

**Curso de
Fontes
Cheveadas
24 horas**

Conteúdo

- 1 - Conceitos básicos de funcionamento
- 2 - A grande eficiência da fonte chaveada
- 3 - O efeito indutivo
- 4 - Fonte chaveada série (conversor step-down)
- 5 - Fonte chaveada paralela (efeito fly-back)
- 6 - Jumpeamento de fontes chaveadas
- 7 - Fonte chavada série com tensão única
- 8 - Fonte chaveada com comando direto para horizontal
- 9 - Testes práticos para detecção de defeitos
- 10 - Conversor DC-DC Step-Up
- 11 - Conversor Voltage Inverting Converter - tensão negativa
- 12 - Conversor Step-Down
- 13 - O circuito amortecedor e condução descontínua
- 14 - Conversor para maior corrente - retificação em onda completa
- 15 - Conversor com retificação em onda completa e fonte simétrica
- 16 - Conversor DC-DC em ponte e retificação em onda completa
- 17 - Conversor DC-DC Step-down auto-oscilante
- 18 - Realimentação negativa, controle e estabilização
- 19 - O versátil MC34063 - funcionamento e montagem prática
- 20 - Conversor Step-Up de 12V para +70V e - 70V (simétricos)
- 21 - Conversores para controles gerais
- 22 - Circuitos de proteção e desarmes
- 23 - Fonte chaveada Semp-Toshiba TS211/213
- 24 - Jumpeamentos para Semp-Toshiba TS211/213
- 25 - Fonte de alimentação para PC
- 26 - Fonte de alimentação de 12V / 4A com VIPer100
- 27 - Fonte de alimentação para LCD
- 28 - Acionamento do backlight
- 29 - Acionamento de backlight de grande polegadas

Teoria Geral de Fontes Chaveadas

Conceitos básicos

Apesar de existirem desde a década de 60, na década de 80 houve uma expansão muito grande destas para a maioria dos equipamentos. Mais do que economia geral de consumo, elas caracterizaram-se por desarmarem nas incidências de curto-circuitos nos circuitos que alimentam, evitando assim queima de outros. Apesar desse grande recurso, trouxe novos problemas para o técnico reparador que não sabiam (ou ainda não sabem) definir se o defeito ocorre na fonte de alimentação (por não apresentar tensões de saída) ou em algum ponto à frente desta.

As fontes chaveadas, como nome já diz, trabalham no princípio de chaveamento, ou seja, corte saturação de um transistor chamado chaveador, buscando entregar na saída uma tensão DC "convertida" para baixo ou para cima com a mínima perda de potência.

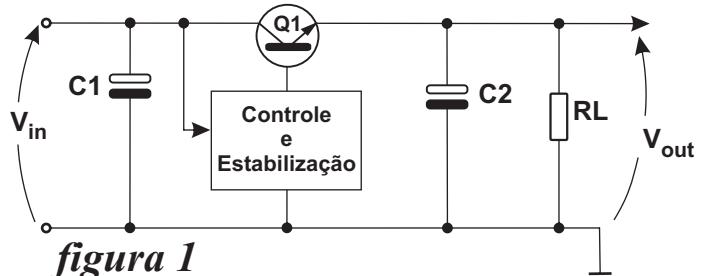


figura 1

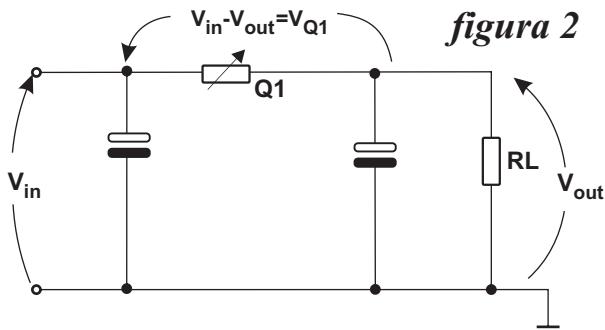


figura 2

Nos equipamentos mais antigos utilizava-se o regulador de tensão à transistor, trabalhando como um simples resistor, para conseguir o efeito de redução de tensão. A figura 1, mostra um circuito de fonte de alimentação regulada, onde temos normalmente um transistor chamado de regulador da fonte que deverá segurar parte da tensão, deixando o restante para carga (RL).

A figura 2, mostra-nos que a queda de tensão sobre o transistor, será igual à tensão de entrada menos a tensão de saída (sobre a carga RL).

Na figura 3, podemos ver uma tensão de entrada de 100 volts, sendo que necessitamos para a carga somente de 50 volts. Se

temos uma tensão de entrada de 100 volts e uma tensão de saída de 50 volts, considerando agora que pelo circuito há uma corrente de 1A (um ampere), haverá uma dissipação de potência de 50 W na carga (RL), o mesmo ocorrendo para o transistor Q1. Notem que a dissipação de potência na carga existe para que se produza algo, como luz, calor, som, imagem, etc, enquanto que a queda de tensão sobre o transistor Q1, dissipará somente calor (perda de energia), gerando uma eficiência para o circuito de somente 50%.

Na figura 4, podemos ver um regulador dos mais simples, onde temos o capacitor C1 que faz o filtro da entrada, o transistor Q1 (regulador), o diodo zener ZD1, o resistor R1 (criará juntamente com o zener a tensão de referência), um capacitor C2 de saída e finalmente a carga RL.

Considerando que o circuito proposto na figura 5, possui uma tensão de entrada de 20 volts, e que necessitamos de uma tensão de saída de 5 volts, já podemos afirmar que sobre o transistor Q1, cairá uma tensão de 15 volts; também já podemos definir a tensão de ZD1, que será de 5,6 volts. Com uma tensão de queda sobre o transistor 13 vezes maior que sobre a carga, dizemos que circuito terá uma eficiência muito baixa, em torno de 25%.

Considerando agora figura 6, se entramos com uma tensão de 8 volts e na saída necessitamos dos mesmos 5 volts do exemplo anterior, dizemos que sobre o transistor Q1, haverá uma queda de 3 volts, resultando em uma eficiência para o

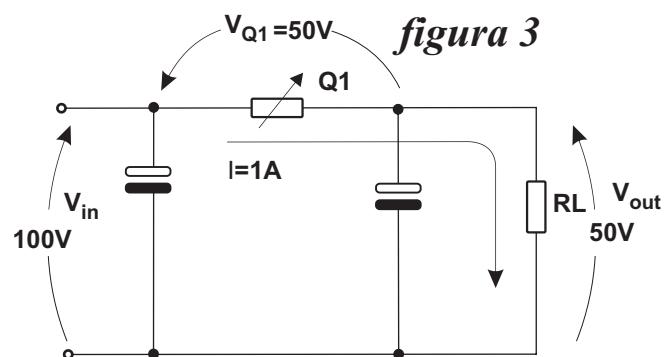


figura 3

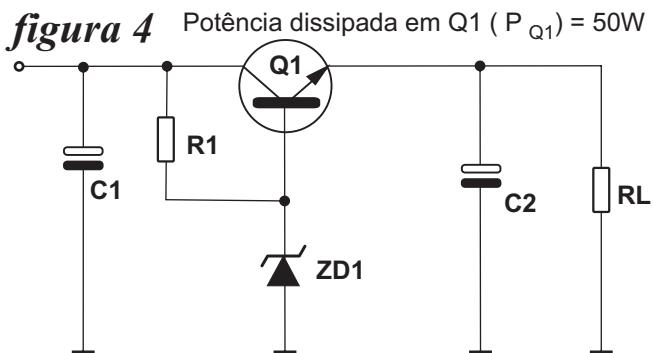


figura 4

Potência dissipada em Q1 (P_{Q1}) = 50W

círculo de 65%.

A grande eficiência da fonte chaveada

A figura 7, mostra-nos um circuito muito simples de fonte chaveada. Podemos dizer que na composição mais básica, é formada por um indutor ou "chopper" (comutador), o transistor que fará o trabalho de corte saturação e um filtro final (capacitor), de alta capacidade e de acordo com a tensão de saída.

A lógica da fonte chaveada, como o nome já diz, é fazer com que o transistor chaveie, ou seja, sature ou corte (chave fechada ou aberta), para evitar que se tenha no transistor tensão aplicada por corrente circulante, ocorrendo simultaneamente em determinado período de tempo. Assim, em um dado período de tempo, o transistor está saturado, ou seja, não haverá tensão entre coletor-emissor, mas haverá corrente circulante (figura 7b). Quando temos o transistor cortado, teremos uma grande tensão entre coletor-emissor; em contrapartida não haverá circulação de corrente (figura 7c), gerando uma potência teórica dissipada de zero watt.

Um dos problemas da fonte chaveada é no tempo de saturação do transistor, que geraria aparentemente uma alta corrente circulante. Mas, devido a reatância indutiva (alta resistência no início da variação de corrente), não teremos uma corrente alta no início da saturação, mas que aumentará à medida que o tempo passa.

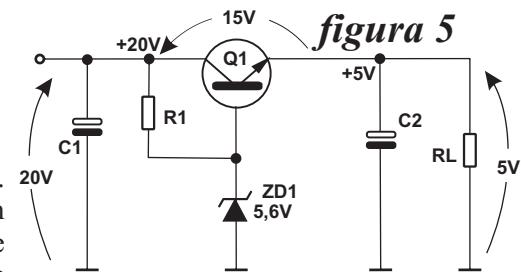
O efeito indutivo

O transistor chaveador deverá ficar em série com um transformador chamado de "chopper" ou comutador, com mostramos na figura 7. Na saturação do transistor (figura 7b), haverá uma circulação de corrente que tenderá inicialmente a ser pequena devido à força contra-eletromotriz induzida do transformador TR1 sobre ele mesmo. Na formação do campo (provocada pela corrente circulante) haverá uma alta reatância (alta resistência) do indutor, gerando inicialmente uma baixa corrente circulante. Com isto carregamos paulatinamente C2, sem provocar correntes excessivas pelo transistor.

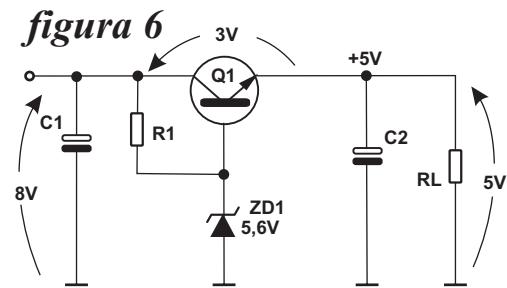
A medida que o tempo passa, o campo eletromagnético vai se formando e a reatância indutiva vai caindo, possibilitando um aumento proporcional da corrente circulante, que se não for interrompida poderá destruir o transistor chaveador.

Deste modo, o transistor chaveador deverá ser cortado (chave aberta) como vemos na figura 7c, impedindo que a

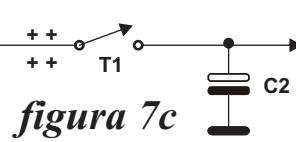
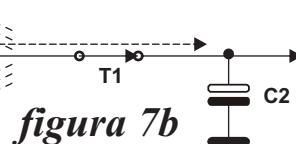
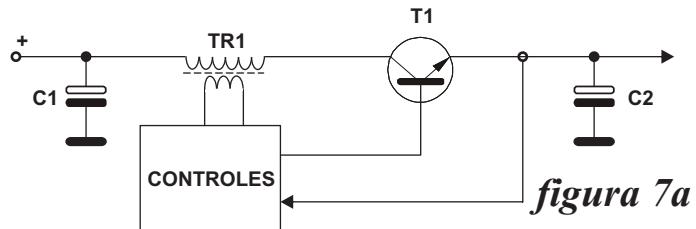
corrente que aumentava paulatinamente venha queimá-lo. Neste ponto, outro problema surge, pois o campo criado no indutor pela grande circulação de corrente não pode simplesmente desaparecer, devendo decrescer, até chegar a zero. Nesse decréscimo, haverá a criação de um potencial muito positivo do lado esquerdo do transformador TR1 (força contra-eletromotriz induzida), que também poderá levar a queima o transistor T1 por tensão excessiva. Devido a isto, será necessária a colocação de um capacitor de "amortecimento" (C3 como mostrado na figura 8, que ficará em paralelo (coletor-emissor) com transistor chaveador e evitará tensões excessivas, pois absorverá parte do potencial positivo gerado no corte dele.



baixa eficiência (25%) = muita tensão sobre o transistor regulador, logo muito dissipação de calor sobre ele; potência essa que apesar de consumida não é entregue à carga.



alta eficiência (65%) = pouca tensão sobre o transistor regulador, logo pouca dissipação sobre ele.



Assim, forma-se o circuito de conversão que irá transformar determinada tensão DC em outra tensão DC, no caso menor, e quase sem perdas de energia.

Fonte chaveada série

A fonte de alimentação mostrada na figura 8, caracteriza-se por levar a tensão de alimentação para carga de modo série, ou seja, o transistor chaveador e o transformador chopper estarão em série com a carga. Neste tipo de fonte o transistor chaveador tem seu emissor amarrado à tensão de saída, e todo o controle de chaveamento também fica preso a esta tensão.

Existem outros tipos de fontes chaveadas série, como mostramos na figura 9, onde podemos ver que o coletor do transistor chaveador recebe tensão retificada e filtrada da rede (150 ou 300Vdc), sendo que o transformador chopper fica ligado ao emissor do transistor. Assim o lado direito do chopper fica preso a tensão de saída filtrada pelo capacitor C2, enquanto o lado esquerdo deste é levado a um potencial mais positivo de entrada (na saturação do transistor T1).

figura 8

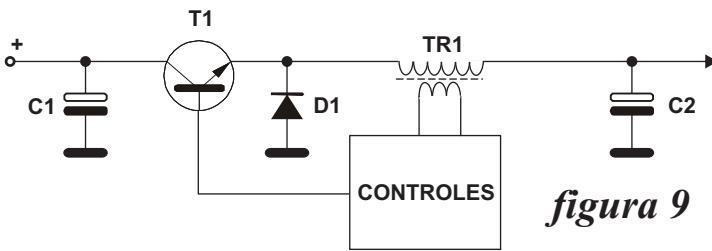
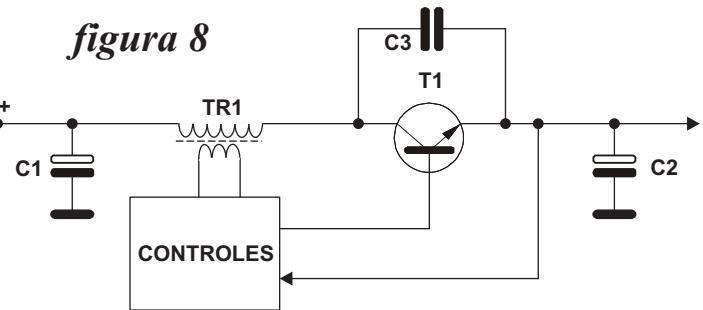


figura 9

o papel de grampeador do chopper (TR1) para a massa. Com isto e evita-se a queima de T1 por tensão excessiva e ainda retifica-se o retorno do campo, aproveitando-o para fazer uma retificação em "onda completa" para o capacitor C2.

Uma fonte série muito semelhante à anterior é mostrada na figura 10, diferindo na excitação do transistor de saída horizontal, que é feita aproveitando a variação de corrente no transformador chopper. Podemos dizer que a saída horizontal, além da excitação da bobina de deflexão horizontal, também é responsável pela geração de alta tensão. No exemplo, sendo a base do transistor de saída horizontal excitado pela fonte, crie-se a necessidade de que a fonte trabalhe completamente sincronizada com os sinais de sincronismo da emissora. Voltaremos a falar sobre esta fonte mais adiante.

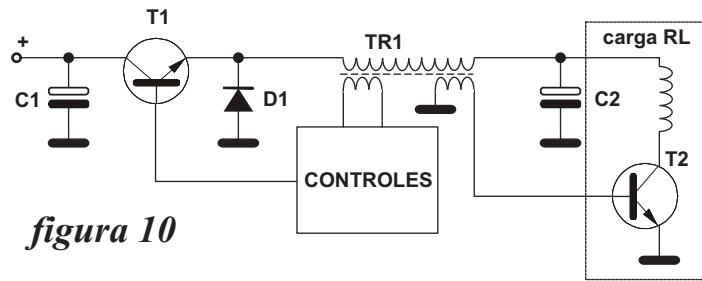


figura 10

Fontes paralelas

Outro tipo de fonte utilizada, principalmente em televisores de grandes polegadas e em praticamente todos aparelhos vendidos nos dias de hoje, será a fonte paralela isolada, onde a tensão retificada e filtrada da rede é aplicada em uma carga formada pelo transformador chopper de TR1 e transistor chaveador T1, como mostramos na figura 11.

O controle das tensões de saída deste tipo de fonte (estabilização da tensão de saída), é feito a partir de uma tensão retirada do secundário, que entra no circuito de controle e ajusta o tempo de saturação do transistor chaveador.

O objetivo principal da fonte paralela é isolar a retificação e filtragem feita diretamente da rede elétrica, para uma malha com terra totalmente isolado. Apesar dos pontos negativos dos

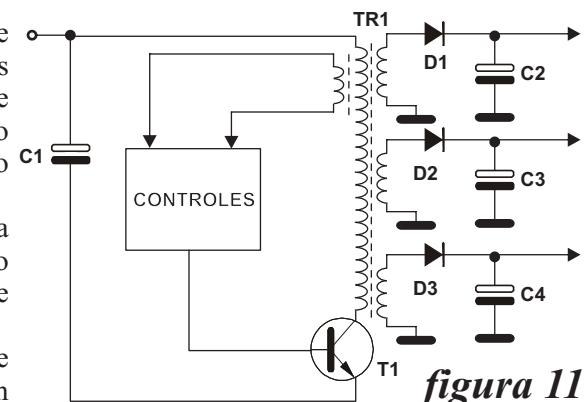


figura 11

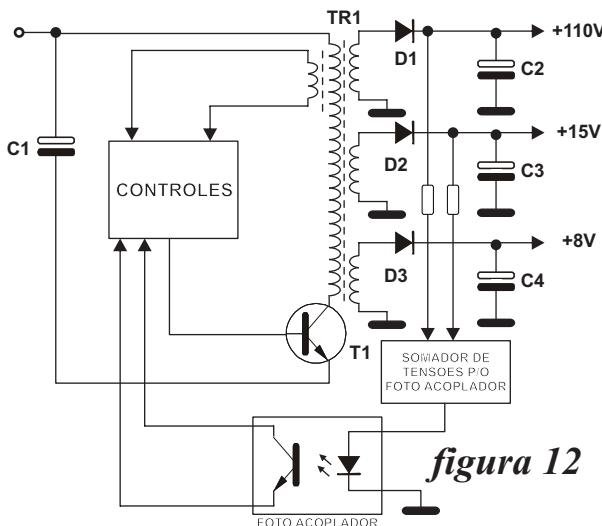


figura 12

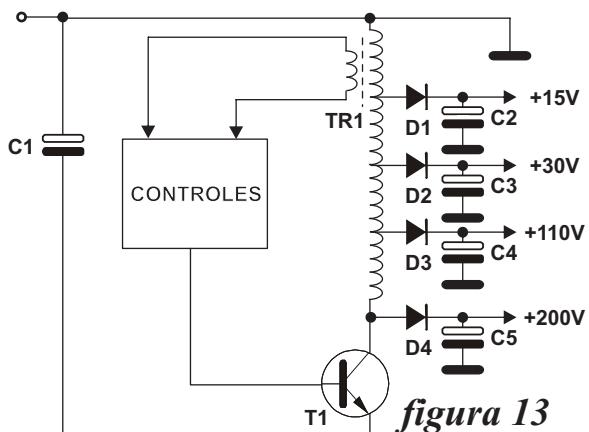


figura 13

capacitores C2, C3 e C4 serem comuns (massa ou chassis), o negativo o capacitor C1 é comum ao emissor do transistor chaveador, mas totalmente isolado do chassis do televisor. Na figura 12, mostramos outro tipo de fonte chaveada paralela, com um controle tensão mais preciso. Nesta, amostras das tensões de saída (do lado isolado da rede) são levadas até uma somatória de tensões para excitação de um LED que fica dentro de um foto-acoplador, que acenderá mais, conforme sejam maiores as tensões de saída. Assim, será feito uma realimentação para o primário do transformador TR1, visando corrigir qualquer pequena variação que tenhamos nas tensões de saída.

Finalmente, temos a fonte chaveada paralela chamada de fly-back (pulsos de retorno), mostrada na figura 13. Esta fonte possui uma retificação e filtragem baseada na rede elétrica, cuja tensão contínua chega até o primário de TR1, sendo que o circuito se fecha via TR1, até chegar ao negativo de C1. No instante da saturação de T1, a tensão de coletor é a mesma do emissor, ou seja, zero volt, se tomarmos como referência negativo capacitor C1. No instante que o transistor corta, haverá geração da força contra-eletromotriz induzida e haverá uma tensão no coletor muito maior que a gerada na entrada do transformador TR1. Com isto, os diodos D4, D3, D2 e D1, retificarão essas tensões mais positivas, sobre os capacitores C5, C4, C3 e C2 respectivamente.

Notem que no referencial massa, está o potencial positivo do capacitor C1, sendo que as tensões de saída serão sempre maiores que a tensão medida no positivo de C1 (em relação ao negativo do mesmo).

Atenção: apesar de ser uma fonte paralela, criando tensões de saída no corte do transistor chaveador T1, todas as tensões de saída serão geradas a partir do próprio primário do transformador TR1, logo ela não é isolada da rede.

Como provocar o funcionamento do aparelho sem sua fonte chaveada

A lâmpada em série e chamados "jumper's" serão nossas principais armas para fazer funcionar um determinado aparelho quando está inoperante, e não sabemos se o problema está na fonte de alimentação, desarmes ou consumo excessivo após a fonte.

Notem que a lâmpada em série, deverá ter potência variando de 25 a 485 W, para televisores que vão de 6 a 33 polegadas, o que poderá ser feito por cinco lâmpadas (colocadas em paralelo) das seguintes potências: 25W, 60W, 100W e duas de 150W, fáceis de encontrar no mercado.

Caso queira maior potência, as lâmpadas deverão ser colocadas em paralelo e essas em série com equipamento em teste. A lâmpada em série garante proteção para equipamento nos casos de sobrecarga ou curtos.

a) Fontes chaveada série - saída de tensão a única

Considerando que temos uma fonte chaveada série, como mostrado na figura 14, caso esteja inoperante, sua entrada apresentará uma tensão de 150 e 300Vdc (retificada e filtrada da rede) e sobre C1, nada ou perto disto sobre C2, deveremos fazer um "jumper" como mostrado na figura.

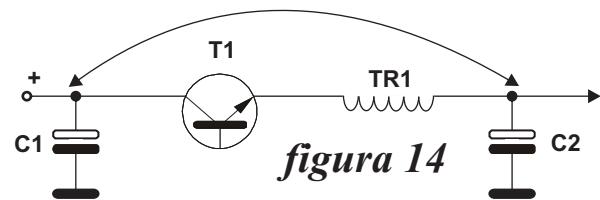


figura 14

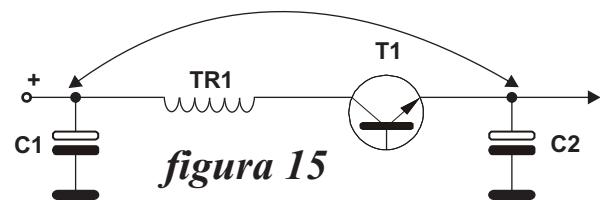
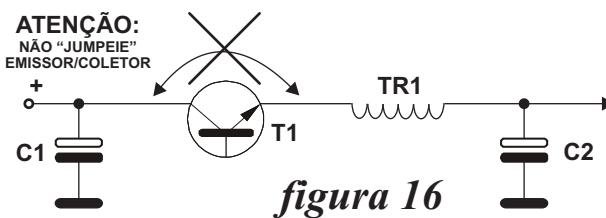


figura 15



Antes de fazermos isto, deveremos nos certificar que a tensão no coletor de T1, seja de apenas 150Vdc (tensão da rede de 110Vac retificada e filtrada), pois em geral a tensão sobre C2, deverá girar em torno de 100Vdc (50 volts a menos que a tensão retificada e filtrada da rede).

Utilizando-se uma lâmpada em série de duas a três vezes o consumo do equipamento em teste, teremos uma redução de tensão retificada e filtrada da rede (em torno de 100Vdc), caso

o aparelho comece a funcionar. Caso não funcione, a lâmpada acenderá e logo em seguida apagará completamente, indicando que houve a carga do capacitor eletrolítico de filtragem da rede.

Ainda poderá ocorrer o não funcionamento do equipamento, mas com grande acendimento da lâmpada em série, indicando que há algo em curto na retificação e filtragem ou mesmo no primário da fonte chaveada.

Atenção: nunca faça este "jumper" sem a lâmpada em série, pois a tensão da rede de 150Vdc (rede de 110Vac), não será reduzida, levando a queima imediatamente componentes no circuito horizontal.

Notem que a tensão sobre C1, deverá ser de 150 Vdc, que é obtida pela retificação normal da rede de 110 Vac. Aparelhos que possuem chaves de mudança de voltagem e não possuem transformador de rede (mudança de voltagem), utilizam a técnica de dobrador de tensão; portanto, na rede de 110Vac como na de 220Vac teremos 320Vdc sobre C1. Para evitar isto, coloca-se a chave de voltagem em 220 volts e ligamos o aparelho à lâmpada em série e esta ligada à rede de 110 volts.

O no caso de dobradores automáticos, retira-se a atuação destes para que na rede de 110 Vac não se obtenha os 300Vdc, e sim apenas 150 Vdc.

Voltando a figura 8, e fazendo todos itens mencionados, podemos dizer que teremos tensão forçada na saída da fonte chaveada, permitindo interpretar melhor o defeito.

A figura 15, também uma fonte chaveada série, mas é o transformador "chopper" TR1, que está recebendo agora a tensão retificada e filtrada da rede. Também neste caso bastará "jumpear" do capacitor C1 para a C2, como no exemplo anterior, levando alimentação para o circuito horizontal.

Nosso leitor-técnico pode estar indagando, porque não aplicar este "jumper" diretamente entre coletor-emissor do transistor chaveador (figura 16)? Na verdade, esse procedimento deve ser evitado, pois caso haja curto na saída da fonte chaveada, este "Jumper" provocará uma corrente contínua atravessando o transformador chopper, podendo causar danos a este.

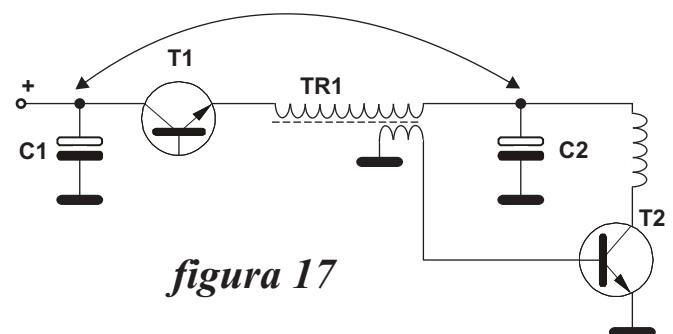
Fonte chaveada - comando fonte-horizontal.

A fonte chaveada utilizada em alguns televisores da Philips mais antigos, poderá ser "jumpeada" como mostra a figura 17. Isto causará a falta de corrente circulante pelo transformador chopper, não permitindo a excitação da base-emissor do transistor de saída horizontal T2, que fica inoperante.

Com isto não serão geradas as tensões do secundário do TSH e o televisor não funcionará.

Apesar disto, "Jumpear" esta fonte é muito importante, pois em caso de curto do transistor de saída horizontal, a fonte chaveada não funcionaria, dando inclusive a impressão que o defeito seria nela. Aplicado o "Jumper" como mostrado na figura, teremos um grande acendimento da lâmpada, indicando que existe algum curto, podendo ser o transistor de saída horizontal, o próprio TSH ou ainda o capacitor C2.

Caso tenhamos um gerador com saída de baixa impedância (corrente de 1 a 2A), e frequência igual ao circuito horizontal, poderemos fazer funcionar o transistor e assim verificar o funcionamento do equipamento como um todo (sem a fonte chaveada).



Fonte chaveada série com mais de uma tensão de saída

Nas fontes chaveadas série com mais de uma tensão de saída (figura 18), devemos lembrar que, ao "jumpeá-la" (curto

do ponto positivo do capacitor C1 para C2), não mais teremos as tensões secundárias que saem do transformador chopper TR1. Assim, faz-se necessário aplicar uma fonte ajustável, de acordo com a tensão de saída desta fonte secundária, colocando-a sobre o capacitor C3. Feito isto, teremos a tensão principal a partir da lâmpada em série e o "jumper", aplicado via C1/C2, e também a tensão secundária, aplicando uma tensão sobre C3.

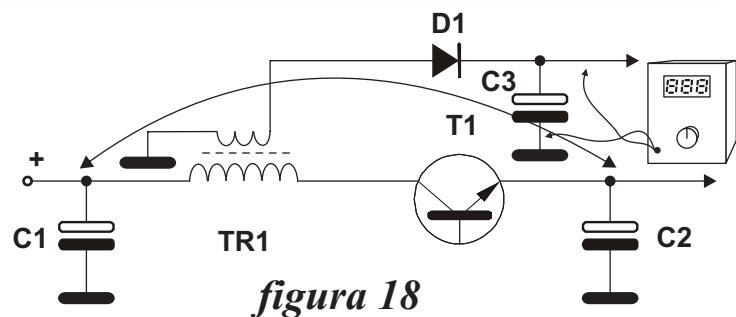


figura 18

Fonte chaveadas paralelas

Executar um "jumper" em uma fonte chaveada paralela é um pouco mais complicado, pois em geral essa fonte chaveada é isolada, ou seja, o ponto comum ou massa (terra), será um para a fonte que trabalha ligada à rede e outro após o transformador chopper. Para o "jumpeamento" colocar um fio do primário do transformador para os secundários, não seria suficiente, pois teríamos que interligar o pólo negativo do capacitor da fonte ao ponto negativo do chassis.

Há uma forma mais rápida de trabalhar com "Jumper's" em fontes paralelas, é fazer o circuito mostrado na figura 19a, onde vemos um cabo de força ligado a uma ponte de diodos e estes a um capacitor eletrolítico que poderá ser de 220 ou 470 uF, com tensão de isolação mínima de 250 volts. O circuito equivalente elétrico é mostrado na figura 19b.

Com este circuito e a lâmpada em série e ligada à rede, podemos aplicar uma tensão de 70 até 140 Vdc em qualquer ponto do circuito, bastando controlar a potência da lâmpada em série que está sendo utilizada (em caso de dúvida de qual o consumo do aparelho, começar utilizando uma lâmpada em série de baixa potência, aumentando até no máximo 2 vezes a potência do aparelho. Um exemplo da aplicação do dispositivo mencionado, pode ser vista na figura 20, onde temos o capacitor C2, da fonte de alimentação, recebendo a tensão de nossa "fonte especial".

Notem que o circuito só poderá ser utilizado em locais onde as tensões indicadas estão acima de 70 e no máximo até 140 volts, onde iremos alimentar a entrada do TSH para a geração das tensões secundárias. Mas, para que o oscilador horizontal funcione, será necessário criar também uma tensão para esta área que será feita por aquela fonte ajustável, já mostrada para fonte chaveada série.

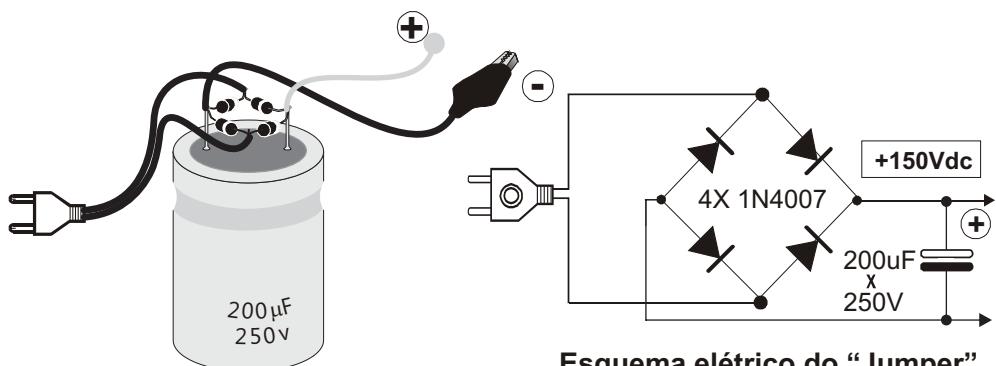


figura 19a

Esquema elétrico do "Jumper"

figura 19b

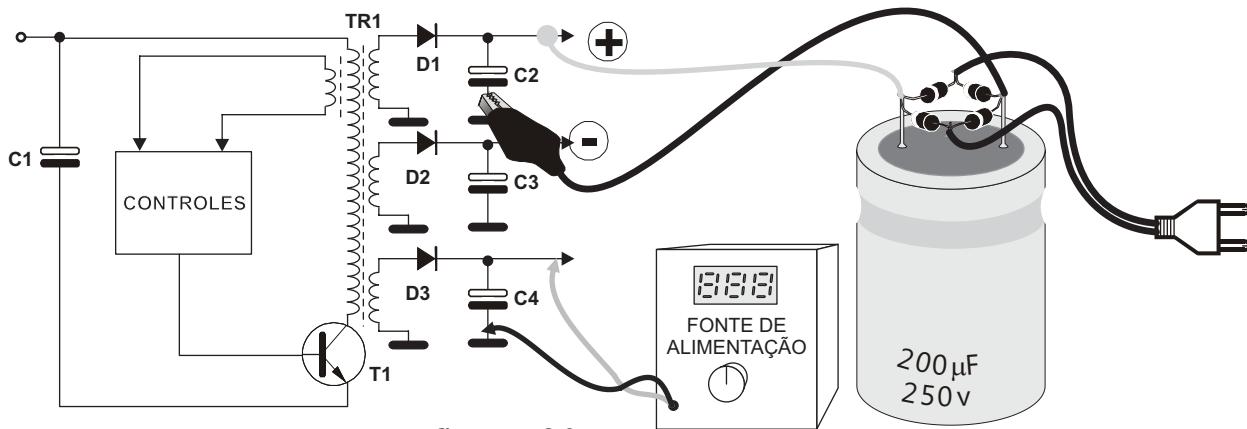


figura 20

Conversores DC-DC - Teoria Geral

A figura 21, mostra-nos um circuito dos mais simples e básicos de um conversor DC-DC, que utiliza nada mais nada menos, que quatro componentes: o transistor chaveador Q1, o transformador- indutor chopper L1, o diodo retificador D1 e o capacitor de filtro C1. O objetivo de circuito, normalmente gerar uma tensão maior que da entrada (step-up), circuito muito chamado de fly-back.

A figura 21a, mostra-nos, que com o transistor que um cortado, haverá uma carga estática para o capacitor C1, que é feita pelo diodo D1, mantendo a tensão do capacitor com cerca de 11,4 volts. A figura 21b, mostra-nos quando o transistor que um está saturado, fazendo com que o lado de baixo do indutor L1 seja levado à massa; com isto, inicia-se uma corrente circulante por L1, que inicialmente é baixa devido à alta reatância indutiva, mas que aos poucos vai aumentando, à medida que a reatância indutiva vai caindo. Ao mesmo tempo cria-se um campo eletromagnético que está em expansão.

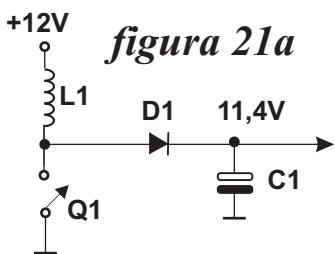


figura 21a

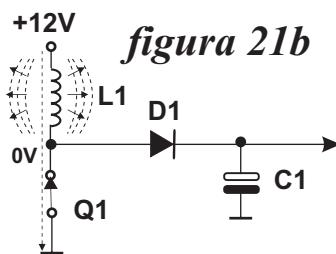


figura 21b

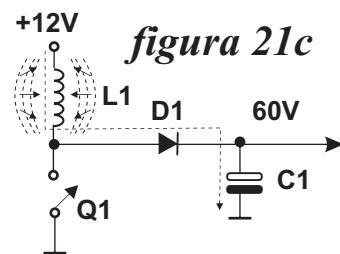


figura 21c

No momento que o transistor Q1 está saturado, nada acontece com a carga do capacitor C1, a não ser uma perda de tensão devido a um consumo normal. A figura 21c, mostra-nos o momento em que o transistor Q1 corta, tornando agora o lado de baixo do indutor L1 altamente positivo, devido a energia armazenada no indutor. A tensão que aparece do lado de baixo do indutor será tantas vezes maior quanto o tempo de saturação de Q1 (período anterior). Este pico positivo de tensão, maior que a tensão de entrada (12 volts), fará o diodo D1 conduzir, criando uma tensão (60 volts do exemplo), maior que na entrada.

A figura 22, mostra-nos as variações de tensão que ocorrem no coletor do transistor Q1, que serão analisadas com detalhes a seguir.

O período de tempo marcado como "figura 21a", diz respeito ao tempo em que o transistor está cortado, ou seja, a tensão em seu coletor fica estável em 12 volts; o período de tempo "figura 21b", mostra que o transistor entrou em saturação, ou seja, a tensão em seu coletor foi levada a 0 volt. Finalmente, o período de tempo da "figura 21c", mostra-nos o que ocorre durante o corte do transistor, onde podemos ver uma tensão ou um pico de tensão, bem maior do que a tensão da fonte (chegando aos 60 volts); vemos também que essa alta tensão gerada, permanece por um curto período de tempo, caindo abaixo de zero volt e logo após subindo pouco acima de 12 volts. Esta "oscilação" de tensão, devido ao indutor ter um lado preso a tensão de 12 volts e o outro lado ficar "solto", funciona como uma mola, que foi pressionada para um lado e logo em seguida solta, criando uma vibração que diminui até zerar. No caso do indutor, a tensão do lado de baixo dele não zerará, mas entrará na estabilidade de 12 volts.

Na sequência da forma de onda "figura 21b", vemos novamente o transistor Q1 saturado, criando nova circulação de corrente pelo indutor L1, gerando novamente o campo em expansão. Na sequência, podemos observar o corte do transistor Q1, e novamente a criação do grande pico positivo de tensão.

Isto vai se repetindo periodicamente, até se formar uma carga constante sobre o capacitor C1. Na figura 23, vemos o que acontece com a tensão sobre o capacitor C1; inicialmente ela é pouco menos de 12 volts, durante a figura 21a e 21b, sendo que na figura 21a o transistor está cortado, permitindo que a tensão de 12 volts passe por L1 e D1, mantendo uma carga no capacitor. No período compreendido pela "figura 21b" podemos ver uma pequena queda na tensão de carga do capacitor C1.

No período de tempo "figura 21c", podemos ver que o capacitor C1, se carregará com uma grande tensão (muito próxima a 60 volts). Como o pico que carregou o capacitor C1 é de curta duração, haverá um pequeno decréscimo da tensão armazenada em C1 do período de tempo mostrado nas "figura 21c" e "figura 21b", até que chega novo pico de tensão positiva (devido ao corte do transistor e a energia acumulada em L1), carregando novamente o capacitor C1.

Com a frequência de trabalho desta fonte chaveada ou conversor DC-DC, é muito alta, haverá um pequeno ripple, na tensão armazenada sobre C1.

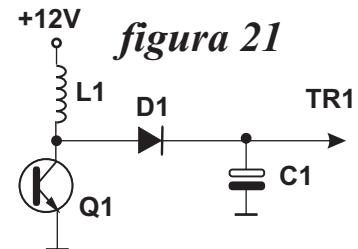
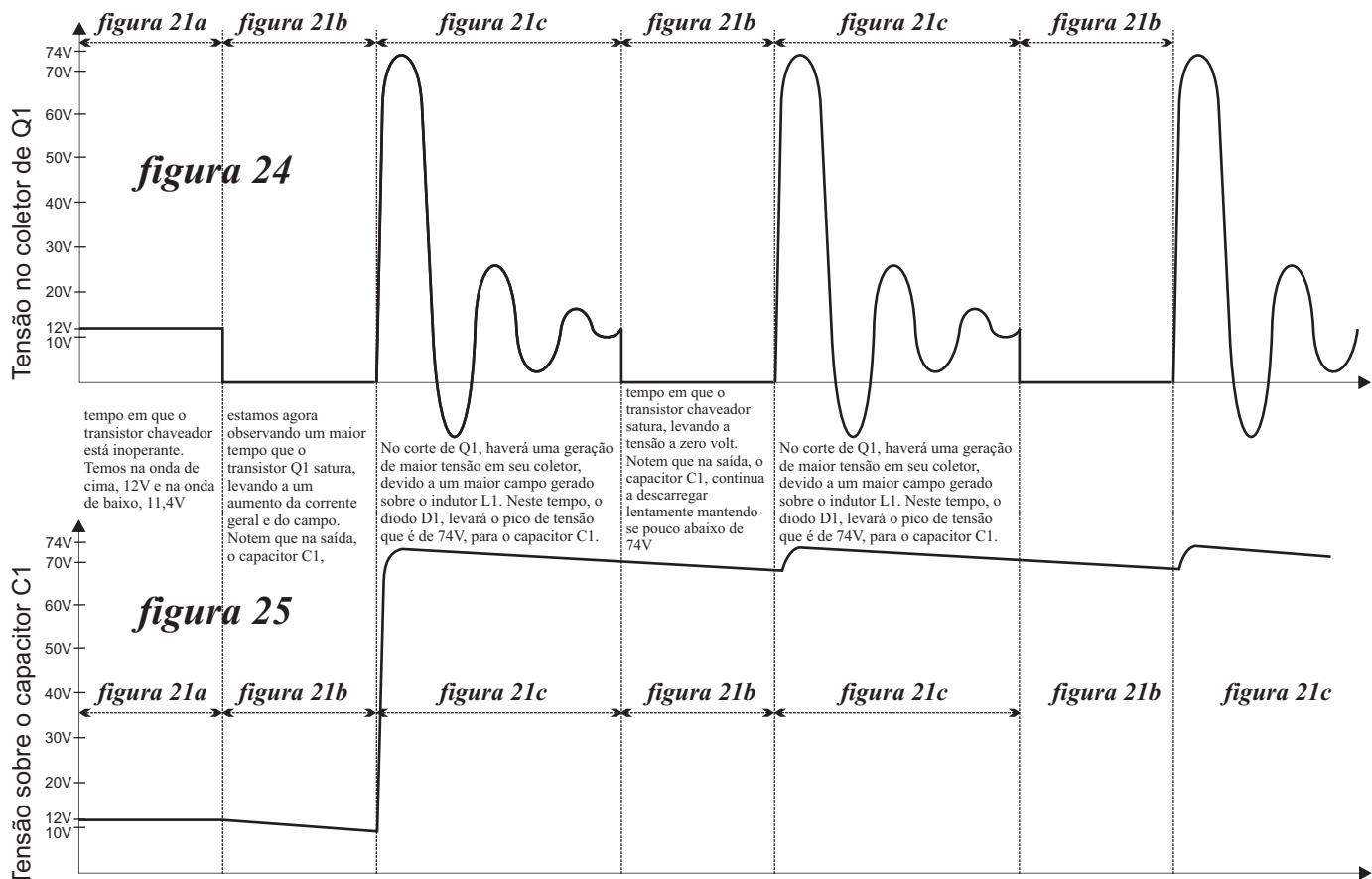
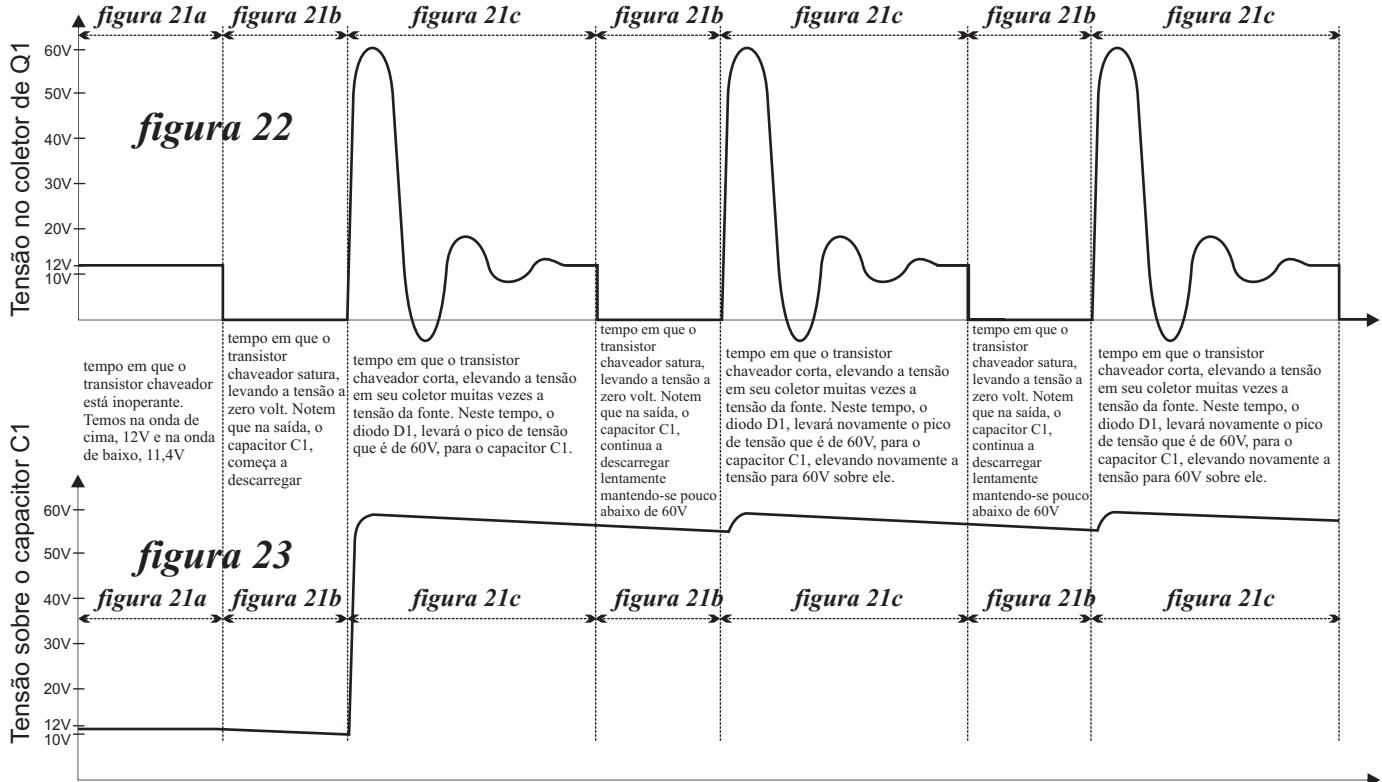


figura 21



Como determinar a tensão de saída

Observando agora as figuras 24 e 25 em relação às figuras 22 e 23, notamos que são praticamente iguais, diferindo no aspecto que a tensão pico-a-pico aumentou nas figuras 24 e 25. Vamos observar abaixo como isso aconteceu, o que determinará aumento ou diminuição na tensão de saída da fonte.

Observando agora o período de tempo "figura 21b", notamos que a saturação do transistor Q1, se dará por um tempo maior. Isto fará com que a corrente circulante pelo indutor L1 aumente consideravelmente, aumentando também o campo eletromagnético; isso significa dizer que no corte do transistor, haverá muito maior energia acumulada no indutor L1, provocando com isso um potencial ainda mais positivo no lado de baixo deste componente.

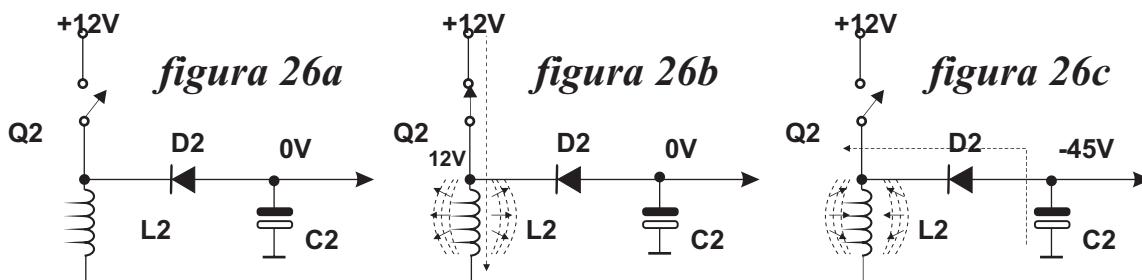
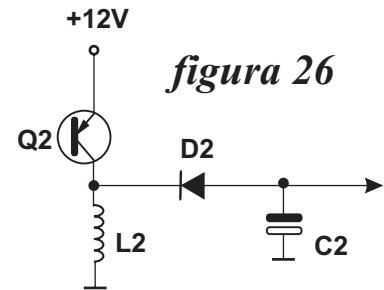
O período de tempo "Figura 21c", mostra claramente que o pico de tensão chega aos 74 volts, onde logo em seguida cai abaixo de zero volt. Na figura 25, vemos que a tensão armazenada sobre o capacitor C1 será de praticamente 74 volts, começando uma pequena queda logo depois que o pico desaparece (esta pequena queda compreende o período "figura 21c" e "figura 21b").

Podemos concluir assim, que o tempo de saturação do transistor chaveador Q1, determinará o quanto será a tensão de saída; quanto maior o tempo de saturação do transistor Q1, maior será a energia acumulada no indutor L1, e maior será a tensão entregue para o capacitor C1.

Conversor de inversão de tensão (Voltage Inverting Converter)

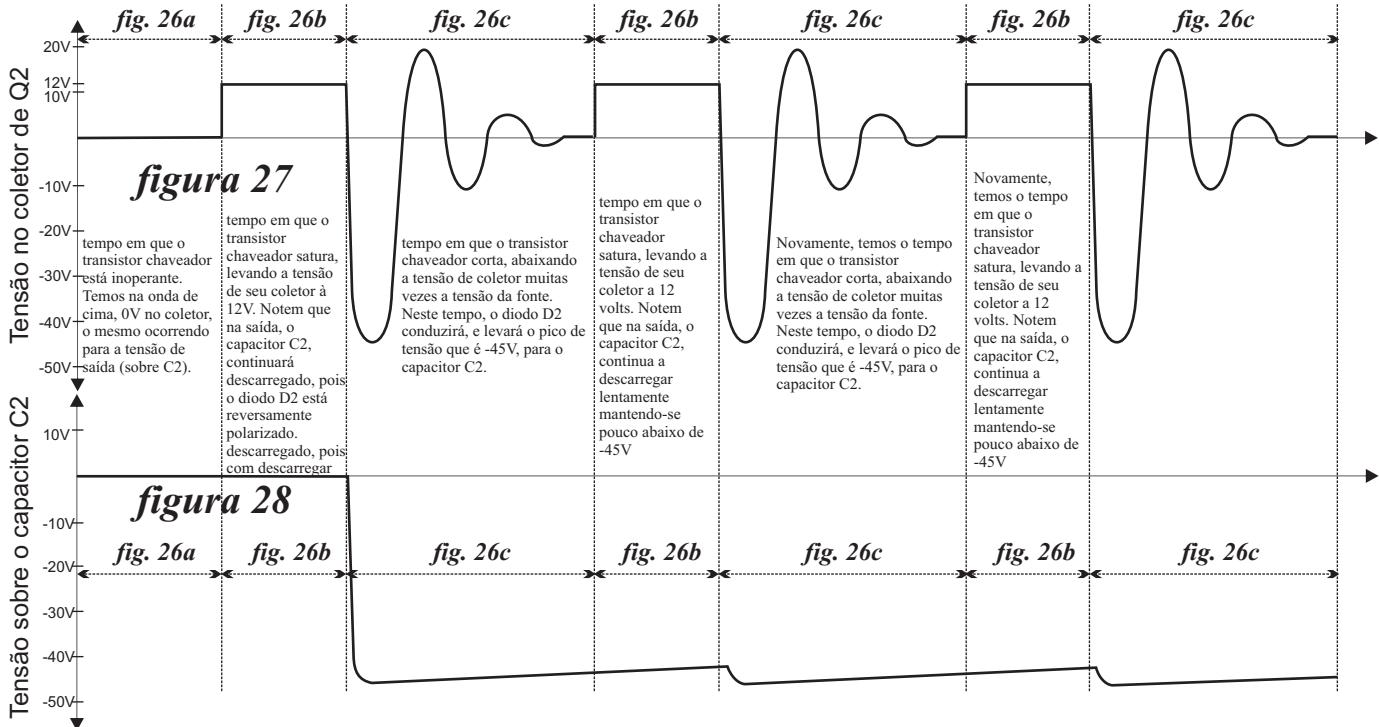
A figura 26, mostra-nos um conversor DC-DC, utilizado para inverter a tensão de saída em relação a entrada. Trata-se também de um conversor fly-back, mas disposto de forma a criar uma tensão negativa na saída. Vamos analisar detalhadamente seu comportamento nas linhas seguintes.

Na figura 26a, vemos que o transistor Q2 está cortado, mantendo a tensão em seu coletor com zero volt (seu emissor recebe tensão de alimentação de 12 volts). Isso significa dizer que a tensão sobre o capacitor C2, também é de zero volt. Na figura 26b, podemos ver a saturação do transistor Q2, levando o potencial de seu coletor para 12 volts, começando a gerar uma corrente circulante pelo indutor L2. Inicialmente essa corrente circulante é pequena, devido a reatância indutiva de L2. A corrente vai aumentar proporcionalmente, a medida que o campo eletromagnético também aumenta. Considerando agora a figura 26c, podemos dizer que no corte do transistor Q2, haverá a soltura do lado de cima do indutor, e como ele havia sido levado anteriormente a um potencial mais positivo, será criado agora potencial negativo bem maior que a referência do outro lado do indutor (massa ou terra). Assim, a tensão cairá bem abaixo da massa, possibilitando a circulação de corrente via diodo D2 e a carga do capacitor C2 e, com um potencial aproximado de -45 volts.

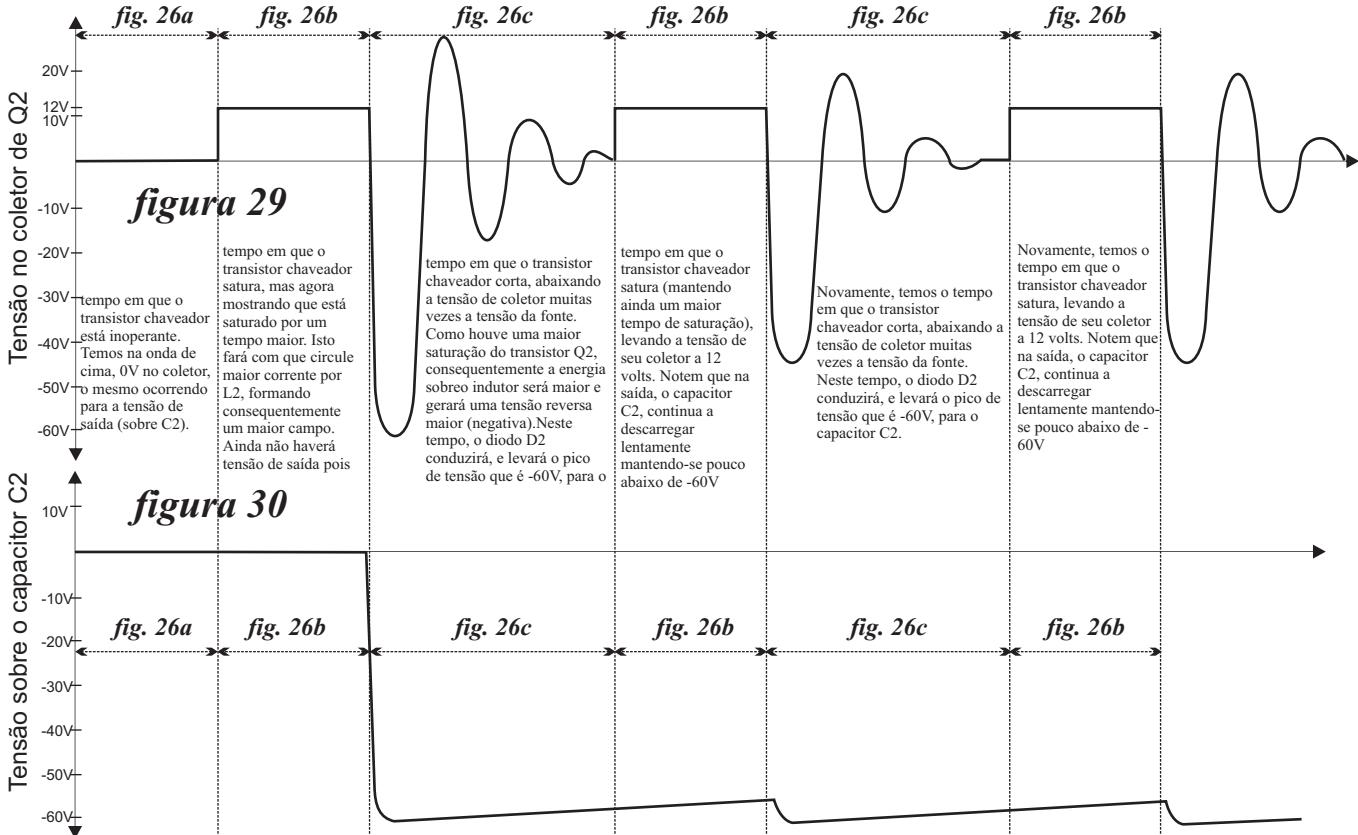


Na figura 27, podemos ver as variações de tensão no coletor do transistor Q2. No período de tempo "fig. 26a", podemos ver que no corte do transistor, a tensão de coletor será de zero volt. Logo em seguida, no período de tempo "fig. 26b", podemos ver que o transistor saturado, leva o potencial de coletor para 12 volts, gerando assim corrente circulante pelo indutor L2. Quando entramos no período de tempo "fig. 26c" vemos que haverá o corte do transistor Q2, e a geração de um grande pico negativo de tensão, que durará um espaço de tempo, passando logo após para uma ondulação acima da massa, e novamente abaixo da massa (reduzindo de amplitude); isto ocorrerá até que a energia acumulada no indutor acabe, indo a zero volt, pois o lado do indutor está preso à massa.

Na seqüência da forma de onda, mais precisamente o período de tempo "fig. 26b", o transistor Q2 voltará a saturar, e o ciclo se repetirá.



A figura 28, mostra-nos o que ocorrerá com a carga ou tensão sobre capacitor C2. Considerando os períodos de tempo "fig. 26a" e fig. 26b", vemos que não há a carga do capacitor C2 mantendo zero volt na saída. Na ocorrência do pulso de



alta intensidade negativo, haverá a polarização do diodo D2 e a carga de C2, fazendo com que seja acumulada uma tensão de -45 volts. Vemos também que após cessar o pulso negativo, haverá uma pequena descarga do capacitor C2, até que venha novo pulso de alta intensidade negativo, carregando-o novamente.

A figura 29 e 30, são muito semelhantes à figura 27 e 28. O que difere entre elas é o tempo de saturação do transistor Q2, que na figura 29 e 30 é maior que na figura 27 e 28. O maior tempo de saturação do transistor, criará uma maior corrente circulante pelo indutor L2, gerando consequentemente maior campo e maior energia armazenada, gerando com isso um pico negativo de maior intensidade.

A figura 30, no período de tempo "fig. 26c" mostra que a tensão armazenada no capacitor C2, aumentou para -60 volts, com um pequeno ripple.

Fontes STEP-DOWN (tensões de saída menores que na entrada)

Muitas fonte chaveadas, ou conversores DC-DC, trabalham no processo de redução de tensão (step-down), principalmente nos casos em que temos a tensão da rede elétrica retificada e filtrada, gerando de 90 volts DC (rede elétrica de 110Vac com tensão baixa), até mais de 380 volts DC (rede elétrica de 220Vac com tensão alta).

A figura 31, mostra-nos como um conversor fly-back step-down funciona. Notem que o funcionamento do transistor Q1 é o mesmo explicado anteriormente, ou seja, trabalha em corte-saturação, para evitar perda de potência nele, enquanto a tensão é transferida para saída por indução.

É importante observar que existe uma "pequena bola" no lado de baixo do enrolamento L1, o mesmo ocorrendo do lado de cima do enrolamento L2. Esse sinal indica como trabalharão as fases do transformador, ou seja, caso o lado de baixo do transformador L1 seja levado à massa (potencial negativo), o indutor L2 (secundário do transformador), receberá uma indução com tensão negativa, do lado onde está indicada a "pequena bola", ficando positivo o outro lado do transformador L2.

Quando o transistor Q1 é levado ao corte, haverá um potencial positivo do lado onde está a "pequena bola", ficando agora também positivo, o secundário onde está a "pequena bola"; neste período de tempo o capacitor C1 será carregado via retificação feita pelo diodo D1.

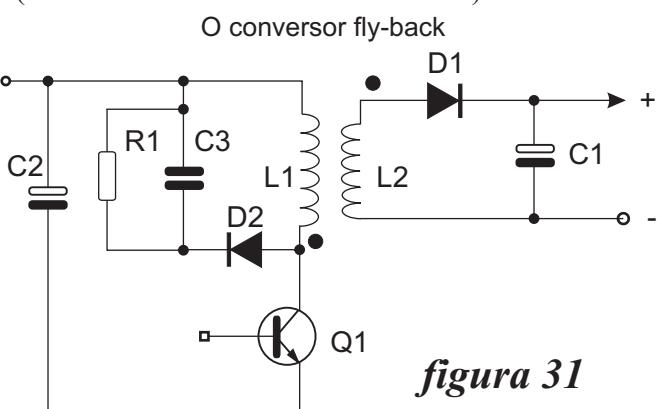


figura 31

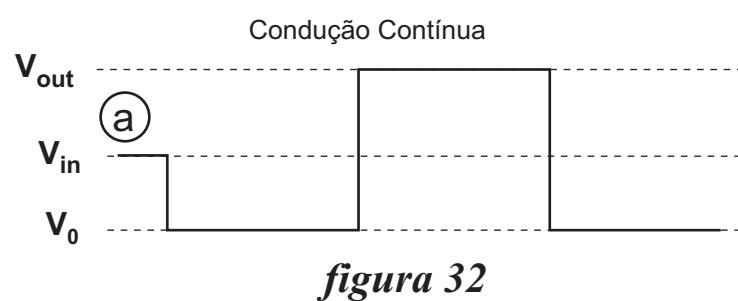


figura 32

Importante: deve-se observar aqui, que a carga do capacitor C1 é feita no corte do transistor Q1, objetivando uma tensão um pouco maior, mas com baixo poder de corrente.

A figura 32, mostra-nos a tensão presente no coletor do transistor Q1, que ora é baixa e ora é a alta. Podemos dizer que a forma de onda indica que a fonte está sendo requisitada em sua máxima corrente, pois o transistor fica metade do ciclo de operação totalmente saturado ficando a outra metade cortado. A figura 32b, mostra a tensão de saída (anodo do diodo D1), que possui a mesma fase no coletor do transistor Q1. Vemos na figura 32c, a corrente circulante pelo transistor Q1, ou seja, início da saturação (tensão de coletor baixa), a corrente é baixa e vai aumentando à medida que vai caindo a reatância indutiva. Em determinado ponto, haverá o corte do transistor, fazendo com que a corrente circulante por ele caia a zero de forma imediata.

O circuito amortecedor

No coletor do transistor Q1, podemos ver mais três componentes que têm como função, não somente amortecer os picos positivos gerados pela força contra-eletromotriz induzida por L1, mas também manter corrente constante pelo indutor L1. Sabemos que no corte do transistor Q1, haverá um potencial positivo gerado pelo indutor maior que a tensão de alimentação; isto fará o diodo D2 conduzir, carregando capacitor C3, mantendo nele uma determinada carga ou tensão. Para que o circuito funcione de forma adequada, deverá haver a descarga do capacitor C3 via resistor R1, que na verdade em funcionamento normal, não chega a descarregar completamente capacitor C3, mas permite que a corrente de carga de C3 via diodo D2 seja considerável.

Finalmente a figura 32d, mostra que por dentro do indutor L1, há uma corrente contínua variável, que acompanha a variação de campo que aumenta e diminui, permitindo assim a indução do secundário (L2).

A condução descontinuada

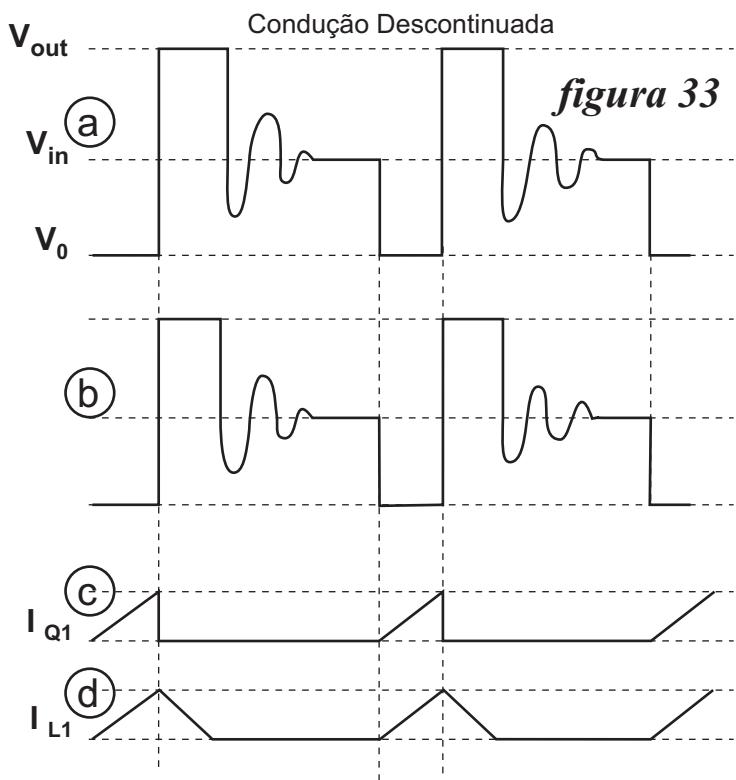
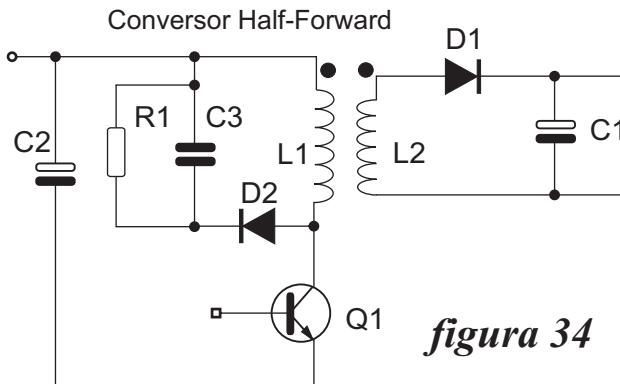
Na figura 33, podemos ver as formas de onda para o circuito apresentado na figura 31, tendo agora como diferença o pequeno tempo de saturação do transistor Q1. Com isto, haverá também uma menor tensão na hora do corte de Q1, e uma menor necessidade de corrente para carga do capacitor C3. Com isto, o primário L1, ficará solto, gerando uma ondulação de tensão, cujo referencial será a tensão de entrada (+ B principal).

O engenheiro projetista ou técnico de reparação deverá estar muito atento à estas diferenças nas formas de onda, pois dependendo do problema apresentado tanto no projeto, como no circuito em reparação, a forma de onda dirá, tudo o que está acontecendo com o circuito.

Conversor de maior corrente

Na figura 34, vemos um circuito praticamente idêntico ao anterior, com exceção das fases de L1 e L2 (chopper). Podemos dizer de forma geral, que a forma de onda apresentada no coletor de Q1, terá fase invertida em relação à forma de onda apresentada para retificação do diodo D1 e filtragem do capacitor C1 (figura 35). A vantagem desta fonte, também chamada em inglês de "Half-Forward" será fornecer maior poder de corrente, visto que a retificação do diodo D1 é feita baseada na saturação de Q1, trabalhando em um aumento de corrente geral.

As formas de onda anteriores, dizem respeito a uma condução contínua, ou seja, não a interrupção da circulação de corrente pelo indutor L1. Já figura 36, mostra-nos as formas de onda coletor de Q1 (figura 36a) e também no anodo de + D1 (figura 36b).



Os conversores DC-DC com retificação em onda completa

A figura 37, mostra-nos um circuito muito semelhante ao que foi utilizado na década de 80 e 90 por alguns modelos de televisores Sony. O circuito tem como objetivo gerar na saída duas tensões contínuas, sendo a primeira de 120 Vdc e

figura 35

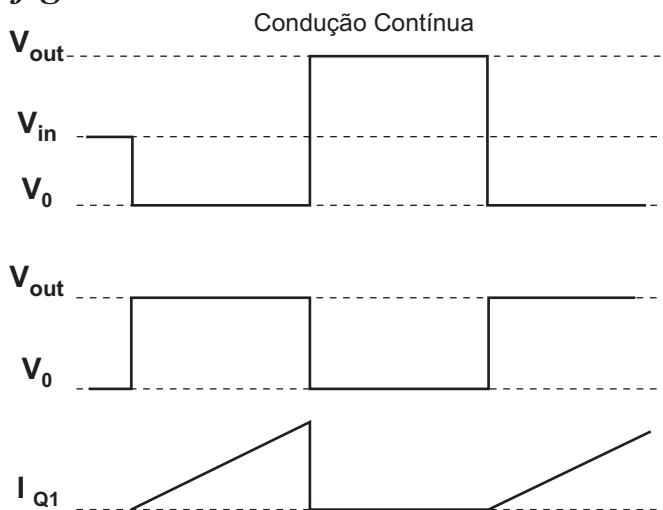
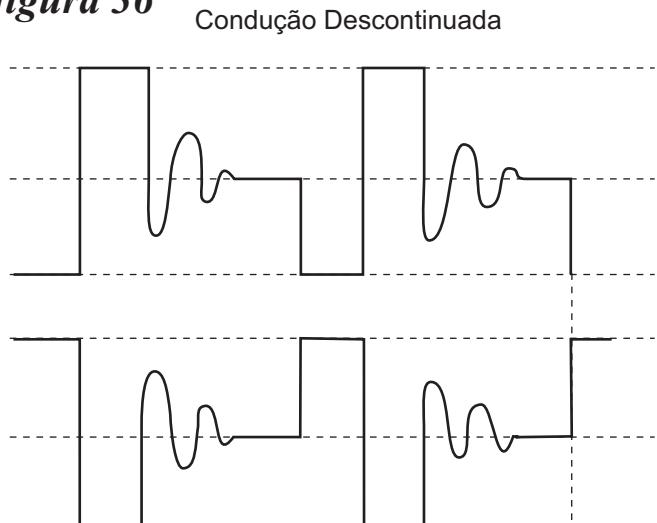


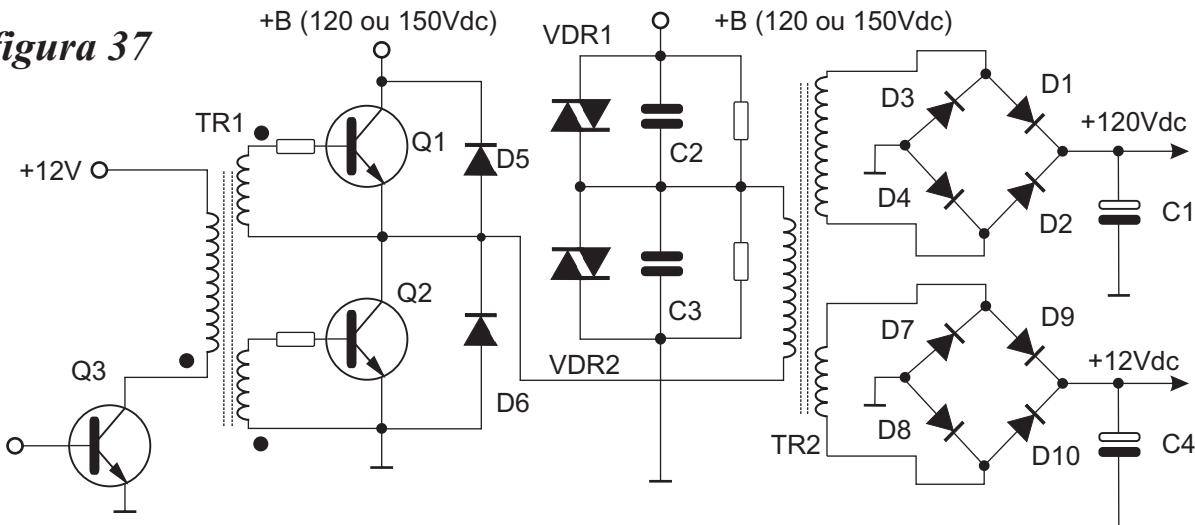
figura 36



a segunda de apenas 12 Vdc.

Quando falamos em retificação em onda completa, pode parecer simples, mas na verdade, a corrente circulante pelo primário do transformador chopper, tem que ser exatamente igual nos dois semi-ciclos. Nas fontes chaveadas convencionais, ou conversores DC, dificilmente consegue-se equilibrar a corrente circulante pelo primário do chopper utilizando-se somente um transistor chaveador.

figura 37



Nos aparelhos Sony, a fonte chaveada é auto-oscilante, ou seja, ela não necessita de pulsos externos para funcionar. Já a fonte apresentada na figura 37 necessitará de excitação externa, via Q3, para poder funcionar.

O sinal que entra na base de Q3, fará com que ele conduza mais ou menos, aumentando e diminuindo o campo do primário do transformador TR1. Isto fará que os enrolamentos secundários recebam a tensão induzida do primário. Podemos dizer que quando o transistor Q3 está em maior condução, abaixando o potencial do enrolamento, o "ponto de referência", abaixará também a tensão induzida na base do transistor Q1, levando-o ao corte. Ao mesmo tempo, haverá também potencial negativo induzido no "ponto de referência" do outro enrolamento, sendo que, a base do transistor Q2 receberá polarização positiva, levando-o à condução.

Assim teremos o transistor Q2 em saturação, fazendo uma corrente circular pelo primário do transformador TR2. Com a diminuição da polarização do transistor Q3 ou seu corte, haverá saturação do transistor Q1 e corte do transistor Q2, fazendo agora, circular uma corrente do positivo, através do primário do transformador TR2.

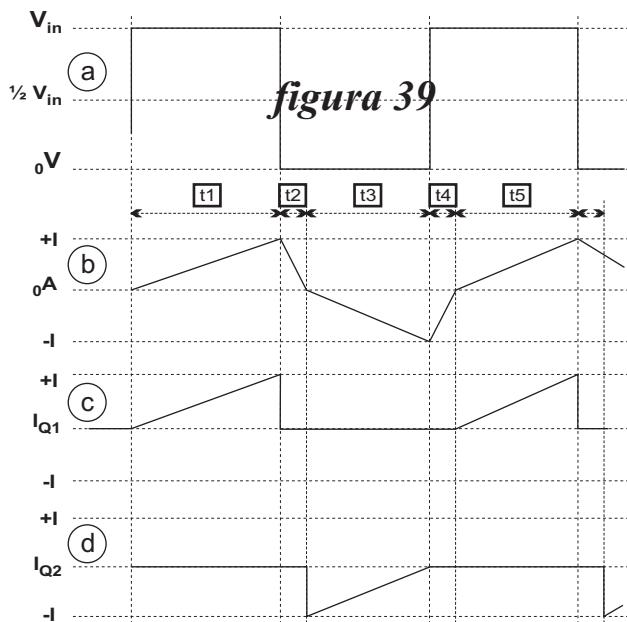
Para que tenhamos 1/2 Vcc no lado de cima do primário do transformador TR2, deveremos ter os chamados resistores de equalização de tensão, que carregaram os capacitores C2 e C3 com a metade da tensão de +B (cada um). Apesar dos

resistores serem de alto valor, os capacitores C2 e C3 são os responsáveis pelo fornecimento da corrente geral. Os VDR's ainda auxiliarão, caso haja uma tensão excessiva sendo aplicada, proveniente da rede elétrica (sobretensão de rede).

Através da figura 38, vamos analisar o funcionamento pouco mais detalhado desta fonte com retificação em onda completa.

Observando o circuito "t1", vemos que o transistor chaveador Q1 está saturado, forçando uma circulação de corrente da tensão positiva, até o $1/2V_{cc}$ armazenado entre os capacitores C2 e C3. Isto fará com que o campo eletromagnético comece a expandir, sendo que no início, a corrente é baixa, aumentando à medida que a reatância indutiva cai. Observando agora o circuito "t2", vemos que houve o corte do transistor Q1 e a saturação do transistor Q2. O problema aqui é visualizar que não há como cortar a corrente de forma instantânea dentro de um indutor, além do que, com o corte de Q1, haverá geração da tensão reversa no próprio indutor, que gerará do lado direito, uma tensão muito menor que a massa. Assim o diodo D6, entrará em condução, fazendo diminuir a corrente circulante pelo indutor. Na figura 39, vemos as formas de onda de trabalho desta fonte, sendo que na figura 39a, vemos as variações de tensão no coletor de Q2; na forma de onda da figura 39b, vemos as variações de corrente circulante pelo primário do transformador TR1 2; na forma de onda da figura 39c, vemos a corrente circulante pelo transistor Q1 e finalmente na forma de onda da figura 39d, vemos a corrente circulante pelo transistor Q2.

Na figura 39b, vemos os tempos "t1" até "t5", que correspondem aos circuitos "t1" a "t5" mostrados na figura 38. Notem que no tempo "t1" há um aumento de corrente circulante pelo transformador TR2, sendo que no tempo "t2" a corrente circulante vai a zero através do diodo D6.



"t2", a corrente circulante pelo primário do transformador TR2, não irá de uma máxima corrente para zero instantaneamente. Isto quer dizer que a corrente diminuirá circulando via diodo D5, até que esta chega a zero; passamos agora para o circuito "t5", onde com a saturação do transistor Q1, força-se a circulação de corrente do positivo da alimentação para o $1/2V_{cc}$ (tensão entre C2 e C3).

Na figura 39, no período de tempo "t4", haverá redução da corrente circulante pelo transformador TR2, até chegar a zero ampere. Logo em seguida, no tempo "t5", o sentido da corrente se inverte e vai aumentando paulatinamente.

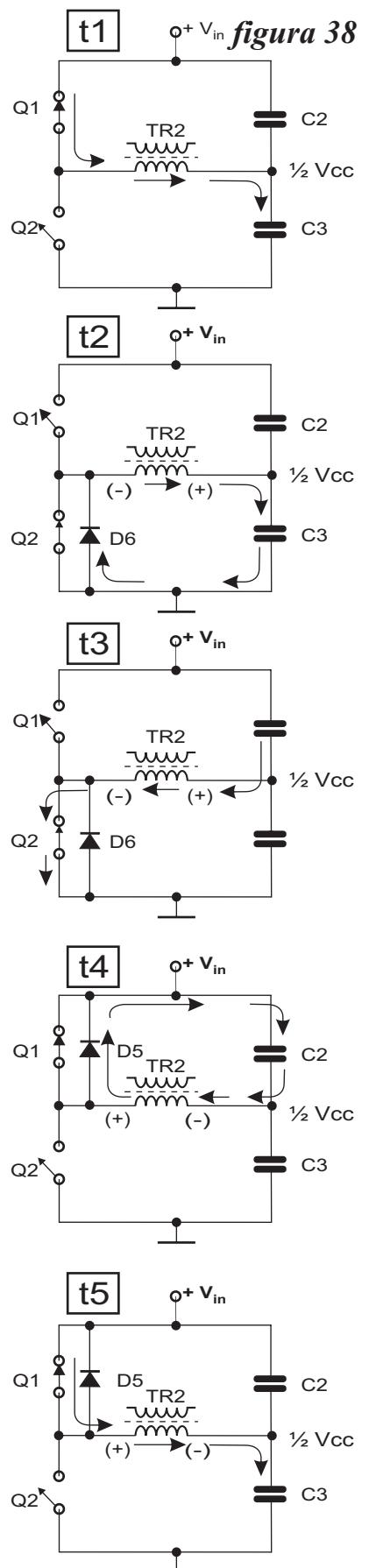
Podemos ver ainda na figura 39c, a corrente circulante pelo transistor Q1, enquanto

Voltando a figura 38, no circuito "t3" podemos ver agora a inversão da corrente circulante pelo transformador TR2, sendo que a corrente circula do potencial de $1/2V_{cc}$ (entre os capacitores C2 e C3) pelo transistor Q2, ligado à massa.

Na forma de onda da figura 39, no período de tempo "t3" há o aumento da corrente circulante pelo transformador TR2, até o início do tempo "t4".

Voltando a figura 38, circuito "t4", temos agora o corte do transistor Q2 e a saturação do transistor Q1.

Como aconteceu no tempo

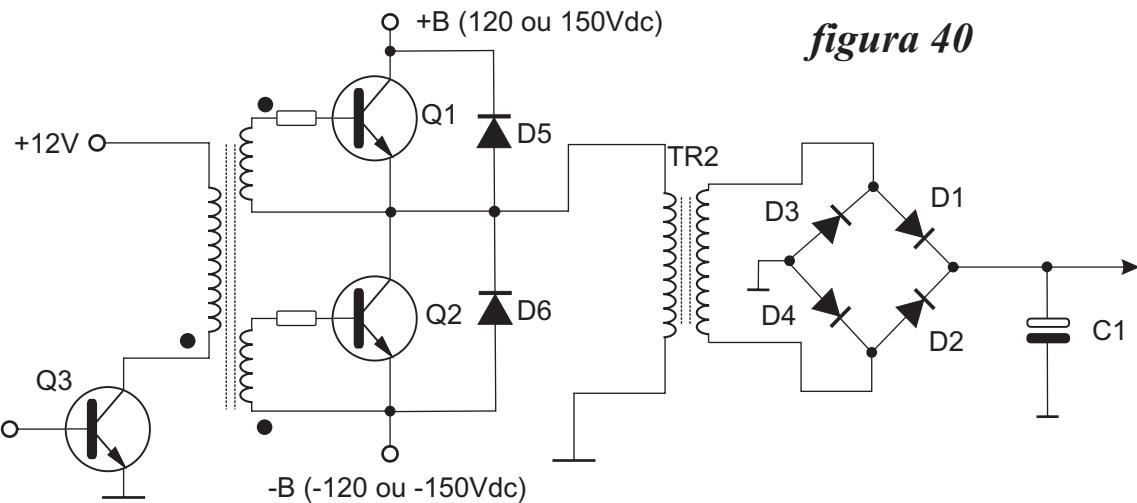


na figura 39d, a corrente circulante pelo transistor Q2.

Atenção: como vimos pelas figuras e também pelo funcionamento do circuito, os diodos D5 e D6, tem importância fundamental para que não sejam geradas tensões reversas sobre os transistores chaveadores de saída Q1 e Q2.

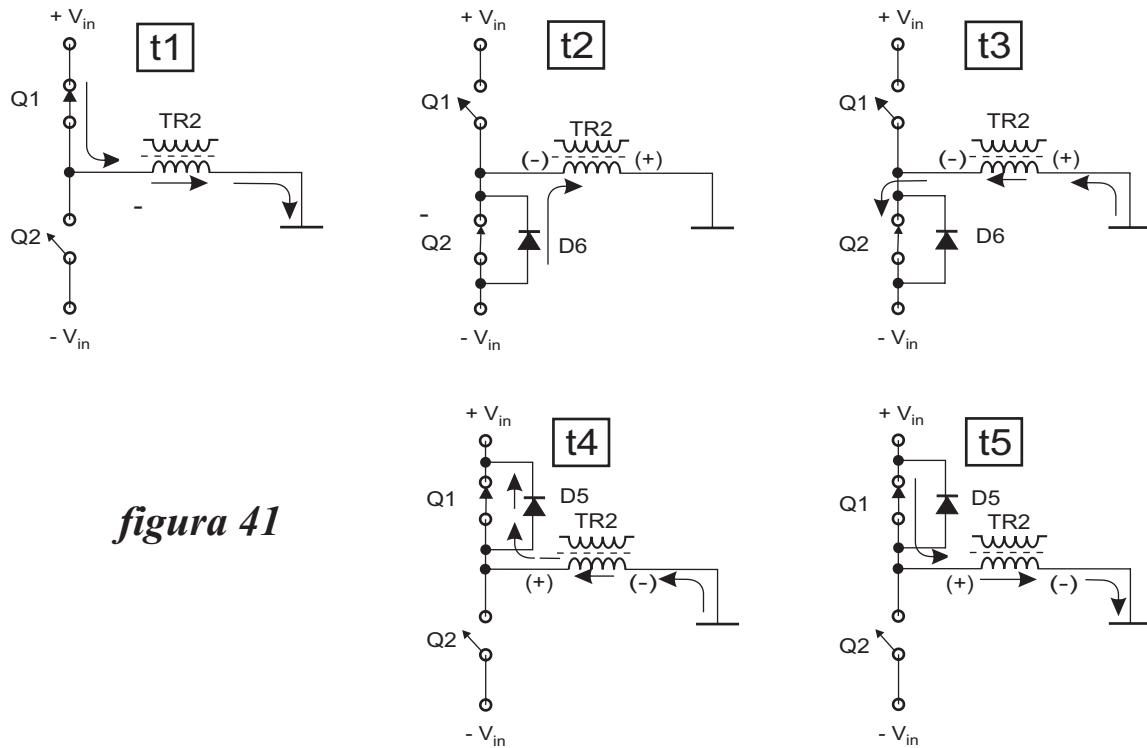
Conversor DC-DC com retificação em onda completa e fonte simétrica

Um circuito muito semelhante ao mostrado anteriormente, é a figura 40, onde temos um conversor DC-DC com uma retificação em onda completa, utilizando tensões de +B e -B, para os transistores de saída. Uma das grandes vantagens nesta fonte é que um dos pontos do primário do transformador TR2, ficará preso à massa, sendo o outro extremo levado ora ao +B e ora ao -B.



Para entendermos melhor o funcionamento do circuito, vamos analisar em detalhes os circuitos resumidos na figura 41, e as formas de onda da figura 42.

Na figura 41, circuito "t1", mostra que o transistor Q1 está saturado, e isto quer dizer, que a tensão de entrada positiva



passará pelo transformador TR2 indo até o potencial massa. Na saturação de Q1, haverá inicialmente pequena corrente circulante devido a reatância indutiva.

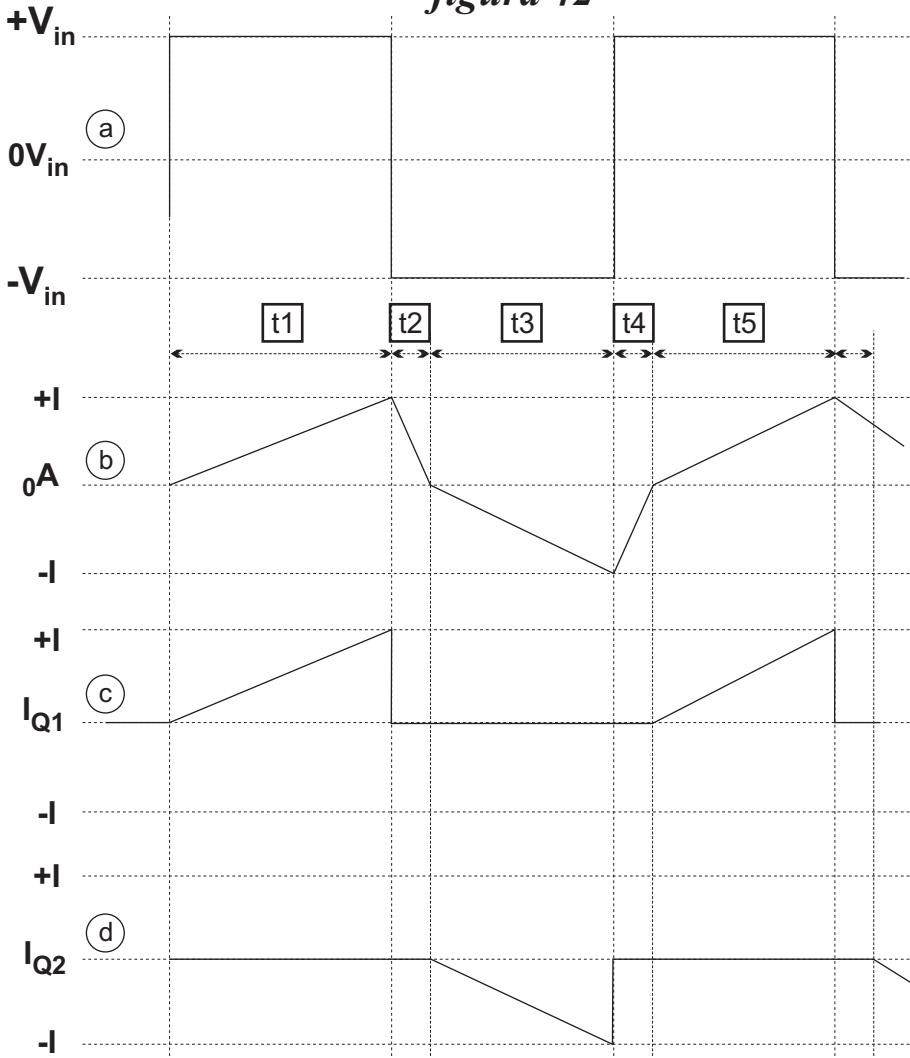
No circuito mostrado "t2", vemos agora o corte do transistor Q1 e a consequente saturação do transistor Q2. Mas, como dissemos anteriormente, o enrolamento primário do transformador TR2, assumirá do lado esquerdo, um potencial muito negativo (abaixo da tensão negativa da fonte); assim diodo D6 ficará polarizado, permitindo que a corrente no primário do transformador TR2 decresça até zero.

Observando agora a figura 42, podemos ver que em "A" temos a forma de onda no coletor do transistor Q2 (ou emissor do transistor Q1); vemos que os transistores passam da saturação para o corte de uma forma muito rápida (para evitar aquecimento). Já na figura 42b, temos a corrente circulante pelo primário do transformador TR2, onde vemos no intervalo de tempo "t1", que a corrente aumenta pelo primário do transformador; já no tempo "t2", vemos que há um decréscimo da corrente, até chegar a zero.

Voltando agora à figura 41, circuito "t3", vemos que a saturação de Q2, fará com que a corrente mude de sentido indo do potencial massa até o potencial negativo. Isto acontecerá até que o transistor Q2 corte, como mostrado no circuito "t4". Como já vimos em circuitos anteriores, a energia acumulada no indutor, gerará uma tensão muito mais positiva do que o +B, fazendo com que o diodo D5 conduza, e leve a corrente a diminuir pelo primário de TR2. Quando a corrente cessa de circular pelo primário de TR2, via diodo D5 começará a circular em sentido oposto, passando agora pela saturação de Q1, primário de TR2 até chegar ao potencial massa.

Na figura 42, no período de tempo "t4", haverá decréscimo da corrente que circula pelo primário de TR2. O aumento da corrente se dará pela saturação do transistor Q1, que aumentará paulatinamente.

figura 42



Conversor DC-DC em ponte com retificação em onda completa

A figura 40, mostra-nos um circuito muito interessante formado por uma saída em ponte com quatro transistores chaveadores. A saída em ponte será necessária em circuitos em que não é possível se obter a fonte simétrica. Se baseia na saturação simultânea de dois transistores, que ligam o potencial positivo a um lado do transformador TR1 e o potencial negativo, ao outro lado do mesmo transformador. Isto faz com que circule uma corrente do polo positivo para negativo da fonte, via transformador TR1. No ciclo seguinte, o outro par de transistores saturará, invertendo a corrente pelo primário do transformador TR1. Assim, teremos a mesma excitação para o transistor Q1 e Q4 (sinal de excitação já chegando invertido). É importante destacar que o transformador TR2, tem como objetivo, permitir que a tensão de base-emissor suba até atingir +B principal.

Para os transistores Q2 e Q3, também teremos excitações simultâneas, tendo o transformador TR3, o objetivo de permitir que na excitação de Q3, a tensão de base-emissor possa atingir +B principal.

figura 43

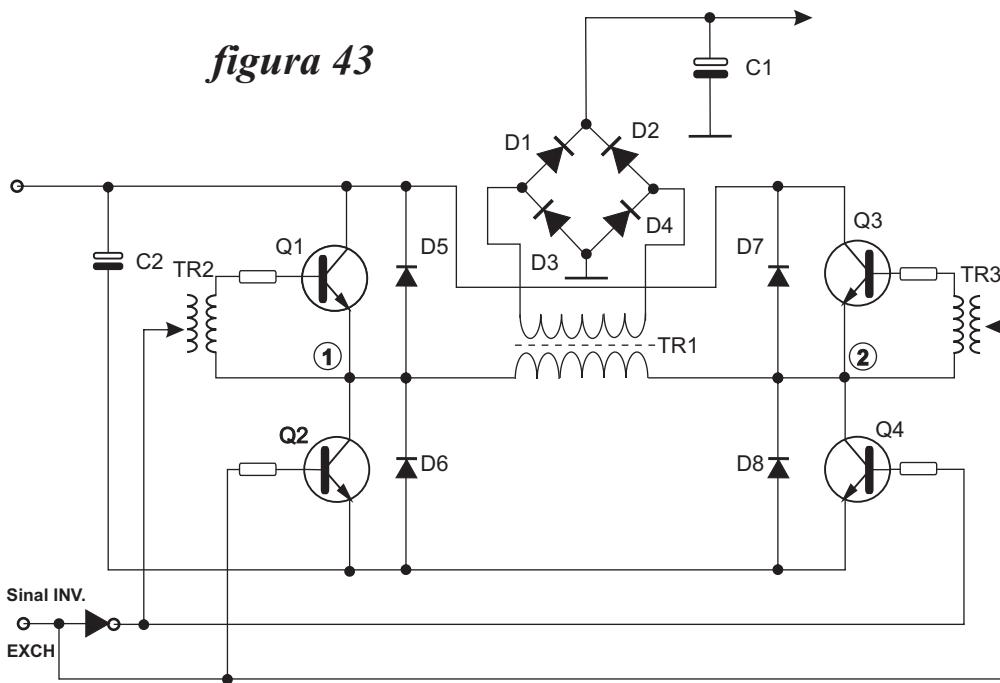
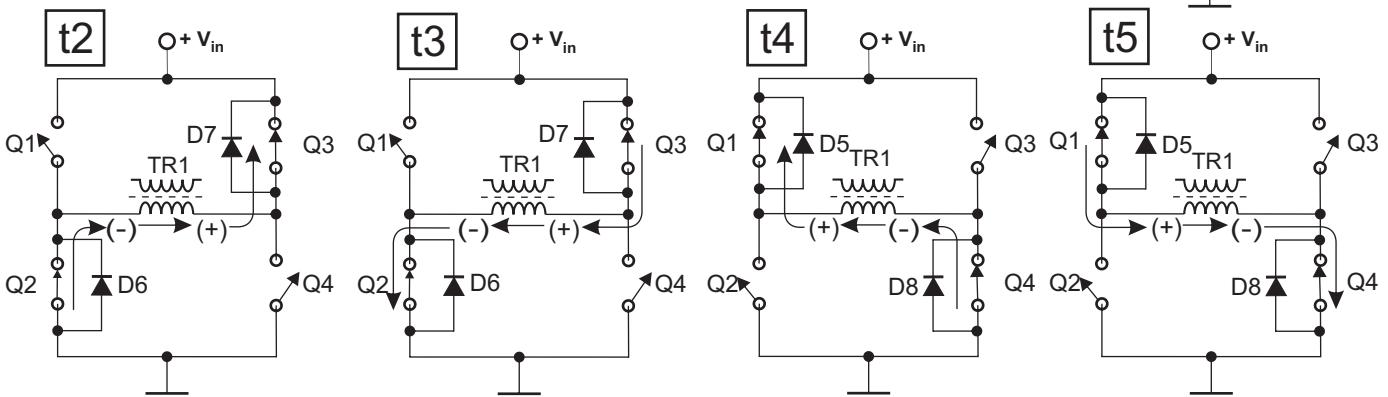


figura 44



com que sejam necessários os diodos D6 e D7, como já explanamos nos circuitos anteriores. Logo que a energia armazenada no indutor cessa, começa a circular corrente pelos transistores Q3 e Q2, como mostra a figura 41, circuito "t3".

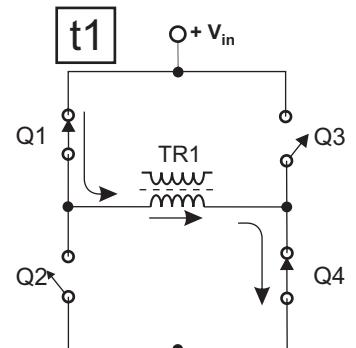
A figura 45, mostra as diversas formas de onda do trabalho de circuito, como já foi explicado anteriormente.

A figura 46, mostra-nos as formas de onda presente no circuitos conversores DC-DC com retificação em onda completa, e como varia a largura de pulso, para modificar as tensões de saída ou mantê-las estabilizadas.

A figura 46a, mostra que o transistor chaveador, que antes ficava saturado durante os tempos "t1" de "t2", agora mantém-se saturado aumente durante o tempo "t1". Quer dizer que quando um transistor passa para o corte, necessariamente o outro transistor não satura, esperando o tempo correto para realizar a saturação. Se os transistores permanecem menos tempo saturados, haverá menor corrente circulante pelo primário do transformador chopper e consequentemente uma menor indução no secundário. Isto não significa necessariamente uma alteração de tensão, mas poderá significar uma compensação para fornecer menor corrente.

A figura 44, circuito "t1", mostra-nos quando Q1 e Q4 ficam saturados; haverá uma baixa corrente circulante pelo primário de TR1, devido a reatância indutiva, corrente esta que vai aumentando à medida que a reatância indutiva vai diminuindo.

Na figura 44, circuito "t2", teremos o corte do transistor Q1 e Q4, fazendo



Caso uma carga (RL), necessite durante um tempo de uma determinada corrente (funcionamento do motor durante um determinado tempo), caso a carga seja desligada, haveria o aumento da tensão de saída das fontes, devido ao menor consumo. Isto deve ser informado ao controle do circuito, para que na realimentação, os transistores chaveadores fiquem menos tempo em saturação, visando compensar a falta de consumo momentâneo.

A figura 47, mostra claramente isto, pois quando temos um consumo mínimo, os transistores chaveadores ficarão saturados por um tempo muito curto (figura 47a); e com isto a tensão de saída deveria cair, caso o consumo permanecesse constante; mas considerando que o consumo da carga cessou ou diminuiu consideravelmente, teremos como resultante a tensão na saída estabilizada.

Notem na figura 47b, que a corrente circulante pelo transformador chopper é mínima, que ocorre por um curto espaço de tempo, apenas para manter a estabilização da tensão na saída.

figura 46

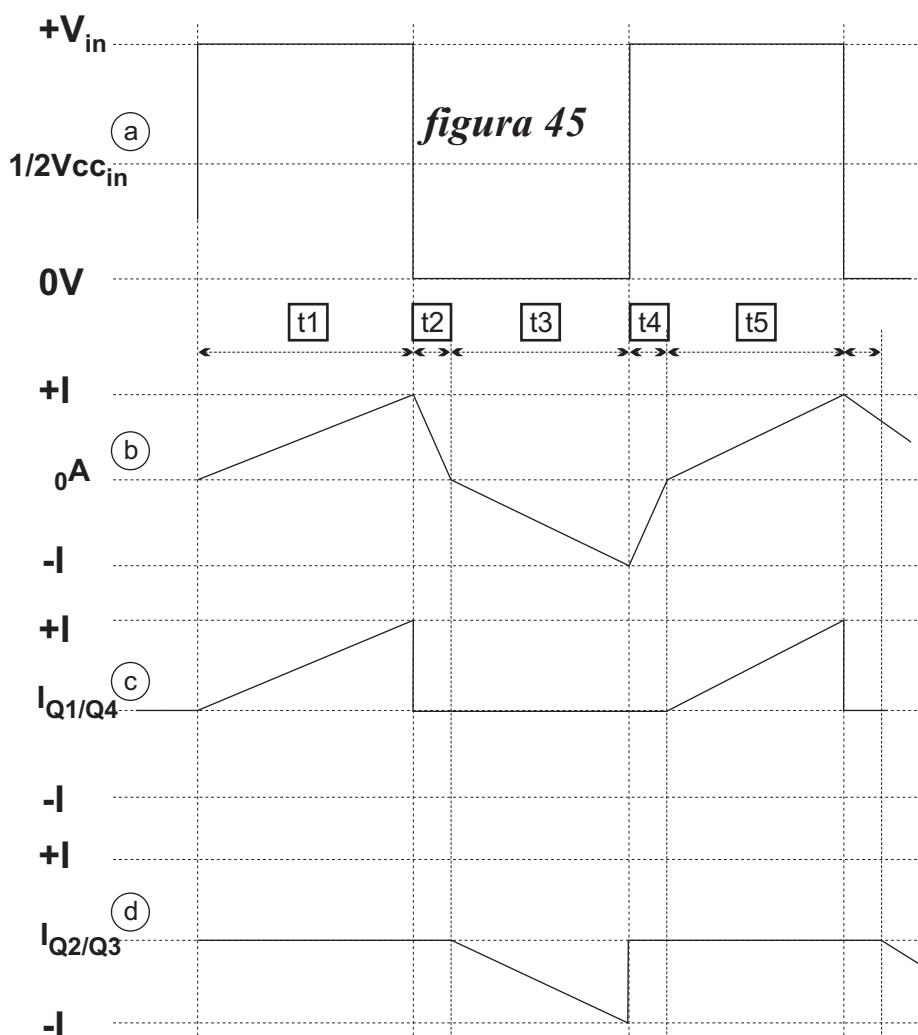
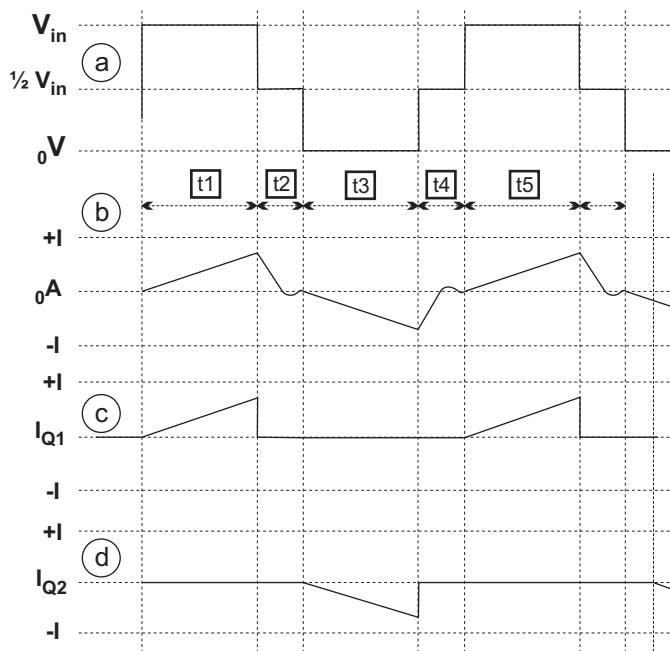
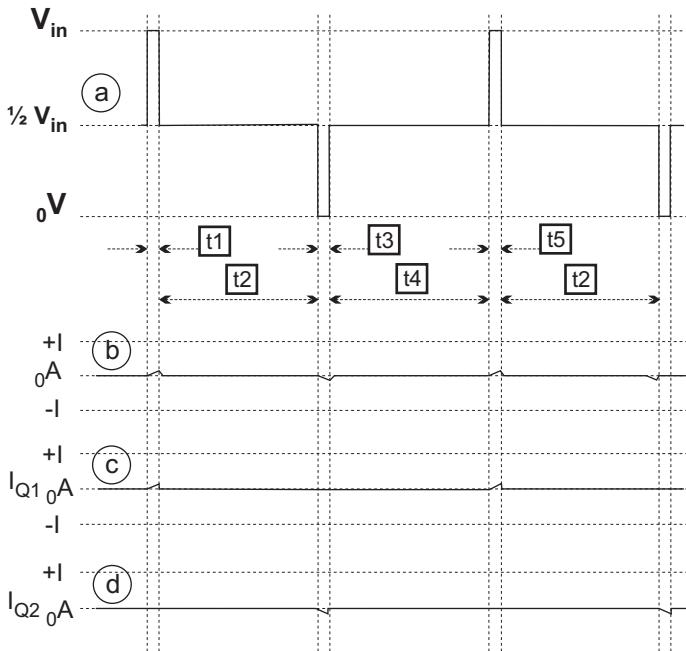


figura 47



Conversor DC-DC step-down auto-oscilante

Os primeiros conversores DC-DC que entraram no Brasil no fim da década de 70, eram conversores step-down e auto-oscilantes. Normalmente trabalhavam com a tensão retificada e filtrada da rede (alguns com dobradores de tensão automáticos) com cerca de 300 Vdc e abaixavam essa tensão em torno de 120 Vdc.

A figura 48, mostra-nos como é este conversor DC-DC step-down. Vemos que na entrada há uma tensão de 300 Vdc, e na saída uma tensão estabilizada de 120 Vdc. Para que o circuito possa funcionar, necessitará de um enrolamento secundário do transformador T1, resistor R1, diodo D2 e capacitor C3.

Vamos observar inicialmente a figura 48a, momento em que o transistor chaveador Q1 satura, levando o lado esquerdo do transformador T1 ao potencial positivo; isto criará uma corrente circulante internamente no transformador T1. Quando o transistor Q1 corte (figura 48b), o lado esquerdo do transformador T1 acaba gerando um potencial muito negativo (abaixo da massa), fazendo diodo D1 conduzir, amarrando este pino do transformador à massa. Como o outro lado do transformador está positivo, esta tensão é aproveitada para carregar o capacitor C1, criando um efeito parcial de retificação em onda completa (condução de Q1 e aproveitamento da energia armazenada no transformador T1).

A figura 49a, mostra como o transistor Q1 é polarizado inicialmente, via R1. Com isto haverá uma corrente circulante pelo transformador T1. A figura 49b, mostra-nos

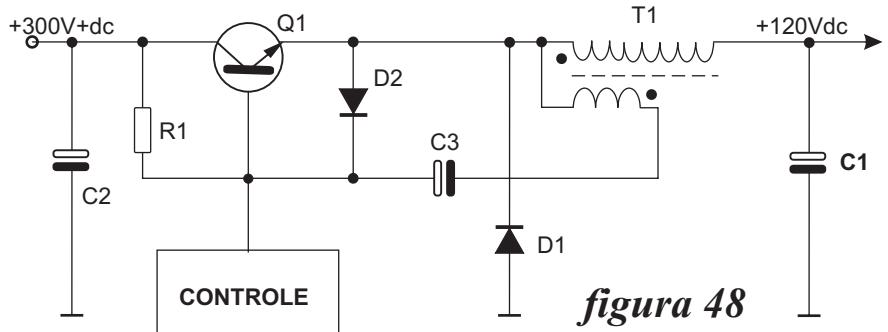


figura 48

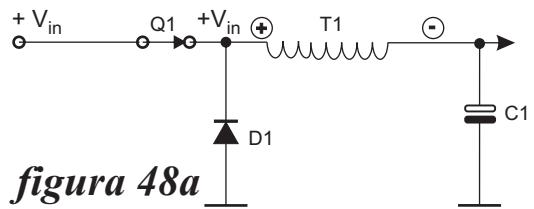


figura 48a

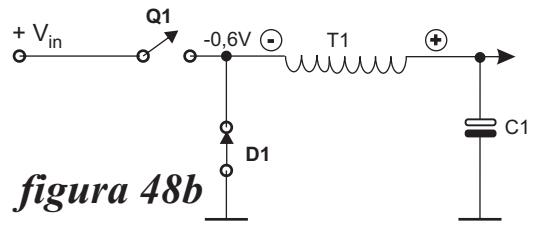


figura 48b

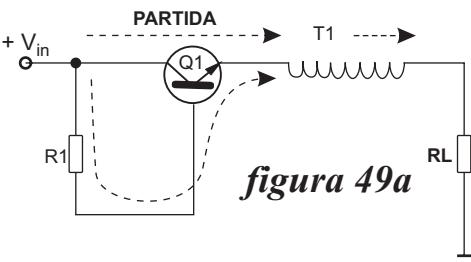


figura 49a

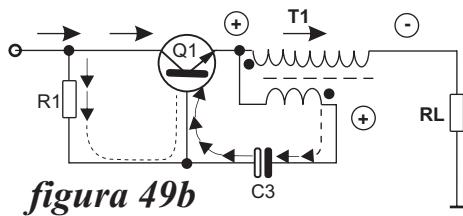


figura 49b

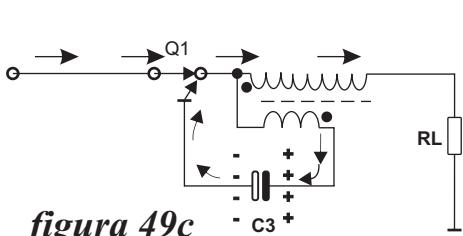


figura 49c

agora que o secundário do transformador T1, receberá um potencial positivo (ponto da fase), fazendo com que o capacitor C3 se carregue, via base-emissor do transistor Q1, levando-o à saturação completa (figura 49c). Quando a carga do capacitor estiver completa, ou quase isso, haverá diminuição da corrente base-emissor do transistor Q1 (figura 49d), e consequentemente, diminuindo também a corrente no primário do transformador T1. Cria-se então, a inversão de polaridade do secundário, ficando agora o “ponto de fase” com potencial negativo, começando agora a carga de C3 via diodo D2. Isto levará o transistor Q1 completamente ao corte.

A medida que o potencial induzido no secundário de T1 desaparece, a carga acumulada no capacitor C3 será utilizada para polarizar novamente o transistor Q1, como mostra a figura 49e. O circuito trabalhará assim indefinidamente, até que de alguma forma, possamos interromper o trabalho de oscilação.

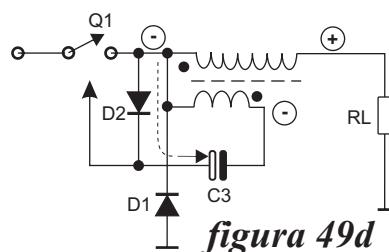


figura 49d

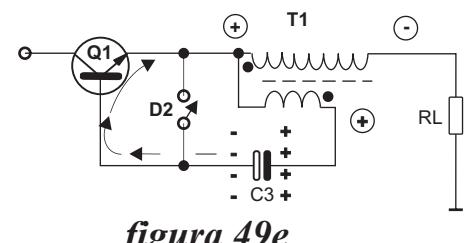


figura 49e

Círculo de controle e estabilização - auto-oscilante

A figura 50, mostra-nos a introdução do transistor Q2 (círculo de controle), cujo coletor é ligado a base do transistor Q1, e o emissor deste ligado ao emissor do transistor Q1. É importante notar que o transistor (Q2) está colocado entre base-emissor do transistor chaveador, ou seja, ele irá controlar a corrente que é enviada do capacitor C3 para a base do transistor Q1, permitindo assim, maior ou menor tempo de saturação do transistor Q1.

A figura 51, mostra-nos, que enquanto o terminal 1 do transformador T1, está recebendo um potencial negativo, haverá a carga do capacitor C3 via diodo D2. A figura 52, mostra que após a carga do transformador T1 se estabilizar, haverá a descarga do capacitor C3 tanto pela base-emissor do transistor Q1 quanto pelo transistor Q2 (controle). Caso a resistência interna de Q2, seja muito baixa, haverá uma descarga muito rápida do capacitor C3, e consequentemente o transistor Q1 ficará menos tempo saturado. Mas, se a resistência interna do transistor Q2, for alta, a carga do capacitor C3 se escoará somente via base-emissor do transistor Q1, permitindo assim que este fique maior tempo saturado.

Na figura 53, vemos que o transistor Q2, terá sua resistência interna coletor-emissor controlada pelo circuito de controle e estabilização (círculo este que veremos mais adiante). Além disto, ainda na figura 53, podemos ver que foi introduzido o diodo D4, e uma parte do enrolamento do TSH, cujo terminal inferior do enrolamento, tem como referência o emissor do transistor Q1. Este circuito (enrolamento do TSH e o diodo D4), visa sincronizar a frequência da fonte chaveada junto ao circuito horizontal (esta forma de sincronização foi muito utilizada em televisores da década de 70 até 90).

Um dos problemas que complica a análise desta fonte mencionada acima, é que todo o controle da fonte de alimentação, utiliza referência do emissor do transistor chaveador (Q1); o problema se refere ao fato que, na saturação do transistor, a tensão de emissor vai para 300 volts (em relação à massa) e no corte cai para -0,6 volt. Portanto há uma grande variação de tensão no circuito de controle, sendo que todas as medições de tensão do circuito de controle, deverão ter como referência (colocação das pontas de medição) o terminal emissor do transistor chaveador.

Fonte série com reforço induzido

A figura 54, mostra-nos uma configuração muito semelhante à anterior, sendo que agora temos o chopper ou indutor T1 ligado à tensão de entrada (300 Vdc); o transistor chaveador Q1 fica em série com o indutor, tendo

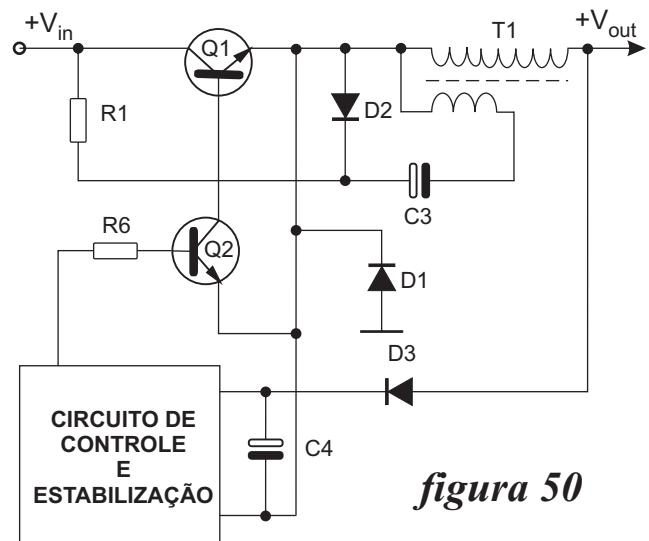


figura 50

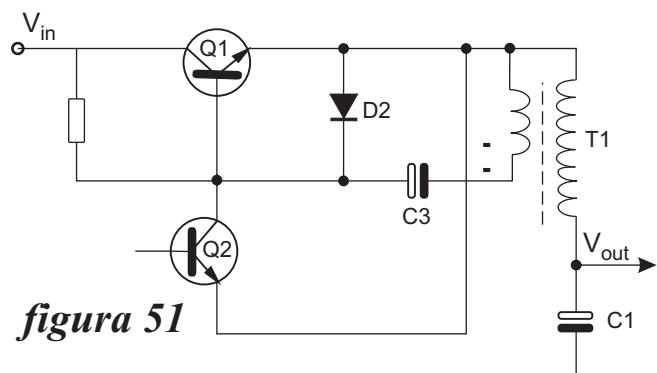


figura 51

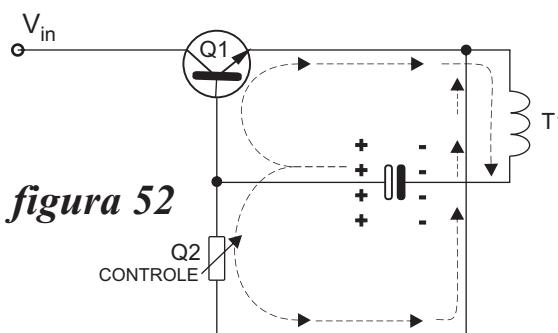


figura 52

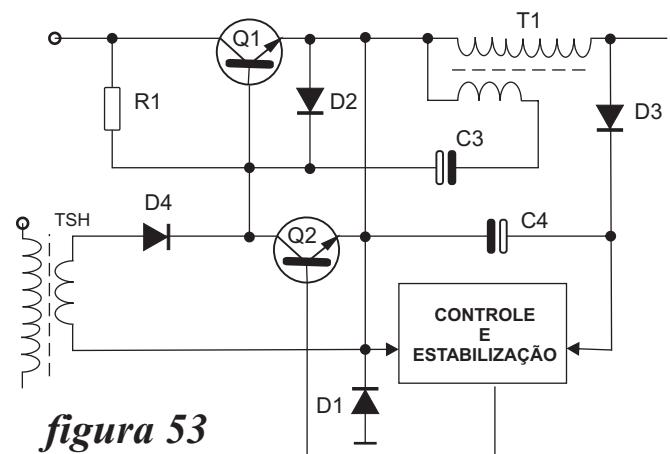


figura 53

seu emissor amarrado na tensão de saída.

Na verdade, somente na figura 55, temos a visão completa do que seria essa fonte chaveada com reforço induzido. O transformador chopper, possui dois enrolamentos iguais (L_1 e L_2), que trabalharão nas fases indicadas pelos "pontos pretos".

Na figura 55a, podemos ver que quando transistor Q1 satura, o terminal direito do indutor L_1 é levado a um potencial mais baixo, ocorrendo no secundário L_2 uma indução imediata e de mesma amplitude, mas que não é aproveitada, porque o outro lado do enrolamento acaba ficando com potencial positivo, levando o diodo D1 ao corte. Assim o enrolamento L_2 , ficaria inoperante momentaneamente.

Na figura 55b, mostramos o ponto em que o transistor Q1 corta, onde vemos que acaba ocorrendo elevação de tensão (acima da tensão de fonte), que acaba sendo absorvida pelo enrolamento L_2 , que recebendo a mesma fase de indução, fará o diodo D2 conduzir, sendo que o potencial positivo do lado direito de L_2 , manterá o capacitor C1 sendo carregado.

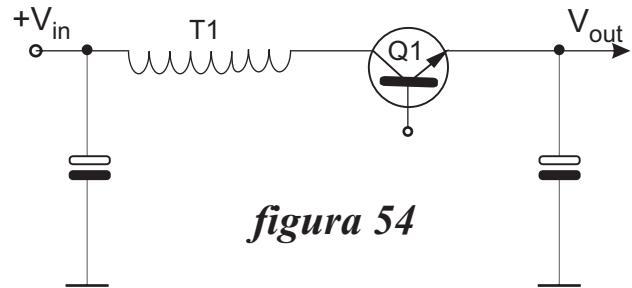


figura 54

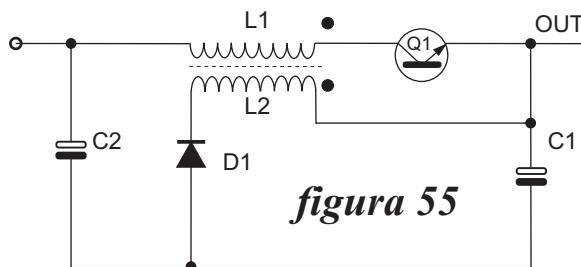


figura 55

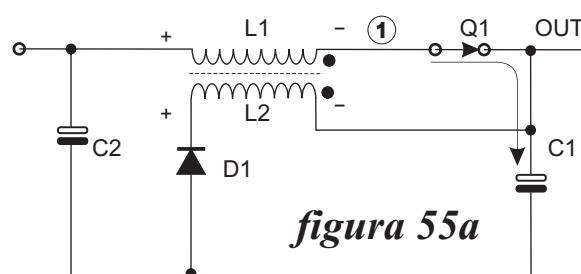


figura 55a

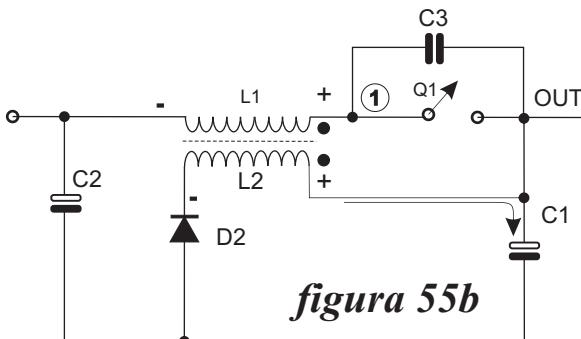


figura 55b

transistor Q1; esta pequena corrente fará circular uma corrente um pouco maior pelo primário do transformador T1, induzindo um potencial negativo no pino 5 e positivo no pino 3, mantendo o diodo D1 completamente cortado. Já o pino 4 deste transformador ficará mais positivo que o pino 5, permitindo assim a excitação do transistor Q1, para a completa saturação. Quando a carga em C3 se estabilizar, haverá uma redução de corrente base-emissor de Q1, diminuindo a corrente

A figura 56, mostra-nos a variação da forma de onda no coletor do transistor Q1. Quando transistor Q1 está inoperante, a tensão em seu coletor é de 150 Vdc e quando satura, a tensão de coletor acaba sendo a mesma da saída, ou seja, 100 volts (50 volts a menos que a referência de entrada). Quando acontece o corte do transistor Q1, a tensão em seu coletor sobe para aproximadamente 100 volts acima da tensão de referência de entrada, ou seja, 250 volts (em relação à massa).

A figura 56b, mostra a variação de corrente em L_1 , e a figura 56c mostra a variação de corrente em L_2 .

A figura 56, destaca o funcionamento da fonte chaveada em máximo consumo, ou seja, quando transistor chaveador Q1, fica saturado durante um tempo máximo, significando que há um grande consumo de corrente.

A figura 57a, mostra-nos a forma de onda no coletor do transistor Q1 quando o consumo é menor e na figura 57b, a corrente circulante pelo indutor L_1 .

A figura 58, mostra os componentes básicos que e permitirão a auto-oscilação desta fonte chaveada. O resistor R1, será responsável pela partida da fonte; ele permitirá uma pequena corrente circulante pela base-emissor do

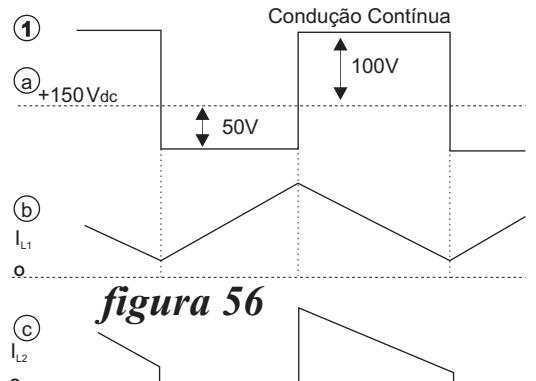


figura 56

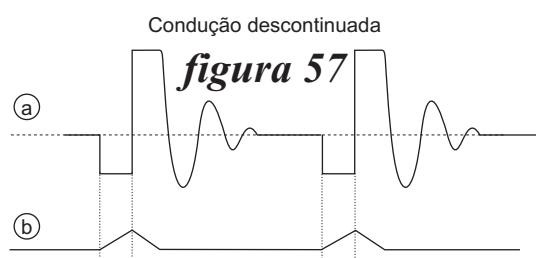


figura 57

circulante pelo transformador T1, invertendo a polaridade induzida no secundário. Dessa forma, o pino 4 do transformador, fica mais negativo que o pino 5, forçando a carga do capacitor C3, via diodo D2, o que leva o transistor Q1 completamente ao corte (sua tensão de base fica 0,6 volts abaixo da tensão do emissor).

Realimentação negativa, controle e estabilização

Ainda podemos ver na figura 58, o transistor Q2, que na figura está representado como um resistor variável. Este resistor será responsável pelo controle da tensão de saída da fonte de alimentação.

Observando agora a figura 59, vemos como o transistor Q2 é polarizado. Considerando que temos uma tensão de saída em torno de 120 volts (neste caso específico), haverá um divisor de tensão formado por R5, P1 e R6. Caso a tensão na saída esperada esteja correta, com o cursor de P1 no centro, haverá pouco mais de 12,6 volts neste ponto. Isto permitirá uma corrente residual circulante pelo transistor Q3, criando a polarização para o transistor Q2. O diodo zener ZD1 (12 volts), servirá como referência de tensão para este circuito comparador (tensão de referência do zener no emissor do transistor Q3 com a tensão de referência da saída da fonte na base de Q3). Caso a tensão de saída por algum motivo suba, haverá uma maior polarização do transistor Q3 e consequentemente uma maior polarização para o transistor Q2, que trabalhará na descarga do capacitor C3 de uma forma mais rápida, ficando menos tempo o transistor Q1 saturado. Com isto, como dissemos que a fonte por algum motivo subiria, na verdade o transistor chaveador Q1, fará com que ela se mantenha estável.

Pelo circuito ainda pode-se ajustar a tensão de saída, alterando o posicionamento do cursor de P1. Finalmente temos a destacar o diodo D3, que ligado ao TSH, irá levar pulsos positivos à base de Q1, fazendo-o saturar. Normalmente este pulsos fazem com que a frequência da fonte aumente, o que poderia ocasionar um aumento de tensão na saída; mas o que ocorre na verdade, é que junto com o aumento da frequência, também há a diminuição do tempo de saturação do transistor Q1.

A figura 60, mostra um resumo de como as tensões de saída dos conversores DC-DC, são ajustadas ou controladas. Uma amostra da tensão de saída é levada a um circuito de controle e

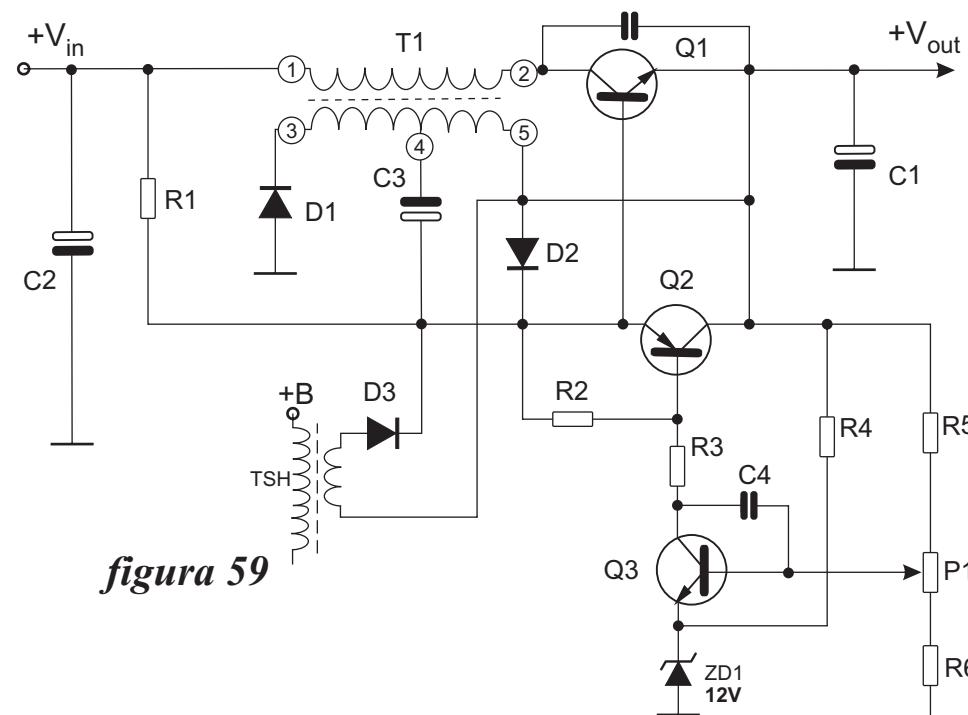
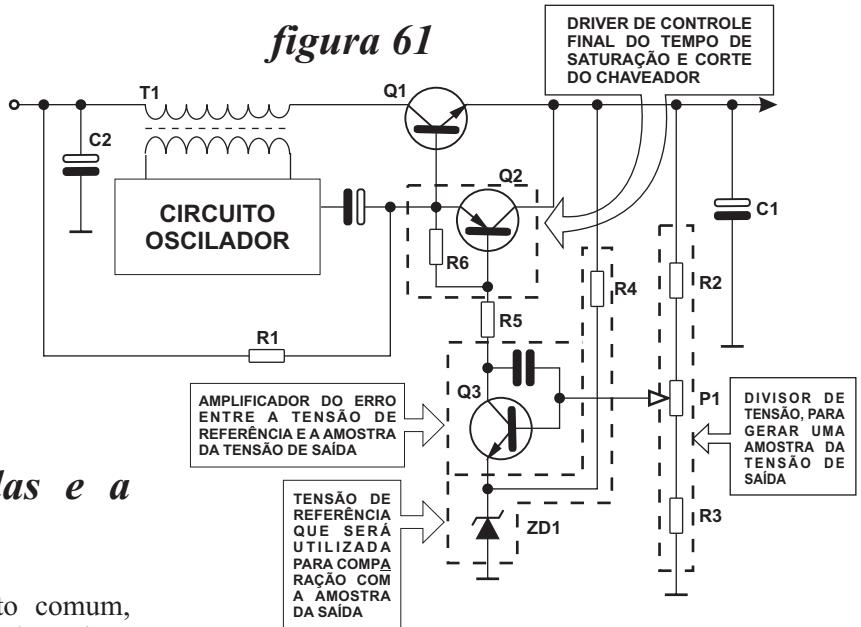
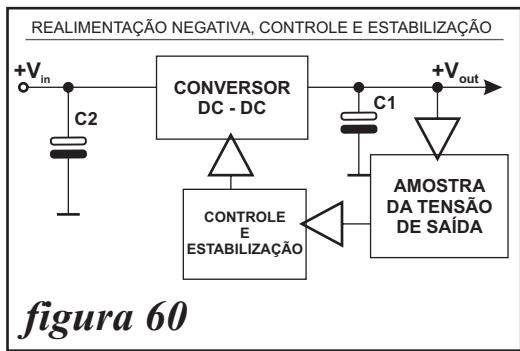


figura 59

estabilização, permitindo assim controlar o tempo de saturação do transistor chaveador, mantendo com isto a tensão de saída estável. A figura 61, mostra-nos em destaque os vários circuitos que compõe desde o controle até a realimentação do conversor DC-DC.



As fontes paralelas isoladas e a realimentação negativa

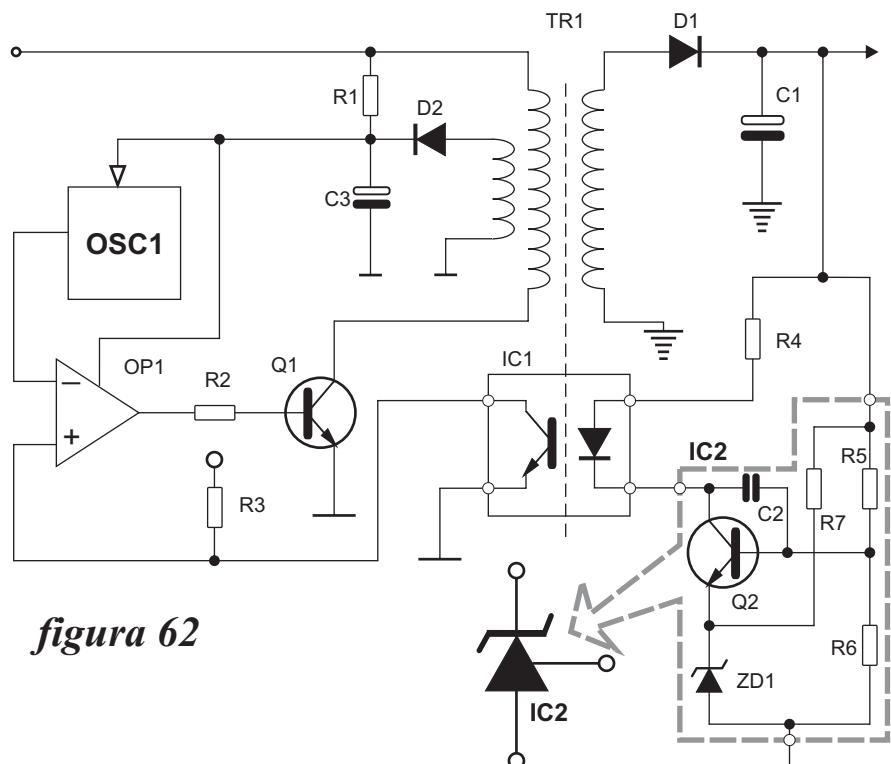
Na figura 62, vemos um circuito muito comum, utilizado na maioria dos equipamentos eletrônicos atuais. Trata-se de uma fonte paralela isolada da rede, que trabalha no processo step-down. Seu funcionamento está baseado na saturação e corte do transistor Q1, que cria os campos eletromagnéticos, para que haja indução tanto para enrolamento secundário da direita como da esquerda.

Pela primeira vez, vemos a excitação de uma fonte chaveada, que dependerá de um circuito oscilador e um comparador de tensão, gerando uma onda quadrada que irá excitar o transistor Q1. Temos também a geração de uma tensão de alimentação que é retificada por D2 e filtrada em C3, para alimentação tanto do circuito oscilador como do operacional. Para que a tensão da fonte possa ser estabilizada, haverá necessidade de retirarmos uma amostra da tensão de saída, para que chegue até o operacional OP1, cujo funcionamento veremos na figura 63.

O circuito terá como base um oscilador gerador de rampa dente-de-serra, cuja saída, entrará no amplificador operacional "Op1"; neste mesmo operacional estará entrando uma tensão média, proveniente da condução do transistor (interno ao operacional) e o resistor R3.

O operacional funcionará da seguinte maneira: enquanto a tensão da rampa, está abaixo da tensão de referência, a saída do operacional se manterá em nível alto, que produzirá a saturação do transistor Q1. Com a tensão de rampa aumentando, chega um ponto de ultrapassar a tensão de referência que entra na entrada "não inversora", produzindo uma queda na tensão de saída do operacional, que levará ao corte transistor chaveador Q1.

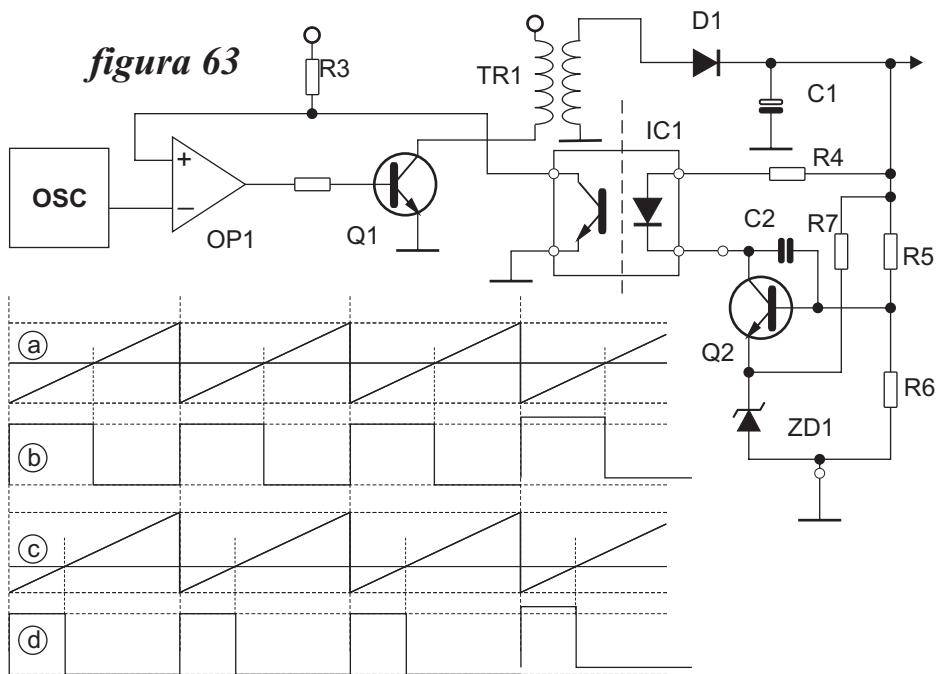
Caso haja uma diminuição de consumo na carga, a tensão de saída da fonte tenderá a subir, provocando imediatamente uma elevação da tensão de base do transistor Q2 e com isto uma



maior polarização para esse transistor, abaixando sua tensão de coletor e aumentando a intensidade de luz do LED interno ao integrado. Haverá então uma maior polarização para o transistor interno ao IC1, produzindo uma queda em sua tensão de coletor.

A forma de onda da figura 63c, mostra esta diminuição da tensão média que entra na entrada "não inversora" do amplificador operacional. Com isto podemos observar que a onda de saída do operacional terá uma menor largura positiva e consequentemente mantendo menos tempo o transistor Q1 saturado, tendendo a gerar menor tensão de saída e mantendo a fonte estabilizada.

figura 63



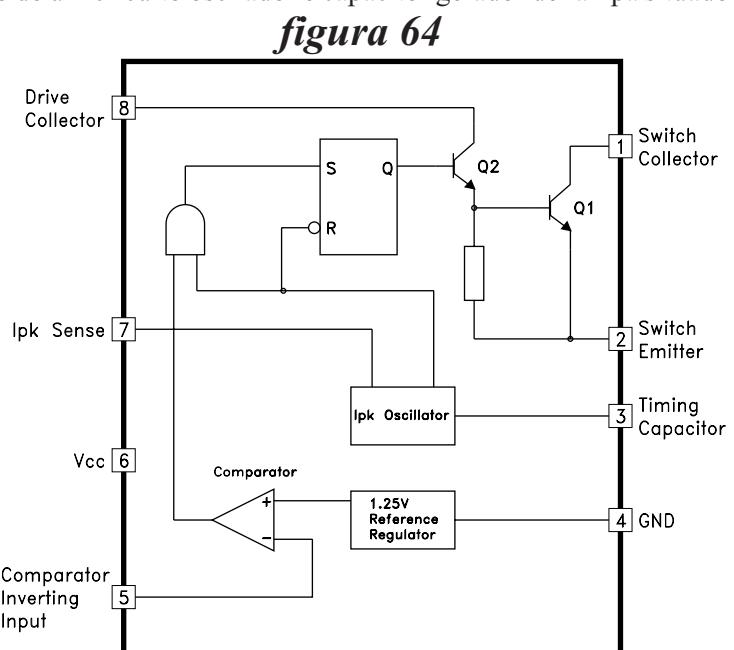
O versátil integrado MC34063

A figura 64, mostra-nos o integrado MC34063, que apesar de possuir somente 8 pinos, poderá ser utilizado nas mais diversas aplicações de conversão de tensão. É composto de um circuito oscilador e capacitor gerador de rampa situado no pino 3. Este oscilador pode ser desarmado através do sensor de pico de corrente (Ipk - I peak) situado no pino 7. A tensão de referência que deverá entrar no integrado pelo pino 5, controlará a largura do PWM, ou seja o tempo em que o transistor chaveador interno Q1 ficará saturado.

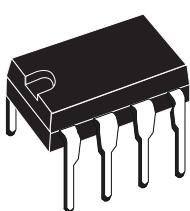
Temos no pino 8, polarização independente para o coletor do transistor driver Q2. No pino 6, entrará a

tensão de alimentação que poderá ser de 3V até 40 volts.

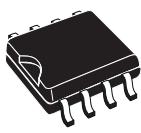
Quando ligamos o circuito, a tensão na saída do comparador será de nível alto, fazendo com que a porta "E" funcione de acordo com o nível de tensão presente na outra entrada. Considerando que a carga do capacitor C3, é baseada em um resistor



(interno) que vem da saída do comparador, formará uma tensão dente-de-serra que irá gerar o funcionamento normal do Flip-Flop RS. Com o aumento da tensão de saída, haverá elevação do potencial no pino 5 e obviamente a queda de tensão na saída do comparador. Esta queda de tensão fará com que a dente-de-serra demore mais a subir, fazendo com que o acionamento do pino "set" seja retido por um tempo, diminuindo o tempo de saturação do transistor Q1 e



DIP-8

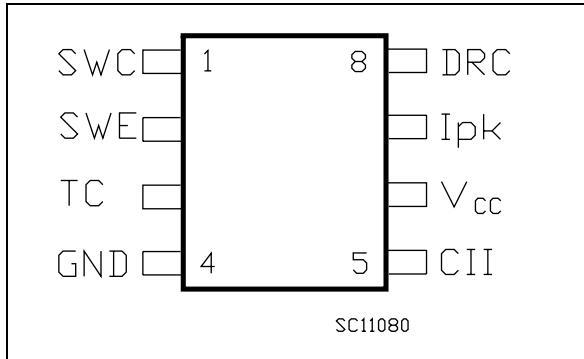


SO-8

consequentemente diminuindo ou controlando a tensão de saída da fonte.

figura 66

CONNECTION DIAGRAM (top view)



PIN CONNECTIONS

Pin No	Symbol	Name and Function
1	SWC	Switch Collector
2	SWE	Switch Emitter
3	TC	Timing Capacitor
4	GND	Ground
5	CII	Comparator Inverting Input
6	Vcc	Voltage Supply
7	Ipk	Ipk Sense
8	DRC	Voltage Driver Collector

A figura 66, nos dá detalhes (em inglês) de como os pinos são identificados. É importante ressaltar a necessidade de dominar – mesmo que parcialmente – o idioma inglês, pois as pesquisas feitas via internet, de materiais de eletrônica (ou outras áreas), virão escritas em inglês, mesmo provenientes de países que não utilizam normalmente esta língua. A pesquisa, para obter maiores detalhes deste integrado, poderá ser feita no site www.st.com.

Configurações Gerais de utilização do integrado MC34063

Este integrado pode ser utilizado para trabalhar em Step-Up converter (conversor de tensão acima da entrada), Step-Down converter (conversor de tensão abaixo da entrada) e também em Voltage Inverting Converter (conversor para tensão inversa à da entrada - tensão negativa). Veremos a seguir uma série de ligações externas utilizando este circuito integrado.

Step-Up converter

A figura 67, mostra-nos um projeto muito simples de um conversor de tensão para cima. A tensão de entrada mencionada no circuito de 12 volts, entra no pino 6 do integrado alimentando circuitos internos. Essa tensão passa pelo resistor de segurança (R_{sc}), indo até o indutor L1, chegando até o coletor do transistor chaveador interno (pino 1 do integrado). É importante verificar que o emissor do transistor chaveador é ligado à massa. Com isto, toda vez que o transistor satura, o lado direito do indutor L1 é levado um potencial negativo; quando este transistor chaveador corta, o lado direito do indutor L1 é levado a um potencial muito positivo, cuja tensão é retificada pelo diodo D1 e filtrada no capacitor C1. A tensão de saída gerada neste modo, sempre será maior que a da entrada (no caso será de 28 volts/175mA).

Observando ainda a figura, vemos o divisor resistivo formado por R_2 e R_1 , que dividindo a tensão de saída de 28V pela proporção de (22x) teremos a tensão de 1,25V, que é a mesma da tensão de referência interna do comparador. Isso significa dizer que, quando a tensão de saída da fonte chegar a 28 volts, haverá a estabilização da mesma.

O resistor de segurança (R_{sc}) terá como função limitar a

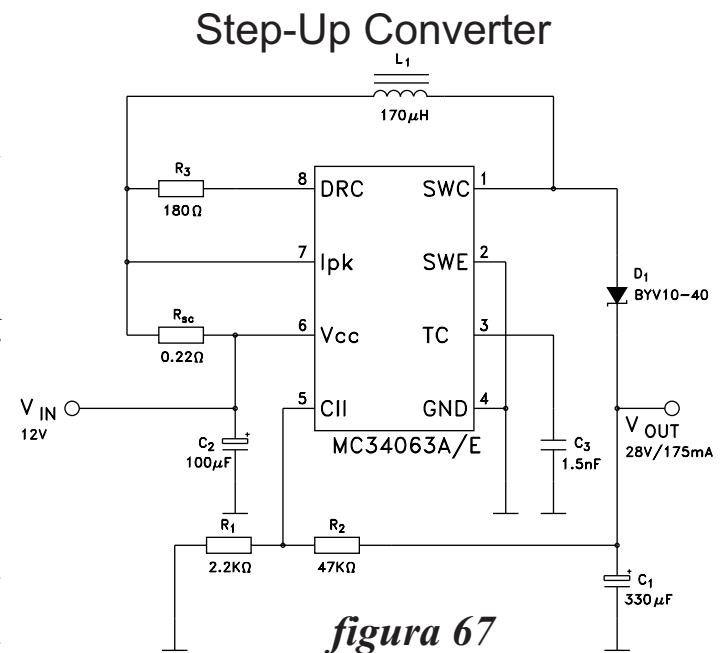


figura 67

corrente máxima (pico) em 3 amperes. Esta corrente não é de consumo normal, mas sim pico máximo para a saturação do chaveador.

Step-down converter

A figura 68, mostra-nos também um projeto muito simples de conversor redutor de tensão. Vemos que na entrada há uma tensão de 25 volts, tensão esta que passa pelo resistor de segurança (R_{sc}) indo até o coletor do transistor chaveador interno (pino 1 do integrado). O emissor do transistor chaveador, ligado ao pino 2 do integrado, estará ligado ao indutor e finalmente à tensão de saída. Quando transistor chaveador saturar, levará o pino do indutor à tensão de entrada de 25 volts, fazendo uma carga positiva sobre C_1 . Quando o transistor cortar, a energia armazenada no indutor, fará surgir um potencial negativo no pino 2 do integrado levando D_1 à condução; isto fará com que o lado de baixo do indutor fique positivo, tensão aproveitada para manter a carga do capacitor C_1 .

Considerando que a tensão de saída é de 5 volts, e temos o divisor resistivo formado por R_2 e R_1 , sendo R_2 três vezes maior do que o valor de R_1 , dividiremos a tensão de saída por 4, onde encontramos 1,25 volts que entra pelo pino 5 do integrado. Isto significa dizer, de acordo com os valores dos resistores, que ao chegar a 5 volts na saída, esta ficará estabilizada.

Voltage Inverting Converter

A figura 69, mostra-nos um conversor de inversão de tensão, ou seja entramos com a tensão positiva que no caso é de 4,5 a 6 volts e temos na saída uma tensão negativa de -12 volts.

A tensão de alimentação positiva será levada até o pino 1 do integrado, ou seja, o coletor do transistor chaveador, sendo o pino 2 (emissor do transistor) ligado ao indutor L_1 que por sua vez é conectado à massa. Com a saturação do transistor chaveador, o lado esquerdo do indutor é levado ao potencial positivo; quando transistor corta o lado esquerdo do indutor cai para uma tensão muito abaixo da referência massa, carregando capacitor C_1 com uma determinada tensão negativa (via D_1). Para que o circuito possa funcionar adequadamente, o pino 4 integrado (GND ou ground) deve ser conectado ao potencial negativo, gerado pelo próprio conversor. Assim teremos o resistor R_2 e R_1 ligados a uma diferença de potencial de 12 volts (quando o conversor estiver em funcionamento); como valor do R_2 é 8,6 vezes maior que R_1 , teremos a tensão de 12 volts dividida por 9,6 vezes que resultará em 1,25 volts acima da tensão de -12 volts.

Aplicações para maiores correntes

Apesar do integrado MC34063, ser muito versátil e possuir um chaveador interno, seu poder de corrente é limitado, podendo ser utilizado nas mais diversas funções não ultrapassando a potência de 3W. Assim, nos circuitos seguintes, mostraremos como aumentar o poder de corrente para a carga.

Step-Down Converter

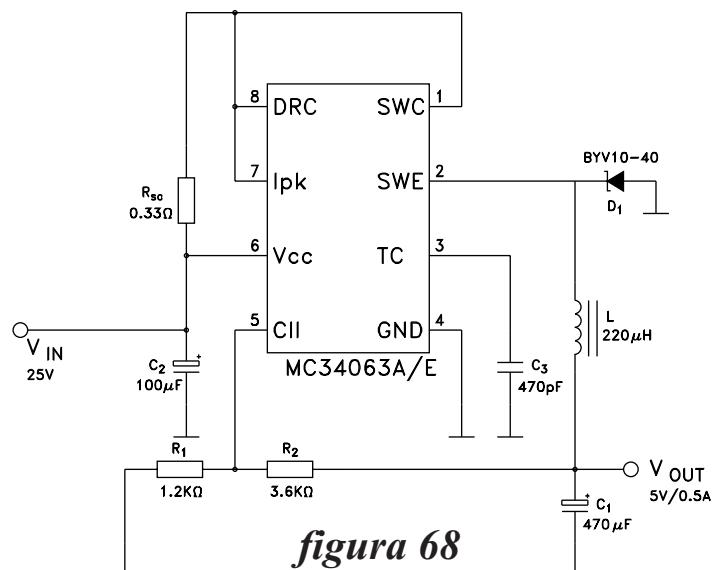


figura 68

Voltage Inverting Converter

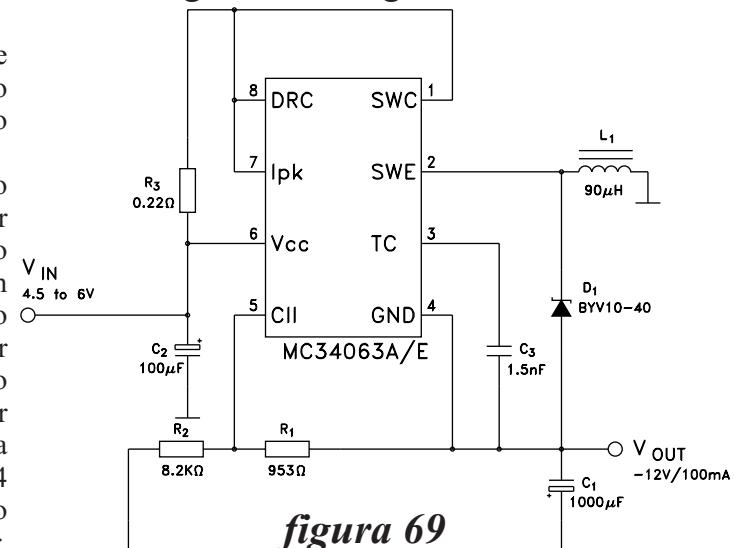


figura 69

Elevador de tensão com transistor NPN externo

o circuito da figura 70, funciona exatamente como mostramos no circuito Step-Up converter, sendo que agora, utilizaremos um transistor externo, permitindo alcançar correntes de saída maiores (entre 1 e 2 amperes médios). O funcionamento baseia-se em levar o lado direito do indutor à massa, gerando um campo eletromagnético, que no corte do transistor, gerará elevação de tensão acima da tensão de entrada. Essa tensão será retificada e filtrada, sendo uma amostra dela levada ao divisor de tensão, que está ligado ao pino 5 do integrado. A tensão de saída dependerá dos valores desses resistores.

Redutor de tensão utilizando um transistor PNP externo

O circuito mostrado na figura 71, é um conversor Step-Down, ou redutor de tensão, que trabalha na mesma forma indicada anteriormente, sendo a diferença, o transistor externo que poderá fornecer uma corrente média de 1 a 2 amperes. O divisor de tensão ligado ao pino 5 do integrado, determinará a tensão de saída.

Circuito complementares

A figura 72, mostra um conversor de inversão de tensão, ou seja, gerará uma tensão de saída negativa. Funciona exatamente como já havia sido comentado anteriormente, destacando-se aqui que o transistor PNP externo poderá gerar uma corrente de saída entre 1 e 2 amperes.

Na figura 73, vemos o integrado excitando um transformador chopper, com saída utilizando center-tap. Após a tensão retificada e filtrada, teremos +12 volts estabilizados. Uma amostra da tensão de saída deverá ser realimentada para que haja controle do tempo de corte e saturação do transistor e assim, manter

Step-up With External NPN Switch

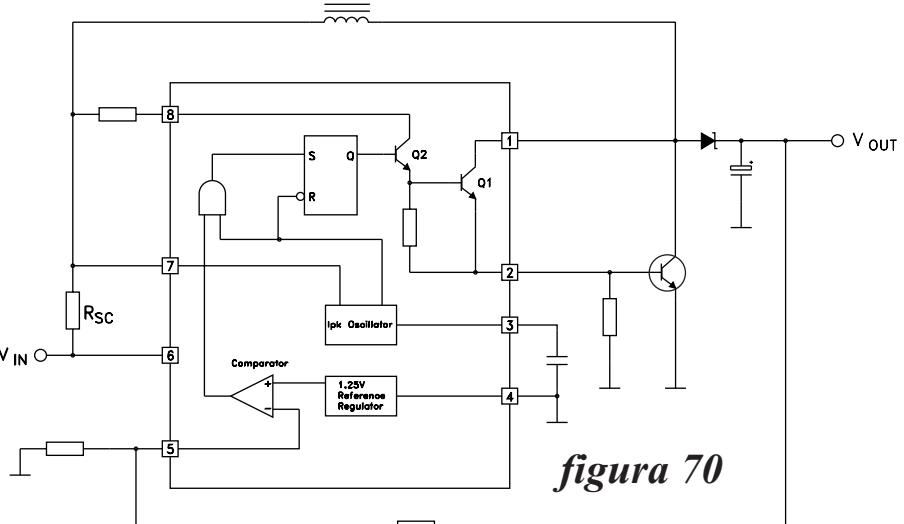


figura 70

Step-down With External PNP Switch

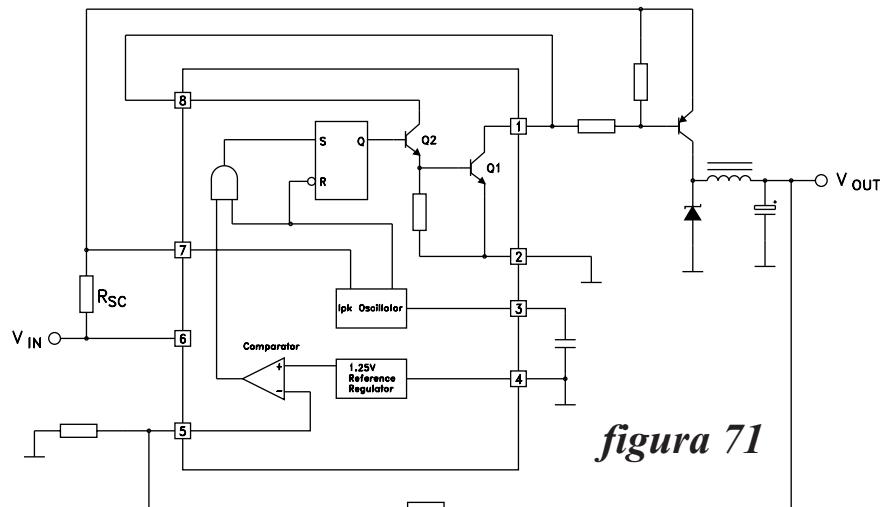


figura 71

Voltage Inverting With External PNP Saturated Switch

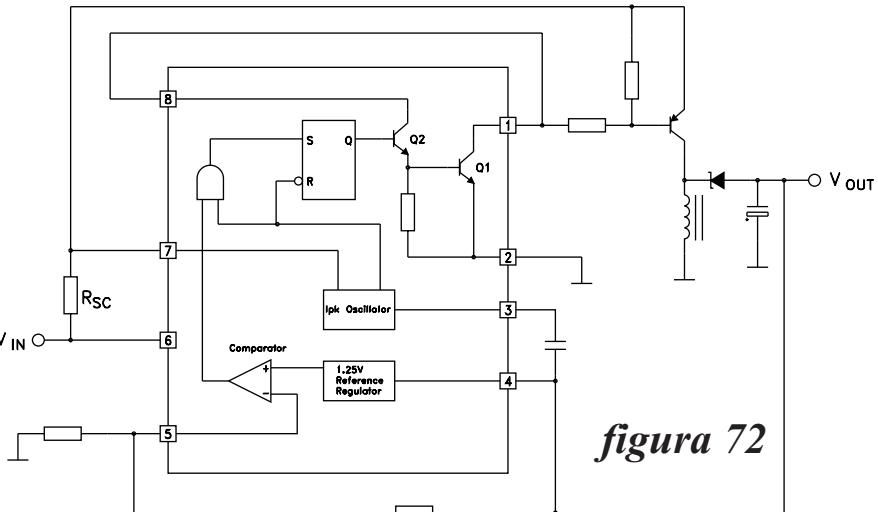


figura 72

a tensão de saída estabilizada.

A tensão de saída de -12 volts não será estabilizada, pois temos o transistor chaveador “puxando” a corrente em um sentido, sendo que no sentido oposto, dependerá de componentes complementares. Assim, a tensão de saída poderá variar consideravelmente de acordo com consumo (detalhes sobre conversores geradores de fonte simétrica, foram comentados anteriormente).

Na figura 74, vemos uma configuração de fonte fly-back, ou seja, irá gerar tensões no secundário do transformador, no momento de corte do transistor FET.

Podemos ver que a tensão de entrada, será a da rede, retificada e filtrada (150Vdc ou 300Vdc), sendo que para a alimentação do integrado, deverá haver um resistor limitador de corrente e um diodo zener que estabilizará a tensão. Esta tensão de polarização, será utilizada tanto para polarização do circuito oscilador, desarme e Flip-Flop, quanto para o driver e chaveador de saída.

Uma amostra da tensão de saída deverá ser realimentada para o pino 5 do integrado, que manterá estabilizadas as tensões no secundário do transformador chopper.

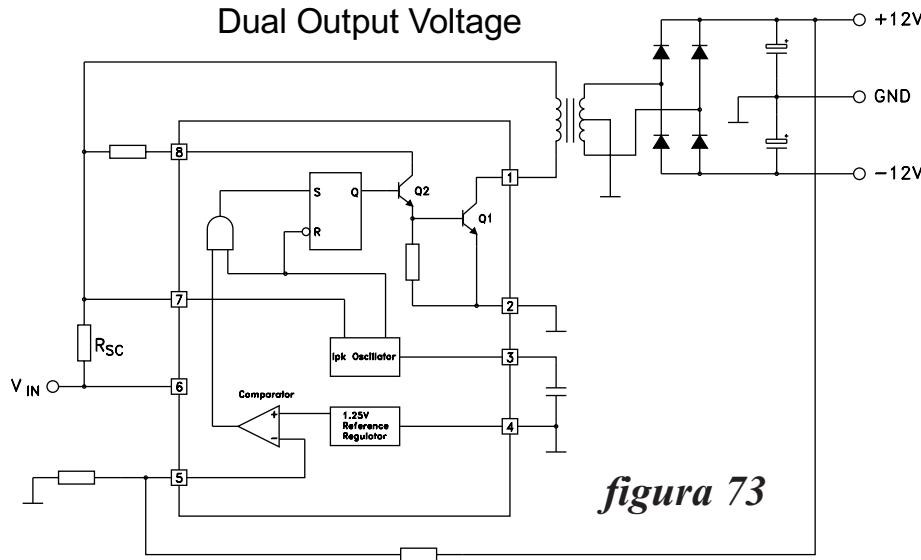


figura 73

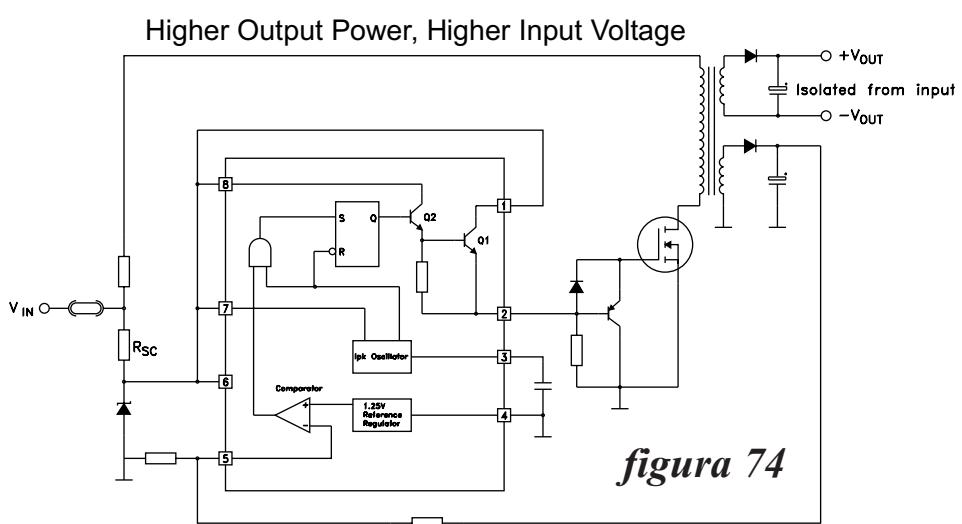


figura 74

Conversor 12 volts para +70 e -70 volts

Um grande problema enfrentado pelos projetistas de "CAR AUDIO" ou aparelhos de som para automóveis é quanto ao amplificador de potência, que para ser considerado "bom" deve ter potências acima de 300Wrms.

Apesar disto, teoricamente não conseguimos passar de 40 Wrms por canal. Isto se deve a tensão de alimentação ser muito baixa, fixada em 12 volts (tensão da bateria).

Considerando que temos uma alimentação de 12 volts e um alto-falante de 4 ohms, podemos afirmar que a corrente máxima circulante é de somente três amperes, o que limita em muita potência sonora final.

Podemos dizer que o amplificador em ponte, produz a melhor performance quanto ao quisito potência (incluindo resposta de baixas freqüências), mas é neste tipo de saída que conseguimos a potência máxima mencionada acima. Caso o amplificador suporte, poderemos utilizar cargas menores de 4 ohms, onde teremos potências que podem chegar próximas a 60 ou 80 Wrms.

A forma de aumentar a potência sonora, mantendo qualidade de som, é criar um circuito conversor, que possa gerar a partir dos 12 volts da bateria, tensões acima de 50 volts e simétricas (>+50 volts e -50 volts). Veremos a seguir um conversor DC-DC, muito simples, capaz de gerar as tensões mencionadas acima.

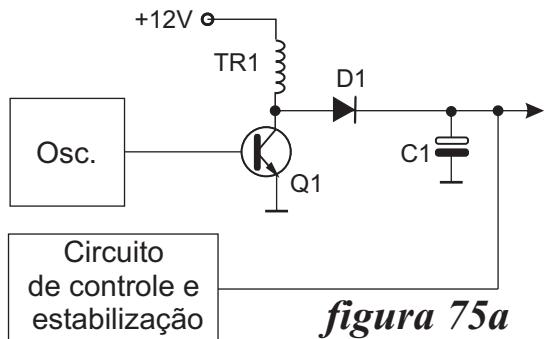


figura 75a

Step-Up converter

O circuito da figura 75a, é um conversor elevador de tensão, que a partir de 12 volts, gerará na saída uma tensão superior a 50 volts. Quando transistor Q1 satura, começa a ser formado um campo em TR1, que vai expandindo, até que o transistor Q1 corte, gerando um potencial muito positivo do lado de baixo de TR1. O diodo D1 se incumbirá de retificar e o capacitor C1, filtrar a tensão de saída.

Para que a tensão de saída deste conversor não se eleve demasiadamente, haverá um circuito de controle e a estabilização, que controlará o tempo de corte saturação do transistor Q1.

Para que possamos entender melhor o circuito, vamos analisar a figura 75b; considerando na saída da fonte uma tensão de + 70 volts, caberá calcular o divisor resistivo formado por R1, P1 e R2; o cálculo deverá ser tal, que gere uma tensão aproximada de 6 volts na saída do cursor de P1, tensão esta que irá atuar na entrada "inversora" do amplificador operacional IC1. Considerando agora que temos uma dente-de-serra proveniente do circuito oscilador, haverá a formação de uma onda quadrada na saída do operacional IC1. A onda quadrada irá fazer o transistor Q1 saturar e cortar, e com isto gerar a tensão de saída de + 70 volts. Caso a tensão de alimentação tenda a subir,

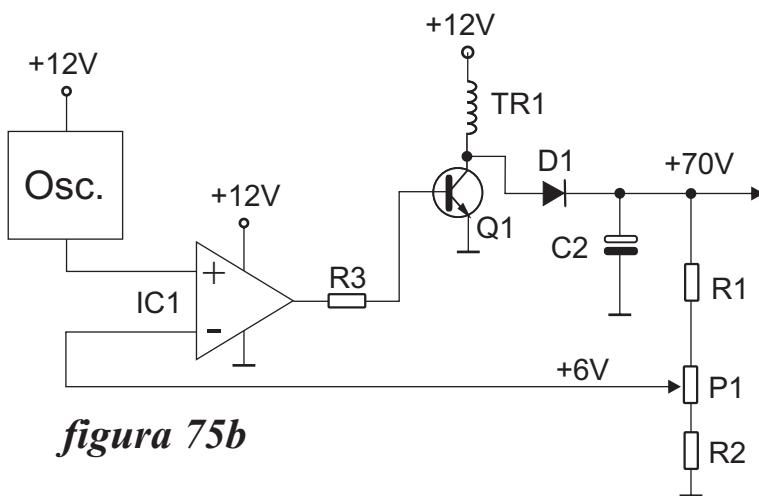


figura 75b

também subirá a tensão de 6 volts, fazendo com que essa tensão comparada dente-de-serra, gere na saída uma onda quadrada, cuja largura de pulso positivo acaba sendo menor; assim o transistor Q1 ficará menos tempo saturado, gerando uma menor tensão na saída da fonte, mantendo-a estabilizada.

Voltage Inverting Converter

Na figura 76a, temos um inversor de tensão, baseado no transistor Q2, transformador TR2, diodo D2 e capacitor C2. O objetivo será levar o lado de cima do transformador TR2 até a alimentação positiva de 12 volts fazendo circular corrente por ele e gerando um campo eletromagnético. No corte do transistor Q2, a energia acumulada no indutor TR2 (potencial bem negativo - abaixo da massa) será retificada por D2, indo carregar o capacitor C2 com tensão aproximada de -70 volts. Uma referência da tensão de saída será levada ao circuito de controle e estabilização que atuará no oscilador, para fazer a correção e a estabilização da tensão de saída.

Na figura 76b, podemos ver como funciona o circuito de realimentação negativa que controlará a tensão de saída em -70 volts. Uma amostra da tensão de -70 volts, irá passar pelo resistor R1, P1 e R2, chegando à fonte de 12 volts. Assim,

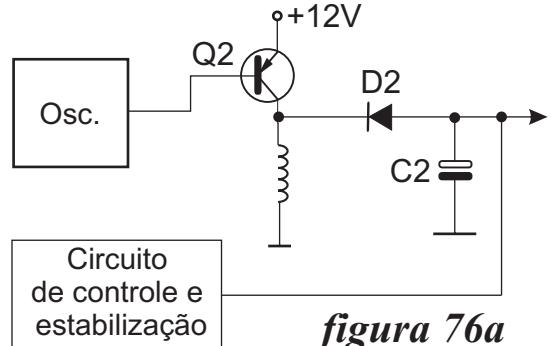


figura 76a

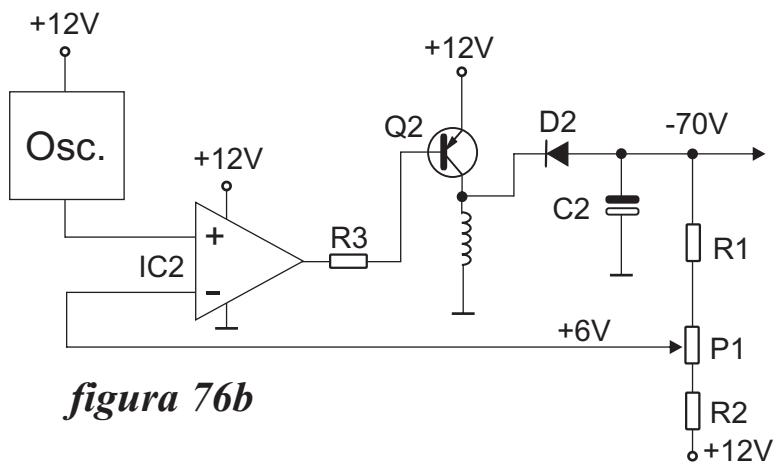


figura 76b

teremos no cursor de P1 tensão de 6 volts (a tensão do divisor resistivo é calculada a partir da tensão de +12V indo até a tensão de -70V), que acabará entrando na entrada "inversora" do amplificador operacional (IC2). Essa tensão será comparada com a dente-de-serra proveniente do oscilador que gera na saída do operacional a onda quadrada de corte-saturação do transistor Q2. Caso a fonte de -70 volts aumente (torne-se mais negativa), haverá uma diminuição na tensão de 6 volts de referência do potenciômetro P1, causando na comparação com a dente-de-serra uma maior largura do pulso positivo; essa maior largura, manterá Q2 mais tempo cortado do que saturado, fazendo com que a tensão de -70 volts caia.

Circuito completo do conversor de +70 volts e -70 volts

Como dissemos anteriormente, a figura 77, mostra-nos o que seria um conversor DC-DC que irá transformar a tensão de entrada de 12 V (da bateria) para +70 volts e -70 volts. Para isso, utilizaremos os circuitos mencionados, tanto na figura 75b como na figura 76b.

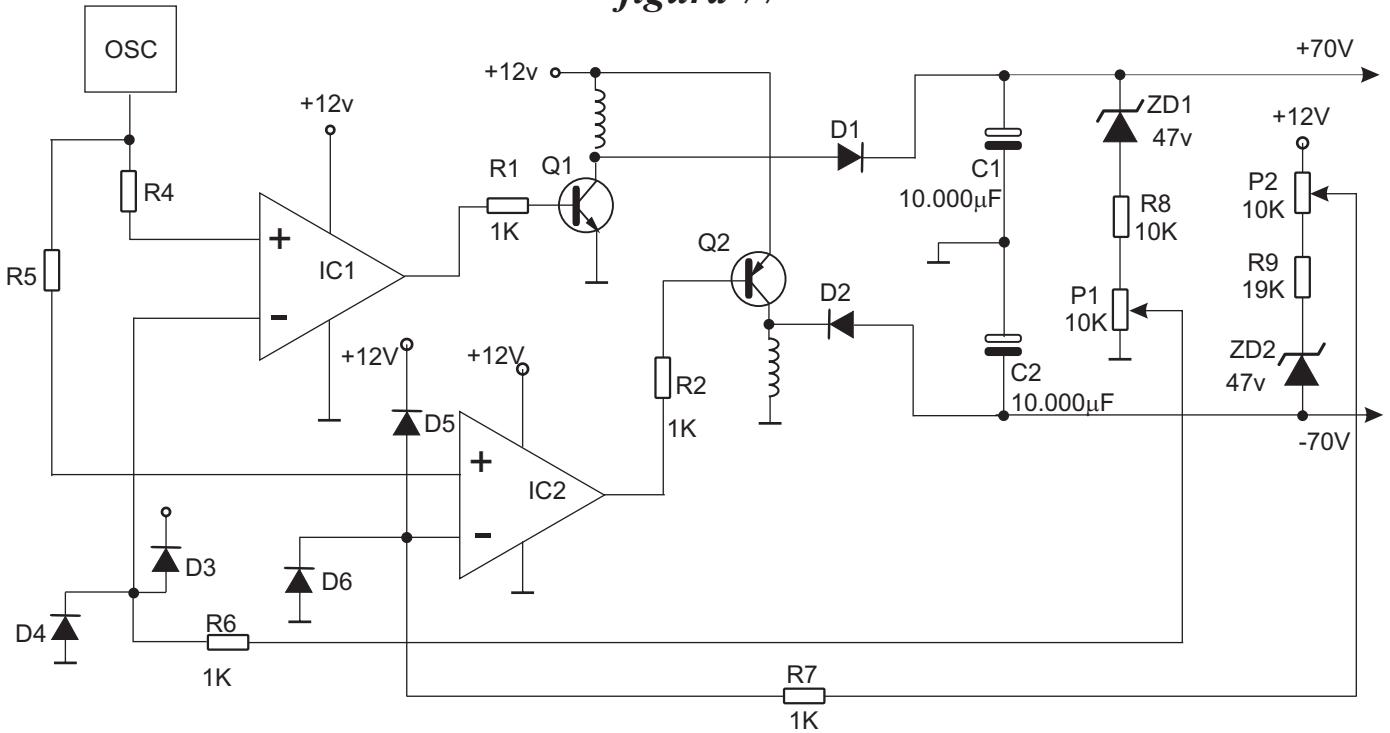
É importante notar que o diodo ZD1, estará polarizado, ou seja, teremos em seu anodo, 23 volts (resultado da subtração de 47 volts do zener com a tensão de alimentação +70 volts). A utilização do zener se faz necessária para melhorar a resposta de correção da estabilização da fonte, ou seja, caso haja variação de 1 volt na tensão de +70 volts teremos também a mesma variação de 1 volt no anodo do zener. Desta forma temos certeza que a tensão do cursor do potenciômetro P1 será de 6 volts.

Considerando agora a tensão negativa de -70 volts, no catodo do diodo ZD2, teremos a tensão de -23 volts; calculando assim as quedas de tensões no potenciômetro P2 e R9, teremos no cursor de P2, a tensão de 6 volts.

Poderemos utilizar o mesmo oscilador, para excitar com a dente-de-serra tanto o IC1 quanto o IC2. Os diodos D3 e D4, tem como objetivo evitar que as tensões provenientes da saída da fonte, ultrapassem as tensões de polarização da etapa de processamento de sinal. O mesmo ocorre para os diodos D5 e D6.

É importante observar que os transformadores TR1 e TR2, possuem poucas espiras, que indica que o circuito trabalha numa frequência muito alta. Outro dado prático muito importante é a bitola do fio utilizado (muito grosso) devendo suportar em alguns casos, de 10 a 30 amperes, o que geraria uma potência total em torno de 700 Wrms. Quando nos referimos a uma corrente tão alta, fica claro que os transistores Q1 e Q2 devem suportar a referida corrente, bem como os diodos D1 e D2.

figura 77



Os conversores DC-DC para controles gerais

Os conversores DC-DC podem ser utilizados para uma série de configurações muito interessantes. Analisaremos abaixo circuitos práticos, utilizados para alimentação de motores DD (Direct Drive) com realimentações negativas. Além disto, mostraremos como circuitos de desarme podem atuar nos circuitos de conversores DC-DC.

O conversor DC-DC para controle de motores

Na figura 78, podemos ver o circuito responsável pela geração da tensão de alimentação para o motor DRUM (motor de cilindro), utilizado em circuitos onde a gravação e reprodução de sinais de vídeo – bem como armazenamento de dados – é feito utilizando-se fitas magnéticas. Nestes motores, a velocidade e fase são controladas pela tensão de controle (tensão em torno de 2,5 volts). Uma pequena variação dessa tensão acaba causando um aumento considerável na velocidade do motor que, por sua vez, deve manter uma velocidade constante.

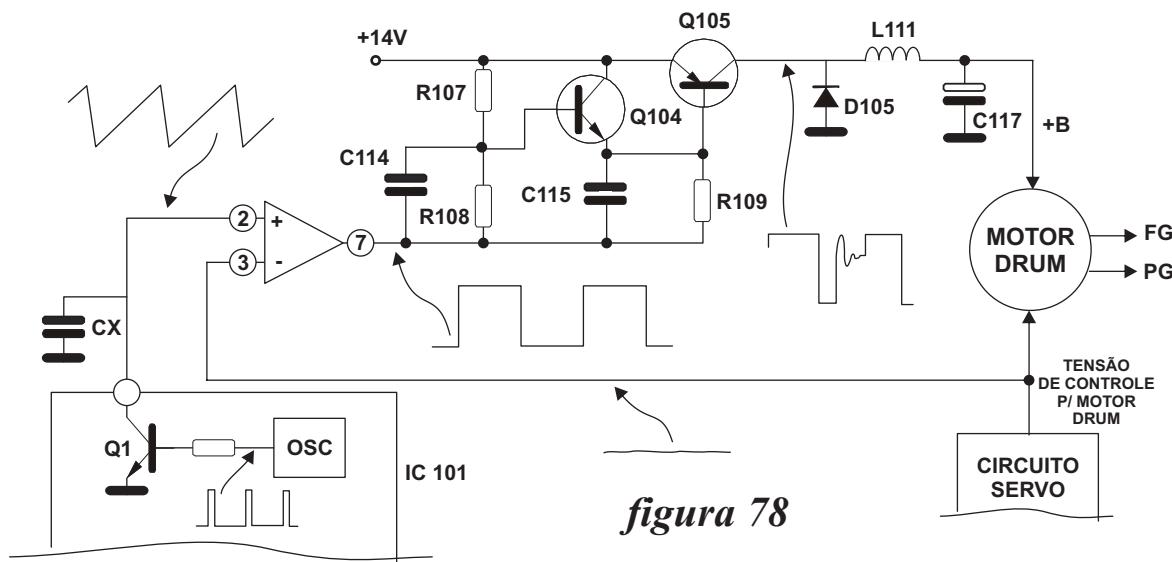


figura 78

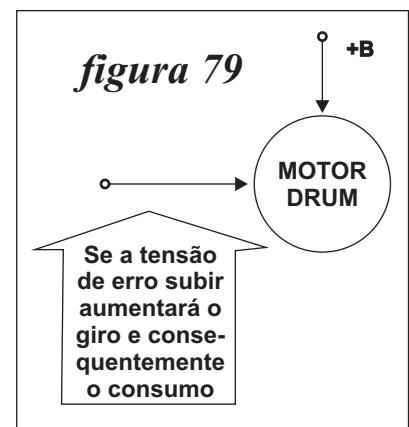
A partir da tensão de controle para o motor DRUM, faremos um circuito de realimentação negativa, que irá até um amplificador operacional, que por sua vez gerará uma onda quadrada.

Com a tensão baixa no pino 7, teremos o corte do transistor Q104; em contrapartida, teremos a saturação do transistor Q105. Quando a tensão de saída do operacional ficar positiva, haverá saturação do transistor Q104 e consequentemente a despolarização de Q105. Forma-se assim no coletor de Q105 uma onda quadrada, que será filtrada após o chopper L111.

A realimentação negativa

Na figura 79, podemos ver que o motor DRUM, necessita de uma tensão contínua (+B para poder girar) e de uma tensão de erro (tensão de controle) em torno de 2,5 volts para controlar sua velocidade final. Como a própria figura diz, se aumentarmos a tensão de erro, aumentará o giro do motor e consequentemente o consumo. Na verdade o giro do motor deverá ser quase sempre constante, mas a carga sobre ele (fita envolvendo cilindro) irá variar de pressão de acordo com o sistema mecânico e até da porosidade da própria fita.

Assim, caso seja necessário aumentar a tensão de controle para que a velocidade seja mantida, haverá certamente um consumo maior, e não poderá haver queda na tensão de alimentação do motor. Observando a figura anterior (figura 78) e passando a analisar o operacional em detalhes (figura 80), podemos dizer que em seu pino 3,



entrará a tensão de erro ou controle da velocidade do motor, e em seu pino 21 dente-de-serra, proveniente do circuito oscilador (IC101).

A figura 81a, mostra essas duas tensões atuando, sendo comparadas na mesma figura onde vemos a dente-de-serra em "traço cheio" e tensão de controle (2,5 volts) em "tracejado".

A comparação entre a dente-de-serra e a tensão de controle, acabará gerando uma onda quadrada na saída do comparador. Quando a tensão da dente-de-serra (entrada "não inversora") está com um nível mais baixo do que a tensão de controle (entrada "inversora"), ocorrerá na saída do operacional (pino 7) uma queda de tensão, permanecendo assim, até que a tensão da rampa da dente-de-serra ultrapasse a tensão de referência, modificando a saída do operacional para uma tensão positiva. Esta onda quadrada fará o controle de chaveamento do circuito conversor DC-DC.

Na figura 82, vemos a diagramação básica de como ficaria o circuito de realimentação; a tensão de controle de velocidade, proveniente do circuito de servosistema, seria levada a entrada do motor DRUM e ao mesmo tempo ao amplificador operacional. Com isto, seria feita uma comparação, resultando em uma onda quadrada de excitação do conversor DC-DC.

Controle para o motor de capstan

Um circuito muito semelhante ao controle do cilindro, também é feito para gerar alimentação para o motor de capstan. Na figura 83, temos circuito de realimentação para o controle da tensão de capstan, onde podemos ver que uma amostra da tensão de controle para o motor, passará por um divisor de tensão, entrando no pino 13 do integrado IC 101. Internamente temos um amplificador operacional, sendo que na sua entrada "inversora" acabam incidindo a tensão de referência e na entrada "não inversora", a dente-de-serra proveniente do circuito oscilador.

Na saída do operacional haverá uma onda quadrada, variando de largura de acordo com a tensão de controle para motor. O circuito conversor DC-DC será um pouco mais simples. Podemos ver o transistor chaveador Q106, que conduzirá quando a onda quadrada tiver potencial baixo. O diodo D105, o indutor L112 e o capacitor C116 complementam o conversor.

geração das tensões estabilizadas em +5 volts

Para qualquer circuito eletrônico, bastaria usar um regulador de +5 volts (LM 7805, etc) para que pudéssemos ter uma tensão estável para alimentação das diversas áreas de vídeo ou da seção da câmera. Apesar disto, um regulador de tensão

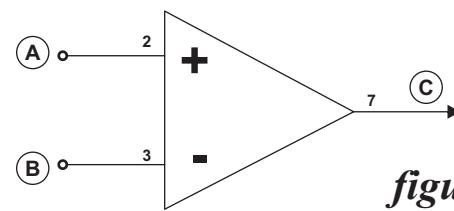


figura 80

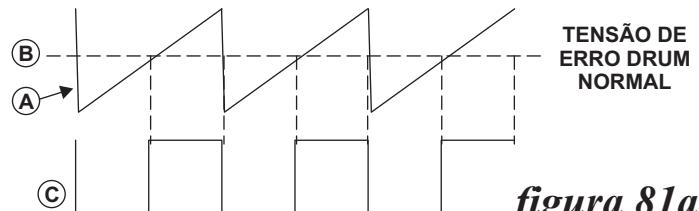


figura 81a

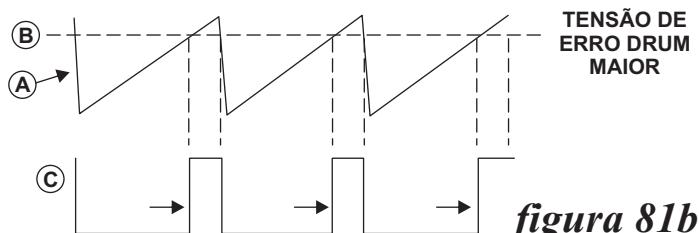


figura 81b

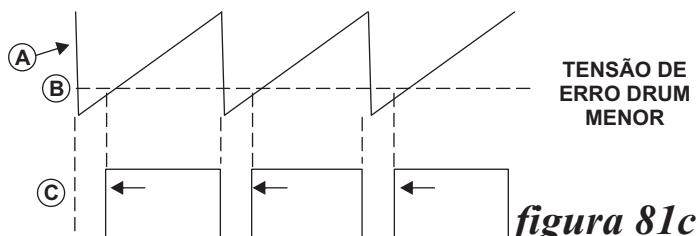


figura 81c

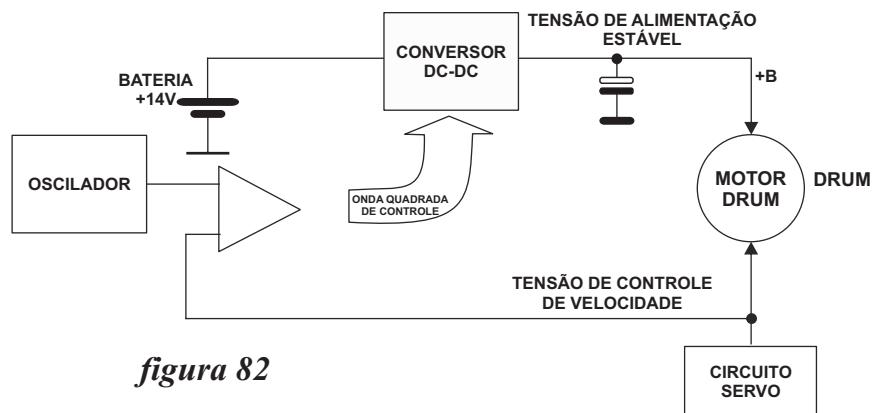


figura 82

representaria aquecimento e consequentemente perda de calor descarregando a bateria em um tempo mais curto.

Desta forma, o conversor DC-DC é também utilizado para gerar as tensões de alimentação geral em +5 volts. A figura 84, mostra-nos como isto pode ser feito, havendo inclusive um ajuste para que a tensão de saída possa ser perfeitamente calibrada para +5 volts.

Podemos dizer, que inicialmente não temos tensão na saída da fonte de + 5 volts, o que significaria uma tensão de zero volt no pino 24 do integrado IC101. Como temos uma tensão de 2,5 volts no pino 25, será tensão suficiente para que tenhamos na saída do "Op1", alguma tensão para que no "Op2" possa haver uma comparação com a dente-de-serra, proveniente do circuito oscilador. Teremos assim, na saída do "Op2" uma onda quadrada que irá para a porta "E", sendo que poderemos dizer que se a outra entrada estiver com o nível alto, haverá liberação da onda quadrada de entrada para saída, criando assim a excitação do transistor Q106, que saturará e cortará, gerando uma tensão em elevação para saída.

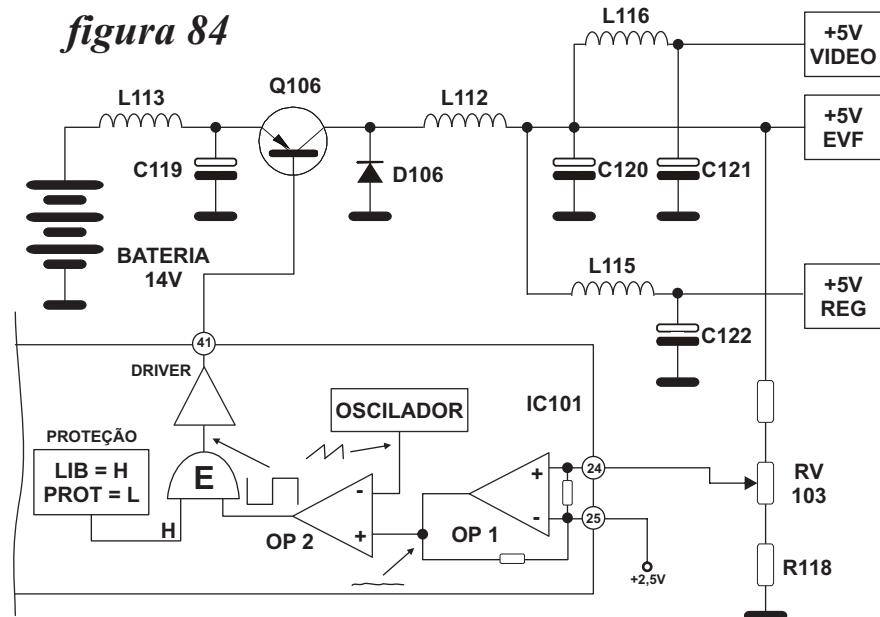
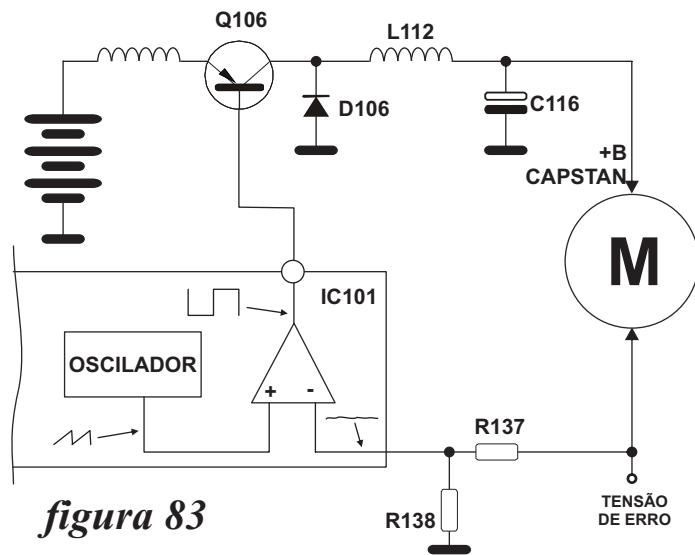
O problema é que dependendo do tempo de saturação e corte do transistor, a tensão de saída poderá ser maior do que necessário, acabando por criar problemas nos circuitos seguintes.

Para que a tensão da fonte fique estabilizada a contento, existirá uma amostra da tensão de saída presente no pino 24 do integrado IC101, cerca de 2,5 volts, que fará com que a tensão de saída do operacional suba e com isto eleve-se também a tensão de comparação na entrada do segundo operacional, fazendo com que a largura negativa da onda quadrada que sai deste operacional diminua, fazendo com que o transistor chaveador Q106 fique saturado durante um tempo menor e consequentemente diminua tensão de saída. Como na verdade, houve um início de tentativa de aumento da tensão da fonte e ocorreu imediatamente a realimentação, haverá uma estabilização da tensão de saída.

Ajuste da fonte de + 5 volts: se desejarmos ajustar a fonte de alimentação de + 5 volts, deveremos posicionar o cursor na posição desejada, medindo a tensão de saída. Caso desloque-se o cursor para baixo, haverá uma menor tensão entrando pelo pino 24 do integrado IC101 que provocará uma menor saída também do "Op1" que incidirá sobre a entrada "não inversora" do segundo operacional, fazendo com que a tensão negativa da forma de onda fique atuando durante um tempo maior, provocando o maior tempo de saturação de Q106, elevando consequentemente a tensão de saída.

A formação da tensão de + 5 volts para seção da câmera

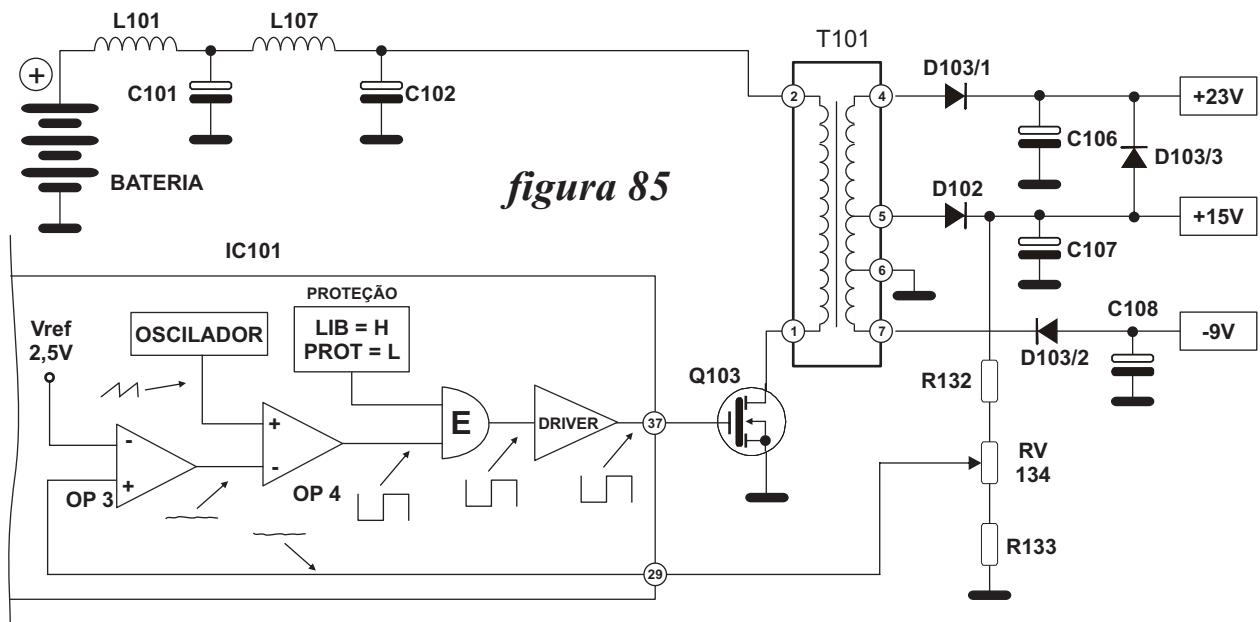
Um circuito muito semelhante ao que foi apresentado na figura 84, também é usado para gerar +5 volts estabilizados para alimentação do circuito da câmera. Esta alimentação em separado é necessária, pois a captação da imagem é feita de forma crítica, em alta impedância e com circuitos pré-amplificadores de grande sensibilidade; qualquer interferência



que incida nesta malha poderá levar ao corte da captação de imagem. O mesmo cuidado deve-se ter com respeito ao massa de referência, que se for conectado a outro massa (de outra área), poderá causar criação de ruídos e danos à formação da imagem.

A criação das tensões de +25 volts, +15 volts e -9 volts

Precisaremos ainda de tensões maiores do que +9 volts ou +5 volts para alimentação das diversas áreas da câmera, sendo que o circuito série que foi mostrado anteriormente (alimentação dos motores e geração de +5 volts) é muito versátil e mais utilizado somente para a geração de tensões baixas. Utilizaremos um circuito muito semelhante ao TSH de televisão para gerar no secundário do transformador, tensões induzidas com níveis maiores, como +23 volts, +15 volts e -9 volts (veja figura 85).



A tensão da bateria, passará por choques de filtros (indutor L101 e L107) e capacitores até chegar ao pino 2 do transformador T101. Essa tensão também estará presente no “dreno” do transistor FET Q103, que possui no seu terminal “supridouro” ou “fonte”, ligado à massa.

Com a saturação do transistor, será gerado um campo eletromagnético que se expande de maneira proporcional ao tempo de saturação de Q103. Quando este transistor cortar, será gerado uma tensão positiva em seu “dreno” (pino 1 do transformador) ocorrendo o mesmo para o secundário do transformador (pinos 4 e 5). Já para o pino 7, haverá a indução de um potencial negativo, gerando a tensão de -9 volts. Quanto mais tempo o transistor Q103 ficar saturado, maior campo teremos no transformador, e consequentemente, maior pulso positivo haverá no corte deste, induzindo então tensões proporcionais para seu secundário.

Toda a excitação do transistor Q103 é feita de forma muito semelhante ao que já foi comentada anteriormente para os outros conversores DC-DC. Uma dente-de-serra proveniente de um oscilador, será comparada com uma tensão média, gerando disto uma onda quadrada, que excitará o transistor chaveador Q103.

Para que a fonte mantenha-se estabilizada, será captada uma amostra da tensão de saída de +15 volts, passando por um divisor resistivo, entrando pelo pino 29 do integrado IC101. Internamente esta amostra vai a um operacional, onde é comparada com uma tensão fixa de 2,5 volts, resultando em uma variação de tensão de mesma fase na saída deste operacional, ou seja, se a tensão na entrada cair, também cairá a tensão de saída. Após, a tensão acaba entrando em outro operacional, sendo esta comparada agora com a dente-de-serra proveniente do circuito oscilador, gerando para a saída uma onda quadrada; quanto mais alta for a tensão da entrada “inversora” menor será a largura do nível positivo da onda quadrada, o que manterá menos tempo saturado o transistor Q103. Para que esta onda ainda possa chegar ao driver final, deverá passar pelo circuito lógico “E”, que para funcionamento deverá enviar nível lógico “H” para a porta.

Circuito de proteção e desarme

A figura 86, mostra-nos como funciona o circuito de proteção e desarme das tensões de saída.

Temos entrando no pino 23 do IC101, a tensão de + 5 volts, que passará por um zener de 5 volts, chegando a base do transistor interno Q1. Considerando que a tensão de saída de alimentação de vídeo/EVF (Electronic View Finder) está correta, haverá uma tensão de zero volt na base de Q1, que não fará conduzir. Assim, teremos em seu coletor nível alto, pelo potencial proveniente do resistor "Rx". Este nível alto, liberará as entradas das portas "E" permitindo que a onda quadrada de excitação, manifeste-se para adiante.

Caso a tensão de alimentação de + 5 volts suba para 5,6 volts ou mais, haverá imediatamente a saturação de Q1 ou de Q2 e consequentemente, a queda da tensão das entradas das portas "E", inibindo a passagem da onda quadrada de excitação para os chaveadores. Assim, todas as saídas de chaveamento são cortadas.

As tensões de + 25 volts e de -9 volts também são monitoradas, ficando ligadas aos resistores R104 e R105, de forma que o transistor Q108 fique cortado, mas quase em ponto de condução. Caso haja um aumento de tensão de + 25 volts ou ainda o aumento da tensão de -9 volts (tensão mais negativa), haverá a condução do transistor Q108 e consequente elevação da tensão do pino 28 do integrado, levando Q3 a saturação, inibindo acionamento dos driver's dos chaveadores. Como vimos, apesar de ser um equipamento de reduzidas dimensões, a câmera de vídeo emprega tecnologia eletrônica das mais avançadas.

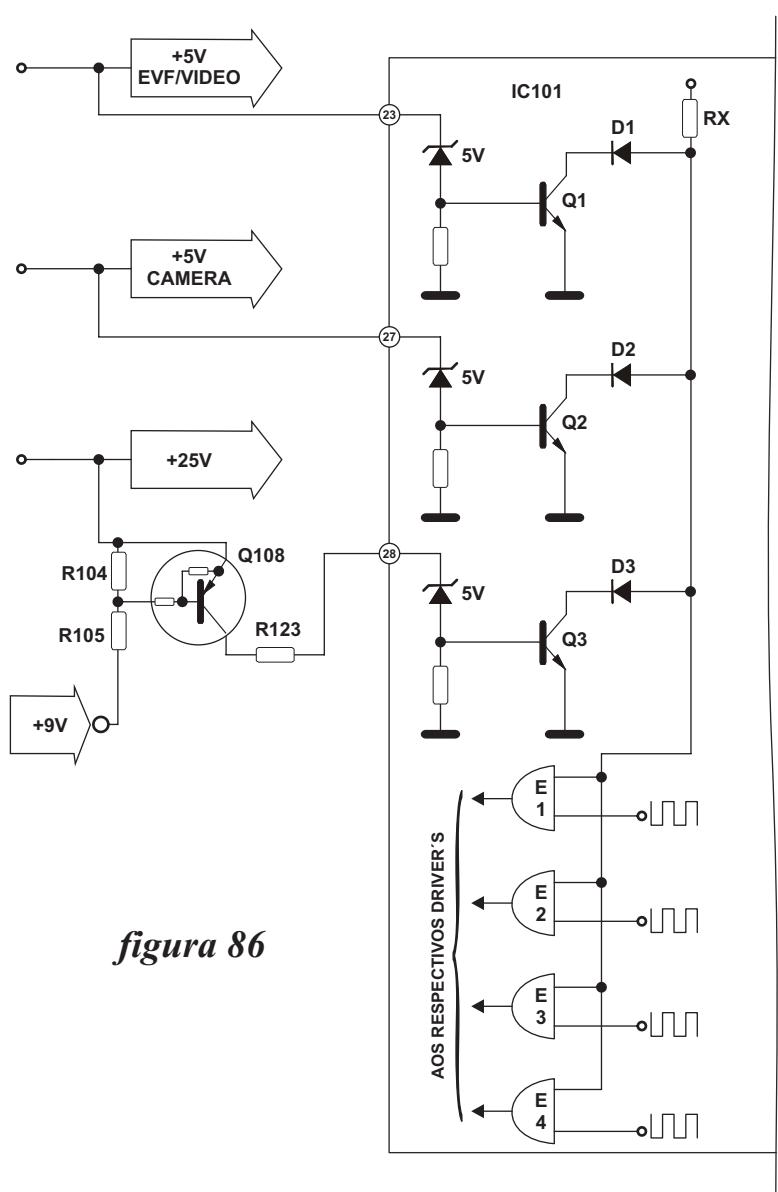


figura 86

Fonte chaveada Semp-Toshiba TS 211/213

Este televisor utilizado na década de 90, possui duas fontes chaveadas isoladas, sendo uma de maior tensão e potência e outra apenas para alimentação do microprocessador e circuitos que deverão ser energizados em stand-by.

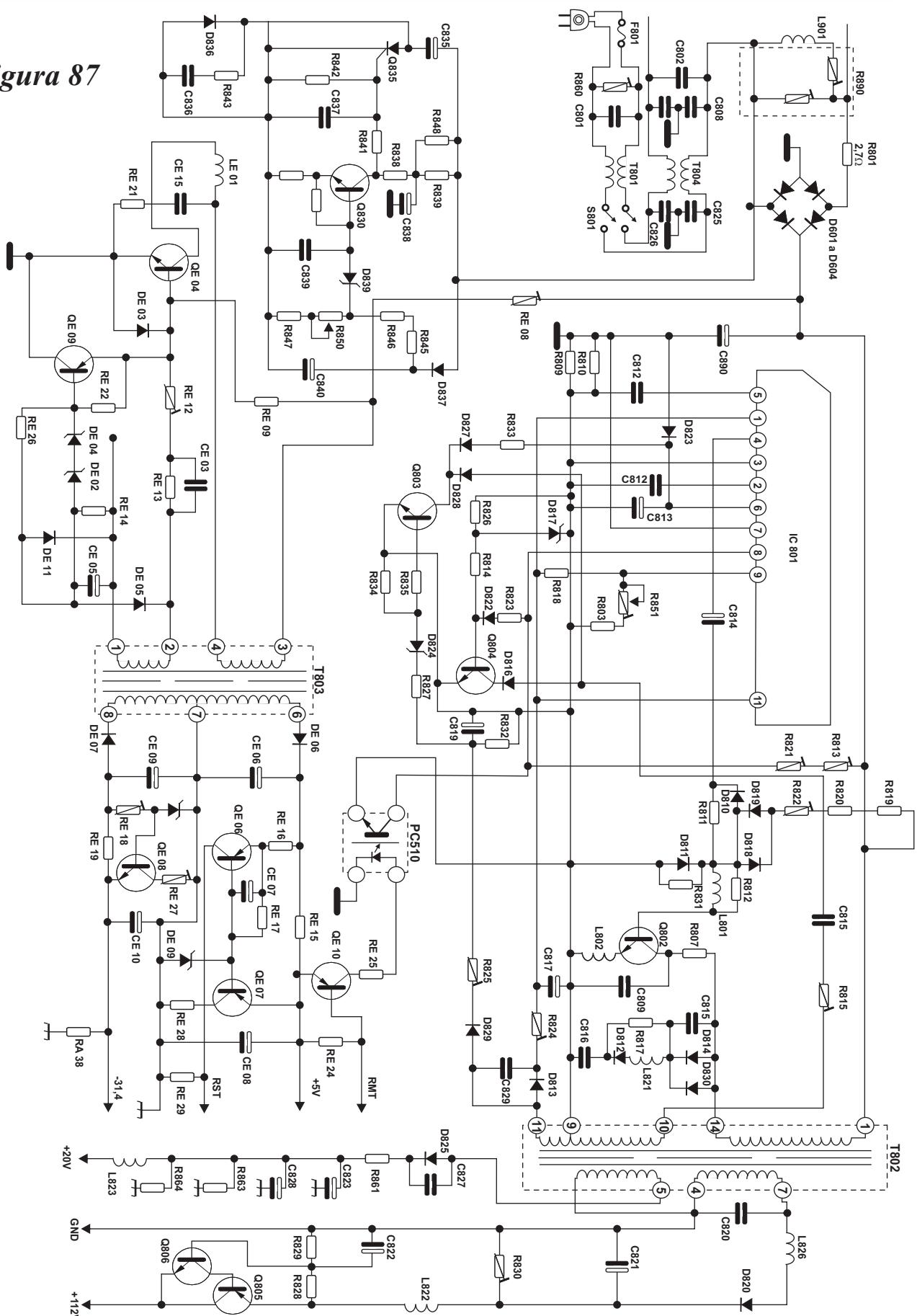
Diagrama completo

A figura 87, mostra-nos a diagramação completa da fonte de alimentação, onde podemos destacar o integrado IC 801 que faz o controle de oscilação da fonte principal, que gerará a tensão para o TSH. Temos nessa fonte o transistor chaveador Q802 e mais dois transistores que compõe a área de proteção e desarme. O transformador T802, possui maior tamanho do que T803, pois deverá gerar uma potência final em torno de 50W, enquanto que T803, apenas 5W.

O transistor QE04 será o transistor chaveador da fonte de baixa potência, enquanto que QE09 fará o controle das tensões de saída (+ 5 volts; -31,4 volts).

Temos no canto esquerdo baixo da figura, o transistor Q830 e SCR Q835, que farão o trabalho de dobrador de tensão. Ainda teremos para tensão de saída de + 115 volts uma estabilização e filtragem baseada em dois transistores (Q805 e

figura 87

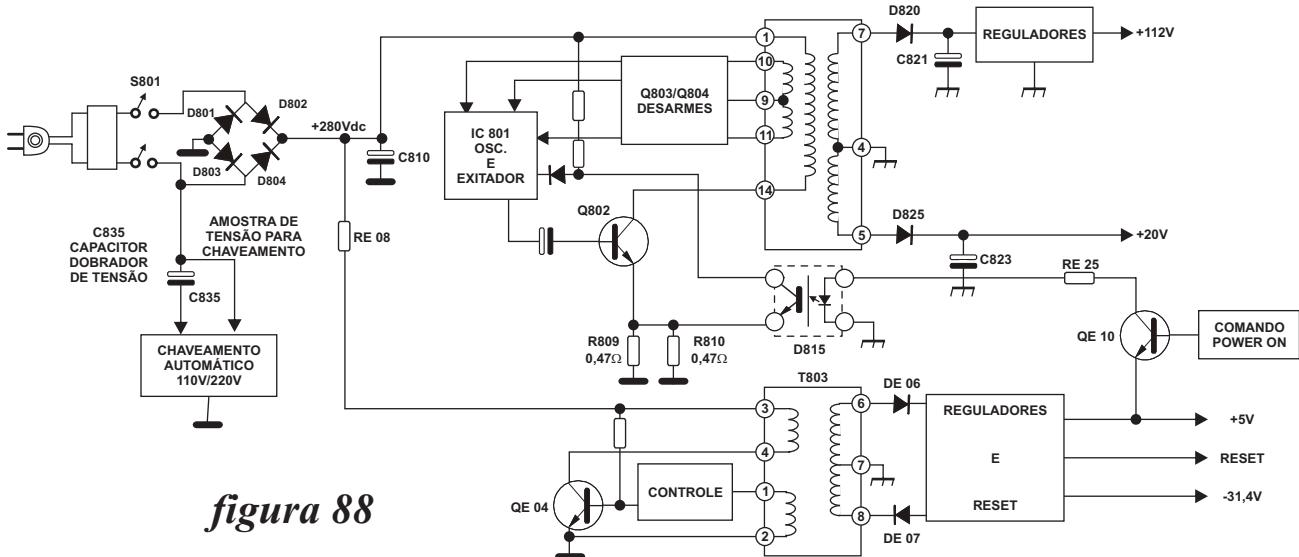


Q806), gerando para saída uma tensão de + 112 volts sem nenhum ripple. Uma tensão de + 20 volts deverá alimentar uma série de áreas como FI, luminância, crominância, sincronismos, etc.

Diagramação geral de blocos

Na figura 88, vemos um resumo da figura 87, na forma de blocos. Nesta figura, podemos destacar os seguintes aspectos:

a) dobrador de tensão: o capacitor C835 terá seu pólo positivo ligado diretamente à rede elétrica, e seu pólo negativo ligado por um circuito de comutação à massa ou referência (caso a rede elétrica seja de 110 Vac). Para que isso seja possível uma amostra da tensão da rede acaba também entrando no bloco de chaveamento automático.



b) fonte principal: formada pelo transformador T802 e transistor Q802; é chamada de principal porque gera maior potência e alimenta o TSH com +112V, e outros circuitos com a tensão de + 20 volts. Trabalha a partir do integrado IC801, que gera uma onda quadrada de excitação para o transistor chaveador, sendo esta controlada por amostra de tensões proveniente do transformador T802. Possui dois desarmes, sendo um interno no integrado e outro externo. Com aparelho ligado a a rede elétrica e chave power acionada, poderemos desarma-la a partir do acoplador óptico, que matará a oscilação do circuito integrado IC801.

c) fonte baixa: apesar de parecer uma fonte de pouca importância (devido à pouca dimensão do transformador) é responsável pela polarização do microprocessador e receptor de controle remoto, permitindo que a fonte principal seja ligada ou desligada. É uma fonte chaveada simples, trabalhando por realimentação negativa, através da indução do próprio transformador T803.

O chaveamento automático 110/220 Vac

Na figura 89, podemos ver a diagramação completa do chaveamento automático de tensão ou simplesmente dobrador automático. O plug de força poderá ser conectado diretamente a qualquer rede elétrica (entre 90 a 230 Vac), que gerará uma tensão retificada e filtrada em torno de 300 Vdc (na figura com aproximadamente 280 Vdc). Para que isso seja possível, o capacitor C835 é colocado com seu ponto positivo ligado diretamente à rede e seu pólo negativo ligado ao SCR Q835, com seu catodo ligado à massa (referência).

Considerando que este SCR esteja conduzindo, teremos a situação 1 (tabela à esquerda figura) com potencial positivo do lado de baixo da conexão à rede, e negativo do lado de cima. Assim, o lado positivo do capacitor C835 receberá este potencial, sendo o lado negativo complementado pela condução de D801.

Quando a rede elétrica inverter sua polaridade, haverá condução de D802, levando o potencial positivo ao capacitor C810, sendo aplicado potencial negativo da rede, feito no lado positivo de C835. Como esse capacitor já está carregado

com +150 volts, aparecerá sobre ele mais 150 volts que será colocado sobre C810, gerando um total de 300 volts em relação à massa.

Para que haja ou não a excitação do SCR, deveremos retificar e filtrar uma tensão DC sobre o capacitor C840.

Na rede de 110 Vac a tensão retificada e filtrada será de 130 a 160 Vdc, que atuando sobre o divisor resistivo não conseguirá fazer conduzir o zener D839, e manterá a tensão de base de Q830 em zero volt. Esse transistor ficará cortado, permitindo assim que circule uma corrente via R839 e R848, R838 e R841 atingindo o gate do SCR, fazendo-o conduzir. Deste modo ocorre a carga do capacitor C835, quando a rede se encontra como mostrada na situação "1".

Caso a tensão da rede seja superior a 140 Vac (que geraria sobre o capacitor C840 uma tensão maior que 180 Vdc), haverá a polarização do diodo zener D839 polarizando o transistor Q830 e com isto aterrando a polarização que antes atingia o gate do SCR Q835.

Assim, o capacitor C835 não mais carregará, permitindo que a ponte de diodos funcione com retificação em onda completa, agindo sobre o capacitor C810.

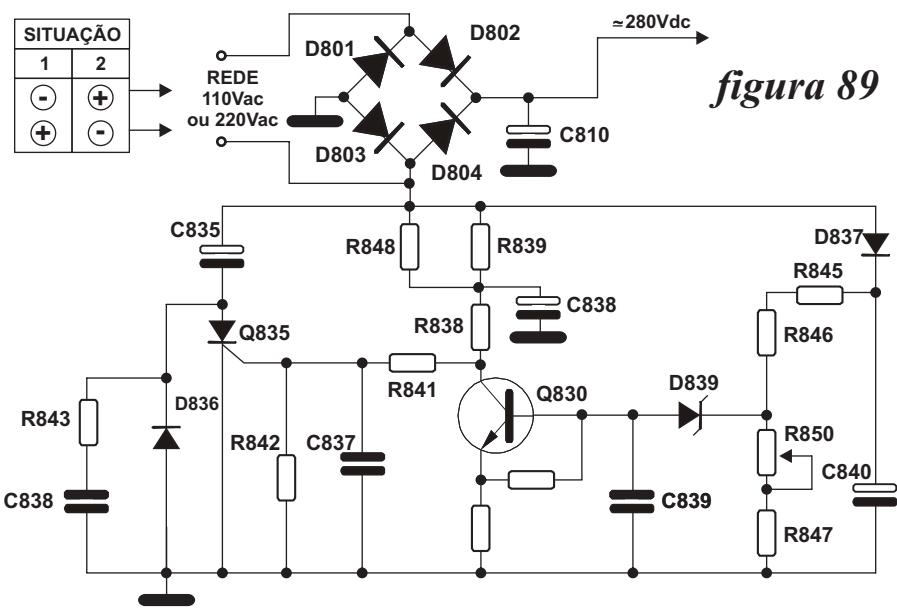


figura 89

Fonte chaveada alta

Alguns aspectos gerais da fonte chaveada de tensão alta (alimentação para o TSH), já foram discutidos anteriormente. A partir daqui, daremos detalhes de funcionamento de cada uma de suas áreas.

a) círcuito oscilador inicial: a figura 90, mostra-nos o aspecto de excitação inicial da fonte chaveada principal. Os resistores R819 e R820, farão o papel de polarização inicial, circulando ainda esta pequena corrente via R822 e diodo D819, até chegar à base do transistor Q802. Essa pequena polarização, produzirá a condução do transistor entre coletor-emissor, fazendo circular uma corrente entre o pino 1 e 14 do transformador T802. Imediatamente induz-se uma tensão positiva no pino 10 deste transformador, que irá carregar o capacitor C815, gerando a partir desta carga, uma circulação de corrente por R822 e D819, completando o caminho via base-emissor de Q802. Assim, produz-se a saturação de Q802, que mantém o potencial positivo no pino 10.

Quando a carga sobre C815 se completa, existirá a diminuição da polarização em Q802, diminuindo a corrente circulante e contraindo o campo do transformador T802, que inverte a tensão induzida em todos pinos, tornando agora o pino 10 negativo em relação a referência. Assim, o capacitor C815 começa a ser descarregado, produzindo uma tensão mais baixa na base do transistor Q802, cortando-o completamente.

Depois que o capacitor C815 descarrega-se, inicia-se sua carga com polaridade inversa a anterior via D811, D818 e R822. Quando o potencial negativo no pino 10 desaparecer, haverá sobre C815 e uma tensão armazenada, sendo positiva do lado esquerdo, permitindo assim que haja nova polarização do transistor Q802.

b) corte do oscilador inicial: na figura 91, podemos ver que além da excitação do transistor chaveador ser feita pelo potencial do pino 10, carregando e descarregando o capacitor C815, haverá também a carga do capacitor C817, que ao atingir cerca de 7 volts, fará o transistor Q804 começar a conduzir e com isto, passa a desviar parte da polarização do capacitor C815 para referência à massa.

Com a elevação da tensão sobre C817, o transistor Q804 acaba saturando e desviando toda a corrente de excitação proveniente de C815 para massa, o que cortaria a oscilação da fonte. Mas, observa-se que ao surgir uma tensão no pino 1 do integrado IC801, haverá o funcionamento do oscilador interno, que fará tensão aumentar e diminuir no pino 4 deste, passando este integrado a substituir o circuito auto-oscilante, excitando o transistor chaveador Q802.

c) circuito oscilante completo (com integrado IC801): na figura 92, já podemos ver como a fonte alta se mantém funcionando. Considerando que a fonte inicialmente passou a funcionar baseada nos pulsos positivos proveniente do pino 10 e que a tensão gerada sobre C817 acabou retirando esta excitação, fica claro que a fonte passa agora a trabalhar como um oscilador interno do integrado IC801. Com a tensão presente no pino 6 do integrado IC801, haverá o funcionamento do multivibrador interno, que gerará uma onda quadrada, baseada no circuito de realimentação externa (reset = RS). Com a queda da tensão de saída do Flip-Flop, haverá a saturação do transistor Q1 que elevará o potencial do pino 2 do integrado, carregando rapidamente o capacitor C812. Com a tensão do pino 2 subindo, haverá um instante que será dado o reset, ou seja, a saída irá novamente para nível alto, cortando o transistor Q1, e descarregando mais lentamente o capacitor C812 via R1.

Forma-se assim uma onda dente-de-serra que acaba entrando no comparador de tensão (entrada não inversora). Nesse comparador também entrará uma amostra da tensão proveniente do divisor resistivo R818, R851 (ajuste da fonte) e R813.

Quando a tensão da dente-de-serra presente no pino 2 (carga do capacitor) ultrapassar a tensão do pino 9, haverá uma variação de tensão positiva na saída do operacional, saturando o transistor interno Q4 e externamente carregando o capacitor C814, saturando o transistor chaveador. Com a queda da tensão do pino 2, chega um instante que a tensão deste, ficará menor que a do pino 9, levando a nível baixo tensão de saída do operacional, o mesmo ocorrendo com pino 4, cortando o transistor chaveador.

Caso haja a elevação da tensão do pino 9 do integrado, a tensão de saída (pino 4) ficará menos tempo positiva e mais negativa, ficando o transistor chaveador mais tempo cortado que saturado, reduzindo as tensões de saída. Podemos com isto ajustar a fonte de alimentação, através da alteração básica da tensão do pino 9 (trimpot de ajuste da fonte - R851).

Caso a tensão do pino 11 suba para cerca de 14 volts, haverá condução do diodo zener D824, que polarizará o transistor Q803, tirando a tensão de alimentação do Flip-Flop interno ao integrado (pino 6). Outra forma de desarme do circuito oscilador, é quando ocorrer uma corrente excessiva circulando por R809 e R810, criando uma tensão superior a 0,7 volt, polarizando transistor interno (Q2) e consequentemente desarmando o Flip-Flop. Assim, para haver este desarme, podemos dizer que o pino 7 do integrado deverá ficar levemente negativo em relação ao pino 3 (referência do emissor do transistor chaveador Q802).

Outra forma de desarme, que no caso será de stand-by, será feita pelo acoplador óptico ligado ao pino 8 do integrado. No caso da saída do microprocessador apresentar-se com o nível de tensão baixo, haverá uma polarização para o transistor QE10, fazendo o LED interior ao acoplador acender. Isto provocará a condução interna do transistor que abaixará sua atenção de coletor a praticamente zero volt, desviando a corrente de R819 e R820 para massa, evitando assim que o diodo D826 seja

figura 90

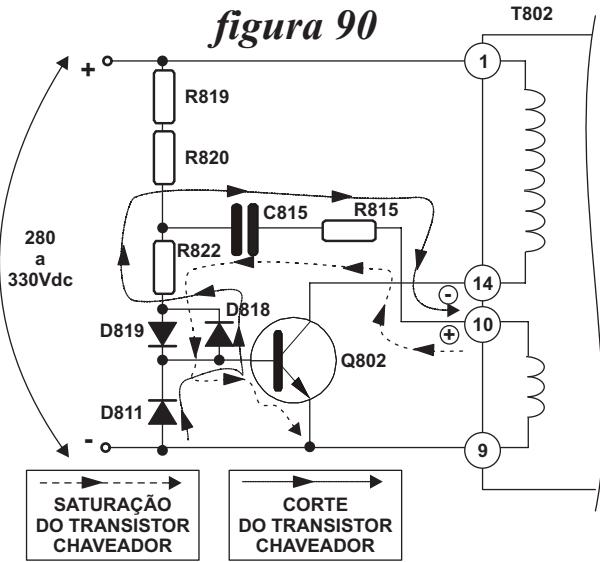
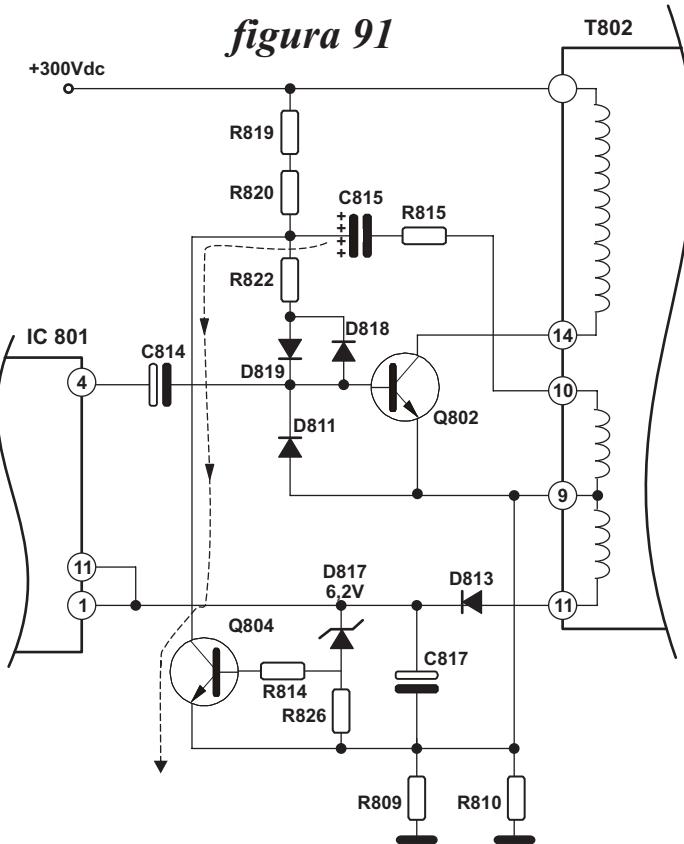


figura 91



interior ao acoplador acender. Isto provocará a condução interna do transistor que abaixará sua atenção de coletor a praticamente zero volt, desviando a corrente de R819 e R820 para massa, evitando assim que o diodo D826 seja

polarizado, mantendo baixa tensão do pino 8 do integrado. Caso transistor do foto-acoplador corte, haverá uma corrente circulante que aumentará a tensão do pino 8 do integrado, polarizando transistor Q3 e consequentemente, cortando multivibrador interno.

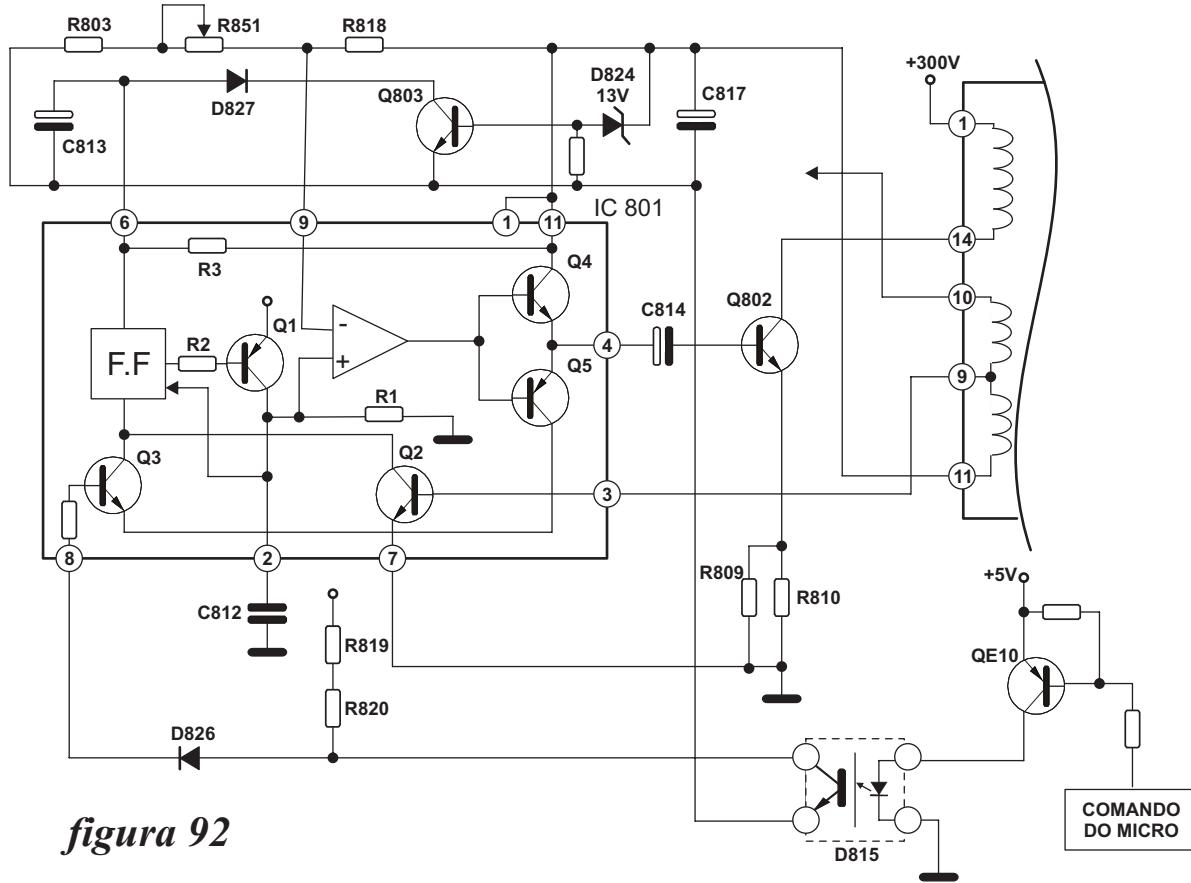


figura 92

Fonte chaveada de tensão baixa

A fonte chaveada mostrada na figura 93, serve para polarização do microprocessador e circuitos associados. A mesma tensão DC utilizada para a fonte chaveada de tensão alta, será utilizada aqui, onde teremos a tensão de + 300 Vdc (ou perto disto), passando por um resistor de baixo valor (RE08) e entrando no pino 3 do transformador T803. Do pino 4 deste transformador, iremos o coletor do transistor chaveador QE04, que fecha o circuito através do seu emissor ligado à massa.

a) funcionamento da oscilação: a polarização inicial desta fonte se dará via RE09, que polarizará o transistor QE04 para uma leve condução, fazendo circular uma pequena corrente pelo primário do transformador T803. Assim, será induzido imediatamente um potencial positivo no pino 1 deste, iniciando um trabalho de carga em CE03 via RE12 e base-emissor de QE04, que saturará. Após um tempo muito curto, haverá carga de CE03, diminuindo consequentemente a corrente circulante por base-emissor de QE04 e com isto diminuindo também o campo eletromagnético do transformador, invertendo a polaridade da tensão induzida nos enrolamentos, ficando agora o pino 1 do transformador com potencial negativo. Haverá portanto o corte de QE04, bem como a descarga de CE03.

Neste potencial negativo que sai agora do pino 1, haverá também o diodo DE11 que carregará o capacitor CE05 com um potencial abaixo da referência massa.

b) estabilização de tensão: após alguns ciclos de excitação do transistor chaveador QE04, teremos uma determinada tensão sobre o capacitor CE05, que possibilitará a condução dos dois diodos zener's DE04 e DE02, que assim, polarizará o transistor QE09, trocando a corrente de carga do capacitor CE03.

Caso a tensão na saída desta fonte seja maior, haverá também uma maior tensão sobre o capacitor CE05 e o transistor QE09 conduzirá mais, deixando menos tempo saturado o transistor QE04, diminuindo as tensões de saída.

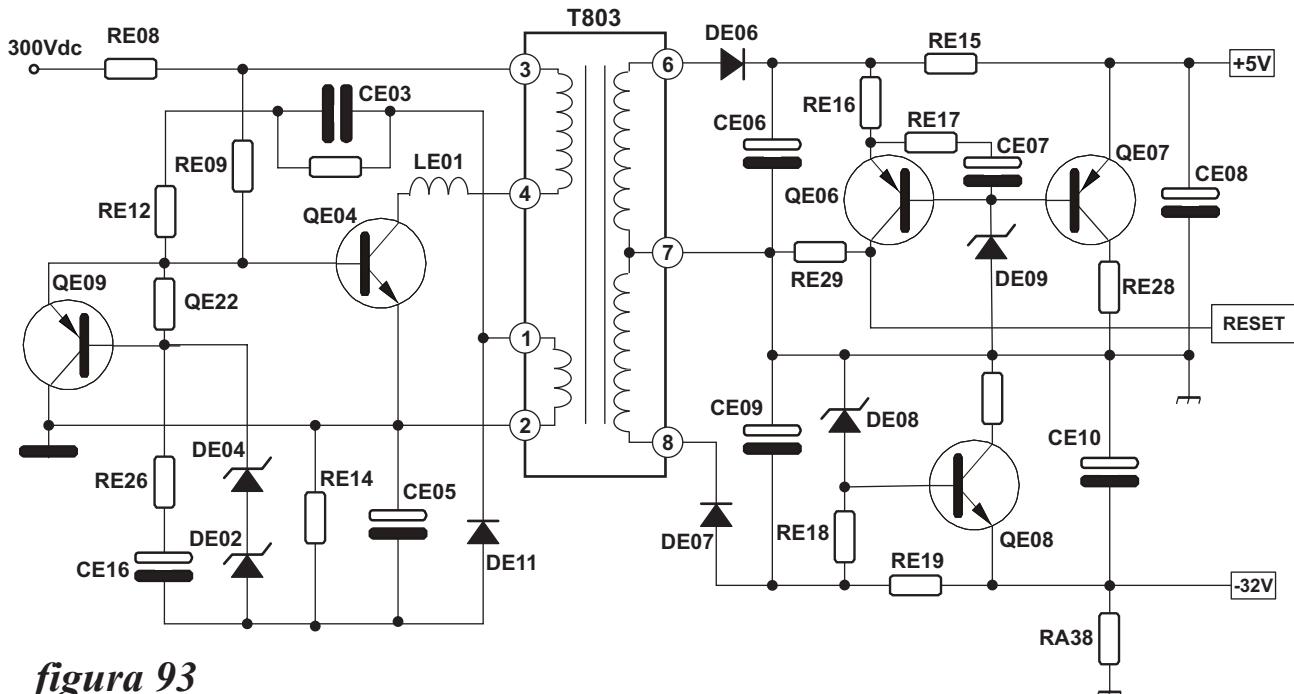


figura 93

c)estabilizações na saída da fonte: teremos a geração de dois potenciais de alimentação do circuito, sendo a tensão de + 5 volts e -32 volts.

c1) fonte de + 5 volts: após a retificação e filtragem de DE06, teremos uma tensão aproximada de 10 volts sobre o capacitor CE06 que levará este potencial para saída de + 5 volts. Podemos dizer que durante a subida da tensão, não haverá a polarização do diodo zener (4,7 volts) que somente atingirá essa tensão quando o emissor de QE07 houver chegado a uns 5,4 volts.

E assim criamos uma polarização tanto para o transistor como para o zener. A estabilização dependerá de QE07, pois se a tensão de emissor deste tenderá a subir, ele conduzirá mais entre emissor-coletor e com isto manterá a tensão estabilizada em 5,4 volts.

O outro transistor da malha QE06, inicialmente não terá polarização, pois também dependerá da condução do zener DE09. Quando o zener QE09 conduzir, haverá a carga do capacitor CE07, que momentaneamente consideraremos como um curto, evitando assim a condução do transistor; decorridos cerca de 500 milissegundos, já haverá tensão de emissor e base suficiente para que este transistor conduza, elevando o potencial do coletor e liberando o pino de reset do microprocessador.

c2) fonte de -32 volts: uma tensão negativa de -44 volts será retificada por DE07 e filtrada por CE09, de modo a polarizar o diodo zener DE08, polarizando também QE08. Assim forma-se um divisor resistivo em RE27, QE08 (resistência entre coletor-emissor) e RE19, levando -32 volts ao circuito de gravação da memória EEPROM.

Jumpeamento das fontes

Para que o leitor saiba como proceder com o que chamamos de "Jumpeamento de fontes", será necessário fazer a leitura dos artigos já publicados em revistas anteriores, onde o assunto foi tratado detalhadamente.

Nesse aparelho especificamente, deverá ser colocado o conjunto formado pelo capacitor/diodos, sobre o capacitor C821, com a lâmpada em série ajustada para 150W.

Já para funcionamento de todo televisor, será necessário utilizar uma fonte de alimentação ajustável em + 20 volts, posicionada sobre C823 e outra fonte de + 5 volts posicionada sobre CE06. Com a tensão de + 20 volts polarizaremos uma série de áreas dos circuitos analógicos do televisor, enquanto que a fonte de +5 volts polarizará o microprocessador

e receptor de controle remoto.

Indicações de problemas

1 - fonte "Jumpeada"; televisor funciona

A tensão retificada e filtrada que está sendo injetada, alimentará o primário do TSH e o transistor de saída horizontal. Além disto, a tensão de + 20 volts, se incumbirá de alimentar o circuito do oscilador. No caso de acionarmos o controle remoto ou o painel (comando Power ON) e o televisor funcione sem problemas, o defeito está no acionamento da fonte ou circuito de controle desta.

2 - fonte "Jumpeada"; televisor não funciona

Podemos também ter uma situação em que ao "jumpearmos" a fonte como mostrado na figura 94, não haja funcionamento do televisor, que poderá apresentar três situações distintas:

- a) lâmpada em série acende intensamente.
- b) lâmpada somente pisca e apaga.
- c) lâmpada acende com brilho acima do normal.

Analisaremos cada uma dessas situações separadamente.

2.1 - lâmpada em série acende intensamente

Quando nos defrontamos com essa situação, o técnico deve ter em mente não deixar mais do que 5 segundos o circuito nessa condição, pois está circulando uma corrente razoável pela malha, podendo causar queima de alguns componentes (caso fique ligado por um período maior).

Não podemos esquecer que o "Jumpeamento" deverá ser feito com a lâmpada em série selecionada em 150W, além da fonte de + 20 volts. Caso exista indicação de curto, ou quase isto, a primeira coisa a fazer é aplicar um curto base-emissor

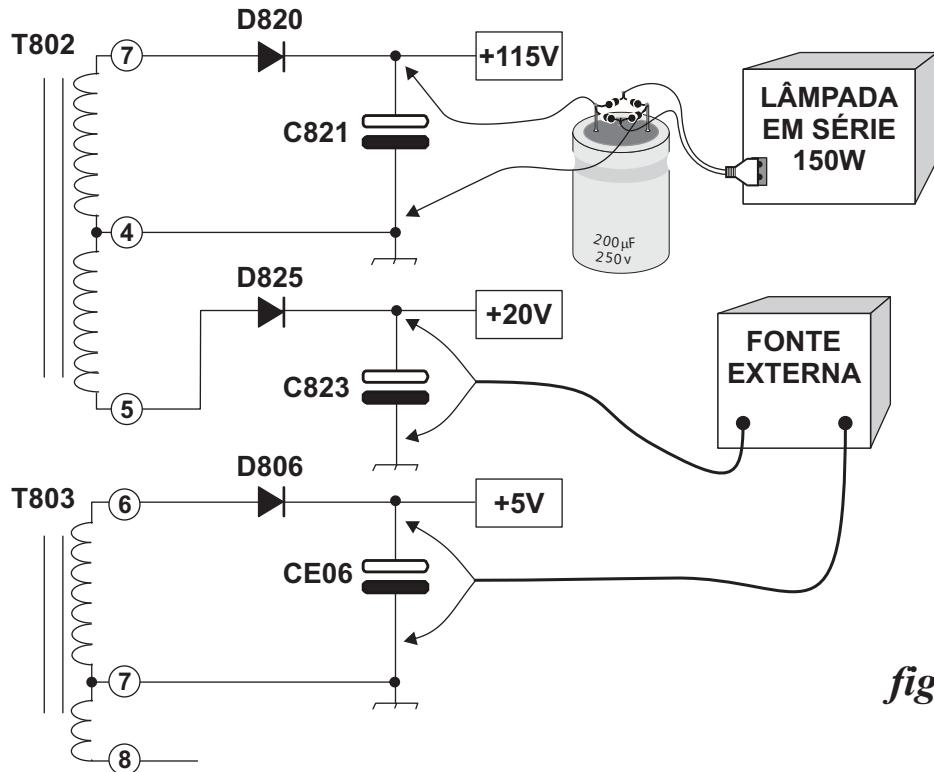


figura 94

do transistor de saída horizontal. Isto ainda não quer dizer que o problema seja ele, mas caso a lâmpada apague, já sabemos que somente com excitação deste (corte e saturação) é que o consumo está aparecendo.

Em geral, quando a lâmpada acende com brilho total ou praticamente isto, temos 95% de chances de que esse transistor esteja em curto. Para certificar, devemos desligar primeiramente seu coletor. Assim, se a lâmpada apagar, foi confirmado um curto coletor-emissor do transistor.

Curtos em outros componentes, também poderão causar o mesmo problema: curto no primário do TSH para seu secundário, ou curto no capacitor de filtro C811.

2.2 lâmpada não acende; aparelho não funciona

Como o aparelho não está funcionando, devemos em primeiro lugar, verificar a tensão de alimentação no coletor do transistor de saída horizontal, que será a mesma que existe sobre o capacitor C811. Devemos em seguida conferir se existe a tensão no coletor do transistor driver horizontal. Essa tensão deverá ser muito próxima a do coletor do transistor de saída horizontal.

Como circuito horizontal é excitado por uma onda quadrada proveniente do circuito oscilador, devemos conferir primeiramente a tensão de alimentação para este circuito, e logo após, se o oscilador está funcionando. Forma-se assim, toda a lógica de verificação do funcionamento do circuito horizontal.

2.3 lâmpada acende com brilho além do normal

Quando a lâmpada acende com brilho acima do normal, e estamos tendo provavelmente a excitação do transistor de saída horizontal. Problemas de fuga ou curto de componentes no secundário do TSH (fly-back), fuga na bobina de deflexão horizontal ou vertical ou fuga de espiras no próprio primário do TSH, provocarão consumo excessivo, quando transistor de saída horizontal começar a chavear.

Uma forma de onda distorcida, proveniente do oscilador horizontal provocará uma o chaveamento do transistor e consequentemente aumento do consumo geral.

O grande problema técnico é definir qual área seguir: se após o transistor driver ou antes dele.

A forma de onda no coletor do transistor driver definirá a área do problema.

Deveremos assim, observar detalhadamente a forma de onda no coletor do transistor driver, como já foi explanado na revista CTA eletrônica número 24 (página 24). Caso a forma de onda possua deformações ou não esteja com frequência correta, o problema estará do driver para o oscilador horizontal. Caso se apresente como indicado na figura, o problema estará no transistor de saída horizontal para frente.

2.3.1 consumo para etapa do oscilador

Problemas para etapa do oscilador são mais fáceis de resolver do que para saída horizontal. Um dos problemas que ocorrem é ripple excessivo alimentando o integrado de processamento horizontal, provocado por fuga em componentes. Este problema pode ser facilmente verificado com a utilização do osciloscópio.

2.3.2 consumo para etapa de saída horizontal

Caso a forma de onda do coletor do driver esteja com sua rampa ascendente e descendente ocorrendo de forma rápida e com frequência correta, o problema estará ocorrendo do transistor de saída para a frente.

Sempre deveremos aplicar um curto entre base-emissor do transistor de saída horizontal, para confirmar. Se houver corte, o consumo é eliminado (lâmpada deve apagar); disto concluímos que somente com seu chaveamento e criação de variações de tensão no primário do TSH, o defeito se manifesta.

O primeiro componente a ser desligado, é a bobina de deflexão horizontal, sempre monitorando o acendimento da lâmpada. Caso acendimento não tenha alterado, não será ela a responsável pelo problema.

Deveremos então desligar os diversos pinos do secundário do TSH, sempre tomando cuidado de deixar por último, os pinos que são ligados ao massa, até que a lâmpada apague ou apresente uma diminuição considerável de consumo. Caso o consumo ainda continue em alta, tendo deixado apenas o primário, podemos afirmar com certeza que o TSH está com fuga entre suas espiras do primário.

Fonte de alimentação para PC

As fontes de alimentação para microcomputador, se tornaram bastante comuns e até certo ponto de custo acessível para montagens de computadores. Trabalham normalmente com a rede elétrica de 110 ou 220 volts, normalmente utilizando uma chave seletora de tensão para escolha da rede. Estas fontes tem como objetivo, gerar saídas de baixas tensões, de 3,3 volts a 12 volts (inclusive tensões negativas). A figura 95, mostra-nos uma série de conectores utilizados nestas fontes de alimentação, com respectivas cores e tensões. Existe uma padronização geral com respeito esta as cores como segue abaixo:

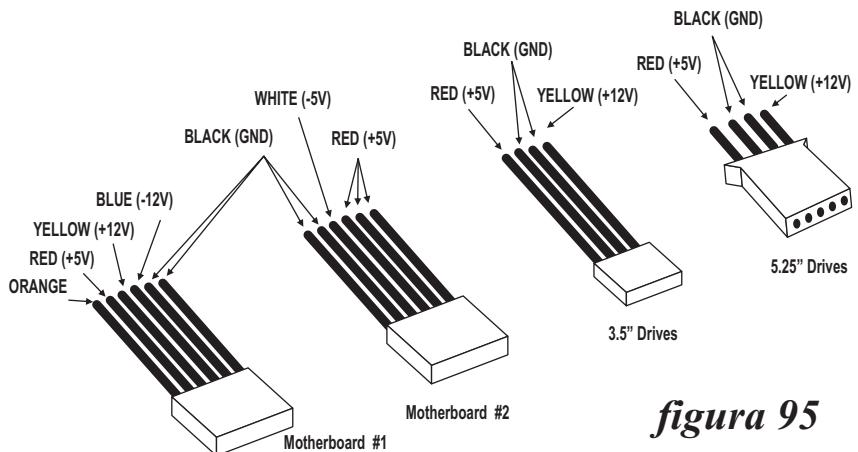


figura 95

- amarelo (yellow):	+12 volts	18Amáx.	9A	216Wmáx	100Wmédios
- vermelho (red):	+5 volts	15Amáx.	7A	100Wmáx	60Wmédios
- branco (white):	-5 volts	1Amáx.	0,5A	4Wmáx.	2Wmédios
- azul (blue):	-12 volts	1Amáx.	0,5A	12Wmáx.	5Wmédios
- laranja (orange):	+3,3 volts	15Amáx.	7A	75Wmáx.	35Wmédios

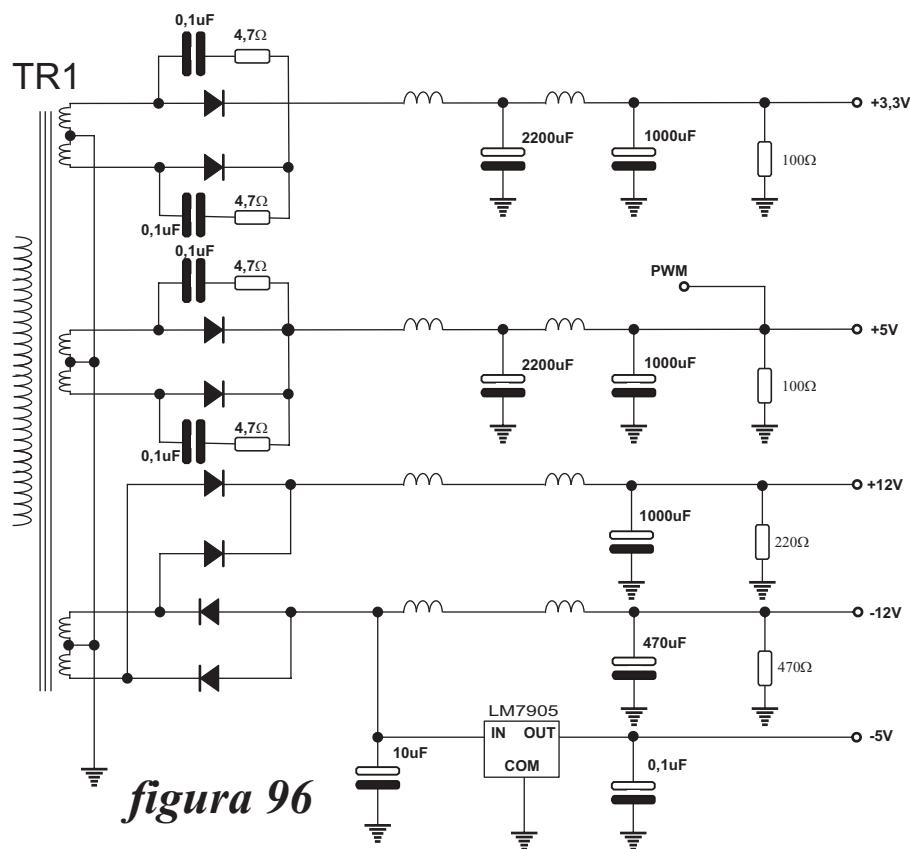


figura 96

Podemos dizer que nestas fontes haverá um consumo de pico de cerca de 500Wmáx. enquanto que o consumo médio será de 200W. A figura 96, mostra as saídas desta fonte de alimentação, onde destacamos as tensões de + 3 volts, +5 volts e +12 volts, não podem ser usados reguladores de tensão, pois os circuitos posteriores drenam correntes superiores a 10 amperes (correntes médias). Poderemos utilizar o regulador de tensão de -5 volts para a respectiva saída.

É obrigatório que a retificação das fontes de alta corrente seja feita em onda completa, para que não haja desbalanceamento das tensões armazenadas nos capacitores de filtro de rede, quando ligados na tensão de 220 volts AC.

A figura 97, apresenta os transistores chaveadores principais Q1 e Q2, sendo que o coletor de Q1 é posicionado na fonte de + 150 Vdc, enquanto que o transistor Q2, tem seu emissor conectado a fonte de -150

Vdc. Considerando que o pino comum no transformador TR1 está conectado a referência, os transistores são ligados ao outro lado do transformador por um capacitor de 1uF x 250V.

O objetivo será fazer com que os transistores saturam alternadamente, mantendo-se determinado tempo nessa condição, que dependerá da largura do PWM de saída do integrado excitador. O transformador TR3, será o responsável pela excitação das bases dos transistores Q1 e Q2 (em contra-fase). A corrente circulante pelo primário do transformador TR1 passará ainda é pelo primário do transformador TR2 que induzirá uma tensão no secundário, visando gerar o controle do PWM da fonte, e ainda observar o equilíbrio entre as correntes em um sentido como em outro sentido, que circula pelo transformador TR1.

A figura 98, mostra-nos a entrada da rede elétrica e a retificação em onda completa que é feita. Na rede de 110 Vac o ponto comum entre os capacitores vai ligado a um dos pólos da rede, sendo gerado +150 volts sobre o capacitor C10 e -150 volts sobre o capacitor C11. Na rede de 220 Volts a chave será mudada para esta posição, que desligará o ponto comum dos capacitores, da rede elétrica. Com isto, carregaremos os capacitores com a tensão de 300 volts de pico (rede de 220Vac), sendo que cada capacitor receberá 150 volts de carga. Esta forma de trabalho na rede de 220 volts só poderá ser feito, quando o consumo da tensão positiva for igual ao consumo da tensão negativa.

figura 97

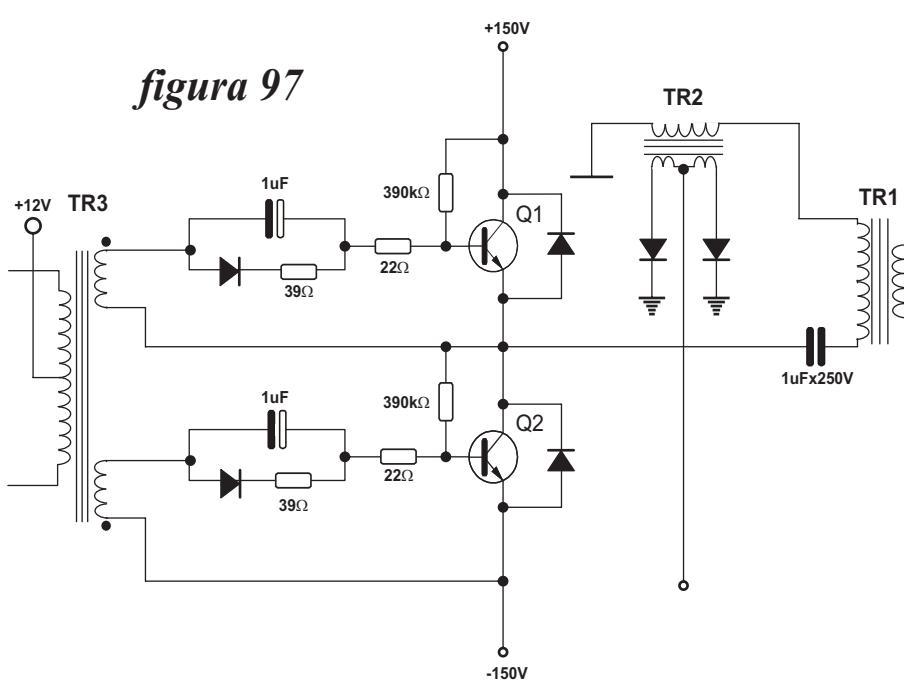


figura 97

figura 98

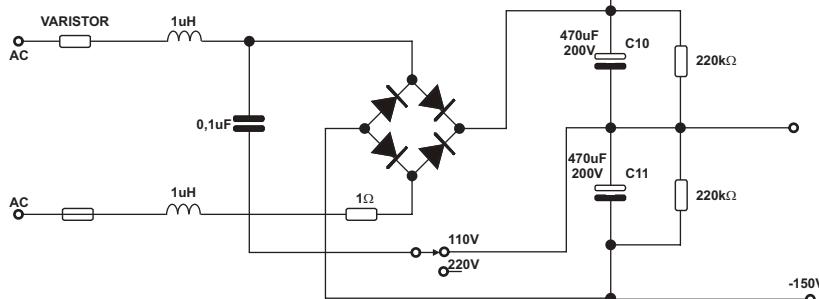


figura 99a

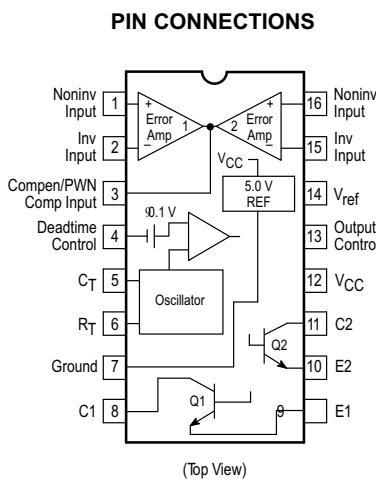
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

figura 99b



PIN CONNECTIONS

Esta fonte de alimentação será controlada basicamente pelo integrado mostrado na figura 99a, onde temos a forma de SMD e também convencional. Na figura 99b, mostramos as conexões dos pinos do integrado, facilitando sua visualização e na figura 100 os valores de tensões, correntes e temperaturas máximas que este integrado pode suportar.

O diagrama completo interno do integrado pode ser visto na figura 101. É um integrado produzido pela Motorola, cujo código é TL494 (apesar deste código básico, existem dezenas de outros fabricantes e codificações diferentes, mas com pinagem idênticas ao integrado mostrado). Este integrado possui o circuito oscilador baseado no pino 6 e 5, trabalhando com frequência em torno de 40

kHz. A dente-de-serra do oscilador ainda entrará em dois amplificadores operacionais para que seja formada a onda quadrada que entra em uma porta “OU” criando o clock para excitação do Flip-Flop tipo D. temos assim excitados alternadamente os transistores Q1 e Q2 internos ao integrado.

A tensão de realimentação para a correção da tensão da fonte, entrará pelo pino 2 do integrado sendo esta comparada a tensão de 2,5 volts presente no pino 1. Este integrado possui ainda travamento por tensão excessiva de saída e também de corrente excessiva. Mais detalhes do funcionamento desse integrado, será passado na revista da CTA eletrônica número 38, quando trataremos de uma fonte de alimentação para microcomputador Intel Pentium 4 ou AMD Athlon K7 & Sempron.

A figura 102, mostra uma esquematização básica para funcionamento desta fonte de alimentação utilizando o integrado TL494. As saídas de excitação para os transistores driver ocorrerão pelos pinos 8 e 11, que excitarão alternadamente os transistores

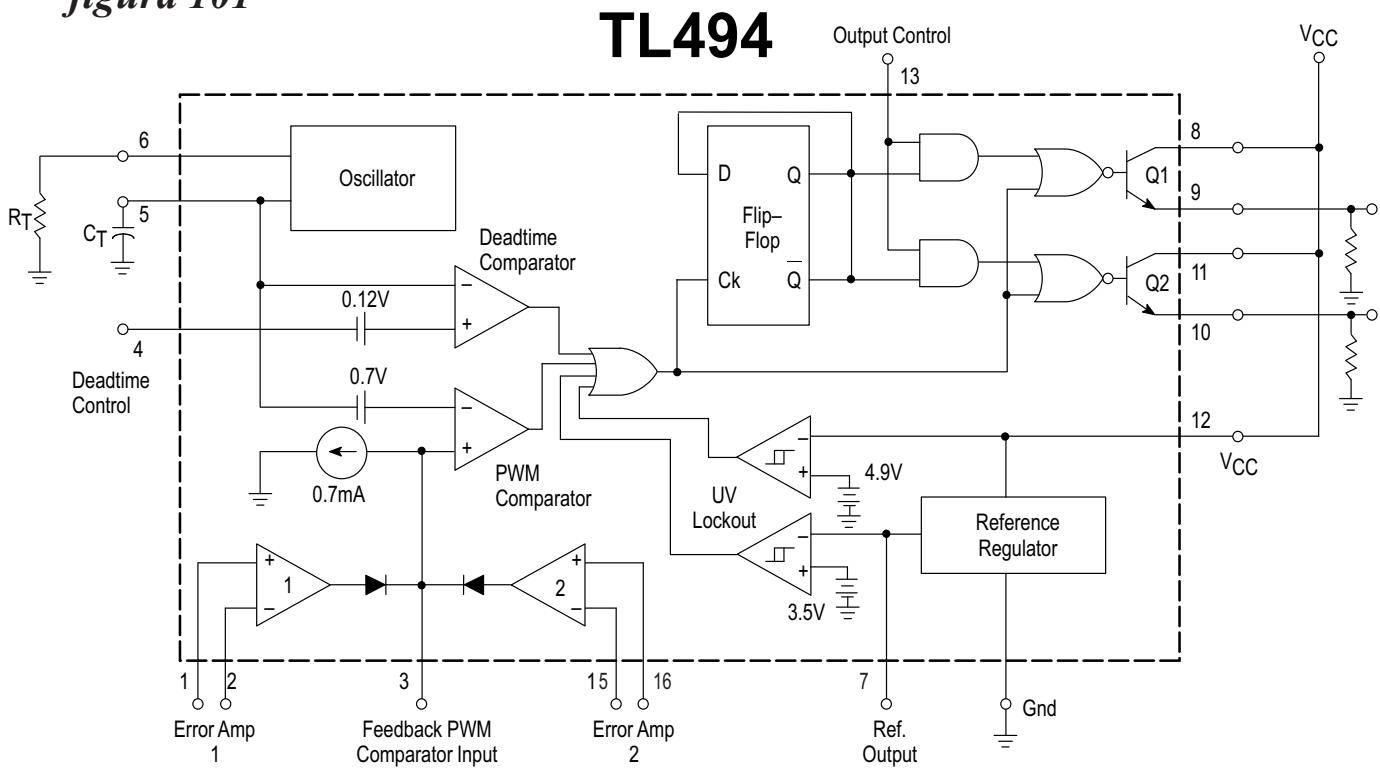
Valores máximos permitidos

figura 100

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A 3455C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

figura 101

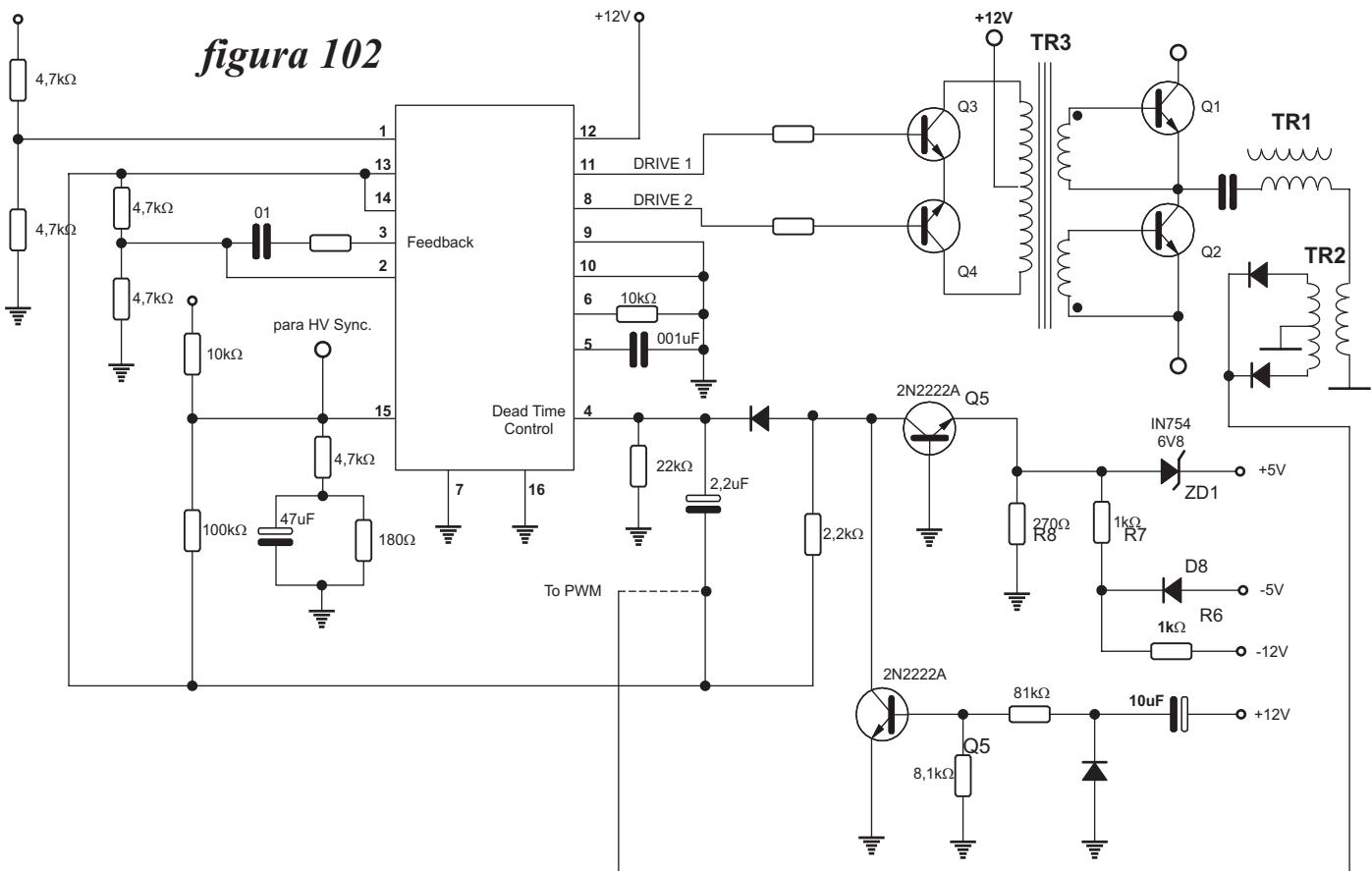


O dispositivo contém 46 transistores ativos

Q3 e Q4, na configuração de push-pull. O transformador TR3 receberá em seu primário a tensão de 12V, indo esta ao coletor de Q3 e Q4 (através dos dois enrolamentos primários). Assim, quando o transistor Q3 satura, haverá circulação de corrente em um sentido por um dos enrolamentos de TR3 excitando no secundário, um dos transistores de saída. Quando o transistor Q4 satura, haverá a saturação do outro transistor de saída.

Uma amostra do PWM que excita a fonte (corrente circulante pelo transformador TR1) passará também pelo primário de TR2, fazendo que em seu secundário haja uma retificação do funcionamento (captação das correntes circulantes em um e outro sentido) dos dois ciclos do PWM, que são levados até o circuito de controle do integrado TL494.

O transistor Q5, será responsável pela mixagem das tensões provenientes de diversas fontes, atuando na tensão de controle geral. Observando que a base do transistor Q5 está na massa, podemos dizer que a tensão de emissor dele estará com -0,6V, já que temos uma malha formada por R8, R7 e R6 ligados ao potencial de -12V. Vemos também que temos o



diodo D8, que grampeará a tensão em seu catodo em -5,6V, e também controlará a polarização do transistor Q5. Caso a tensão de -5V caia, haverá a diminuição da tensão de catodo e consequentemente maior polarização para o transistor Q5, onde por ele circulará uma maior corrente e por conseguinte cairá a tensão de catodo, fazendo com que as fontes gerais sejam ajustadas para mais.

A correção para a fonte de +5 volts será feita a partir do divisor de tensão presente no pino 1 do integrado, onde entra 2,5 volts. Assim caso haja uma queda nesta tensão, haverá uma elevação no tempo de saturação dos transistores chaveadores e consequente aumento das fontes gerais.

O transistor Q6, trabalhará na função de SOFT-START, permitindo que no momento que ligamos o circuito, o trabalho de saturação dos transistores de saída seja feito em um tempo curto, permitindo uma carga lenta dos capacitores de saída e evitando assim sobrecarga geral.

Novamente alertamos aos leitores, que maiores detalhes sobre fontes de microcomputador, será vista na edição número 38 da revista CTA.

Fonte de alimentação 12 volts - 4 amperes com VIPer100

Mostraremos aqui um circuito prático para montagem muito interessante, projeto da ST microelectronics utilizando um circuito integrado VIPer100B. Entre suas características está seu baixo custo e pouca quantidade de componentes utilizados. Antes do leitor iniciar esta montagem, aconselhamos pesquisar a existência do integrado VIPer100 e também o transformador chopper L5.

Na figura 103, mostramos o aspecto real do integrado, sendo oferecido em três configurações distintas. Notem que a versão PENTAWATT HV, necessita de um dissipador físico, de alumínio convencional, enquanto a versão Power SO-10, utiliza-se de um dissipador de placa de circuito impresso.

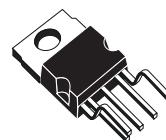
Ainda na figura 103, mostramos as características principais deste integrado, ou seja, poderá trabalhar com tensão de dreno a source de 400 volts, sendo que a corrente máxima será de 6 amperes. Ainda teremos como característica principal, a resistência de 1,1 ohms quando o FET estiver saturado.

Na figura 104, podemos ver o que significa cada um dos terminais deste componente. Na versão Power SO-10, temos quatro terminais para conexão do source, que internamente estão no mesmo ponto, enquanto que o terminal dreno (drain), servirá não só como dissipador, como também receberá tensão principal via chopper. Na versão PENTAWATT, o dissipador também será o dreno.

**VIPer100B
VIPer100BSP**



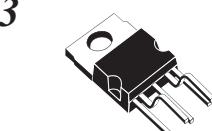
figura 103



PENTAWATT HV



PowerSO-10



PENTAWATT HV

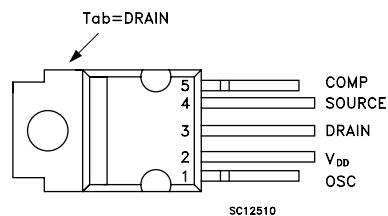
(022Y)

TYPE	V _{DSS}	I _n	R _{DS(on)}
VIPer100B/BSP	400V	6 A	1.1 Ω

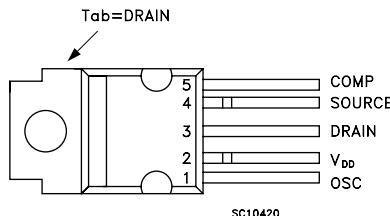
CONNECTION DIAGRAMS (Top View)

figura 104

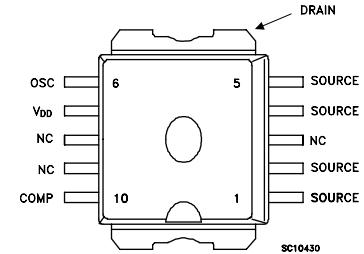
PENTAWATT HV



PENTAWATT HV (022Y)



PowerSO-10



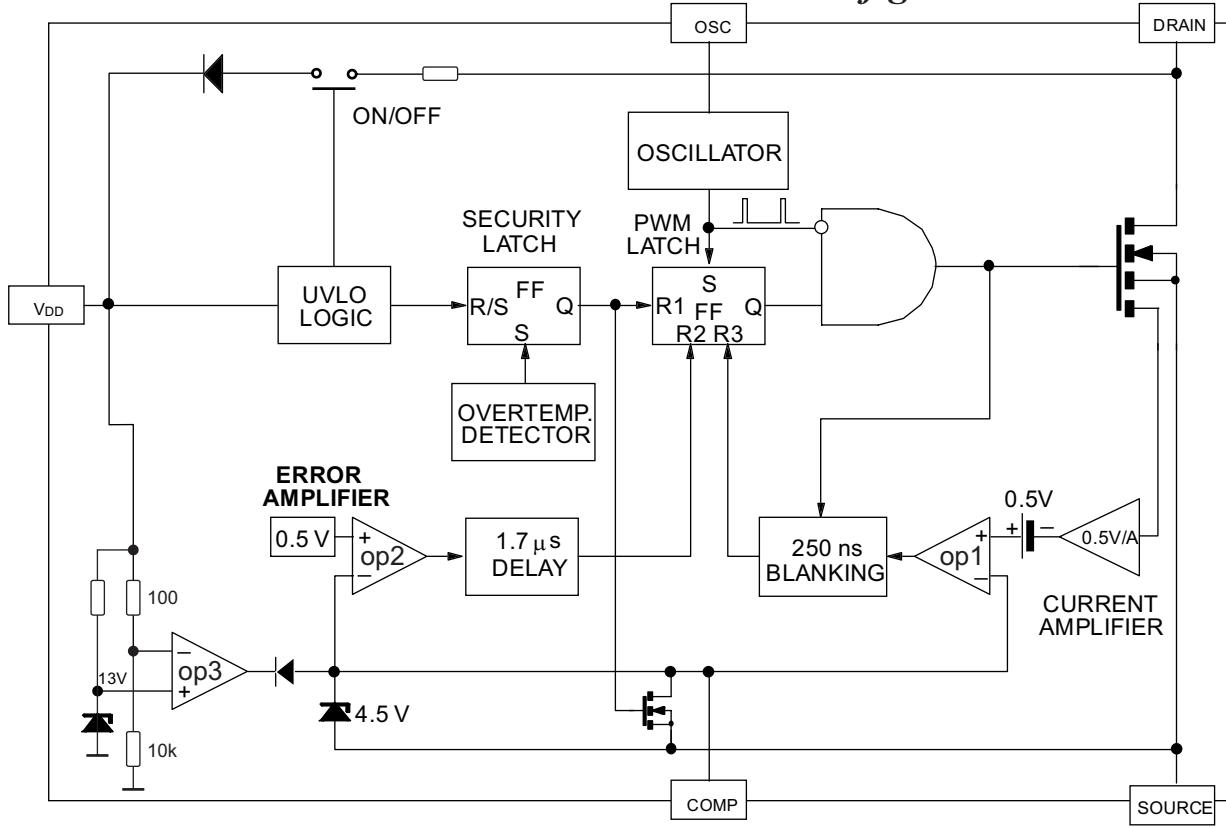
Na figura 105, vemos a diagramação interna do integrado. Começamos pela tensão alimentação, +Vdd, que aparecerá quando o circuito de chaveamento ou o FET de saída for polarizado pela tensão retificada e filtrada da rede. Antes de surgir essa tensão, haverá necessidade de haver alimentação no circuito, que é feita pela chave ON-OFF que está ligada ao drain ou dreno, e através deste ponto são polarizados os circuitos gerais, interno ao integrado. Quando a fonte chaveada funcionar e gerar as tensões de secundário, haverá também a entrada tensão de Vdd, que substituirá a tensão anterior.

Após o funcionamento da fonte secundária (entrada de tensão pelo Vdd), o circuito integrado receberá uma amostra desta tensão na entrada do "op3". Caso não haja tensão de controle de realimentação entrando via entrada "comp" do integrado, a tensão de Vdd subirá até pouco mais de 13 volts, fazendo com que na entrada "não inversora" tenha 13 volts de forma estabilizada, enquanto que na entrada "inversora" a tensão também terá 13 volts (quando Vdd chegar a 13,2 volts), fazendo a tensão de saída do comparador cair para assim realizar o controle das tensões de saída da fonte. Este controle tem uma estabilização das tensões de secundário na faixa de 5%, sendo que ao utilizarmos a realimentação pela entrada "comp" poderemos ter uma estabilização com cerca de 1%.

Quando houver a realimentação feita pela entrada "comp", a tensão de Vdd, deverá ficar abaixo de 13 volts (12 volts aproximadamente) permitindo assim o controle pela entrada "comp".

BLOCK DIAGRAM

figura 105



O controle do tempo de saturação e corte do transistor chaveador, funcionará baseado na tensão de "comp" que vem de OP3 ou da entrada "comp". Esta tensão irá até o Op1, sendo comparada com a tensão de 0,5 volt de referência na entrada "não inversora". Quando não houver consumo, a tensão será de 0,5 volt e com consumo, haverá incrementos de 0,5 volt a cada ampere circulante pelo transistor FET.

Mesmo que a tensão de Vdd não seja usada para controle e estabilização, ainda continuará detectando a tensão do secundário e caso suba muito, acima de 13 volts, tentará controlar a tensão via "op3" e caso não consiga, haverá o desarme do circuito.

A figura 106, mostra as diversas tensões aplicadas sobre o integrado, com suas respectivas corrente geradas. Já a figura 107, mostra a configuração básica do oscilador, com os cálculos de tempo para o resistor Rt e o capacitor Ct.

A figura 108, mostra o circuito integrado, sendo utilizado como uma fonte paralela isolada, no sistema de Fly-back. A relação de espiras em TR1, determinará qual será a tensão no secundário de controle (ligado a R7 e D3). Neste circuito, sabemos que quando a tensão sobre C4 chegar a aproximadamente 13,2 volts, haverá a estabilização da tensão de saída.

figura 106

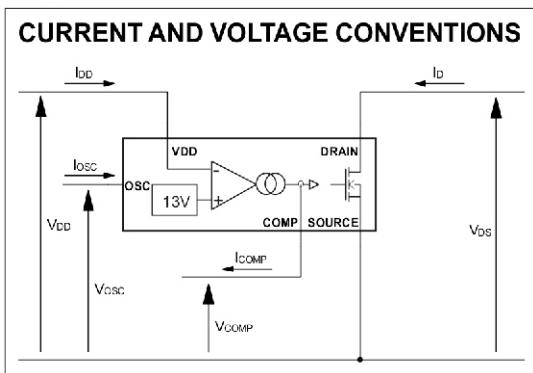
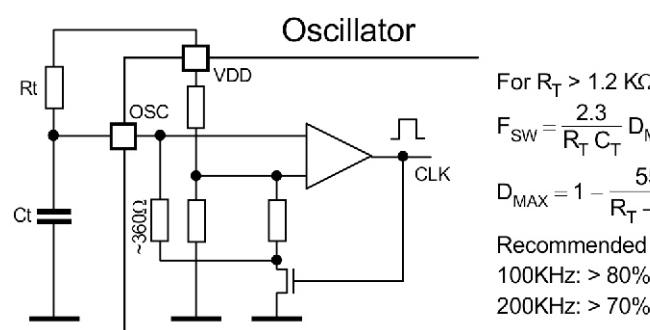


figura 107



Assim, quanto menor for a quantidade de espiras no secundário do transformador (ligado ao R7 e D3), maior será a tensão de saída.

Off Line Power Supply With Auxiliary Supply Feedback

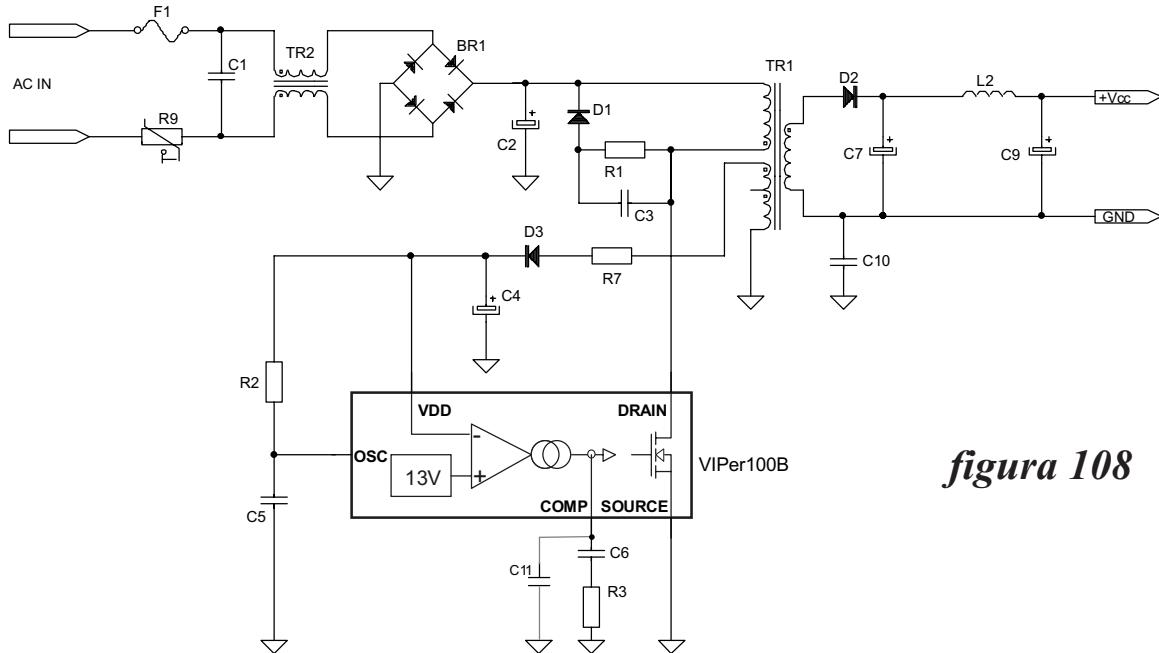
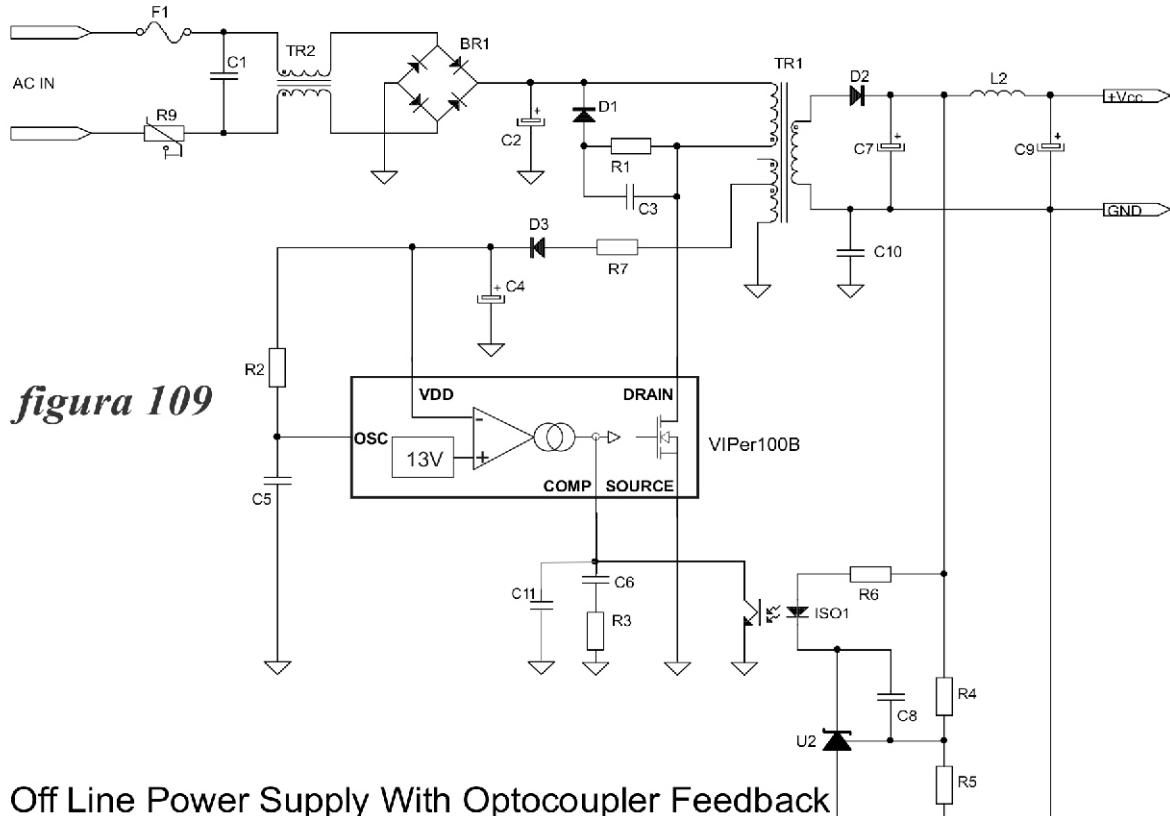


figura 108

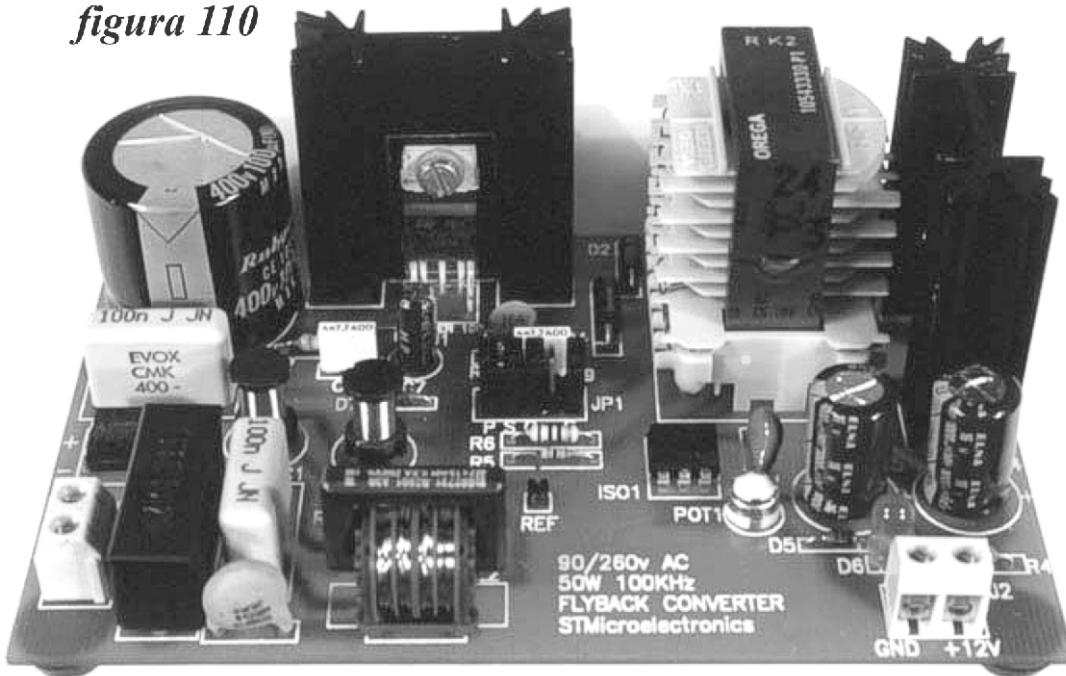
Na figura 109, mostramos o circuito utilizando realimentação negativa do secundário isolado para, através de acoplador óptico, atuar na entrada "comp". Lembramos aqui que não poderá haver mais que 12 volts de tensão de alimentação de Vdd, para que esta não atue no controle de saída.



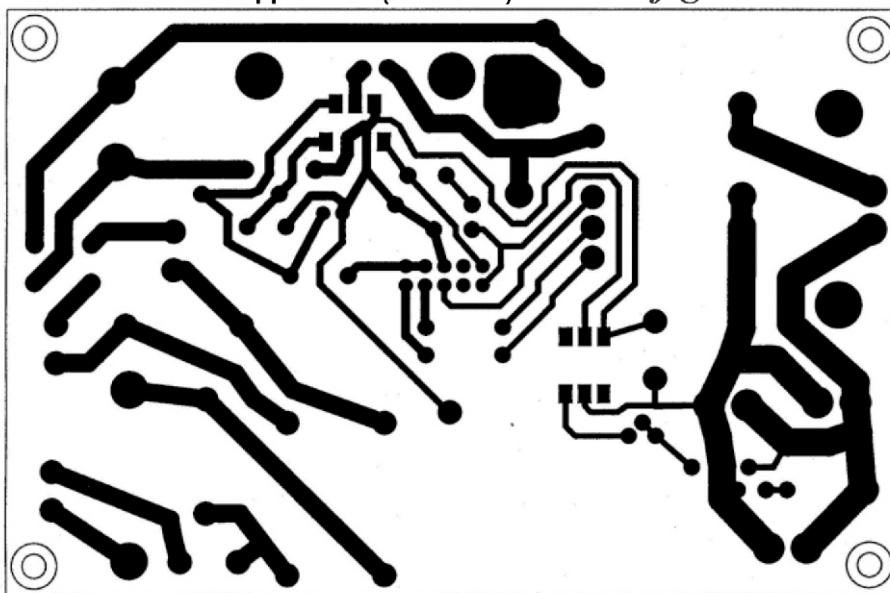
Off Line Power Supply With Optocoupler Feedback

Montagem da fonte de 12 volts por 4 amperes.

A figura 110, mostra uma foto real da fonte de alimentação de 12V-4A, que poderá ser montada pelos leitores que tem intimidade com montagens gerais. Novamente alertamos com respeito a obtenção dos componentes como o integrado

figura 110

VIPer100 e o transformador chopper L5, que deverão ser encontrados antes de fazer toda a preparação para o projeto.

Printed Board - Copper side (Scale 1:1)**figura 111**

Na figura 111, destacamos o desenho da placa de circuito impresso, que como podemos ver é de face simples e fácil traçado. Na figura 112, temos o desenho da disposição de componentes.

Na figura 113, mostramos o desenho esquemático da fonte de alimentação isolada de 12 volts por 4 amperes, onde abaixo destacaremos alguns aspectos práticos.

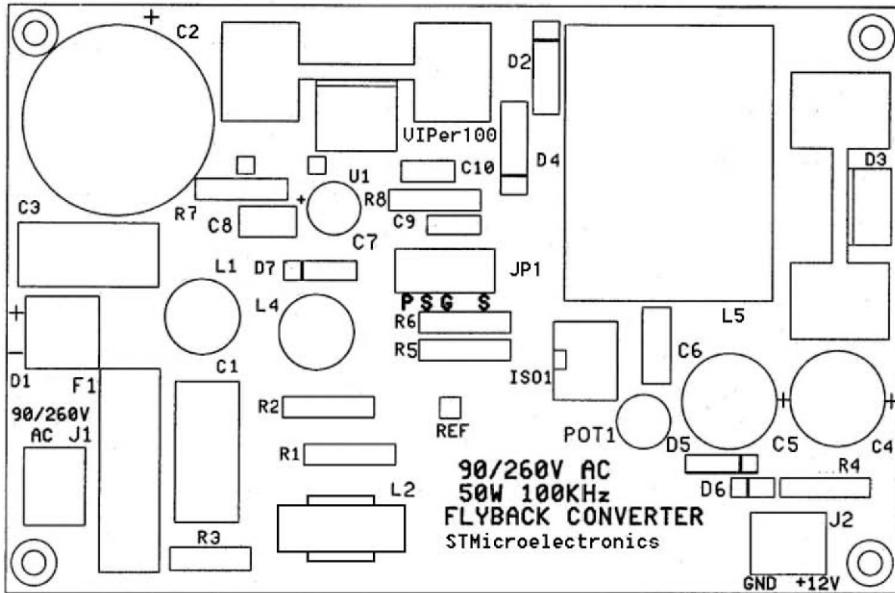


figura 112

O filtro de linha L2, apesar de possuir um código da Siemens, poderá ser utilizado um filtro de linha qualquer (consumo final de 50W) ou 0,5A na rede de 110Vac. Atentar para o desenho da placa de circuito impresso quanto ao encaixe do componente, caso seja utilizado outro filtro.

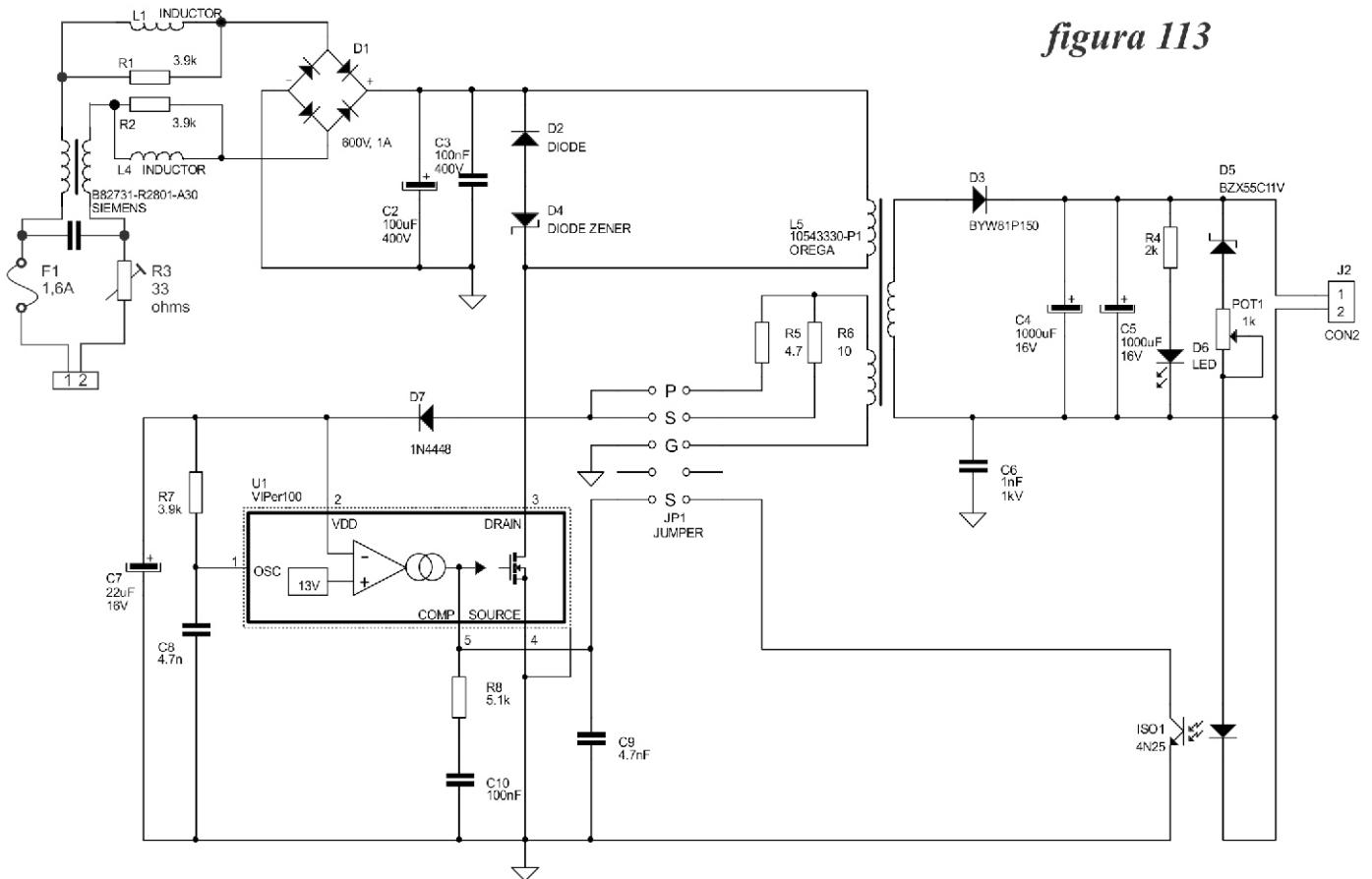


figura 113

O mesmo podemos dizer para o R3, que é um NTC de 33 ohms, que visa controlar a corrente inicial até que os capacitores de saída se carreguem e haja estabilização no consumo. Novamente alertamos para a compra de um componente equivalente, com respeito aos pinos de fixação na placa.

Finalmente, destacamos a obtenção do transformador chopper L5, que também deverá ter seus pinos fixados à placa de circuito impresso. Caso o leitor consiga um transformador com primário variando de 130Vdc até 350Vdc 0,4A (médio) e com secundários de 12V- 4A e outro de 12V- 0,5A (alimentação do Vdd do VIPer100), poderá utilizá-lo.

A relação de componentes pode ser vista na figura 114, e caso o leitor queira maiores informações sobre cada um dos componentes, poderá acessar www.datasheetcatalog.com.

Component List

DEVICE	PITCH (mm)	TYPE	DESCRIPTION
C1	15	0,1µF 400V	Film
C2	10	100µF 400V	Electrolitic,high voltage,high temp
C3	15	0,1µF 400V	Film
C4	5	1000µF 16V	Electrolitic, low ESR
C5	5	1000µF 16V	Electrolitic, low ESR
C6	7,5	1nF 400V	Ceramic high voltage - ClassY
C7	2	22µF 16V	Electrolitic
C8	5 4,7nF	Film,WYMA	
C9	5	4.7nF	Ceramic
C10	5	100nF	Ceramic
D1	8x5	1A/600V	DIL diodes bridge
D2	9	BYT11-400	
D3	5	BYW81/100	
D4	9	BZW50-180	
D5	7	BZX55C10	Zener
D6	4	GREEN LED	
D7	7	1N4448	
F1	23	2A FUSE	
ISO1	5x8	4N25	
J1	5	2contacts screw PCB connector	
J2	5	2contacts screw PCB connector	
L1	5	100uH inductor	1A rated
L2	(*)	B82731-R2801-A30	(**)
L4	5	100uH inductor	1A rated
POT1	4+3	1KΩ POT	3/4 turn, horizontal, miniature
R1	10	3.9 KΩ	0,25 W
R2	10	3.9 KΩ	0,25 W
R3	7,5	33Ω NTC	LCC
R4	10	2 KΩ	0,25 W
R5	10	4.7 KΩ	0,25 W
R6	10	10 Ω	0,25 W
R7	10	3,9 KΩ	0,25 W
R8	10	5,1 KΩ	0,25 W
L5	(*)	OREGA 10543330-PI	(*)

(*) L5 was specifically developed from OREGA (THOMSON TELEVISION COMPONENT FRANCE) for this demoboard.

(**) L2 is a SIEMENS MATSUSHITA component.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO PARA TELEVISORES LCD

As fontes de alimentação para televisores LCD, diferem pouco no tocante aos televisores convencionais mais aprimorados. Na verdade há um incremento de corrente na tensão de +3,3V, devido ao processamento do painel SCALER, e também na tensão de +12V que em casos de menores polegadas é utilizada para a criação da tensão inicial de backlight.

Quanto maior a polegada dos televisores LCD, cresce o cuidado com este estágio, visto que estes aparelhos consomem mais energia.

O texto explicativo abaixo deve ser acompanhado com o resumo do esquema da fonte de alimentação de LCD.

A tensão de entrada da rede (110Vac ou 220Vac) passará por uma série de filtros de ruído “RFI”, inclusive pelo resistor R6101 que possui em paralelo o relé RY6101, chegando até a ponte de diodos D6101, que retificará a tensão da rede, sendo esta integrada parcialmente em C6113 / C6116 e C6118, gerando de 90 à 350Vdc. Passamos então pelo chopper (transformador) L6102 e chegamos até o diodo D6109, que será o diodo retificador da fonte chaveada da entrada, responsável por gerar em torno de 380Vdc, constante, independente da tensão da rede.

Mas antes que tudo possa funcionar, a tensão que está presente no catodo do diodo D6109, que pode ser de 90 à 170Vdc (na rede de 110Vac) e de 200 a 350Vdc (na rede de 220Vac), vai passar pelo resistor R6182, chegando até o primário do transformador T6102, chegando ao integrado IC6105, dreno do transistor chaveador, que aproveitará a tensão presente neste dreno para alimentar os diversos circuitos internos, inclusive o oscilador que faz com que o FET passe a saturar e cortar.

Desta forma, estaremos criando a tensão de saída para o funcionamento do microprocessador.

Uma amostra da tensão de saída desta fonte é realimentada via IC6201 e foto acoplador para realizar o controle da fonte e mante-la estabilizada em +3,3V. Assim, temos que ter inicialmente, o funcionamento da fonte de 3,3V de forma automática.

Caso o microprocessador do televisor mantenha-se na função stand-by, todas as outras fontes chaveadas continuarão inoperante, pois elas dependem do comando power on.

Com a vinda do nível alto no comando POWER ON, haverá a saturação do transistor Q6201, e o consequente acendimento do LED interno em PH6101, que saturará o transistor interno, elevando o potencial do seu emissor, polarizando a base de Q6108 e saturando o transistor Q6107, que irá polarizar o integrado IC6101 e também, via D6113, o integrado 6104.

Com estes dois integrados polarizados, passam a funcionar as fontes de alimentação de entrada e das tensões de saída estabilizadas e de alta corrente.

Com a saturação de Q6107, gerando 16 a 18Vdc e consequente liberação das fontes, surgirá também polarização para o acoplador óptico PH6105, e também para a bobina do relé. Caso a tensão vá para cerca de 16 a 18V, o relé será polarizado normalmente curto-circuitando o resistor R6101, não permitindo mais o acendimento do diodo interno ao foto-acoplador, permitindo então que o circuito funcione normalmente.

Mas, caso haja problema de consumo intenso, ou fuga de algum componente que não permita a tensão chegar aos 18V, o relé não será atracado e assim, com o diodo LED interno polarizado, subirá a tensão no emissor do PH6105, elevando a tensão na entrada do circuito de desarme, fazendo cair a tensão de polarização de Q6108, cortando-o, levando o aparelho à inoperância, sendo que logo em seguida o microprocessador desligará, pelo não funcionamento dos circuitos após a fonte.

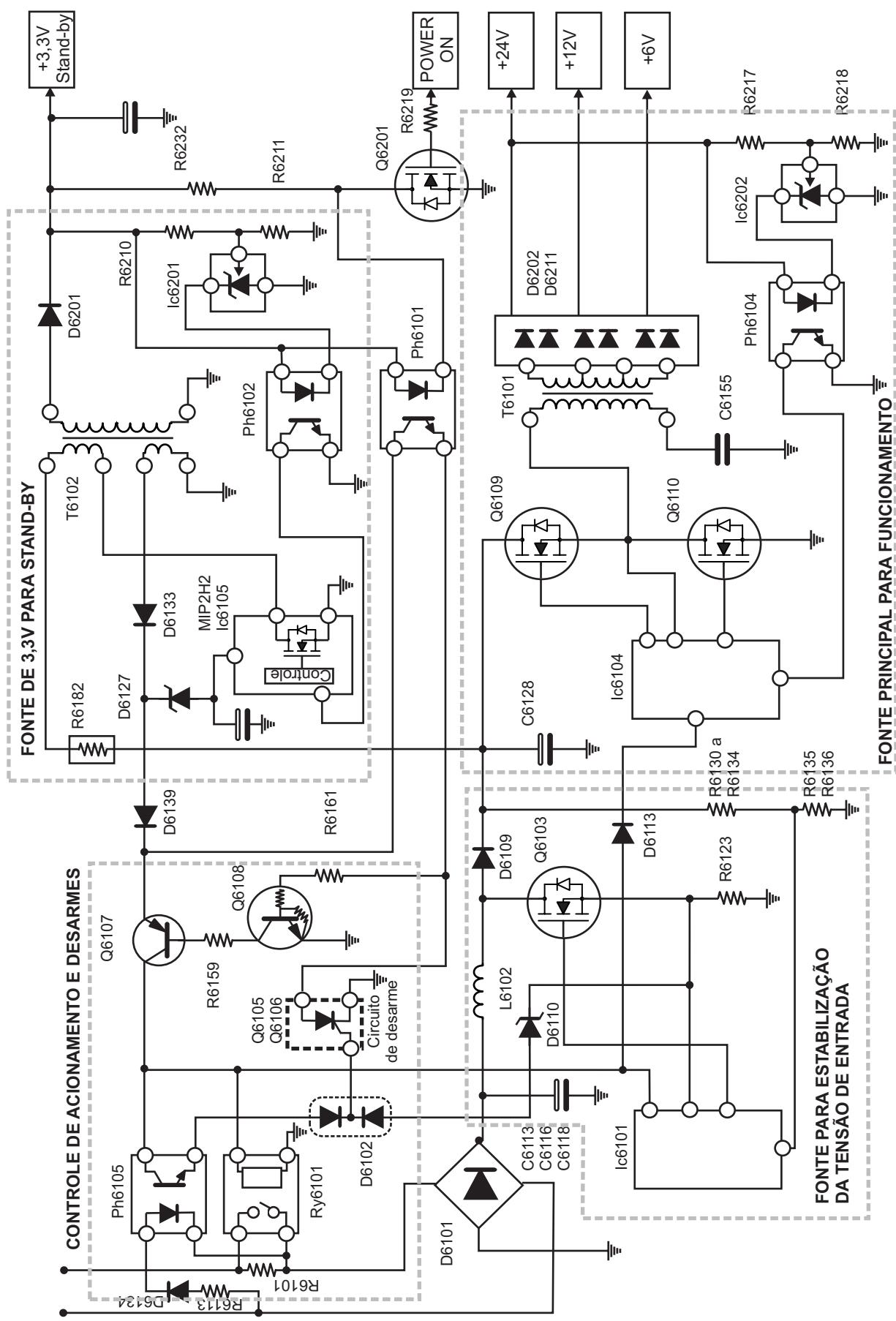
Outra forma de desarme que poderá acontecer, será pela detecção da corrente de emissor de Q6103, que caso seja excessiva, também elevará o potencial no catodo D6110 e também polarizando o diodo D6102, desarmando o circuito da fonte.

O transistor chaveador Q6103, será o responsável, juntamente com o indutor L6102, de gerar, após a retificação do diodo D6109, uma tensão de 380V estabilizada, em um processo chamado STEP-UP. Para isto lança-se o lado direito do indutor L6102 à massa via transistor, fazendo criar campo no indutor e após corta-se o transistor, sendo o lado direito do indutor lançado a uma tensão bem maior do que da entrada e assim retificando uma tensão alta após D6109.

Esta tensão de 380Vdc, polarizará os transistores Q6109 e Q6110, que trabalharão no processo de classe B, gerando corrente ora em um sentido pelo transformador T6101 e ora em outro sentido pelo mesmo transformado. O importante é que a corrente circulante seja idêntica nos dois sentidos, para que se possa fazer retificação em onda completa, no secundário do transformador.

Assim, criam-se as tensões de +24Vdc, +12Vdc e +6Vdc, todas estabilizadas.

DIAGRAMA SIMPLIFICADO DA FONTE DE TELEVISORES LCD - KLV-32S300

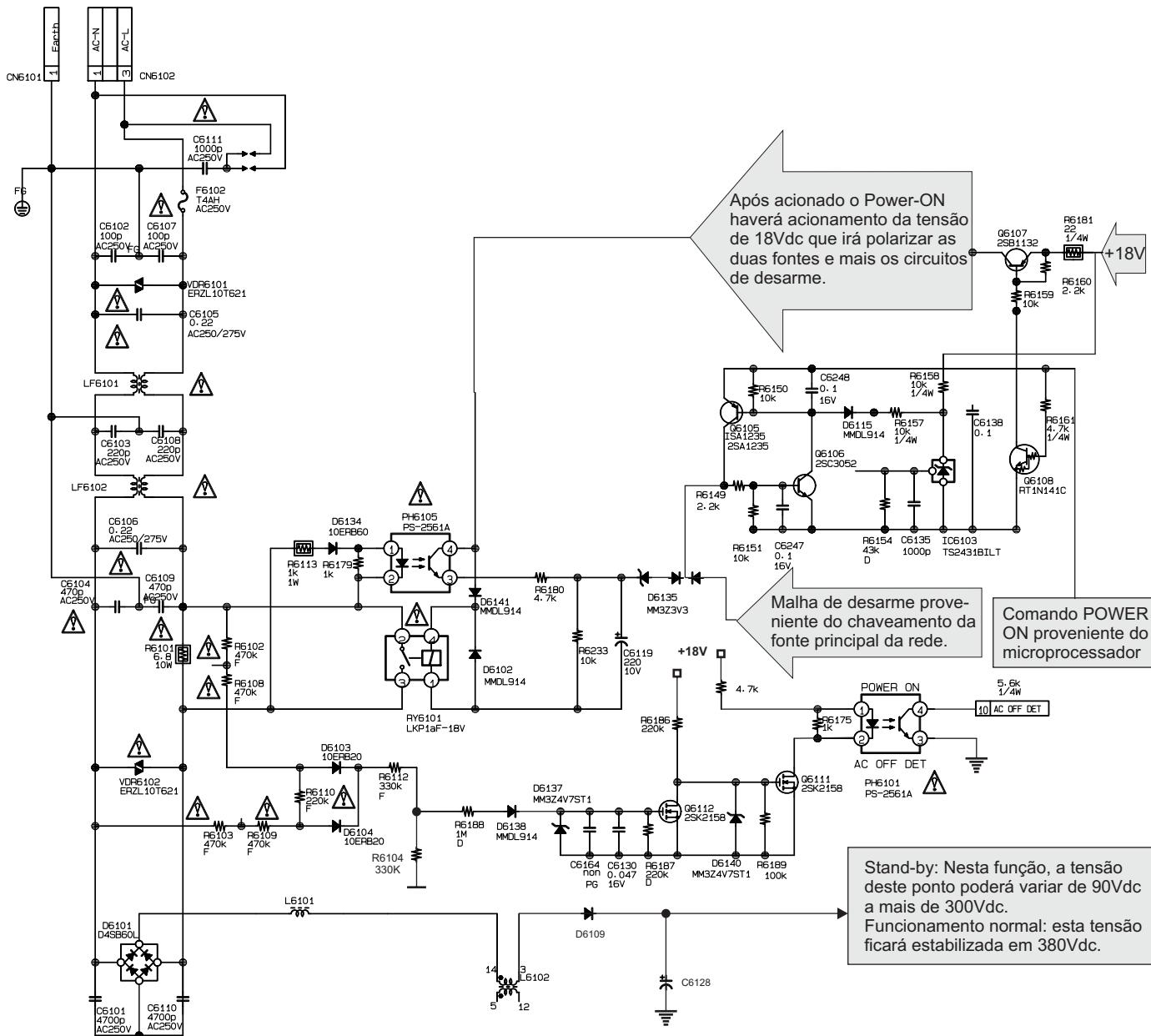


DESCRÍÇÃO DETALHADA DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Começaremos uma explanação detalhada do funcionamento da fonte de alimentação, para que o funcionamento, bem como os desarmes fiquem esclarecidos.

A) Acionamento inicial e desarmes: podemos ver pela figura, que ao ser ligado à rede elétrica, o terminal de entrada apresentará o fusível de 4A, indicando que o consumo do equipamento é relativamente alto. Após, aparecem dois filtros de linha LF6101 e LF6102, com objetivo de filtrar adequadamente as interferências geradas pelas diversas fontes chaveadas deste equipamento; a eficácia dos filtros, está relacionada a ter uma boa instalação elétrica com pólo terra. O VDR 6101 tem como objetivo evitar que os picos de rede ultrapassem 350Vp (rede de 220Vac) ou chequem a esta tensão por alguma sobre tensão na rede de 110Vac.

Chegamos então ao resistor R6101, que está em paralelo com os contatos do relé RY6101, este resistor está dimensionado para que em Stand-by, caia uma pequena tensão sobre ele, suficiente para manter o LED interno ao acoplador PH6105, levemente aceso. Quando dizemos levemente aceso, poderia provocar o desarme do equipamento, mas como está em Stand-by, não existe tensão de +18V que libera o funcionamento das demais fontes chaveadas.



Ainda nesta malha, temos os resistores R6102, R6108, R6109 e R6103, além é claro de R6110. Quando temos a tensão da rede em 110Vac, que indica picos de 150V, 1/9 desta tensão, ou seja 17Vp, acaba sendo liberado para adiante, em retificação em onda completa, ou seja, 120Hz. Após passar pelo resistor R6112 e R6104 (ambos em 330k), acabamos por ter variações de 8Vp. Estas variações acabam sendo limitadas em 4,7V pelo zener D6137, acabando por polarizar o transistor FET Q6112, e também o FET Q6111, que manter-se-a em corte e seu dreno em nível alto, acabando por não excitar o diodo LED interno ao PH6101, que por sua vez mantem o transistor interno cortado, com nível alto no pino 4 do acoplador óptico. Esta será a informação levada ao microprocessador dizendo que a rede elétrica está normal e entrando no aparelho.

Voltando a entrada da rede elétrica, vemos que existe uma ponte retificadora, que retificará a tensão da rede e a filtrará levemente, nos capacitores C6113, C6116 e C6118. Logo em seguida esta tensão de rede retificada e “filtrada” passará pelo chopper L6102, chegando ao diodo D6109 e o dreno do transistor FET 6103 (que não é mostrado na figura).

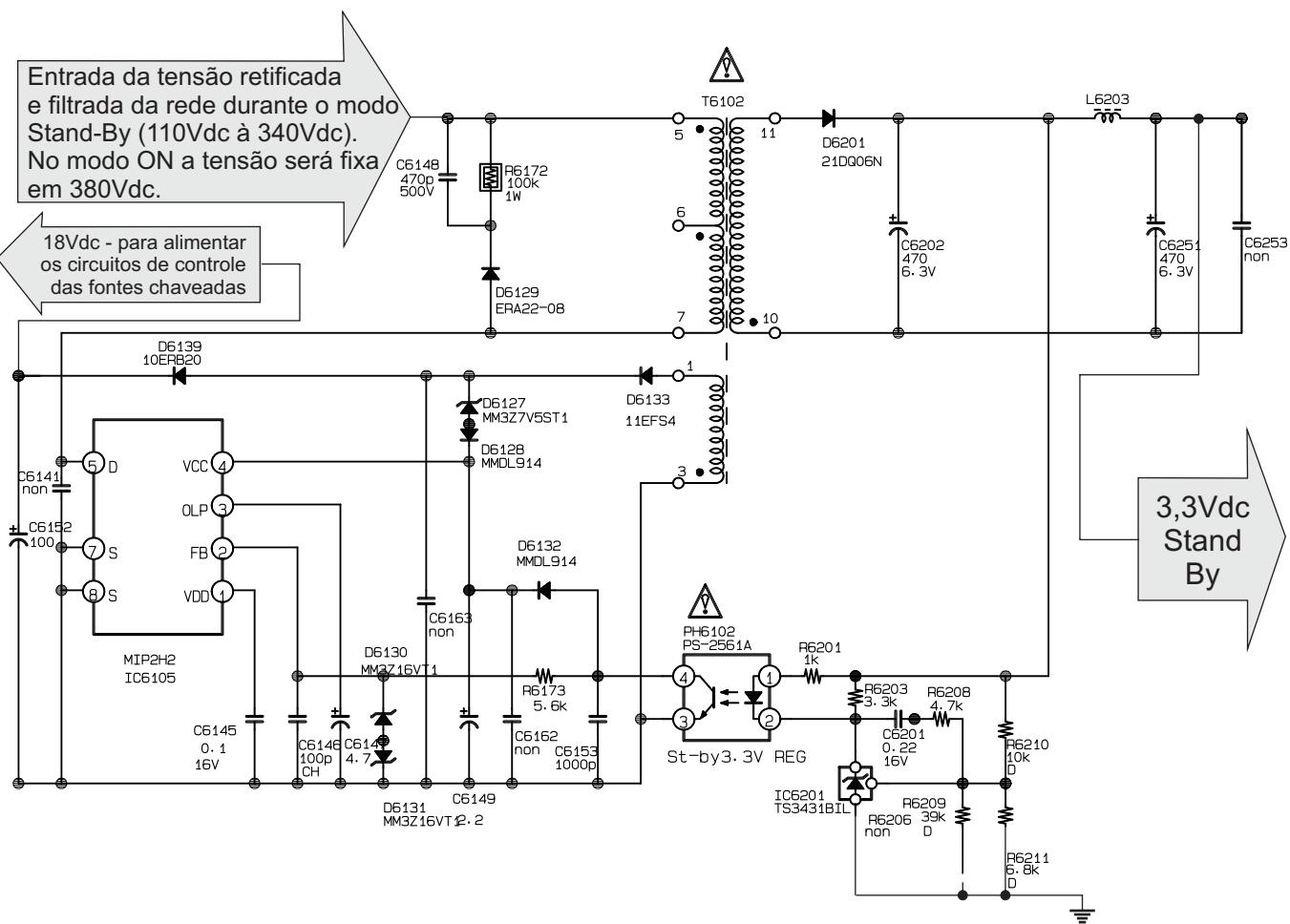
O objetivo aqui será transferir a tensão para o catodo do diodo D6109, sendo a tensão levada até o circuito de formação da tensão de Stand-by em 3,3 V.

A partir do momento que a fonte de Stand-by passa a trabalhar, gerará para o secundário, uma tensão de 3,3V (alimentação do micro) e também +18V para alimentação geral do circuito de controle da fonte chaveada. Estes 18Vdc, vão então até o emissor do transistor Q6107, que normalmente encontra-se cortado.

Para que o mesmo sature, deverá vir um comando em nível alto (H), para a base do transistor Q6108; este nível alto também é levado ao emissor do transistor Q6105, que normalmente está cortado, o mesmo acontecendo para o transistor Q6106. Este nível alto proveniente do comando POWER ON, levará à saturação o transistor Q6108 e este ao transistor Q6107, que agora passa a apresentar em seu coletor a tensão de +18V.

Assim, várias malhas são polarizadas permitindo o funcionamento do equipamento.

Quando aparece a tensão da alimentação subindo no pino 4 do PH6105, ele começará a apresentar uma pequena tensão no pino 3, até que o relé RY6101 atraque e iniba a polarização para o led e o foto transistor.



B) funcionamento da fonte de 3,3v stand-by e 18v: Observando agora a figura seguinte, veremos o funcionamento da fonte de alimentação geradora dos 3,3V para o micro.

Inicialmente temos chegando até o resistor R6108, a tensão da rede de 120Vdc (110Vac) até 340Vdc (220Vac), que acaba por chegar ao pino 5 do transformador chopper T6102, passando para seu pino 7, até chegar ao pino 5 do integrado IC6105 (MIP2H2). Este integrado possui dentro de seu invólucro, um transistor FET de potência, ligado do pino 5 ao 7-8. A tensão presente no Dreno do FET (pino 5), será aproveitada para fazer a polarização inicial do integrado, que oscilará em alta freqüência e a partir disto, começará a gerar as tensões do secundário do transformador. Os enrolamentos 11 e 10, receberão uma pequena indução em tensão, enquanto que os enrolamentos pinos 1 e 3, receberão uma tensão maior.

Fica claro que a relação de espiras é um fator muito interessante, pois podemos ter na entrada do transformador chopper (pino 5) uma tensão que poderia variar de 120Vdc até 340Vdc (até 380Vdc após funcionamento do aparelho), temos uma diferença de 3 vezes a tensão de entrada. É claro que o cálculo das espiras, deverá levar em conta a menor tensão possível de entrada (120Vdc) e daí calcular as espiras dos enrolamentos secundários em relação ao primário.

Mas, quando a fonte começar a trabalhar, haverá a geração de uma tensão maior nos secundários, que deverá ser contida. Isto é feito pelo divisor resistivo presente no secundário desta fonte de alimentação R6210 e R6211, que entregará cerca de 1V na entrada do amplificador de erro IC6201, que começará a ser polarizado, reduzindo a tensão de catodo (ou coletor para ser mais exato), acendendo o led interno ao IC PH6102.

Desta forma, o transistor interno permitirá a corrente entre coletor e emissor e isto abaixará sua tensão de coletor, mantendo o pino 2 do IC6105, informado acerca disso. Internamente, este decréscimo de tensão fará com que o transistor de potência (FET) interno, fique menos tempo saturado e com isto diminua a tensão de saída, que na realidade ficará estabilizada.

Depois que as fontes aparecem no secundário, teremos no pino 1 pulsos superiores a 18V, que serão retificados por D6133, que polarizará os diodos D6127 e D6128 permitindo que apareça uma tensão em torno de 11V no pino 4, que é a alimentação do integrado. Surgindo esta tensão, a tensão proveniente do DRENO do FET interno ao IC será substituída por esta que surge agora.

Assim, a fonte de alimentação, além de gerar os 3,3V para o microprocessador, que também será a alimentação em Stand-by, gerará a polarização em torno de 11V no pino 4 do integrado e também a tensão de +18V que será fundamental para funcionamento de mais duas fontes chaveadas.

c) Estabilização da fonte de entrada da rede (Conversor STEP-UP): vemos agora um conversor STEP-UP que está sendo muito utilizado por muitos fabricantes, que visa que a fonte possa trabalhar com qualquer tensão de entrada (110Vac ou 220Vac), e ter para a fonte chaveada principal a mesma tensão, independente de consumo ou variações da rede elétrica. Esta prática começou a ser utilizada para as fontes chaveadas utilizadas em computadores comuns e agora vem sendo também aplicada em uma série de circuitos eletrônicos.

O funcionamento do circuito deste conversor DC-DC Step-up, será liberado, mediante polarização proveniente da tensão de alimentação de +18V, que alimentará o circuito integrado IC6101 no pino 8 e este por sua vez fará o oscilador interno funcionar, gerando a onda quadrada de alta freqüência no pino 7; quando a tensão do pino subir para próximo da tensão de alimentação, acaba ocorrendo a saturação do FET Q6103, e quando a tensão do pino 7 do integrado zera, haverá a polarização do transistor Q6102 e consequente diminuição da tensão de coletor, levando-o à saturação; desta forma o FET será cortado.

A tensão DC de entrada, que pode variar como já dissemos de pouco mais de 120Vdc para mais de 340Vdc, sendo o segredo para manter uma tensão de saída estável, será controlar o tempo de saturação e corte de Q6103. Inicialmente, na saturação de Q6103, o terminal 3 do transformador L6102, será levado à massa, gerando uma corrente circulante pelo indutor, que no instante inicial é pequena, mas que vai crescendo com o tempo; em dado instante, haverá o corte de Q6103 que criará um efeito “chicote”, ou seja, um dos lados do indutor havia sido levado à terra, agora o efeito será inverso, subindo a tensão no pino 3 para duas ou três vezes a tensão de entrada (pino 1). O nível deste “pico” positivo, dependerá do tempo de saturação do transistor Q6103, sendo que quanto mais estiver saturado, na hora de seu corte, mais intensa será a tensão reversa gerada.

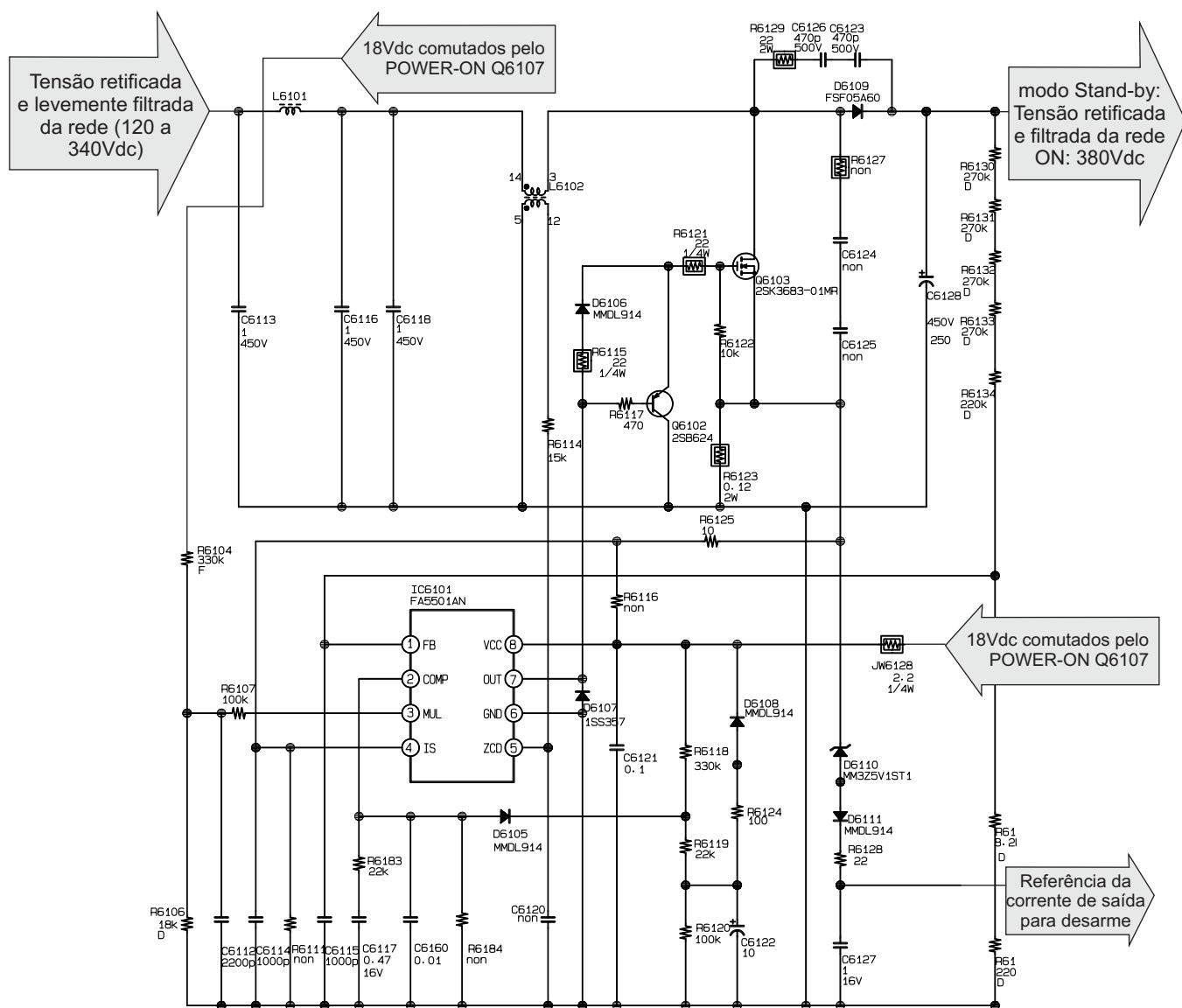
Estes “picos positivos” acabam sendo retificados pelo diodo D6109 e filtrados no capacitor C6128, gerando a tensão de saída estabilizada em +380Vdc. No corte do transistor, também são geradas freqüências muito acima da fundamental de trabalho da fonte, que o diodo D6109 não consegue acompanhar, o que gera uma tensão direta sobre ele, tensão muito positiva no anodo e tensão da saída da fonte no catodo. Para evitar este nível muito intenso positivo de alta freqüência, são instalados o resistor R6129 e C6126 e C6123, que “jogam” estes picos positivos para a tensão de saída da fonte, sendo estes filtrados por capacitores de filtro de ruídos, de valores de 10nF ou 100nF, de poliéster.

Outro filtro de ruído muito importante que existe são o R6127 e os capacitores C6124 e C6125, que estão em paralelo com o transistor chaveador. Tanto estes como os anteriores, tem seus valores limitados pela corrente que será gerada no instante de saturação do transistor chaveador.

A oscilação desta fonte chaveada, ocorre através da saturação do transistor chaveador Q6103, gerando uma tensão dente-de-serra em seu emissor, devido à queda de tensão sobre R6123. Desta modo, a dente-de-serra, será levada ao pino 4 do integrado, e quando seu nível positivo chegar a um dado patamar, gerará o reset do oscilador (corte do transistor chaveador). Para determinar o tempo em que será feito o corte, entrarão duas tensões no integrado, sendo a primeira, uma amostra proveniente da tensão da rede elétrica que entra no pino 3 do integrado IC6101 e a outra proveniente do divisor resistivo R6130, R6131, R6132, R6133, R6134 e também R6135 e R6136, gerando uma tensão de 2,5V (quando a tensão de saída estiver em 380Vdc) para o pino 1 do integrado.

Caso a corrente da fonte aumente excessivamente, haverá também o aumento da queda de tensão sobre o resistor R6123 e com isto, o diodo zener D6110, conduzirá e elevará o potencial de seu catodo levando nível positivo que desarmará o funcionamento do televisor.

d) Fonte de saída principal +24V, +12V, +6V: esta fonte é a mais complexa e feita por um conversor classe B, Step-down (abaixador de tensão).



Quando a tensão de +B retificada e filtrada da rede for de 120Vdc à 340Vdc, esta fonte não estará funcionando, sendo seu funcionamento dependente da polarização dos +18V. Quando a tensão de +18V aparece, significa que a tensão de entrada para esta fonte de alimentação, tornou-se em 380Vdc estabilizados, chegando o dreno do transistor Q6109, que possui em série com ele o transistor Q6110. A idéia aqui é gerar um trabalho de saturação dos transistores feito de forma alternada, como é feito na saída push-pull, para garantir que o transformador terá corrente idênticas circulando em um sentido e outro. Para que isto seja possível, o transformador é colocado entre os transistores, sendo este enrolamento levado ora para o potencial de +380Vdc e ora para zero Volt. Para que a corrente se torne a mesma, tanto em um como no outro tempo, deverá haver uma tensão intermediária de metade da alimentação (cerca de +190Vdc) do outro lado do enrolamento.

O capacitor C6155, carregar-se-a com esta tensão e passará a ser a referência da tensão estável para o transformador. Assim, enquanto o pino 3 fica com a tensão de +190Vdc, o pino 6 é levado ora à +380Vdc e ora a zero Volt.

Como o tempo de saturação pode variar bem como um dos transistores pode cortar sem que o outro entre em saturação imediata, os diodos internos reversos, terão papel importante no fechamento do ciclo do efeito indutivo do transformador. Esta teoria será vista detalhadamente na fonte chaveada de excitação do backlight.

Um dos pontos mais interessantes de trabalho para esta fonte é a forma de excitação do transistor Q6109, que tem seu terminal “S” (source) variando de zero a 380V, sendo que na saturação (tensão de “S” em 380V) deverá ter seu gate com poucos volts a mais que isso, garantindo a saturação deste. Muitos fabricantes aqui, utilizam-se de transformadores de baixa impedância e baixa tensão ligados entre os terminais gate-source, mas alguns integrados já integram o booster de tensão de saída para conseguir uma tensão de gate maior do que a de source (tensão da fonte principal).

Assim, quando o pino 15 do integrado for levado ao potencial de zero volt, o capacitor C6143, também será levado e com isso, seu lado de baixo, será carregado positivamente pela tensão de alimentação que sai do pino 10 e vai via diodo D6120 até o capacitor, carregando-o. Quando houver a saturação para o semi-ciclo positivo, o pino 15 do IC terá sua tensão elevada e a tensão armazenada no capacitor C6143 (maior do que a tensão do pino 15, sairá agora pelo pino 16, que manterá o gate do FET Q6109, em um nível sempre mais alto do que o source. Já, a saturação para o transistor Q61010, ocorrerá de forma convencional, ou seja, sairá uma tensão com alguns volts do pino 12 do integrado, saturando ou não este transistor.

Sobre o resistor R6177, teremos variações dente-de-serra, que ora serão positivas e ora negativas. Ainda nesta forma de onda, teremos períodos de tensão zerada devido a inoperância dos transistores (entre as variações dente-de-serra), estas variações serão utilizadas como referência para um possível desarme para o funcionamento do integrado. A oscilação ou funcionamento do integrado e sua freqüência básica, dependerão do capacitor e resistor ligados aos pinos 3 e 4 respectivamente.

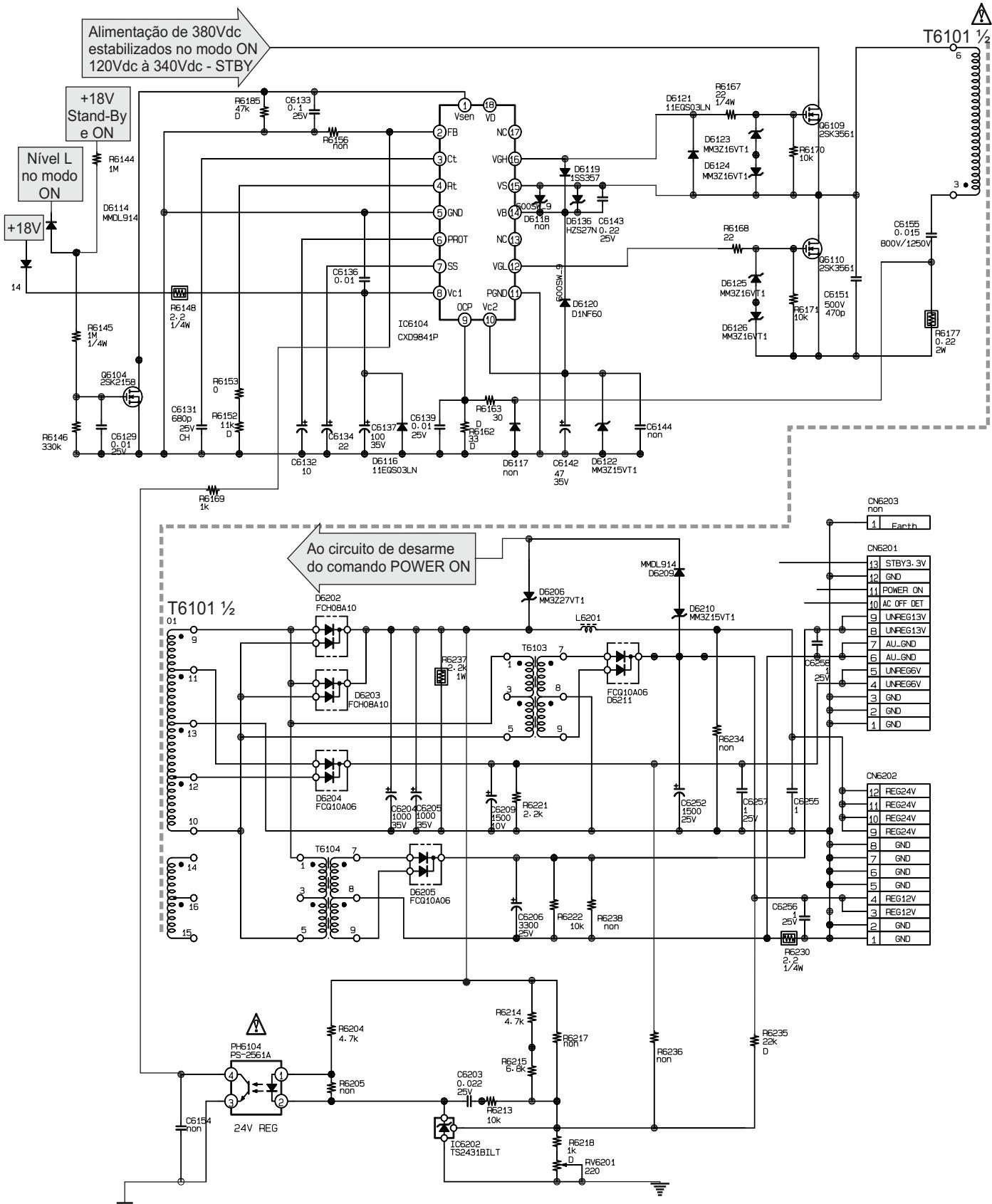
Quando ligamos o equipamento, virá um nível baixo de tensão para o gate do FET Q6104, que cortará, elevando o potencial para seu Dreno e com isto começará a carga do capacitor C6133, que durante pequeno espaço de tempo manterá a tensão do pino 1, baixa, não permitindo o funcionamento imediato do integrado.

O controle da tensão de saída e estabilização estará a cargo de uma realimentação negativa proveniente da tensão de +24V (resistor R6217), +12V (R6235) e +6V (R6236), que combinadas, farão o controle da estabilização da saída. Notem que ainda existe um ajuste para esta fonte de alimentação, ou seja, o trimpot RV6202, poderá variar a fonte em quase 20% de seu valor.

Assim teremos na entrada do amplificador de erro, integrado IC6202 uma tensão aproximada de 2,5V, que o fará conduzir e acender o LED interno, e com isso controlar a polarização do foto transistor interno e a tensão de referência de FEEDBACK (FB) presente no opino 2 do integrado de controle da fonte.

Quando ligamos o power do painel do televisor, ocorrerá momentaneamente um consumo além do normal, devido à carga dos capacitores da saída da fonte e capacitores gerais espalhados por todos os circuitos. Para que não ocorra uma sobrecarga da fonte e gere desarme, deverá ser acionado o SOFT-START que é um arranjo, permitindo que a fonte parte inicialmente com tempo de saturação menor dos transistores.

Assim, quando as tensões de saída começarem a aparecer, o capacitor C6202 presente no circuito do amplificador de erro (IC6202), irá se carregar, elevando momentaneamente a tensão de referência do pino de entrada do integrado, levando-o à condução e com isto, informando ao integrado de controle IC6104, que a tensão de saída “estaria” alta, levando os transistores chaveadores a uma saturação curta, permitindo a carga dos capacitores de forma lenta.



FUNCIONAMENTO DOS CIRCUITOS DE BACK-LIGHT

Introdução

A iluminação traseira do LCD tem gerado muito interesse no meio da engenharia industrial e gerado muita tecnologia para excitação desta área relativamente complexa.

Podemos dizer de uma forma geral, não temos apenas a excitação de lâmpada fluorescentes (CCFL – Cold Catodo Fluorescent Lamp), em um nível constante de excitação. Para aumentar o nível de contraste da imagem, alteraremos a excitação da(s) lâmpadas, de uma forma muito rápida.

Normalmente o conjunto das lâmpadas e o conjunto refletor-difusor ficam juntos à unidade do display. Podemos dizer que o circuito específico de excitação e as próprias lâmpadas, são responsáveis por 50% do consumo de todo o equipamento. Desde modo, os equipamentos portáteis que trabalham a partir de baterias, requerem mais tempo de paradas ou recargas, gerando também mais atenção aos circuitos de alimentação das lâmpadas CCFL, para ter uma conversão mais eficiente (com menos consumo).

Assim, muitos fabricantes em todo o mundo, tem feito publicações baseados em projetos feitos exclusivamente para esta aplicação.

CARACTERÍSTICAS DAS LÂMPADAS CCFL

O entendimento dos requisitos das fontes de alimentação para iluminação traseira (backlighting), tem a ver com a carga ou consumos envolvidos. A lâmpada fluorescente apresenta uma série mudança de comportamento no circuito. Em torno de 1kV são requeridos do circuito para funcionamento inicial, pois antes de haver a ionização do gás presente no interior da lâmpada, haverá uma baixa condução que sustentará a alta tensão. Deste modo a característica de resistência negativa fica evidente.

Outras restrições da fonte de alimentação incluem intolerância à corrente contínua, sensibilidade aos picos ou cristas das formas de onda e critérios de diminuição da RFI (Interferência da Alta Freqüência).

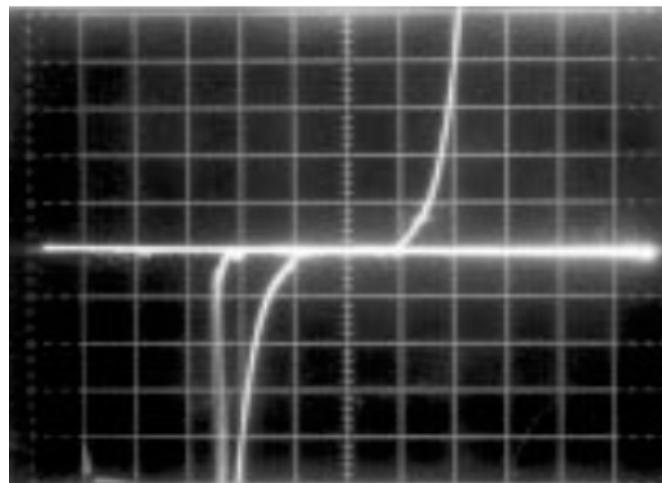
Os traços das formas de onda, mostram a região de resistência negativa para dois tipos de unidade de lâmpadas CCFL: a primeira com 150mm linear, 10mm de diâmetro, para display de laptop, e uma outra em "U" para um display de painel de carro.

Referindo-se à figura abaixo, a alta intensidade do pico de tensão pode ser visto atingindo patamares de 560V, enquanto que a resistência negativa, ocorreu na tensão de 240V.

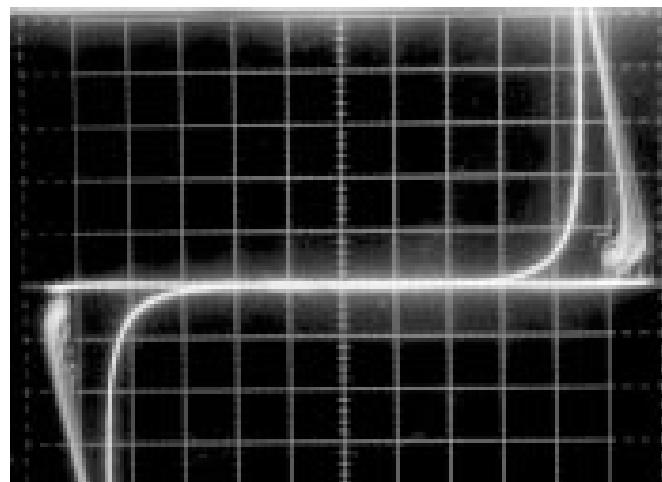
Os valores da figura seguinte são 1240V e 900V. A fonte de alimentação deve se ajustar a este modo de funcionamento e prover a regulagem da corrente para a lâmpada e assegurar uma longa vida para ela.

OPERAÇÃO BÁSICA DO CONVERSOR.

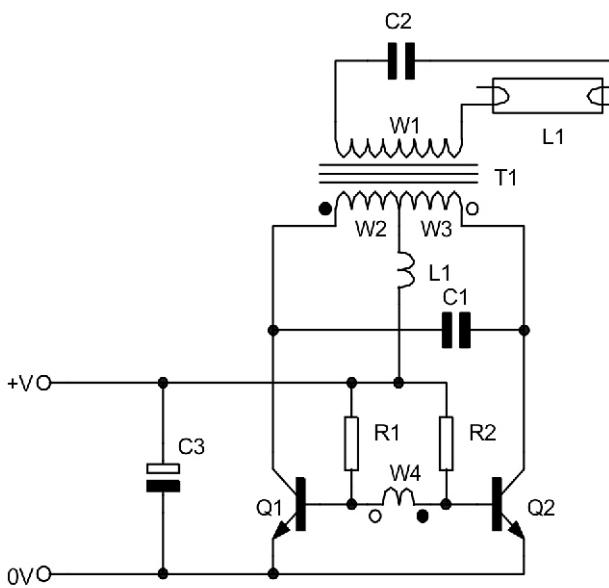
A forma de operação do circuito driver para alimentação da(s) lâmpada(s) de backlight, será feito conforme a necessidade da alimentação da carga que normalmente é feito por um circuito ressonante push-pull, como mostrado na figura abaixo.



*Características CCFL: 150mm linear;
100V/div horizontal, 200uA/div vertical
Excursão de tensão em 560V com
resposta em corrente em 240V*



*Características CCFL: "U" tube;
200V/div horizontal, 1mA/div vertical
Excursão de tensão em 1240V com
resposta em corrente em 900V*



Neste circuito, temos a tensão de alimentação ($+V$) que vai até o center-tape do transformador T1, e via enrolamentos W2 e W3, chega até os coletores dos transistores Q1 e Q2. A forma de trabalho será dada pela alternância das polarizações ocorridas para Q1 e Q2.

Para isto, os enrolamentos W1 (secundário), W2, W3 e W4, fazem parte do mesmo transformador e mostram suas relações de fase a partir da indicação por pequenas bolas brancas ou pretas; assim, podemos afirmar que quando o transistor Q1 for polarizado e a tensão de seu coletor cair, haverá circulação de corrente pelo enrolamento W2, de forma que neste instante o local onde está a indicação “bola preta” ficará com potencial mais baixo do que o center-tape, o que induzirá no enrolamento W4 um potencial positivo no ponto da “bola branca”, levando o transistor Q1 à saturação (realimentação positiva). Neste mesmo tempo, o transistor Q2 ficará completamente cortado, pois apesar de ser polarizado por R2, haverá um potencial de tensão mais baixa induzido por W4 “bola preta”.

Após determinado tempo de polarização, a corrente circulante pelo indutor W2 torna-se quase constante diminuindo o poder de indução nos enrolamentos secundários, o que provocará a diminuição de polarização de Q1 e aumentará a polarização de Q2, fazendo agora inverter a indução ocorrida em W4, levando Q2 à saturação e Q1 ao corte.

Este trabalho ocorrerá indefinidamente, até que seja retirada a alimentação do circuito.

Com isto, conseguimos gerar para a saída tensões que podem atingir 1000 ou mais Volts.

Apesar disto, para diminuir a geração de interferências e ruídos, opta-se por utilizar um trabalho senoidal na formação da onda de excitação do circuito push-pull sendo o capacitor C1 o principal responsável por esta onda senoidal.

Assim, teremos na saída uma onda cuja amplitude dependerá da relação de espiras do primário para o secundário. Quanto a corrente, podemos dizer que ela poderá variar de pouco mais de 100uA a mais de 1mA.

CONTROLE DO BRILHO DA LÂMPADA VIA MALHA DE REALIMENTAÇÃO

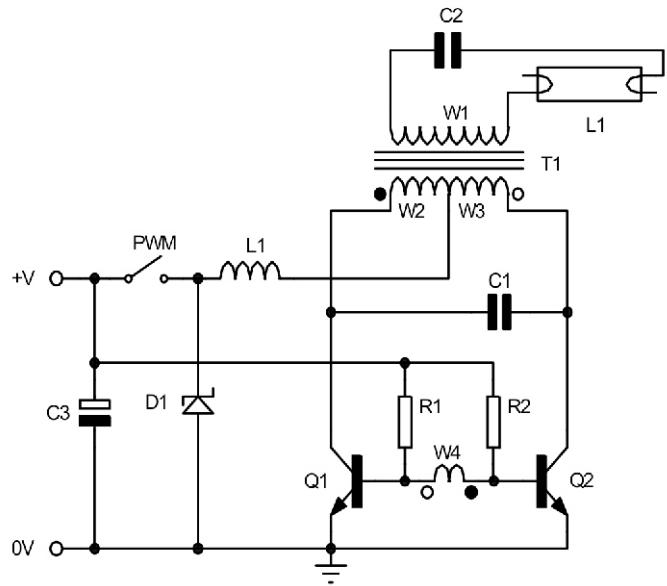
As figuras a seguir, mostram duas formas de trabalhar com malhas de realimentação para obter-se um controle de brilho ou estabilização do brilho da lâmpada.

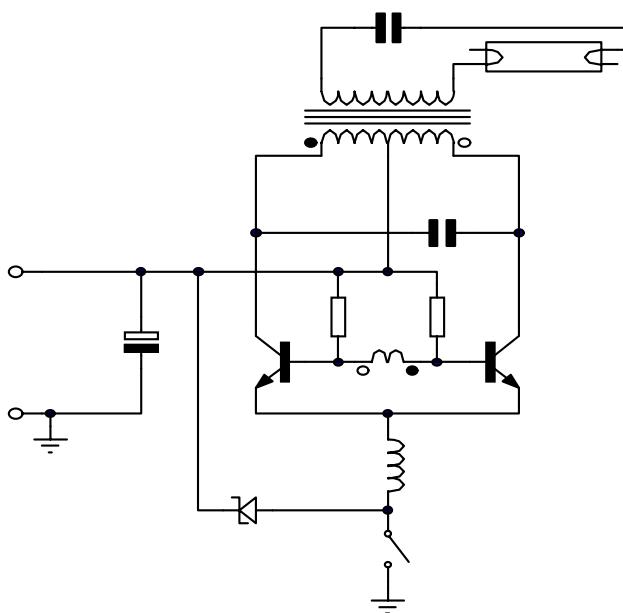
Uma delas trabalha com um controle de PWM na entrada da tensão de alimentação para o transformador.

A medida que vai havendo saturações em alta freqüência do controlador PWM, na entrada da fonte de alimentação, vai havendo circulação de corrente via L1, gerando na entrada do transformador uma tensão DC média, que poderá ser maior (maior tempo de saturação para o controlador PWM) ou menor (menor tempo de saturação para o controlador PWM).

Este controlador PWM, será controlado por uma amostra de tensão proveniente da tensão de saída (que entra no transformador T1), ou ainda por uma realimentação proveniente da corrente de excitação da lâmpada.

Já a figura seguinte, mostra-nos que o circuito auto-oscilante, antes de chegar à massa, deverá passar por um controlador PWM, que de acordo com o tempo de saturação do transistor, fará com que a tensão presente nos emissores de Q1 e Q2, possa estar mais próxima à massa ou não. Caso esteja mais próxima à massa, gerará para o secundário (lâmpada) uma maior tensão.





Estes circuitos complementares ao oscilador principal, visam não interferir no trabalho de formação da onda direta para excitação da lâmpada, mas alterar o potencial de entrada, para daí sim conseguir alteração no brilho desta(s).

O circuito mostrado na figura seguinte mostra-nos o integrado LT1172, que faz o trabalho de controlador do PWM, que ligará o circuito ao massa.

Para que a excitação seja feita de forma correta, e não haja excitação excessiva para as lâmpadas, haverá uma realimentação negativa, proveniente da própria corrente que circulará pelas lâmpada (que ainda pode ser feito pela detecção da tensão).

CIRCUITO COMPLETO DE EXCITAÇÃO DE BACKLIGHT COM REALIMENTAÇÃO

A figura da página seguinte, mostra-nos uma visão detalhada de como funciona um conversor DC-DC, com um integrado que faz todo o funcionamento do circuito push-pull de excitação direta com a lâmpada e também do controle e estabilização da alimentação do circuito que controlará o brilho final. Este circuito é considerado de baixa potência e feito para alimentar backlight's de pequenas dimensões.

a) Tensão de alimentação da placa principal:

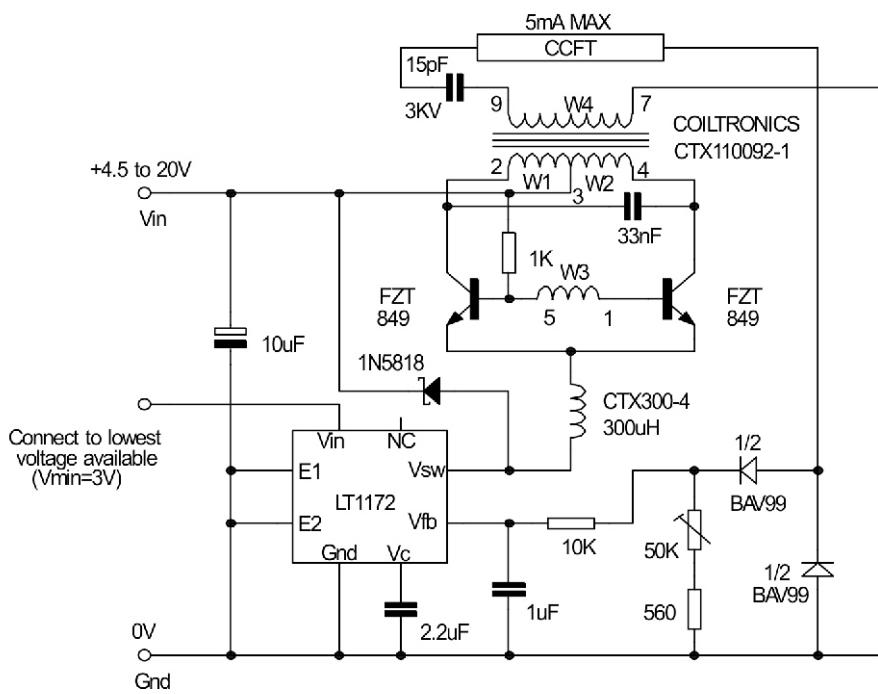
Primeiramente, a alimentação do circuito integrado é feita pelo pino 12, que receberá uma tensão de alimentação que poderá ser de 5V até 18V. O Transistor Q1 garantirá que a polarização para o pino 12 do integrado seja a mais estável possível, pois os +5V apesar de estabilizados, de acordo com o consumo dos processadores de sinal, fará pequenas variações nesta tensão que não seria aconselhável para o circuito de controle. Assim, no esquema há a indicação que o circuito de estabilização é opcional e existirá ou não dependendo da estabilização da tensão de alimentação geral.

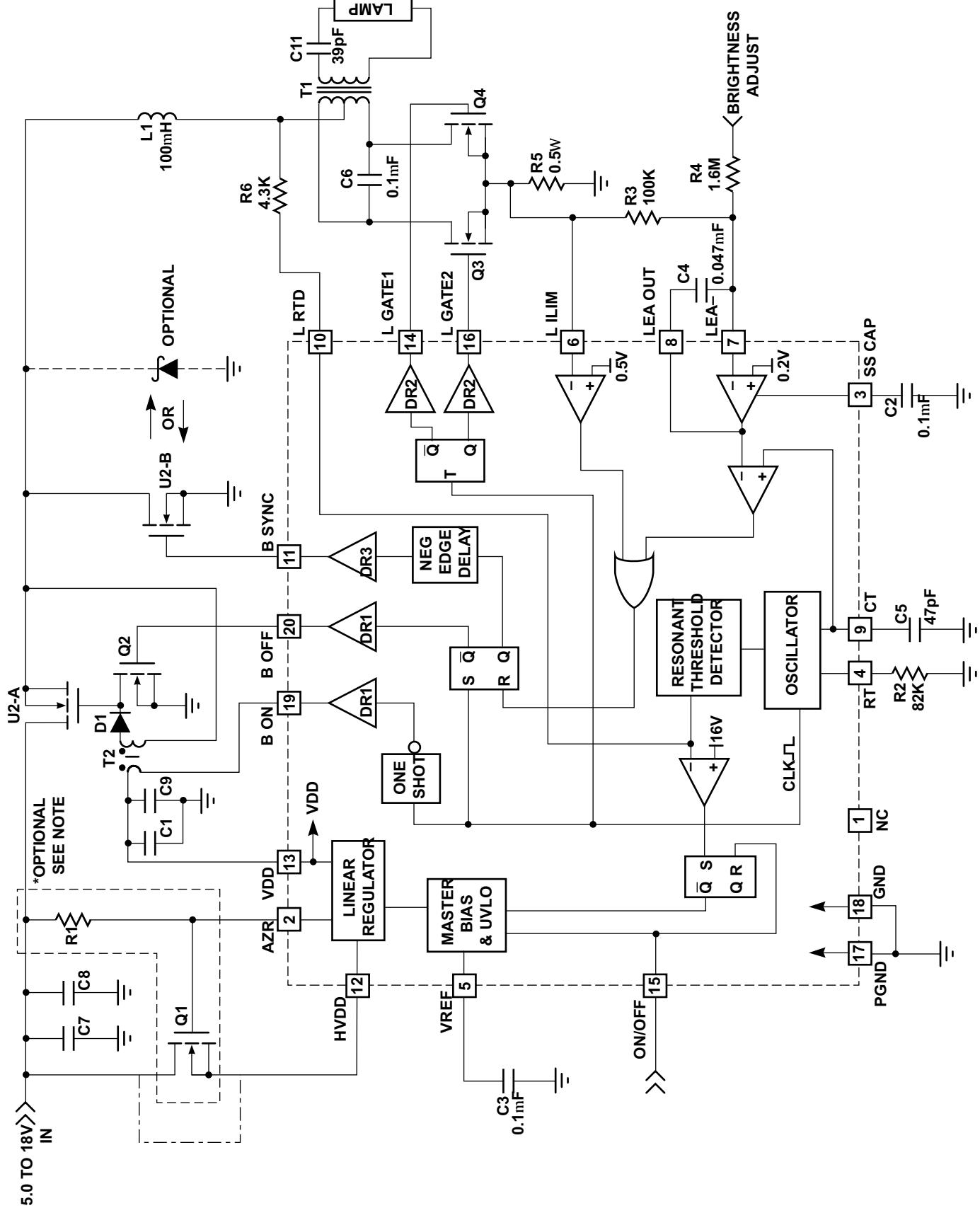
b) Formação da tensão controlada para o gerador da lâmpada:

Para que possamos entender o funcionamento do transistor U2-A, devemos visualizar que ele está em série com a tensão de alimentação e também com o indutor L1, que por sua vez está ligado ao center-tap do transformador T1.

Quando há a saturação do transistor U2-A, L1 será levado à tensão de entrada e haverá circulação de corrente por ele, elevando a tensão de saída. Quando do corte de U2-A, a força contra-eletromotriz armazenada em L1, fará com que seu lado de cima, seja levado a um potencial de tensão mais baixo (muitas vezes abaixo da massa, caso o consumo seja um pouco mais alto). Com isto, entrará em polarização o diodo Zener "optional" ou o transistor U2-B.

A saturação do transistor U2-B, somente se fará após um tempo do corte do transistor U2-A, para que a forma de onda gerada pelo indutor possa ter relativa liberdade de excursionar, e com isto o circuito seja um gerador mínimo de interferências





de RF.

Para garantir o corte do transistor U2-A, temos o transistor Q2 que levará o gate de U2-A à massa e assim o cortará completamente. Podemos então afirmar que o transformador T2, fará a excitação do transistor U2-A, via diodo D1 e que, devido a este, não conseguirá cortar satisfatoriamente o transistor U2-A.

Assim, teremos na entrada do indutor L1 uma onda quadrada ou pulsante, que terá como objetivo gerar uma tensão constante para o circuito push-pull.

c) Circuito Push-pull de excitação da lâmpada:

O circuito push-pull de excitação, utilizará os transistores Q3 e Q4 para conseguir as correntes de variação sobre o transformador T1 e consequentemente gerar no secundário do transformador uma tensão AC, a mais senoidal possível.

O capacitor C6, como já dissemos em circuitos anteriores, será o principal responsável por gerar a onda senoidal, pois quando um dos transistores satura, um lado do capacitor é levado à massa, sendo que o outro lado fica livre, mas na verdade ligado ao transformador, e carregando-se neste tempo, evitando irradiações do outro enrolamento.

Antes da condução do outro transistor, os dois ficarão em corte e caberá ao capacitor o trabalho de integrar as tensões de forma a evitar as oscilações amortecidas.

d) O integrado de controle:

O integrado AN42010 é um múltiplo acionador de conversor DC-DC, com saída Step-down e push-pull, com controle de excitação pelo circuito de Step-down.

Os pinos 19, 20 e 11, são responsáveis pelas saídas de tensão para o conversor Step-down, sendo que suas fases além de serem opostas, ainda terão defasamentos de tempo para existirem.

Já o pino 14 e 16 terão saídas invertidas e pulsantes, de forma a gerar a excitação correta para o circuito push-pull. Uma amostra da corrente circulante pelo circuito push-pull, será tomada em forma de tensão, pelo resistor R5 e servirá para fazer a excitação correta do conversor step-down, ou seja, a partir desta tensão tomada, definiremos o ponto de corte do transistor U2-A.

É importante que se note que existirá outra dente-de-serra sendo gerada, no oscilador de referência, que entrará em um dos operacionais, sendo esta, comparada a uma tensão de controle de brilho. A tensão de controle de brilho, adiantará ou atrasará a variação do operacional e consequentemente o tempo do corte do transistor U2-A.

A saída do oscilador, funcionará como um clock (onda quadrada ou pulsante) que excitará o circuito de acionamento da fonte step-down.

A frequência de trabalho desta fonte de alimentação será dada pelo circuito tanque R2 e C5, presentes no pino 4 e 9 do integrado. Normalmente opta-se por trabalhar em uma frequência de 50kHz.

Ainda teremos a possibilidade de ligar e desligar o acionamento da excitação para a lâmpada backlight através do pino 15, que permitirá ou não o funcionamento do circuito.

CIRCUITO DE BACKLIGHT PARA MAIORES POTÊNCIAS

Na figura seguinte, vemos um circuito acionador de backlight que não utiliza-se de conversor step-down na entrada, sendo que a alimentação para o circuito de push-pull é feito de forma direta.

Além do acionamento em push-pull podemos ver que existem duas saídas, permitindo que o transformador acionador das lâmpadas, seja excitado em bridge (ponte) o que garante uma corrente alternada pelo transformador de forma idêntica nos dois semi-ciclos.

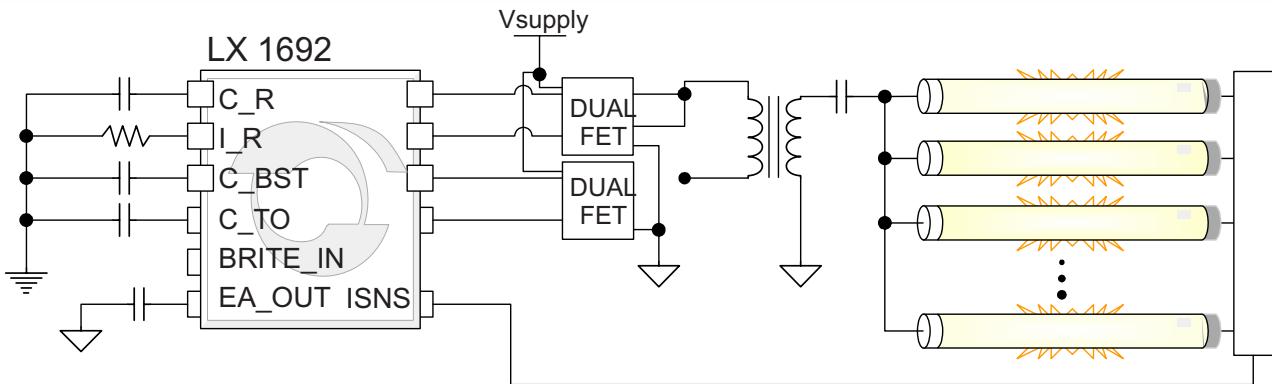
Esta é uma forma complexa de excitação, pois caso queiramos variar o brilho da lâmpada para atuar no contraste da imagem, deveremos modificar os tempos de excitação dos transistores que trabalham na malha de push-pull e em ponte.

As lâmpadas, após a excitação apresentam um ponto comum, que gera realimentação para o integrado de excitação, produzindo um controle da excitação e claro estabilização da mesma.

Normalmente dá-se preferência à utilização de FET's nos circuitos mais modernos e veremos sua excitação detalhada nas próximas figuras.

Excitação da saída push-pull em ponte.

Na figura a seguir, podemos ver como é a saída em ponte e push-pull para excitação das lâmpada em um circuito de polarização do backlight para telas de tamanhos médios (entre 17 e 26 polegadas).



O transformador T1 será ligado entre as duas saídas, sendo que o capacitor C1, apenas desacoplará a contínua e em caso de curto dos transistores, impedirá danos maiores ao circuito.

Normalmente nota-se que a saturação de QC, deverá ser acompanhada com a saturação de QB, permitindo a ligação do primário de T1 ao potencial da fonte (positivo do lado esquerdo e negativo do lado direito). Quando queremos inverter a corrente circulante, deveremos saturar o transistor QD e QA, fazendo a corrente circular em sentido oposto. O problema é que os transistores de saída não ficam continuamente saturados e na verdade permanecem saturados durante um tempo curto, fazendo com que o primário do transformador seja desligado do circuito por curtos espaços de tempo.

Daí os diodos, em paralelo com os transistores, terão função primordial para concluir a excursão senoidal da forma de onda sem causar a RFI (irradiação de interferência).

A seqüência da figura seguinte, mostra bem como o circuito se comporta para a geração da forma de onda adequada à excitação das lâmpadas CCFL.

As formas de onda de excitação, nos darão uma excelente noção em relação a seqüência das figuras.

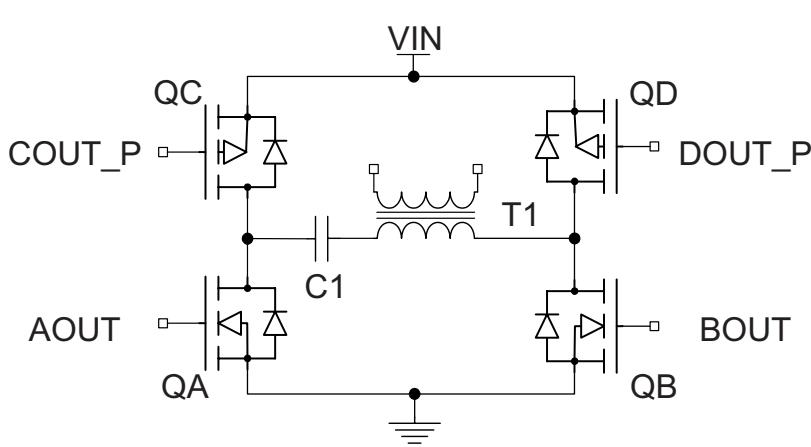
No instante T0-T1, temos nível baixo nos gates dos FET's QC e QA e nível alto nos gates dos FET's QD e QB. Com estas tensões os FET's QC, que está recebendo nível baixo na base, saturará, o mesmo ocorrendo com o FET QB. Já os FET's QA, que recebe nível baixo no gate cortará, o mesmo ocorrendo com o nível alto no gate de QD.

Assim, será fechado o circuito para circulação de corrente do positivo ao negativo, passando pela saturação de QC, QB, produzindo corrente circulante pelo transformador.

Logo em seguida, no tempo de T1-T2, a tensão de gate de QB, cai, levando-o ao corte, produzindo uma força contraria eletromotriz no indutor, elevando o potencial do indutor (neste ponto) acima da fonte de alimentação. O diodo interno em QD torna-se uma chave fechada, permitindo a continuação da circulação da corrente por T1, mas já em decréscimo. Do instante T2-T4, a tensão de gate de QD cai, e daí este transistor passa a saturar, permitindo assim que toda a corrente que foi gerada pelo transformador T1, possa agora chegar a zero.

Do instante T3-T4, sobe a tensão de gate de QC e com isto é levado ao corte, mas ainda mantém-se o transistor QD saturado. Neste instante não há mais corrente circulante por T1.

No instante T4-T5, eleva-se o potencial presente no gate de QA, levando-o à saturação e iniciando agora uma elevação de corrente circulante por T1 (agora em sentido contrário ao exemplo anterior de T0 à T3), visto que o transistor QD já estava saturado anteriormente.



Quando chegamos ao instante T5-T6, haverá a queda da tensão no gate de QA e este cortará, elevando o potencial do indutor para cima da alimentação. Com isto o diodo interno em QC, conduzirá e permitirá que a corrente flua para a descarga da energia armazenada em T1. Quando o potencial do indutor já está em patamares menores, começando a chegar perto da tensão da fonte (lado esquerdo), ocorrerá o instante T6-T7, que receberá uma tensão baixa no gate de QC e com isto gerando a saturação deste transistor.

Assim, a energia armazenada no transformador T1, é completamente zerada.

Quando chegamos ao instante T7-T8, vemos que a tensão do gate de QD sobe, levando-o ao corte; note que neste período de tempo já não existe corrente circulante pelo transformador T1.

Desta forma, conclui-se um ciclo de trabalho desta saída relativamente complexa, e que visa criar uma excitação senoidal para o transformador de excitação e consequentemente para as lâmpadas.

Na figura da página seguinte, vemos o circuito completo de excitação onde podemos notar mais detalhes sobre a pinagem dos integrados e sua interligação geral.

O integrado LX1692 é de fabricação da Microsemi, sendo de custo reduzido e terceira geração dos integrados de excitação do backlight para lâmpadas CCFL.

O circuito oscilador localiza-se no pino 2, onde ajustamos, através do capacitor a freqüência de trabalho do integrado.

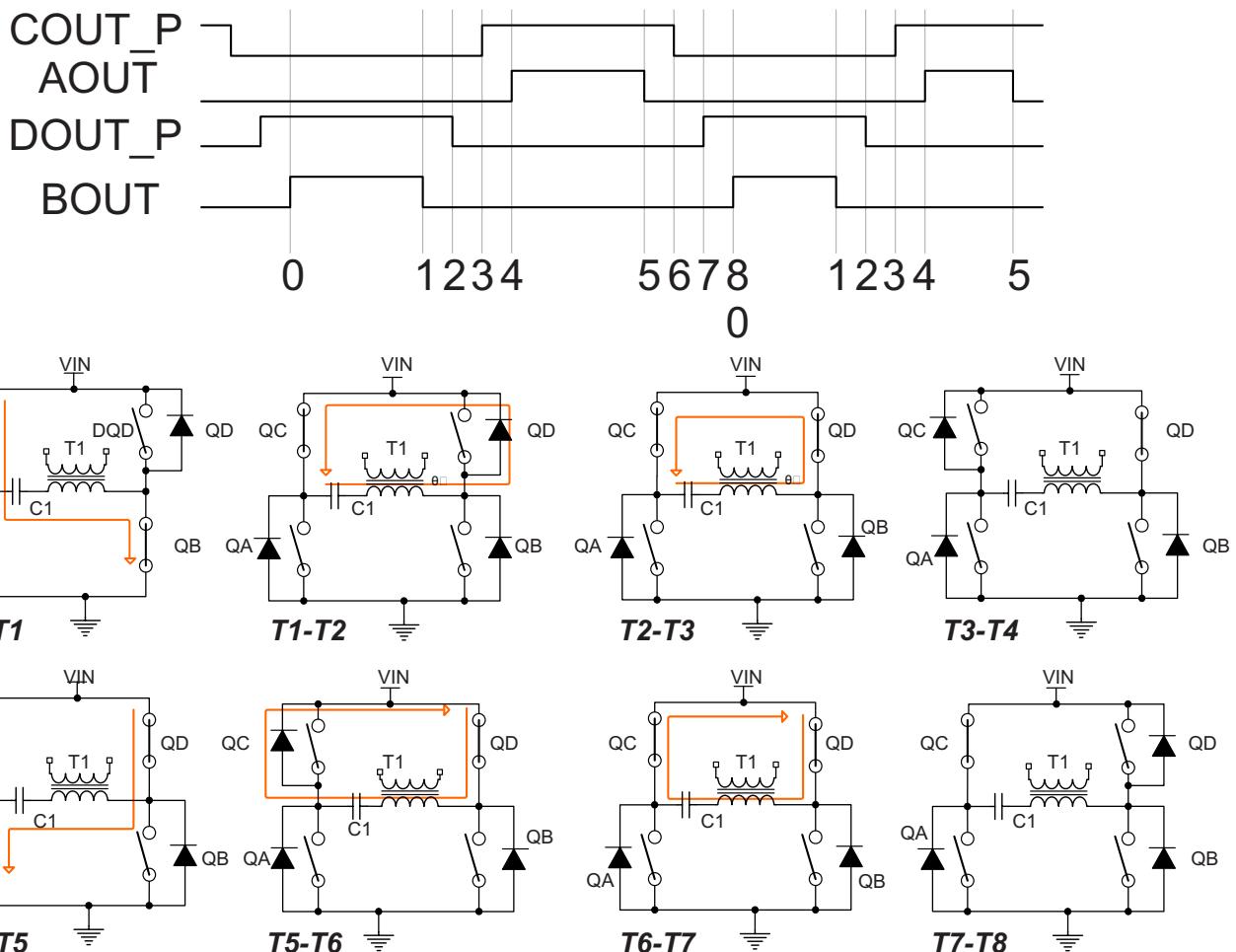
No pino 3, temos um oscilador de burst que será utilizado quando o aparelho entrar em modo de corte da tela (lâmpadas apagadas, mas continuando o trabalho de excitação).

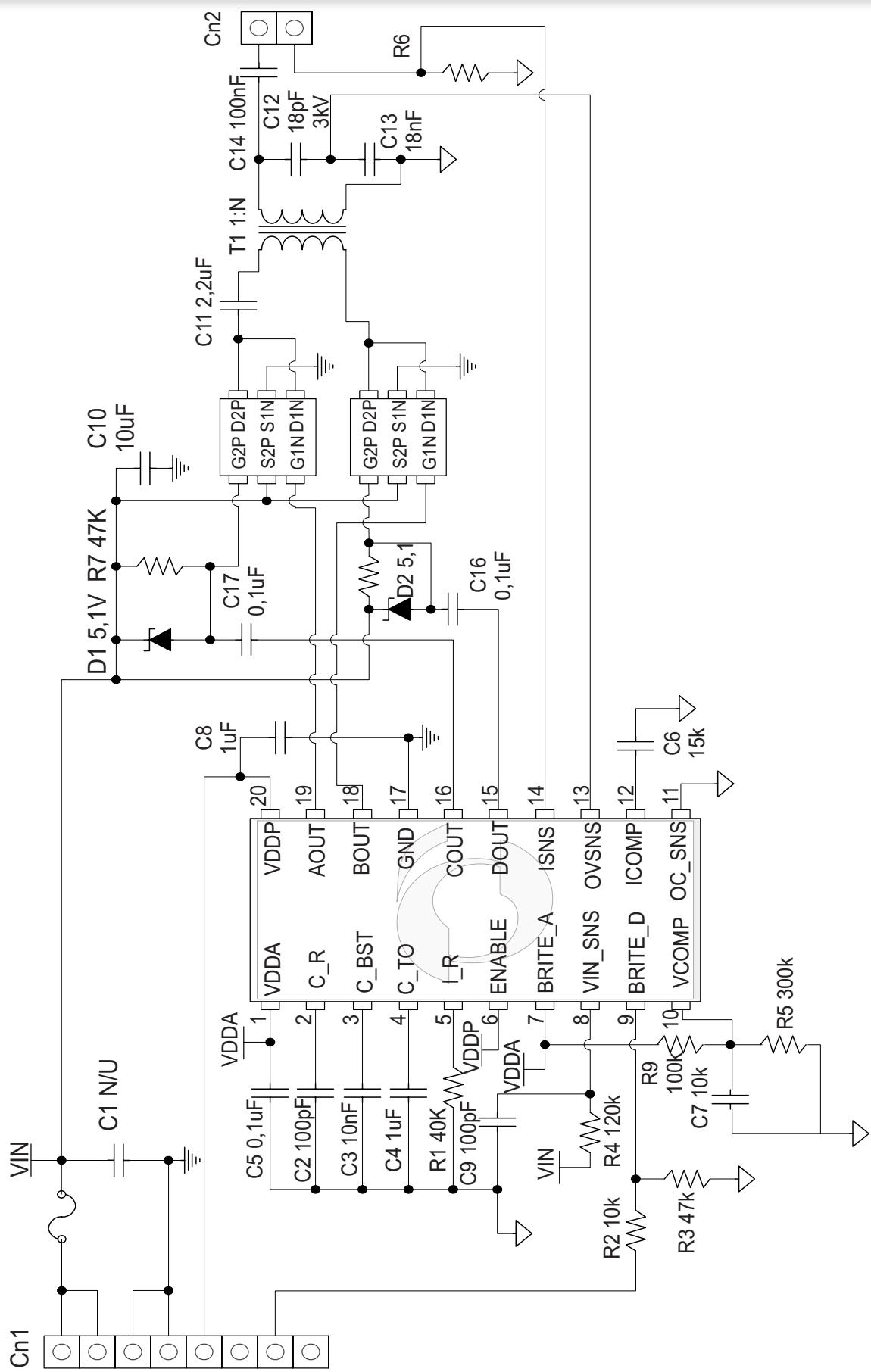
O pino 14 é responsável pela detecção da corrente de saída das lâmpadas enquanto o pino 13, detecta a tensão máxima de saída. Em ambos caso, pode haver desarme da excitação backlight pelos motivos citados.

O controle de brilho será feito através da polarização existente no pino 9 e atuará no tempo de excitação das formas de onda comentadas anteriormente.

Podemos destacar neste circuito, que os FET's utilizados são todos de canal N, ou seja, necessitam de tensão positiva no gate para entrarem em condução.

Assim, as tensões de excitação dos FET's colocados junto à alimentação positiva, deverá ser excitados via capacitor de acoplamento, como explicaremos adiante.





EXCITAÇÃO DE BACKLIGHT PARA TELAS ACIMA DE 26"

Na figura da página seguinte, vemos um circuito completo de excitação de backlight de grande potência, para telas acima de 26 polegadas.

Uma forma de interpretação rápida do circuito, podemos dizer que onde era anteriormente a etapa de saída em ponte, agora torna-se a etapa de excitação da saída, ou seja, haverá uma outra etapa de potência, com um circuito muito mais aprimorado.

Temos uma alimentação de +390Vdc estabilizados, para alimentar a saída de potência para as lâmpadas, e mais um transformador de alta-freqüência (T2) que irá não só excitar as lâmpadas, como também retirar referências de corrente e tensão para o circuito de desarme.

Etapa de excitação

Esta etapa já foi explicada anteriormente, com funcionamento e análise dos tempos de condução de cada um dos transistores.

A saída formada pelos transistores Q1 e Q2, está ligada ao pino 1 do transformador, sendo que o pino 2 do mesmo, vai ligado à outra saída formada pelos transistores Q3 e Q4. Estas saídas trabalham de forma inversa, ou seja, quando Q1 está saturado, o transistor Q4 (da outra saída), poderá também estar excitado.

O mesmo ocorrerá na saturação de Q3, que terá seu par de condução com Q2. Apesar disto, nem sempre os pares estarão conduzindo ao mesmo tempo.

Uma outra particularidade muito interessante é a excitação para os transistores Q1 e Q3, que são FET's canal N ligados ao positivo, exigindo para sua excitação uma tensão de gate maior que de source (que no caso está conectado ao positivo).

Assim, durante o corte dos transistores Q1 e Q3, a tensão de saída do integrado, pino 19 e 16, estarão em nível baixo, permitindo a carga dos capacitores C20 e C21, via diodos zener's ligados à alimentação. Desta forma, quando as tensões destes pinos subirem, haverá a excitação de Q1 - tensão de gate subirá acima da alimentação - permitindo a saturação de source para dreno. O mesmo ocorrerá com o transistor Q3.

Etapa de saída

Na etapa de saída temos os transistores FET Q7 e Q8, que entrarão em saturação de forma alternada.

Temos no gate destes transistores, diodos zener's que retardarão a excitação dos FET's permitindo que entrem em saturação somente à partir de determinado tempo da senóide positiva ou negativa. O enrolamento do transformador T1, pinos 3 e 4, deverá variar de zero volt à 390V, devido ao mesmo estar amarrado entre gate e source do transistor Q7. Apesar disto, a tensão do pino 3, ora subirá acima do pino 4 e ora cairá abaixo deste, e ambos excursionarão entre zero Volt e 390V.

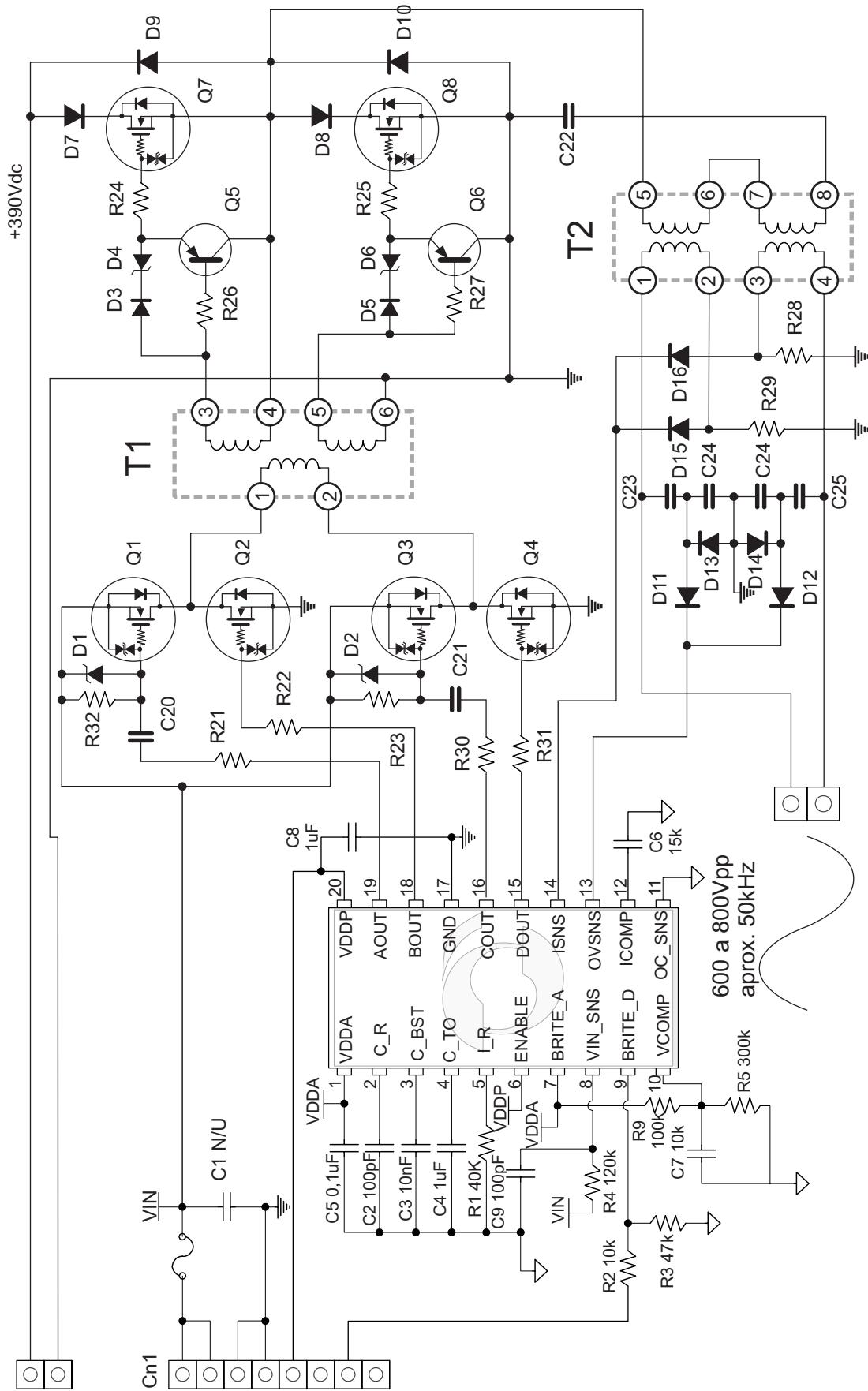
Utilizaremos os transistores FET's Q7 e Q8 durante a saturação de cada um deles, e caberá aos seus diodos internos, conduzirem durante a força contra eletromotriz, mas como a corrente é intensa, foram colocados 4 diodos a mais.

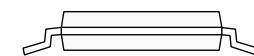
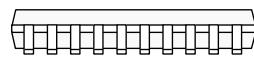
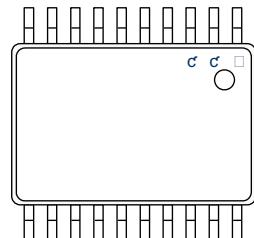
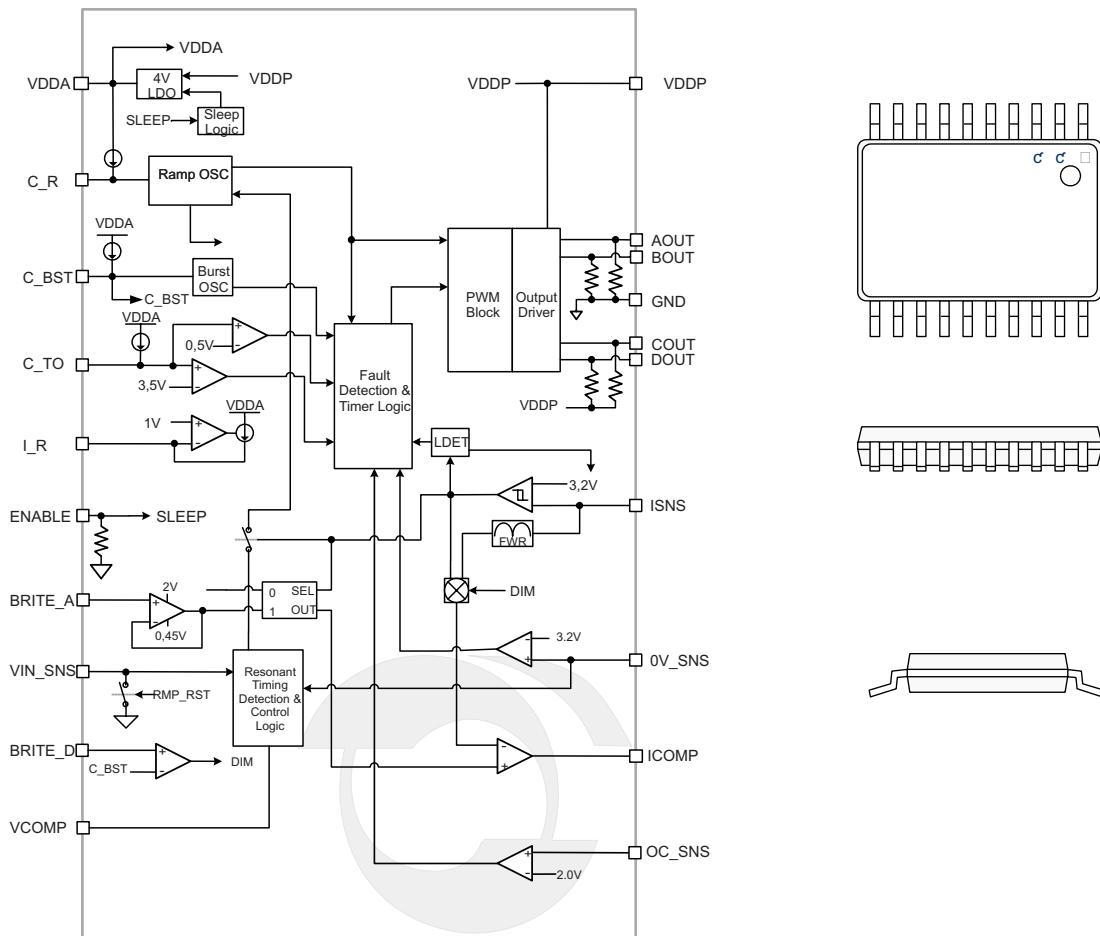
os diodos D7 e D8, permitem a polarização do FET, quando em condução, mas durante a inversão da tensão (quando o source fica mais positivo que o dreno), os diodos D7 e D8 cortarão entrando em condução D9 e D10, fazendo o trabalho de absorção da força contra eletromotriz.

Finalmente, temos na saída do transformador T2, os pinos 2 e 3, ligados à massa via dois resistores de baixo valor. As pequenas quedas de tensões nos resistores, serão a referência da corrente circulante pelas lâmpadas. Pois tanto em um semi-ciclo,, quanto em outro tomaremos a referência de tensão para caso seja necessário, produzir o desarme.

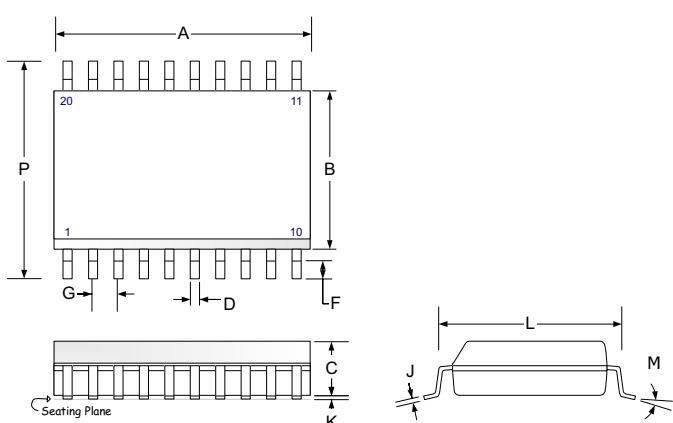
Através de capacitores ligados a cada um dos enrolamentos da saída, e que são responsáveis pela redução da RFI, tomaremos amostras de tensão (cerca de 1000:1), que também serão levadas em onda completa ao integrado de controle, produzindo o desarme por sobre-tensão.

Assim, para as lâmpadas irão receber variações AC (acima e abaixo da massa), produzindo a excitação adequada das lâmpadas.





DW 20-Pin Plastic (SOWB) Wide body SOIC



Dim	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	12.65	12.85	0.498	0.506
B	7.49	7.75	0.295	0.305
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.25	0.46	0.010	0.018
F	0.64	0.89	0.025	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.23	0.32	0.009	0.013
K	0.10	0.30	0.004	0.012
L	8.13	8.64	0.320	0.340
M	0	8	08	
P	10.26	10.65	0.404	0.419
*LC	-		-	ε

*Lead Coplanarity



CTA - Central de Treinamento e Aperfeiçoamento em Eletrônica
Av. Celso Garcia, 3479 - Tatuapé - São Paulo
tel (11) 3791-7255 CEP 03063-000

www.ctaelectronica.com.br