelo transistor quanto pelo diodo é igual à tensão de entrada V_{cc} .

Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo, caso contrário ele opera no modo descontínuo. Via de regra prefere-se operar no modo contínuo devido a haver, neste caso, uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. [6]

Quando o transistor está saturado o diodo está em corte, temos que $V_a = V_{CC} - V_T$. Quando o transistor está em corte a corrente do indutor é obrigada a circular pelo diodo, estabelecendo a tensão $V_a = -V_D$. O diagrama de chaveamento no modo contínuo está representado na Figura 3.

A tensão V_a atua como uma fonte de sinal para o filtro passa-baixas formado por L , C_s e I_s . Assim a tensão de saída V_s é o valor médio de V_a :

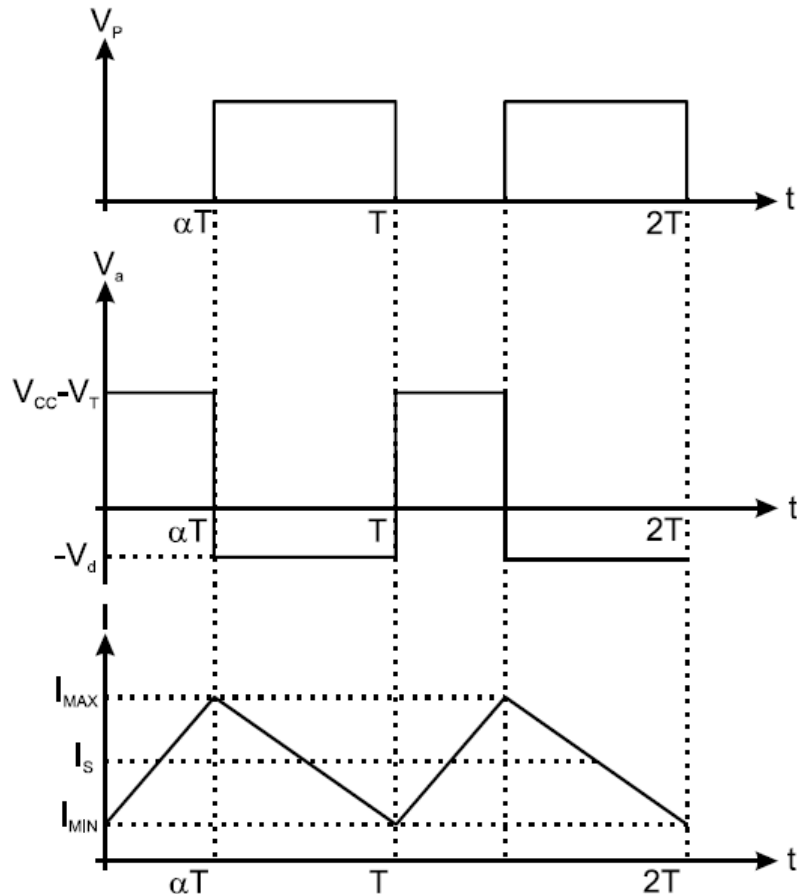


Figura 3: Diagrama de chaveamento do conversor Bulk.

$$V_s = (V_{CC} - V_T) \alpha - V_D (1 - \alpha)$$

Para garantir o funcionamento no modo contínuo é necessário determinar o menor valor admissível para a corrente média na carga. Nesse circuito, a corrente média que circula pelo indutor é a mesma da carga e pode ser calculada pela área do gráfico na Figura 3:

$$I_s = \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} + I_{MIN}$$

A relação entre tensão e corrente num indutor é:

$$V = L \frac{dI}{dt}$$

O que nesse caso é equivalente à:

$$\Delta V = \frac{\Delta I}{\Delta T} L$$

No período de carregamento do indutor temos:

$$\Delta V = V_{CC} - V_T - V_S, \Delta I = I_{MAX} - I_{MIN} \text{ e } \Delta T = \alpha T$$

$$I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{(V_{CC} - V_T - V_S) \alpha T}{L}$$

No período de descarregamento temos:

$$\Delta V = V_S + V_D, \Delta I = I_{MAX} - I_{MIN} \text{ e } \Delta T = (1 - \alpha) T$$

$$I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{(V_S + V_D)(1 - \alpha) T}{L}$$

Então Is passa a ser o seguinte sistema de equações:

$$I_S = \begin{cases} \frac{(V_{CC} - V_T - V_S) \alpha T}{2L} + I_{MIN} \\ \frac{(V_S + V_D)(1 - \alpha) T}{2L} + I_{MIN} \end{cases}$$

logo:

$$(V_{CC} - V_T - V_S) \alpha T = (V_S + V_D)(1 - \alpha) T$$

$$V_S = (V_{CC} + V_D - V_T) \alpha - V_D$$

Substituindo Vs na segunda equação do sistema temos:

$$I_S = \frac{\alpha(1 - \alpha) T}{2L} (V_{CC} + V_D - V_T) + I_{MIN}$$

Para garantir o funcionamento no modo contínuo $I_{MIN} \geq 0$. Considerando os intervalos $V_{CCMIN} \leq V_{CC} \leq V_{CCMAX}$ e $I_{SMIN} \leq I_S \leq I_{SMAX}$ concluímos que:

$$I_{SMIN} - \frac{\alpha_{MIN}(1 - \alpha_{MIN}) T}{2L} (V_{CCMAX} + V_D - V_T) \geq 0$$

Assim, podemos determinar a restrição para o valor mínimo do indutor como:

$$L \geq \frac{\alpha_{MIN}(1 - \alpha_{MIN}) T}{2I_{SMIN}} (V_{CCMAX} + V_D - V_T)$$

É possível determinar α_{MIN} através da equação de Vs, temos então:

$$\alpha_{MIN} = \frac{V_S + V_D}{V_{CCMAX} - V_T + V_D}$$

Substituindo α_{MIN} na equação do indutor e considerando $T = 1/f$ a relação se torna:

$$L \geq \frac{(V_S + V_D)(V_{CCMAX} - V_T - V_S)}{2I_{SMIN} f (V_{CCMAX} - V_T + V_D)}$$

O capacitor C_s deve ser dimensionado para atender a especificação do *ripple* na saída. Considerando que a frequência de chaveamento está muito acima do corte do filtro passa-baixas é possível aproximar sua função de transferência por:

$$H(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_a(j\omega)} = \frac{-1}{\omega^2 LC_s}$$

$$H(j\frac{2\pi}{T}) = \frac{-T^2}{4\pi^2 LC_s}$$

$$H(j2\pi f) = \frac{-1}{4\pi^2 f^2 LC_s}$$

$V_a(t)$ é uma onda quadrada com variação de tensão igual a $V_{CC} + V_D - V_T$. Essa variação é atenuada pelo filtro e transferida a carga produzindo a tensão de *ripple*, ou seja:

$$V_{ripple} = |H(j2\pi f)|(V_{CC} + V_D - V_T) = \frac{V_{CC} + V_D - V_T}{4\pi^2 f^2 LC_s}$$

Considerando novamente o intervalo $V_{CCMIN} \leq V_{CC} \leq V_{CCMAX}$, podemos estabelecer uma restrição para o valor mínimo do capacitor como:

$$C_s \geq \frac{V_{CCMAX} + V_D - V_T}{4\pi^2 f^2 LV_{ripple}} \quad [4]$$

A limitação dessa topologia é poder apenas baixar a tensão, se quisermos aumentá-la são necessárias algumas modificações no circuito, o que nos leva a topologia a seguir.

2.2. Conversor *Forward*

O conversor *Forward* nada mais é que o conversor *Buck* com isolação entre a tensão de entrada V_{cc} e a tensão de saída V_s . O transformador realiza essa isolação e permite que a relação entre espiras seja usada para ajustar a largura de pulso mínima e máxima entre valores melhor dimensionados, assim, permitindo que o conversor aumente ou baixe a tensão. Sua topologia pode ser observada na Figura 4. [5]

Quando T conduz, aplica-se a tensão de entrada V_{cc} no enrolamento N1, o diodo D1 fica diretamente polarizado e cresce a corrente que passa pelo indutor L. Quando T desliga, a corrente em L continua circulando via o diodo D. Quanto ao transformador, é necessário um caminho que permita a circulação de uma corrente que dê continuidade ao fluxo magnético, de modo a absorver a energia acumulada no campo, relativa à indutância de magnetização. Isto se dá pela condução do diodo D2. Durante este intervalo de condução de D2, aplica-se uma tensão negativa em N3 e ocorre um retorno de energia para a fonte. [6]

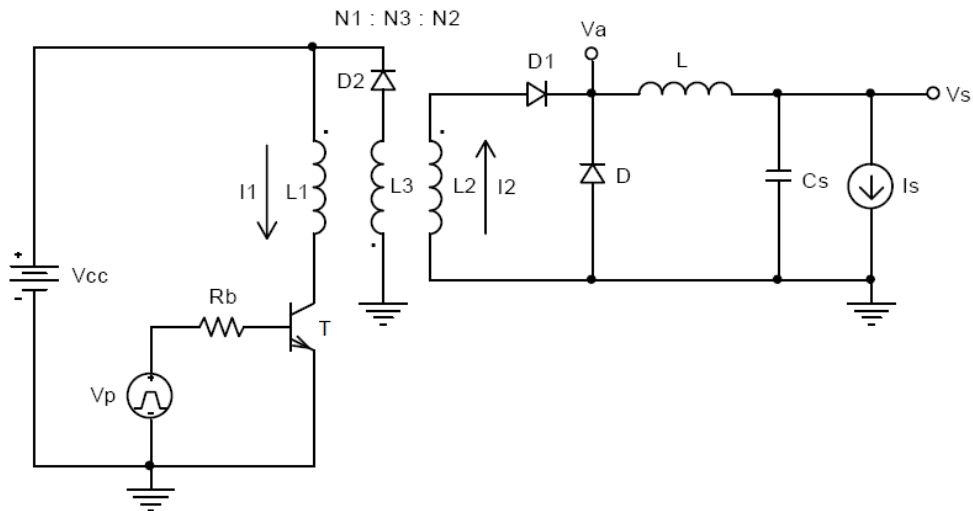


Figura 4: Conversor Forward.

Quando o transistor está saturado e D1 está conduzindo temos que $V_a = (N_2/N_1)(V_{CC} - V_T) - V_{D1}$. Quando o transistor está em corte a corrente do indutor é obrigada a circular por D, estabelecendo a tensão $V_a = -V_D$. Então a relação entre a tensão de entrada e tensão de saída é dada por:

$$V_s = \left(\frac{N_2}{N_1} (V_{CC} - V_T) - V_{D1} \right) \alpha - V_D (1 - \alpha)$$

Existe um máximo ciclo de trabalho que garante a desmagnetização do transformador, tensão média nula, o qual depende da relação de espiras existente. No carregamento de L1 temos:

$$\Delta I = \frac{(V_{CC} - V_T) \alpha T}{L_1}$$

e no descarregamento via L3:

$$\Delta I \frac{N_1}{N_3} = \frac{(V_{CC} + V_{D2}) \alpha_1 T}{L_3}$$

logo:

$$\alpha_1 = \frac{N_3}{N_1} \left(\frac{V_{CC} - V_T}{V_{CC} + V_{D2}} \right) \alpha$$

Sabendo que $\alpha_1 \leq (1 - \alpha)$ e considerando o intervalo $V_{CCMIN} \leq V_{CC} \leq V_{CCMAX}$ é possível concluir que:

$$\alpha_{MAX} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1} \left(\frac{V_{CCMAX} - V_T}{V_{CCMAX} + V_{D2}} \right)}$$

Em regime permanente $\alpha = \alpha_{MAX}$ ocorre quando $V_{CC} = V_{CCMIN}$, mas usamos $\alpha = \alpha_{MAX}$ em . Isso pode acontecer quando o conversor passa por um transiente, como uma mudança brusca no consumo da carga ou na tensão de alimentação. [4]

Percebemos então que parte do período tem que ser reservado para desmagnetização do núcleo e não é aproveitada para conversão de tensão, se quisermos aproveitar todo o período para conversão são necessárias algumas modificações no circuito, o que nos leva a próxima topologia.

2.3. Conversor *Push-Pull*

O conversor *Push-Pull* é um arranjo de dois conversores *Forward* trabalhando em contra-fase, ou seja, a magnetização e a desmagnetização do núcleo são usadas para transferência dos pulsos de tensão para o indutor, assim, eliminando a necessidade de um enrolamento apenas com o propósito de desmagnetização. Sua topologia pode ser observada na Figura 5. [6] [5]

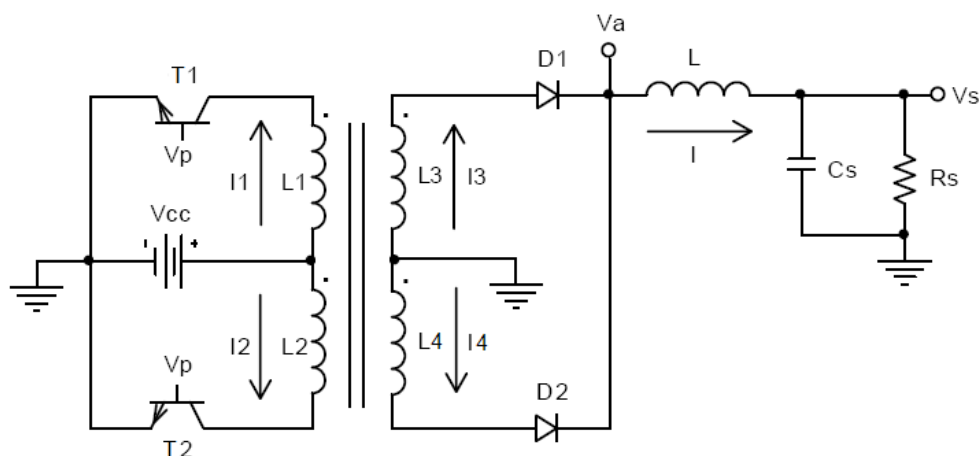


Figura 5: Conversor *Push-Pull*.

Quando T1 satura, T2 deve ficar no corte e com tensão $V_T = 2V_{CC}$, devido à fase dos enrolamentos do primário e por terem número de espiras iguais, $N_1 = N_2$. Com T1 saturado, a tensão $V_{CC} - V_T$ é colocada no enrolamento N_1 do primário, que pelo sentido do enrolamento e pela relação de espiras N_1/N_4 , coloca um pulso de tensão no secundário e é retificado pelo diodo D1. É interessante notar que ao mesmo tempo pela relação de espiras N_1/N_3 é colocado um pulso de tensão de mesma amplitude, já que $N_3 = N_4$, mas de fase invertida no enrolamento N3.

Quando o transistor T1 corta, T1 e T2 permanecem cortados até que T2 passe à saturação. Durante o corte dos dois transistores, os dois diodos colocam o secundário em curto, pois a corrente do indutor L circula pelos dois diodos ao mesmo tempo, cerca de metade da corrente para cada diodo. Isso faz com que a tensão do primário do transformador também seja zero e a tensão dos transistores seja $V_T = V_{CC}$. Terminado esse tempo morto, T2 satura, fazendo agora, D1 conduzir a corrente do indutor L. [5]

O ciclo de trabalho deve ser menor que 0,5 de modo a evitar a condução simultânea dos transistores. Os transistores devem suportar uma tensão com o dobro do valor da tensão de entrada. Outro problema deste circuito refere-se à

possibilidade de saturação do transformador caso a condução dos transistores não seja idêntica, o que garante uma tensão média nula aplicada ao primário. [6]

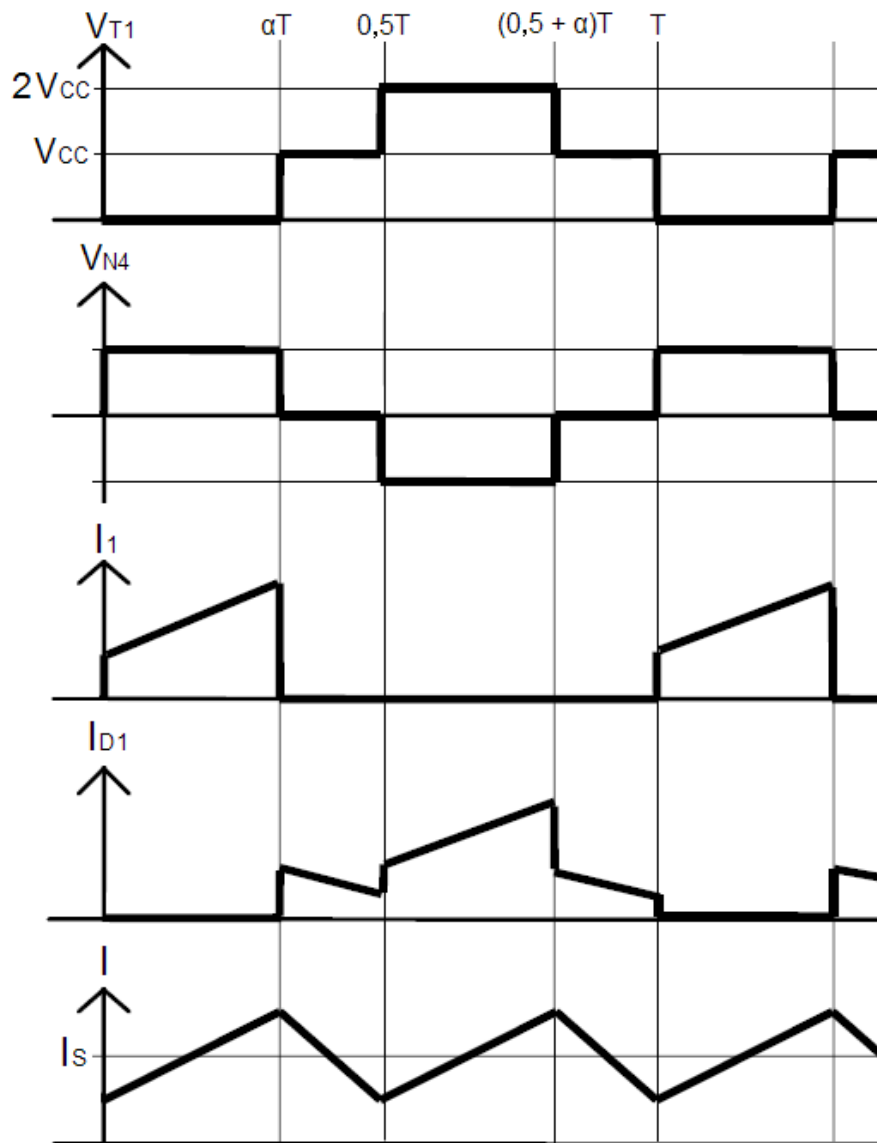


Figura 6: Diagrama de chaveamento do conversor Push-Pull.

Considerando $V_D = V_{D1} = V_{D2}$ e $n = (N_1 / N_3)$, lembrando que $N_1 = N_2$ e $N_3 = N_4$. Quando algum dos transistores e algum dos diodos está conduzindo temos:

$$V_a = \frac{V_{CC} - V_T - V_D}{n} - V_D$$

e quando nenhum dos transistores está conduzindo $V_a = -V_D$, o que nos leva a tensão de saída:

$$V_s = 2\alpha \left(\frac{V_{CC} - V_T - V_D}{n} - V_D \right) - 2(0,5 - \alpha) V_D$$

$$V_S = \frac{2\alpha(V_{CC} - V_T)}{n} - V_D$$

Considerando os intervalos $\alpha_{MIN} \leq \alpha \leq \alpha_{MAX}$ e $V_{CCMIN} \leq V_{CC} \leq V_{CCMAX}$, podemos obter n a partir da equação de V_S como sendo:

$$n = \frac{2\alpha_{MAX}(V_{CCMIN} - V_T)}{V_S + V_D}$$

Tendo em vista o funcionamento no modo contínuo, a corrente que circula pelo indutor será igual a no conversor *Buck*:

$$I_S = \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} + I_{MIN}$$

Lembrando que:

$$\Delta V = \frac{\Delta I}{\Delta T} L$$

No período de carregamento do indutor temos:

$$\Delta V = \frac{V_{CC} - V_T}{n} - V_D - V_S, \Delta I = I_{MAX} - I_{MIN} \text{ e } \Delta T = 2\alpha T$$

$$I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{2\alpha T \left(\frac{V_{CC} - V_T}{n} - V_D - V_S \right)}{L}$$

No período de descarregamento temos:

$$\Delta V = V_S + V_D, \Delta I = I_{MAX} - I_{MIN} \text{ e } \Delta T = 2(0,5 - \alpha) T$$

$$I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T}{L}$$

Então I_S passa a ser o seguinte sistema de equações:

$$I_S = \begin{cases} \frac{2\alpha T \left(\frac{V_{CC} - V_T}{n} - V_D - V_S \right)}{2L} + I_{MIN} \\ \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T}{2L} + I_{MIN} \end{cases}$$

logo:

$$2\alpha T \left(\frac{V_{CC} - V_T}{n} - V_D - V_S \right) = (V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T$$

$$V_S = 2\alpha \left(\frac{V_{CC} - V_T}{n} \right) - V_D$$

Substituindo V_S na segunda equação do sistema temos:

$$I_S = \frac{\alpha(1-2\alpha)T}{nL} (V_{CC} - V_T) + I_{MIN}$$

Para garantir o funcionamento no modo contínuo $I_{MIN} \geq 0$. Considerando os intervalos $V_{CCMIN} \leq V_{CC} \leq V_{CCMAX}$ e $I_{SMIN} \leq I_S \leq I_{SMAX}$ concluímos que:

$$I_{SMIN} - \frac{\alpha_{MIN}(1-2\alpha_{MIN})T}{nL} (V_{CCMAX} - V_T) \geq 0$$

Assim, podemos determinar a restrição para o valor mínimo do indutor como:

$$L \geq \frac{\alpha_{MIN}(1-2\alpha_{MIN})T}{nI_{SMIN}} (V_{CCMAX} - V_T)$$

É possível determinar α_{MIN} através da equação de Vs, temos então:

$$\alpha_{MIN} = \frac{n(V_S + V_D)}{2(V_{CCMAX} - V_T)}$$

Substituindo α_{MIN} na equação do indutor e considerando $T=1/f$ a relação se torna:

$$L \geq \frac{(V_S + V_D)(V_{CCMAX} - V_T - n)}{2I_{SMIN} f (V_{CCMAX} - V_T)}$$

A variação de tensão da onda quadrada $V_a(t)$ é igual a $(V_{CC} - V_T)/n - V_D$, assim, temos que a tensão de *ripple* é:

$$V_{ripple} = \left| \frac{-1}{4\pi^2 f^2 LC_S} \right| \left(\frac{V_{CC} - V_T - n}{n} - V_D \right) = \frac{V_{CC} - V_T - nV_D}{4\pi^2 f^2 n LC_S}$$

Considerando novamente o intervalo $V_{CCMIN} \leq V_{CC} \leq V_{CCMAX}$, podemos estabelecer uma restrição para o valor mínimo do capacitor como:

$$C_S \geq \frac{V_{CCMAX} - V_T - nV_D}{4\pi^2 f^2 n L V_{ripple}}$$

A máxima tensão reversa nos diodos retificadores, D1 e D2, acontece quando um dos diodos está conduzindo e o outro está cortado, então:

$$V_a = \frac{V_{CCMAX} - V_T}{n} - V_{D1, D2} \text{ e } V_{N4, N3} = -\left(\frac{V_{CCMAX} - V_T}{n} \right)$$

$$V_{REV} = V_a - V_{N4, N3} = 2 \left(\frac{V_{CCMAX} - V_T}{n} \right) - V_{D1, D2}$$

Sabendo que os diodos são iguais:

$$V_{REV} = 2 \left(\frac{V_{CCMAX} - V_T}{n} \right) - V_D$$

A máxima corrente de condução nos diodos retificadores acontece quando o indutor alcança a corrente máxima, I_{MAX} . Temos:

$$I_{MAX} - I_{MIN} = \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T}{L} \text{ e } I_S = \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T}{2 L} + I_{MIN}$$

$$I_{MAX} = \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T}{L} + I_S - \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha) T}{2 L}$$

$$I_{MAX} = I_{SMAX} + \frac{(V_S + V_D)(1 - 2\alpha_{MIN}) T}{2 L}$$

Como α_{MIN} no limite seria 0 e considerando $T=1/f$, a relação fica:

$$I_{MAX} = I_{SMAX} + \frac{V_S + V_D}{2 L f}$$

A corrente média no transistor é dada pela corrente de saída dividida pela relação de espiras:

$$\bar{I}_T = \frac{I_{SMAX}}{n}$$

A corrente máxima no transistor é dada pela corrente máxima no indutor dividida pela relação de espiras:

$$I_{TMAX} = \frac{I_{MAX}}{n} = \frac{I_{SMAX}}{n} + \frac{V_S + V_D}{2 n L f}$$

A tensão máxima que o transistor deve suportar quando está em corte é o dobro da tensão de entrada:

$$V_{T\text{CORTE}} = 2 V_{CCMAX}$$

2.4. Circuito de Controle

O circuito de controle é fundamental para o funcionamento do conversor CC-CC. Ele é quem decide quando as chaves ativas, os transistores, vão conduzir ou vão bloquear a corrente. Sua frequência de chaveamento pode ser fixa ou variável.

O método de controle mais utilizado pelos circuitos integrados, que controlam fontes chaveadas, é o de frequência fixa. Nesses circuitos o único controle possível é através do tempo em que o transistor permanece conduzindo. Como a frequência é fixa, então o transistor conduz sempre em intervalos constantes e a largura do pulso que permite a condução é que controla a potência na saída do conversor. Esse método se chama Modulação por Largura de Pulso (PWM – Pulse Width Modulation).

O controlador então é composto de um comparador de erro, um modulador e um *driver*, organizados como na Figura 7.

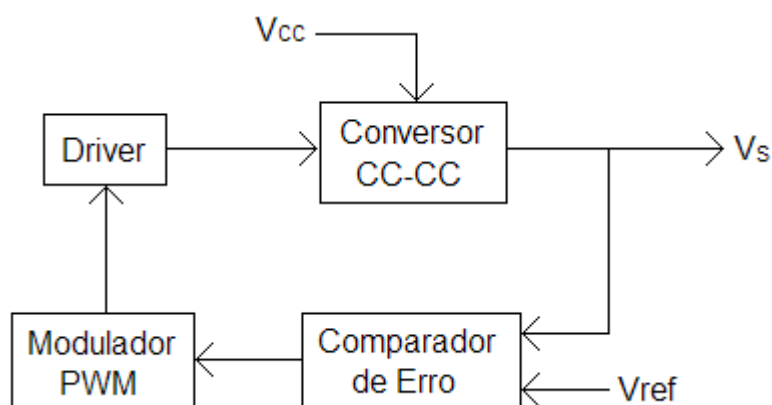


Figura 7: Diagrama de blocos de uma fonte chaveada.

Para manter a tensão na saída estável mesmo com variações na tensão de entrada e na corrente de saída, o comparador de erro compara a tensão de saída com a tensão de referência V_{ref} , que tem que ser constante, e envia um sinal para o modulador PWM. O modulador PWM gera então um sinal com a largura de pulso adequada e o envia ao *driver*. O *driver* simplesmente adapta o sinal às condições necessárias para colocar o transistor em corte ou saturação.

Esse ciclo fechado tenta a cada período alterar a largura do pulso de modo que o erro do comparador vá à zero, ou seja, mantendo a tensão de saída constante. [5]

3. Fonte ATX

O ATX é um padrão que foi criado em 1995 pela Intel visando melhorias na facilidade de uso, melhor apoio atual e futuro para dispositivos de entrada e saída, melhor suporte para atuais e futuras tecnologias de processadores e redução de custo do sistema.

Esse padrão especifica tanto a placa mãe do microcomputador quanto sua fonte de alimentação. Atualmente esse formato é o mais usado em computadores pessoais. [7]

A seguir veremos as especificações da fonte ATX e depois faremos um estudo geral sobre o circuito utilizado nela.

3.1. Especificações

O formato ATX já passou por várias revisões e está atualmente na versão 2.2. Ele especifica o layout da montagem, o formato dos conectores, a cor e bitola dos fios, as tensões fornecidas e os sinais de controle. [8]

Os cinco tipos de tensão essenciais na fonte ATX são:

- +12V – usada em dispositivos que tenham motores, como HDDs, *drivers* de CD ou DVD;
- +5V – utilizada na alimentação de *chips*, como processadores, *chipsets* e módulos de memória;
- +3,3V – usada por *chips*, principalmente o processador, reduzindo o consumo de energia;
- -5V – aplicada em dispositivos periféricos, como teclado e *mouse*;
- -12V – utilizada na alimentação de barramentos de comunicação, como o antigo ISA.

Existem também outros três sinais complementares: +5VSB, PS_ON e Power_OK.

O sinal +5VSB é uma tensão de 5V que alimenta alguns circuitos da placa mãe ininterruptamente, desde que a fonte esteja ligada a rede elétrica. Ela é uma tensão de *standby*.

O sinal PS_ON é controlado pela placa mãe. Ele é um sinal TTL que comunica à fonte quando ela deve ligar e desligar. Quando a placa mãe deixa esse sinal em nível lógico alto a fonte fica desligada e quando ela mantém o sinal em nível lógico baixo a fonte permanece ligada. O botão para ligar o microcomputador então é ligado a placa mãe, que repassa esse comando a fonte. Isso permite também que o computador seja ligado e desligado via software, via modem ou via rede.

O sinal Power_OK existe para fonte indicar a placa mãe que está funcionando

com tensões aceitáveis, sem risco de danificar nenhum componente do microcomputador. Caso esse sinal não exista ou seja interrompido, normalmente o computador desliga para se proteger. [7]

A tolerância para as tensões fornecidas estão listadas na Tabela 1. [8]

Tensão	Tolerância
+12V	±5%
+5V	±5%
+3,3V	±5%
-5V	±10%
-12V	±10%
+5VSB	±5%

Tabela 1: Tolerância das tensões de saída da especificação ATX 2.2.

A potência que uma fonte para microcomputador deve entregar varia muito dependendo dos componentes de *hardware* que o compõe. Os componentes que contribuem mais significativamente são os processadores, as memórias, as placas ligadas aos *slots* de expansão, os periféricos internos (como HDDs, drives de CD e de DVD) e as placas gráficas avançadas.

A especificação ATX lista recomendações para a distribuição de potência de fontes de 180W à 450W. Na Figura 8 abaixo, vemos essa distribuição para uma fonte com 220W de potência.

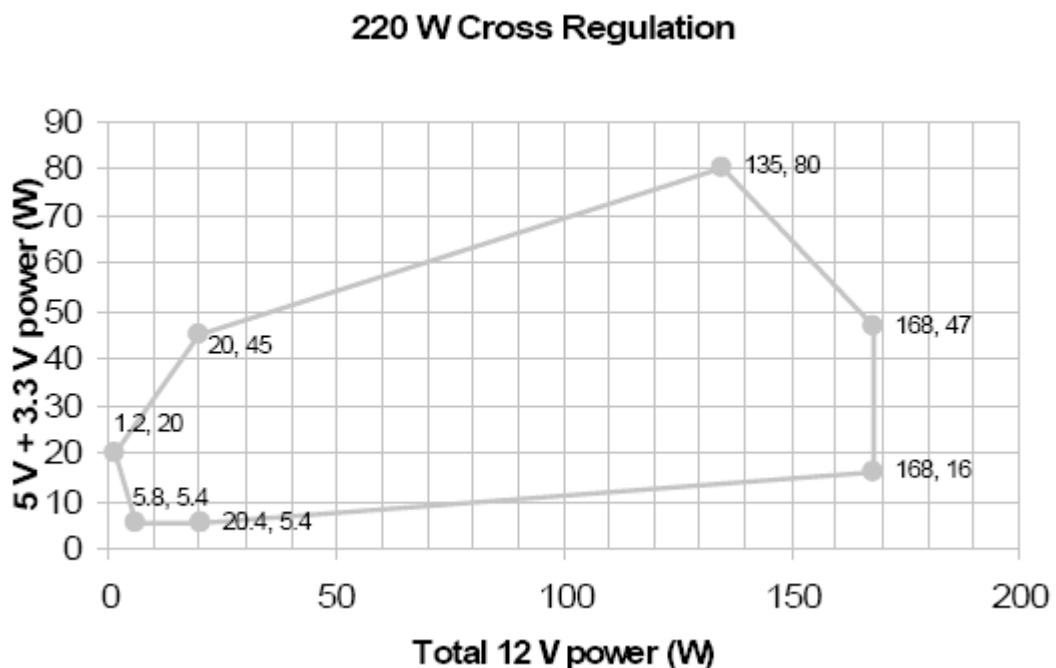


Figura 8: Distribuição de potência em uma fonte de 220W.

Para a mesma fonte de 220W de potência temos uma distribuição de corrente estabelecida na Tabela 2, respeitando a distribuição de potência anterior. A corrente de pico pode durar até 17s, mas não mais que uma vez por minuto.

Tensão	Corrente Mínima (A)	Corrente Máxima (A)	Corrente de Pico (A)
+12V	0,6	14	16
+5V	0,2	14	-
+3,3V	0,1	13	-
-12V	0	0,3	-
+5VSB	0	2	2,5

Tabela 2: Distribuição de corrente em uma fonte de 220W.

A especificação também lista o consumo na prática de uma fonte de 220W de potência em três modos de funcionamento: leve, típico e pesado. Podemos vê-lo na Tabela 3. [9]

Consumo	+12V	+5V	+3,3V	-12V	+5VSB
Pesado (A)	11,8	8,3	7,7	0,3	1,7
Típico (A)	5,9	4,2	3,9	0,1	0,8
Leve (A)	2,4	1,7	1,5	0,1	0,3

Tabela 3: Consumo de corrente em uma fonte de 220W.

Com essas especificações essenciais é possível estabelecer os parâmetros necessários para projetar a fonte CC-CC.

3.2. Estudo

O circuito de uma fonte ATX é uma fonte chaveada CA-CC, que é alimentada pela rede elétrica e fornece as tensões necessárias para o funcionamento do microcomputador.

Vamos então analisar o diagrama de uma fonte ATX de 200W que pode ser observado no **Anexo 1**. Ela é composta de um conversor, nesse caso CA-CC, e um circuito de controle.

O primeiro ponto importante que devemos observar é que o primário do conversor está totalmente isolado do secundário e do circuito de controle por transformadores, que transmitem tanto potência quanto sinais de controle.

O conversor CA-CC é formado por um retificador seguido de uma fonte chaveada, na qual foi utilizada a topologia meia-ponte.

O sinal de entrada que vem da rede elétrica passa por um filtro LC, formado

por T1, T5 e C2 a C4, e em seguida é retificado em onda completa por uma ponte de diodos, D21 a D24, com um filtro capacitivo formado por C5 e C6. O sinal que sai do retificador possui um nível CC, mas com uma alta tensão de *ripple*. Esse sinal será então chaveado e passará pelo transformador T3 para entregar a potência desejada ao secundário.

O primário do transformador T3 só tem um enrolamento, sendo que uma de suas extremidades está ligada no meio do divisor capacitivo formado por C5 e C6 através de C7, a outra extremidade está ligada através do enrolamento de T2 entre dois transistores, Q1 e Q2, que trabalham como chaves em intervalos alternados. Quando Q1 está conduzindo, metade da tensão de entrada é aplicada ao enrolamento, já quando Q2 conduz a mesma tensão é aplicada ao enrolamento mas com a polaridade invertida.

O secundário do transformador tem quatro enrolamentos. A tomada central é o terra, as outras duas tomadas intermediárias são usadas para gerar as tensões mais baixas e as extremidades são usadas para gerar as tensões mais altas. Podemos observar que para as tensões positivas o diodo é colocado de forma a conduzir na direção do transformador para carga e que para as tensões negativas o diodo conduz da carga para o transformador. É interessante notar também que todos os indutores do filtro LC antes da saída estão acoplados, assim equilibrando a filtragem de todas as saídas e distribuindo o ruído gerado em alguma das saídas por todas elas.

Enquanto as tensões +12V, +5V, -5V e 12V são geradas diretamente a partir dos enrolamentos do transformador numa topologia abaixadora de tensão, a tensão de 3,3V é gerada de um modo diferente. Uma das tomadas intermediárias do secundário de T3 é ligada diretamente ao diodo de retificação D e a outra tomada intermediária é ligada ao indutor L6 e depois ao diodo D29. Então essa parte do circuito só difere do retificador de +5V pelo indutor L6. Esse indutor se opõe a variação de corrente em metade do ciclo de trabalho, gerando uma tensão de saída menor. Essa saída também é monitorada por um circuito separado de estabilização de tensão, cujo cerne é o TL431C, que é um regulador de precisão *shunt* com tensão ajustável. Ele é montado de modo a manter a tensão da saída estável em 3.3V.

O circuito de controle é alimentado por uma fonte secundária de baixa potência que também é isolada da rede elétrica através do transformador T6. Seu componente central é o integrado TL494, que é um circuito integrado que incorpora todas as funções necessárias na construção de um circuito de controle PWM. Seu diagrama de blocos está representado na Figura 9.

As tensões de saída +12V e +5V passam pelo divisor resistivo formado por R25, R26, R20 e R21 e o meio desse divisor é ligado a porta não inversora do amplificador de erro do TL494, pino 14. A tensão de referência de 5V gerada pelo TL494 passa pelo divisor resistivo formado por R19 e R24 e o meio desse resistor é ligado a porta inversora do amplificador de erro, pino 2. Então, a porta inversora através da associação em série de R18 e C1 é ligada ao *feedback* do TL494 para estabelecer um ganho para o amplificador de erro. Assim o TL494 monitora as tensões de saída e ajusta a largura de pulso de acordo com a potência requerida.

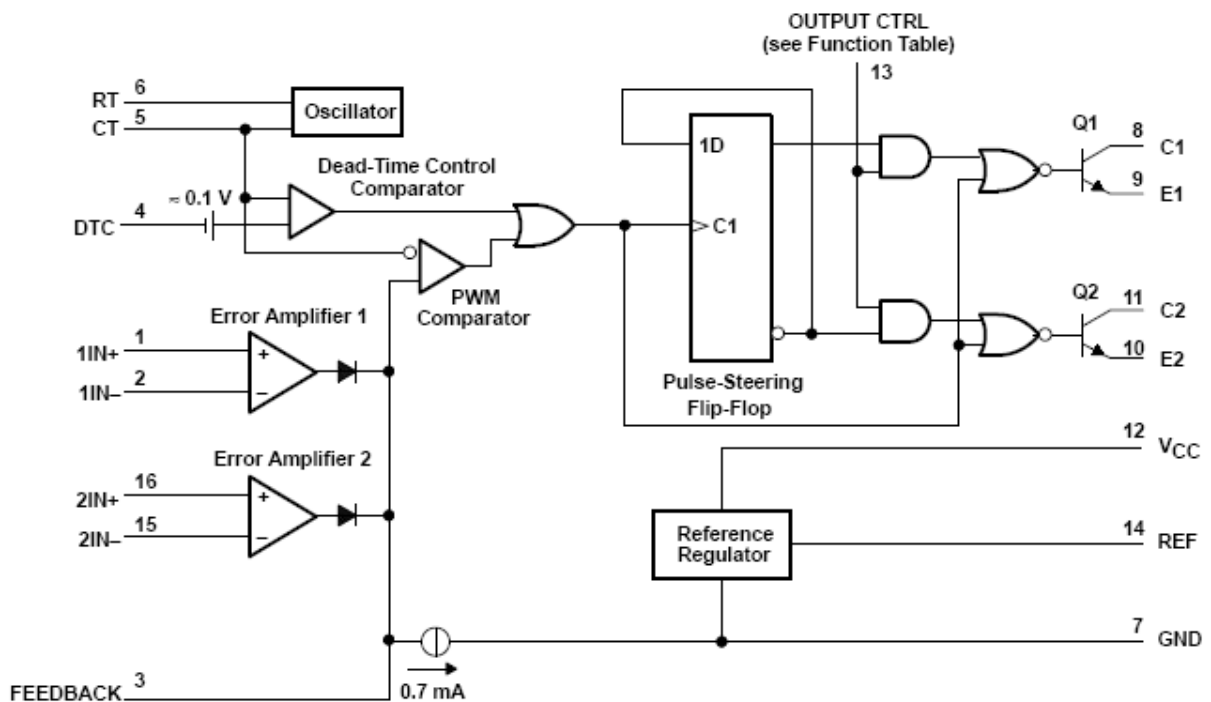


Figura 9: Diagrama de blocos funcional do circuito integrado TL494.

Os dois transistores de saída do TL494 estão funcionando em intervalos alternados, já que o controle de saída está ligado na tensão de alimentação. Seus emissores estão aterrados e seus coletores estão ligados a uma tensão fornecida pela fonte secundária através dos resistores R13 e R14. Então quando o transistor está cortado a tensão no coletor é igual a tensão fornecida e quando o transistor está saturado a tensão no coletor é igual a sua tensão de saturação. Os coletores estão ligados também a um circuito que transmitirá esse sinal de controle através do transformador T2 às bases dos transistores de chaveamento do conversor CA-CC.

Três outros grandes blocos do circuito de controle são o circuito de *standby*, o circuito de sobretensão e o circuito de *powergood*.

O circuito de *standby* envolve os sinais +5VSB e PS_ON. Para gerar o sinal +5VSB para placa mãe, existe um regulador linear de tensão, o integrado 78L05, que está ligado a fonte secundária e fornece uma tensão de saída de 5V. Se a placa mãe quer a fonte desligada então ela mantém o sinal PS_ON em +5V, isso faz com que o circuito de *standby* coloque um sinal igual ou maior que 2,8V no controle de tempo morto, assim, levando o tempo morto a 100% e mantendo os transistores de saída do TL494 em corte. Quando a placa mãe mantém PS_ON em 0V o circuito de *standby* coloca uma tensão entre 0V e 2,8V no controle de tempo morto, assim, permitindo o funcionamento do TL494 com um tempo morto entre 4% e 100% determinado.

O circuito de sobretensão recebe o sinal de todas as tensões de saída da fonte, ou seja, +12V, +5V, +3,3V, -5V e -12V, e se alguma delas estiver fora dos valores normais de operação então ele atua no controle de tempo morto da mesma forma que o circuito de *standby*.

O circuito de *powergood* é responsável pelo sinal Power_OK. Ele é formado

basicamente por um comparador de tensão, o integrado LM393, que gera um sinal para placa mãe quando as tensões de saída estão estabilizadas e dentro dos limites estabelecidos.

4. Fonte Ininterrupta para Microcomputadores

O uso de fontes alternativas de energia, em pequena escala, nos leva ao uso de baterias para armazenamento. As baterias mais comuns e de preço acessível, no Brasil, são as baterias automotivas chumbo-ácidas, de 12V e capacidade em torno de 50Ah.

No sítio do meu pai, toda a iluminação da casa é baseada em fontes alternativas de energia: solar fotovoltaica e micro-micro-hidroelétrica. Assim, em período anterior, na cadeira Projeto Integrado, fiz um controlador de carga e consumo para energia solar. E agora, vem este projeto de uma fonte ATX para ligar um micro comum diretamente nos 12V do banco de baterias. Para tornar o projeto um pouco mais independente, ele pode ter uma bateria própria e esta ser carregada da rede elétrica convencional. É claro que o consumo de um micro comum, e não um *laptop*, é muito alto para uso contínuo com fontes alternativas. Mas serve como experiência em fontes chaveadas, uma parte cada vez mais importante dentro da área de fontes alternativas, pois assim começo a ganhar experiência na área de fontes alternativas de energia, um ramo onde a eletrônica é fundamental para um melhor aproveitamento da energia gerada.

A idéia do projeto é converter a energia de uma rede de alimentação de 127V CA para carregar um banco de baterias de 12V usando um conversor CA-CC e em seguida converter a energia do banco de baterias nas tensões fornecidas por uma fonte de alimentação convencional de um microcomputador (12V, 5V, 3,3V, -5V e -12V) usando um conversor CC-CC.

Fica claro então que o projeto está dividido em duas grandes partes independentes: o conversor CA-CC e o conversor CC-CC. Essas partes serão descritas nas seções a seguir.

4.1. Conversor CC-CC

O conversor CC-CC será a parte do projeto responsável por gerar as tensões, +12V, +5V, 3,3V, -5V e -12V, para os componentes do microcomputador sendo alimentada pelo banco de baterias.

Ao invés de usar um único transformador para gerar todas as tensões de saída, escolhi gerar as tensões +12V e -12V com um transformador e as outras tensões com outro transformador. Isso nos leva a mais uma divisão no projeto que facilita o controle das tensões de saída mesmo ocorrendo um desbalanceamento na potência requerida pelas cargas.

Usaremos como controlador o integrado TL494, que é muito versátil e faz um ótimo trabalho englobando todos os blocos necessários para o controle num único integrado.

4.1.2. Conversor CC-CC com as Saídas +12V e -12V

Antes de começar o projeto é importante reunir as especificações da fonte.

A entrada do conversor estará ligada a um banco de baterias de 12V, mas essa tensão pode variar de acordo com a carga e descarga do mesmo, então iremos considerar que a tensão de entrada está entre 11V e 15V.

As tensões de saída deverão ser +12V com tolerância de $\pm 5\%$ e -12V com tolerância de $\pm 10\%$, o que nos leva a duas faixas, uma entre 11,4V e 12,6V e outra entre -10,8V e -13,2V.

A meta do projeto é se equiparar com uma fonte ATX de 220W de potência e atender sua distribuição de carga recomendada. Então a tensão de +12V tem que sustentar uma corrente de 0,6A até 14A, com possíveis picos de 16A por cerca de 17s a cada 1 minuto. Já a tensão de -12V deve ser capaz de prover até 0,3A.

A topologia usada para esse conversor será a *push-pull*, que está descrita na seção 2.3..

4.1.2.1. Projeto

Dois peças importantes que faltam ser definidas são o transistor e o diodo.

Decidi usar como chave o MOSFET devido a experiência com o mesmo na cadeira Projeto Integrado. Para essa aplicação seria ideal usar um MOSFET com a menor resistência de condução possível, $R_{DS(on)}$. Existem MOSFETS com $R_{DS(on)}$ na faixa de $4m\Omega$ à $10m\Omega$, mas infelizmente não é fácil de encontrá-los a venda aqui. Então o melhor que achei foi o IRF3710 que possui $R_{DS(on)}$ de $23m\Omega$, quando uma tensão de 10V é aplicada entre o *gate* e o *source*, V_{GS} .

A saída tem que fornecer no máximo $16A + 0,3A = 16,3A$, mas como a corrente puxada a cada pulso depende da relação de espiras, teremos que fazer uma estimativa. Como a tensão no primário é $V_{CC} - V_T$ e a tensão no secundário sofre uma queda de tensão no diodo antes de chegar na saída, uma boa estimativa seria que a tensão tem que ser elevada em 50%, ou seja, $N1/N2 = 1/1,5 = 0,67$.

A corrente no pulso será $16,3/0,67 \approx 25A$. Sabendo também $R_{DS(on)}$, podemos calcular a queda de tensão no MOSFET como sendo $V_T = 0,023 \cdot 25 \approx 0,6V$.

O diodo para retificação do sinal no secundário do transformador precisa ser um diodo rápido que consiga conduzir os pulsos de corrente que passam para carga e que suporte a tensão reversa.

Para tensão de +12V o diodo tem que suportar conduzir 16A, foi escolhido o MBR3045, que já vem num invólucro contendo dois diodos com seus catodos em curto. Para a tensão de -12V o diodo tem que suportar conduzir 0,3A, foi escolhido o FEP16DTA, que vem num invólucro contendo dois diodos com seus anodos em curto. Ambos tem uma queda de tensão em condução de 0,6V.

Como a topologia é *push-pull*, então o TL494 trabalhará gerando pulsos

alternados em sua saída. O ciclo máximo de trabalho segundo sua especificação está entre 45% e 50%. Para dar uma folga vamos considerar o ciclo máximo como 40%. A frequência de operação escolhida é de 50kHz.

Com as especificações estabelecidas podemos começar o cálculo dos componentes.

Primeiro vamos definir a relação de espiras necessária para o transformador. Temos que:

$$n = \frac{2\alpha_{MAX} (V_{CCMIN} - V_T)}{V_S + V_D}$$

$$n = \frac{2 \cdot 0,4 \cdot (11 - 0,6)}{12 + 0,6}$$

$$n \approx 0,66$$

Considerando a corrente mínima da saída como 1A, podemos determinar um limite mínimo para o valor do indutor como:

$$L \geq \frac{(V_S + V_D)(V_{CCMAX} - V_T - n)}{2I_{SMIN} f (V_{CCMAX} - V_T)}$$

$$L \geq \frac{(12 + 0,6)(15 - 0,6 - 0,66)}{2 \cdot 1 \cdot 50000 \cdot (15 - 0,6)}$$

$$L \geq 120 \mu H$$

Para tensão de saída vamos estabelecer um $V_{ripple} = 10mV$, assim é possível estabelecer um valor mínimo para o capacitor como:

$$C_S \geq \frac{V_{CCMAX} - V_T - nV_D}{4 \pi^2 f^2 n L V_{ripple}}$$

$$C_S \geq \frac{15 - 0,6 - 0,66 \cdot 0,6}{4 \pi^2 \cdot 50000^2 \cdot 0,66 \cdot 120 \times 10^{-6} \cdot 0,01}$$

$$C_S \geq 179 \mu F$$

$$C_{S \text{ Comercial}} = 220 \mu F$$

Vamos calcular agora os limites de operação dos diodos e do MOSFET.

A tensão reversa no diodo pode ser calculada como:

$$V_{REV} = 2 \left(\frac{V_{CCMAX} - V_T}{n} \right) - V_D$$

$$V_{REV} = 2 \left(\frac{15 - 0,6}{0,66} \right) - 0,6$$

$$V_{REV} \approx 43V$$

A corrente máxima de condução do diodo é dada por:

$$I_{MAX} = I_{SMAX} + \frac{V_S + V_D}{2 L f}$$

$$I_{MAX} = 16 + \frac{12 + 0,6}{2 \cdot 120 \times 10^{-6} \cdot 50000}$$

$$I_{MAX} \approx 17A$$

O MBR3045 suporta tensão reversa de até 45V e corrente de pico repetitiva de 30A. O FEP16DTA suporta tensão reversa de até 200V e corrente média de condução de 16A, ou seja, muito superior a corrente de 0.3A dessa saída.

A corrente média do pulso no MOSFET é:

$$\bar{I}_T = \frac{I_{SMAX}}{n} = \frac{16,3}{0,66} \approx 24,7 A$$

A corrente máxima do pulso no MOSFET pode ser calculada como:

$$I_{TMAX} = \frac{I_{SMAX}}{n} + \frac{V_S + V_D}{2 n L f}$$

$$I_{TMAX} = \frac{16,3}{0,66} + \frac{12 + 0,6}{2 \cdot 0,66 \cdot 120 \times 10^{-6} \cdot 50000}$$

$$I_{TMAX} \approx 26,3 A$$

A tensão máxima no MOSFET quando está em corte é dada por:

$$V_{T\ CORTE} = 2 V_{CCMAX} = 2 \cdot 15 = 30V$$

O IRF3710 suporta corrente de dreno contínua de até 57A e tensão de quebra do *drain* para o *source*, $V_{DSS} = 100V$.

4.1.2.2. Controlador TL494

A freqüência de operação do TL494 será de 50kHz, mas como ele está operando no modo *push-pull* então a freqüência de saída é metade da freqüência de oscilação, logo a freqüência de oscilação deve ser de 100kHz. Temos que:

$$F_{OSC} \approx \frac{1,1}{R_2 C_3}$$

Então escolhendo um resistor de 12kΩ e um capacitor de 1nF:

$$F_{OSC} \approx \frac{1,1}{12000 \cdot 1 \times 10^{-9}} \approx 100kHz$$

O controle de saída fica ligado a tensão de 5V de referência do TL494 para indicar a operação no modo *push-pull*.

Um dos amplificadores de erro tem suas duas entradas aterradas, já que não será utilizado. O outro amplificador de erro está montado como mostra a Figura 10.

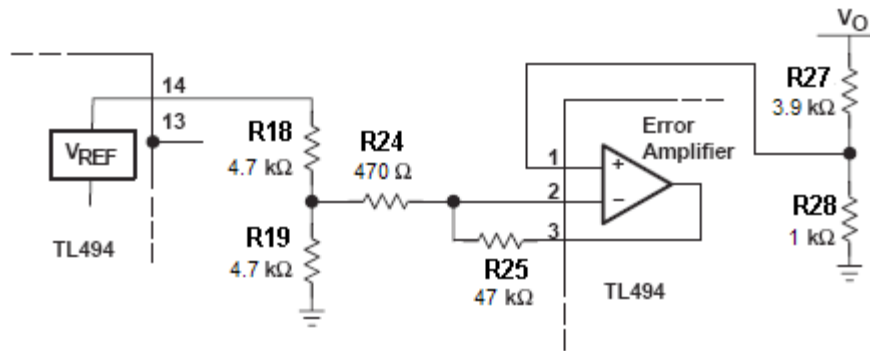


Figura 10: Amplificador de erro da tensão de saída de 12V.

Sua entrada não inversora ligada no meio do divisor resistivo formado pelos resistores R27 e R28, que dividem a tensão de saída de 12V para 2.5V. Sua entrada inversora está ligada no meio do divisor resistivo formado por R18 e R19, que divide a tensão de referência de 5V pela metade, ou seja, 2,5V. Para aumentar a estabilidade do amplificador de erro, a sua saída é realimentada negativamente pelo resistor R25, reduzindo o ganho para 100. [10]

Existindo um controle do tempo morto fica fácil implementar um circuito de *soft start*. Ele previne surtos de corrente ao ligar a fonte e protege contra falsos sinais enquanto o circuito é conectado à alimentação. O circuito pode ser observado na Figura 11. [10]

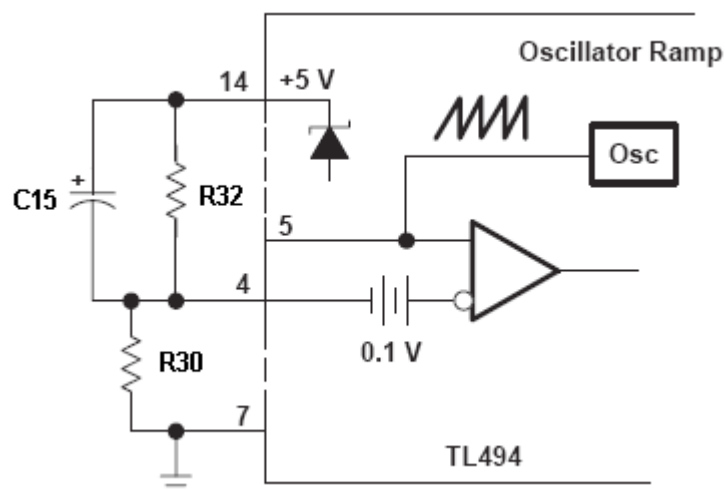


Figura 11: Circuito de soft start.

Ele funciona da seguinte maneira. Inicialmente o capacitor C15 força o controle de tempo morto a seguir a tensão de 5V da referência mantendo o tempo morto em 100%, desabilitando as saídas. Enquanto o capacitor se carrega através de R6, a tensão no controle de tempo morto cai lentamente. Quando a tensão entra na faixa de 2,8V até 0V o tempo morto começa a diminuir de 100% até 4%, que é o tempo morto mínimo. [10]

O valor do capacitor C15 é calculado da seguinte maneira:

$$C_{15} = \frac{\text{tempo de soft start}}{R6}$$

Escolhendo o tempo de *soft start* como 100 ciclos e arbitrando um resistor de 1kΩ, temos:

$$C_{15} = \frac{20 \mu s \cdot 100}{1000} = 2 \mu F$$

Para dar uma folga adicional escolhi um capacitor de 3,3μF.

As saídas do controlador têm o coletor ligado à alimentação do mesmo e o emissor ligado ao terra através de um resistor, ou seja, quando o transistor satura temos a tensão $V_{CC} - V_{CE}$ no seu emissor e quando o transistor corta temos zero volts no seu emissor.

No MOSFET existem as seguintes capacitâncias parasitas: C_{GS} entre o *gate* e o *source*, C_{GD} entre o *gate* e o dreno e C_{DS} entre o dreno e o *source*. Define-se como capacitância de entrada $C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$. Então para estabelecer uma tensão V_{GS} , ou seja, fazer o MOSFET conduzir, é necessário antes carregar esse “capacitor”. No IRF3710 temos $C_{ISS} = 3130 pF$.

A corrente fornecida na saída do controlador é limitada a 250mA, então foi necessário implementar um *driver* para o MOSFET. Esse *driver*, apresentado na Figura 12, é composto pelos transistores Q1 e Q2 e o resistor R34. Quando o transistor de saída do controlador satura, Q1 também satura e fornece um pulso de corrente para carregar rapidamente a capacitância de entrada do MOSFET. E quando o transistor de saída do controlador corta, Q2 satura e descarrega rapidamente C_{ISS} , colocando o MOSFET em corte.

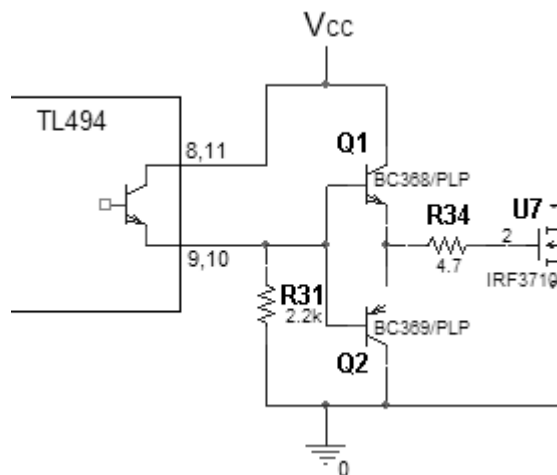


Figura 12: Driver para o MOSFET.

Outro detalhe importante é que a entrada do conversor *push-pull* gera muito ruído devido ao chaveamento em sua entrada e a sua entrada está ligada a bateria. Então para o TL494 funcionar sem problemas, sua alimentação não pode ser ligada diretamente a bateria, é necessário um filtro passa baixas para eliminar o ruído de alta frequência. Para isso foi utilizado um filtro RC, que pode ser observado na Figura 13.

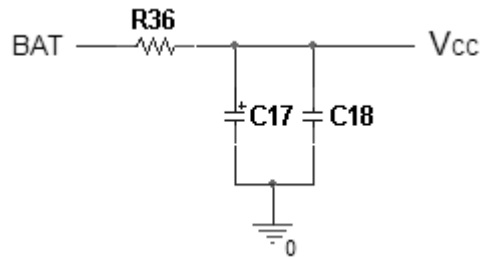


Figura 13: Filtro de alimentação para o TL494.

Nota-se que foram usados dois capacitores em paralelo no filtro RC. A explicação disso é porque o capacitor eletrolítico C17, que é quem dita a frequência de corte, devido a forma como é construído acaba perdendo parte da atenuação conforme a frequência cresce, então o capacitor cerâmico C18 ajuda a atenuar nessas frequências mais altas. A frequência de corte é dada então por:

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R_{36} C_{17}}$$

O resistor R36 deve ser pequeno para causar a menor queda de tensão possível. O capacitor C17 deve ser tal que a frequência de corte seja menor que a frequência de operação, 50kHz, uma boa meta seria 100Hz. O capacitor C18 deve ser tal que sua frequência de corte comece a atenuar em torno de 10kHz.

4.1.2.3. Simulação

O circuito do conversor CC-CC com as saídas +12V e -12V simulado pode ser observado no **Anexo 2**.

Os dois indutores dos filtros LC de saída foram acoplados, sendo que um no sentido oposto do outro, do mesmo modo como foi feito na fonte ATX estudada e do mesmo modo como será feito na montagem, já que os dois serão enrolados no mesmo toróide.

O circuito de *soft start* formado por C15, R30 e R32, ao invés de estar ligado a tensão de 5V de referência do TL494, está ligado a uma fonte de pulso de tensão, que em 1ns de simulação estabelece sua tensão em 5V e fica assim durante um tempo muito maior do que o de simulação. Isso foi feito porque quando o circuito era ligado à tensão de referência, o capacitor C15 começava a simulação já carregado, assim, eliminando o efeito do *soft start*.

Os indutores L12, L13, L14 e L15 estão todos acoplados, devendo ser vistos como um transformador com dois enrolamentos no primário e dois enrolamentos no secundário. Seus valores obedecem a relação de espiras ao quadrado calculada no projeto.

Como não havia um modelo para o diodo FEP16DTA ser simulado, ele foi substituído pelo MBR1045, que suporta tensão reversa de até 45V e corrente média de condução de 10A.

Um detalhe observado nas primeiras simulações foi que sempre que o MOSFET cortava, a tensão V_{DSS} subia até ultrapassar os 100V, fazendo com que o MOSFET conduzisse quando deveria estar cortado. Isso ocorre porque a indutância do transformador tenta forçar a corrente a continuar circulando. Para resolver esse problema foi colocado um *snubber* em paralelo com cada enrolamento do primário. Um formado pelo diodo D16, o capacitor C11 e o resistor R22 e o outro formado por D17, C12 e R23. Quando o MOSFET corta, o *snubber* garante uma passagem para corrente de modo que a tensão não suba o suficiente para ultrapassar V_{DSS} .

O diodo escolhido para o *snubber* foi o UF5404, que é um diodo de chaveamento ultra rápido que suporta uma corrente média de condução de 3A e corrente de pico reversa de 400V. Como não havia um modelo para simulá-lo, ele foi substituído pelo UF5406, cuja única diferença é suportar uma corrente de pico reversa de 600V.

A primeira simulação foi feita com uma tensão de entrada de 11V. Na saída de +12V foi colocada uma carga de $0,75\Omega$ para puxar uma corrente de 16A. Na saída de -12V foi colocada uma carga de 40Ω para puxar uma corrente de 0,3A.

Na Figura 14 temos em laranja a tensão no controle de tempo morto, que decai conforme o capacitor é carregado. Em azul temos a tensão na saída de +12V, que estabilizou em 12,25V, ou seja, dentro do limite de tolerância. Em vermelho temos a tensão na saída de -12V, que estabilizou em -12,44V, também dentro da tolerância.

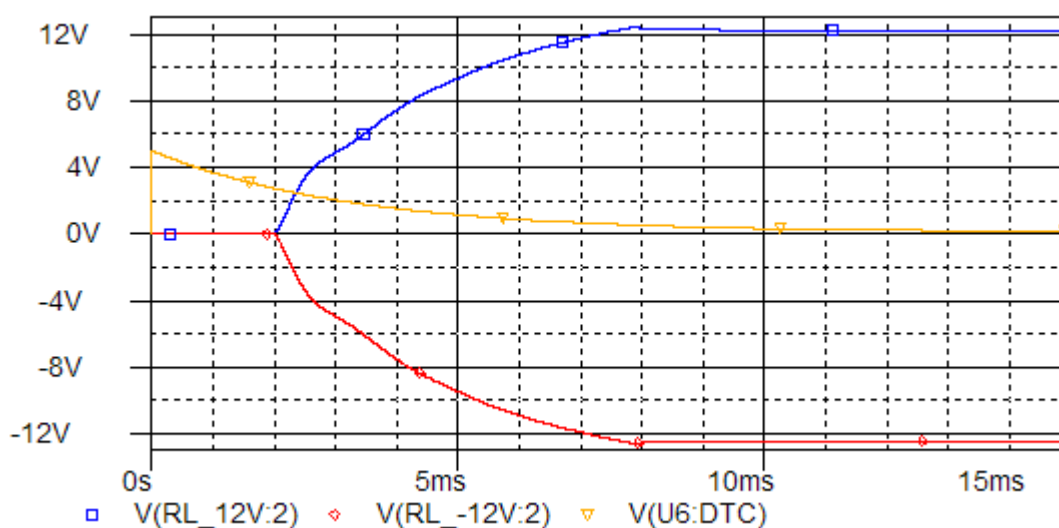


Figura 14: Tensões de saída e do controle de tempo morto.

A tensão de *ripple* ficou dentro do esperado, 10mV, e pode ser observada na Figura 15.

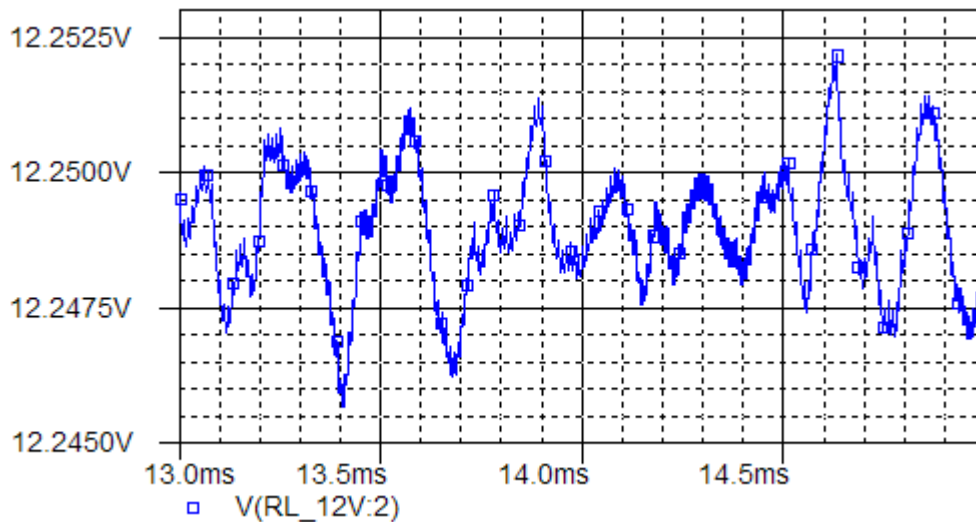


Figura 15: Tensão de ripple na saída +12V.

Na Figura 16 vemos a corrente nos drenos dos dois MOSFETs. O ciclo de trabalho é de aproximadamente 45%. A corrente média no pulso é de 24A, estando próximo aos 24,7A calculados. A corrente máxima, que ocorre no fim do pulso, é de 25A, ficando um pouco abaixo dos 26,3A calculados.

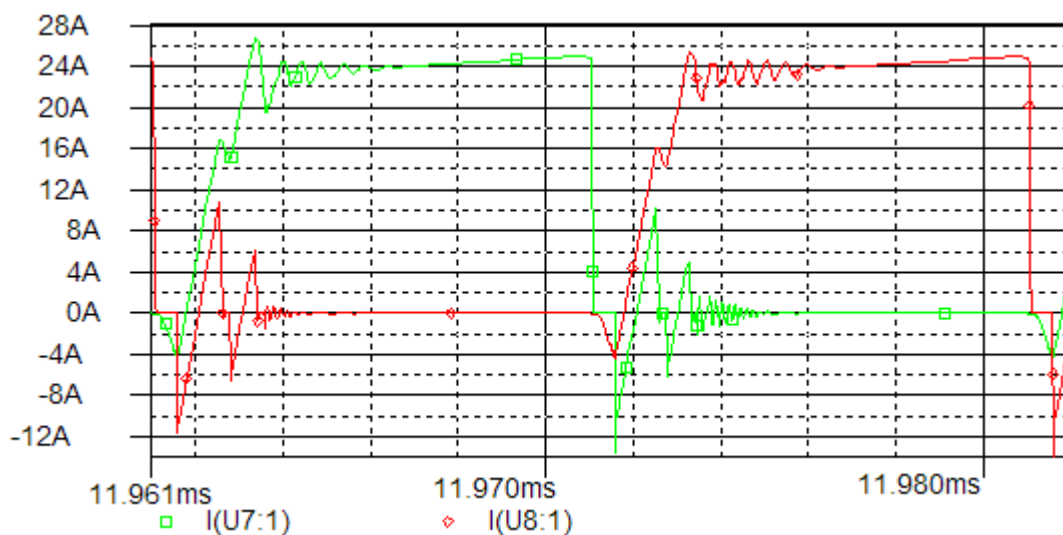


Figura 16: Corrente no dreno dos MOSFETs.

A partir da Figura 17 podemos verificar que a corrente máxima no diodo MBR3045 é de 15,5A, ficando um pouco abaixo dos 17A calculados. Podemos observar também que durante o tempo morto os dois diodos conduzem ao mesmo tempo, como o esperado, um passando cerca de 5,5A e o outro cerca de 10A. A soma dessas duas correntes dá próxima aos 16A de saída.

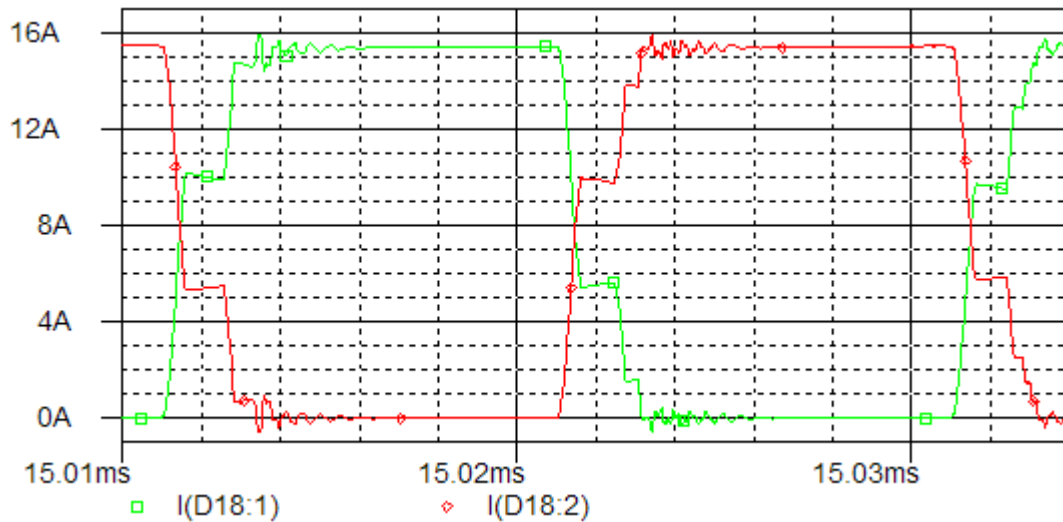


Figura 17: Corrente nos dois anodos do diodo retificador da saída de +12V.

Agora, mudamos a tensão de entrada para 15V e mantivemos as cargas.

Observamos na Figura 18 que a tensão de +12V estabilizou em 12,25V e que a tensão de -12V estabilizou em -12,44V. Nota-se que as tensões se estabilizaram em um intervalo de tempo mais curto. Isso ocorreu porque como a tensão de entrada é maior, então o controlador gerará pulsos de chaveamento mais curtos, logo a redução do tempo morto que está ocorrendo em função o *soft start* para de influenciar mais cedo.

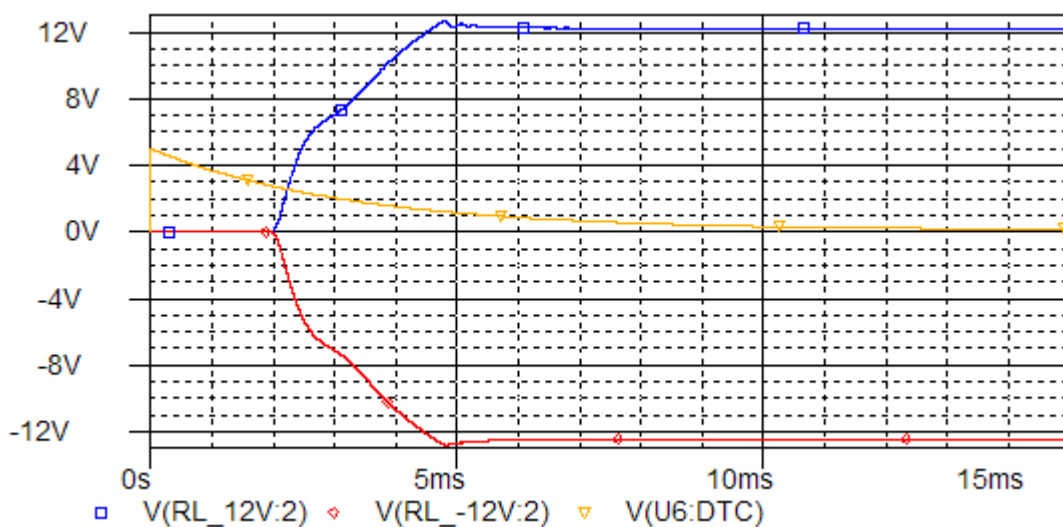


Figura 18: Tensões de saída e do controle de tempo morto.

Na Figura 19 temos que a queda de tensão nos diodos retificadores foi de 0,5V durante a condução. A tensão reversa que teve que ser suportada foi de 43V, conforme o calculado.

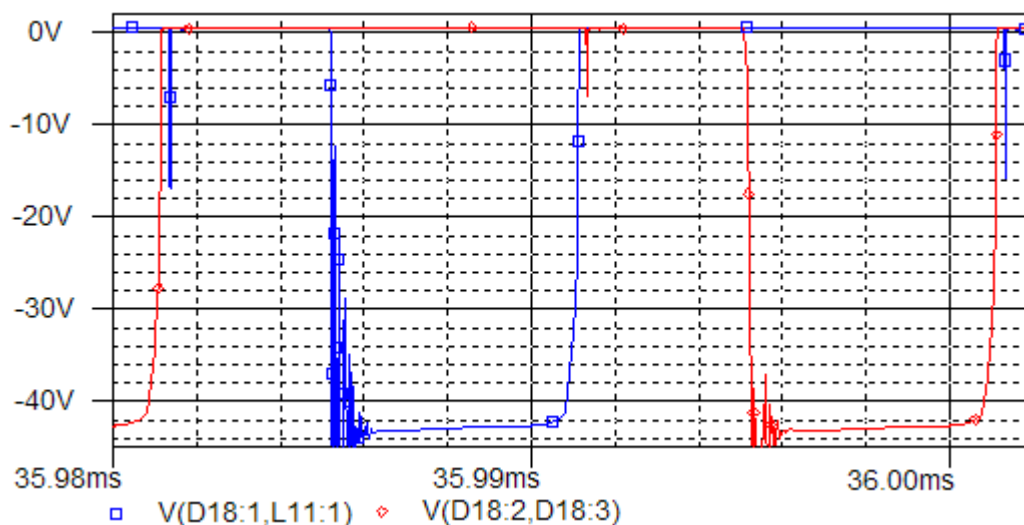


Figura 19: Queda de tensão no diodo retificador da saída de +12V.

A partir da Figura 20 podemos verificar que a tensão durante o corte do MOSFET ficou em 29,4V, pouco abaixo dos 30V calculados. A tensão de condução ficou em 0,6V. Vemos também as oscilações de tensão que ocorrem assim que o MOSFET entra em corte, que chegam até 40V, ou seja, não conseguem ultrapassar a tensão de quebra, $V_{DSS} = 100V$. É possível confirmar também que quando os dois MOSFETs estão em corte colocando o transformador em curto, a tensão em cima deles é igual a tensão de entrada, 15V.

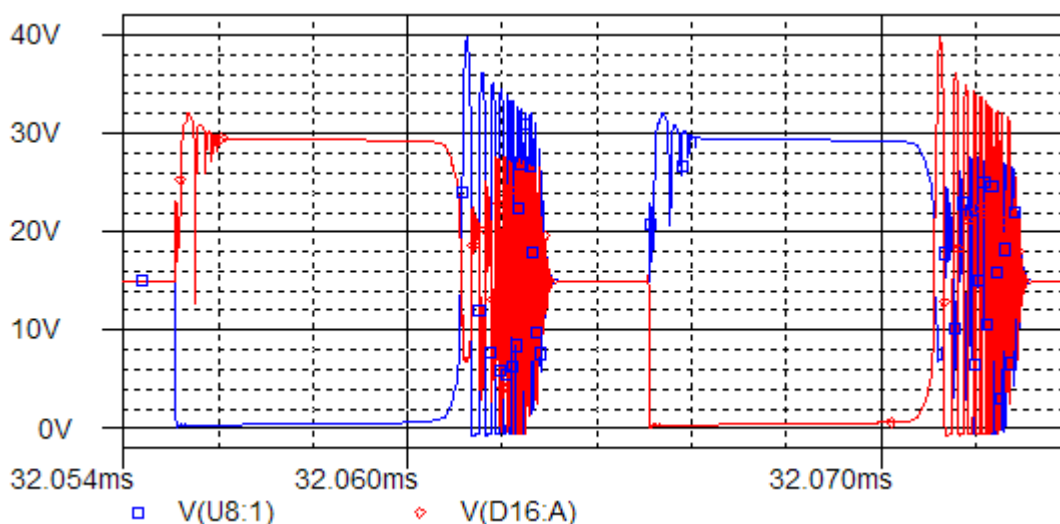


Figura 20: Tensão no dreno dos MOSFETs.

A Figura 21 mostra em verde a potência na saída +12V, que foi 200W. Em vermelho a potência RMS dissipada no MOSFET, que foi 30W. Em azul a potência RMS dissipada no diodo MBR3045, que foi 9,5W. Em laranja a potência RMS dissipada no diodo do *snubber*, que foi 7W. E em rosa a potência RMS dissipada no resistor do *snubber*, que foi 1,6W.

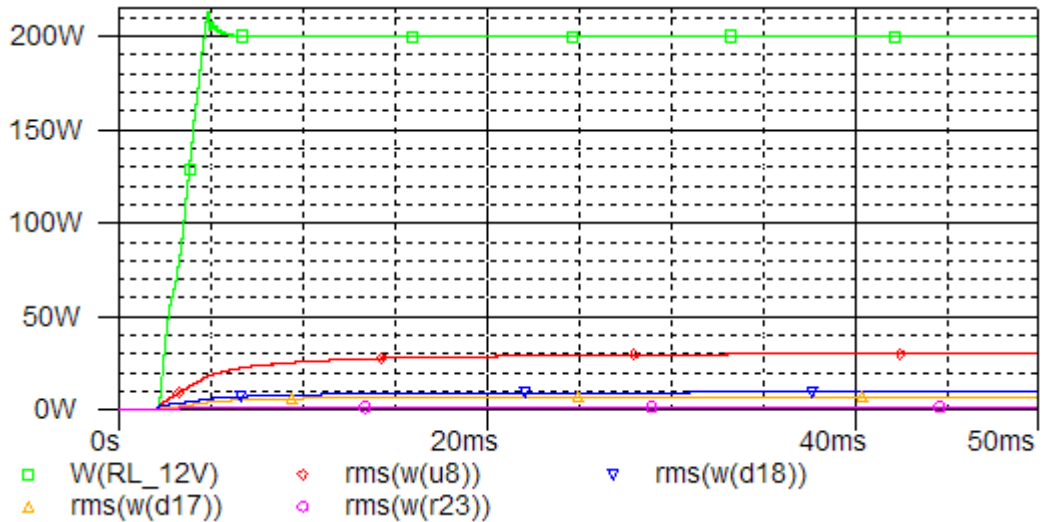


Figura 21: Potência na saída +12V e potência dissipada em alguns componentes.

Sabendo essas potências foi tomada a decisão de usar dissipadores nos MOSFETs e nos diodos de retificação. E também o uso de um resistor de 5W para o *snubber*.

4.1.2.4. Montagem e Teste

Para construção do transformador e do indutor foram aproveitados os núcleos de ferrite de algumas fontes de alimentação de computador velhas. Eles foram retirados das placas usando o ferro de solda com o auxílio de um sugador.

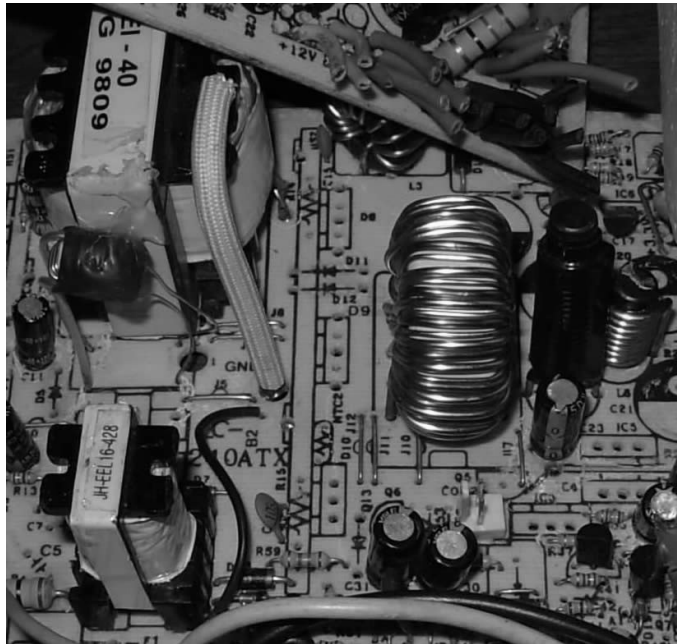


Figura 22: Fontes antigas de microcomputadores.

O transformador então foi medido com um indutímetro. O primário só tinha um enrolamento medindo 5,4mH. O secundário tinha quatro enrolamentos em série que mediam: 90 μ H, 34 μ H, 34 μ H e 90 μ H. O núcleo possuía uma seção central medindo 11mm x 8mm e comprimento de 20mm.

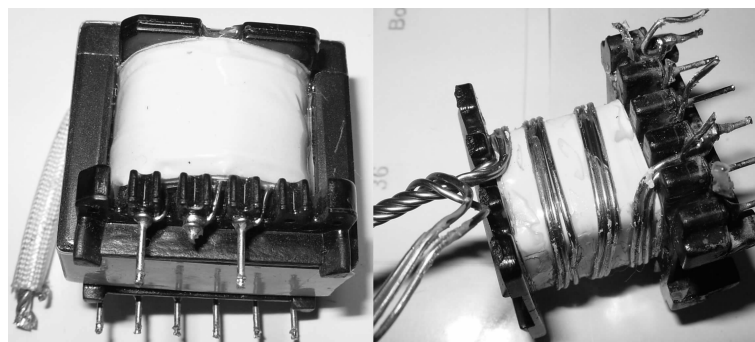


Figura 23: Transformador retirado de fonte antiga.

Em seguida, foi retirada a fita adesiva que estava fixando a peças do núcleo de ferrite e ele foi colocado em água fervendo para soltar a cola que unia as partes “E” e “I” do núcleo e o carretel. Todos os enrolamentos foram retirados.

Novos enrolamentos foram feitos no carretel usando fio esmaltado com bitola 18 AWG. Para o primário foram feitos dois enrolamentos com 4 espiras cada e para o secundário também dois enrolamentos com 6 espiras cada.



Figura 24: Transformador sendo enrolado.

Montou-se novamente o carretel no núcleo, fixando suas peças com fita adesiva. Então os enrolamentos foram medidos, resultando em $46\mu\text{H}$ em cada enrolamento do primário e $92\mu\text{H}$ em cada enrolamento do secundário.

O indutor do filtro LC de saída foi montado a partir de um toróide retirado de uma fonte antiga. Ele tinha diâmetro externo de 24mm e seção medindo 8mm x 5mm. Sua indutância era de $41\mu\text{H}$.

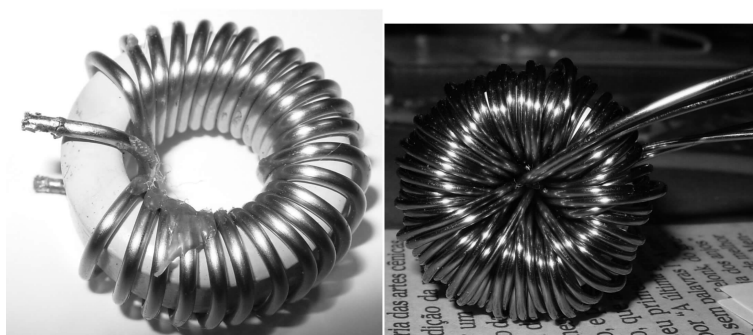


Figura 25: Toróide retirado de fonte antiga e re-enrolado.

Todo o fio do enrolamento do indutor foi retirado. Dois fios esmaltados com bitola 18 AWG foram utilizados para fazer os dois indutores acoplados dos filtros de saída LC. Após enrolado sua indutância era de $104\mu\text{H}$, estando um pouco abaixo dos $120\mu\text{H}$ calculados, mas não havia como enrolar mais espiras.

A montagem do circuito foi feita usando duas placas padrão, uma para a parte do conversor CC-CC e outra para a parte do controlador. A placa onde foi feita a montagem do conversor CC-CC teve trilhas reforçadas com fios de 2,5mm² flexível e 1,5mm² rijo.

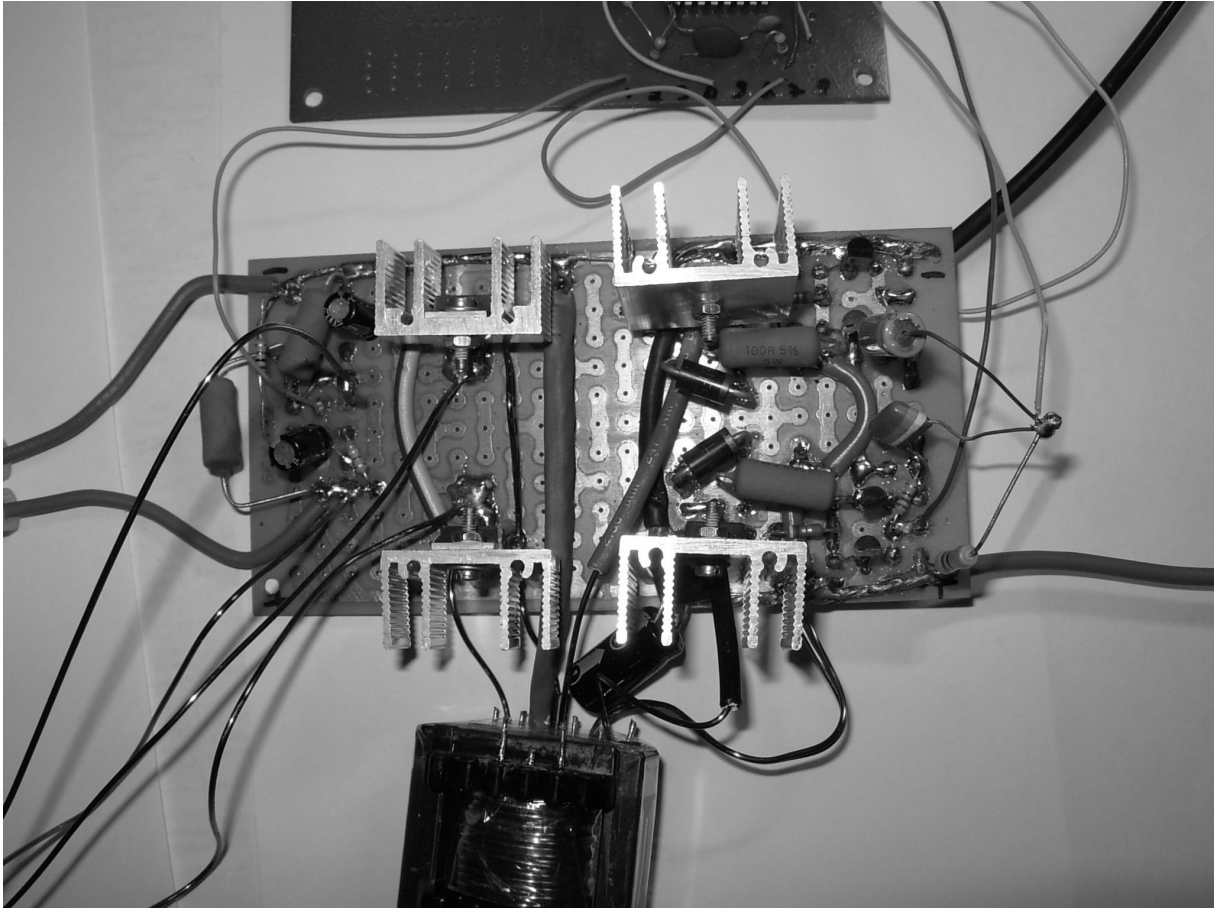


Figura 26: Conversor CC-CC com as saídas +12V e -12V.

Nas duas saídas foram colocados resistores de 100Ω/5W para mantê-las sempre com uma carga mínima.

O conversor então foi alimentado por uma bateria automotiva chumbo-ácida de 12V. Na sua saída as tensões foram abaixo das esperadas. A relação de indutância do primário para o secundário, de 46μH para 92μH, não atende a relação de espiras ao quadrado calculada. A relação deveria ser de 46μH para 106μH.

Então foi feita mais uma espira em cada enrolamento do secundário, resultando numa indutância de 140μH, assim superando a relação mínima e deixando o conversor trabalhar com um pouco mais de folga.

O conversor foi ligado a alimentação e sua saída +12V resultou em uma tensão de +11,87V. Em seguida, uma lâmpada de 50W/12V foi ligada a mesma saída e a tensão de saída se manteve em +11,87V. No osciloscópio foi possível verificar a variação no ciclo de trabalho.

Nas figuras 27 a 30 vemos as medidas no osciloscópio.

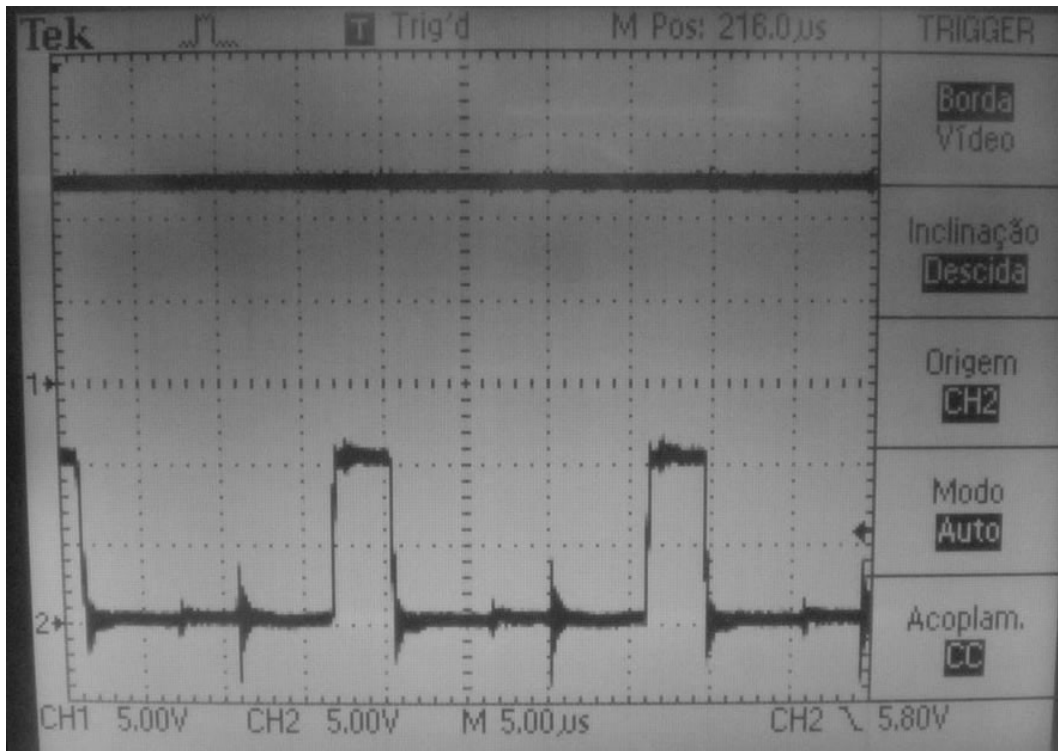


Figura 27: No canal 1 vemos a tensão de saída. No canal 2 vemos a tensão entre o gate do MOSFET.

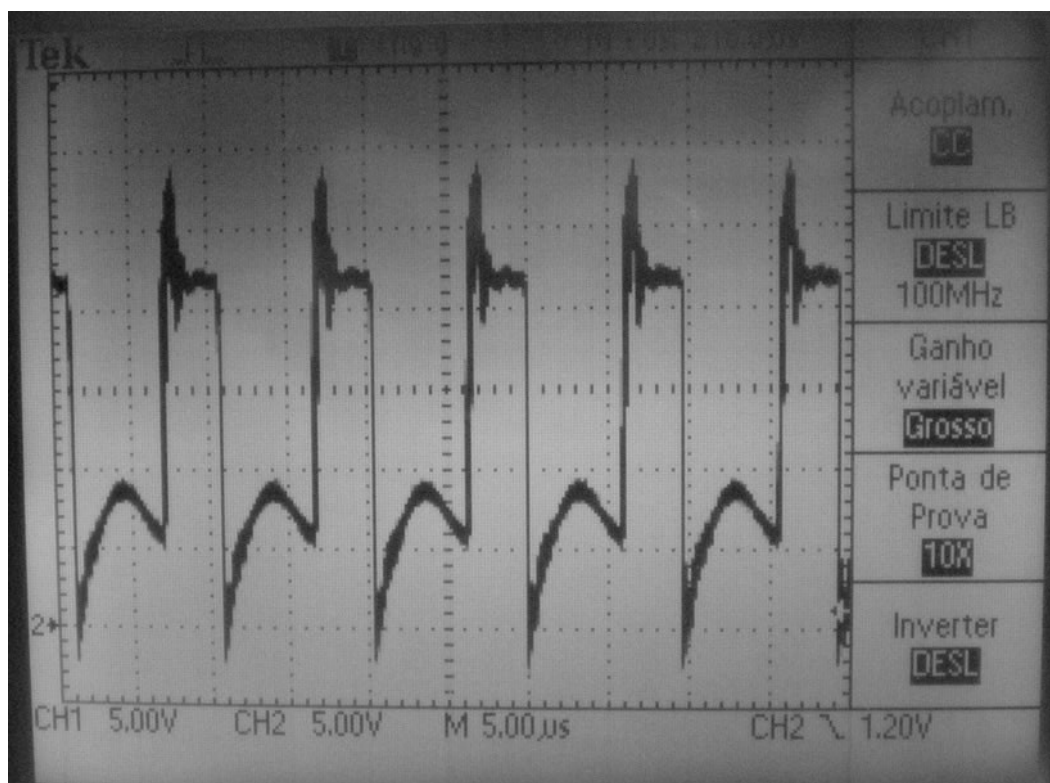


Figura 28: Tensão no dreno do MOSFET.

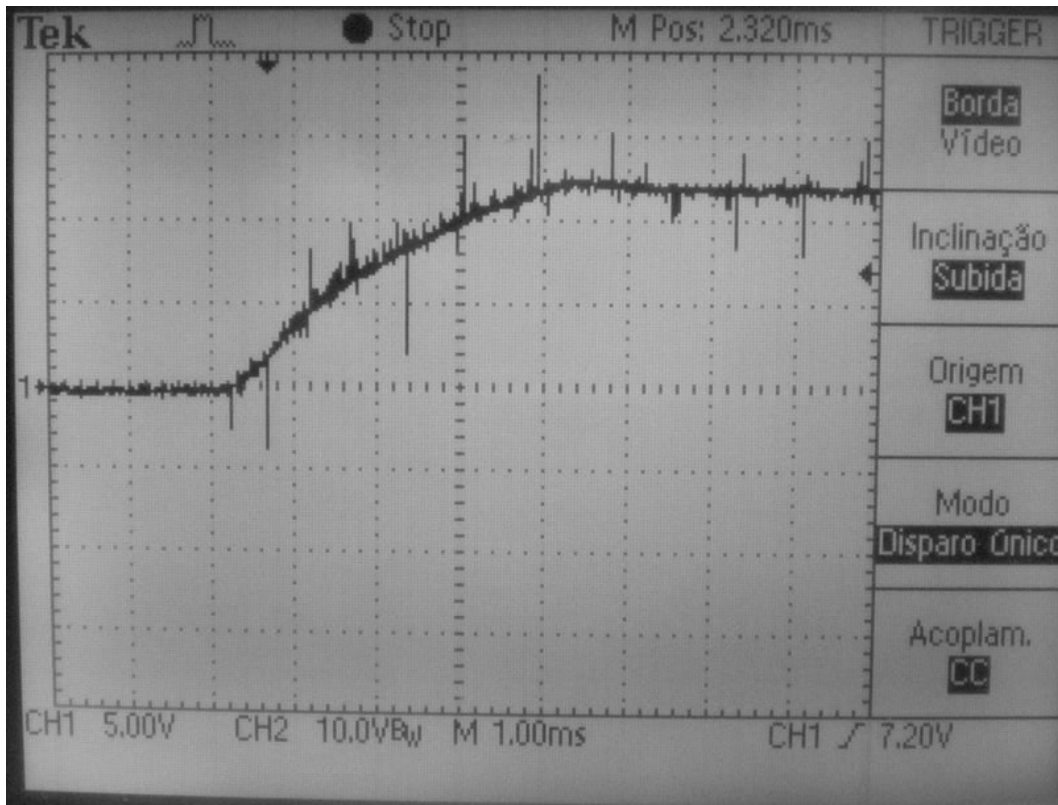


Figura 29: Tensão na saída +12V ao ligar a fonte.

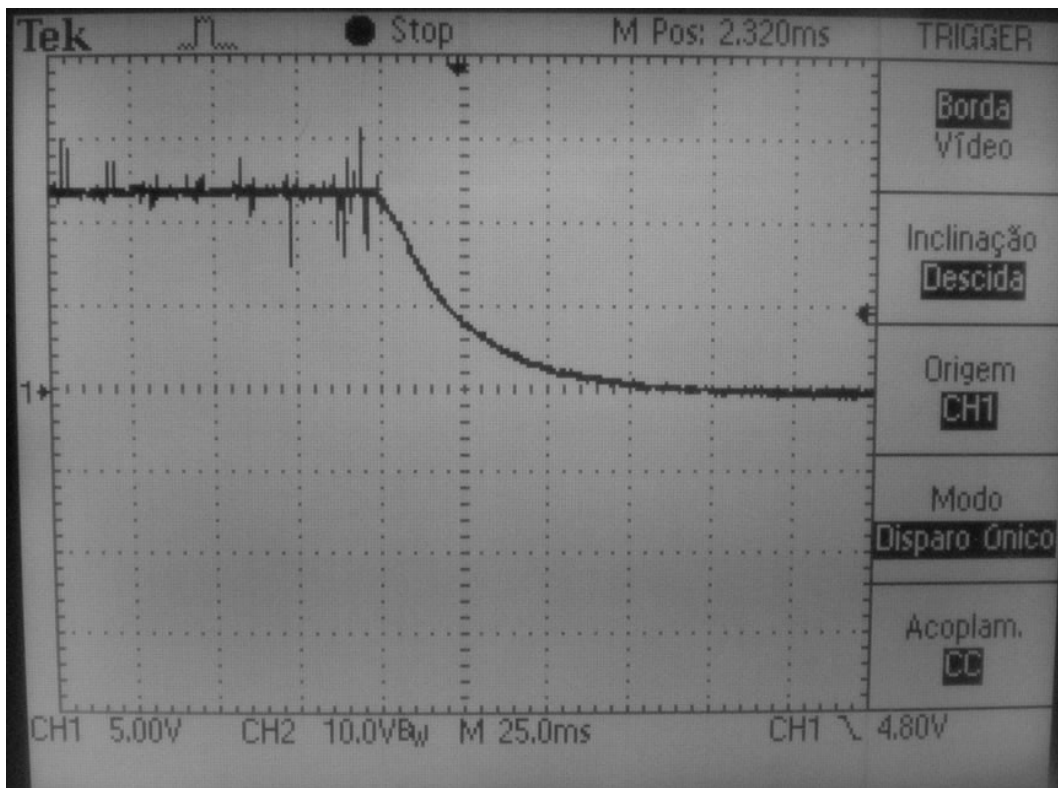


Figura 30: Tensão na saída +12V ao desligar a fonte.

	Entrada 11V		Entrada 15V	
	+12V	-12V	+12V	-12V
Projetado	+12V	-12V	+12V	-12V
Simulado	+12,25V	-12,44V	+12,25V	-12,44V
Medido	+11,87V	---	---	---

Tabela 4: Tensões calculadas, simuladas e medidas para as saídas de +12V e -12V com tensões de entrada de 11V e 15V.

Na Tabela 4 podemos ver todos os resultados obtidos durante o projeto, a simulação e o teste.

4.1.3. Conversor CC-CC com as Saídas +5V, +3,3V e -5V

Assim como na parte anterior do projeto, primeiramente reuniremos as especificações da fonte.

A entrada do conversor estará ligada ao mesmo banco de baterias de 12V, então assumiremos os mesmos limites de tensão de entrada, ou seja, entre 11V e 15V.

As tensões de saída deverão ser +5V com tolerância de $\pm 5\%$, +3,3V com tolerância de $\pm 5\%$ e -5V com tolerância de $\pm 10\%$, o que nos leva a três faixas, uma entre 4,75V e 5,25V, outra entre 3,13V e 3,47V e outra entre -4,5V e -5,5V.

Novamente, a meta é se equiparar com uma fonte ATX de 220W. Então a tensão de +5V tem que sustentar uma corrente de 0,2A até 14A. A tensão de 3,3V deve ser capaz de prover 0,1A até 13A. E a tensão de -5V não tem uma corrente máxima recomendada, mas olhando em uma fonte ATX de um computador achei o valor 0,5A.

A topologia usada para esse conversor também será a *push-pull*, mas no secundário terão 2 pares de enrolamentos, um responsável pelos +5V e -5V e o outro pelos 3,3V.

4.1.3.1. Projeto

Para essa parte do projeto vou usar o mesmo MOSFET usado na parte anterior como chaveador, o IRF3710.

A saída tem que fornecer no máximo $14A + 13A + 0,5A = 27,5A$, mas como a corrente puxada a cada pulso depende da relação de espiras, teremos que fazer uma estimativa. Como a tensão no primário é $V_{CC} - V_T$ e a tensão no secundário sofre uma queda de tensão no diodo antes de chegar na saída, uma boa estimativa seria que a tensão tem que pode ser reduzida em 30%, ou seja, $N1/N2 = 1/0,7 = 1,43$.

A corrente no pulso será $27,5/1,43 \approx 20A$, então podemos calcular a queda de tensão no MOSFET como $V_T = 0,023 \cdot 20 \approx 0,5V$.

Foram escolhidos os mesmos diodos usados na parte anterior do projeto. O diodo para as tensões +5V e +3,3V foi o MBR3045 e para tensão -5V foi usado o FEP16DTA. Ambos tem uma queda de tensão em condução de 0,6V.

Vamos considerar o ciclo de trabalho máximo do TL494 como 40% e sua frequência de operação em 50kHz.

Agora podemos começar o cálculo dos componentes.

Primeiro vamos definir o número de espiras necessárias para o transformador. Para tensão de saída de 5V temos que:

$$n = \frac{2\alpha_{MAX}(V_{CCMIN} - V_T)}{V_S + V_D}$$

$$n_{5V} = \frac{2 \cdot 0,4 \cdot (11 - 0,5)}{5 + 0,6}$$

$$n_{5V} = 1,5$$

Para tensão de saída 3.3V temos:

$$n_{3,3V} = \frac{2 \cdot 0,4 \cdot (11 - 0,5)}{3,3 + 0,6}$$

$$n_{3,3V} \approx 2,15$$

Considerando a corrente mínima da saída como 1A, podemos determinar um limite mínimo para o valor dos indutores como:

$$L \geq \frac{(V_S + V_D)(V_{CCMAX} - V_T - n)}{2I_{SMIN} f (V_{CCMAX} - V_T)}$$

$$L_{5V} \geq \frac{(5 + 0,6)(15 - 0,5 - 1,5)}{2 \cdot 1 \cdot 50000 \cdot (15 - 0,5)}$$

$$L_{5V} \geq 50 \mu H$$

e

$$L_{3,3V} \geq \frac{(3,3 + 0,6)(15 - 0,5 - 2,15)}{2 \cdot 1 \cdot 50000 \cdot (15 - 0,5)}$$

$$L_{3,3V} \geq 33 \mu H$$

Para tensão de saída vamos estabelecer um $V_{ripple} = 10mV$, assim é possível estabelecer um valor mínimo para o capacitor como:

$$C_S \geq \frac{V_{CCMAX} - V_T - nV_D}{4 \pi^2 f^2 n L V_{ripple}}$$

$$C_{S5V} \geq \frac{15 - 0,5 - 1,5 \cdot 0,6}{4 \pi^2 \cdot 50000^2 \cdot 1,5 \cdot 50 \times 10^{-6} \cdot 0,01}$$

$$C_{S5V} \geq 183 \mu F$$

e

$$C_{S3,3V} \geq \frac{15 - 0,5 - 2,15 \cdot 0,6}{4 \pi^2 \cdot 50000^2 \cdot 2,15 \cdot 50 \times 10^{-6} \cdot 0,01}$$

$$C_{S3,3V} \geq 187 \mu F$$

$$C_{S5V Comercial} e C_{S3,3V Comercial} = 220 \mu F$$

Agora calcularemos os limites de operação dos diodos e do MOSFET.

A tensão reversa no diodo pode ser calculada como:

$$V_{REV} = 2 \left(\frac{V_{CCMAX} - V_T}{n} \right) - V_D$$

$$V_{REV5V} = 2 \left(\frac{15 - 0,5}{1,5} \right) - 0,6$$

$$V_{REV\ 5V} \approx 19V$$

e

$$V_{REV\ 3,3V} = 2 \left(\frac{15 - 0,5}{2,15} \right) - 0,6$$

$$V_{REV\ 3,3V} \approx 13V$$

A corrente máxima de condução do diodo é dada por:

$$I_{MAX} = I_{SMAX} + \frac{V_S + V_D}{2 L f}$$

$$I_{MAX\ 5V} = 14 + \frac{5 + 0,6}{2 \cdot 50 \times 10^{-6} \cdot 50000}$$

$$I_{MAX\ 5V} \approx 15,2\ A$$

e

$$I_{MAX\ 3,3V} = 13 + \frac{3,3 + 0,6}{2 \cdot 33 \times 10^{-6} \cdot 50000}$$

$$I_{MAX\ 3,3V} \approx 14,2\ A$$

O MBR3045 suporta tensão reversa de até 45V e corrente de pico repetitiva de 30A. O FEP16DTA suporta tensão reversa de até 200V e corrente média de condução de 16A, ou seja, muito superior a corrente de 0,5A dessa saída.

A corrente média do pulso no MOSFET é:

$$\overline{I_T} = \frac{I_{SMAX}}{n} = \frac{I_{SMAX\ 5V}}{n_{5V}} + \frac{I_{SMAX\ 3,3V}}{n_{3,3V}}$$

$$\overline{I_T} = \frac{14,5}{1,5} + \frac{13}{2,15} \approx 15,7\ A$$

A corrente máxima do pulso no MOSFET pode ser calculada como:

$$I_{TMAX} = \frac{I_{SMAX}}{n} + \frac{V_S + V_D}{2 n L f} = \frac{I_{SMAX\ 5V}}{n_{5V}} + \frac{V_S + V_D}{2 n_{5V} L f} + \frac{I_{SMAX\ 3,3V}}{n_{3,3V}} + \frac{V_S + V_D}{2 n_{3,3V} L f}$$

$$I_{TMAX} = \frac{14,5}{1,5} + \frac{5 + 0,6}{2 \cdot 1,5 \cdot 50 \times 10^{-6} \cdot 50000} + \frac{13}{2,15} + \frac{3,3 + 0,6}{2 \cdot 2,15 \cdot 33 \times 10^{-6} \cdot 50000}$$

$$I_{TMAX} \approx 17A$$

A tensão máxima no MOSFET quando está em corte é dada por:

$$V_{T\ CORTE} = 2 V_{CCMAX} = 2 \cdot 15 = 30V$$

O IRF3710 suporta corrente de dreno contínua de até 57A e tensão de quebra do *drain* para o *source*, $V_{DSS} = 100V$.

4.1.3.2. Controlador TL494

O TL494 foi configurado igual ao da parte anterior do projeto, descrito na seção 4.1.2.2.. Operando em 50kHz no modo *push-pull*. Um dos amplificadores de erro desabilitado, com as duas entradas aterradas. O circuito de *soft start* é idêntico ao da Figura 11. As saídas do controlador tem o coletor ligado a alimentação do mesmo e o emissor ligado ao terra através de um resistor. O *driver* igual ao apresentado na Figura 12. E o filtro RC para eliminar o ruído na alimentação.

A única diferença está no outro amplificador de erro, que pode ser observado na Figura 31. Como a tensão de saída é 5V, o divisor resistivo formado por R15 e R16 agora é composto por dois resistores de 4,7kΩ, que dividem a tensão de saída de 5V para 2,5V.

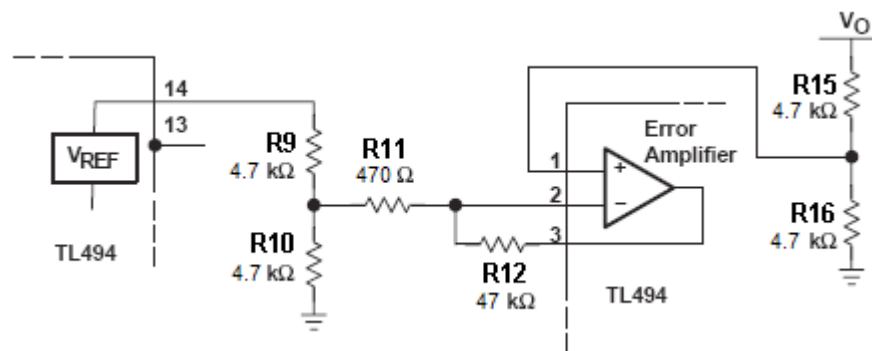


Figura 31: Amplificador de erro da tensão de saída de 5V.

É interessante notar que o controle será feito apenas pela tensão de 5V, então a tensão de 3,3V dependerá da relação de espiras do transformador para também ficar estável.

4.1.3.3. Simulação

O circuito do conversor CC-CC com as saídas +5V, +3,3V e -5V simulado pode ser observado no **Anexo 3**.

Assim como na simulação da parte anterior do projeto, o circuito de *soft start* ao invés de estar ligado a tensão de 5V de referência, está ligado a uma fonte de pulso de tensão, para contornar o mesmo problema do capacitor C14 já começar a simulação carregado.

Os indutores L1, L2, L3, L4, L6 e L7 estão todos acoplados, devendo ser vistos como um transformador com dois enrolamentos no primário e dois pares de enrolamentos no secundário. Seus valores obedecem as relações de espiras ao quadrado calculadas no projeto para as tensões de 5V e 3,3V.

Como não havia um modelo para o diodo FEP16DTA ser simulado, novamente ele foi substituído pelo MBR1045, que suporta tensão reversa de até 45V e corrente média de condução de 10A.

Também foi colocado um *snubber* em paralelo com cada enrolamento do primário para amortecer o pico de tensão nos MOSFETs quando eles entram em corte. Um formado pelo diodo D16, o capacitor C9 e o resistor R20 e o outro formado por D17, C10 e R21. Foi usado o mesmo diodo UF5404, que é um diodo de chaveamento ultra rápido que suporta uma corrente média de condução de 3A e corrente de pico reversa de 400V. Na simulação ele foi substituído pelo UF5406, por falta de um modelo do anterior.

A primeira simulação foi feita com uma tensão de entrada de 11V. Na saída de +5V foi colocada uma carga de $0,35\Omega$ para puxar uma corrente de 14A. Na saída de +3,3V foi colocada uma carga de $0,25\Omega$ para puxar uma corrente de 13A. E na saída de -5V foi colocada uma carga de 10Ω para puxar uma corrente de 0,5A.

Na Figura 32 temos em laranja a tensão no controle de tempo morto, que decai conforme o capacitor é carregado. Em verde temos a tensão na saída de +5V, que estabilizou em 4,85V, ou seja, dentro do limite de tolerância. Em azul temos a tensão na saída de +3,3V, que estabilizou em 3,40V, também dentro da tolerância. E em vermelho temos a tensão na saída de -5V, que estabilizou em -5,10V, ficando dentro da tolerância.

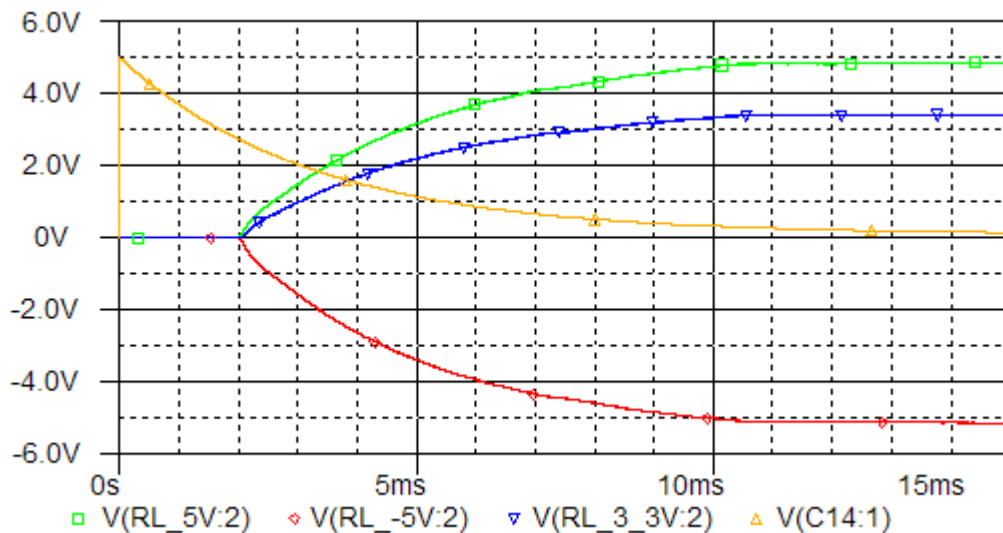


Figura 32: Tensões de saída e do controle de tempo morto.

A tensão de *ripple* ficou dentro do esperado, 10mV, e pode ser observada na para tensão +5V na Figura 33 e para tensão +3,3V na Figura 34.

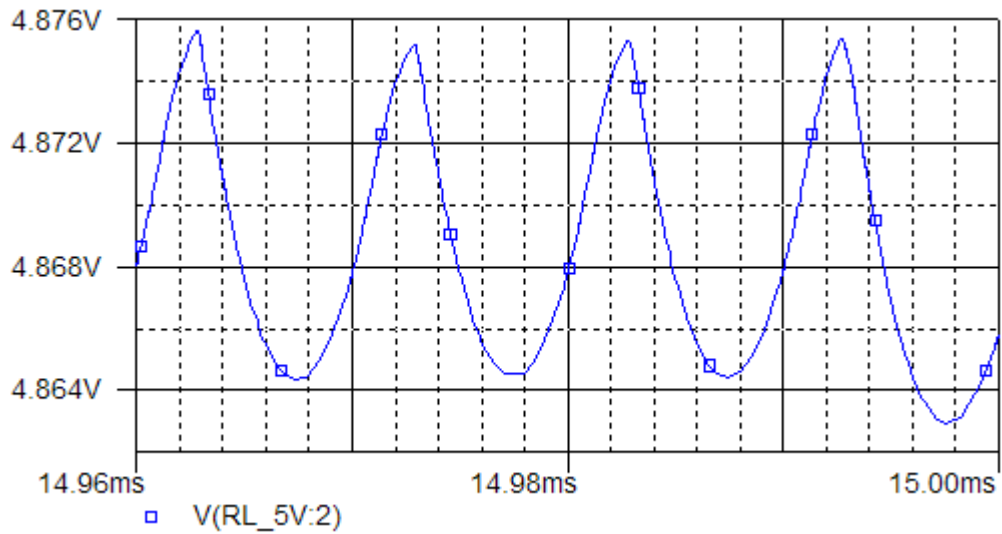


Figura 33: Tensão de ripple na saída +5V.

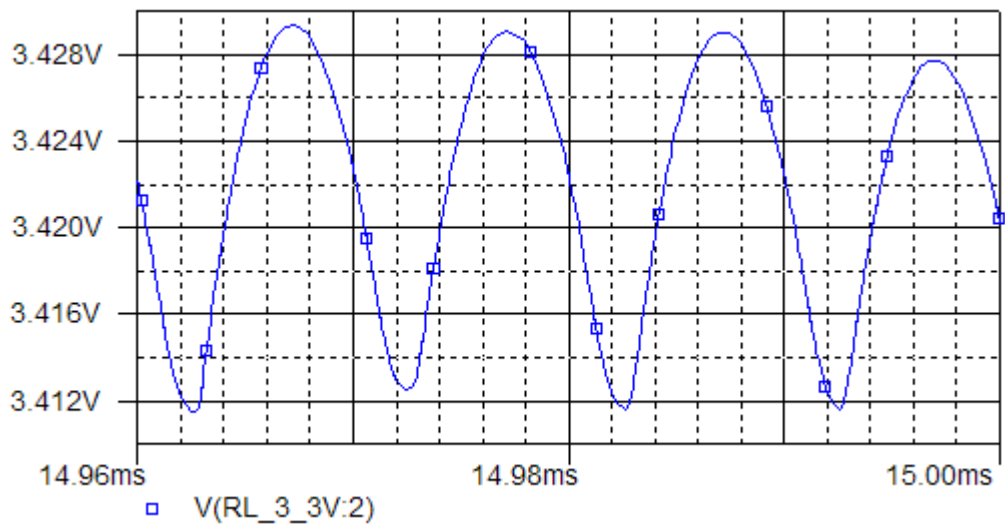


Figura 34: Tensão de ripple na saída +3,3V.

Na Figura 35 vemos a corrente nos drenos dos dois MOSFETs. O ciclo de trabalho é de aproximadamente 45%. A corrente média no pulso é de 16A, estando próximo aos 15,7A calculados. A corrente máxima, que ocorre no fim do pulso, é de 16,6A, ficando um pouco abaixo dos 17A calculados.

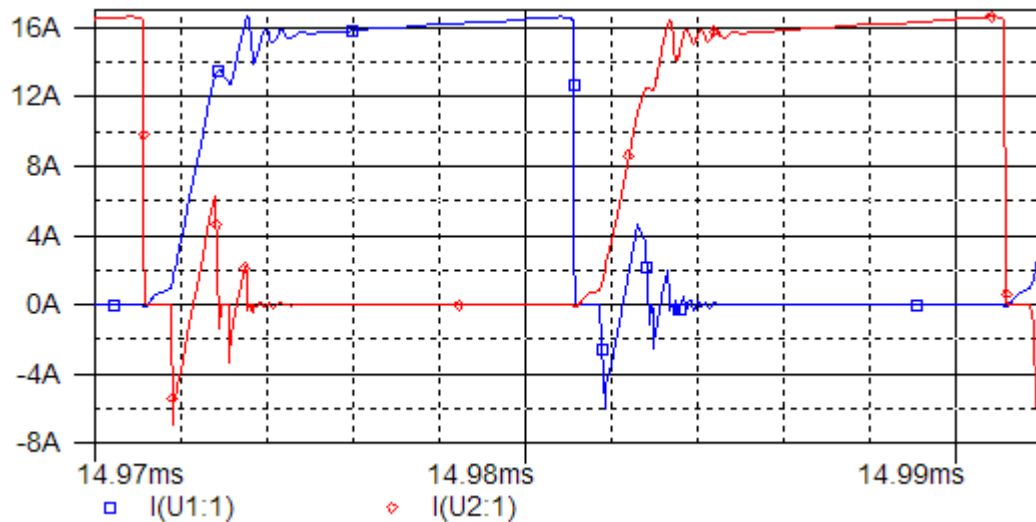


Figura 35: Corrente no dreno dos MOSFETs.

A partir da Figura 36 podemos verificar que a corrente máxima no diodo retificador da saída de +5V é de 14,7A, ficando um pouco abaixo dos 15,2A calculados. Podemos observar também que durante o tempo morto os dois diodos conduzem ao mesmo tempo, como o esperado, um passando cerca de 6,1A e o outro cerca de 8,2A. A soma dessas duas correntes dá próxima aos 14A de saída.

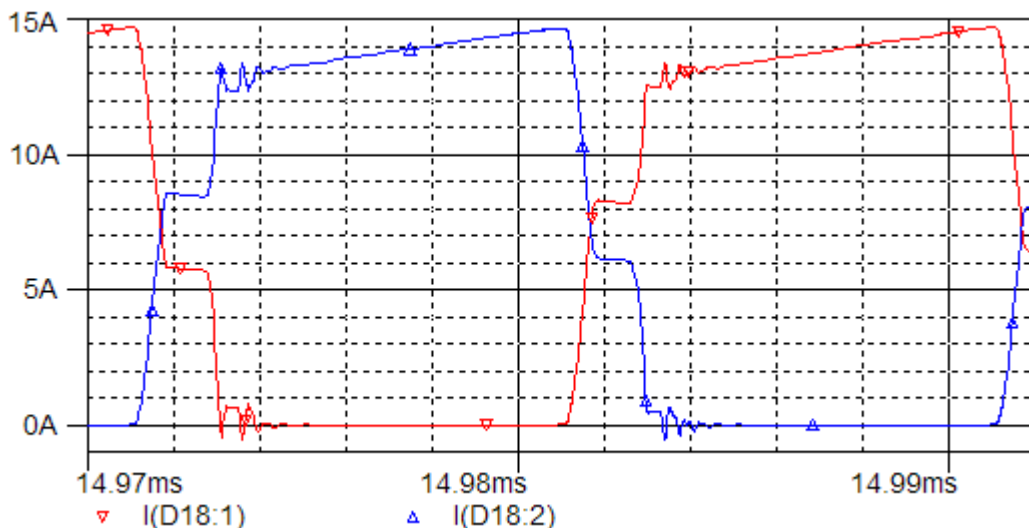


Figura 36: Corrente nos dois anodos do diodo retificador da saída de +5V.

Já na Figura 37 podemos verificar que a corrente máxima no diodo retificador da saída de +3,3V é de 15A, ficando acima dos 14,2A calculados. Podemos observar novamente a condução simultânea durante o tempo morto, mas dessa vez de um modo bem desbalanceado, enquanto que em um diodo passa cerca de 13A, no outro passa entre 0A e 1A. Mesmo assim, a soma dessas duas correntes dá próxima aos 13A de saída.

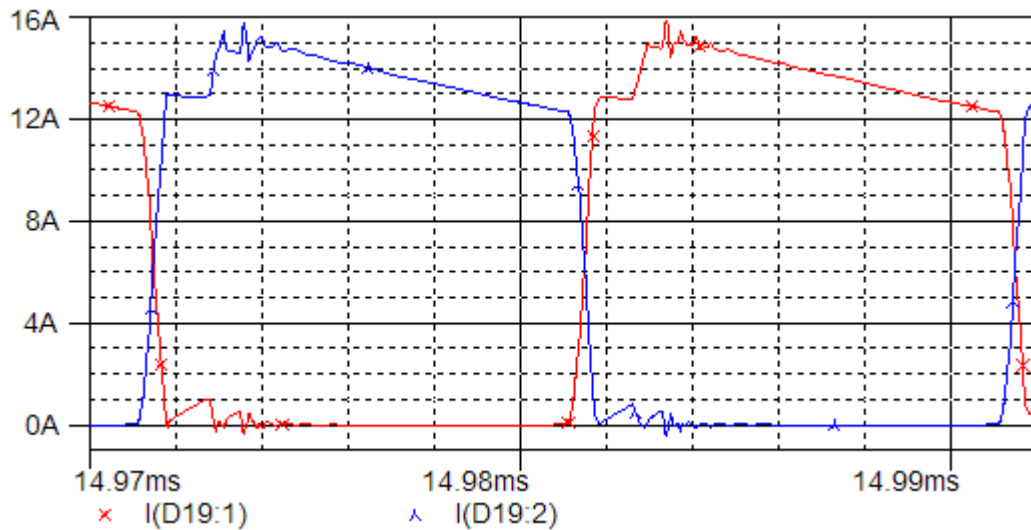


Figura 37: Corrente nos dois anodos do diodo retificador da saída de +3,3V.

Agora, alteramos a tensão de entrada para 15V e mantendo as mesmas cargas.

Observamos na Figura 38 que a tensão de +5V estabilizou em 5V, que a tensão de +3,3V estabilizou em 3,5V e que a tensão de -5V estabilizou em -5,35V. A tensão +3,3V ultrapassou muito pouco a tolerância que é de 3,47V.

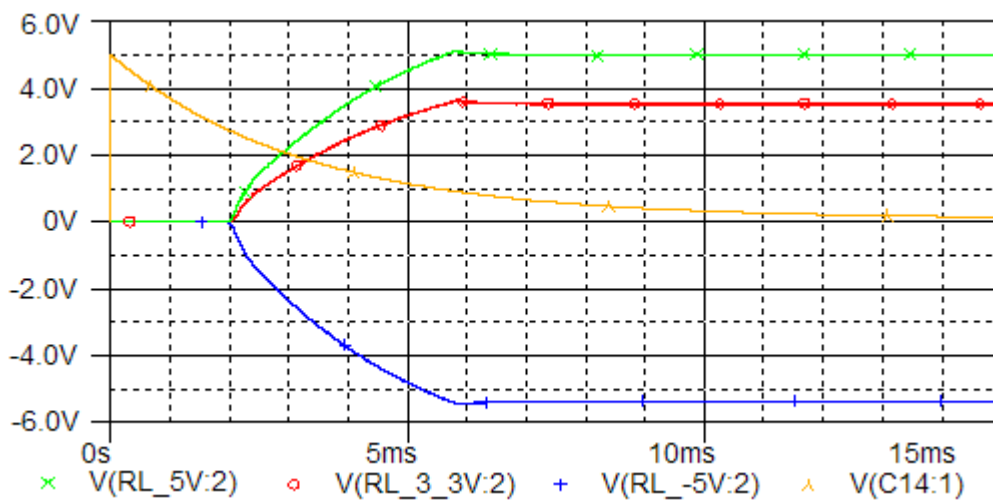


Figura 38: Tensões de saída e do controle de tempo morto.

Na Figura 39 e na Figura 40 temos que as quedas de tensão nos diodos retificadores foi de 0,5V durante a condução. Para o diodo da saída de +5V, a tensão reversa que teve que ser suportada foi de 18,5V, pouco abaixo dos 19V calculados. E para o diodo da saída de +3,3V, a tensão reversa foi de 13V, conforme o calculado. É possível observar picos de tensão reversa no corte dos diodos, mas tanto para saída de +3,3V quanto para saída de +5V eles ficam abaixo dos 40V.

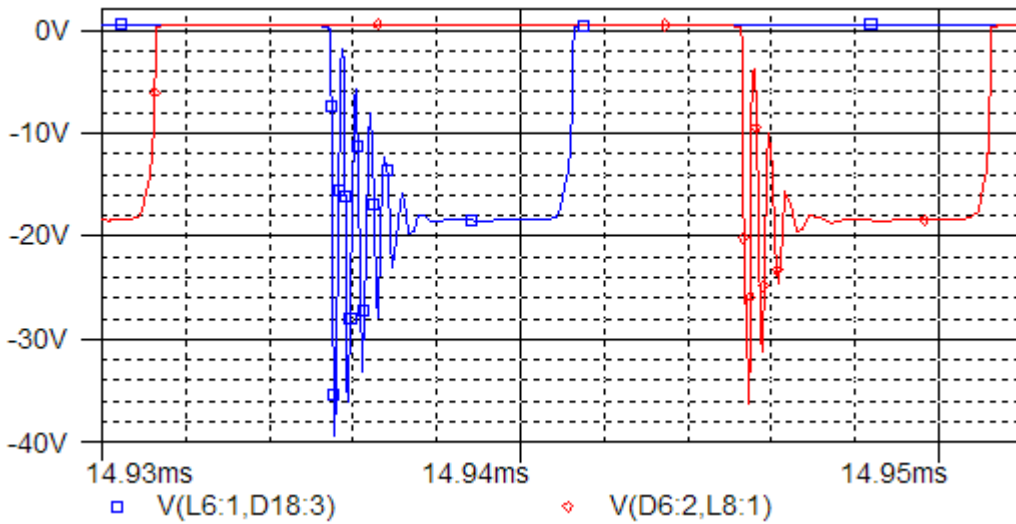


Figura 39: Queda de tensão no diodo retificador da saída de +5V.

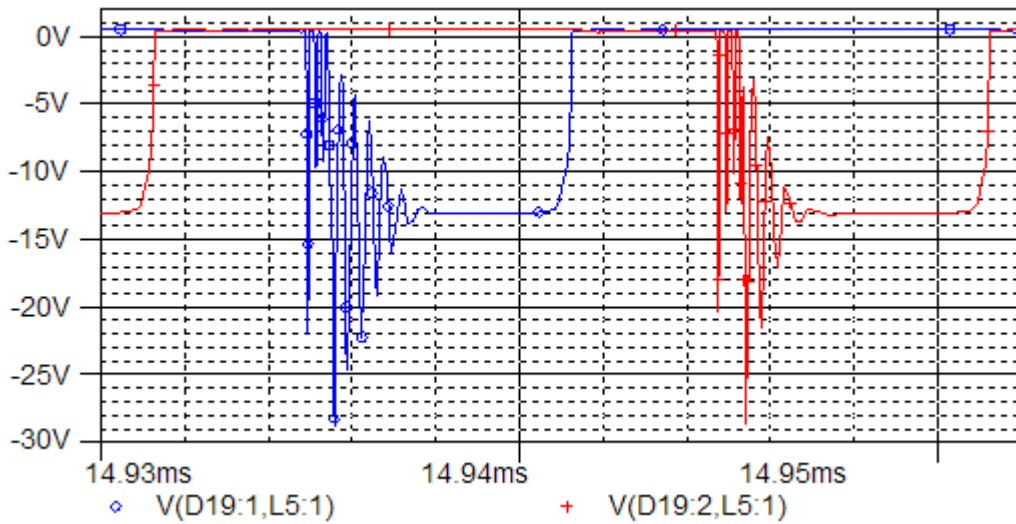


Figura 40: Queda de tensão no diodo retificador da saída de +3,3V.

A partir da Figura 41 podemos verificar que a tensão durante o corte do MOSFET ficou em 29,5V, pouco abaixo dos 30V calculados. A tensão de condução ficou em 0,5V. As oscilações de tensão quando o MOSFET entra em corte chegam até 70V, ou seja, não ultrapassam $V_{DSS} = 100V$.

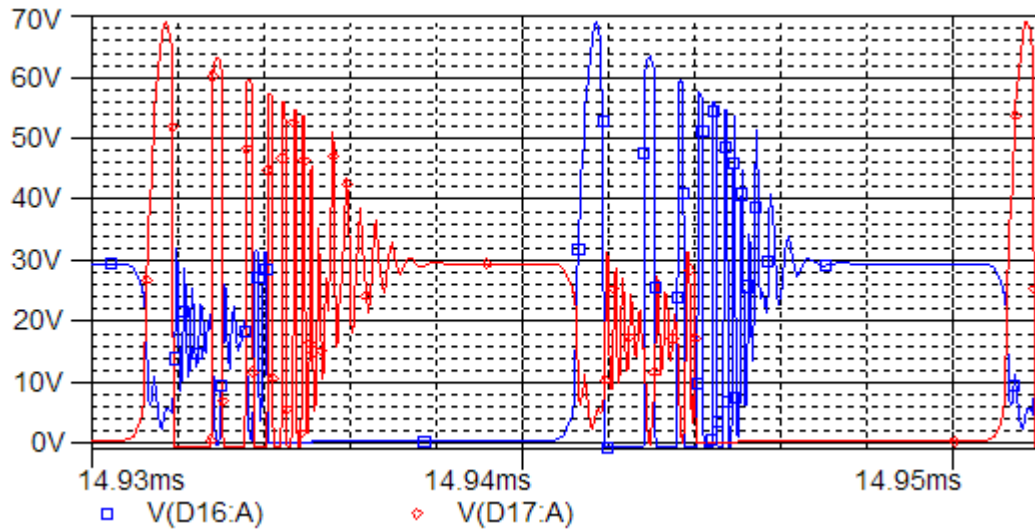


Figura 41: Tensão no dreno dos MOSFETs.

A Figura 42 mostra em verde a potência na saída +5V, que na média foi 72W. Em vermelho a potência na saída +3,3V, que na média foi 45W. Em rosa claro a potência RMS dissipada no MOSFET, que foi 19W. Em azul a potência RMS dissipada no diodo retificador da saída de +5V, que foi 8,3W. Em laranja a potência RMS dissipada no diodo retificador da saída de +3,3V, que foi 7,3W. Em azul claro a potência RMS dissipada no diodo do *snubber*, que foi 3,8W. E em rosa a potência RMS dissipada no resistor do *snubber*, que foi 1,8W.

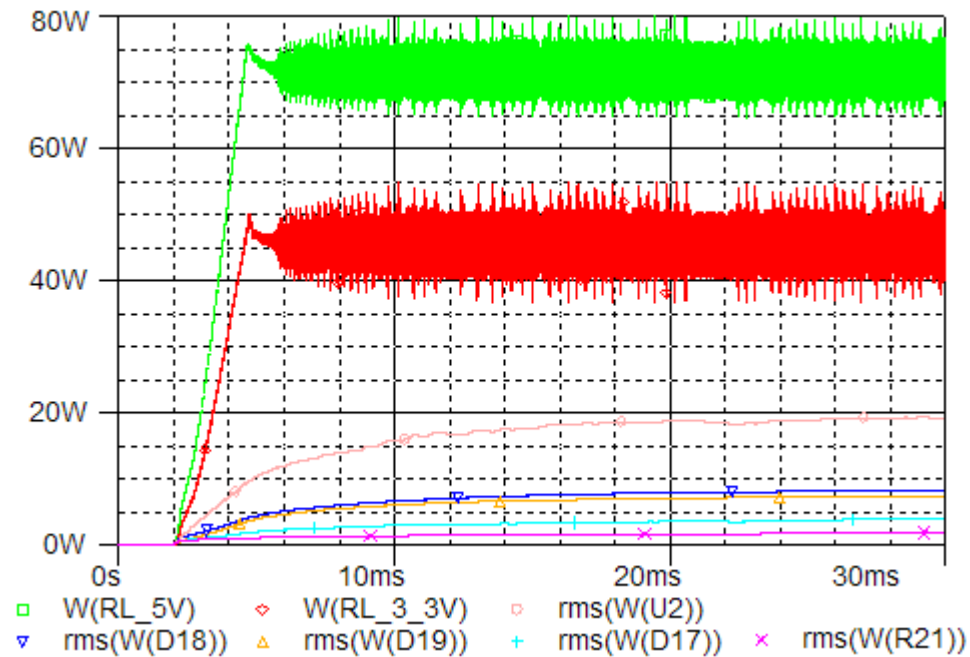


Figura 42: Potência nas saídas +5V e +3,3V e potência dissipada em alguns componentes.

Novamente, foi decidido usar dissipadores nos MOSFETs e nos diodos de retificação. E também o uso de resistores de 5W para o *snubber*.

4.1.3.4. Montagem e Teste

Para construção do transformador e do indutor foram aproveitados os núcleos de ferrite de algumas fontes de alimentação de computador velhas.

O transformador foi igual ao que foi usado na montagem da parte anterior do projeto. Foi desmontado e remontado com dois enrolamentos no primário e dois pares de enrolamentos no secundário. Foram usados fios esmaltados com bitola 18 AWG.

Então os enrolamentos foram medidos, resultando em $52\mu\text{H}$ em cada enrolamento do primário, $15\mu\text{H}$ em cada enrolamento de um par do secundário e $26\mu\text{H}$ em cada enrolamento do outro par do secundário.

O indutor do filtro LC de saída foi aproveitado de um toróide retirado de uma fonte antiga. Ele tinha quatro enrolamentos com as seguintes indutâncias: $50\mu\text{H}$, $64\mu\text{H}$, $12\mu\text{H}$ e $12\mu\text{H}$.

O enrolamento de $64\mu\text{H}$ teve 3 espiras retiradas ficando com $50\mu\text{H}$. Os dois enrolamentos de $12\mu\text{H}$ foram unidos passando a ficar com $38\mu\text{H}$. Assim, ficando de acordo com os valores calculados que foram de no mínimo $50\mu\text{H}$, $50\mu\text{H}$ e $33\mu\text{H}$.

A montagem do circuito foi feita usando três placas padrão, uma para quase toda parte do conversor CC-CC, outra com os diodos retificadores do conversor e outra para a parte do controlador. A placa onde foi feita a montagem do conversor CC-CC teve trilhas reforçadas com fios de $2,5\text{mm}^2$ flexível e $1,5\text{mm}^2$ rijo.

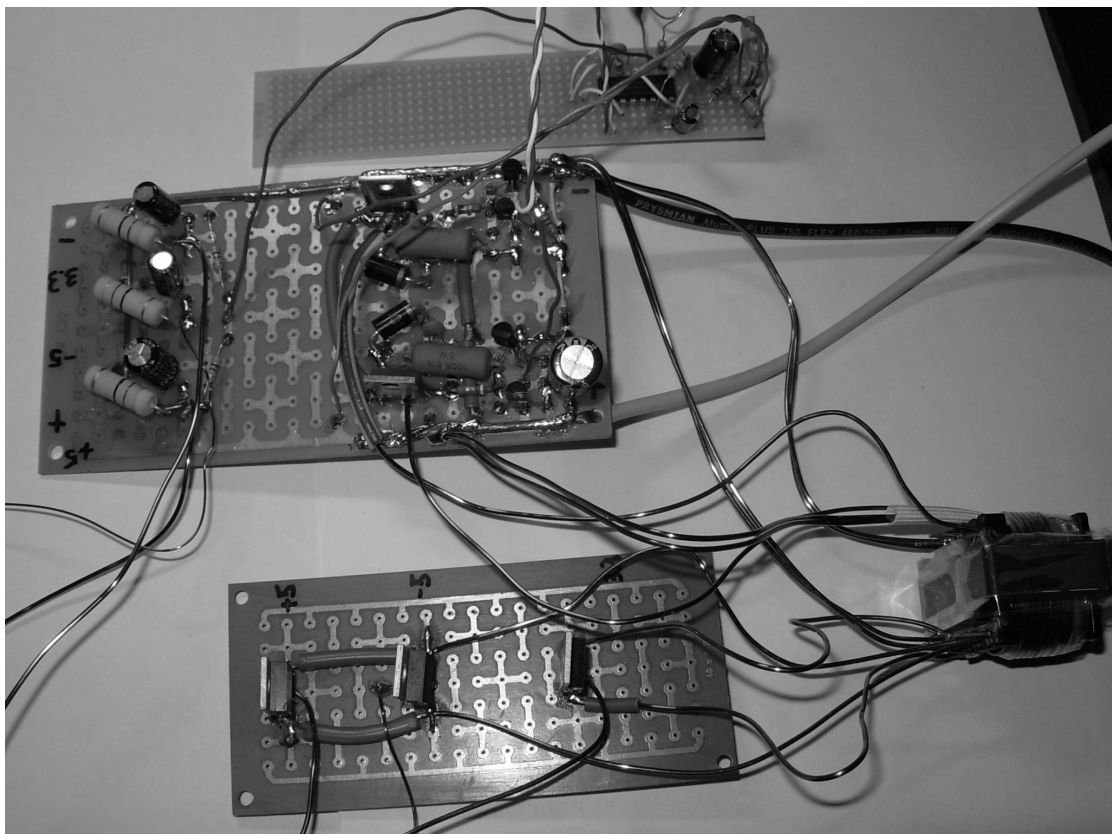


Figura 43: Conversor CC-CC com as Saídas +5V, +3,3V e -5V.

Nas três saídas foram colocados resistores de $47\Omega/5W$ para mantê-las sempre com uma carga mínima.

O conversor foi ligado a alimentação resultando nas seguintes tensões de saída: na saída +5V foi medido +4,86V, na saída +3,3V foi medido +3,75V e na saída -5V foi medido -4,5V.

A saída de +3,3V ficou acima do esperado, isso indica que a relação de espiras ficou um pouco desequilibrada, já que essa tensão não é medida diretamente pelo controlador, estando amarrada apenas a relação de espiras.

Para alcançar o valor esperado seria necessário um processo de desmontar o transformador, diminuir um pouco o par de enrolamentos de $15\mu H$, remontar o transformador e testar a saída, até chegar ao valor esperado.

Nas figuras 44 a 47 vemos algumas medidas no osciloscópio.

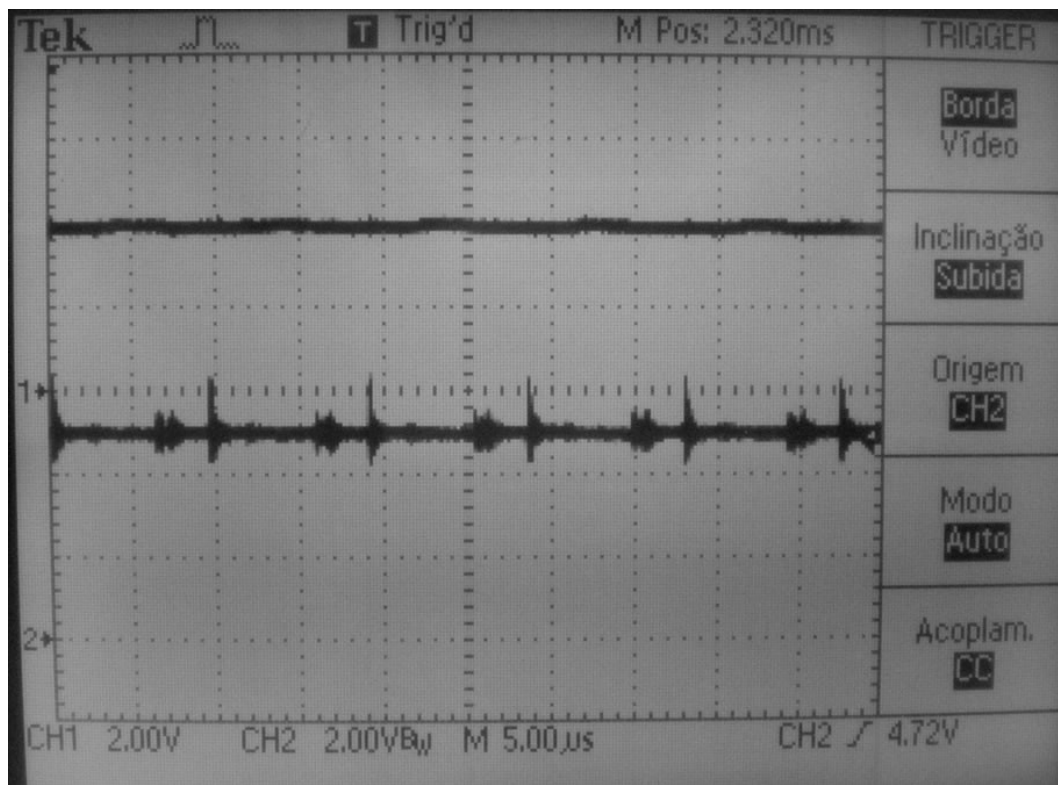


Figura 44: No canal 1 a tensão na saída +3,3V. No canal 2 tensão na saída +5V.

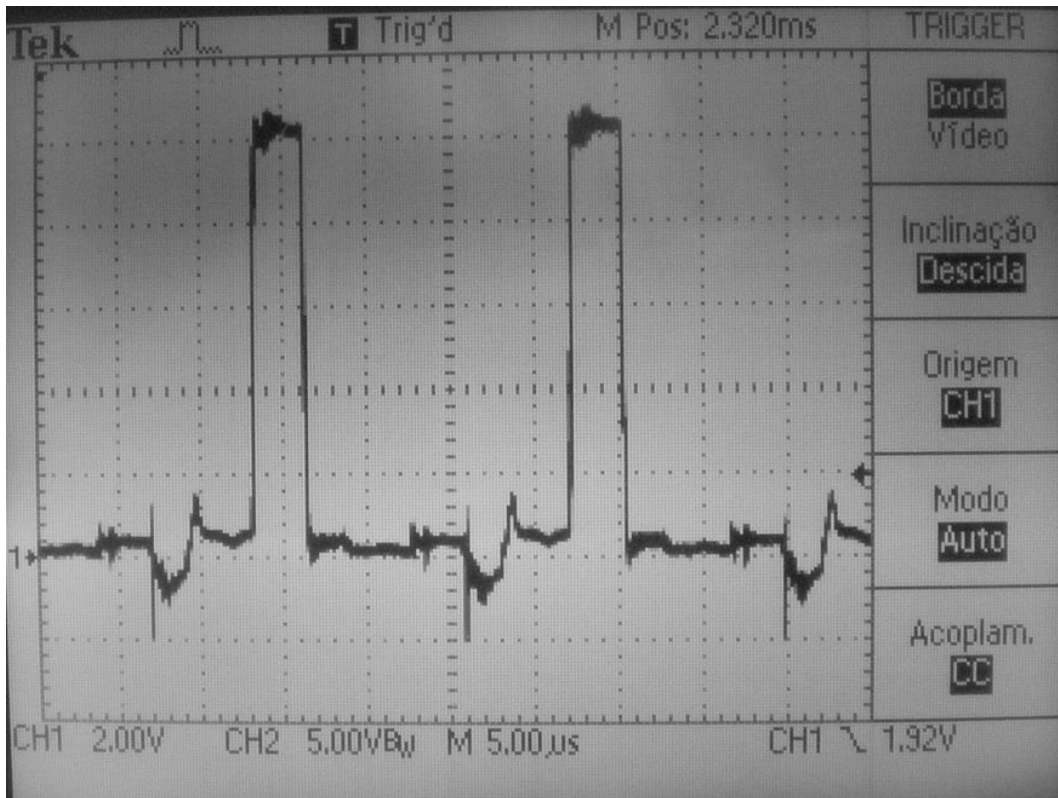


Figura 45: Tensão no gate do MOSFET.

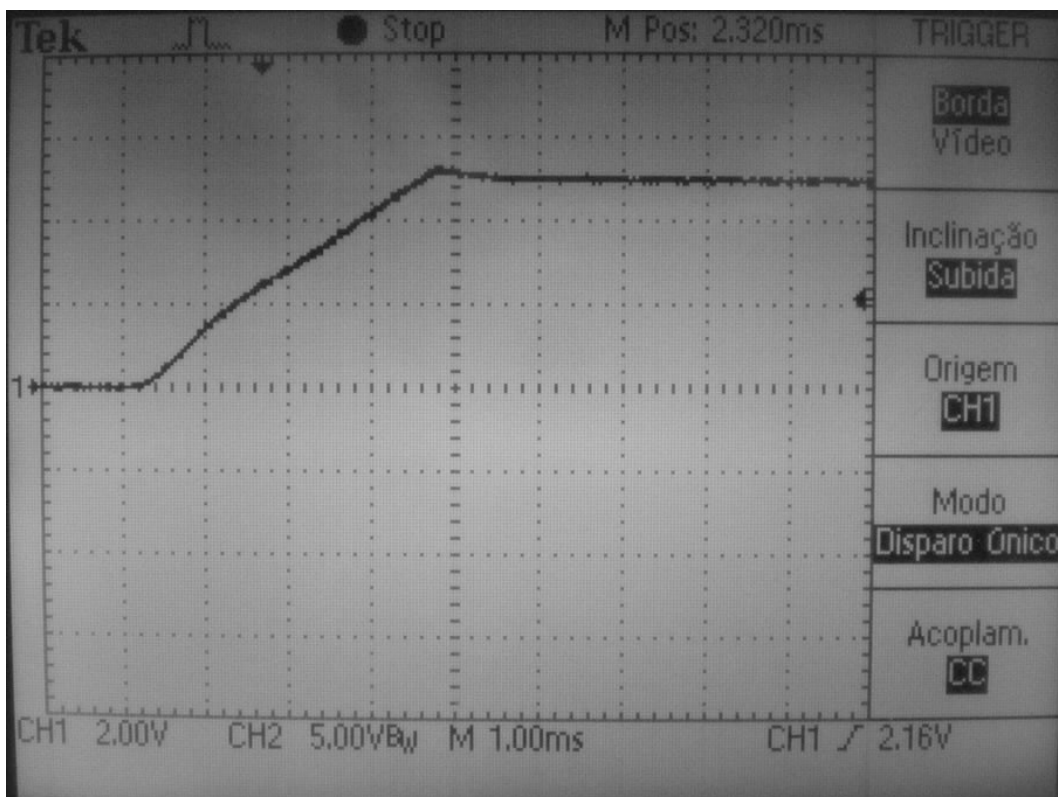


Figura 46: Tensão na saída de 5V ao ligar a fonte.

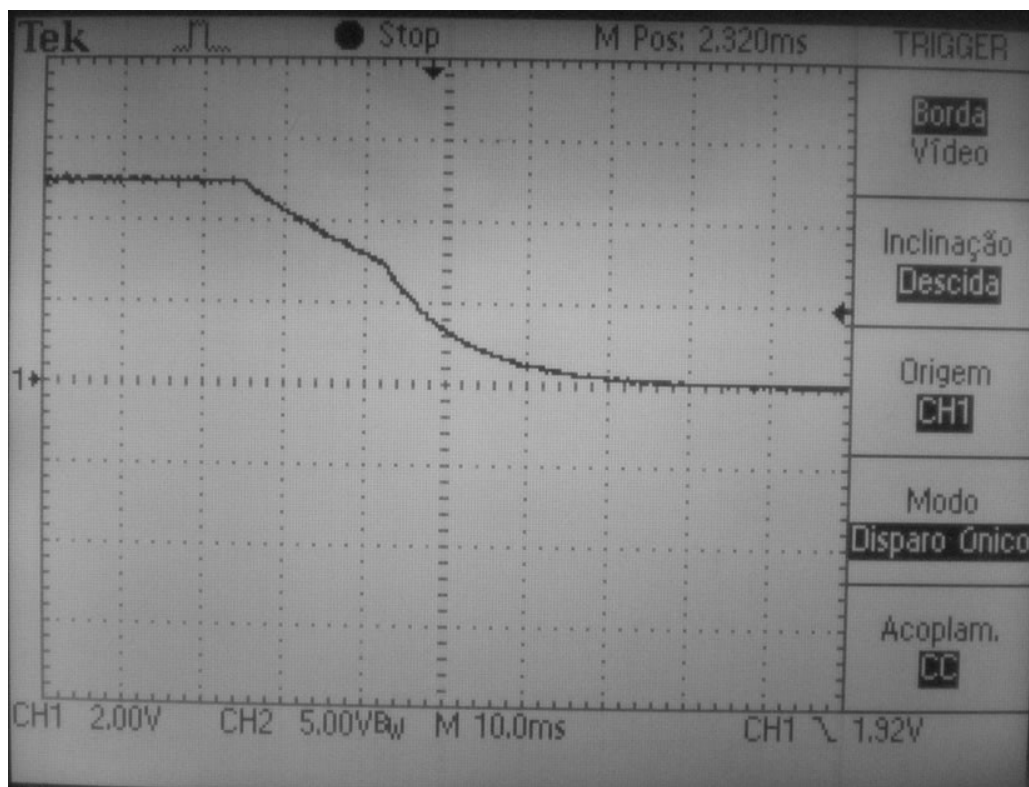


Figura 47: Tensão na saída +5V ao desligar a fonte.

Na Tabela 5 podemos ver todos os resultados obtidos durante o projeto, a simulação e o teste.

	Entrada 11V			Entrada 15V		
	+5V	+3,3V	-5V	+5V	+3,3V	-5V
Projetado	+5V	+3,3V	-5V	+5V	+3,3V	-5V
Simulado	+4,85V	+3,4V	-5,10V	+5V	+3,5V	-5,35V
Medido	+4,86V	+3,75V	-4,5V	---	---	---

Tabela 5: Tensões calculadas, simuladas e medidas para as saídas de +5V, +3,3V e -5V com tensões de entrada de 11V e 15V.

4.2. Conversor CA-CC

O conversor CA-CC inicialmente foi projetado como uma fonte chaveada com topologia de meia-ponte, assim, ficando isolado da rede elétrica. Para completar esse isolamento, os sinais de controle também teriam que ser transmitidos através de um transformador.

Ele teria que converter a tensão da rede elétrica, que é CA e tem 180V de pico, em algo próximo a 14V CC para carregar o banco de baterias. Teria que ser capaz de fornecer a corrente necessária para ao mesmo tempo que carrega o banco de baterias, também alimentasse o conversor CC-CC.

O circuito projetado está no **Anexo 4**.

Na simulação ele funcionou. Vemos na Figura 48 em laranja a tensão na saída da ponte de diodo. Em vermelho a tensão no meio do divisor capacitivo. Em azul a tensão de saída, que foi de 14,2V.

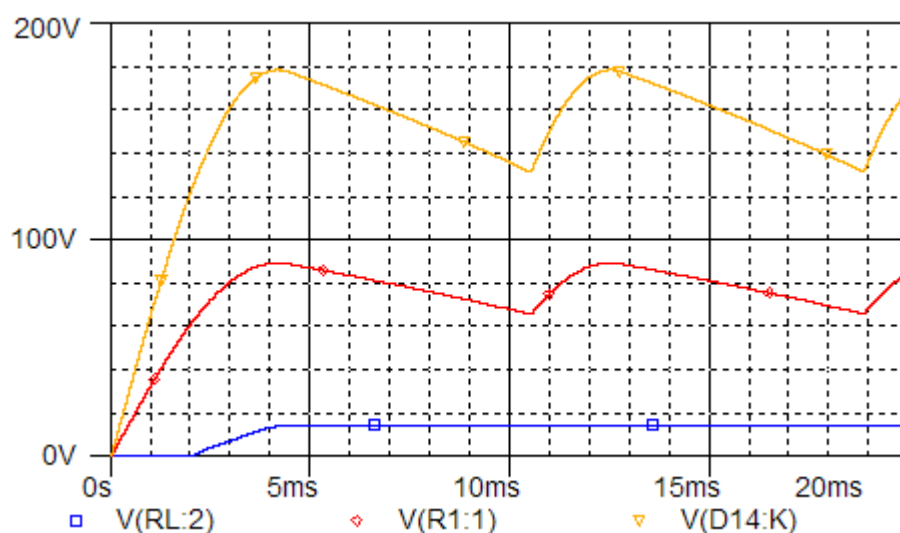


Figura 48: Tensões de entrada e saída no carregador com topologia meia-ponte.

O problema foi na parte do circuito que transmite o sinal do controlador para os MOSFETs, que engloba um transformador, um formado pelos indutores L12 e L13 e outro pelos indutores L14 e L15.

Podemos observar na Figura 49 em vermelho, a queda de tensão entre o dreno e *source* dos MOSFETs. Em rosa, a tensão V_{GS} . E em azul a corrente no dreno.

O sinal V_{GS} sobe primeiro para um patamar entre 4V e 5V e depois sobe para um patamar de 9V. Nesse primeiro patamar já há tensão o suficiente para o MOSFET conduzir, então a corrente já começa a fluir, mas a tensão V_{DS} ainda está caindo para a tensão de condução. Isso faz com que ocorra um pico de potência altíssimo.

No fim da condução ocorre algo semelhante. O sinal V_{GS} desce primeiro para

um patamar entre 4V e 5V e só depois desce a um patamar que coloca o MOSFET em corte. Então, enquanto ainda há corrente fluindo a tensão V_{DS} sobe gerando outro altíssimo pico de potência.

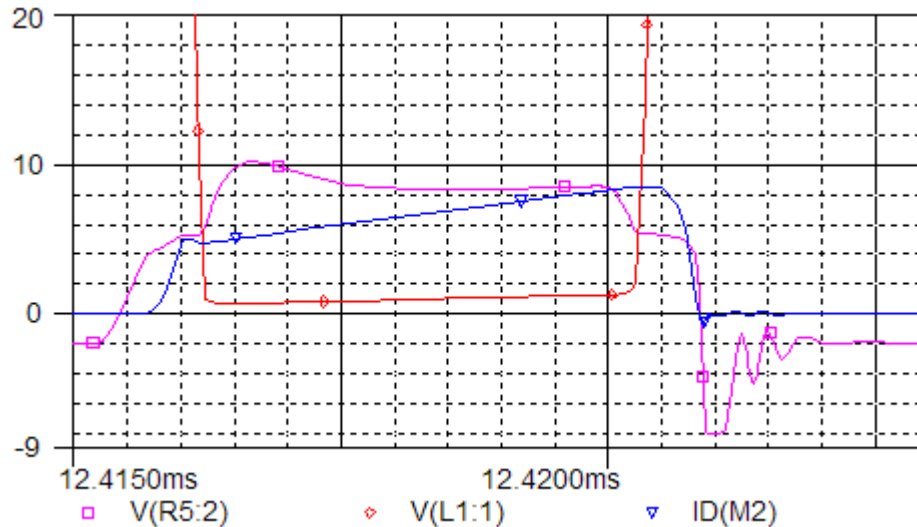


Figura 49: Tensões e corrente no MOSFET.

A potência RMS dissipada em cada MOSFET medida na simulação então chega a 70W, o que é uma potência muito alta.

Já que o projeto com a topologia meia-ponte não estava dando certo foi tentado outro projeto com a topologia *flyback*. Essa topologia só usa um MOSFET que está com o *source* aterrado, então seria possível projetá-lo sem o transformador entre o controlador e o MOSFET, mas perdendo a isolação do secundário com a rede.

O circuito projetado está no **Anexo 5**.

Na simulação ele também funcionou. Vemos na Figura 50 em vermelho a tensão na saída da ponte de diodo e em azul a tensão de saída, que foi de 14,2V.

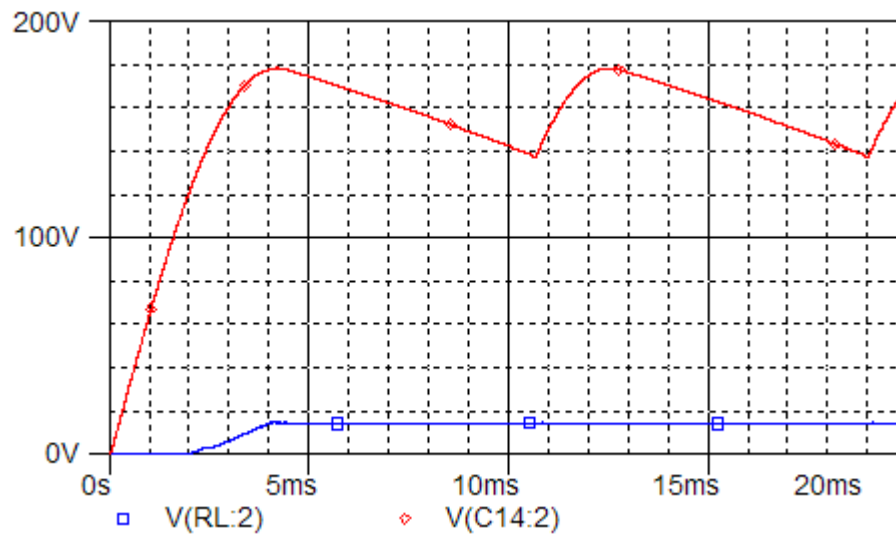


Figura 50: Tensão de entrada e saída no carregador com topologia flyback.

Nessa topologia o primeiro problema é a tensão entre o dreno e o source do MOSFET, que no momento em que ele corta dá um pico de mais de 300V. Comercialmente só existem MOSFETs que suportam V_{DS} de até 200V, segundo pesquisa feita no site da International Rectifier. Quando a tensão V_{DS} supera esse limite o MOSFET conduz corrente, o que causa um pico altíssimo de potência nele.

O segundo problema foi que antes do MOSFET entrar em corte a tensão V_{GS} parava num patamar entre 4V e 5V, permitindo a condução de corrente enquanto a tensão V_{DS} já estava crescendo. Isso gera outro pico altíssimo de potência nele.

O projeto com topologia flyback ainda foi alterado para usar um transistor ao invés de um MOSFET numa última tentativa. Mas não funcionou já que nenhum dos transistores testados conseguiam ser rápido o suficiente para acompanhar a frequência de chaveamento.

4.2.1. Controle de Carga e Consumo do Banco de Baterias

A idéia do projeto é o uso de baterias automotivas chumbo-ácidas de 12V, já que elas são as mais fáceis de se achar à venda no Brasil. Essa idéia também aproveita a experiência passada com elas na cadeira Projeto Integrado, quando montei um controlador de carga e consumo de energia solar.

Um modo simples de fazer o carregamento desse tipo de baterias é manter uma tensão de 13,8V nelas. Elas podem ser mantidas indefinidamente nessa tensão sem perdas. Assim ela pode ser utilizada enquanto é carregada.

Mas se o objetivo é ter autonomia, o melhor modo é elevar a tensão no banco de baterias até 14,6V. Atingida essa tensão, o carregador deve ser desligado até que a tensão no banco caia a 13,8V. Nesse momento o carregador liga novamente e mantém a tensão nos 13,8V, que é a tensão de flutuação. Esse modo de carregamento garante que as baterias atinjam a sua carga máxima, assim, aumentando sua autonomia em momentos que não haja energia disponível para carga.

Para dar longa vida às baterias, é necessário que uma vez por mês a tensão nelas seja elevada até 15,4V. Essa é a tensão de equalização, ela garante que a carga esteja distribuída igualmente em todas as células das baterias. Usando essa técnica, consegui que as baterias durassem até 6 anos, assim aumentando sua relação custo benefício.

O ideal então é que o carregador possa fornecer corrente o suficiente para alimentar os conversores CC-CC e ainda fazer a carga das baterias em 10h. No caso do carregamento que leva o banco a 14,6V, essa carga pode durar até 12h.

Esse controlador poderia ser montado então, tendo como seu cerne um microcontrolador. Esse microcontrolador mediria a tensão no banco de baterias através de seu conversor A/D e atuaria tanto no carregador das baterias quanto nos conversores CC-CC, controlando tanto a carga quanto o consumo do banco de baterias.

O seu programa implementaria a lógica de carregamento assegurando plena carga e manutenção da vida útil. Assim como, ao medir baixa tensão no banco de baterias, ele avisaria que o nível de carga está baixo e quando a tensão finalmente chegasse a um nível muito baixo, ele desligaria as fontes CC-CC.

Para evitar dano as baterias, ao chegar a tensão de 12V, o aviso de baixa tensão seria dado. E finalmente, ao cair mais e chegar a tensão de 11,6V, o microcontrolador desligaria os conversores CC-CC.

A fonte ininterrupta para microcomputador tem então, três modos de funcionamento:

- 1º. Ligada a rede elétrica que fornece a energia pra seu funcionamento e carga das baterias. Podendo funcionar em qualquer lugar abastecido pela rede elétrica.
- 2º. Sem estar ligada a rede elétrica e operando com a energia fornecida por seu banco de baterias. Isso acontece quando a rede elétrica tem o seu fornecimento de energia cortado.
- 3º. E o mais importante. Ligada a uma rede de 12V, em ambientes que trabalham com fontes de energia alternativa, já possuindo o seu próprio banco de baterias e controlador de consumo. Assim eliminando a necessidade de um controlador próprio.

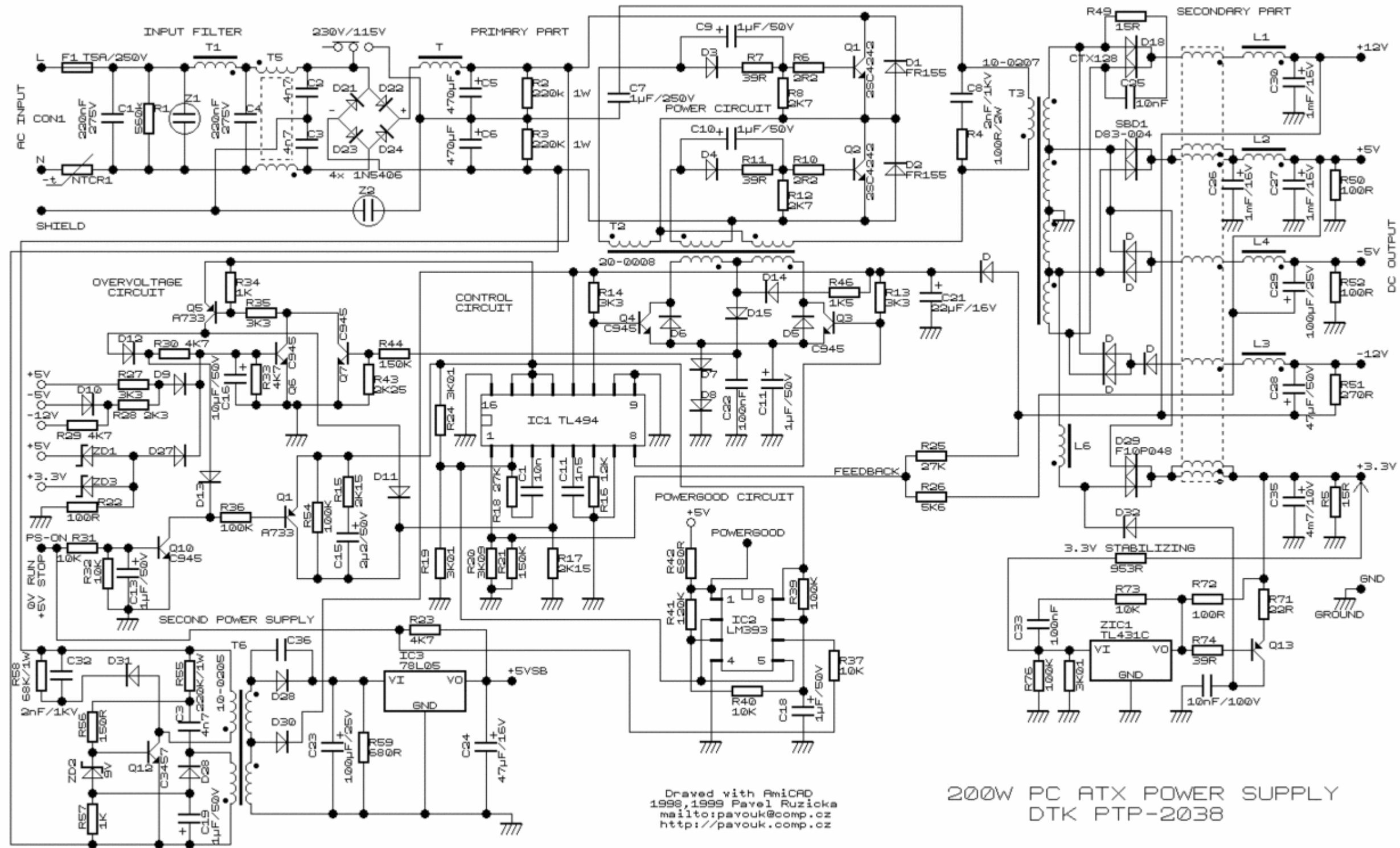
5. Conclusão

O projeto acabou sendo maior do que o esperado, muitos conversores de tensão tiveram que ser projetados. O conversor CA-CC acabou não saindo do papel, mas chegou a um bom estágio de evolução, sendo simulado e gerando resultados compatíveis com a proposta. Será necessário mais estudo para sua conclusão.

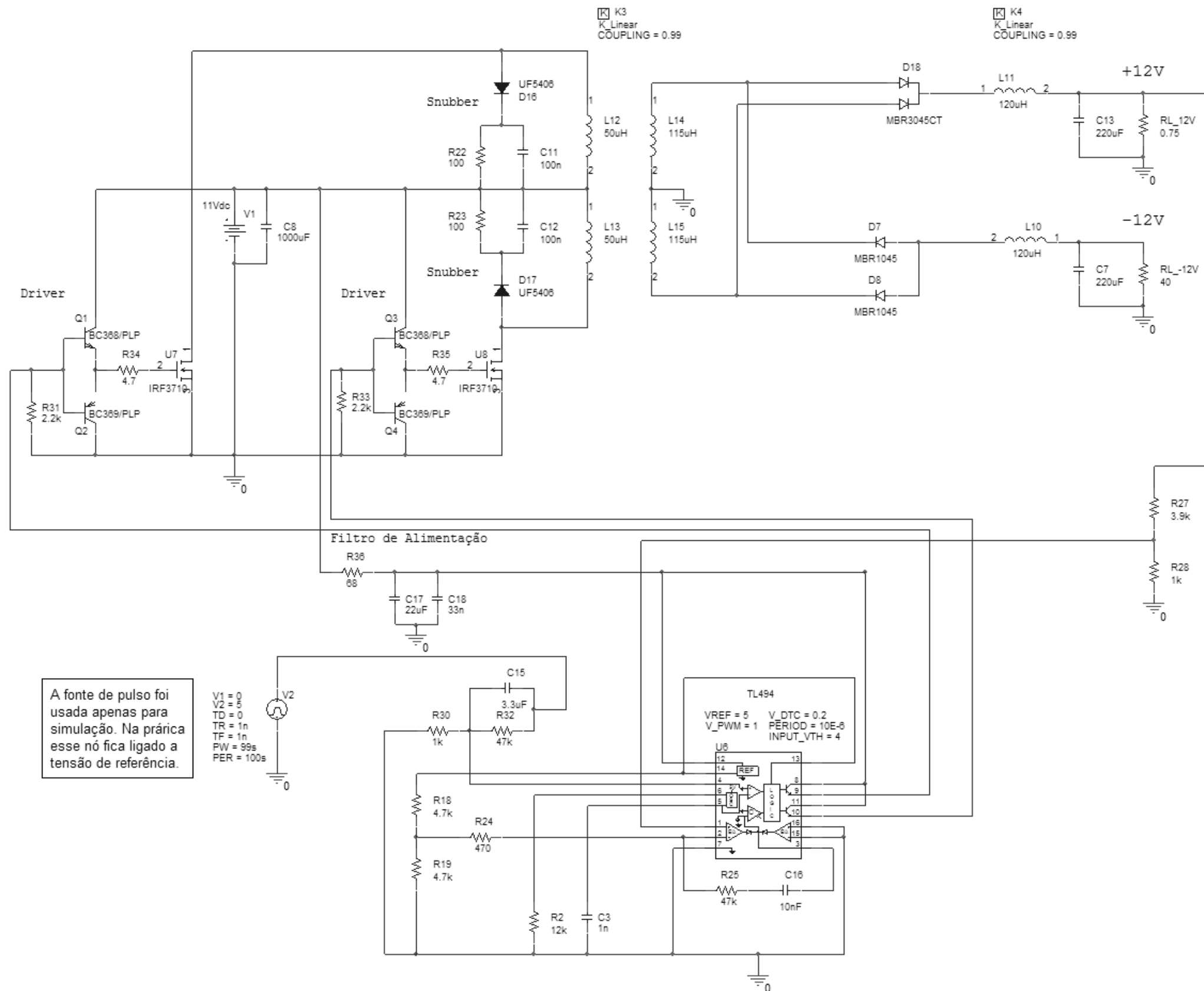
Acabou que o mais importante foi alcançado, que foi aprofundar meus estudos em fonte chaveada, passando por várias etapas: o projeto, a simulação e a montagem do protótipo. A parte do conversor CC-CC levou a construção de dois protótipos funcionais gerando tensões de saída de +12V, +5V, +3,3V, -5V e 12V. Algumas otimizações ainda são necessárias, mas estou muito satisfeito com os progressos alcançados durante esse projeto.

A experiência que ganhei no decorrer desse projeto me auxiliará em outros projetos futuros, que estão relacionados com fontes de energia alternativa.

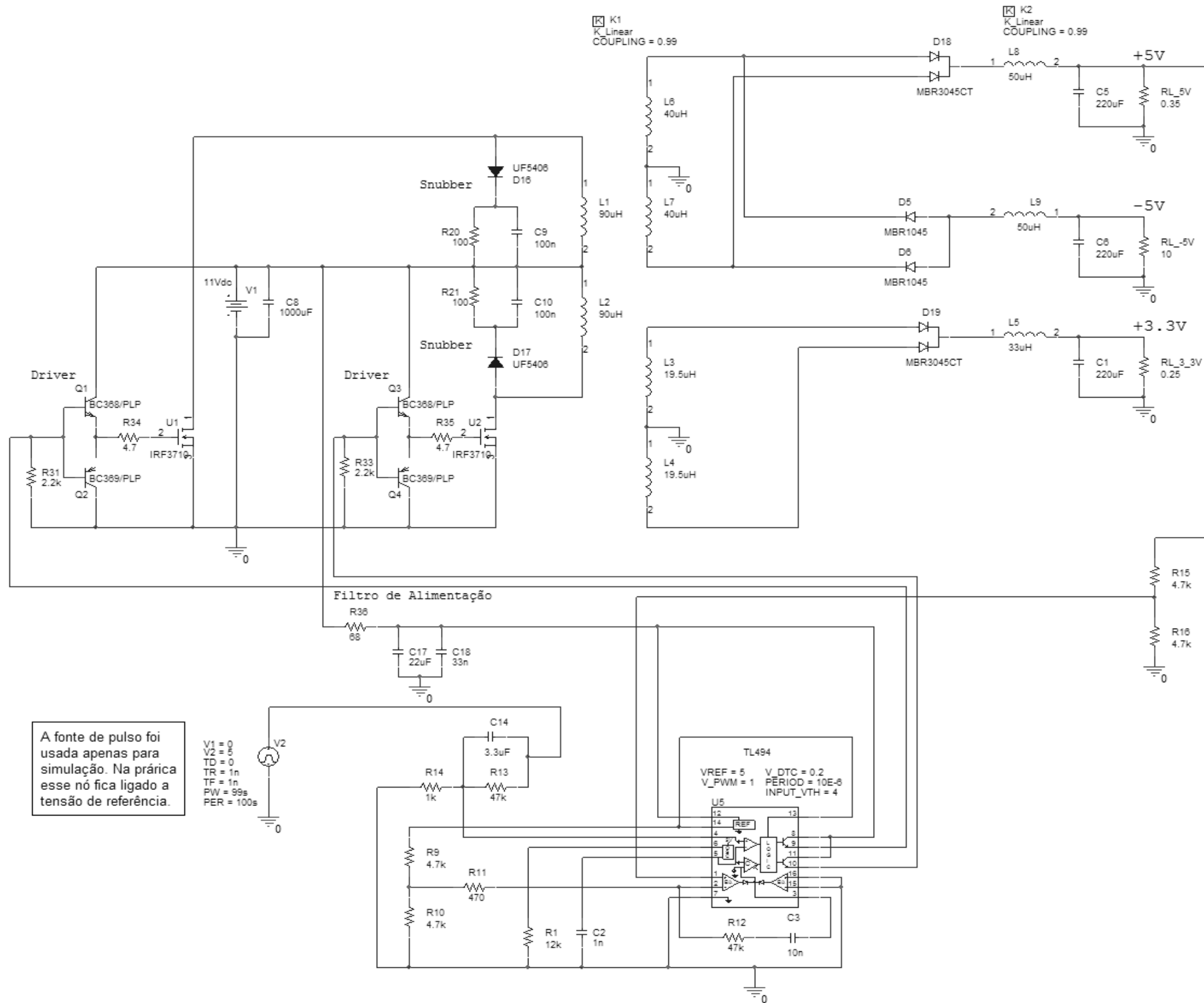
Anexo 1 - Diagrama de uma Fonte ATX de 200W



Anexo 2 - Conversor CC-CC com as Saídas +12V e -12V

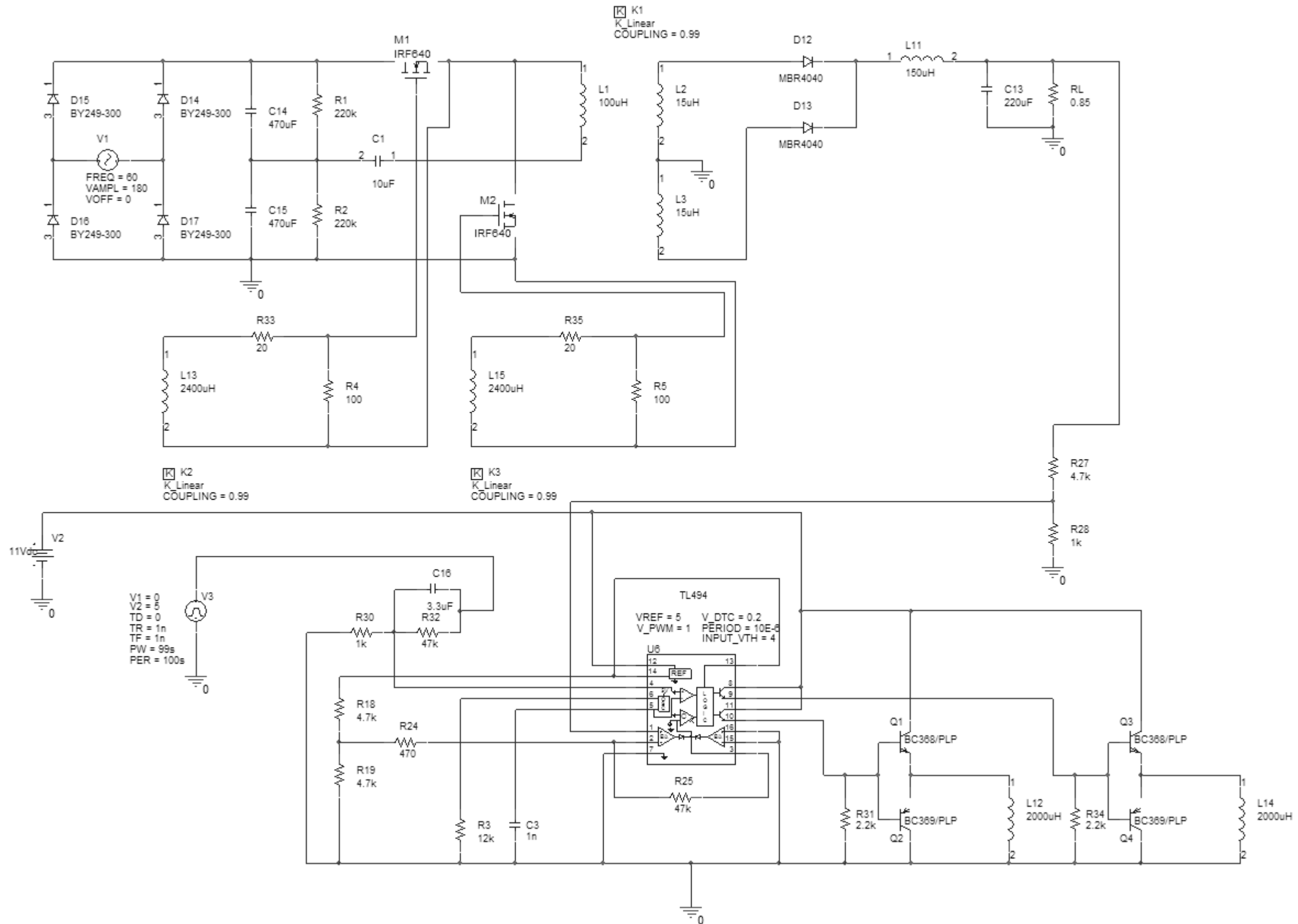


Anexo 3 – Conversor CC-CC com as Saídas +5V, +3,3V e -5V

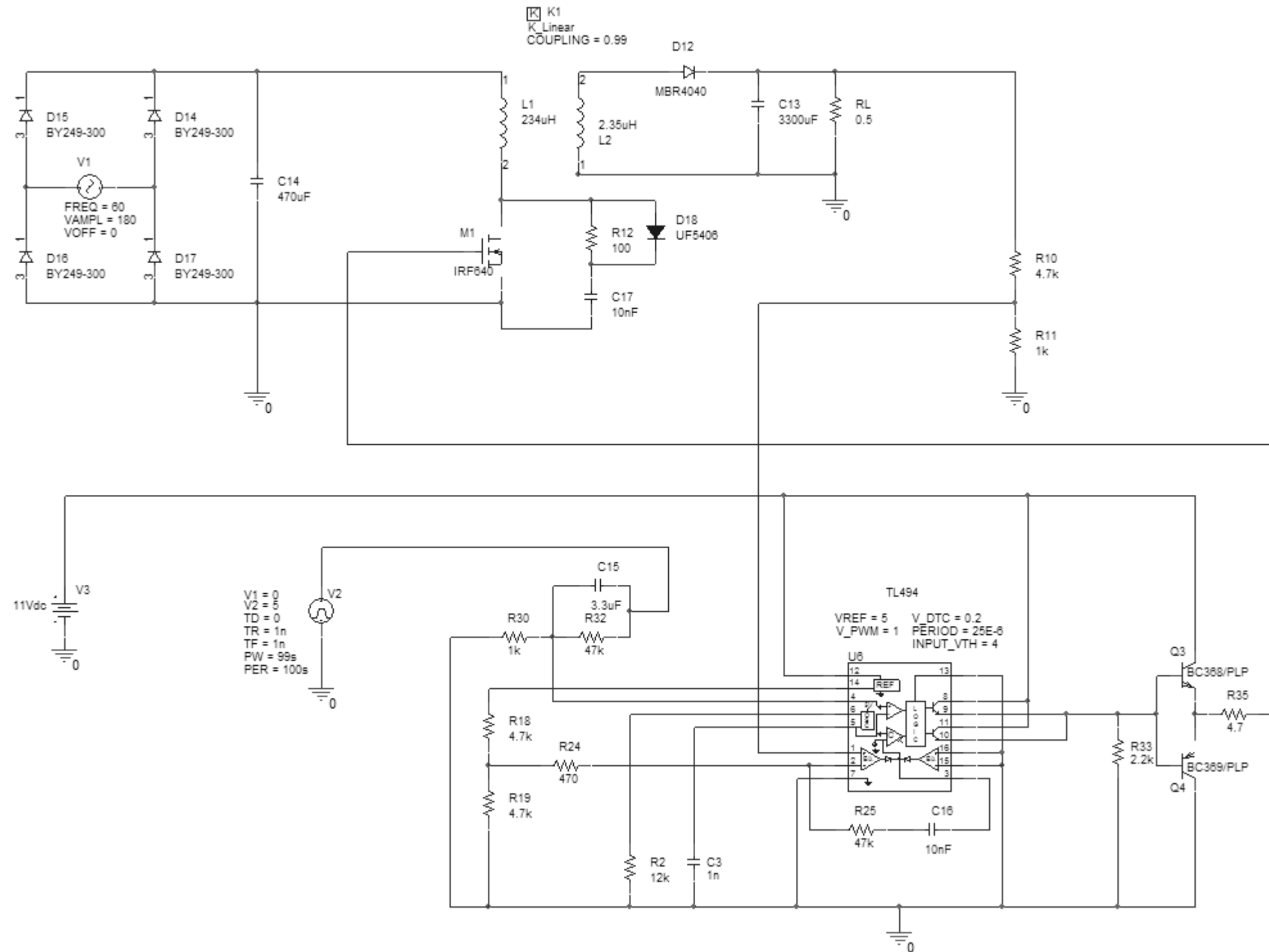


A fonte de pulso foi usada apenas para simulação. Na prática esse nó fica ligado a tensão de referência.

Anexo 4 - Conversor CA-CC com Topologia Meia-Ponte



Anexo 5 – Conversor CA-CC com Topologia *Flyback* com MOSFET



Bibliografia

- [1] “http://en.wikipedia.org/wiki/Uninterruptible_power_supply”, Último acesso: 20/02/2009.
- [2] “<http://en.wikipedia.org/wiki/ATX>”, Último acesso: 20/02/2009.
- [3] “http://en.wikipedia.org/wiki/PC_power_supply”, Último acesso: 20/02/2009.
- [4] BARÚQUI, Fernando Antônio Pinto. Apostila de Eletrônica IV.
Fonte: “<http://www.pads.ufrj.br/~fbaruqui>”. 2007.
- [5] MELLO, Luiz Fernando Pereira. Análise e Projeto de Fontes Chaveadas. São Paulo, SP.
Editora Érica. 1996.
- [6] POMILIO, José Antenor. Fontes Chaveadas.
Fonte: “<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/fontchav.html>”. 2008.
- [7] “<http://pt.wikipedia.org/wiki/ATX>”, Último acesso: 03/03/2009.
- [8] ATX Specification Version 2.2.
Fonte: “<http://www.formfactors.org/FFDetail.asp?FFID=1&CatID=2>”.
- [9] Power Supply – Desing Guide for Desktop Plataform Form Factors.
Fonte: “<http://www.formfactors.org/FFDetail.asp?FFID=13&CatID=2>”. 2007.
- [10] Designing Switching Voltage Regulators With the TL494.
Fonte: “<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tl494.html>”. 2005.