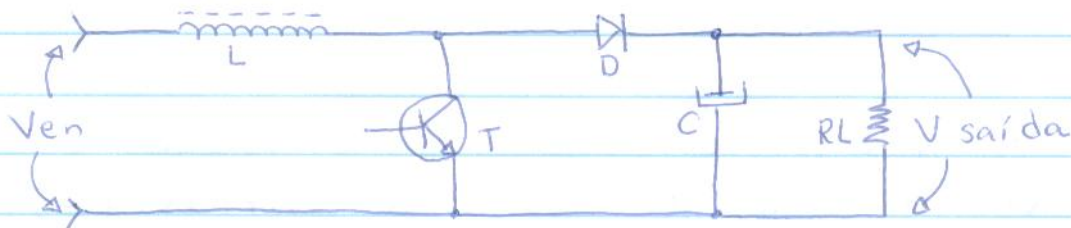


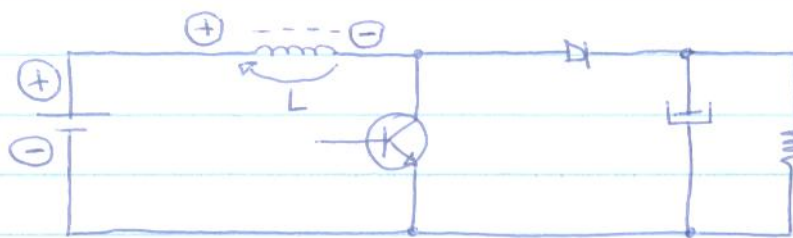
① Fontes Chaveadas e Inversores - Teoria

Existem algumas montagens padrão na construção de fontes chaveadas ou de inversores DC-DC. Estaremos citando aqui as mais comuns, mostrando um simples diagrama de cada um deles e falando um pouco a respeito de cada um.

Step-up ou Boost - este tipo de regulador é utilizado quando queremos aumentar uma tensão DC. Basicamente falando, sua tensão de entrada é menor do que a tensão de saída. Ele aumenta o valor da tensão de entrada.

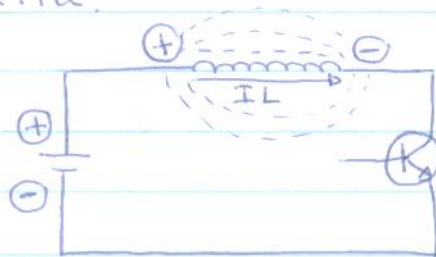


Quando o transistor T está cortado e não conduzindo corrente a tensão para a saída é fornecida por L e D . Quando T satura, o diodo D fica inversamente polarizado e não conduz, mas uma corrente passa através de L criando um campo eletromagnético, desta forma o indutor L armazena energia. Quando T corta novamente o campo eletromagnético de L diminui criando sobre ele uma tensão que se soma à tensão de entrada e, através de D , alimentará a saída. Veja as figuras:



transistor cortado pela 1ª vez

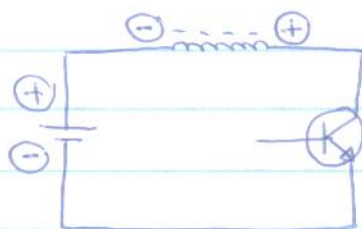
Com o transistor cortado a tensão sobre o indutor L terá a polaridade indicada. Quando ele saturar também, mas quando ele cortar novamente, o campo magnético criado sobre ele diminuirá, induzindo nele próprio uma tensão contrária.



transistor saturado

Na condição da figura anterior, com o transistor saturado, teremos uma corrente I_L , relativamente alta e a polaridade sobre o indutor será a indicada na figura.

Quando o transistor cortar novamente teremos:



transistor cortado

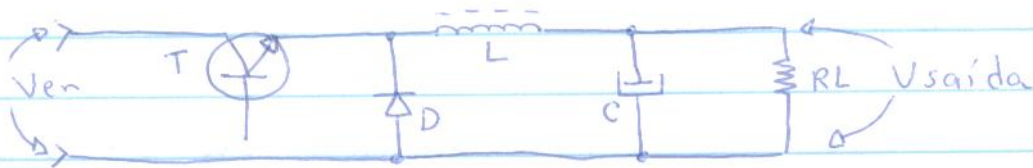
Com a diminuição do campo eletromagnético, criado por L , a tensão sobre ele aparecerá como o indicado e se somará com a tensão de entrada, como se fossem duas pilhas em série.

É assim que este inversor consegue ter uma tensão na saída maior do que a tensão da entrada. É lógico que a frequência de corte e saturação o valor de L e C influenciarão na tensão de saída.

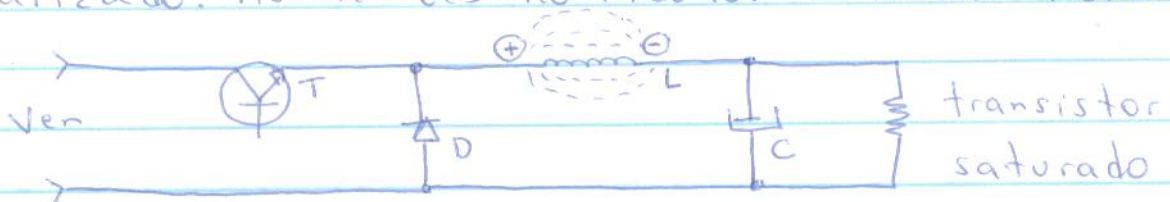
Visualize como se fossem duas pilhas.



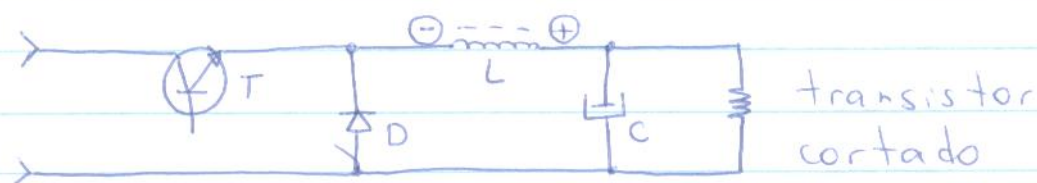
Step down ou Buck - neste tipo de regulador chaveado a tensão de entrada tem o seu valor reduzido na saída. Basicamente a tensão de entrada (V_{en}) é maior do que a tensão de saída ($V_{saída}$).



Quando T conduz, a tensão na carga será próxima da tensão da entrada (V_{en}) menos a tensão sobre o indutor L (V_L). Nesta condição o capacitor C também estará sendo carregado e o diodo D estará reversamente polarizado. As tensões no indutor estarão assim:



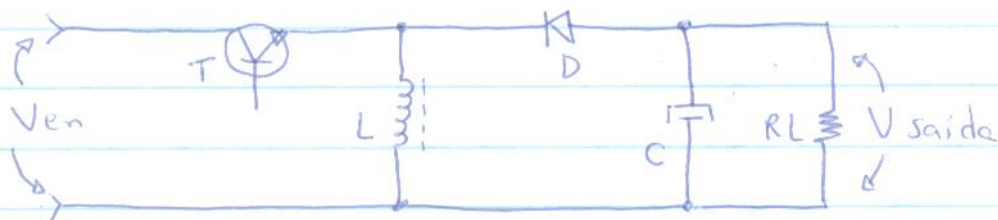
Na hora que T cortar e parar de conduzir, o campo eletromagnético, criado sob o indutor L , começará a diminuir e a tensão sobre o mesmo ficará assim:



O diodo D estará polarizado diretamente e através dele fluirá a corrente auto induzida no indutor L .

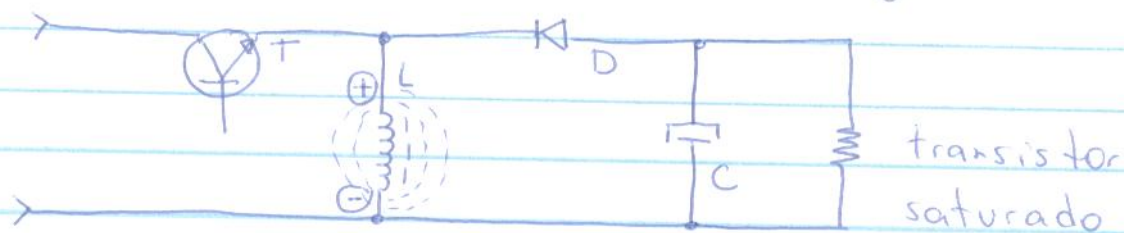
Como o capacitor C , que está em paralelo com a carga (saída da fonte) sempre se carregará com $V_e - V_L$ e no corte do transistor o indutor L não fornecerá tensão para C , teremos sempre na saída uma tensão menor do que na entrada.

Buck - Boost - o que caracteriza um inversor deste tipo é a característica que ele tem de transformar uma tensão positiva de entrada (V_{en}) em uma tensão negativa na saída ($V_{saída}$) sem o uso de um transformador.



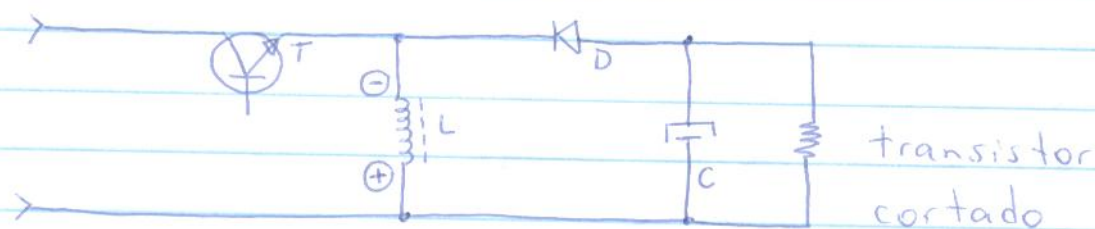
Quando o transistor T estiver saturado o diodo D estará reversamente polarizado e

as tensões no indutor serão as seguintes:



Estará passando uma corrente pelo indutor L e ele criará um campo eletromagnético, armazenando assim, energia.

Quando o transistor T cortar o campo eletromagnético em L diminuirá e as tensões sobre ele ficarão assim:

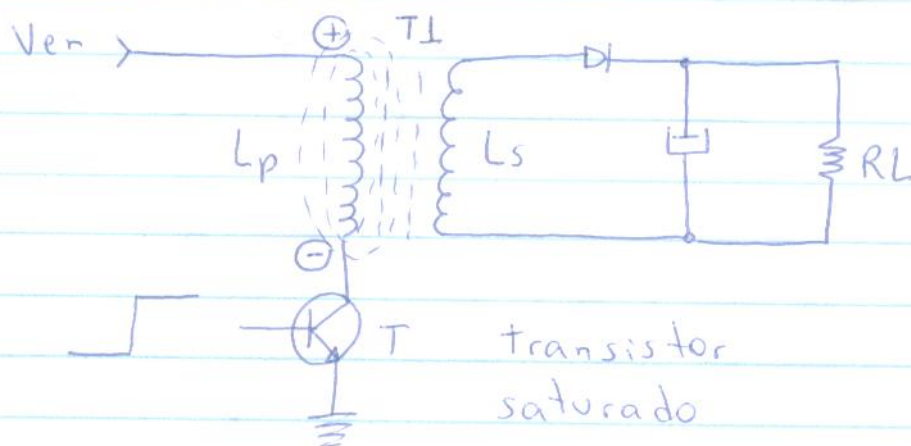


Ou seja, ele polarizará o diodo D diretamente e a corrente que circula por ele carregará o capacitor C com uma tensão negativa.

Flyback - em um regulador tipo flyback, que é muito utilizado em diversos tipos de equipamentos, um transformador com núcleo de ferrite é o componente responsável pela conversão de um valor de tensão em outro.

Neste tipo de conversor, quando o transistor está saturado, passa uma corrente pelo enrolamento primário, que cria um campo eletromag-

nético onde é armazenada a energia. Quando o transistor corta esta energia é transferida para o secundário e irá fornecer tensão e corrente para a carga. Podemos ter mais de um enrolamento secundário e assim diversas tensões de saída. Este tipo de conversor é o mais utilizado comercialmente, pois permite uma isolamento entre a tensão de entrada (V_{en}) e a tensão de saída ($V_{saída}$). Mas para que isto aconteça não deve haver nenhum tipo de ligação física entre os enrolamentos secundários e primário. Caso isto seja necessário podemos optar por usar um fotoacoplador ou um enrolamento isolado de todos os outros.



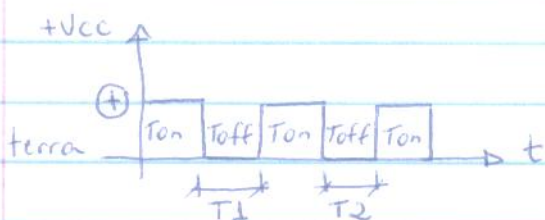
Ao saturarmos o transistor T uma corrente passará pelo enrolamento primário (L_p) do transformador $T1$ e criará um campo eletromagnético. Este campo armazenará energia. Quando o transistor T cortar, esta energia será transferida para o secundário durante a diminuição do campo eletromagnético do primário. Esta energia é que fornecerá a tensão e a corrente para a carga (R_L).

② Modulação por largura de pulso (PWM)

Existem diversas técnicas de modulação do sinal que controlará o elemento chaveador em fontes chaveadas. Neste livro / capítulo estaremos abordando, mais profundamente, a modulação por largura de pulso ou PWM (sigla em inglês).

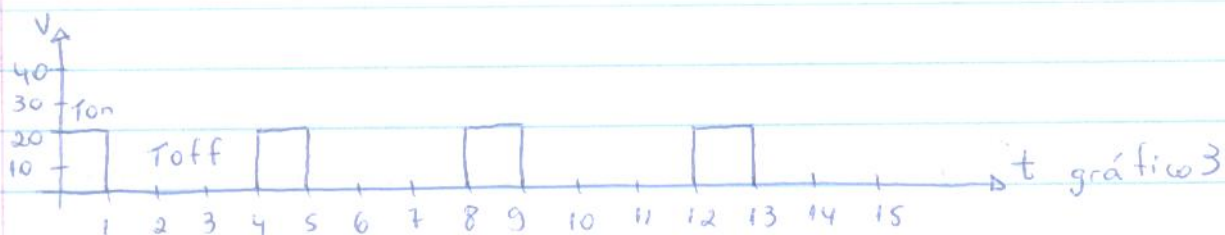
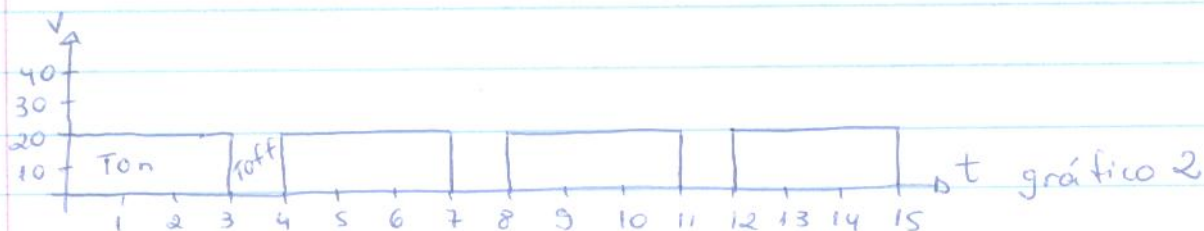
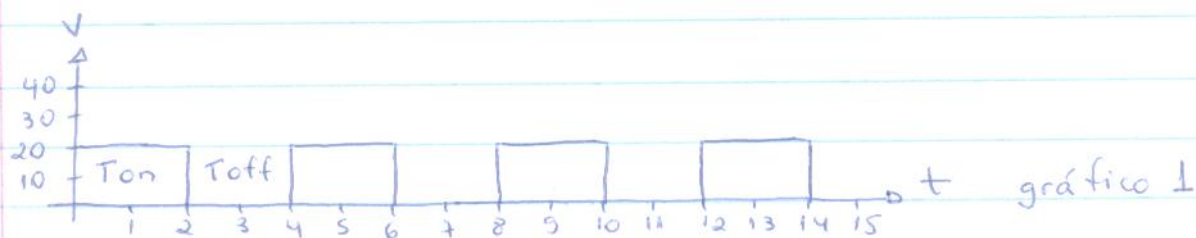
Neste tipo de modulação uma frequência fixa terá a largura de seu pulso positivo, mais ou menos largo, dependendo do valor da tensão na saída da fonte.

Imaginemos uma onda quadrada e analisemos os ciclos e os semi-ciclos:



No gráfico anterior podemos perceber que tanto o semi-ciclo positivo como o terra tem a mesma largura, de uma forma simples poderíamos dizer que a tensão média equivale a $\oplus$ dividido por dois. Variando-se a largura de T_{on} e T_{off} , e mantendo a frequência igual, teremos um valor médio maior ou menor. É este princípio que é utilizado na modulação PWM e em muitas fontes chaveadas e inversores DC-DC. Nas figuras seguintes podemos ter uma noção melhor disto.

Vamos dar valores para compreendermos melhor isto e vamos também usar outros gráficos.



Para calcularmos o valor médio usamos a seguinte expressão:

$$V_m = \frac{V \times t_{on}}{T}$$

onde:

V_m = Valor médio (não confundir com V_{rms} = valor eficaz)

V = Tensão do semi-ciclo positivo (T_{on})

t_{on} = Duração dos semi-ciclos positivos.

T = Tempo de duração total do ciclo.

Definimos como ciclo o espaço em que não há diferença na forma de onda. No gráfico 1, por exemplo, um ciclo inicia-se no zero e termina no 4 (no eixo horizontal do tempo).

Agora vamos calcular os valores médios, das tensões, dos gráficos 1, 2 e 3.

Gráfico 1

$$V_m = \frac{V \times T_{on}}{T} \Rightarrow V_m = \frac{20 \times 2}{4} \Rightarrow 10 \text{ Volts} \Rightarrow \text{utilizamos apenas um ciclo.}$$

Utilizando 3 ciclos o resultado deve ser o mesmo!

$$V_m = \frac{V \times T_{on}}{T} \Rightarrow V_m = \frac{20 \times 6}{12} \Rightarrow 10 \text{ Volts}$$

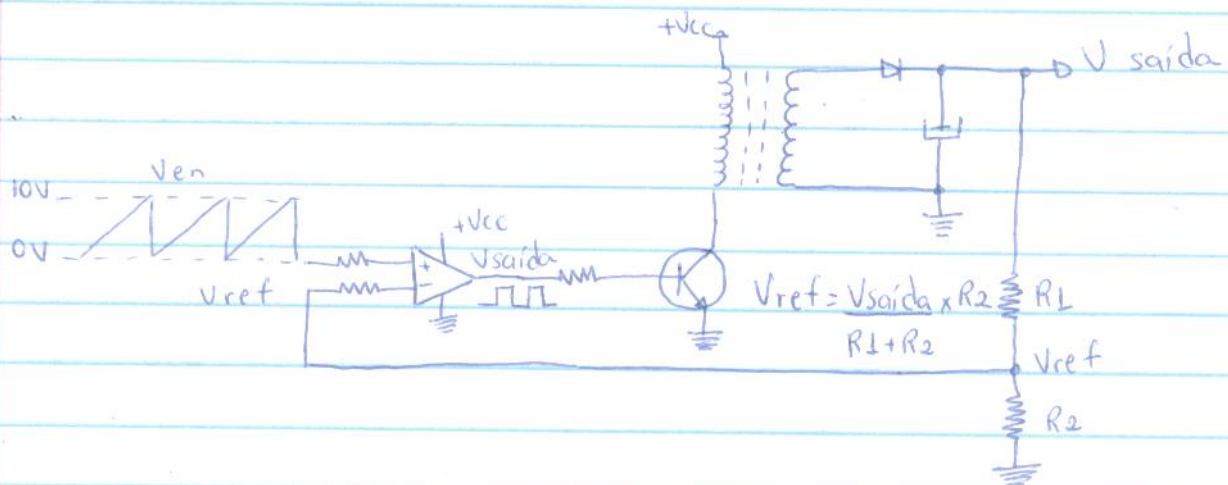
Gráfico 2

$$V_m = \frac{V \times T_{on}}{T} \Rightarrow V_m = \frac{20 \times 3}{4} \Rightarrow 15 \text{ Volts}$$

Gráfico 3

$$V_m = \frac{V \times T_{on}}{T} \Rightarrow V_m = \frac{20 \times 1}{4} \Rightarrow 5 \text{ Volts}$$

Podemos perceber que a tensão média irá variar de acordo com o período de T_{on} , para uma mesma frequência. Caso este pulso controle um elemento chaveador (transistor bipolar, mosfet, IGBT) teremos um tempo maior ou menor de condução do transistor e conseguiremos ajustar a tensão na saída de uma fonte. Mas como fazer isto na prática, vamos ter uma ideia a seguir, veja as figuras.



Na entrada não inversora $\oplus$ aplicamos uma tensão dente de serra:

Tensão dente de serra $\rightarrow$ 

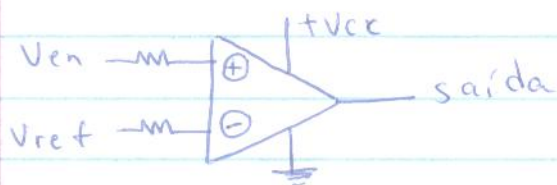
Ou uma tensão triangular:

Tensão triangular $\rightarrow$ 

Esta tensão será comparada com a tensão presente na entrada inversora $\ominus$. Podemos ver na figura que a tensão dente de serra irá variar de 0 a 10 Volts. A tensão presente na saída do operacional terá a mesma frequência do dente de serra, porém, será quadrada e terá o período T_{on} variando de acordo com a tensão de referência.

Vamos nos lembrar, um pouco, dos amplificadores operacionais para percebermos isto.

Quando usamos um AO (Amplificador Operacional) na configuração de detetor de nível ele funcionará assim:



onde:

V_{en} = tensão de entrada

V_{ref} = tensão de referência

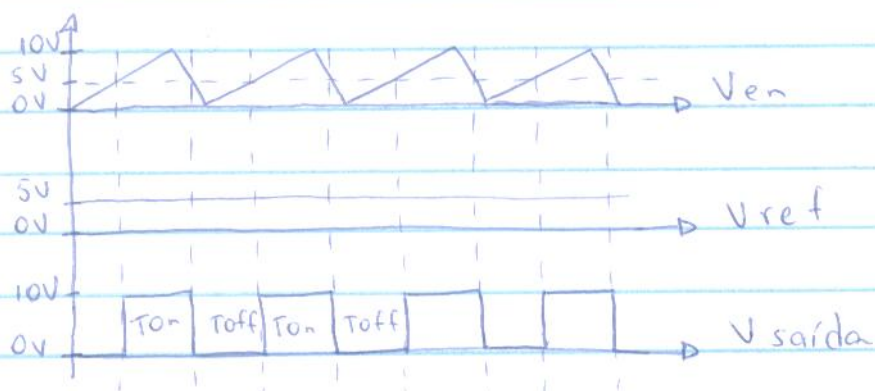
$\oplus$ = entrada não inversora

$\ominus$ = entrada inversora

Quando a tensão na entrada não inversora (V_{en}) for maior que a tensão na entrada inversora (V_{ref}) a tensão na saída será $+V_{CC}$.

Quando a tensão V_{en} for menor do que V_{ref} a tensão na saída será terra.

Olhando nosso exemplo de fonte (exemplo teórico) e os gráficos a seguir:

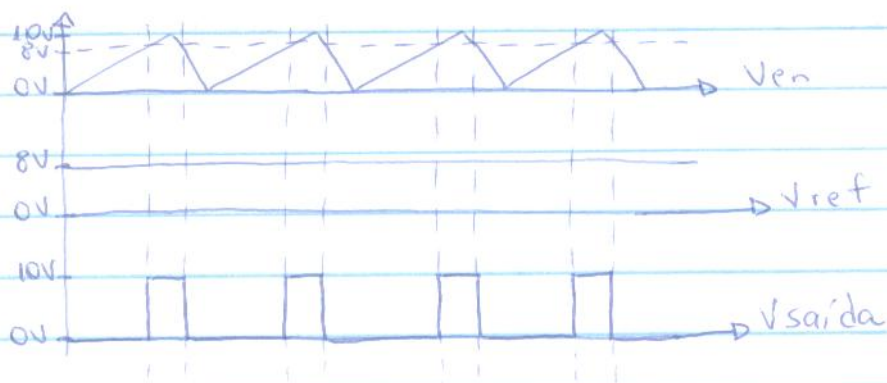


Quando a tensão V_{en} for menor do que V_{ref} teremos a saída em T_{off} . Quando a tensão V_{en} for maior do que V_{ref} teremos a saída em T_{on} .

Variando-se a tensão V_{ref} conseguimos variar T_{on} e manter a frequência fixa.

É bom lembrar que: quanto maior T_{on} maior a tensão na saída (neste caso específico).

Vamos adotar V_{ref} com um valor de 8 Volts, simulando um aumento na tensão de saída da fonte.



Podemos perceber que a largura do pulso (T_{on}) na saída diminuiu e, consequentemente, diminuiu a tensão na saída da fonte, normalizando a tensão de referência em 5 Volts. Caso a tensão V_{ref} diminuísse, indicando uma diminuição da tensão na saída da fonte, a largura do pulso na saída aumentaria, isto fará com que a tensão na saída da fonte volte ao normal e

a tensão V_{ref} fique em 5 Volts.

Este é o princípio de funcionamento de um modulador PWM.

Hoje em dia a frequência de chaveamento varia entre 15KHz a centenas de KiloHertz, dependendo da aplicação.

Existe uma relação entre o período total da frequência (T) e T_{on} , esta relação recebe o nome de Duty Cycle e é muito importante para calcularmos indutores e transformadores para fontes chaveadas. A relação é esta:

$$D = \frac{T_{on}}{T}$$

onde:

D = Duty Cycle

T = Período total da frequência ($T = 1/F$)

T_{on} = Período em que o elemento chaveador conduz.

③ Teoria sobre Indutores

Indutores - nome dado a bobinas, choques, enfim a todos os tipos de enrolamentos. Um indutor nada mais é que uma "certa" quantidade de fio enrolado sobre um núcleo. Este núcleo pode ser de ar, ferro, ferrite, etc. A teoria que envolve o uso, construção e funcionamento dos indutores, é que nos permite a construção de transformadores.

Quando um enrolamento é percorrido por uma corrente ele cria um campo eletromagnético, se próximo a este enrolamento existir um outro este campo induzirá uma corrente no outro. Quando a variação do campo acabar, acabará também a indução. Podemos perceber que se fizermos passar por um indutor uma corrente contínua só induziremos no outro indutor enquanto a corrente no primeiro estiver se elevando e criando o campo eletromagnético. Se quisermos induzirmos sempre, precisamos chavear esta corrente contínua (ora passa pelo indutor, ora não passa) de uma forma que ela se comporte, de forma semelhante, a corrente alternada. Este princípio, de fazer passar ou não corrente por um indutor, é que utilizamos em inversores DC-DC e fontes chaveadas.

É importante lembrar e saber que: um indutor armazena energia em seu campo eletromagnético.

Reatância indutiva e indutância - as linhas de indução do campo eletromagnético criadas por uma bobina ou indutor, ao "crescerem", cortam as suas próprias espiras, desta forma até se criar o cam-

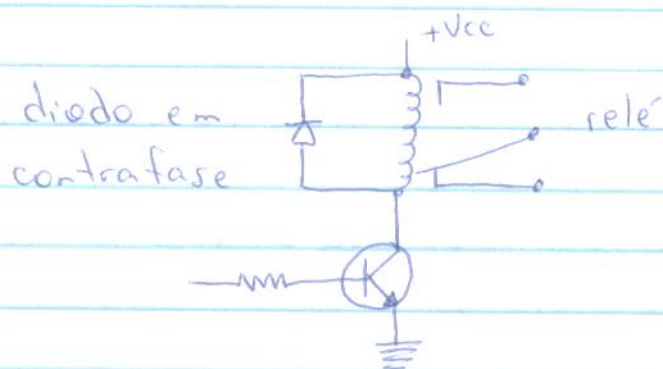
po eletromagnético em sua máxima amplitude teremos a indução de uma corrente, neste próprio indutor, oposta a corrente original. Esta "auto-indução" dificulta a circulação da corrente original. Por este motivo a corrente não pode crescer instantaneamente até o seu valor máximo, mas se passam alguns instantes até que isto aconteça. Para se estabelecer a corrente normal no circuito é necessário que seja vencida uma certa inércia que nele se manifesta. Esta oposição a circulação da corrente recebe o nome de reatância indutiva. Todas as bobinas, enrolamentos ou indutores oferecem uma certa reatância indutiva. Esta reatância será tanto maior quanto mais rápida for a variação da corrente pela bobina. Em outras palavras, quanto maior a variação da corrente ou a sua frequência maior será a reatância indutiva para um mesmo valor de indutor.

Fator de potência- em corrente alternada teremos sempre variada a direção da corrente pelo indutor ou pelo primário de um transformador de ferro sílico (não usado em fontes chaveadas), isto se faz com que ele defase a corrente em relação a tensão, ou seja, atrase a corrente que passa por ele em relação a tensão. Esta defasagem é conhecida como fator de potência.

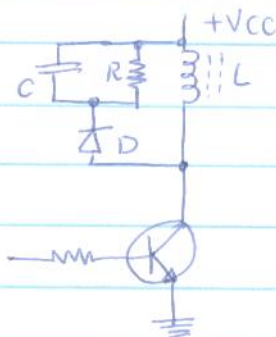
Para maiores informações sobre fator de potência consulte o livro "Economizando Energia Elétrica" da Editora Eltec.

De Novo- quando fazemos uma corrente pas-

sar por um indutor aparece sobre o mesmo, "lentamente", um campo eletromagnético, quando retiramos a corrente este campo diminui e induz, no próprio indutor, uma tensão e corrente com sentido contrário ao anterior. Esta tensão contrária pode ser utilizada em certos circuitos (como na saída horizontal de TVs e Monitores) ou deve ser eliminada ou limitada, em outros tipos de circuitos, para evitar problemas em componentes eletrônicos. A finalidade de um diodo em contrafase, com a bobina de um relé, por exemplo, é evitar que esta tensão prejudique o circuito. Veja a figura:



Em inversores DC-DC ou fontes chaveadas usamos circuitos um pouco mais complexos para limitar esta tensão, estes circuitos recebem o nome de Snubber e "suaviza" o corte e a saturação de um elemento chaveador (bipolar, mosfet, IGBT).
Veja a figura:



O capacitor C junto com o resistor R e o diodo D recebem o nome de circuito Snubber ou circuito amaciador.

Reatância Indutiva - podemos calcular a reatância indutiva através da seguinte equação:

$$X_L = 2 \times \pi \times F \times L$$

Onde:

X_L = reatância indutiva

$$\pi = 3,141516$$

F = Frequência de chaveamento

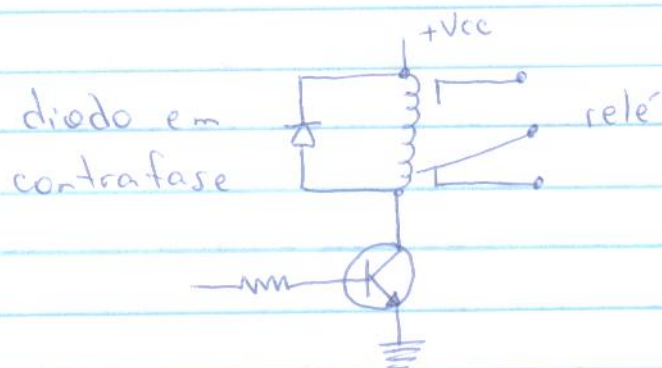
L = indutância

Podemos perceber que quanto maior a frequência maior será a reatância indutiva.

Resumo - indutor - nome do componente
indutância - grandeza ou unidade medida em Henries, mH ou μH .
reatância indutiva - é a dificuldade que um indutor oferece para a circulação de uma corrente alternada ou uma corrente contínua pulsante ou chaveada.

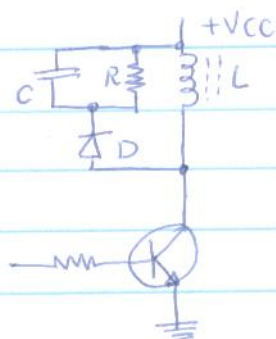
Importante - um indutor armazena energia no campo eletromagnético

sar por um indutor aparece sobre o mesmo, "lentamente", um campo eletromagnético, quando retiramos a corrente este campo diminui e induz, no próprio indutor, uma tensão e corrente com sentido contrário ao anterior. Esta tensão contrária pode ser utilizada em certos circuitos (como na saída horizontal de TVs e Monitores) ou deve ser eliminada ou limitada, em outros tipos de circuitos, para evitar problemas em componentes eletrônicos. A finalidade de um diodo em contrafase, com a bobina de um relé, por exemplo, é evitar que esta tensão prejudique o circuito. Veja a figura:



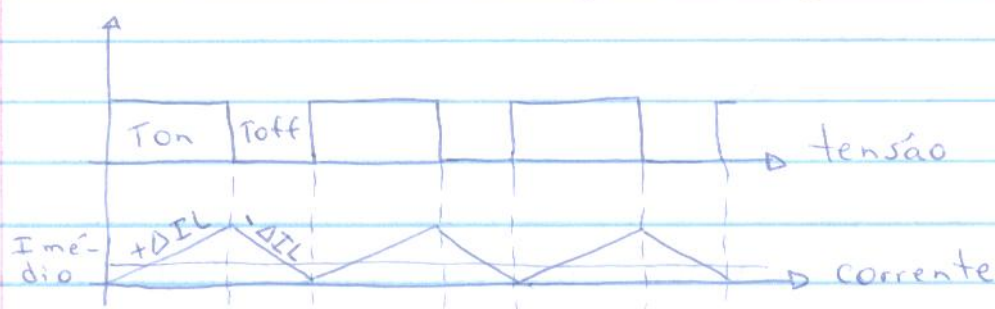
Em inversores DC-DC ou fontes chaveadas usamos circuitos um pouco mais complexos para limitar esta tensão, estes circuitos recebem o nome de Snubber e "suaviza" o corte e a saturação de um elemento chaveador (bipolar, mosfet, IGBT)

Veja a figura:



④ Aplicando uma onda quadrada em um indutor

Caso apliquemos uma tensão, que tenha a forma de onda quadrada, sobre um indutor, a corrente que circulará pelo mesmo se comportará de uma forma semelhante a figura a seguir:



O período em que aplicamos tensão sobre o indutor chamamos de T_{on} e o período em que não aplicamos tensão se chama T_{off} . A soma destes dois períodos dá o período total.

Podemos perceber que mesmo com uma variação abrupta da tensão sobre o indutor a corrente sofre uma certa inércia para atingir seus valores máximos e mínimos.

Quando aplicamos tensão sobre o indutor a corrente aumentará com o tempo e chamaremos este período de $+\Delta IL$:

⊕ - porque a corrente está aumentando

Δ - porque existe uma variação da corrente no tempo

Quando retiramos a tensão que está aplicada sobre o indutor a corrente diminuirá com o tempo e chamaremos este período de $-\Delta IL$:

⊖ - porque a corrente está diminuindo

Δ - porque existe uma variação da corrente no tempo.

Podemos perceber que teremos um valor médio de corrente passando pelo indutor e este valor médio dependerá dos valores extremos que ele atingir.

Quando dimensionarmos um indutor para uma fonte chaveada é interessante que os picos extremos da corrente não sejam superiores a 40% do valor da corrente média.

$$\pm \Delta I_L \leq 40\% \text{ da corrente média}$$

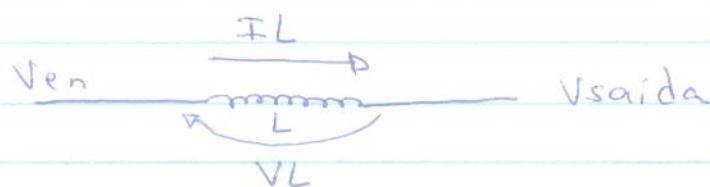
onde:

$\pm \Delta I_L$ = variação entre os dois extremos da corrente

A corrente no indutor pode ser representada pelas seguintes equações:

Para período T_{on}

$$+\Delta I_L = \frac{(V_{en} - V_{saída}) \times T_{on}}{L}$$



Podemos perceber que a corrente através de L (I_L) dependerá da tensão sobre o mesmo (V_L) que corresponde a tensão de entrada (V_{en}) menos a tensão de saída ($V_{saída}$), e que este valor também depende de L e, portanto, da frequência da onda quadrada.

Para período T_{off}

$$-\Delta I_L = \frac{V_{saída} \times T_{off}}{L}$$

A fórmula fica mais simples pois agora a variação da corrente só dependerá da energia ar.

mazenada, sob a forma de campo eletromagnético, no indutor L . A corrente diminuirá de acordo com o tempo (T_{off}) e com o valor de L .

"É importante ressaltar que um indutor cria um campo eletromagnético, quando sobre ele é aplicada uma tensão, e que, este campo armazena energia.

Quando é retirada a tensão que estava aplicada sobre ele, o campo eletromagnético vai se reduzindo e transformando sua energia em tensão e corrente."

(5) Termas Usados em Reguladores Chaveados

Tensão de saída controlada por limitação de corrente:

Neste tipo de controle a corrente é monitorada através de um sensor, que pode ser um resistor, e dependendo da tensão, criada pela corrente sobre este sensor, o chaveamento será ajustado, automaticamente, para que a tensão na saída da fonte permaneça correta.

Muitos circuitos integrados usados como controladores de fonte chaveada tem pinos ou terminais para se inserir esta tensão e se fazer este controle.

Controle através da corrente: Neste tipo de controle da tensão da saída da fonte, tanto a tensão de saída, quanto a corrente no indutor ou primário do transformador são utilizados para este fim. Em outras palavras: a realimentação usa tanto a corrente no primário, quanto a tensão de saída, para manter estável a tensão na saída da fonte.

Amplificador de erro: é um circuito que compara a tensão de realimentação, que vem da saída da fonte, com uma tensão contínua de referência e cria uma tensão de controle que atuará na modulação PWM e, conseqüentemente, no chaveamento com a finalidade de manter a tensão de saída da fonte sempre com o mesmo valor.

Normalmente é um amplificador operacional que faz esta função (ele pode estar dentro de um CI dedicado para controle de uma fonte chaveada).

Saturação do indutor ou núcleo: quando isto acontece existe o máximo fluxo magnético para o tipo de núcleo escolhido.

Nesta situação a indutância cai bruscamente e a corrente no indutor será limitada apenas pela resistência do enrolamento, que geralmente é baixa, o que ocasionará uma alta corrente.

No caso de ser um transformador o fator de acoplamento entre primário e secundário diminuirá. Em qualquer dos casos a fonte deixará de funcionar corretamente, terá suas tensões de saídas alteradas e poderá ter o seu circuito danificado.

Tempo de recuperação do diodo: é o tempo necessário que um diodo leva para deixar de conduzir corrente depois que ele deixa de ser polarizado diretamente. Diodos usados em fontes chaveadas devem ser rápidos e normalmente recebem o nome de diodos de fast recovery. Caso você troque um diodo com esta característica por um diodo comum, o diodo comum se aquecerá muito e se danificará.

PWM - Pulse Width Modulation: traduzindo a sigla PWM para o português teremos a seguinte expressão: modulação por largura de pulso. Este tipo de modulação é utilizado para controlar o tempo de corte e saturação do componente chaveador. Através disto conseguimos variar a tensão de saída da fonte.

Controle através da tensão: neste tipo de fonte chaveada o chaveamento é controlado através da realimentação da tensão da saída.

Frequência de oscilação: é a frequência de oscilação para controle do circuito chaveador. Normalmente é a mesma frequência do chaveamento. Em muitos circuitos esta frequência é definida por um resistor e um capacitor.

Snubber: é um circuito dimensionado para limitar a tensão sobre um determinado componente. Normalmente este circuito é composto por uma rede RC paralela em conjunto com um diodo rápido (fast recovery ou ultra fast recovery). Alguns circuitos snubber podem utilizar diodos zener. Normalmente são empregados para limitar a tensão em cargas indutivas como um indutor ou o primário de um transformador de uma fonte chaveada.

Soft Start: é um processo que faz com que a fonte tenha um pequeno período de condução, do componente chaveador, logo ao ser ligada. Este período vai aumentando até atingir o seu valor nominal. De uma forma simples poderíamos dizer que a fonte tem uma partida lenta. Isto evita picos de tensão e corrente na saída da fonte.

Ripple: é a variação de tensão na saída da fonte ocasionada por uma filtragem ruim. Capacitores com baixo ESR filtram melhor as saídas em fontes chaveadas.

Caso as tensões de saída apresentem spikes (que são pulsos de curta duração mais de uma amplitude maior do que a desejada) isto, provavelmente, se deverá a capacitores com uma alta ESL.

Tensão de saturação coletor-emissor: é a tensão que

existirá entre o coletor e o emissor quando o transistor (elemento chaveador) estiver saturado. Este valor, normalmente, varia entre 0,3 a 1,4V. Muitas vezes, adotamos este valor como sendo igual a $\emptyset$ (zero) Volts.

Ae - área efetiva: é a área média do núcleo "energizada" pelo fluxo magnético. As linhas que atravessam esta área (linhas do fluxo magnético), as atravessam perpendicularmente.

Le - comprimento efetivo: é o comprimento médio que o fluxo magnético tem para circular no núcleo.

Tc - temperatura curie: é a temperatura que faz com que um material ferromagnético perca as suas características. Nesta temperatura o alinhamento das partículas magnéticas se perde. Se a temperatura diminuir para menos do que Tc as propriedades do ferrite voltam ao normal.

AL - fator de indutância: é a indutância por unidade de espira para $B \leq 0,25\text{mT}$ ou 2,5 Gauss.

$\Sigma I/A$: é o fator do núcleo. Pode, se preciso, ser encontrado dividindo-se o comprimento efetivo (Le) pela área efetiva (Ae) do núcleo.

RFI ou IEM: é a interferência eletromagnética causada pelo chaveamento e a condução e corte de componentes semicondutores, além de transientes, sparks e spikes causados pela comutação de cargas indutivas.

Pode ser minimizada através de blindagem com cobre ou alumínio. Normalmente estes sinais podem sair da fonte e interferir em outros equipamentos.

através da rede de VAC. Para minimizar isto toda fonte chaveada deve ser um filtro em sua entrada. Interferência por fluxo magnético: este tipo de interferência é produzida por componentes que criam campos magnéticos, como transformadores, indutores, etc. Para fazer uma blindagem eficiente contra este tipo de interferência é necessário o uso de chapas de ferro ou ferro-silício. Nestes casos não adianta utilizar cobre ou alumínio.

Ve - volume efetivo: é o volume do núcleo visto pelo fluxo magnético, eventualmente pode ser menor que o volume físico.

Spike: pico de tensão ocasionados devido ao chaveamento e que devem ser eliminados através de filtros ou constantes RC, pois podem ocasionar RFI.



E.Tap - Constante Volts x microssegundos: é o resultado da multiplicação da tensão e do tempo em que ela é aplicada sobre um indutor.

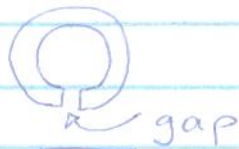
Define a quantidade de energia que este indutor pode armazenar. Este valor de "energia" dependerá de diversos fatores, como: área do núcleo, tipo de núcleo, número de espiras e da duty-cycle (D).

Gap: espaço que há entre duas partes de um mesmo núcleo, impedindo-o que estes façam contato direto. O gap influencia na histerese, na saturação e na densidade do fluxo magnético (ver características dos fabricantes).

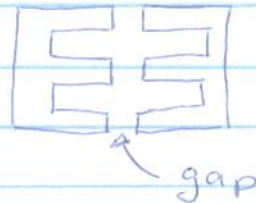
Podemos ter um gap em um núcleo circular, veja

os desenhos:

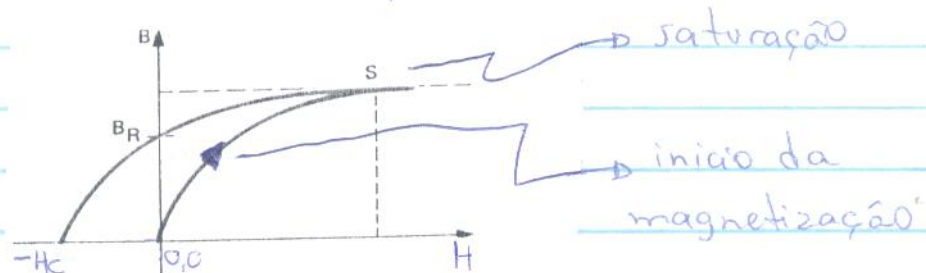
núcleo
circular



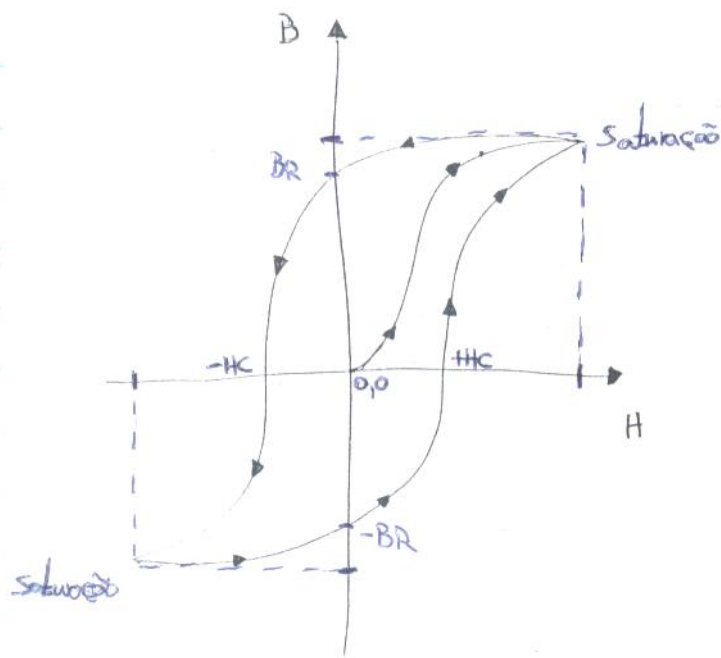
núcleo EE



Histerese: quando aplicamos um campo magnético sobre um material ferromagnético ou "ferritomagnético" acontece um fenômeno de magnetização (imantação) deste material. Quando magnetizamos este material até a saturação e retiramos o campo magnético iremos perceber que a densidade do fluxo magnético não é zero, ou seja, o material ficou magnetizado ou imantado. Observando a curva de histerese percebemos isto melhor.



Partindo do ponto 0,0 e aumentando a força (H) do campo magnético até a saturação (S) e depois voltando até o eixo B, veremos que o fluxo magnético (B) não está mais em zero, porém tem um valor B_R . Isto demonstra que depois de saturarmos um núcleo não conseguiremos voltar a condição inicial de $\emptyset$ no eixo B para $\emptyset$ no eixo H. Se fizermos a curva completa, mudando a polaridade do campo aplicado no material, teremos a curva a seguir:



Esta curva recebe o nome de loop de histerese. O fluxo residual que persiste no material recebe o nome de fluxo remanente ou residual mesmo. Algumas substâncias ferromagnéticas retem, um alto valor de imantação e são usados como ímãs permanentes, o aço temperado é um deles. Outros materiais não mantêm imantação nenhuma. Em resumo histerese é o fenômeno onde teremos um caminho de aumento e diminuição do fluxo B diferentes. Podemos usar a "palavra histerese" para nos referirmos a outras grandezas.

Materiais ferromagnéticos ou ferrimagnéticos: são materiais que tem como característica espontânea o alinhamento de partículas magnéticas elementares (se a temperatura ambiente ou no material não ultrapassar a temperatura Currie). Sem o fluxo magnético estas partículas se agrupam mas cada grupo se direciona para um lado. Aplicando-se um fluxo magnético elas se orientarão de acordo com a direção do fluxo. Quando todos se orientam para a mesma

direção dizemos que o núcleo está saturado.

R - Relutância: representa o resultado da divisão entre F e $\varphi \Rightarrow R = \frac{F}{\varphi}$

onde:

F = diferença de potencial magnético

φ = fluxo de indução

Duty Cycle - D: é a relação entre o período em que o transistor chaveador (bipolar, mosfet, IGBT) está em ON ou conduzindo eo período total da frequência de chaveamento.

$$D = T_{ON} / T_{TOTAL}$$

ESR (resistência equivalente em série): é uma parte puramente resistiva dos capacitores. Fazendo uma comparação seria como colocar um resistor em série com um capacitor. O valor de ESR deve ser o menor possível para garantirmos um menor aquecimento do capacitor e uma melhor filtragem. Existem linhas de capacitores com baixa ESR e estes é que são as ideais para o uso em fontes chaveadas.

ESL (indutância equivalente em série): é uma componente indutiva que existe em todo capacitor. Uma representação disto seria colocarmos um indutor em série com um capacitor. Caso um capacitor tenha um alto valor de ESL ele não funcionará bem como filtro, principalmente para frequências elevadas. Em uma fonte chaveada o ideal é se usar capacitores com baixa ESL.

Modo de operação contínua: neste modo de operação o indutor, ou primário do transformador, sempre te-

rá, passando por ele uma corrente. Sabemos que a corrente que circula pelo indutor é comandada por um elemento chaveador (transistor bipolar, mosfet, IGBT) e este chaveador entra em corte e saturação de acordo com um pulso modulado em largura (PWM), nos circuitos estudados neste livro. No modo contínuo existe uma relação bem definida entre a largura deste pulso e a tensão de saída, por este motivo muitas fontes trabalham assim.

Modo de operação descontinuo: neste modo de operação a corrente no indutor, ou no primário do transformador, terá um valor igual a zero durante cada ciclo do chaveamento.

Eficiência: é indicada pela letra η ou n e é a relação entre a potência de entrada e saída de um transformador usado em fontes chaveadas. Valores comuns podem ser adotados entre 90% a 95% ou 0,9 a 0,95.

Compensação em frequência: é um circuito utilizado na realimentação para uma maior estabilidade no funcionamento do circuito da fonte.

rá, passando por ele uma corrente. Sabemos que a corrente que circula pelo indutor é comandada por um elemento chaveador (transistor bipolar, mosfet, IGBT) e este chaveador entra em corte e saturação de acordo com um pulso modulado em largura (PWM), nos circuitos estudados neste livro. No modo contínuo existe uma relação bem definida entre a largura deste pulso e a tensão de saída, por este motivo muitas fontes trabalham assim.

Modo de operação descontinuo: neste modo de operação a corrente no indutor, ou no primário do transformador, terá um valor igual a zero durante cada ciclo do chaveamento.

Eficiência: é indicada pela letra η ou n e é a relação entre a potência de entrada e saída de um transformador usado em fontes chaveadas. Valores comuns podem ser adotados entre 90% a 95% ou 0,9 a 0,95.

Compensação em frequência: é um circuito utilizado na realimentação para uma maior estabilidade no funcionamento do circuito da fonte.

⑥ Componentes comuns em fontes chaveadas e conversores DC-DC

Circuitos integrados: normalmente encontramos fontes chaveadas que utilizam CIs que fazem toda a parte de modulação e controle da fonte. Alguns destes CIs são:

MC3842, MC3844, TL494, MC2545, LM3524, TDA4600, ICL7600, MC44603 entre outras.

Diodos semicondutores: normalmente os diodos usados em fontes chaveadas ou conversores DC-DC devem ser de recuperação rápida, ou diodos de comutação rápida, caso contrário se aquecerão e queimarão. Estes diodos recebem o nome de diodos Schottky, diodos Fast Recovery ou Fast ou diodos Ultra Fast Recovery ou Ultra Fast

Alguns diodos Schottky:

MBR1100, MBR745 - 45V x 7,5A, MBR735 - 35V x 7,5A
MBR754, 1N5819 - 40V x 1A → equivalentes: BY521,
BYV10-20, 1N5821 - 20V x 3A → equivalentes BY526,
MBR330, SB330.

Simbologia:



Alguns diodos rápidos:

SKE 462/06 - 2A x 600V - 450ns

BYV 95C - 1,5A x 600V - 250ns

BYV 95B - 1,5A x 400V - 250ns

SK4F1/10 - 1A x 1000V - 450ns

BY584 - 50mA x 1800V - 200ns

MUR 815 ou U815 rápido

MUR 1620 ou U1620 - até 600V - diodo duplo 2x8A-
50ns - encapsulamento TO220 - equivalente BYV34

MUR 820 - rápido

MUR 1650 - até 600V - diodo duplo 2x 8A - 50ns -
encapsulamento TO220.

6452 - rápido

VF 3 - 1,5 A x 500V - 300ns

SK 36H/06 - 3A x 600V - 400ns

BYD 33D - 1,3A x 200V - 300ns

1N4448 - 200mA x 100V - 4ns

1N914 - 200mA x 100V - 4ns

BAW 62 - 200mA x 100V - 4ns

BAV 21 - 250mA x 250V - 50ns

Alguns diodos comuns encontrados em fontes chaveadas:

BY 127 - uso geral - 1A x 650V

1N4007 - uso geral - 1A x 1000V

BY 206 - uso geral - 400mA x 350V

SK 1/16 - uso geral - 1A x 1600V

RS 1A - uso geral - até 1000V x 700mA

RM 12 - uso geral - até 1000V x 1,2A

Alguns diodos de amortecimento (damper) que
podem ser encontrados em circuitos de Snubber:

BY 458 - 2A x 1500V

BY 448 - 2A x 1500V

SK 4F1/16 - 1A x 1600V

SCR; normalmente são utilizados como proteção
de sobre tensão. Caso a tensão na saída da fonte pas-
se de um determinado valor ele entra em condução
e faz com que a fonte desarme, normalmente atra-
vés da queima de um fusível.

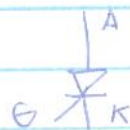
Alguns deles:

MCR 265

TIC 106D

TIC 126D

Simbologia



Elementos Chaveadores: em fontes chaveadas ou conversores DC-DC, podemos encontrar como elementos chaveadores desde transistores bipolares, como IGBTs, até mosfets de potência. Transistores bipolares são mais utilizados em fontes mais antigas, as fontes mais modernas usam IGBTs ou Mosfets de potência.

IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor): este tipo une características dos mosfets e dos transistores bipolares. Tem uma velocidade de chaveamento próxima a dos transistores bipolares e normalmente são utilizados para comutação de frequências mais baixas, frequências abaixo de 50KHz.

Alguns deles:

BVK 104/106 - 50SP

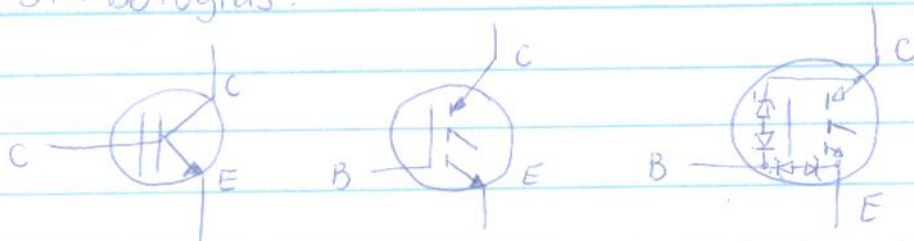
BVK 104/106 - 50L

PHP 6N60E

BVK 856 - 400IZ - 15A x 400V

BVP 202 - 12A x 1000V - 100W

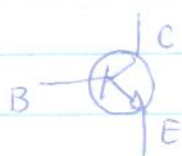
Simbologias:



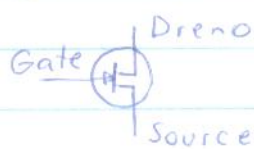
Da mesma forma que acontece com um mosfet, é a tensão aplicada em sua base que irá controlar a sua condução ou não.

Mosfet de potência ou Power-mosfet: um mosfet tem como uma de suas características principais a

sua elevada impedância de entrada. A corrente necessária, no gate, para que um mosfet sature é mínima e por isto dizemos que ele tem seu corte e saturação controlado pela tensão aplicada em seu gate. Poderíamos fazer uma simples e teórica comparação entre um transistor bipolar e um mosfet observando as figuras:



transistor NPN



mosfet canal N

O Dreno do mosfet corresponde ao coletor do transistor bipolar.

O Source do mosfet corresponde ao emissor do transistor bipolar.

O gate do mosfet corresponde a base do transistor bipolar.

Mas enquanto um transistor bipolar precisa de uma corrente de base para comandar a corrente entre coletor e emissor, o mosfet precisa de uma tensão de gate para comandar a corrente entre dreno e source. São os melhores elementos chaveadores para fontes com uma frequência de corte e saturação acima de 50KHz.

Alguns deles:

IRF 640 - Canal N - 250V x 8A - 125W - 0,18 Ω

IRFP 450 - Canal N - 500V x 14A - 205W - 0,31 Ω

2SK 727 (K727) - Canal N - 900V x 5A - 125W - 2,5 Ω

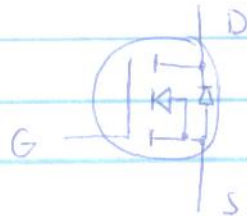
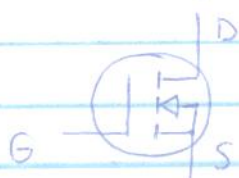
2SK 1117 (K1177) - Canal N - 500V x 2,5A - 30W - 3,0 Ω

2SD 2139 - Canal N - 600V x 5A - 35W - 1,5 Ω

STP 6NA 60FI - Canal N

Podemos perceber que muitos mosfets de potência usados em equipamentos profissionais começam com os números e letras 2SK, mas nem sempre isto vem inscrito no transistor. Por exemplo o transistor 2SK727 pode ter impresso em sua carcaca apenas K727. Preste atenção.

Simbologias:



Transistor bipolar de potência: são mais usados em fontes de TV e também nos estágios de saída horizontal de TVs. São controlados através da injeção ou não de uma corrente de base. Normalmente são usados para frequências abaixo de 50KHz e/ou fontes que irão gerar alta-tensão.

Alguns deles:

BUT 12AF - 12A - 23V

2SC 4418 (C 4418) - 5A x 400V - 30W

S 2055AF - 8A x 1500V

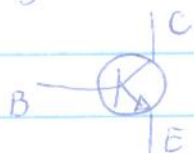
BUT 11A - 5A x 100W

BV 208A - 5A até 1300V - 12,5W

BUT 12AF - 6A x 125V - 5μs

BUT 407 - 7A até 330V - 60W

Simbologia:



Transistores comuns em fontes chaveadas: muitas fontes comerciais costumam trabalhar com estes transistores ou equivalentes:

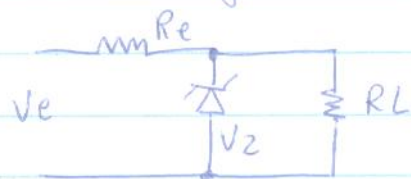
BF 483 (F 483) - bipolar - $50\text{mA} \times 300\text{V}$

2SC 3198 (C 3198) - bipolar - $150\text{mA} \times 60\text{V} - 400\text{mW}$

2SD 1458 (D 1458) - bipolar - $700\text{mA} \times 20\text{V} - 1\text{W}$

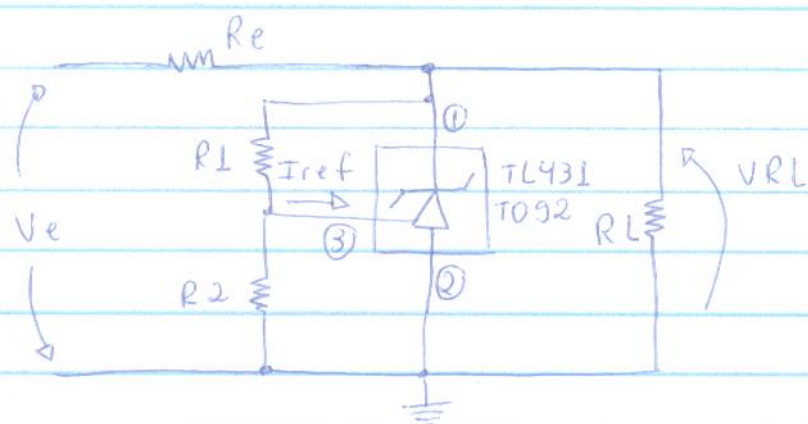
Regulador paralelo ou shunt: é um componente muito comum em fontes chaveadas o regulador paralelo TL 431 (K 431) que trabalha junto com a alimentação. Basicamente falando ele funciona como se fosse um diodo zener ajustável. Através do dimensionamento de dois resistores externos é possível fazer com que a tensão sobre ele se mantenha entre 2,5 a 36Vcc, trabalhando com uma corrente entre 1 a 100mA.

Para termos uma noção melhor do seu funcionamento vejamos a figura abaixo:



No circuito apresentado a tensão na carga (R_L) será sempre igual a tensão zener (V_Z), pois os dois estão em paralelo. Mesmo que aumentemos a tensão (V_e) de entrada o zener conduzirá mais, a queda de tensão em R_e será maior, e a tensão na carga ficará igual, não se alterará.

O TL 431 faz isto também só que nos permite escolher com qual tensão "zener" desejamos trabalhar. Veja:



A tensão de ajuste do TL431 pode ser escolhida através da seguinte expressão:

$$V_{RL} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{ref} \times R_1$$

onde:

$$V_{ref} = 2,5 \text{ Volts}$$

$$I_{ref} = 1 \text{ a } 2,5 \mu\text{A}$$

A pinagem dele é, em encapsulamento TO92, igual a:



Capacitores: é interessante que os capacitores eletrolíticos usados em fontes chaveadas apresentem uma baixa resistência em série equivalente (chamada normalmente de ESR ou RSE) e uma baixa indutância em série equivalente (ESL ou LSE). Principalmente os capacitores que vão trabalhar com a filtragem das tensões chaveadas. Capacitores com essas características podem ser encontrados em fabricantes como a Epcos que tem as séries: B43858, B43888 entre outros. Em protótipos você até pode usar capacitores "comuns", mas perceberá que eles se aquecem muito e que poderão se deteriorar rapidamente. Quanto mais

quente um capacitor eletrolítico trabalha, menor o seu tempo de vida útil e pior a sua capacidade de eliminar o ripple, seja ele de baixa ou alta frequência.

Resistores: podemos encontrar diversos tipos de resistores em fontes chaveadas, vamos ver alguns tipos e suas funções:

resistores comuns: são utilizados para polarizar componentes, quando superaquecidos podem soltar pequenas chamas e ficar "torrado". Ao consertar uma fonte chaveada veja se não há nenhum "torrado".

resistores de filme metálico: estes resistores têm uma tecnologia mais nova e, normalmente, podem estar abertos sem apresentarem nenhum sinal de queimado muito evidente. Na dúvida teste-o com um ohmímetro. Esta tecnologia fez com que estes resistores recebessem o nome de flameproof ou a prova de fogo.

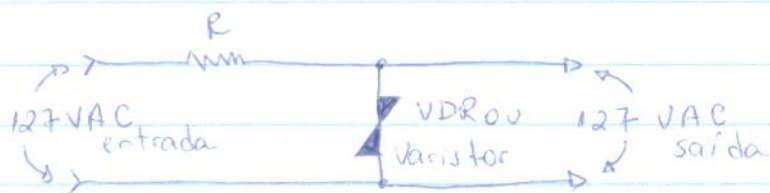
Fusistores: são resistores que permitem apenas a passagem de uma certa intensidade de corrente. Caso a corrente pelo mesmo aumente acima deste valor, eles abrem. O ideal é trocá-los por um componente original. Os primeiros fusistores eram acionados mecanicamente e podiam ser utilizados novamente. O princípio de funcionamento deles consistia em um contato soldado com pressão, caso o resistor se aquecesse muito o contato também se aquecia e a pressão mecânica, exercida através do efeito de uma mola ou algo semelhante, abria este contato e interrompia a corrente. Este tipo de fusistor eram

muito usados em TVs Philco e Sharp antigamente. Normalmente quando um fusistor está aberto é sinal que há um outro componente em curto. Um defeito comum é o elemento chaveador entrar em curto, a ponte retificadora entrar em curto e o fusistor abrir. Existem fusistores de diferentes tipos, os mais comuns, atualmente, são azuis ou cinzas e tem o tamanho de um resistor de potência moderno.

Capacitores supressores de transientes: existem hoje capacitores com características especiais para suprimir ou eliminar picos de tensão ou transientes provenientes da rede elétrica ou mesmo evitando que sparks provenientes da fonte cheguem na rede elétrica indo atrapalhar ou interferir em outros equipamentos.

Você acha estes capacitores na Teletron.

Varistores ou VDRs: um varistor é um componente utilizado para atenuar picos de tensão na rede elétrica que possam vir a danificar componentes de um circuito ligados a ela. Normalmente um varistor tem uma resistência muito alta, quase sempre infinita quando medida com um ohmímetro. Em um varistor algumas características são muito importantes. Uma delas é a máxima corrente que ele suporta e outra a quantidade de picos de corrente, com uma determinada intensidade, que ele é capaz de "aterrar". Para entendermos melhor isto vamos ver a figura a seguir e ter claro o seguinte:



- todo VDR tem uma tensão de trabalho, quando a tensão sobre o mesmo atinge este valor ele se comporta como um curto, impedindo que este pico de tensão siga adiante.

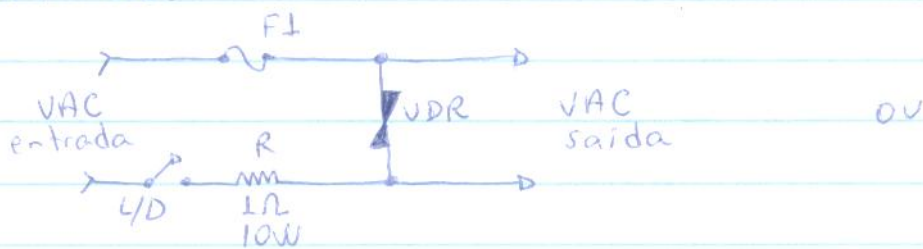
- todo VDR suporta determinada quantidade de picos de corrente. Quanto maior a intensidade destes picos menor a quantidade que ele suportará. Normalmente encontramos informações de como usar um VDR no manual do fabricante.

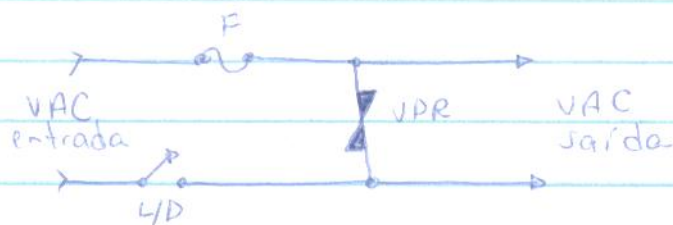
No Brasil é comum encontrarmos VDRs da Siemens e podemos comprá-los na Teletron.

No circuito acima vemos a existência de um resistor R que está em série com a linha AC de alimentação. A função deste resistor, que nem sempre é necessário, é limitar a máxima corrente pelo VDR ou varistor quando ele conduzir.

Não temos a intenção de ensinar o dimensionamento de VDR, mas busque mais informações em catálogos ou na internet.

Na prática, já utilizamos em muitos projetos, as configurações abaixo e elas ofereceram bons resultados.





Na prática R nunca deve ser maior do que 1Ω e nunca ter uma potência menor do que $10W$.

O fusível F dependerá da corrente de entrada, ou do consumo.

Alguns exemplos de varistores da Siemens:

$S20K150$ - tensão de trabalho de 150 volts eficazes.

suporta 100 picos de 270A com duração de $100\mu s$ ou 1 pico de 50A durante 1 segundo.

$S14K150$ - tensão de trabalho de 150 volts eficazes.

suporta 100 picos de 170A com duração de $100\mu s$ ou 1 pico de 21A durante 1 segundo.

$S10K150$ - tensão de trabalho de 150 volts eficazes.

suporta 100 picos de 70A com duração de $100\mu s$ ou 1 pico de 11A durante 1 segundo.

$S20K175$ - tensão de trabalho de 175 volts eficazes.

suporta 100 picos de 270A com duração de $100\mu s$ ou 1 pico de 50A durante 1 segundo.

Veja:

→ tensão de trabalho (V_{rms})

$S20K175$

↳ capacidade de corrente

NTC: é um resistor que varia o seu valor de resistência de acordo com a temperatura. Para ser mais exato o aumento da temperatura faz com que sua resistência diminua, ou seja, ele tem um coeficiente negativo de temperatura.

PTC: é um resistor que tem um coeficiente po

sitivo de temperatura, ou seja, com o aumento da temperatura o valor de sua resistência também aumenta.

Fusíveis: em fontes chaveadas fusíveis que tem um encapsulamento semelhante a transistores BC só que com dois terminais apenas são os mais encontrados.

⑦ Proteção de Sobre tensão com SCR e TRIAC

SCR como protetor de sobre tensão.

Podemos utilizar um SCR com diversos fins em tensão contínua. Uma das formas onde ele pode ser utilizado é como protetor de sobre tensão em uma fonte de tensão que tenha a sua saída fixa em um determinado valor. Vamos supor que tenhamos uma fonte de 12Vcc e que ela esteja ligada em um circuito que não possa ter uma alimentação, em nenhum caso, superior a 14Vcc. Podemos, com um SCR, criar um pequeno circuito que faça a alimentação ser interrompida caso a tensão da fonte chegue a 14Vcc.

Como funcionam os componentes:

Um SCR é um diodo controlado de silício, isto quer dizer que ele tem apenas uma direção de condução, como um diodo comum, mas que a sua condução irá depender de um pulso de tensão em seu gate para começar. No caso da linha TIC106, este pulso deve ter uma amplitude de 1 Volt maior do que a tensão do cátodo. No nosso caso como o cátodo está ligado no terra a tensão de gate para disparo será de 1 Volt (V_{gk}). O gate consome uma corrente para disparar o SCR, esta corrente recebe o nome de corrente de disparo (I_d) e tem um valor, na linha TIC106, de $200\mu A$.

Um diodo zener apresenta a seguinte característica: quando inversamente polarizado estabiliza uma tensão sobre si. Esta tensão recebe o nome de tensão zener (V_z). Esta tensão ficará fixa dentro de limites impostos pela mínima e máxima corrente através do

zener (I_z). Podemos dizer que se um zener de 12 Volts começara a estabilizar a tensão sobre ele, e fixa-la em 12 Volts, a partir do momento em que por ele passa a corrente mínima. Para que um diodo zener funcione corretamente deve estar devidamente polarizado por resistores ou outros componentes.

Como funciona o circuito:

Enquanto a tensão é menor do que 14 Volts o diodo zener não conduz e o SCR não é disparado, pois não existe corrente em seu gate, veja que para existir uma corrente de gate o zener tem que conduzir. Quando a tensão chegar a 14 Volts o zener começará a conduzir e o SCR disparará, colocando o ponto X em curto com o terra através de R_1 . Perceba que, imediatamente antes do ponto X, existe um fusível. Quando o SCR conduzir a corrente que irá passar por este fusível será o suficiente para abri-lo o mais rápido possível, impedindo assim, que a tensão na saída passe de 14 Volts e que algum componente, tanto do circuito alimentado, como da fonte sejam prejudicados.

Vamos dimensionar o circuito:

Para tanto precisamos conhecer algumas características dos componentes que estaremos utilizando neste circuito:

SCR TIC 106 D:

corrente de disparo (I_d) = $200 \mu A$

máxima corrente constante entre anodo e catodo = 5A

máxima corrente de pico entre anodo e catodo = 30A.

máxima tensão entre anodo e catodo = 400V

tensão entre gate e catodo (V_{gk}) para disparo = 1 Volt.

Diodo zener (Z_1) 1N4742 = 12Volts x 1 Watt

Com estas características, que são obtidas com o fabricante, já podemos calcular o circuito. O primeiro passo é definir as corrente máxima e mínima do zener. Para isto utilizamos as seguintes equações:

$$I_{zm\acute{a}x} = P_z / V_z \quad \text{onde:}$$

$I_{zm\acute{a}x}$ é a máxima corrente que o zener suporta

P_z é a potência do zener

V_z é a tensão do diodo zener.

$$I_{zm\acute{a}x} = P_z / V_z$$

$$I_{zm\acute{a}x} = 1W / 12V_{cc} = 83,33 \text{ mA}$$

Agora temos que calcular a corrente mínima do zener. O valor desta corrente é, normalmente, 10% de seu valor máximo, temos então:

$$I_{zm\grave{i}n} = I_{zm\acute{a}x} / 10$$

$$I_{zm\grave{i}n} = 83,33 \text{ mA} / 10 = 8,33 \text{ mA}$$

Em nosso circuito o valor de $I_{zm\grave{i}n}$ será muito importante, pois será a partir deste valor que faremos os nossos cálculos para encontrar o valor dos outros componentes. A partir do $I_{zm\grave{i}n}$ o zener já estará conduzindo e o SCR já disparará colocando o fusível em curto com o terra abrindo-o.

Com o valor do $I_{zm\grave{i}n}$ já podemos calcular o valor do resistor R_1 :

$$R_1 = (V_{de} \text{ entrada máxima} - V_z - V_{gk}) / I_{zm\grave{i}n}$$

onde:

V_{de} entrada máximo é igual aos 14 Volts.

V_z é igual a tensão do zener, ou seja, 12 Volts.

V_{gk} é igual a tensão necessária entre gate e catodo do scr para que ele dispare que é igual a 1 Volt.

$$R1 = 14 - 12 - 1 / 8,33 \text{ mA} = 120 \text{ Ohms}$$

A potência deste resistor pode ser calculada assim:

$PR1 = VR1 \times I_{z \text{ min}} = 1 \times 8,33 \text{ mA} = 0,0083 \text{ W}$ podemos usar um resistor de $1/8$ de watt. com certeza, pois $1/8 \text{ W} = 0,125 \text{ W} > 0,0083 \text{ W}$.

$R2$ deve ser calculado para drenar, para o terra, o excesso da corrente que passa pelo zener. Sabemos que a corrente de disparo do SCR é de $200 \mu\text{A}$, portanto a restante da corrente que passa pelo zener será "desviada" para o terra pelo resistor $R2$.

Cálculo de $R2$:

$$R2 = V_{gk} / I_{z \text{ min}} - I_d$$

$VR2$ é igual a V_{gk} pois os dois estão em paralelo

$$R2 = 1 / 8,33 \text{ mA} - 200 \mu\text{A}$$

$$R2 = 1 / 0,00833 - 0,0002$$

$$R2 = 1 / 0,00813 = 123 \text{ Ohms}, \text{ adotamos o valor de } 120 \text{ Ohms}.$$

A potência deste resistor será calculada assim:

$$PR2 = V_{gk} \times I_{z \text{ min}} - I_d$$

$$PR2 = 1 \times 0,00813 = 0,00813 \text{ W}$$

Podemos utilizar um resistor de $1/8 \text{ W}$ que é capaz de dissipar uma potência de $0,125 \text{ W}$.

Para calcular $R3$ devemos levar em consideração a máxima corrente que o SCR suporta (como será apenas um pico de corrente podemos levar em consideração a corrente de pico do SCR) e o valor do fusível. Normalmente este resistor tem um valor ôhmico baixo e é capaz de dissipar alguns watts de po-

tência. Na prática encontramos fusíveis que abrem apenas com um valor muito maior que o seu valor nominal por isto adotamos como corrente de ruptura do fusível um valor, no mínimo, 80% maior do que a corrente nominal. No nosso exemplo vamos adotar a máxima corrente constante do SCR, para obter um resistor de valor menor. Podemos fazer isto pois esta corrente só circulará por um breve instante e está muito abaixo da máxima corrente de pico do SCR.

$$R3 = V_{\text{entrada máxima}} / 5A$$

$R3 = 14V / 5A = 2,80 \text{ Ohms}$, podemos adotar o valor comercial de $2,7 \text{ Ohms}$.

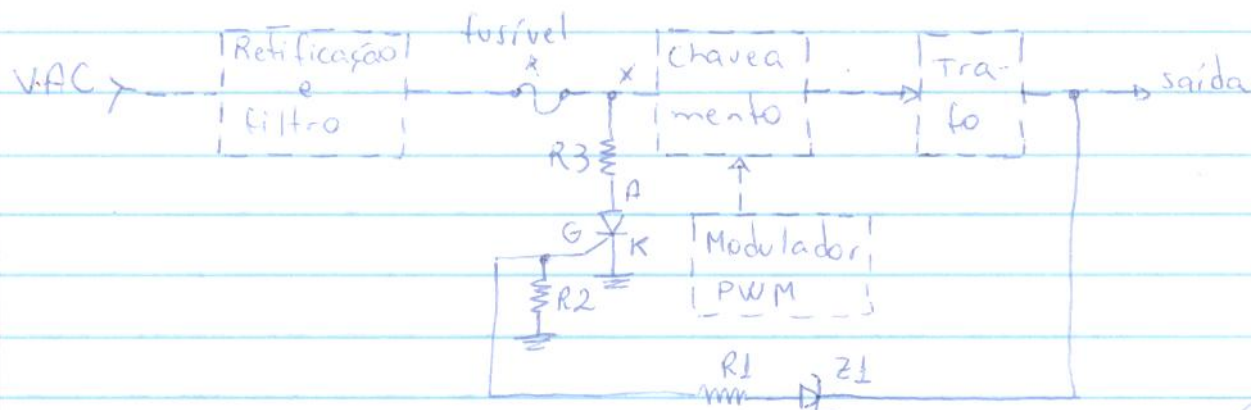
A potência deste resistor seria de:

$PR3 = VR3 \times Ir_{R3} = 14 \times 5 = 70W$. Mas, na prática, como esta corrente irá passar pelo resistor durante um período muito curto podemos adotar uma potência bem menor:

$PR3 = PR3 \text{ calculado} / 10 = 70 / 10 = 7W$. Podemos adotar o valor comercial de $10W$.

Como fica o circuito:

Em pontilhado estão os blocos e componentes normais da fonte e os outros a proteção acrescentada com a indicação dos componentes calculados:



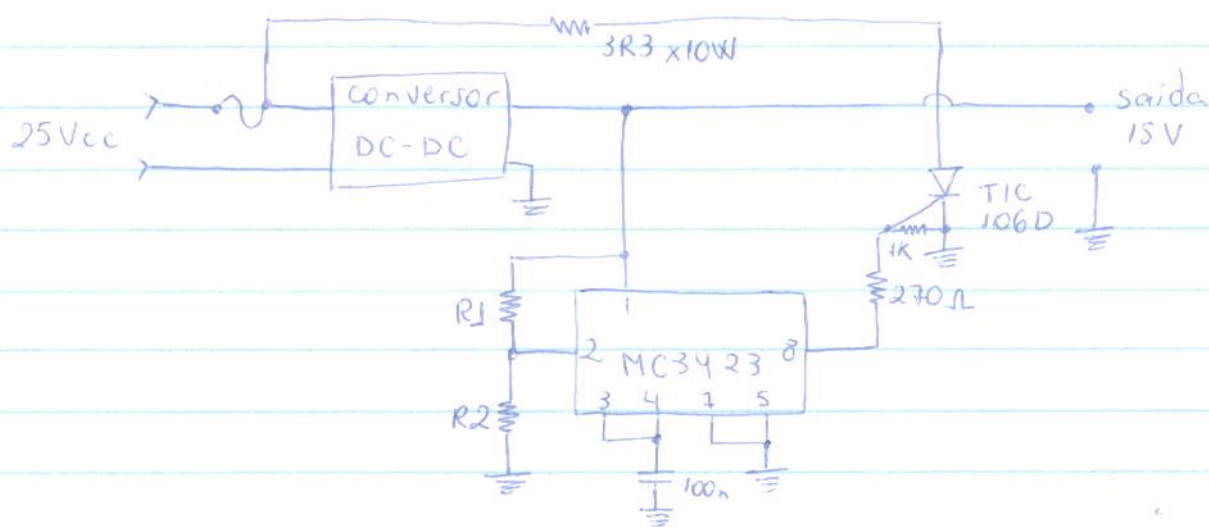
R1 está ligado em série com o zener, entre o zener e o gate do SCR.

R2 está ligado em paralelo com a junção gate catodo, ou entre gate e o terra.

R3 está ligado com o anodo do SCR ou entre o ponto X e o anodo do SCR.

É bom lembrar que com este tipo de proteção devemos usar um enrolamento secundário isolado como gerador da tensão de disparo do SCR. Poderíamos também usar um fotoacoplador.

Protetor contra sobre tensão com MC3423



O IC MC3423 pode ser utilizado como protetor de sobre tensão em fontes de alimentação.

A partir de simples cálculos podemos definir o valor dos componentes que devem ser utilizados para polarizá-lo.

$$V_{\text{disparo}} = V_{\text{ref}} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \approx 2,6V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

Suponho que a tensão na saída seja de 15Vcc podemos calcular o valor de R1 e R2 para que a tensão

de disparo aconteça com 16V.

Desta forma se a tensão na saída passar de 16V o SCR conduzirá abrindo o fusível de 2A e protegendo o equipamento ligado a fonte.

O tempo de delay ou atraso para disparo é definido pelo capacitor de 100nF e neste caso é de 1ms aproximadamente.

O valor de R2 deve ser adotado e deve ser sempre de 10KΩ para baixo.

$$R1 = R2 \frac{(V_{\text{disparo}} - 2,6)}{2,6}$$

"Caso a fonte chaveada apresente muitos spikes seria interessante que o tempo de delay seja maior do que a largura destes spikes."

Aumentando-se o valor do capacitor de 100nF aumenta-se o delay e vice-versa. Para delay de 10ms use 1μF e para delay de 0,001ms use 100pF.

Neste caso como o circuito é de um conversor DC-DC o terra é o mesmo. Caso fosse uma fonte chaveada deveríamos tomar as devidas precauções para isolar a entrada da saída da fonte.

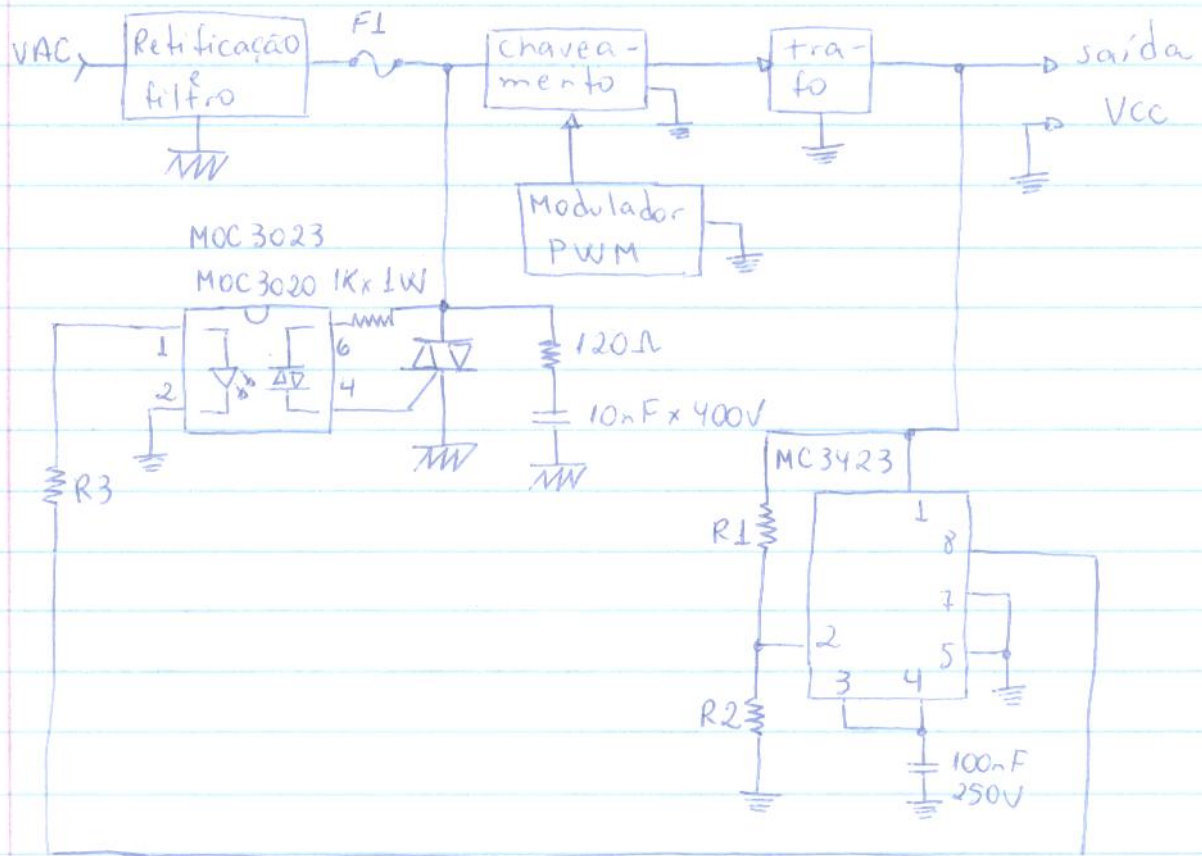
Um exemplo de como isolar a proteção pode ser vista a seguir:

$$R3 = \frac{V_{\text{cc de saída}} - 1,7}{0,02}$$

$$R1 = R2 \frac{(V_{\text{disparo}} - 2,6)}{2,6}$$

Veja que o terra da retificação e filtro e do TRIAC de proteção () é diferente do terra de saída da fonte () , isto é conseguido usando o fotoacopla-

do MOC 3020.



⑧ Fotoacopladores ou opto-isoladores

Acopladores óticos ou opto isoladores e opto isoladores proporcionam a isolação de sinais em uma grande variedade de aplicações. Também chamados de acopladores óticos, eles comutam ou transmitem sinais e informações ao mesmo tempo que isolam diferentes partes de um circuito. Opto isoladores lineares são utilizados para isolar sinais analógicos com frequências que chegam até 10MHz (eventualmente até mais) enquanto fotoacopladores digitais são usados para controle, indicação de estados, isolação de sinais de comandos e mudanças de níveis lógicas.

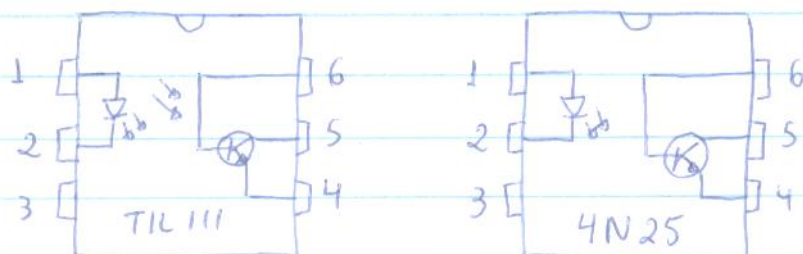
Algumas características do optoacopladores:

- alta capacidade de isolação (por exemplo 5KV)
- alta durabilidade
- construídos com transistores, tiristores, fets.

Este tipo de componente encontra aplicações em diversas áreas na eletrônica. São utilizados em televisores para acoplamento de áudio e vídeo.

Também são usados em fontes chaveadas (em equipamentos como as próprias TVs citadas anteriormente) para a leitura da tensão de referência, visando manter a tensão na saída da fonte correta, independentemente da carga ou da tensão de VAC de entrada. Geralmente são encontradas em encapsulamentos DIL (DUAL In Line) com 4, 6, 8 ou 16 terminais. Existem fotoacopladores de diversos tipos e com construções internas diversas. Por exemplo, existem acopladores onde a construção interna é basea-

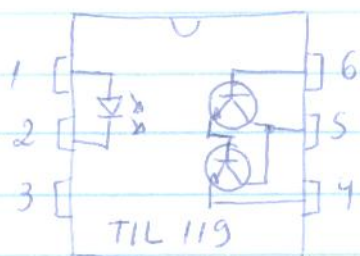
da em um emissor infravermelho e um fototransistor. Como exemplos podemos citar o TIL111 e o 4N25:



Este tipo de fotoacoplador é normalmente utilizado quando temos um sinal com nível suficiente para excitar o fotoacoplador.

Quando o sinal de entrada é muito baixo podemos trabalhar com fotoacopladores baseados em fotodarlington (ganho mais elevado).

Veja a figura:



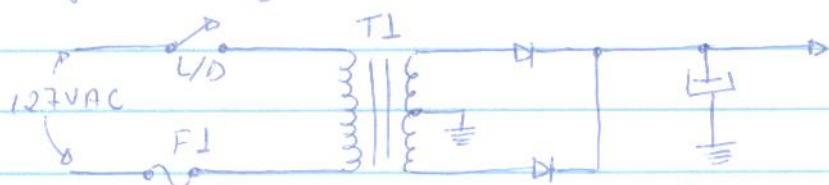
Também existem fotoacopladores baseados em TRIACs, SCRs, Fets, amplificadores operacionais, etc.

Em fontes chaveadas, normalmente, são encontrados o TIL 111 e o 4N25.

⑨ Como é isolada da rede de energia uma fonte chaveada

Fontes de alimentação comuns, sem serem chaveadas, normalmente utilizam um transformador de entrada que, além de abaixar a tensão para um valor desejado, isola o circuito da fonte da rede elétrica.

Veja a figura:



O transformador T1 isola, fisicamente, a rede elétrica de 127VAC do restante da fonte e dos outros circuitos. Toda energia necessária ao funcionamento da fonte é transferida através da indução eletromagnética entre o primário e o secundário de T1.

Como uma fonte chaveada pode retificar e filtrar diretamente a tensão da rede e abaixá-la para um valor menor, corremos o risco de não isolarmos o circuito que ela alimenta da rede. Isto aumenta o risco de choques elétricos e a possibilidade de picos de tensão ou ruídos na rede atrapalharem ou estragarem o equipamento que ela alimenta.

Esta falta de isolamento se deve ao fato de uma fonte chaveada necessitar de uma realimentação da saída para controlar os circuitos em sua entrada de forma que ela funcione corretamente.

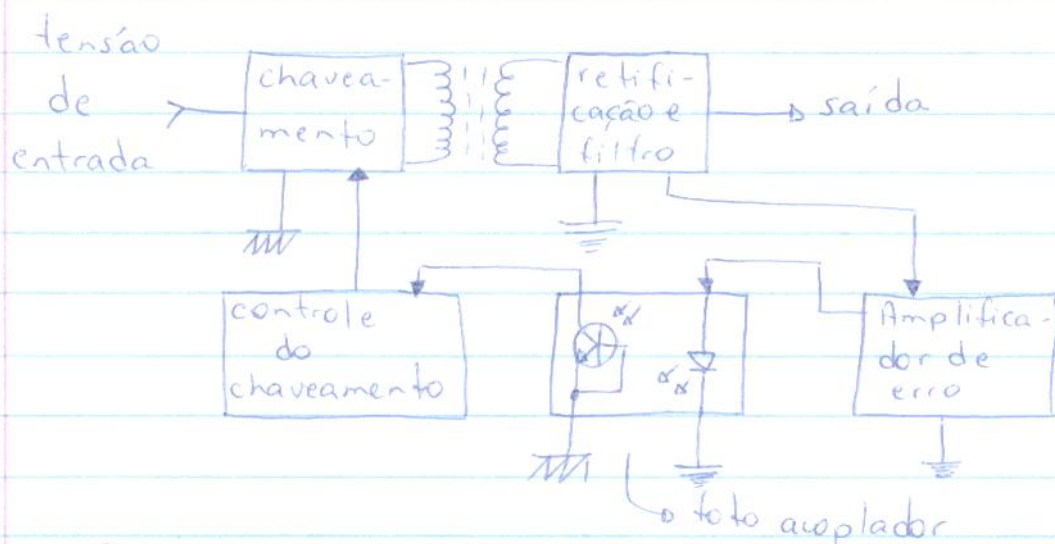
Se esta realimentação for feita através de resistores, por exemplo, não teremos uma isolamento da entrada. Para termos uma isolamento fazemos, normalmente, esta realimentação, através de um desses

três processos:

- usando um fotoacoplador para fazer a realimentação
- usando um enrolamento secundário isolado dos outros enrolamentos para fazer a realimentação.
- usando um transformador para fazer a realimentação.

Veja as figuras:

Isolação com um fotoacoplador



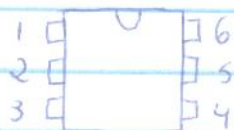
Perceba que existem duas terras, uma que faz parte do circuito da entrada e outra da saída. É importante perceber isto, principalmente na hora da manutenção, para não se fazer medições erradas e para evitar danos, eventualmente, nos equipamentos de medições.

Muitas fontes hoje em dia, principalmente as utilizadas em equipamentos como: televisores, fax, monitores, vídeos, DVDs, utilizam este tipo de acoplamento, para a tensão de feedback, ou realimentação.

Normalmente se consegue alguns MegaOhms

(M.I.) de isolamento com um dispositivo fotoacoplador.

Estes componentes são encapsulados como CIs, mas geralmente com 6 pinos na montagem dual in line:



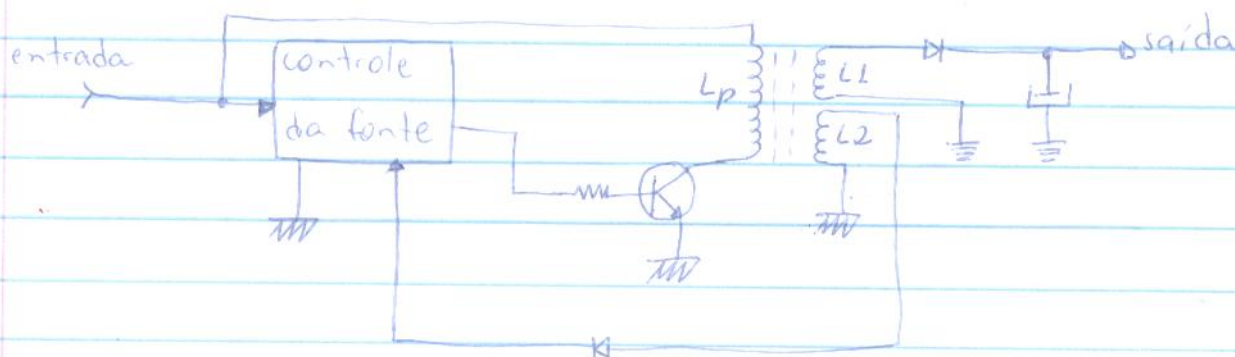
Um componente deste, muito usado, é o 4N25, embora existam muitos outros como: TIL III, TLP651, ILD 74, H11F1, SFH610-2.

A tensão de isolamento normalmente é alta, por exemplo 5KV.

Isolação com um enrolamento secundário

Neste tipo de circuito um enrolamento secundário é utilizado para alimentar o circuito controlador da fonte. Como o enrolamento secundário é isolado do primário temos a separação ou isolação entre os dois circuitos. A capacidade de isolação dependerá do esmalte do fio usado no transformador e do tipo de isolação utilizado entre cada enrolamento. Nos nossos projetos estamos usando Maylard ou filme de polyester.

Veja a seguir um exemplo de circuito:



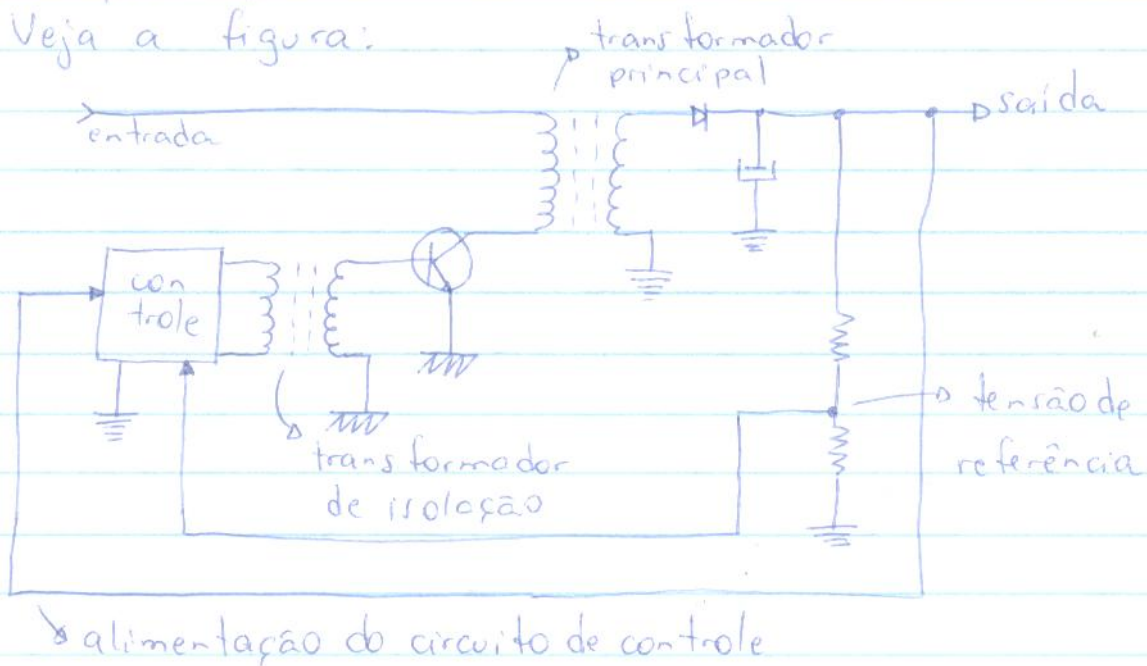
Observe que existem dois terras diferentes e que a saída é isolada da entrada pois não há contato físico entre o enrolamento de saída (L1) e qualquer

outro enrolamento do trafo (L_p ou L_2). Um inconveniente deste tipo de montagem é que não é aconselhável fazer a regulação cruzada, principalmente por causa do fio esmaltado.

Isolação usando outro transformador

Com este tipo de controle o circuito fica um pouco mais complexo, pois precisaremos pegar uma amostra da tensão de saída, esta tensão controlará o amplificador de erro e o comando de chaveamento. O controle de chaveamento terá a sua saída ligada há um transformador com núcleo de ferrite (geralmente bem pequeno) e este transformador será ligado com os transistores, mosfets, ou IGBTs que farão o chaveamento do transformador principal.

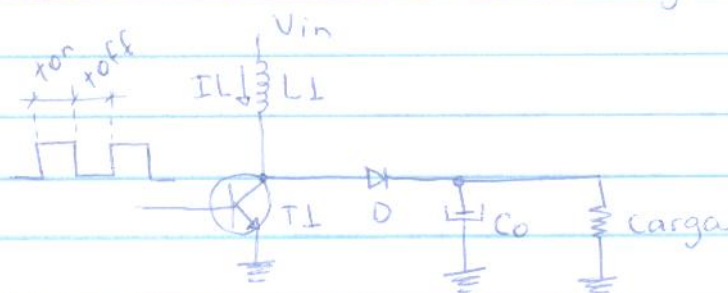
Veja a figura:



10) Conversor DC-DC tipo step-up com LM3524

Com este tipo de fonte chaveada conseguimos aumentar uma tensão DC para um outro valor DC pré-estabelecido através de cálculos.

A teoria básica deste tipo de circuito pode ser melhor entendida observando o desenho a seguir:



Quando uma onda quadrada é aplicada na base de T1 este cortará e saturará.

O período em que T1 está saturado se chama t_{on} e é 60% do período total, o período em que T1 está cortado se chama t_{off} e dura 40% do período total.

$$T_{total} = t_{on} + t_{off}$$

Quando o transistor conduz, um campo magnético é criado em LL, devido a circulação da corrente I_L , durante este período a corrente fornecida para a carga será proveniente do capacitor C_o .

Quando o transistor corta, o campo magnético em LL se reduz gerando uma corrente que será retificada pelo diodo D e alimentará a carga.

Podemos perceber que a largura de t_{on} e t_{off} são importantes.

Quanto maior o período de t_{on} maior será a tensão na saída para uma mesma tensão de entrada.

No nosso caso estamos adotando uma relação

de 60% para t_{on} e 40% para t_{off} .

Também podemos perceber que os valores de $L1$ e $C0$ são importantes, pois serão eles que manterão a corrente e a tensão constantes na carga.

Para calcular $C0$ usamos a seguinte expressão:

$$C0 = \frac{I_o \times (V_o - V_{in})}{F \times \Delta V_o \times V_o}$$

onde:

I_o = corrente de saída

V_o = tensão de saída

V_{in} = tensão de entrada

F = frequência

ΔV_o = ripple (podemos adotar valores entre 10mVpp a 50mVpp)

$C0$ é dado em farads para F colocado em Hz.

Para calcularmos $L1$ usamos a seguinte expressão:

$$L1 = \frac{2,5 \times (V_{in})^2 \times (V_o - V_{in})}{F \times I_o \times (V_o)^2}$$

onde:

ver observações anteriores

L é dado em Henries para F colocado em Hz.

O rendimento neste tipo de fonte não é de 100%, pois temos perdas na tensão DC e outras ocasionadas pelo tempo de comutação do transistor $T1$ e do diodo D , desta forma nem toda a potência entregue na entrada estará presente na saída.

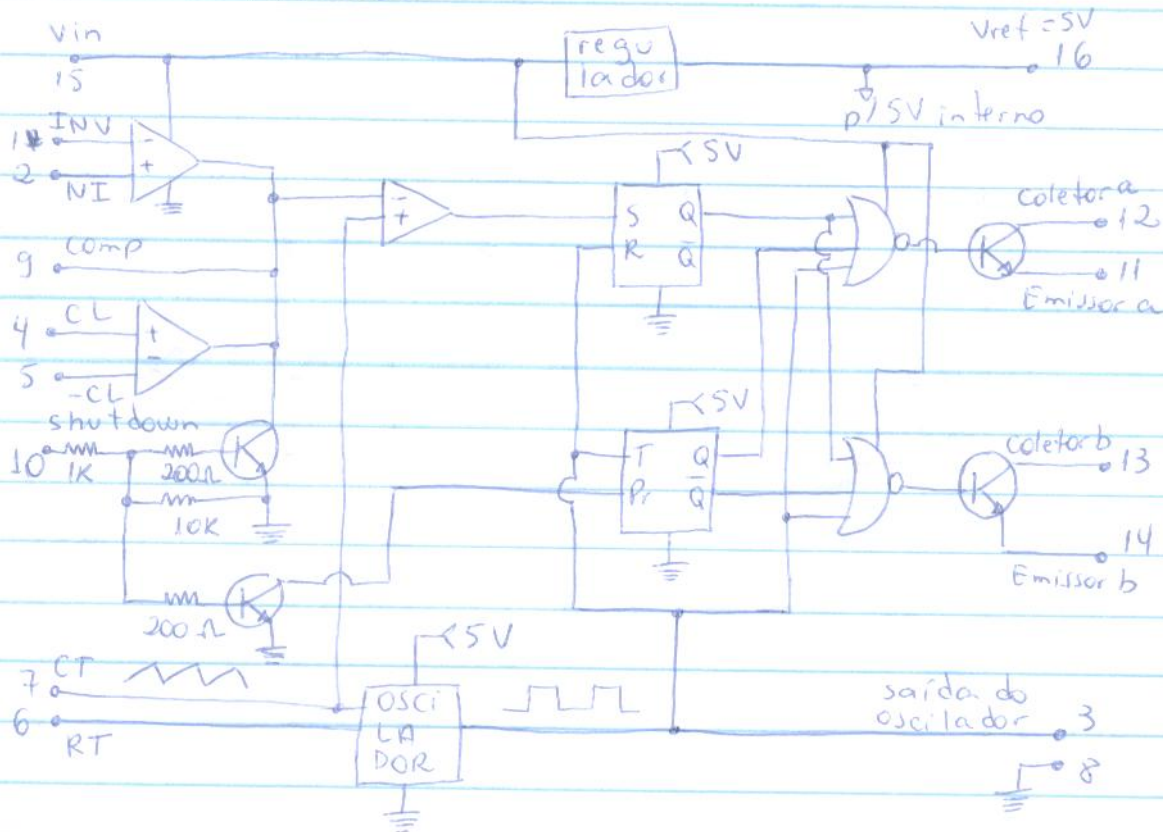
LM 3524

Este CI, produzido pela National, é utilizado em muitas fontes chaveadas.

Pinagem:

INV input	1	16	Vref (saída de 5 volts DC)
NI input	2	15	Vin
OSC output	3	14	Emitter b
+CL sense	4	13	Collector b
-CL sense	5	12	Collector a
RT	6	11	Emitter a
CT	7	10	Shutdown
GND	8	9	Compensation

Circuito interno:



Algumas características elétricas:

Tensão máxima de alimentação (V_{in}) = 40VDC

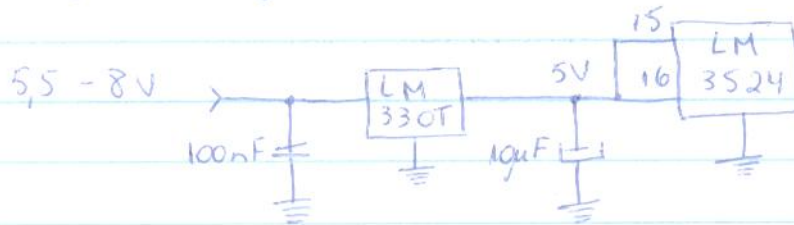
Valor de R_T = entre 1,8K a 100K

Valor de C_T = entre 1nF a 100nF

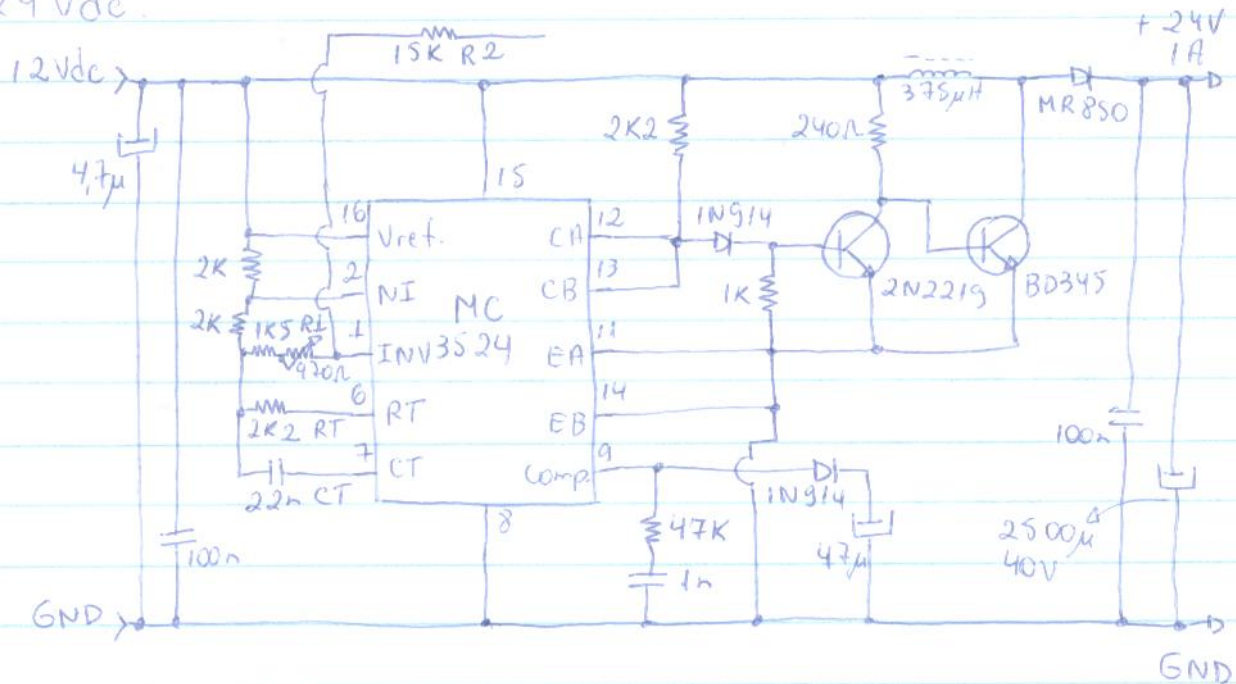
Observações:

Para tensões de entrada menores que 8V o pino 16 deve ser ligado junto com o pino 15. Mas com estes dois pinos em curto a máxima tensão de entrada deve ser limitada em 6 Volts, desta forma podemos perceber que será necessário o uso de um

regulador externo.
Veja a figura:



Exemplo de um circuito para converter 12Vdc para 24Vdc.



MR850 = BY 396 = BYW72 = BY 318 / 100

BD345 = BD 137 → substituir para TIP31 com dissipador
ou BD139 com dissipador.

2N2210 = BD137

1N914 = 1N4148

"Você poderá ajustar de 21,5 a 27,5 Volts a saída,
através do trimpot de 470Ω."

Cálculo do circuito apresentado.

Características:

frequência = 20KHz

T_{total} = 50μs

$$t_{on} = 30 \mu s$$

$$t_{off} = 20 \mu s$$

$$\text{Ripple } (\Delta V_o) = 10 \text{ mV}_{pp}$$

$$V_{in} = 12 \text{ V}_{cc}$$

$$V_{out} = 24 \text{ V}_{cc}$$

$$I_o = 1 \text{ A}$$

$$C_o = \frac{I_o \times (V_o - V_{in})}{F \times \Delta V_o \times V_o}$$

$$L_1 = \frac{2,5 \times V_{in}^2 \times (V_o - V_{in})}{F \times I_o \times V_o^2}$$

$$C_o = \frac{1 \times (24 - 12)}{20 \text{ K} \times 10 \text{ m} \times 24}$$

$$L_1 = \frac{2,5 \times 144 \times 12}{20 \text{ K} \times 1 \times 576}$$

$$C_o = \frac{12}{4800}$$

$$L_1 = \frac{4320}{11,52 \times 10^6}$$

$$C_o = 2500 \mu F$$

$$L_1 = 375 \mu H$$

A tensão de saída pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$V_{out} = 2,5 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \text{ ou } R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{2,5} - 1 \right) \text{ ou}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{\left(\frac{V_{out}}{2,5} - 1 \right)}$$

$$R_1 = \frac{15 \text{ K}}{\frac{24 - 1}{2,5}}$$

$$R_1 = \frac{15000}{8,6}$$

$$R_1 = 1744 \Omega = 1 \text{ K } 744$$

Com a colocação de um resistor de 1K5 em série com um trimpot de 470Ω conseguimos este valor e, consequentemente, 24 volts na saída.

A frequência pode ser calculada pela seguinte

expressão:

$$F \cong \frac{1}{RT \times CT} \quad \text{ou} \quad CT = \frac{1}{F \times RT} \quad \text{ou} \quad RT = \frac{1}{F \times CT}$$

$$RT = \frac{1}{20K \times 22n}$$

$$RT = \frac{1}{0,00044}$$

$$RT = 2272 \, \Omega \cong 2K2$$

Agora já temos todos os valores:

- para $F = 20KHz$ (valor escolhido) temos: $CT = 22nF$ e $RT = 2K2$

- para $V_0 = 24 \text{ Volts}$ temos: $R2 = 15K$ e $R1 = 1K5 + 470\Omega$ (trimpot)

- para I_0 e V_0 na saída temos: $L1 = 375\mu H$ e $V_0 = 2500\mu F$

- para dimensionar o indutor $L1$ consulte o gráfico 03.

11) Inversor DC-DC tipo fly-back

entrada +25 V e saídas +12V x 1A e -12V x 1A

Um inversor chaveado tipo fly-back pode fornecer tensões maiores ou menores que a tensão em sua entrada. Com um inversor deste tipo também é possível se conseguir tensões simétricas ($+V_{cc}$ e $-V_{cc}$) em suas saídas e com valores diversos.

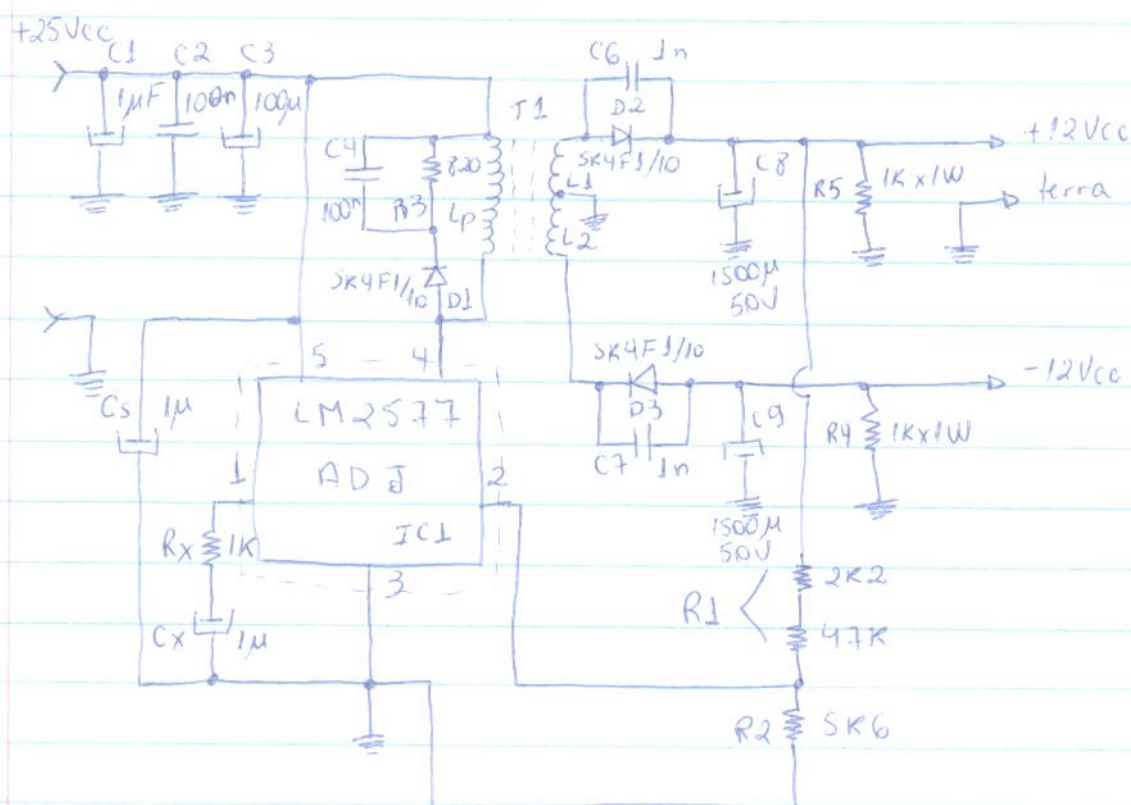
O princípio de funcionamento deste tipo de fonte é semelhante ao de uma fonte step-up ou boost, ou seja, a energia armazenada no indutor (neste caso no primário do transformador) é a responsável pela corrente de saída quando não há condução do transistor, que fica dentro do CI, ou seja ele está aberto.

A fonte proposta neste capítulo converte 25Vcc presentes em sua entrada, em +12Vcc e -12Vcc na sua saída.

A partir deste protótipo podemos fazer algumas alterações para mudarmos as tensões da saída e a eficiência da mesma.

É bom ressaltar que estamos usando o LM2577 ADJ que permite o ajuste da tensão de saída. Existem também o LM2577-12 e o LM2577-15 nos quais teremos, respectivamente 12 e 15 Volts de saída.

Diagrama esquemático:



Algumas informações são importantes no desenvolvimento e montagem desta fonte:

- o terra é muito importante para o correto funcionamento da fonte. As trilhas que ligam o tap do transformador e os capacitores devem ser grossas. É interessante que todos os pontos que devem estar ligados ao terra, o estivessem através de uma área grande e que contornasse a placa toda.

- transformadores que tiverem um primário (L_p) com indutância acima de $200\mu H$ deve contar com uma rede snubber para evitar que sparks passem de 65V de pico (máxima tensão permitida no pino 4). Esta rede é formada por C4, R3 e D1. Estes componentes serão calculados mais adiante. Esta mesma precaução deve ser adotada quando a tensão de en-

trada for superior a 10 volts.

- é interessante que o valor de C_x usado seja próximo ao valor de C_x calculado multiplicado por dois.

- é interessante que o valor de R_x usado seja próximo ao valor de R_x calculado dividido por dois.

- os capacitores $C1, C2, C3$ e $C5$ devem possuir, de preferência, uma baixa ESR (resistência ôhmica interna) e servem para eliminar um ripple triangular. A ausência destes capacitores faz com que o funcionamento da fonte, particularmente ao ligá-la, seja incorreto. A fonte trabalhará fora de frequência e a tensão de saída será menor do que a calculada.

- os capacitores $C6$ e $C7$ servem para minimizar a irradiação de "interferências" devido a rápida comutação de $D2$ e $D3$.

- o CI deve ser o LM2577 ADJ, pois só este permite calcular uma fonte com uma tensão específica de saída. A terminação ADJ é que indica isto.

- a rede formada por R_x e C_x faz com que a fonte tenha uma partida lenta (soft start).

- a tensão exata da saída é definida por $R1$ e $R2$. Estes resistores também são responsáveis por uma realimentação e a correta tensão na saída.

- $C8$ e $C9$ filtram a tensão de saída, minimizando o ripple.

- para que a variação de consumo em um secundário, altere o mínimo a tensão do outro, você deve trançar os dois fios dos dois secundários e só depois enrolá-los no núcleo. Isto recebe o

nome de regulação cruzada e minimiza a variação entre as saídas estando elas com mais ou menos consumo.

Cálculos:

$$D \approx \frac{V_{out}}{N(V_{in}) + V_{out}}$$

onde:

D = é a relação entre o período em que a saída está em 0V e o período total da frequência de chaveamento.

N = é a relação de espiras que você deve escolher. É interessante que este valor permita um D menor do que 0,5 ou 50 %

$$D \approx \frac{V_{out}}{N(V_{in}) + V_{out}}$$

$$D \approx \frac{12}{(0,6 \times 25) + 12}$$

$$D \approx \frac{12}{15 + 12}$$

$$D \approx \frac{12}{27}$$

$$D \approx 0,445 = 44,5\%$$

Escolhemos $N = 0,6$ e $L_p = 500 \mu H$, para encontrar o número de espiras use o gráfico

Neste tipo de inversor step-up os valores de C_X e R_X e os capacitores de saída (C_8 e C_9) devem ser escolhidos levando-se os valores, de todos eles, em consideração.

O primeiro passo é calcular o valor de R_X .

$$R_X \leq \frac{750 \times I_{carga(max)} \times (12V + V_{in(min)} \times N)^2}{V_{in(min)}^2}$$

$$R_X \leq \frac{750 \times 2A \times (12 + 23 \times 0,6)^2}{(23)^2}$$

$$R_x \leq \frac{1500 \times 665,64}{529}$$

$$R_x \leq \frac{998460}{529}$$

$$|R_x \leq 1887 \Omega \approx 1K8|$$

Como o valor de R_x deve ser igual ou menor do que o calculado iremos adotar 1K, portanto

$$R_x = 1K\Omega \times 1/4W$$

$\Sigma I_{\text{carga}} (\text{máx})$ = é a soma-tória das máximas correntes das saídas.

O valor de 12V na fórmula corresponde a tensão de saída.

R_x nunca deve ser superior a 3K.

O segundo passo é calcular a soma-tória dos capacitores de filtro (C8 e C9).

$$C_{\text{saída}_1} \geq \frac{0,19 \times R_x \times L_p \times \Sigma I_{\text{carga}} (\text{máx})}{12V \times V_{\text{in}} (\text{min})}$$

e

$$C_{\text{saída}_2} \geq \frac{V_{\text{in}} (\text{min}) \times R_x \times N^2 \times (V_{\text{in}} (\text{min}) + (374 \times 10^5 \times L_p))}{487,800 \times (12V)^2 \times (12V + V_{\text{in}} (\text{min}) \times N)}$$

Podemos perceber que temos duas fórmulas para calcular o capacitor de saída. Devemos usar o valor mais alto.

Chamamos uma fórmula de $C_{\text{saída}_1}$ e a outra de $C_{\text{saída}_2}$.

Vamos aos cálculos:

$$C_{\text{saída}_1} \geq \frac{0,19 \times 1K \times 500\mu H \times 2A}{12V \times 23V}$$

$$C_{\text{saída}_1} \geq \frac{0,19}{276}$$

$$|C_{\text{saída}_1} \geq 688\mu F \times 40V \approx 1000\mu F \times 40V| //$$

Devemos agora calcular $C_{\text{saída}_2}$.

$$C_{saída\ 2} \geq \frac{V_{in(min)} \times R_x \times N^2 \times (V_{in(min)} + (3,74 \times 10^5 \times L_p))}{487.800 \times (12)^2 \times (12V + V_{in(min)} \times N)}$$

$$C_{saída\ 2} \geq \frac{23 \times 1000 \times (0,6)^2 \times (23 + 187)}{70.243.200 \times (12 + 23 \times 0,6)}$$

$$C_{saída\ 2} \geq \frac{82.80 \times 210}{70.243.200 \times (12 + 13,8)}$$

$$C_{saída\ 2} \geq \frac{1738.800}{70.243.200 \times 25,8}$$

$$C_{saída\ 2} \geq \frac{1738.800}{1812.274.560}$$

$$C_{saída\ 2} \geq 959 \times 10^{-6} \approx 1000 \mu F \times 40V //$$

Lembramos que este valor de $1000 \mu F$, que adotaremos é a soma-tória para as duas saídas, ou seja, cada saída (desde que tenham tensão igual e forneçam a mesma corrente) deve usar um capacitor de, no mínimo $500 \mu F \times 40V$.

No nosso protótipo foram usados dois capacitores de $1500 \mu F \times 50V$ ($3000 \mu F \times 50V$ no total).

Agora podemos calcular o valor mínimo para C_x .

$$C_x \geq \frac{58,5 \times C_{saída} \times V_{saída} \times (V_{saída} + (V_{in(min)} \times N))}{(R_x)^2 \times V_{in(min)} \times N}$$

$$C_x \geq \frac{58,5 \times 3000 \times 10^{-6} \times 12 \times (12 + (23 \times 0,6))}{(1K)^2 \times 23 \times 0,6}$$

$$C_x \geq \frac{2,106 \times 25,8}{13800.000}$$

$$C_x \geq \frac{54,3348}{13800.000}$$

$$C_x \geq 3,93 \times 10^{-6} \approx 4,7 \mu F \times 40V //$$

Adotaremos um valor para C_x de $4,7 \mu F \times 40V$.

A rede divisora formada por $R1$ e $R2$ é quem definem, através da realimentação, a tensão exata de saída.

Vamos calculá-las.

$$V_{saída} = 1,23 \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \text{ ou } R1 = \frac{(V_{saída} - 1,23) \times R2}{1,23}$$

Adotando-se um valor para $R2$ podemos calcular $R1$.

$R2$ terá o valor de 5600Ω ou $5K6$

$$R1 = \frac{(12 - 1,23)}{1,23} \times 5600$$

$$R1 \approx 49034\Omega \approx 49K$$

Adotaremos dois resistores em série, um de $47K$ e o outro de $2K2$, teremos então:

$$R1 = 49K2 \text{ ou } 49200\Omega \text{ e}$$

$$R2 = 5K6 \text{ ou } 5600\Omega$$

A tensão exata na saída será:

$$V_{saída} = 1,23 \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

$$V_{saída} = 1,23 \left(1 + \frac{49200}{5600} \right)$$

$$V_{saída} = 12,03 \text{ Volts}$$

Como a indutância Lp é maior do que $200\mu H$ devemos calcular uma rede snubber.

Uma rede snubber normalmente é construída com resistores, capacitores, diodos rápidos e diodos zeners. A sua função é impedir que a tensão sobre um componente atinja valores que ele não consegue suportar.

No nosso circuito fazem parte da rede

snubber os seguintes componentes:

- C4 que chamaremos Csnubber.
- R3 que chamaremos Rsnubber.
- D1 que chamaremos Dsnubber.

$$C_{\text{snubber}} \geq \frac{0,02 \times L_p \times (I_p(\text{Pk}))^2}{(V_{\text{Limite}})^2 - (V_{\text{SW}}(\text{off}))^2}$$

$$R_{\text{snubber}} \leq \left(\frac{V_{\text{Limite}} + V_{\text{SW}}(\text{off}) - V_{\text{in}}}{2} \right)^2 \times \left(\frac{19,2 \times 10^{-4}}{L_p \times I_p(\text{Pk})^2} \right)$$

onde:

V_{Limite} = máxima tensão reversa, no primário, permitida que é normalmente 30V maior que $V_{\text{SW}}(\text{off})$.

$V_{\text{SW}}(\text{off})$ = tensão imediatamente após o transistor cortar.

$$V_{\text{SW}}(\text{off}) = V_{\text{in}} + \frac{V_{\text{saída}} \times N}{N}$$

$I_p(\text{Pk})$ = corrente de pico no primário.

$$I_p(\text{Pk}) = \frac{N}{m} \times \frac{\sum I_{\text{carga}}}{1-D} + \frac{\Delta I_{\text{pico}}}{2}$$

onde:

m = eficiência do transformador (normalmente entre 0,9 e 0,95)

$$\Delta I_{\text{pico}} = \frac{D(V_{\text{in}} - V_{\text{sat}})}{L_p \times F_{\text{ch}}} = \text{variação da corrente no primário}$$

onde:

V_{sat} = tensão de saturação do transistor interno ao IC que é, no máximo, 0,9V.

F_{ch} = frequência de chaveamento = 52kHz

Podemos perceber que antes de calcularmos o valor de C_{snubber} e R_{snubber} devemos encontrar

as seguintes valores:

V_{Limite}

$V_{SW(off)}$

ΔI_{pico}

$I_p(PK)$

Vamos calculá-los então:

$$\Delta I_{pico} = \frac{D(V_{in} - V_{sat})}{L_p \times F_{ch}}$$

$$\Delta I_{pico} = \frac{0,445(25 - 0,9)}{500 \times 10^{-6} \times 52 \times 10^3}$$

$$\Delta I_{pico} = \frac{10,7245}{26}$$

→ 0,9 é a tensão de saturação e 52×10^3 (52K) é a frequência de oscilação do IC LM 2577

$$\Delta I_{pico} = 0,41245 //$$

ADJ

$$I_p(PK) = \frac{N}{n} \times \frac{\sum I_{carga}}{1-D} + \frac{\Delta I_{pico}}{2} \rightarrow n = \text{fator de eficiência do transformador. Entre 0,9 e 0,95.}$$

$$I_p(PK) = \frac{0,6}{0,95} \times \frac{2}{1-0,445} + \frac{0,4125}{2}$$

$$I_p(PK) = 0,63158 \times 3,604 \times 0,20625$$

$$I_p(PK) = 2,407 A //$$

$$V_{SW(off)} = V_{in} + \frac{V_{saída} + V_{diodo}}{N} \rightarrow V_{diodo} \text{ é igual a } 0,8V \text{ para um diodo rápido (fast recovery)}$$

$$V_{SW(off)} = 25 + \frac{12 + 0,8}{0,6}$$

$$V_{SW(off)} = 46,33 V //$$

$$V_{Limite} = V_{SW(off)} + 10V$$

$$V_{Limite} = 46,33 + 10$$

$$V_{Limite} = 56,33 V //$$

→ o máximo valor para

V_{Limite} deve ser menor

do que 65V para o LM2577ADJ

Agora podemos calcular os valores de $C_{snubber}$ e $R_{snubber}$.

$$C_{\text{snubber}} \geq \frac{0,02 \times L_p \times (I_p(PK))^2}{(V_{\text{Limite}})^2 - (V_{\text{sw(off)}})^2}$$

$$C_{\text{snubber}} \geq \frac{0,02 \times 500 \times 10^{-6} \times (2,407)^2}{(56,33)^2 - (46,33)^2}$$

$$C_{\text{snubber}} \geq \frac{0,00005794}{3173,0689 - 2146,4689}$$

$$C_{\text{snubber}} \geq \frac{0,00005794}{1026,6}$$

$$C_{\text{snubber}} \geq 56,44 \times 10^{-9} = 56,44 \text{ nF} \approx 82 \text{ nF}$$

O valor deve ser igual ou maior que o calculado.

$$R_{\text{snubber}} \leq \left(\frac{V_{\text{Limite}} + V_{\text{sw(off)}} - V_{\text{in}}}{2} \right)^2 \times \left(\frac{19,2 \times 10^{-4}}{L_p \times (I_p(PK))^2} \right)$$

$$R_{\text{snubber}} \leq \left(\frac{56,33 + 46,33 - 25}{2} \right)^2 \times \left(\frac{19,2 \times 10^{-4}}{500 \times 10^{-6} \times (2,407)^2} \right)$$

$$R_{\text{snubber}} \leq \left(\frac{77,66}{2} \right)^2 \times \left(\frac{19,2 \times 10^{-4}}{500 \times 10^{-6} \times 5,79365} \right)$$

$$R_{\text{snubber}} \leq 1507,7689 \times \left(\frac{19,2 \times 10^{-4}}{0,002896825} \right)$$

$$R_{\text{snubber}} \leq 1507,7689 \times 0,6628$$

$$R_{\text{snubber}} \leq 999,34 \Omega \approx 820 \Omega$$

Devemos usar um valor menor do que o calculado.

Podemos calcular a potência de R_{snubber} através da equação:

$$P = \left(\frac{V_{\text{Limite}} + V_{\text{sw(off)}} - V_{\text{in}}}{2} \right)^2 \div R_{\text{snubber}}$$

$$P = \left(\frac{56,33 + 46,33 - 25}{2} \right)^2 \div 820$$

$$P = \frac{1507,7689}{820} = 1,84 \text{ W}$$

$$P_{R_{\text{snubber}}} = 1,84 \text{ W} \approx 3 \text{ W}$$

Cálculo do transformador T1

Calcular um transformador, com núcleo de ferrite, para fontes chaveadas ou inversores não é algo muito fácil. Normalmente os fabricantes de ICS dão o valor do primário em μH e converter isto para um determinado número de espiras não é algo simples.

Para resolver este problema estaremos trabalhando com as tabelas que indicam o número de espiras em relação a indutância e com as equações:

$$NSI = N_p \times N_L$$

$$N_I = \frac{V_{sai da} - (D \times V_{sai da})}{D \times V_{in}}$$

onde:

N_1 = relação entre as espiras do primário e secundário para cada enrolamento.

N_p = número de espiras do primário que encontraremos através do gráfico ou da equação:

$$N = \frac{V_{rms} \times 10^8}{4 \times F \times B \times A_e}$$

N_s = número de espiras do secundário. Caso exista mais de um secundário deveremos fazer um cálculo para cada um deles.

Através do gráfico 1 vemos que para uma indutância de $500\mu\text{H}$ precisaremos de 21 espiras, para o núcleo escolhido, portanto:

Np 21 espiras

$$N1 = \frac{V_{saída} - (D \times V_{saída})}{D \times V_{in}}$$

$$N1 = \frac{12 - (0,445 \times 12)}{0,445 \times 25}$$

$$N1 = \frac{6,67}{11,125} = 0,599$$

$$NS1 = Np \times N1 \Rightarrow NS1 = 21 \times 0,599 \approx 12,579$$

$$NS1 \approx 13 \text{ espiras (10\%)}$$

$$N2 = \frac{V_{saída} - (D \times V_{saída})}{D \times V_{in}}$$

$$N2 = \frac{12 - (0,445 \times 12)}{0,445 \times 25}$$

$$N2 = \frac{6,67}{11,125} = 0,599$$

$$NS2 = Np \times N2 \Rightarrow NS2 = 21 \times 0,599 \approx 12,579$$

$$NS2 \approx 13 \text{ espiras (10\%)}$$

Características de T1

$$\begin{array}{c} \overbrace{311}^{Np} \quad \overbrace{111}^{NS1} \\ \overbrace{311}^{Np} \quad \overbrace{111}^{NS2} \end{array}$$

$Np = 21$ espiras de fio 18 AWG (1,024 cm de diâmetro)

$NS1 = 13$ espiras de fio 21 AWG (0,7230 cm de diâmetro)

$NS2 = 13$ espiras de fio 21 AWG (0,7230 cm de diâmetro)

Núcleo de ferrite = EE 30/15/14 $\rightarrow$ NEE-30/15/14-3500
IP6

Carrete = EE 30/15/14 $\rightarrow$ CE-30/15/14/0-POM

Entreferro de maylard (filme de polyester) com 0,06 cm de espessura, ou 60 microns de espessura.

Agora podemos calcular a máxima ESR dos dois capacitores de filtro em paralelo.

$$ESR_{C+//C-} \leq \frac{8,7 \times 10^{-3} \times V_{in(min)} \times V_{saída} \times N}{\sum I_{carga(max)} \times (V_{saída} + (V_{in(min)} \times N))}$$

$$ESR_{C+//C-} \leq \frac{8,7 \times 10^{-3} \times 23 \times 12 \times 0,6}{2 \times (12 + (23 \times 0,6))}$$

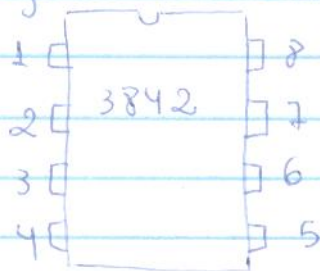
$$ESR_{C+//C-} \leq \frac{1,44072}{5,6} = 0,2573 \approx 0,26 \Omega$$

Podemos então perceber que a ESR dos dois capacitores paralelos deve ser igual ou menor do que $0,26 \Omega$. Cada capacitor pode ter uma ESR de $0,13 \Omega$.

Estes mesmos cálculos podem ser usados para um inversor com apenas uma saída. Mas lembre-se de que não haverá a soma-tória de corrente das saídas $\sum I_{carga}$ mas apenas I_{carga} .

feito tão rápido e continuamente que a tensão se mantém com o valor correto.

Vamos agora conhecer a pinagem deste CI:



Pino 1 - compensação da frequência do amplificador de erro.

Pino 2 - entrada inversora do amplificador de erro.

Pino 3 - entrada do sensor de corrente. Esta entrada irá controlar a máxima corrente que circulará através do source e dreno do mosfet. de saída da fonte. Ela também atua na largura de pulsos.

Pino 4 - é onde irá ligado o circuito RC que definirá a frequência da fonte chaveada.

Pino 5 - terra

Pino 6 - saída, e neste pino que estarão presentes os pulsos que irão controlar a condução ou não do mosfet. Estes pulsos serão aplicados no gate do mosfet.

Pino 7 - tensão de entrada, este pino é o responsável pela alimentação do CI.

Pino 8 - saída da tensão de referência de 5 Volts. Este pino sempre fará parte do conjunto RC que define a frequência de oscilação da fonte.

Funcionamento dos blocos mais importantes

do CI:

Controle de corrente: o estágio interno do CI que controla a corrente de saída está ligado com o pino 3 e é basicamente formado por dois comparadores de tensão. A tensão que irá comandar este circuito é proveniente de um resistor que está ligado entre o source do mosfet e o terra. A tensão que aparece sobre este resistor deverá ser filtrada por uma constante RC, de pequeno valor, para eliminar sparks ou spikes ou picos de tensão que podem alterar o funcionamento da fonte. A corrente máxima de acordo com esta fórmula:

$$I_{max} \approx \frac{1,0}{R}$$

Sendo que R é o resistor colocado entre o source e o terra. É bom lembrar que estaremos calculando a máxima corrente de pico, pois, como a fonte é chaveada, hora teremos um valor máximo de corrente hora não teremos corrente nenhuma*. Este tipo de circuito integrado, para uso em fontes chaveadas é chamado de CI com controle de tensão através da corrente ou CI modo de corrente.

Oscilador: é formado, internamente, por uma fonte de tensão de referência, ligado ao pino 8, um oscilador ligado ao pino 4. Externamente estão ligados nestes pinos um resistor e um capacitor, que definem o valor da frequência de oscilação e comutação do mosfet. Um resistor deve ser ligado entre os pinos 8 e 4 e um capacitor entre o pi-

no 4 e o pino 5, que está ligado ao terra. Caso o valor do resistor entre o pino 8 e o pino 4 seja maior que $5K$, o valor da frequência poderá ser calculado pela expressão:

$$F = \frac{1,72}{R \times C}$$

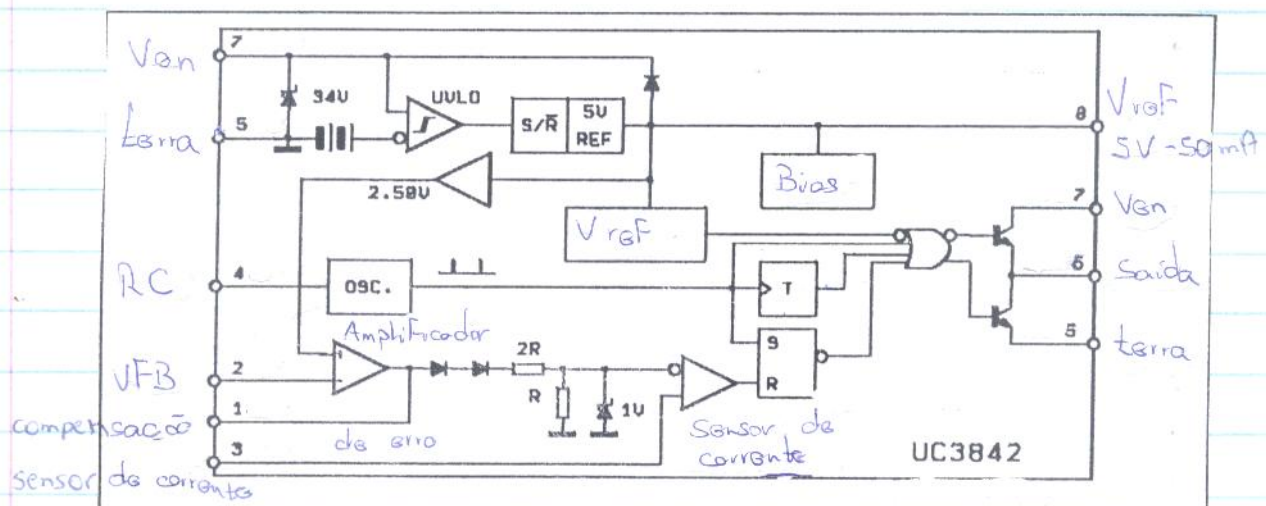
Controle de shutdown (desligamento) do CI 3842:
Uma forma para se desligar o CI consiste em se ligar o coletor de um transistor NPN no pino 1 e o emissor ao terra. Quando uma tensão positiva for aplicada na base deste transistor ele conduzirá ligando o pino 1 ao terra e desligando o CI e parando o chaveamento do mosfet.

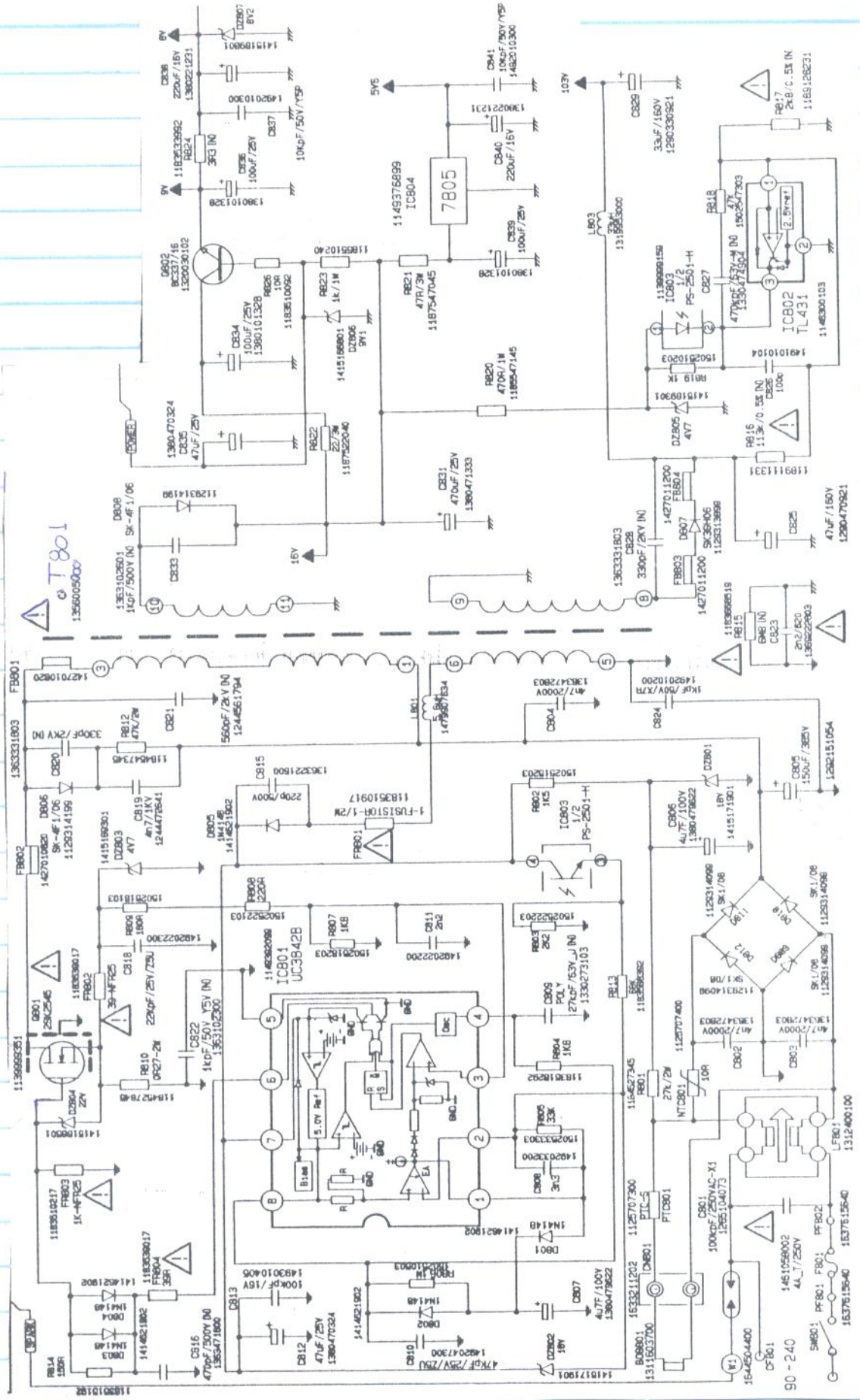
Under Voltage Lockout (desligamento da saída do CI por queda de tensão): se no pino 7 for aplicada uma tensão acima de 16Volts o CI trabalhará corretamente, fornecendo em sua saída uma corrente suficiente para excitar o mosfet de potência. Caso esta tensão caia para um valor abaixo de 10Volts ele diminuirá muito esta corrente fazendo com que o mosfet deixe de chavear e a fonte pare de funcionar. Para que ela volte a funcionar novamente é necessário que a tensão no pino 7 seja superior a 16Volts novamente. Podemos perceber que temos uma histerese, ou janela, entre 10 e 16Volts. Ele só liga com uma tensão maior que 16Volts, e só desliga com uma tensão menor do que 10Volts. Para termos certeza que o transistor, mosfet de potência, não irá conduzir podemos colocar um resistor, de valor relativa-

mente baixo, entre o gate e o terra.

Amplificador de erro: entre o pino 1 e 2, que fazem parte do amplificador de erro, deve ser colocado um resistor com um capacitor em paralelo para permitir que este estágio consiga corrigir a tensão de saída da fonte. A tensão para o pino 2 pode vir de um divisor resistivo que esteja diretamente ligado com a saída de tensão da fonte ou com a saída usada apenas para esta referência. Este pino pode estar ligado através de um fotoacoplador para aumentar a isolamento entre o primário e o secundário do transformador da fonte. Quando maior o valor deste resistor mais rápida será feita esta correção.

Na figura podemos ver os blocos internos do 3842. O pino 2 está indicado por VFB (Voltage de Feedback) que é a tensão de referência para o CI que é realimentada.





Vamos agora estudar a fonte da TV CCE

Na fonte desta TV, após a retificação, feita por D803a D812, teremos um capacitor de filtro de $150\mu F$ por $385V_{cc}$, que é o capacitor C805. Depois deste capacitor teremos tensão contínua que será aplicada no dreno do MOSFET, canal N (Q801), através do enrolamento indicado pelos pinos 1 e 3 do transformador com núcleo de ferrite. É comum, quando temos picos de tensão na rede (quedas de raios, instalações elétricas mau feitas, etc) ocorrer a queima de alguns dos diodos retificadores e, na prática, o Mosfet entrar em curto, fique atento a isto se ao ligar a TV não existir tensão sobre o capacitor C805. Se a TV às vezes liga, outras vezes não, verifique a capacitância de C805, caso ela esteja baixa troque-o, mas lembre-se de colocar um capacitor com a mesma tensão de isolamento.

Quando a chave SW801 é ligada, um pulso de tensão chegará até o pino 7 do CI 3842, através dos seguintes componentes: R801 de $27K \times 2W$ e R802. Esta tensão é limitada em 18 Volts pelo diodo zener D2801. Com este pulso o CI começa a funcionar e alimenta o mosfet e a fonte começa a funcionar. Podemos perceber que algumas causas para que a fonte não ligue serão os resistores R801 ou R802 abertos, ou mesmo D2801 em curto. Quaisquer destes defeitos em alguns destes componentes impedirão a fonte de iniciar o seu funcionamento.

Depois de iniciado o funcionamento da fonte a tensão induzida no enrolamento entre os pinos 5 e 6 do trafo alimentará o CI para que ele continue em operação. Para que a tensão deste enrolamento possa ser aplicada no pino 7 do CI ($+V_{in}$) ela terá que "passar" pelos seguintes componentes: L801, FR801 e D805. É comum que o fusistor FR801 esteja aberto e, desta forma, a fonte tentará partir mas não funcionará. Para que a fonte continue em funcionamento é necessário que a tensão no pino 7 do CI fique com um valor acima de 10 Volts, de preferência um valor próximo a 16 Volts. Se a tensão que alimenta o pino 7 subir muito o pino 2 perceberá e ela será corrigida pelo amplificador de erro. O CI 803, que é um fotoacoplador, tem a função de monitorar a tensão de um enrolamento de saída para ver se esta tensão não varia. Se ela aumentar o fototransistor, dentro do CI 803, conduzirá mais aumentando a tensão no pino 2 do CI 801 (3842) fazendo com que o amplificador de erro diminua o tempo de condução do Mosfet (T_{on} menor) e, conseqüentemente, diminua a tensão de saída deixando-a no valor normal. Caso a tensão monitorada caia o Mosfet conduzirá mais e ela voltará ao normal.

O fotoacoplador está ligado com um outro CI. Este outro CI, que é o TL431, é utilizado para se conseguir uma tensão de referên-

anodo do foto-diodo em relação a tensão em seu catodo, que é fixa, mais ele conduzirá e mais o foto-transistor conduzirá. É bom lembrar que este aumento da tensão sobre o anodo do foto-diodo corresponde há um aumento da tensão na saída da fonte. É através desta monitoração que o CI 3842 consegue, através do amplificador de tensão de erro, controlar e manter correta a tensão de saída. Na saída desta fonte teremos as seguintes tensões: $+16V_{cc}$, $+9V_{cc}$, $+8V_{cc}$, $+5V_{cc}$, $+103V_{cc}$. Caso algumas destas tensões não exista, verifique os resistores, diodos e indutores (micro-choques) associados a elas.

No caso da tensão de 5 Volts verifique o CI 804 (LM 7805) e o resistor R821. Caso falte a tensão de 8 Volts verifique R824 e se faltarem as tensões de 9 Volts e 8 Volts verifique Q802 (BC337). Caso falem todas as tensões verifique R820.

Sempre teste, e se possível, troque os capacitores eletrolíticos de uma fonte chaveada, principalmente os que estão ligados diretamente as tensões quadradas de chaveamento. Isto economizará muito tempo e trabalho (quase sempre). Teste ou troque C812 ($47\mu F \times 25V$), C807 ($47\mu F \times 100V$), C831 ($470\mu F \times 25V$), C825 ($47\mu F \times 160V$) e C829 ($33\mu F \times 160V$) entre outras. Estes capacitores, com o tempo, começam a apresentar defeitos. Mesmo trocando estes capacitores pode ser que, depois de algum tempo eles apresentem defeitos novamente, isto acontece devido ao fato de, embora serem capacitores, apresentam uma resistência ôhmica interna e uma indutância in-

terna. O fato deles possuírem estas características farão com que se aqueçam e seu tempo de vida útil seja menor, além de não filtrarem corretamente as tensões (caso façam a função de capacitores de filtro). A resistência ôhmica interna recebe o nome de ESR e a indutância de ESL. Existem, no mercado, capacitores com baixa ESR e ESL que são os mais indicados para o uso em fontes chaveadas.

Dica: quando pegar uma TV ou um VCR para consertar, ou mesmo um monitor, verifique se a fonte das mesmas é chaveada (veja se o transformador é de ferrite), se for e você perceber que um capacitor eletrolítico já foi trocado, substitua-o novamente e teste o equipamento. É bom lembrar que o terra da fonte é separado do terra do resto do equipamento.

Equivalentes dos componentes:

- CI UC 3842 B → preferencialmente usar o mesmo (as letras podem ser diferentes mas o número deve ser 3842 e com 8 pinos)

- 25K2545 → 25K1117

- TL 431 → TL431 (existem equivalentes com letras iniciais diferentes, mas veja se ele é como um BC** e se é um "regulador de tensão")

- 7805 → podemos usar qualquer 7805, exemplos: LM 7805, UA 7805, etc.

- diodos → preferencialmente os originais. Não usar diodos comuns na retificação de qualquer tensão proveniente do transformador de ferrite. Co-

mo a frequência é elevada eles se aquecerão rapidamente e se estragarão. Use diodos rápidos (fast recovery ou ultra fast recovery).

Observações:

* poderemos ter um valor menor de corrente se a fonte trabalhar no modo contínuo.

** o TL431 também pode ser encontrado com encapsulamento dual in line com 8 pinos (semelhante há um 741) e DS08 (montagem em superfície).

13) Tipos de núcleos e suas aplicações

Existem diversos tipos de núcleos de ferrites que são utilizados em fontes chaveadas ou conversores DC-DC. Para escolher um tipo de núcleo levamos em conta alguns aspectos:

- valor de fluxo disperso, que chama de "vazamento" do campo eletromagnético.
- densidade de fluxo magnético, quanto mais melhor.
- alta resistividade do material do núcleo, para minimizar correntes pelo mesmo.
- permeabilidade magnética elevada.

Além disto levaremos em consideração a aplicação que será dada a este núcleo.

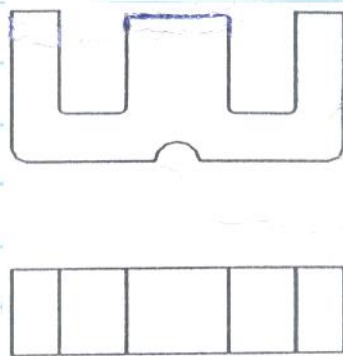
Para fontes que irão gerar alta-tensão, como em fontes de alta tensão de TV (o flyback por exemplo) costumam usar núcleos tipo U, pois conseguem uma maior isolação de tensão, devido a distância que pode ser deixada entre os enrolamentos.

Núcleo U:

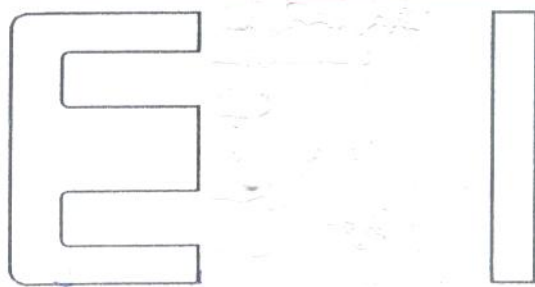


Núcleos EE e EI são muito usados em fontes chaveadas, são as mais comuns de serem encontradas a venda e em nossos projetos usaremos núcleos EE, que apesar de apresentarem um maior fluxo disperso apresentam um elevado B máximo o que permite a construção de fontes com maiores potências de saída.

Núcleo EE:

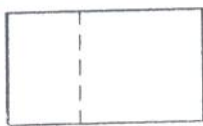
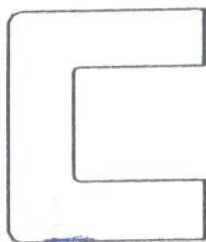


Núcleo EI:

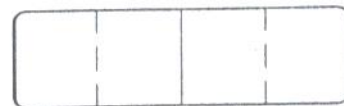
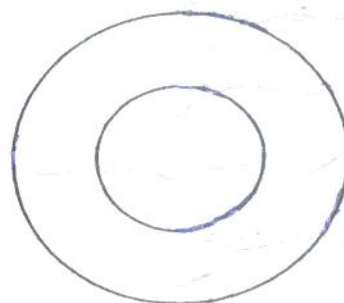


Existem outros tipos de núcleos, como o C ou o T.

Núcleo C:

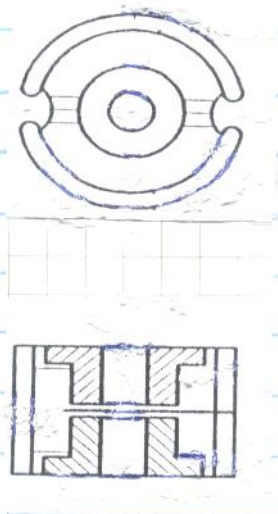


Núcleo T:



Quando precisamos ter o mínimo de fluxo disperso e interferência eletromagnética, que é o caso dos indutores usados para filtros. Filtros que podem estar presentes na entrada do fonte para impedir que sparks vão parar na rede elétrica, usamos núcleos toroidais.

Núcleo Toroidal:



Existem outros tipos de núcleos mas não vamos citá-los aqui pois a intenção deste capítulo é apenas informar ao leitor que fontes chaveadas podem ter o seu transformador construído a partir de núcleos diferentes. Normalmente quando compramos um núcleo devemos também pedir o carretel, que corresponde aquele núcleo, para podermos fazer os enrolamentos.

Os núcleos e carretéis usados nos projetos deste livro são da Thornton e podem ser encontrados na Teletron.

(14) O transformador

Construir um transformador para uma fonte chaveada ou para um conversor DC-DC não é uma coisa muito simples. Precisamos de dados dos núcleos, tipos de material, informações de fabricantes, conceitos teóricos sobre eletromagnetismo, testes e mais testes. A função deste capítulo é mostrar que é possível montar um trafo para fonte chaveada, ou um indutor, e vê-lo funcionar perfeitamente. Para isto usaremos da prática e de conceitos simples que devem ser observadas:

- o valor escolhido para a densidade de fluxo magnético (B) não deve ser o valor máximo de saturação. Caso este valor seja escolhido teremos um fluxo magnético muito intenso, iremos saturar o núcleo, e ele começará a se comportar como uma carga resistiva o que aumentará muito a corrente no primário podendo "queimar" o elemento chaveador. Na prática utilize 50% do valor máximo de B .

- o primário deve ter uma baixa indutância para evitar que a densidade de fluxo leve o núcleo a saturação.

- a temperatura do núcleo nunca deve atingir a temperatura Curie para que o núcleo não perca suas propriedades ferromagnéticas e a indutância e o acoplamento entre os enrolamentos diminua.

- a magnetização residual será atenuada

com a colocação de um entreferro.

- um entreferro (gap) diminuirá a indutância do núcleo mas evitará a saturação.

- se possível os enrolamentos devem ser feitos com fio Litz para minimizar o efeito Skin. Não usamos fio Litz em nossos projetos.

- os enrolamentos secundários devem ser enrolados (enrolamentos secundários), de preferência, usando-se o princípio da regulação cruzada;

Regulação cruzada: em transformadores que tem mais de um enrolamento secundário deve ser aplicada a regulação cruzada. Na prática a regulação cruzada consiste no seguinte: trançar os fios dos secundários uns sobre os outros, montando assim um cabo. Isto deve ser feito com cuidado para não rompermos a isolação dos fios. Depois de trançado, este "chicote" ou cabo, deve ser enrolado sobre o núcleo, ou melhor, sobre o carretel. Na saída, é lógico, os secundários serão ligados separados. Mas para que serve isto? Para evitar a mínima variação de tensão de uma saída de acordo com a mudança de consumo das outras. Vamos supor que você tenha uma fonte com duas saídas, uma de $\pm 12V_{cc}$ e a outra de $-12V_{cc}$ e que a tensão de $+12V_{cc}$ é a usada para a realimentação. Caso esta saída precise fornecer mais corrente a relação entre t_{on} e t_{off} mudará para manter a tensão nesta saída correta, porém, com o aumento do tempo de condução do elemento chaveador (t_{on}), a tensão na saída $-12V_{cc}$ aumentará. A realimentação, que vem

do $+12V_{cc}$, muda o tempo de condução do elemento chaveador, para manter esta saída em $+12V_{cc}$, porém como na saída de $-12V_{cc}$ não houve um aumento de consumo e ela não é usada como referência para a fonte, a tensão aumentará e isto poderá causar danos nos circuitos alimentados por ela.

Resumindo, com a regulação cruzada conseguimos uma melhor estabilidade das tensões na saída da fonte independentemente das cargas ligadas nestas saídas.

Como fazer as enrolamentos: podemos fazer os enrolamentos sobre o carretel de diversas formas. O jeito como eles forem feitos determinará uma maior ou menor dispersão de fluxo, mais ou menos capacitâncias e/ou indutâncias parasitas e um melhor, ou não, rendimento do transformador.

A maneira tradicional de se enrolar um transformador de núcleo de ferro silício, o primário primeiro e depois o secundário não é a maneira ideal para um trafo de uma fonte chaveada. Uma opção mais eficaz é se enrolar o primário entre, ou no meio do, secundário. Faça isto desta forma: enrole metade do secundário, depois enrole o primário inteiro, e agora enrole a outra metade do secundário. O ideal é que exista a maior interação entre os enrolamentos primário e secundários para que aconteça a menor variação entre as saídas e uma variação em qualquer secundário

rio cause uma influência no secundário que fornece a realimentação.

Alguns testes feitos na prática com um transformador de 40W de potência de saída e dois secundários enrolados sem estarem cruzados demonstraram o seguinte: que caso um secundário fosse deixado aberto e do outro fosse aumentado o consumo, a tensão do secundário aberto sofria uma variação de mais de 40%. Uma alternativa que pode minimizar este problema é colocar entre a saída de cada secundário e a terra um resistor que consuma alguns miliamperes. Este resistor deve ser colocado depois da retificação e faz com que a variação fique por volta de 10%. Com a fonte trabalhando com sua corrente nominal, em todos os secundários, o resultado foi satisfatório, porém esta alternativa de se colocar os resistores não é muito comum em fontes chaveadas ou conversores DC-DC.

Intensidade da corrente por mm^2 - A/mm^2 : quando dimensionamos um transformador para uma fonte chaveada devemos saber qual a tensão e qual a capacidade de corrente em suas saídas. É através da capacidade de corrente que iremos escolher ou adotar o fio que será usado. Geralmente o fio utilizado, se comparado com uma tabela de fios usada em elétrica, suportaria uma corrente maior mas levando-se em conta a densidade de amperes por mm^2 perceberemos que este valor cai consideravelmente para quase todas as bitolas de fios. Isto se deve ao fato que, em um enro-

lamento, o calor gerado nas espiras (devido a resistência ôhmica e ao efeito skin) se somam causando um aquecimento excessivo do trafo. Para evitar este superaquecimento devemos levar em consideração a máxima corrente por mm^2 . Quanto maior a potência do transformador (geralmente maior será o seu tamanho e a dificuldade de "dissipar" o calor, devido a grande quantidade ou ao tamanho dos enrolamentos) menor a corrente por mm^2 adotada, ou seja, a corrente que devemos "puxar" do fio que forma este enrolamento. Desta forma podemos perceber que podemos ter em uma tabela diferentes capacidades de corrente para um mesmo fio, e esta diferença estará relacionada com a densidade de corrente por mm^2 (A/mm^2).

Transformadores para fontes chaveadas normalmente devem trabalhar com uma densidade máxima de $3 \text{ A}/\text{mm}^2$.

Vamos ver e estudar a tabela.

A coluna 1 indica o diâmetro nominal (ϕ) do fio, sem isolamento, em mm

A coluna 2 indica a área ou seção do fio em mm^2

A coluna 3 indica o diâmetro com isolamento simples.

A coluna 4 indica o diâmetro do fio com isolamento reforçada.

A coluna 5 indica o número de espiras por cm com isolamento simples.

Ø NOMINAL (mm)	SEÇÃO (mm²)	# DE ISOLAÇÃO (mm)		ESP. POR cm		CAPACIDADE DE CORRENTE (A)			Nº AWG
		S	R	S	R	2A/mm²	3A/mm²	4A/mm²	
326	8,35	—	3,38	—	2,97	16,885	25,028	32,360	8
291	6,65	—	3,02	—	3,33	13,295	19,943	25,550	9
259	5,27	—	2,69	—	3,73	10,532	15,798	21,064	10
230	4,15	—	2,41	—	4,18	8,305	12,458	16,610	11
205	3,30	—	2,15	—	4,68	6,598	9,897	13,196	12
183	2,63	—	1,92	—	5,24	5,258	7,887	10,516	13
163	2,09	1,69	1,73	5,96	5,82	4,171	6,257	8,342	14
145	1,65	1,51	1,55	6,68	6,52	3,301	4,952	6,602	15
129	1,31	1,35	1,38	7,50	7,29	2,613	3,919	5,226	16
115	1,04	1,21	1,24	8,39	8,15	2,076	3,115	4,152	17
102	0,82	1,08	1,11	9,41	9,13	1,623	2,450	3,266	18
Q912	Q650	0,963	0,993	10,56	10,19	1,306	1,959	2,612	19
Q813	Q515	0,861	0,892	11,79	11,42	1,038	1,556	2,076	20
Q724	Q407	0,770	0,798	13,26	12,79	0,823	1,235	1,646	21
Q643	Q322	0,686	0,714	14,86	14,33	0,649	0,974	1,298	22
Q574	Q255	0,617	0,643	16,61	15,92	0,517	0,776	1,034	23
Q511	Q204	0,551	0,577	18,59	17,91	0,408	0,613	0,816	24
Q455	Q153	0,493	0,516	20,83	19,88	0,324	0,485	0,648	25
Q404	Q129	0,439	0,462	23,31	22,27	0,256	0,384	0,512	26
Q361	Q102	0,396	0,417	26,11	24,75	0,203	0,305	0,406	27
Q320	Q080	0,356	0,373	29,18	27,47	0,161	0,241	0,322	28
Q287	Q065	0,320	0,338	32,47	30,49	0,129	0,194	0,258	29
Q254	Q051	0,284	0,302	36,36	34,13	0,101	0,152	0,202	30
Q226	Q040	0,254	0,274	40,98	38,17	0,080	0,120	0,160	31
Q203	Q032	0,231	0,249	46,25	42,37	0,065	0,097	0,130	32
Q180	Q025	0,206	0,224	51,02	47,39	0,051	0,076	0,102	33
Q160	Q020	0,183	0,198	56,82	53,19	0,040	0,060	0,080	34
Q142	Q016	0,163	0,178	64,52	59,52	0,032	0,047	0,064	35
Q127	Q013	0,147	0,160	71,43	66,67	0,025	0,038	0,050	36
Q114	Q010	0,132	0,145	80,00	72,99	0,020	0,031	0,040	37
Q102	Q0082	0,119	0,130	85,29	81,97	0,016	0,025	0,032	38
Q089	Q0064	0,104	0,114	104,17	94,34	0,012	0,019	0,024	39
Q079	Q0050	0,094	0,102	116,28	104,17	0,010	0,015	0,020	40
Q071	Q0040	0,084	0,091	126,58	114,94	0,009	0,013	0,018	41
Q063	Q0031	0,076	0,081	140,85	131,58	0,006	0,009	0,012	42
Q056	Q0025	0,066	0,074	156,73	147,06	0,005	0,007	0,010	43
Q051	Q0020	0,061	0,069	178,57	158,73	0,004	0,006	0,008	44

Tabela 1

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

A coluna 6 indica o número de espiras por cm com isolação reforçada.

A coluna 7 indica a capacidade de corrente nos fios com uma densidade de corrente de 2A/mm².

A coluna 8 indica a capacidade de corrente nos fios com uma densidade de corrente de

$3A/mm^2$.

A coluna 9 indica a capacidade de corrente nos fios com uma densidade de corrente de $4A/mm^2$.

A coluna 10 indica o número do fio na escala AWG.

Podemos perceber que um mesmo fio "suportará" 3 correntes diferentes dependendo da densidade de corrente por mm^2 .

Mas o que isto quer dizer na prática?

Vamos ver um exemplo para uma melhor compreensão:

O fio 21 AWG suporta:

1,646 A com $4A/mm^2$

1,235 A com $3A/mm^2$

0,823 A com $2A/mm^2$

Isto quer dizer que se desejarmos que a densidade de corrente por mm^2 (A/mm^2) em nosso núcleo do nosso transformador seja de $3A/mm^2$ não podemos consumir deste enrolamento, feito com fio 21, mais de 1,235 A. Caso a carga consuma mais corrente o trafo se aquecerá muito e poderá entrar em curto. Temos de definir qual a A/mm^2 quando dimensionamos o nosso trafo.

Veja esta outra tabela com outros dados e para uma densidade de corrente de $3A/mm^2$

Número AWG	Diâmetro (mm)	Secção (mm ²)	Número de espiras por cm	Kg por Km	Resistência (ohms/Km)	Capacidade (A)
0000	11,86	107,2			0,158	319
000	10,40	85,3			0,197	240
00	9,226	67,43			0,252	190
0	8,252	53,48			0,317	150
1	7,348	42,41		375	1,40	120
2	6,544	33,63		295	1,50	96
3	5,827	26,67		237	1,63	78
4	5,189	21,15		188	0,80	60
5	4,621	16,77		149	1,01	48
6	4,115	13,30		118	1,27	38
7	3,665	10,55		94	1,70	30
8	3,264	8,36		74	2,03	24
9	2,906	6,63		58,9	2,56	19
10	2,588	5,26		46,8	3,23	15
11	2,305	4,17		32,1	4,07	12
12	2,053	3,31		29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63		23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7
17	1,150	1,04	8,4	9,26	16,34	3,2
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,15	2,0
20	0,8118	0,52	11,6	4,61	32,69	1,6
21	0,7230	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92
23	0,5733	0,26	16,0	2,29	56,4	0,73
24	0,5106	0,20	18,0	1,82	85,0	0,58
25	0,4547	0,16	20,0	1,44	106,2	0,46
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37
27	0,3606	0,10	25,6	0,91	170,0	0,29
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23
29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18
30	0,2546	0,051	35,6	0,45	333,3	0,15

31	0,2268	0,040	39,8	0,36	425,0	0,11
32	0,2019	0,032	44,5	0,28	531,2	0,09
33	0,1798	0,0254	56,0	0,23	669,3	0,072
34	0,1601	0,0201	56,0	0,18	845,8	0,057
35	0,1426	0,0159	62,3	0,14	1069,0	0,045
36	0,1270	0,0127	69,0	0,10	1338,0	0,036
37	0,1131	0,0100	78,0	0,089	1700,0	0,028
38	0,1007	0,0079	82,3	0,070	2152,0	0,022
39	0,0897	0,0063	97,5	0,056	2696,0	0,017
40	0,0799	0,0050	111,0	0,044	3400,0	0,014
41	0,0711	0,0040	126,8	0,035	4250,0	0,011
42	0,0633	0,0032	138,9	0,028	5312,0	0,009
43	0,0564	0,0025	156,4	0,022	6800,0	0,007
44	0,0503	0,0020	169,7	0,018	8500,0	0,005

Outras informações: existem transformadores para fontes chaveadas que mesclam em seus enrolamentos fios litz, fios esmaltados comuns e fitas de cobre. As fitas de cobre devem ser devidamente isoladas e só são usadas em transformadores ou enrolamentos que devem fornecer altas correntes.

Fio litz: é um cabo composto por vários condutores ou fios isolados entre si. Esta montagem minimiza o efeito skin e permite trabalhar em frequências mais altas.

Efeito skin: causado quando trabalhamos com altas frequências e que faz com que os elétrons livres se aproximem da superfície do fio, diminuindo assim sua área efetiva, aumentando as perdas naquele fio e fazendo-o se aquecer mais.

O efeito skin pode fazer com que um trans-

formador não funcione direito, para verificar se o fio escolhido pode ser utilizado na frequência em que funciona a fonte chaveada projetada podemos utilizar o gráfico abaixo:

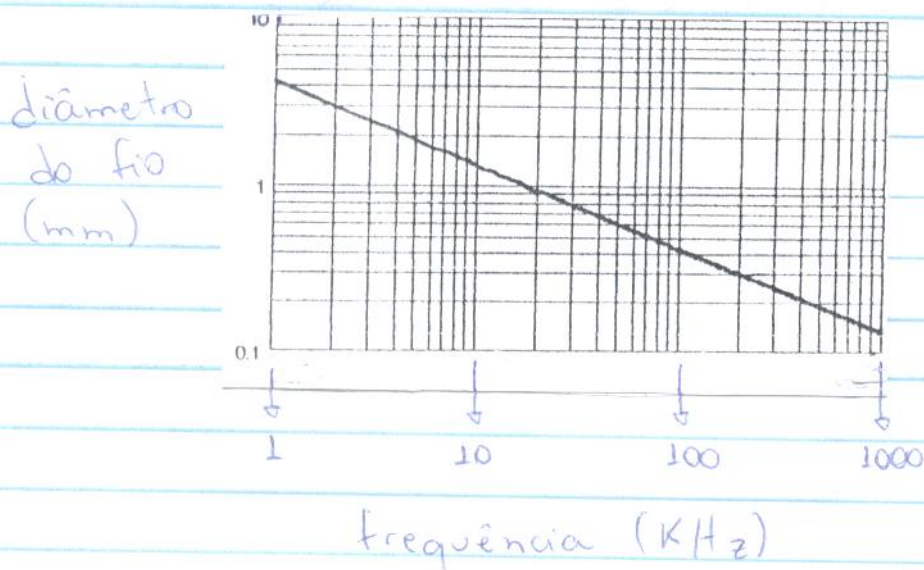


Tabela 3

Cálculo do número de espiras do primário:
para calcularmos o número de espiras do primário de um transformador com núcleo de ferrite podemos usar a seguinte expressão:

$$N_p = \frac{V_{rms} \times 10^8}{4 \times F \times B \times A_e}$$

onde:

N_p - número de espiras do primário

V_{rms} - tensão contínua de entrada (V)

F - frequência de chaveamento (Hz)

B - densidade do fluxo magnético (G)

Use sempre metade do valor de B máximo do núcleo usado para evitar saturar o núcleo.

A_e - área efetiva do núcleo (cm²)

Cálculo do número de espiras do secundário:

$$NS1 = Np \times N1$$

Onde:

NS1 - é o número de espiras do secundário 1

Np - é o número de espiras do primário.

N1 - é a relação de espiras deste secundário, e deve ser calculado com a seguinte expressão:

$$N1 = \frac{Vsaida}{D \times Vin}$$

Se tivermos vários secundários devemos calcular N e NS para cada um deles, teremos então:

NS1 e N1

NS2 e N2

NS3 e N3

NS4 e N4

Podemos perceber que através destas fórmulas relacionamos a tensão de saída e o número de espiras do secundário com o duty cycle (D) e com a tensão de entrada.

Dimensionamento da potência do trafo e da bitola dos fios: antes de dimensionarmos a bitola dos fios devemos calcular a potência do secundário e do primário do trafo.

A potência do secundário do trafo será a seguinte:

$$Ps = Vs \times Is$$

e a potência do primário será:

$$Pp = Ps + 10\%$$

Acrescentamos um valor de 10% para compensar perdas.

Com estas potências podemos definir as bitolas dos fios, mas para isto devemos calcular as correntes dos enrolamentos.

Cálculo da corrente do secundário:

Para sermos mais exatos não vamos calcular a corrente do secundário, mas sim escolhê-la de acordo com a nossa carga. Abaixo veremos os fios que estaremos usando para certas correntes, já levando em conta a densidade de corrente de $3A/mm^2$.

- fio 14 AWG até 6 amperes

- fio 21 AWG até 1,2 amperes

Mas devemos calcular a potência de acordo com a corrente desejada.

$$P_s = V_s \times I_s$$

Agora que sabemos a potência do secundário somamos mais 10% e usamos a tensão de entrada (V_{in}) para calcular a corrente do primário.

$$I_p = \frac{P_s + 10\%}{V_{in}}$$

encontrada a corrente podemos escolher o fio.

Devemos agora ver se este fio, na frequência que o transformador trabalha, não vai ser muito afetado pelo efeito skin, para isto consultamos as tabelas.

Estamos trabalhando apenas com 2 bitolas de fio, pois levantaremos na prática, curvas relacionando a indutância com a quantidade de espiras com o tipo de núcleo usado. Devido a isto alguns transformadores poderão ficar

maior do que o ideal, esta é uma limitação deste livro mas que traz a vantagem de, em diversos casos, trabalharmos com os gráficos.

Vamos agora calcular um transformador (usar livros com características dos núcleos) com entrada de 25Vdc e saída de $12 + 12 \times 1A$ e outro com entrada de 170Vdc e saída de $12V \times 4A$.

Cálculo do transformador de $12 + 12 \times 1A$

Cálculo da potência do secundário:

A potência do secundário corresponde a soma das tensões multiplicada pela corrente.

$$P_s = (12 + 12V) \times 1A$$

$$P_s = 24 \times 1$$

$$P_s = 24W$$

Agora acrescentamos mais 10% e calculamos a corrente do primário.

$$I_p = \frac{P_s + 10\%}{V_{in}}$$

$$I_p = \frac{24 + 10\%}{V_{in}}$$

$$\text{onde } 10\% \text{ de } 24 = 2,4$$

$$I_p = \frac{26,4}{25}$$

$$I_p = 1,056A$$

De acordo com a tabela o fio escolhido deve ser o fio 21 que suporta 1,2A com uma densidade de corrente de $3A/mm^2$.

Sabendo que a nossa frequência de chaveamento será de 52 KHz (usaremos o LM2577ADJ)

que trabalha nesta frequência) e observando a tabela podemos perceber que o diâmetro mínimo para esta frequência é de 0,6mm e o fio 21 tem um diâmetro de 0,7mm sabemos que podemos usar o fio 21.

Agora vamos calcular a relação entre as espiras do secundário e do primário, para isto usamos a equação:

$$N1 = \frac{V_{saída} - (D \times V_{saída})}{D \times V_{in}}$$

onde:

$N1$ - é a relação de espiras do secundário 1 com o primário.

D - duty cycle que escolhemos um valor sempre menor do que 0,5. Vamos optar por 0,445.

$$N1 = \frac{12V - (0,445 \times 12)}{0,445 \times 25}$$

$$N1 = \frac{12 - (5,34)}{11,125}$$

$$N1 = \frac{6,66}{11,125} = 0,5986$$

Como os dois secundários terão a mesma tensão de saída, apenas a polaridade será contrária, podemos usar a mesma relação $N1$.

Agora podemos calcular o número de espiras do primário com a equação seguinte:

$$Np = \frac{V_{rms} \times 10^8}{4 \times F \times B \times Ae}$$

Usando o núcleo NEE-30/15/14-3500-IP6 (sem gap) que apresenta um $B = 4800$ e uma

área efetiva (A_e) de $1,2 \text{ cm}^2$

$$N_p = \frac{25 \times 10^8}{4 \times 52 \times 10^3 \times 2.400 \times 1,2}$$

$$N_p = \frac{25.000.000.000}{599.040.000}$$

$$N_p = 41,73 \text{ espiras}$$

Agora para calcularmos o número de espiras de cada secundário vamos usar a expressão:

$$N_{S1} = N_p \times N_1$$

$$N_{S1} = 41,73 \times 0,5986 = 24,98 \text{ espiras}$$

Como um secundário é igual ao outro teremos:

$$N_{S1} = N_{S2}$$

Teremos o seguinte trafo:

- núcleo NEE 30/15/14 - 3500 - IP6

O IP6 apresenta um $B = 4800$ gauss

E este núcleo, formado por 2 "Es" tem uma área efetiva de $120 \text{ mm}^2 = 1,2 \text{ cm}^2$.

Teremos 42 espiras no primário de fio 21 AWG.

Teremos dois secundários com 25 espiras de fio 21 AWG.

Teremos uma tensão de entrada de 25 Vdc e duas saídas de 12 V.

Teremos um gap de 0,6 cm ou 60 milímetros de espessura. Isto pode ser conseguido com uma fita adesiva a base de mylar ou filme de polyester.

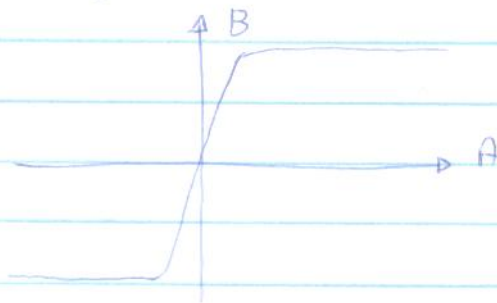
A colocação de um gap faz com que a

curva de histerese ou magnetização fique mais linear. Isto é interessante, particularmente, em fontes chaveadas que usam dois transistores como osciladores. Encontramos fontes assim em TVs Sony.

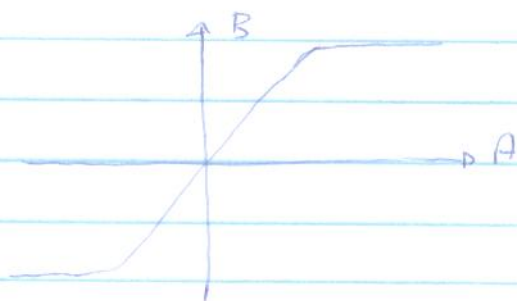
A espessura do gap normalmente varia entre $\varnothing$ a 2mm. Lembre-se, com $\varnothing$ mm, ou sem gap, há uma grande chance do núcleo saturar, virar uma carga resistiva e queimar o transistor ou CI chaveador.

Vamos ver algumas curvas:

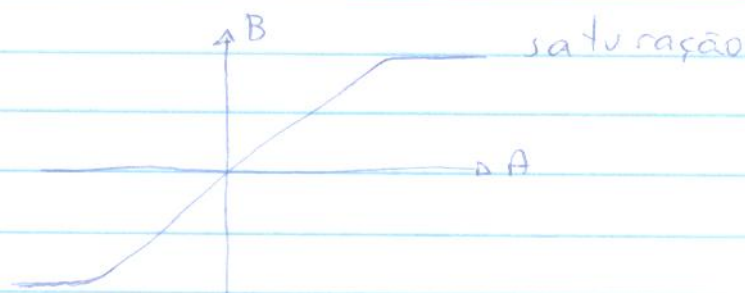
- sem gap:



- com gap entre 0,1 a 0,5 mm:

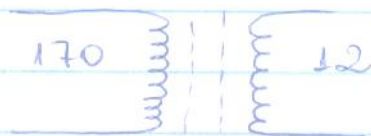


- com gap entre 1mm a 2mm:



Isto diminui a permeabilidade magnética porém como torna a "curva" uma reta entre valores de $H = 0$ e a saturação, permite o cálculo mais fácil da indutância. É o funcionamento mais fácil.

Agora vamos calcular o trafo para uma fonte de 170 Vdc de entrada e 12 Vdc de saída com capacidade de fornecer 4A.



$$P_s = V_s \times I_s$$

$$P_s = 12 \times 4$$

$$P_s = 48 \text{ W}$$

$$P_s = 48 + 10\% = 52,8 \text{ W}$$

$$P_p = P_s = 52,8 \text{ W}$$

$$I_p = \frac{P_p}{V_p}$$

$$I_p = \frac{52,8}{170} = 0,3105 \text{ A} \rightarrow \text{podemos usar o fio } n^\circ 26 \text{ AWG}$$

$$N_1 = \frac{V_{saída} - (D \times V_{saída})}{D \times V_{in}} \rightarrow \text{onde } D = 0,445 \text{ valor adotado}$$

$$N_1 = \frac{12 - (0,445 \times 12)}{0,445 \times 170}$$

$$N_1 = \frac{12 - 5,34}{75,65}$$

$$N_1 = \frac{6,66}{75,65} = 0,08803$$

$$N_p = \frac{170 \times 10^8}{4 \times 52000 \times 2400 \times 1,81}$$

$$N_p = \frac{170000000000}{903552000}$$

$$N_p = 188 \text{ espiras}$$

NS

$$NS1 = N_p \times N1$$

$$NS1 = 188 \times 0,08803$$

$$NS1 = 16,56 \approx 17 \text{ espiras de fio } n = 15 \text{ AWG}$$

O traço fica assim:



* a tensão é dada em DC considerando a retificação.

Para calcular o número de espiras para um valor de indutância e um determinado núcleo faça o seguinte:

$$AL = \frac{L}{N^2}$$

onde: L é dado em nanohenries

AL - fator de indutância do núcleo para um determinado gap.

N - número de espiras

Por exemplo, usando o núcleo 3 (NEE 30/15/14-400-IP6) e tendo uma indutância de $500 \mu H$ teríamos o seguinte número de espiras.

$$AL = \frac{L}{N^2}$$

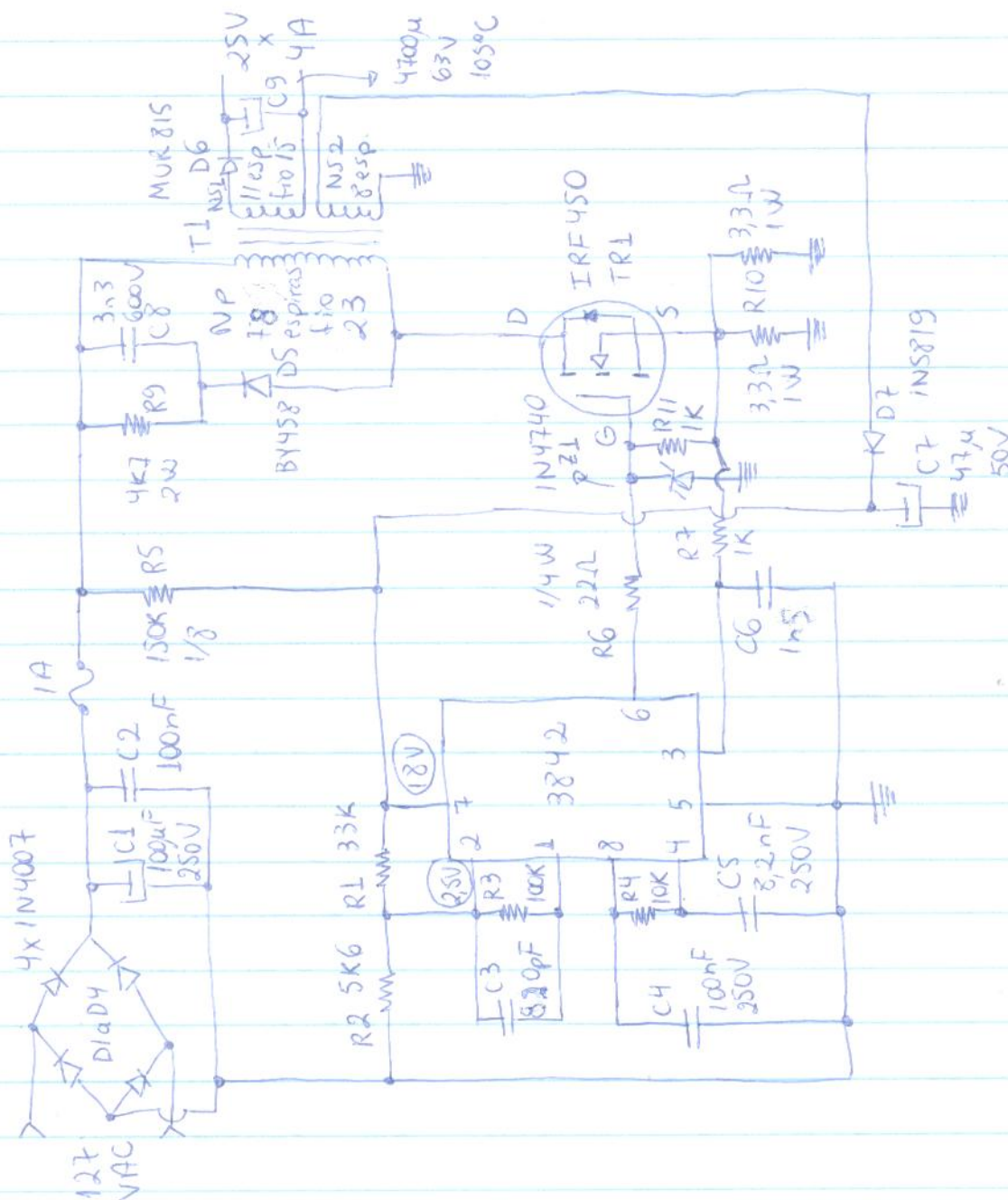
pois o valor é dado em nanohenries

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL}} = \sqrt{\frac{500.000}{400}} \rightarrow AL \text{ com gap de } 0,2$$

$$N = \sqrt{1250} = 35 \text{ espiras}$$

Diagrama esquemático da fonte

127 VAC - 25V x 4A



Dimensionamento da fonte

- $P_s = V_s \times I_s$

$P_s = 25 \times 4 = 100W$

$P_s = \text{potência do secundário} = 100W$

- $P_p = P_s + 10\%$

$P_p = 100 + 10 = 110W$

$P_p = \text{potência do primário} = 110W$

} para compensar perdas

- $P_p = V_p \times I_p$

onde: $P_p = \text{potência do primário}$

$I_p = \frac{110}{178}$

$V_p = \text{tensão do primário}$

$I_p = \text{corrente do primário}$

$I_p = 0,6179 \approx 618mA$

→ o valor de V_p é encontrado assim:

$V_p = \frac{V_{rms}}{0,707} - V_{sat} - V_{R10}$

$V_p = \frac{127}{0,707} - 1 - 1$

$V_p \approx 180 - 2 = 178V$

- $R_{10} = \frac{1V}{0,623} \approx 1,6\Omega = 2 \text{ resistores de } 3R3 \text{ em paralelo}$

$P_{R10} = 1 \times 0,625 = 1W \text{ cada resistor}$

- $N_p = \frac{178 \times 10^8}{4 \times 2400 \times 1,2 \times 20000}$

↳ frequência de oscilação

↳ área efetiva do núcleo em cm^2

$120mm^2 \div 100 = 1,2cm^2$

↳ um valor médio de material IP6

$$N_p = \frac{178 \times 10^8}{230400000} = 77,25 \text{ espiras}$$

$$N_p \approx \text{número de espiras} = 77,25 \approx 78 \text{ espiras}$$

Como a corrente é de 0,618A usaremos o fio nº23 AWG que suporta 0,73A e tem uma bitola de 0,5733mm

- Para calcular o secundário precisamos calcular N_s , sem esquecer de manter $D = 0,5$, no máximo.

$$N_s = \frac{V_{saída} - (D \times V_{saída})}{D \times V_{in}}$$

$$N_s = \frac{25 - (0,5 \times 25)}{0,5 \times 178} = \frac{12,5}{89}$$

$$N_s = 0,14$$

$$N_{s1} = \text{número de espiras do secundário} = N_p \times N_s$$

$$N_{s1} = 77,25 \times 0,14$$

$$N_{s1} \approx 10,8 \text{ espiras} = 11 \text{ espiras}$$

Usaremos no secundário 11 espiras de fio nº15 AWG, que suporta 4,8A e tem um diâmetro de 1,450mm.

- Cálculo da frequência de chaveamento do MC3842

$F = 20\text{KHz}$ e $R_4 = 10\text{K} \rightarrow$ adotados com base no fabricante do IC

$$F = \frac{1,72}{R \times C}$$

$$C = \frac{1,72}{R \times F} = \frac{1,72}{10\text{K} \times 20\text{K}}$$

$$C_5 = 8,6 \mu F \approx 8,2 \mu F \rightarrow \text{valor comercial}$$

- Cálculo de C_1 que é o capacitor de filtro de entrada

$$T = 0,7 \times R \times C \quad \text{e} \quad V = R \times I$$

$$R = \frac{V}{I} \quad \text{e} \quad R = \frac{T}{0,7 \times C}$$

$$\frac{V}{I} = \frac{T}{0,7 \times C}$$

$$\frac{C \times V}{I} = \frac{T}{0,7}$$

$$C = \frac{T \times I}{V \times 0,7}$$

↳ V corresponde a 20% da tensão de pico e que poderá ser o ripple

$$V = 180 \times 20\% = 36$$

$$C_1 = \frac{0,00834 \times 0,618}{36 \times 0,7}$$

$$C_1 = \frac{5,15 \times 10^{-3}}{51,43}$$

$$C_1 = 100,2 \mu F \approx 100 \mu F \times 250 V \quad \text{ou} \quad 150 \mu F \times 250 V$$

- Cálculo de R_G e R_{II} para polarização do Fet

R_G e R_{II} são dados pelo fabricante do CI e pelo fabricante do Mosfet

$$R_G = 22 \Omega \times 1/4 W$$

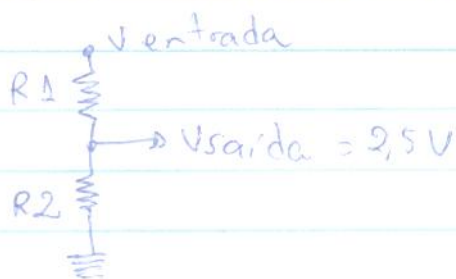
$$R_{II} = 1 K \times 1/4 W$$

- Cálculo de R_5 para dar o pulso inicial de disparo

$$R_5 = \frac{V_{in} - V_{ce}}{I_{Ligar}}$$

$$R_5 = \frac{180 - 18}{1 \times 10^{-3}} = 162K \approx 150K \rightarrow \text{valor comercial}$$

- Cálculo de R_1 e R_2 para 2,5V no pino 2 que é a tensão de correção de erro



Adote um valor para R_1 5 vezes maior do que R_2 e calcule a tensão de saída.

$$V_{saida} = \frac{V_{entrada} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Adotamos $R_1 = 33K$ e $R_2 = 5K6$

Supondo: $V_{entrada} = 18V$

$$R_1 = 33K$$

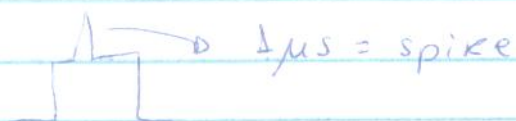
$$R_2 = 5K6$$

} valores comerciais

$$V_{saida} = \frac{18}{33K + 5K6} \times 5K6$$

$$V_{saida} = 2,61 \text{ Volts}$$

- Cálculo de R_7 e C_6 que suprimem as transientes para correto funcionamento do sensor de corrente



Imaginando que o período do spike será de $1\mu s$ e adotando $R7 = 1K$ podemos calcular C através da equação:

$$T = 0,7 \times R \times C$$

$$C = \frac{T}{0,7 \times R} = \frac{0,000001}{0,7 \times 1000} = 1,49 nF \cong 1n5$$

$$|C6 = 1n5$$

- Cálculo de $C3$ e $R3$ que fazem uma compensação em frequência

|Adotando $R3 = 100K$ → indicado pelo fabricante e sabendo a frequência de chaveamento = $20KHz$

Com a expressão abaixo calculamos $C3$

$$F = \frac{1}{0,7 \times R \times C}$$

$$C = \frac{1}{0,7 \times R \times F} = \frac{1}{0,7 \times 100000 \times 20000}$$

$$|C3 = 714pF \cong 820pF \rightarrow \text{valor comercial}$$

- Cálculo de $R9$ e $C8$ que compõem o circuito de snubber

$$\text{Valores práticos: } |R9 = 4k7 \times 2W$$

$$|C8 = 3n3 \times 600V$$

Veja o projeto de um inversor 2S/12V para calcular, se achar necessário.

- Cálculo da alimentação do MC 3842 isolada pelo trafo

$$N1 = \frac{V_{saída} - (D \times V_{saída})}{D \times V_{in}}$$

$V_{saída} = 18V$ pois este é o valor da alimentação do MC 3842

$$N1 = \frac{18 - (0,5 \times 18)}{0,5 \times 178}$$

$$N1 = \frac{9}{89} = 0,101$$

$$N52 = 77,25 \times 0,101 = 7,8 \approx 8 \text{ espiras}$$

- Demais componentes:

D7 - 1N5819 - retificação rápida

C7 - $47\mu F \times 50V$ - filtro - $105^\circ C$

Z1 - 1N4740 - proteção

DS - BY 458

C2 - $100nF$ - minimizar EMI

D1 a D4 - 1N4007 - retificação

D6 - MUR 815 ou MBR 145

C9 - $4700\mu F \times 63V$ - $105^\circ C$

Usar o núcleo com gap acima de 1mm de espessura.

⑮ Algumas dicas para medir Mosfets de potência

Características do FET IRF 840

A finalidade deste pequeno capítulo é apenas trazer um pouquinho de informação sobre medição de um tipo de mosfet de potência. A comparação entre este fet e outros já ajudou na manutenção de fontes chaveadas.



- 1 - gate
- 2 - dreno
- 3 - source

1 e 2 - resistência infinita em qualquer polarização.

1 e 3 - resistência infinita em qualquer polarização.

2 e 3 - de acordo com a polarização e o fabricante a resistência varia entre 17 e 50 Ω .

"Todas estas leituras foram feitas em um Mosfet em bom estado e servem como comparação".

Se houver alguma resistência entre os pinos que devem ter resistência infinita o FET está com defeito.

Na dúvida retire-o do circuito para medi-lo.

Na prática um multímetro digital com escala de $\rightarrow$ é de uso mais fácil para medi-los.

(16) Uma velha fonte chaveada TV Telefunken Chassis 802

Esta foi uma das primeiras TVs a usarem fontes chaveadas. A fonte usada nesta TV não usa nenhum circuito integrado para controle do elemento chaveador, que é um transistor bipolar de potência, o BU208.

Este tipo de fonte recebe o nome de fonte chaveada auto-oscilante e, na minha opinião, oferece um desafio maior, para a sua manutenção, ao técnico do que as outras fontes ou conversores DC-DC mostrados até aqui. Talvez por já ter "apanhado" destas fontes é que coloquei alguns defeitos e suas soluções abaixo:

- não ajusta U1 - verificar T701 e T702.
- fonte não começa a oscilar e a tensão U5 fica com um valor próximo de 35V - ver R728.
- fonte não começa a oscilar e a tensão U5 fica próxima de 30V - ver R712.
- fonte não liga - ver T703

17) Fórmulas e grandezas usadas em eletromagnetismo

Força do campo magnético - H (dado em Oersted)

$$H = \frac{I \times N}{\ell}$$

onde: I = em amperes

N = número de espiras

ℓ = comprimento em metros

Fluxo do campo magnético - ϕ (dado em Maxwell)

$$B = \frac{\phi}{A_e}$$

onde: ϕ = fluxo magnético

A_e = área "atravessada" pelo fluxo magnético

B = densidade do fluxo magnético

Permeabilidade efetiva do núcleo - μ_e

Devido ao fato de termos diversos tipos de núcleos, inclusive núcleos com gap de ar, devemos encontrar a permeabilidade efetiva (μ_e) com a seguinte expressão:

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0} + \frac{L}{N^2} \times \sum_i \frac{I}{A} \quad \text{ou} \quad \mu_e = \frac{AL \times \sum_i \frac{I}{A}}{\mu_0}$$

onde: μ_0 = constante do campo magnético que é $1,257 \times 10^{-6}$

L = indutância

N = número de espiras

$\sum_i \frac{I}{A}$ = fator do núcleo

AL = fator de indutância (ver características do núcleo)

Permeabilidade inicial - μ_i

É a permeabilidade quando o fluxo magnético tende a zero. Este item é muito importante para a comparação de materiais magnéticos. Materiais diferentes podem ter μ_i diferentes. Normalmente μ_i é definida usando-se circuitos magnéticos fechados.

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \times \frac{\Delta B}{\Delta A}$$

Definindo μ_e quando há um gap no núcleo:

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{S}{L_e} \times \mu_i}$$

onde: μ_i = permeabilidade inicial do material (ver nas características do fabricante)

S = largura do gap de ar

L_e = comprimento magnético efetivo do núcleo (ver nas características do fabricante)

AL - fator de indutância - (dado em nH)

É a indutância por unidade de espiras

$$AL = \frac{L}{N^2} = \frac{\mu_e \times \mu_0}{\sum I/A}$$

onde:

μ_0 = constante do campo magnético =
 $1,257 \times 10^{-6}$

$\Sigma I/A$ = fator do núcleo (ver nas características do núcleo, pois isto mudará de acordo com o tipo de núcleo, seu L_e e sua A_e).

Densidade do fluxo magnético - B - (dado em Gauss)
É o fluxo que estará passando pela área correspondente ao núcleo. Este valor não deve ser próximo da maior densidade de fluxo que o núcleo suporta, caso contrário o núcleo poderá saturar e o indutor passar a ser uma carga resistiva apenas ocasionando um aumento da corrente e a queima do elemento chaveador. Uma das formas de se minimizar isto é utilizar um gap.

$$B = \frac{V_{rms} \times 10^8}{4,44 \times F \times N \times A_e}$$

→ fórmula usada para transformadores de ferro silício e onda senoidal ("não usados em fontes chaveadas")

$$B = \frac{V_{rms} \times 10^8}{4 \times F \times N \times A_e}$$

→ fórmula usada em fontes chaveadas pois é definida, levando-se em conta, uma onda quadrada.

onde: V_{rms} = tensão contínua de entrada

F = frequência de chaveamento

N = número de espiras

A_e = área efetiva do núcleo dada em cm^2
 B = densidade do fluxo magnético (dado em Gauss)

Duty cycle - D

É a relação entre o período T_{on} e o período total (T)

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad \text{onde: } D = \text{duty cycle}$$

T = período da frequência de chaveamento

Mini tabela de conversão		
B	densidade do fluxo magnético	$1 \text{ mT} = 10 \text{ Gauss}$
H	força do campo magnético	$1 \text{ A/m} = 1,257 \times 10^{-2} \text{ Oe}$
ϕ Φ	fluxo magnético	$1 \text{ Wb} = 10^8 \text{ Maxwell}$
μ_0	constante magnética do vácuo	$1,257 \times 10^{-6} \text{ H/m} = 1 \text{ Gauss / Oe}$

T = Tesla

Oe = Oersted

Wb = Webber

Exemplos:

$$0,4 \text{ T} = 400 \text{ mT} = 4000 \text{ Gauss}$$

$$0,5 \text{ T} = 500 \text{ mT} = 5000 \text{ Gauss}$$

⑪ Dicas de layout e ventilação da fonte

Quando fazemos um lay out para fonte chaveada devemos estar atentos ha algumas coisas para evitar ruídos, aquecimento excessivo das trilhas, diferença de potencial entre as trilhas, etc.

É interessante sempre usar um indutor no transformador de núcleo fechado como o núcleo toroidal ou a junção de 2 núcleos tipo E.

Isto evitará ou diminuirá a emissão de interferência eletromagnética (EMI)

A realimentação deve ser feita através de trilhas mais curtas possíveis e envolvidas por áreas de terra. Caso seja uma placa dupla face, na face oposta onde esta o transformador.

A entrada do fonte deve ter capacitores cerâmicos de até 10nF associados com indutores para evitar que ruídos vão para a linha de AC.

Componentes SMD diminuem o efeito antena criado pelos terminais de componentes comuns.

Todos os componentes para compensação de frequência do CI chaveador devem ficar o mais afastado possível do transformador e ter os terminais o mais curto possível.

Todas as linhas por onde passara a alta corrente devem ser curtas, retas e espessas se possível.

Seria interessante que a espessura do cobre fosse no mínimo 0,4mm.

Deve existir maior espaço de terra possível,

todas as trilhas fazer curva em ângulo reto e os componentes devem seguir a seguinte posição na placa:

- primeiro o filtro de entrada
- segundo o CI chaveador
- terceiro transistor chaveador
- quarto transformador
- quinto filtro e retificação de saída, a realimentação deve ficar paralela a saída.

1º	2º	3º	4º	5º saída
				realimentação

Caso a fonte necessite de ventilação forçada use uma ventoinha, para isso leve em consideração alguns critérios:

- a saída de ar deverá ser sempre 10% maior do que a entrada de ar.
- a ventoinha ou o micro ventilador ~~que~~ deverá estar instalado na entrada de ar, puxando o ar frio de fora e soprando diretamente para o componente que mais se aquece.
- sempre considerar que o ar quente sobe

(19)

Gráfico ↓

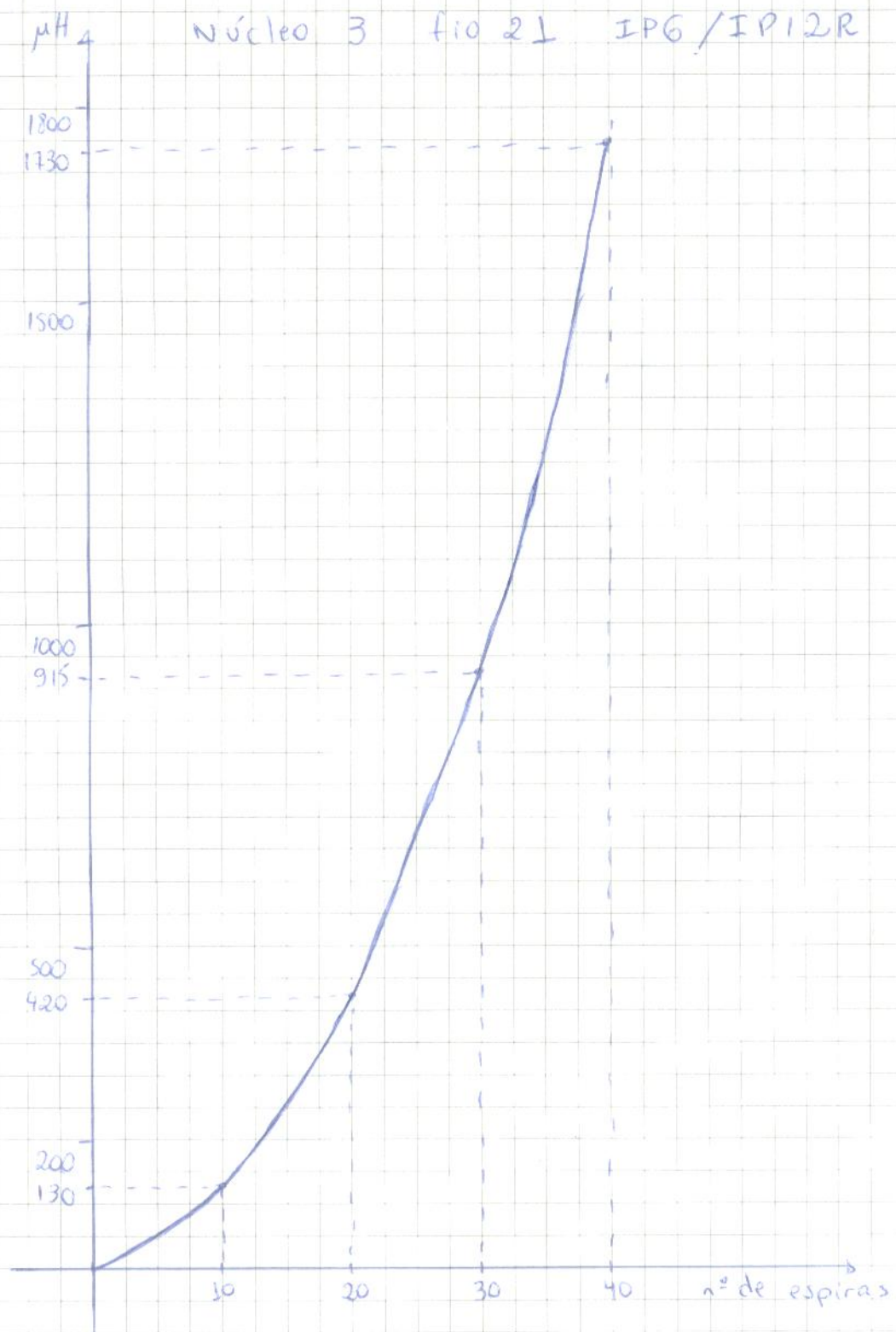


Gráfico 2

Núcleo 4 fio 21 IP6/IP12R

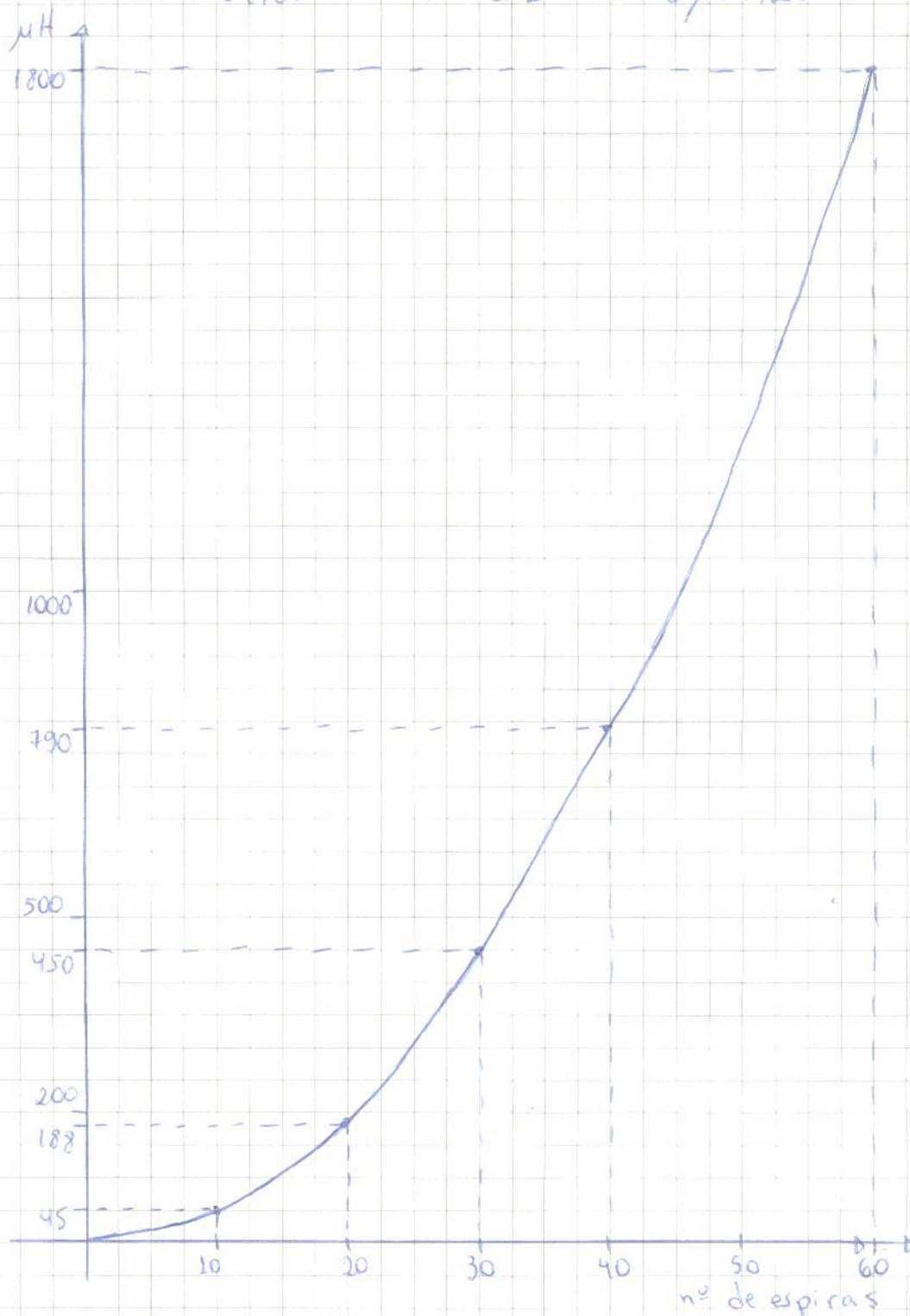
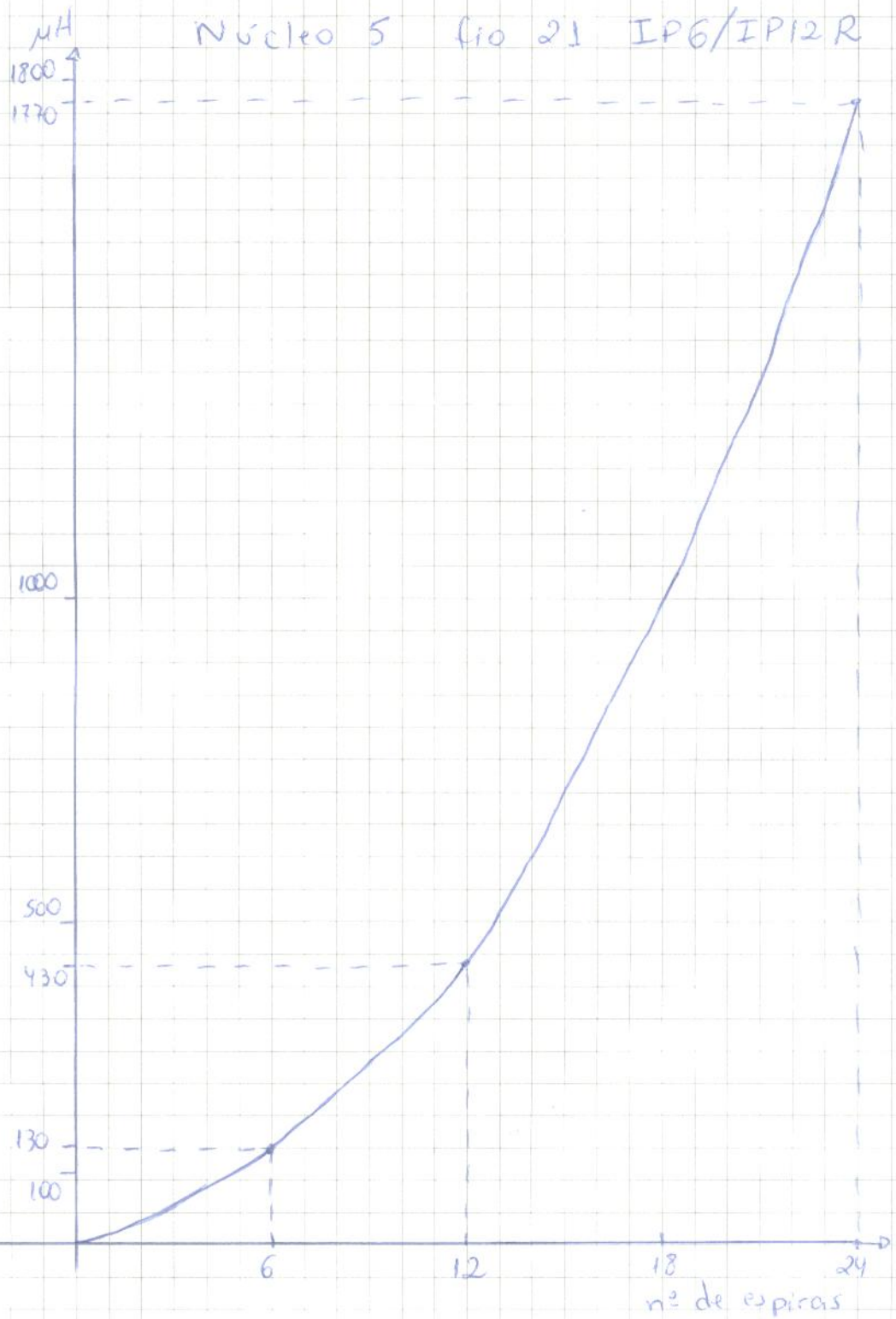
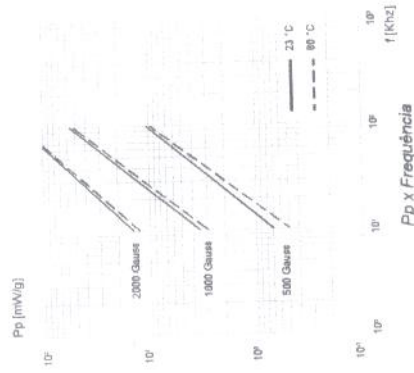


Gráfico 3

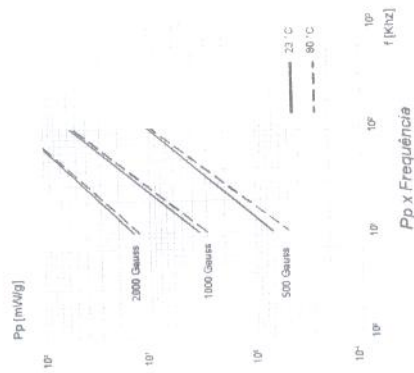




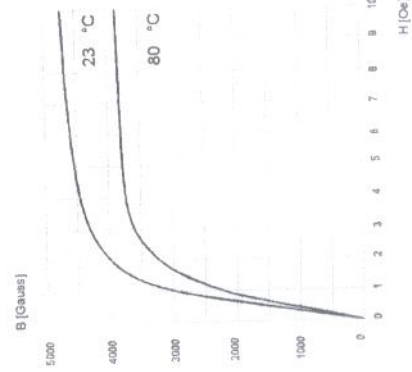
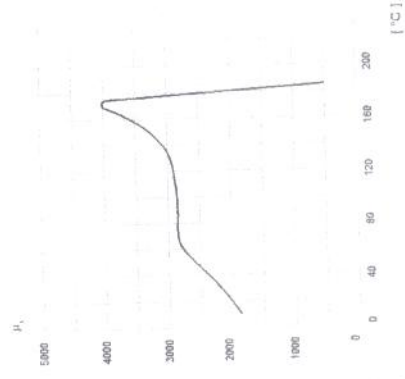
THORNTON



MATERIAL : IP 6			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_r	23 °C	2000 ± 25%	
B	15 Oe, 23 °C	4800	Gauss
P_p	2000 Gauss 20 KHz, 80 °C	30.0	mW/g
T_c		≥ 165	°C
ρ		4800	Kg/m³



MATERIAL : IP 6			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_r	23 °C	2000 ± 25%	
B	15 Oe, 23 °C	4800	Gauss
P_p	2000 Gauss 20 KHz, 80 °C	30.0	mW/g
T_c		≥ 165	°C
ρ		4800	Kg/m³



μ_r x Temperatura

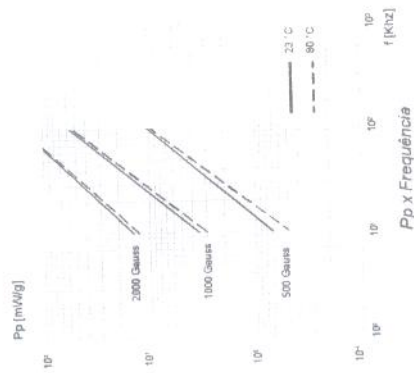
Típico B x H

AGO-94-0 0

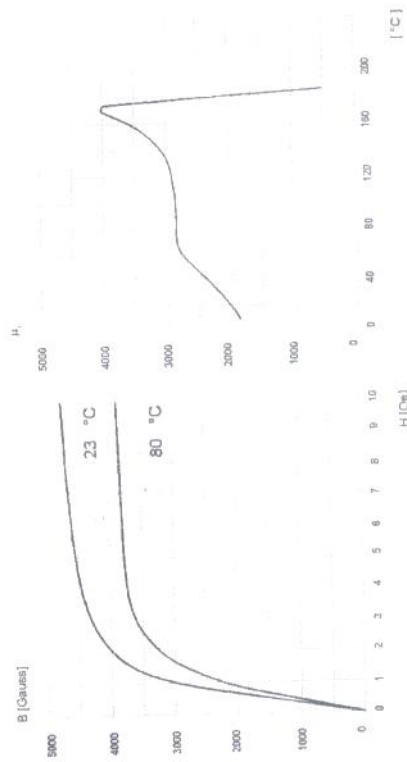
14



THORNTON



MATERIAL : IP 6			
SIMB.	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_r	23 °C	2000 ± 25%	
B	15 Oe, 23 °C	4800	Gauss
P_p	2000 Gauss 20 KHz, 80 °C	30.0	mW/g
T_c		≥ 165	°C
ρ		4800	Kg/m³



μ_r x Temperatura

Típico B x H

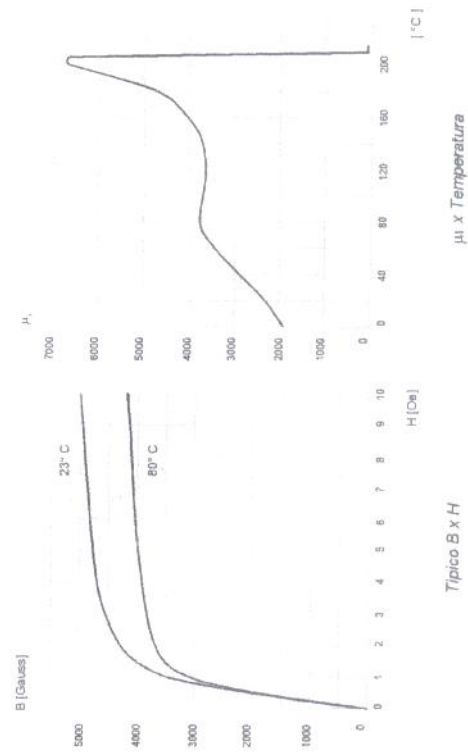
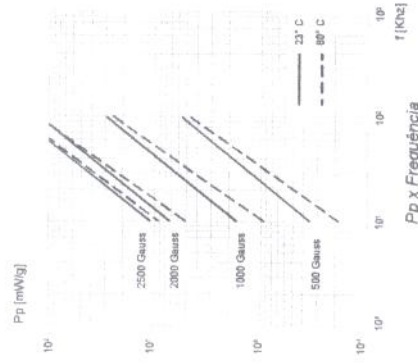
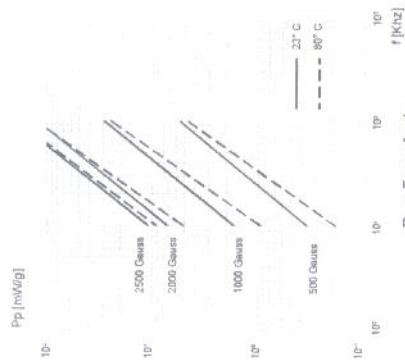
AGO-94-0 0

14

THORNTON

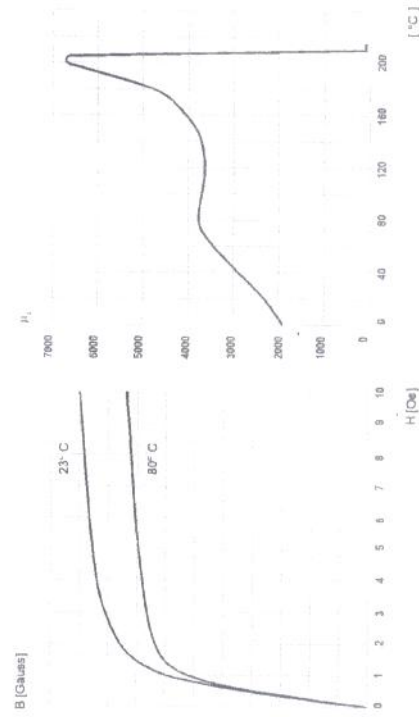
THORNTON

MATERIAL : IP 12R			
SIMBL	CONDIÇÕES	VALOR	UNIDADE
μ_i	23° C	2100 ± 25%	
B	15 Oe, 23° C	5100	Gauss
P_p	2000 Gauss 20 KHz, 80° C	20	mW / g
T_c		≥ 210	°C
ρ		4800	Kg / m ³



Típico B x H

μ_i x Temperatura

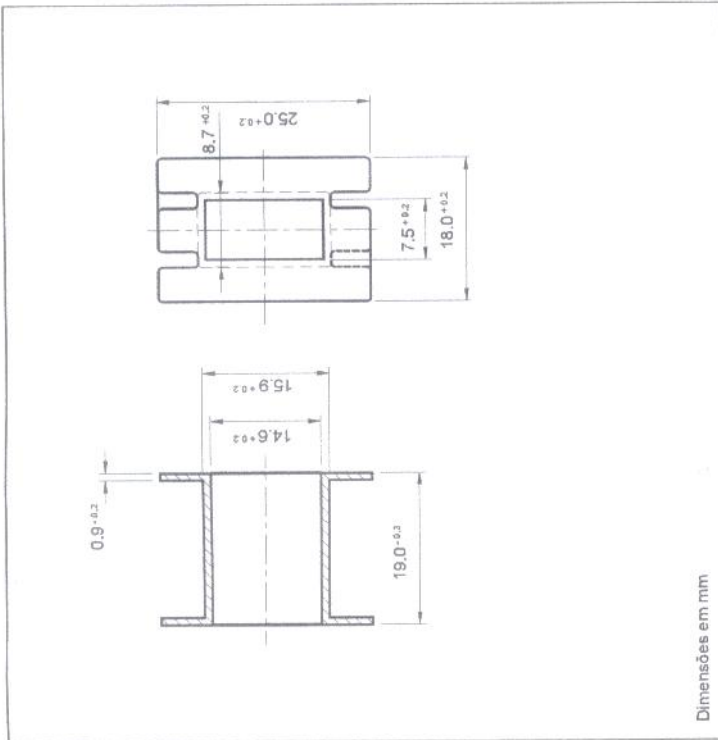


Típico B x H

μ_i x Temperatura

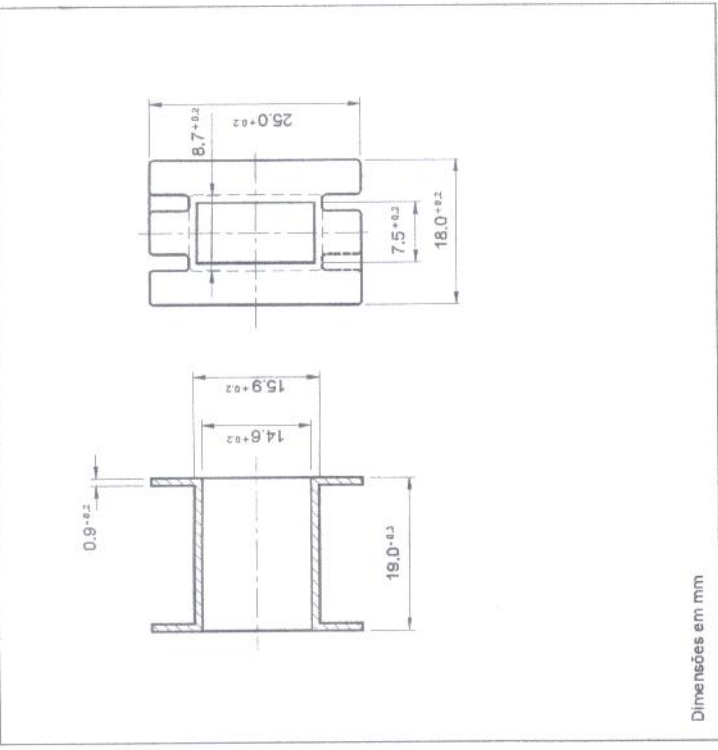
127

Carretel
pl núcleo 3



Dimensões em mm

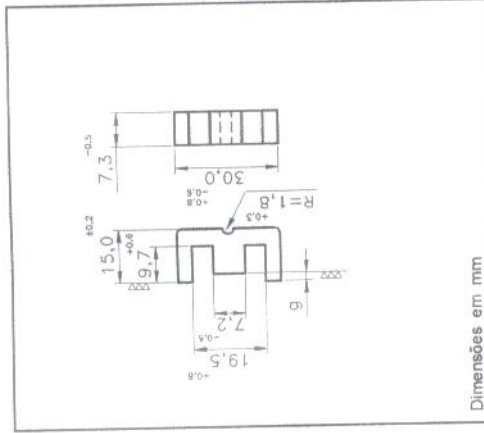
Nº de Seções	Janela [mm ²]	Compr. Méd. [mm/esp]	Peso ~ [g]	Material	CÓDIGO DE ENCOMENDA
1	85.00	67.00	1.60	Poliacetel	CE-30/15/14-1/0-POM



Dimensões em mm

Nº de Seções	Janela [mm ²]	Compr. Méd. [mm/esp]	Peso ~ [g]	Material	CÓDIGO DE ENCOMENDA
1	85.00	67.00	1.60	Poliacetel	CE-30/15/14-1/0-POM

129



Fator do Núcleo	z/A	$1,12$	mm^{-1}
Comprim. Efetivo	le	67,0	mm
Área Efetiva	Ae	60,0	mm^2
Área Mínima	Amin.	49,0	mm^2
Volume Efetivo	Ve	4000,0	mm^3
Peso Aprox.	(pc)	10,10	g

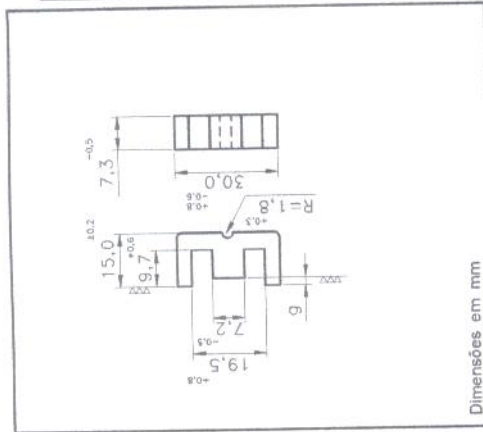
Al [mH]	Tol [%]	Material	- g [mm]	~ µs	N° en cm.	CÓDIGO DE ENCUMENADA
Com gap						
50	±10	IP12R	* 2,40	44		NEE-30/15/17-50-IP12R
60	±10	IP6	1,90	53		NEE-30/15/17-60-IP6
60	±10	IP12R	1,90	53		NEE-30/15/17-60-IP12R
100	±10	IP6	1,00	89		NEE-30/15/17-100-IP6
100	±10	IP12R	1,00	89		NEE-30/15/17-100-IP12R
120	±10	IP6	0,80	107		NEE-30/15/17-120-IP6
120	±10	IP12R	0,80	107		NEE-30/15/17-120-IP12R
160	±10		0,45	142		NEE-30/15/17-160-IP12R
200	±15	IP 6	0,35	178		NEE-30/15/17-200-IP6
200	±15	IP12R	0,35	178		NEE-30/15/17-200-IP12R
210	±15		0,30	187		NEE-30/15/17-210-IP6
250	±15		0,25	223		NEE-30/15/17-250-IP6
300	±15	IP6	0,23	257		NEE-30/15/17-300-IP6
310	±15		0,22	276		NEE-30/15/17-310-IP6
310	±15	IP12R	0,22	276		NEE-30/15/17-310-IP12R
400	±20	IP6	0,18	356		NEE-30/15/17-400-IP6
400	±20	IP12R	0,18	356		NEE-30/15/17-400-IP12R
Sen gap						
1600	+30/-20	IP6		1604		NEE-30/15/17-1800-IP6
1600	+30/-20	IP12R		1604		NEE-30/15/17-1800-IP12R

map Simétrico

Sem gap			
1600	+30/-20	IP6	1604
			NEE-30/15/7-1800-IP6
			NEE-30/15/7-1800-IP12R

* **ao Simétrico**

OUT-02-09



Fator do Núcleo ϵ/A	1,12	mm ⁻¹
Comprim. Efetivo l_e	67,0	mm
Área Efetiva A_e	60,0	mm ²
Área Mínima A_{min}	49,0	mm ²
Volume Efetivo V_e	4000,0	mm ³
Peso Aprox. (pg)	10,10	g

Al [pH]	Tol [%]	Material	- g [mm]	- pE	N° encom.	CÓDIGO DE ENCOMENDA
Com gab						
50	±10	IP12R	* 2,40	44		NEE-30/15/7-50-IP12R
60	±10	IP6	1,90	53		NEE-30/15/7-60-IP6
60	±10	IP12R	1,90	53		NEE-30/15/7-60-IP12R
100	±10	IP6	1,00	89		NEE-30/15/7-100-IP6
100	±10	IP12R	1,00	89		NEE-30/15/7-100-IP12R
120	±10	IP6	0,80	107		NEE-30/15/7-120-IP6
120	±10	IP12R	0,80	107		NEE-30/15/7-120-IP12R
160	±10		0,45	142		NEE-30/15/7-160-IP12R
200	±15	IP 6	0,35	178		NEE-30/15/7-200-IP6
200	±15	IP12R	0,35	178		NEE-30/15/7-200-IP12R
210	±15		0,30	187		NEE-30/15/7-210-IP6
250	±15		0,25	223		NEE-30/15/7-250-IP6
300	±15	IP6	0,23	267		NEE-30/15/7-300-IP6
310	±15		0,22	276		NEE-30/15/7-310-IP6
310	±15	IP12R	0,22	278		NEE-30/15/7-310-IP12R
400	±20	IP6	0,18	356		NEE-30/15/7-400-IP6
400	±20	IP12R	0,18	356		NEE-30/15/7-400-IP12R

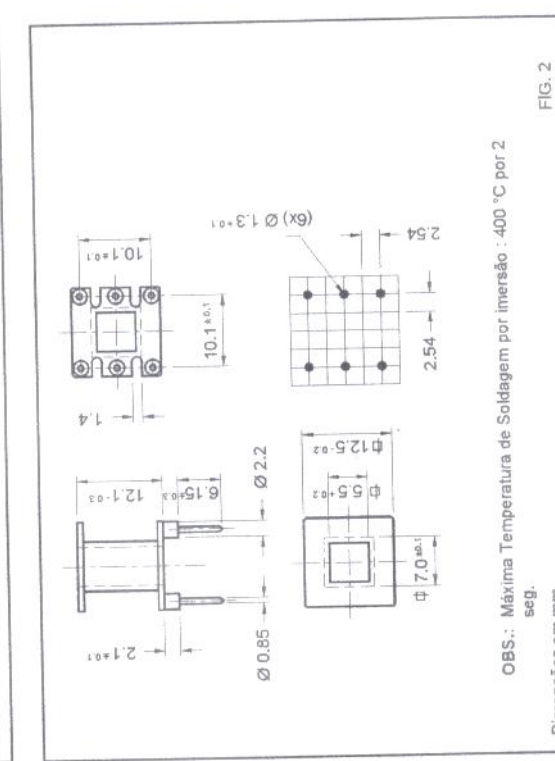
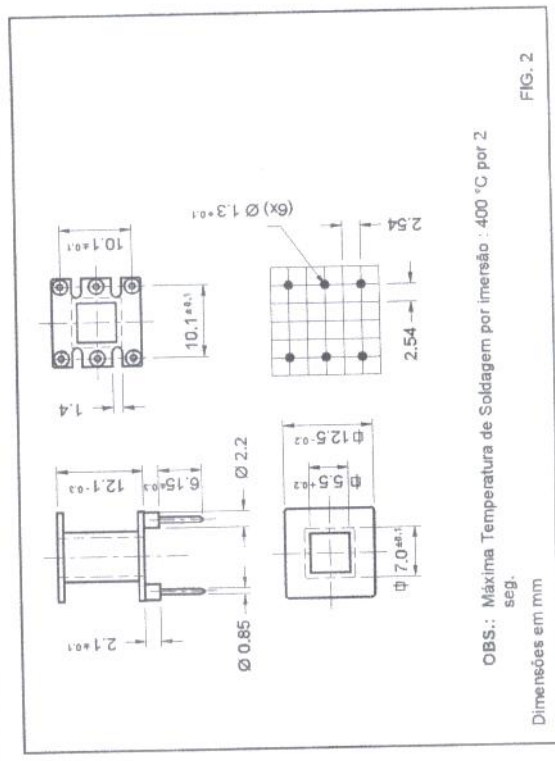
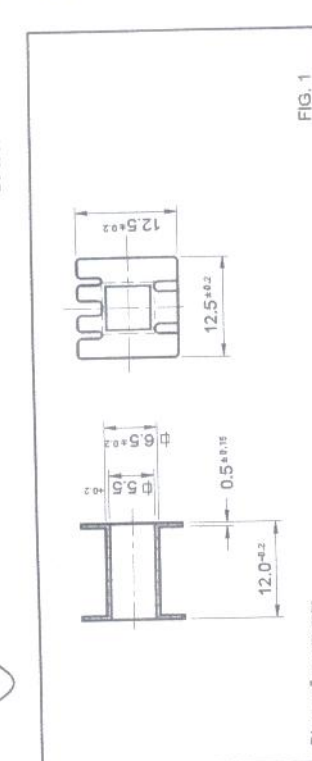
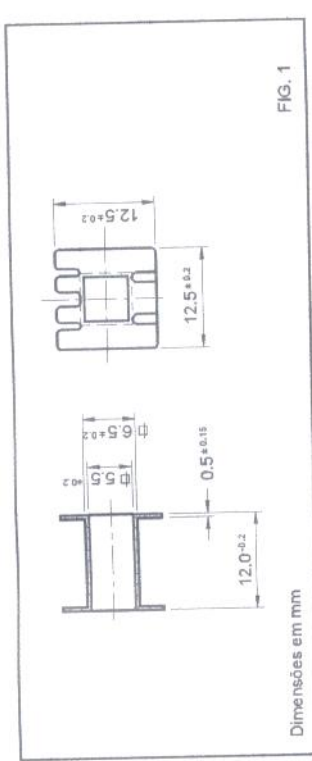
Sem gap			
1800	+30/-20	IP6	1604
			NEE-301517-1800-IP6
			NEE-301517-1800-IP12R

* Δ ap Simétrico

OUT-02-09

CARRETÊIS

CARRETÊIS



OBS.: Máxima Temperatura de Soldagem por imersão : 400 °C por 2 seg.

OBS.: Máxima Temperatura de Soldagem por imersão : 400 °C por 2 seg.

FIG.	Nº de Seções	Janela [mm²]	Compr. Méd. [mm/esp.]	Peso ~ [g]	Material	CÓDIGO DE ENCOMENDA
1	1	26,00	38,00	0,50	Poliacetal	CE-20/10/5-10-POM
2	1/6T	25,00	30,00	0,85	Baquelite	CE-20/10/5-16-BAQ

FIG.	Nº de Seções	Janela [mm²]	Compr. Méd. [mm/esp.]	Peso ~ [g]	Material	CÓDIGO DE ENCOMENDA
1	1	26,00	38,00	0,50	Poliacetal	CE-20/10/5-10-POM
2	1/6T	25,00	30,00	0,85	Baquelite	CE-20/10/5-16-BAQ

②0 Bibliografia

Curso de Física vol. 3

Beatriz Alvarenga

Antonio Máximo

Editora Harbra

1981

Análise de Circuitos em corrente alternada

Rômulo de Oliveira Albuquerque

11ª edição

Editora Érica

2002

Formulário de eletrônica

Francisco Ruiz Vassalo

Editora Hemus

Manual de Fórmulas Técnicas

Kurt Gieck

Editora Hemus

2ª edição - 1979

Formulário de Eletrônica

Apollon Fanzeres

Editora

1983

Fontes Chaveadas - apostila

J. Antenor Pomilio

Fonte chaveada com o TDA 4600

Voltage Regulator Handbook
National
1982

Curso Prático de Eletrônica
Fascículo 06
Instituto Monitor

National Power ICs Databook
1995

Os Fundamentos da Física
Volume 3
4ª edição 1983
Ramalho, Ivan, Nicolau, Toledo
Editora Moderna

Análise e projeto de Fontes chaveadas
1ª edição 1996
Luiz Fernando Pereira de Mello
Editora Érica

Economizando energia elétrica
Editora Eltec
Luiz Bertini
Antonio Xisto
2002

Eletrônica

Volume 2

Malvino

MC Graw Hill

2ª edição - 1987

Fontes chaveadas

Editora Antenna

Sérgio L. Fernandes

Max Durend

Rádio e Eletrônica nº 15

Editora Fittipaldi (1993)

J. Martin

270 dicas de consertos em TV e Som p/ principian-
tes Editora Eltec

Luiz Bertini

2001 - 1ª edição

The ARRL Handbook 2000

Edição 77 2000

Editora ARRL

Apostila de TV

Luiz Bertini

1986/1990

Manual de operação do computador CS 5000

Luiz Bertini

Manual da Fonte de 20A x 25V
Luiz Bertini

National semiconductor
Application Note 556
1998

National Semiconductor
AN 1229
2002

Data sheets 4N25
TI

Data sheet SG 3524
ST

Sontag - núcleos de ferrite e indutores
AV. N. S. Sabara 243 - 52367-22
www.sontag.com.br

Thornton Inpec Eletrônica Ltda - núcleos de ferrite
www.thornton.com.br

Teletron - núcleos de ferrite e carretéis
3331 3955

Ventisilva - microventiladores e ventoinhas
www.ventisilva.com.br

Epcos - fabricante de capacitores de 105°C
www.epcos.com

Brasele - dissipadores
brasele@brasele.und.br

Draagão - carretéis
4021 2262

Trans forcenter - montagem de traços
Andradas 377 3222 5036

Líder transformadores - núcleos, fios, isolantes e
montagem de traços
Andradas 486 3222 1211

CSW - carretéis
4056 7911

Tessin - chapas de transformadores
suzano@tessin.com.br

Ficael - isolantes e muito mais
ficael@ficael.com.br

National - AP 1149-

Índice

	pág.
Cap. 1 - Teoria sobre Fontes Chaveadas e inversores	01
Cap. 2 - Modulação por largura de pulso	07
Cap. 3 - Teoria sobre indutores	13
Cap. 4 - Aplicando uma onda quadrada em um indutor	17
Cap. 5 - Termos usados em reguladores chaveados	20
Cap. 6 - Componentes comuns em fontes chaveadas	29
Cap. 7 - Proteção de sobre tensão com SCR e TRIAC	41
Cap. 8 - Fotoacopladores ou opto isoladores	49
Cap. 9 - Como é isolada da rede de energia uma fonte	51
Cap. 10 - Conversor DC-DC tipo stepup com LM3524	55
Cap. 11 - Inversor DC-DC tipo fly back	61
Cap. 12 - Fonte chaveada das TVs CCE	74
Cap. 13 - Tipos de núcleos e suas aplicações	86
Cap. 14 - O transformador	90
Cap. 15 - Algumas dicas para medir Markets	115
Cap. 16 - Uma velha fonte chaveada	116
Cap. 17 - Fórmulas e grandezas	117
Cap. 18 - Dicas de layout e ventilação	121
Cap. 19 - Gráficos	123
Cap. 20 - Bibliografia	133