

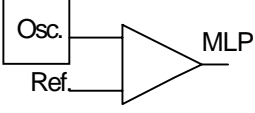
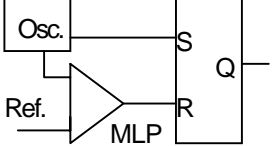
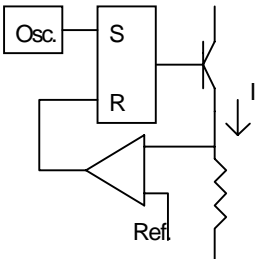
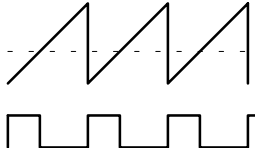
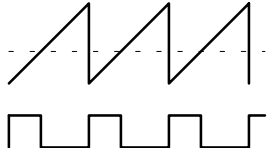
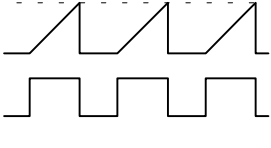
## 11. CIRCUITOS INTEGRADOS DEDICADOS AO ACIONAMENTO E CONTROLE DE FONTES CHAVEADAS

Nos últimos 15 anos, uma variedade de circuitos integrados dedicados ao controle de fontes chaveadas foi desenvolvida. Os controladores que operam no modo tensão (controlando o valor médio da tensão de saída) ainda dominam o mercado, embora diversos permitam operação no modo corrente (controlando a corrente sobre o elemento indutivo do circuito). O método de controle mais utilizado é o de Modulação por Largura de Pulso, embora existam circuitos que operam com Modulação em Frequência.

Alguns CIs possuem apenas 1 saída, enquanto outros fornecem 2 saídas deslocadas de 180° elétricos entre si. Além disso, a maioria possui um amplificador de erro e uma referência interna, permitindo a implementação da malha de controle.

A tabela 11.1 indica algumas características de diferentes circuitos.

TABELA 11.1 Classificação e exemplos de circuitos integrados para fontes chaveadas

	Modo Tensão	Modo Tensão com Latch	Modo Corrente
Técnica de controle (esquemático)			
Saída única	MC34060	MPC1600	UC1842
Saída dupla	TL494/594	SG3525/26/27	UC1846
Característica	Baixo custo	Limite digital de corrente. Boa imunidade a ruído	Especial para Fly-back. Inerente compensação da tensão de entrada
Formas de onda			

As características específicas de cada CI variam em função da aplicação, do grau de desempenho esperado, das proteções implementadas, etc. Em linhas gerais pode-se dizer que os atuais CIs possuem as seguintes características:

- . oscilador programável (frequência fixa até 500kHz)
- . sinal MLP linear, com ciclo de trabalho de 0 a 100%
- . amplificador de erro integrado
- . referência de tensão integrada
- . tempo morto ajustável
- . inibição por sub-tensão
- . elevada corrente de saída no acionador (100 a 200mA)
- . opção por saída simples ou dupla

- . "soft start"
- . limitação digital de corrente
- . capacidade de sincronização com outros osciladores

### 11.1 Técnicas de isolamento de sistemas com reguladores chaveados

A implementação de uma fonte de tensão desacoplada da rede deve prever a capacidade de oferecer na saída uma tensão com boa regulação e, em geral de valor reduzido (em comparação com a tensão da rede). Uma outra característica deve ser a isolamento entre entrada e saída, de modo a proteger o usuário de choques devido à fuga de corrente e ao elevado potencial da entrada.

A figura 11.1 indica 2 possibilidades de implementação de fontes de alimentação isoladas, podendo-se notar os diferentes "terras".

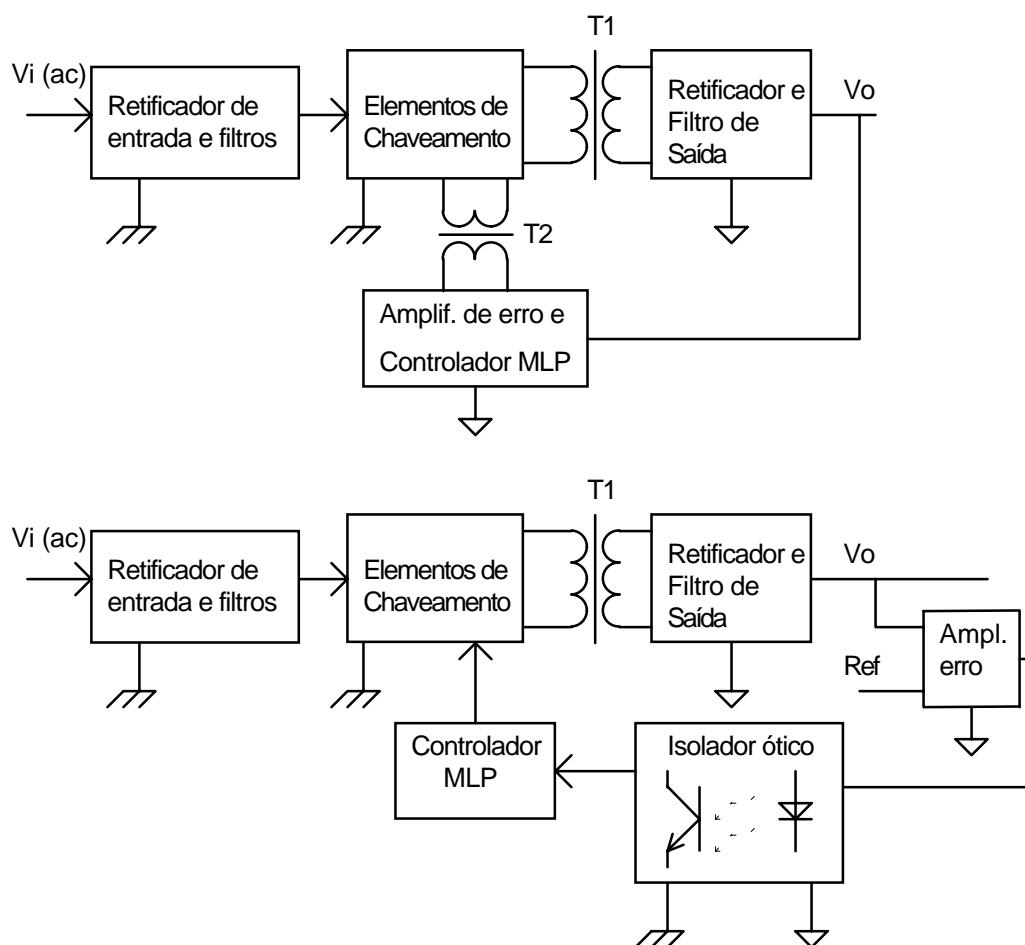


Figura 11.1 Algumas alternativas para isolamento do circuito de controle e acionamento

Na 1ª figura, o circuito de controle está no mesmo potencial da saída, ficando a isolamento por conta dos transformadores T1 (de potência) e T2 (de acionamento). Já na figura (b) o circuito de controle está no potencial da entrada e a isolamento é feita pelo transformador T1 (potência) e por um isolador óptico, o qual realimenta o sinal de erro da saída.

## 11.2 TL494

A figura 11.2 mostra o diagrama interno do CI TL494.

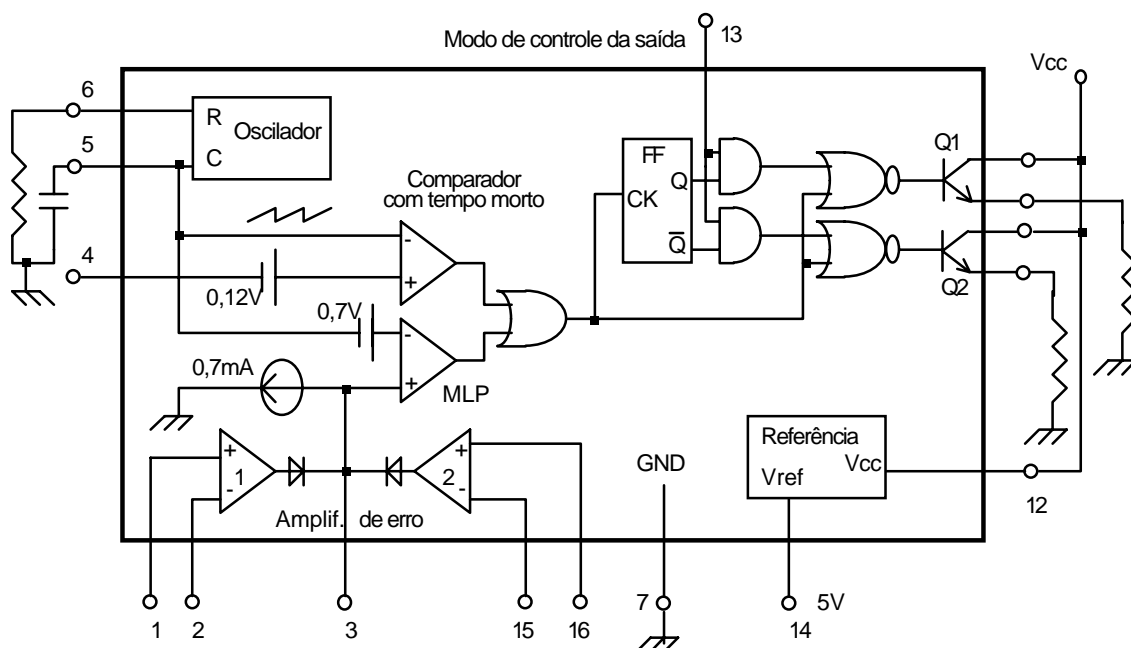


Figura 11.2 Diagrama interno do CI TL494

O TL494 possui 2 saídas, com deslocamento de  $180^\circ$  elétricos, de modo a ser possível o acionamento de uma topologia tipo push-pull. Caso ambas saídas sejam conectadas em paralelo, tem-se um acionamento para um conversor de uma única chave.

A onda dente de serra utilizada para gerar o sinal MLP vem de um oscilador interno cuja frequência é determinada por um par RC conectado externamente.

O sinal MLP é obtido pela comparação da tensão sobre o capacitor (dente de serra) com o sinal proveniente de um dos sinais de controle. A cada subida do sinal MLP altera-se o estado do flip-flop, de modo a selecionar uma das saídas a cada período do oscilador. Uma operação lógica entre o sinal MLP e as saídas do FF, é enviada às saídas. Além disso, um sinal de controle de modo de saída (pino 13) faz com que, quando em nível alto, as saídas sejam adequadas a um conversor push-pull. Quando em nível baixo, ambas as saídas variam simultaneamente, uma vez que os sinais do FF ficam inibidos.

O sinal MLP depende ainda de um comparador que determina o tempo morto, ou seja, uma largura de pulso máxima em cada período, o que garante um intervalo de tempo em que ambas as saídas estão desligadas. Em uma topologia push-pull ou em ponte isto impede a condução simultânea de ambas as chaves, o que colocaria em curto-circuito a fonte. Uma tensão interna de 120mV associada à entrada de tempo morto garante um valor mínimo de cerca de 4%, limitando assim o ciclo de trabalho máximo a 96%. Um potencial mais elevado conectado a este pino (4), aumenta o tempo morto, numa faixa de variação de 0 a 3,3V (tempo morto de 100%).

A regulação da tensão de saída é usualmente feita por meio dos amplificadores de erro, com o sinal de realimentação disponível no pino 3. Os 2 amplificadores de erro podem ser usados para fazer a realimentação de tensão e limitar a corrente pelo circuito. As saídas dos amplificadores estão conectadas de modo a que o sinal na entrada do comparador MLP (pino 3) seja determinado pelo amplificador que apresentar a tensão

mais elevada, o que leva à menor largura de pulso nas saídas. A tensão neste pino encontra-se entre 0,5 e 3,5V.

O CI dispõe de uma fonte de referência interna de 5V

### 11.3 UC1840

A família dos circuitos integrados UC1840 (Unitrode) foi desenvolvida especialmente para uso no lado da entrada em conversores fly-back ou forward. A figura 11.3 mostra o diagrama de blocos do circuito.

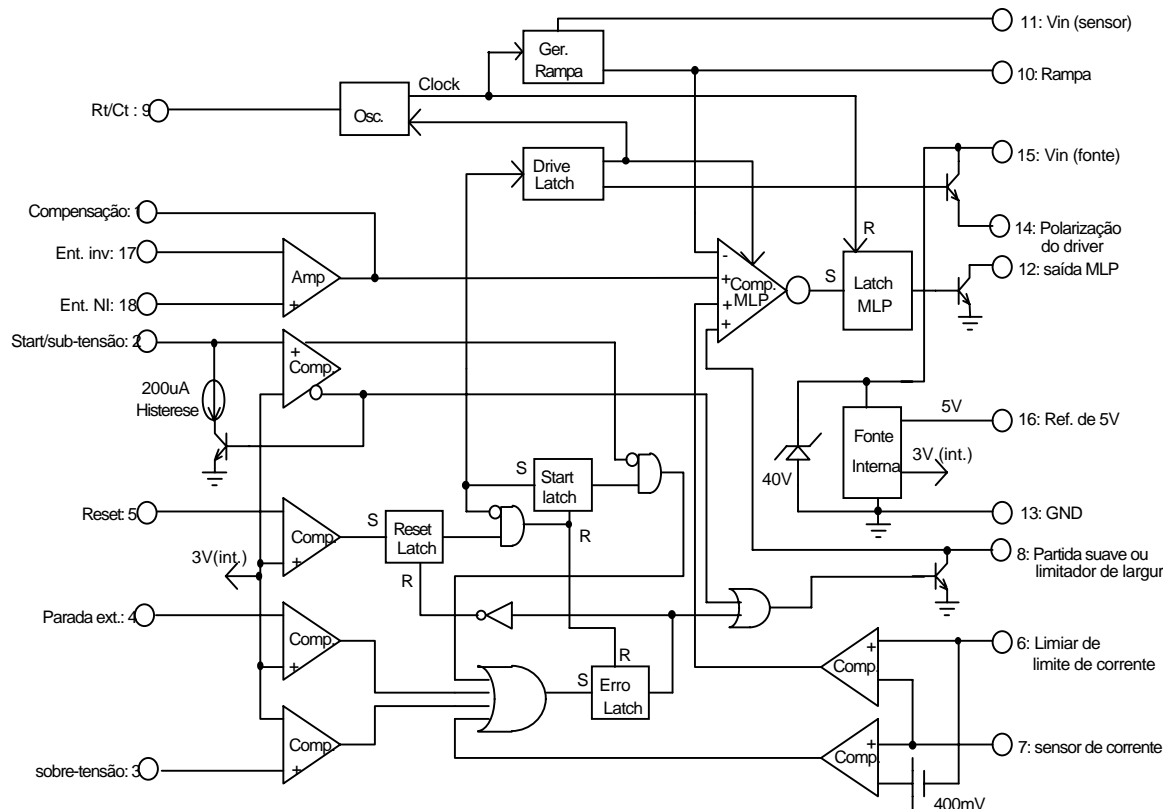


Figura 11.3 Diagrama de blocos interno do UC1840

O integrado oferece as seguintes características:

- . operação em frequência fixa, ajustável por um par RC externo
- . gerador de rampa com inclinação variável de modo a manter um produto (volt x segundo) constante, possibilitando regulação de tensão mesmo em malha aberta, minimizando ou até eliminando a necessidade de controle por realimentação
- . auto-inicialização de funcionamento
- . referência de tensão interna, com proteção de sobre-tensão
- . proteção contra sobre e sub-tensão, incluindo desligamento e religamento programável
- . acionador de saída único, para alta corrente, otimizado para rápido desligamento da chave de potência

Um circuito típico de aplicação é mostrado na figura 8.4.

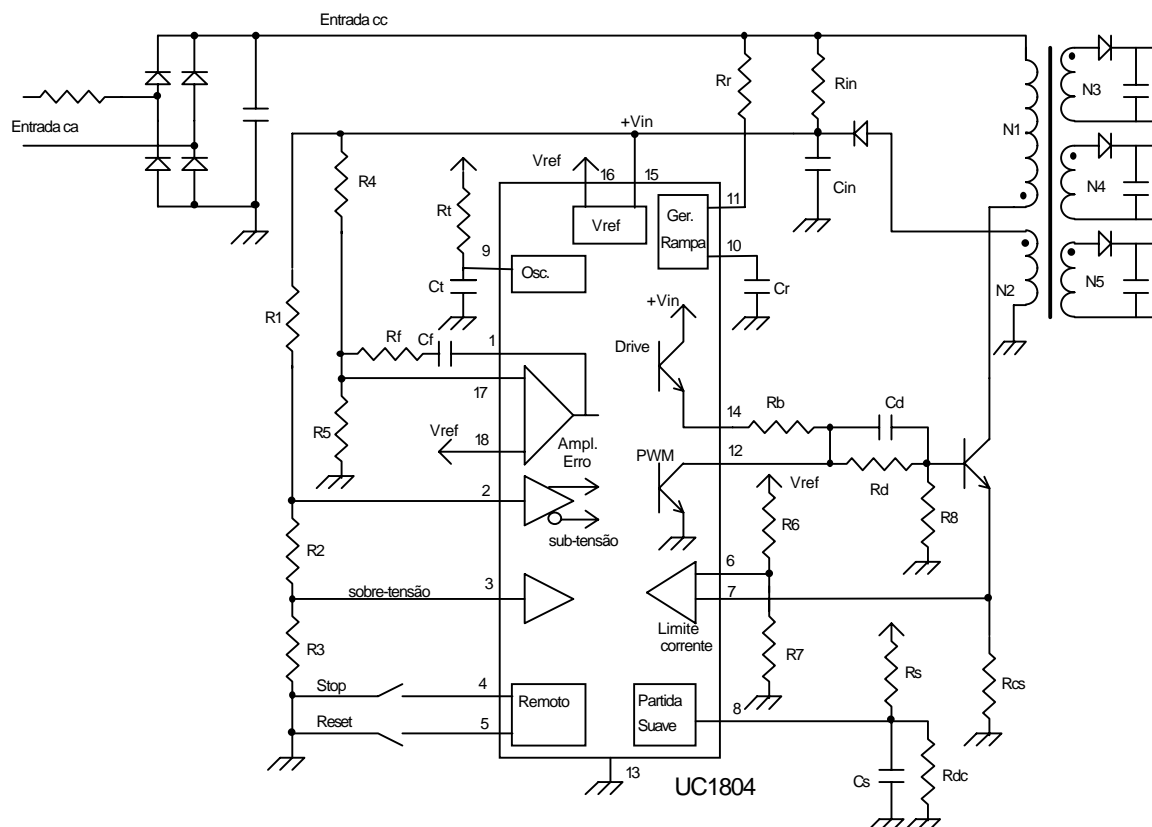


Figura 11.4 UC1804 acionando conversor forward.

No início da operação, e antes que a tensão no pino 2 atinja 3V, o comparador de partida/sub-tensão (UV) puxa uma corrente de 200uA, causando uma queda de tensão adicional em R1. Ao mesmo tempo o transistor de saída está inibido, fazendo com que a única corrente por Rin seja devido ao "start-up". O transistor de partida lenta está conduzindo, mantendo o capacitor Cs descarregado.

Enquanto a tensão de controle permanecer abaixo do limite de partida (determinado pelos resistores R4 e R5), o latch de partida não monitora sub-tensão. Atingido o limite, o comparador de partida/UV elimina os 200uA, setando o FF de partida para monitorar a sub-tensão. Além disso, ativa o transistor de saída para alimentar a chave de potência, desliga o transistor de partida lenta, permitindo a carga de Cs (via Rs) e o aumento gradativo da largura de pulso.

O pino 8 pode ser usado tanto para partida lenta quanto para limitar o máximo ciclo de trabalho, bem como uma entrada de inibição do sinal MLP. A largura de pulso pode variar de 0 a 90%, podendo o valor máximo ser limitado por um divisor de tensão colocado no pino 8 (Rdc).

Quando se deseja uma rampa constante, Rr deve ser conectado à referência interna de 5V. Quando se quiser uma operação com o produto (volt x segundo) fixo, Rr deve ser ligado à linha de alimentação CC.

A inclinação da rampa será dada por:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V(\text{linha})}{R_R \cdot C_R} \quad (8.1)$$

Seu valor máximo é de 4,2V e o mínimo de 0,7V. A frequência é determinada por RT (entre 1kΩ e 100kΩ) e CT (entre 300pF e 100nF).

A parte MLP do integrado é formada pelo oscilador, pelo gerador de rampa, pelo amplificador de erro, pelo comparador MLP, pelo FF de latch e pelo transistor de saída.

O amplificador de erro é um operacional convencional, com uma tensão de modo comum entre 1 e  $(V_{in}-2)V$ . Assim, qualquer das entradas pode ser conectada à referência de 5V. A outra entrada deve monitorar a tensão de saída (ou a de entrada).

O comparador MLP possui entradas para o gerador de rampa, o amplificador de erro, o circuito de partida lenta e o limitador de corrente. À saída deste comparador tem-se um pulso que se inicia ao final do pulso de clock do oscilador e termina quando a rampa cruza o menor dos três sinais de entrada citados. A duração do sinal do oscilador determina a máxima duração possível para o pulso MLP. O FF assegura a existência de apenas 1 pulso por período.

O transistor de saída é capaz de fornecer 200mA, podendo acionar diretamente transistores MOSFET ou bipolares.

Circuitos auxiliares para permitir detecção de sobre-tensão, parada e acionamento comandados externamente também estão presentes.

Limitação de corrente e desligamento em caso de sobre-corrente são implementados com comparadores de diferentes limiares. Na ocorrência de uma sobrecarga, estes comparadores estreitam o sinal MLP, ao mesmo tempo em que ligam o transistor de partida lenta, descarregando  $C_s$ , assegurando um reinício de operação adequado, quando cessar a falha.

#### 11.4 UC1524A

O circuito integrado UC1524A é uma versão melhorada dos primeiros controladores MLP, o SG1524. O diagrama de blocos está mostrado na figura 11.5.

Um gerador de onda dente de serra tem sua frequência determinada por um par RC conectado externamente. O limite usual é de 500kHz. A rampa gerada tem uma excursão de aproximadamente 2,5V. O comparador MLP tem uma entrada (positiva) proveniente deste gerador de rampa e a outra pode ser fornecida pelo amplificador de erro da tensão de saída ou pelo limitador de corrente da saída..

O integrado possui um fonte interna de referência de 5V,  $\pm 1\%$ . Desta forma, tal tensão pode ser usada no amplificador de erro como referência direta para saídas de 5V. Caso a saída seja de maior valor, usa-se um divisor de tensão. O amplificador de erro é do tipo transcondutância, ou seja, apresenta uma elevada impedância de saída, comportando-se como uma fonte de corrente. O compensador pode ser utilizado tanto entre a saída (pino 9) e a entrada inversora ou entre a saída e o terra. O amplificador limitador de corrente pode ser usado no modo linear ou com limitação pulso a pulso. Sua tensão de limiar é de 200mV.

Um sensor de subtensão inibe o funcionamento dos circuitos internos, exceto a referência, até que a tensão de entrada ( $V_{in}$ , pino 15) seja superior a 8V.

O sinal do oscilador aciona um flip-flop de modo a selecionar a qual das saídas será enviado o sinal MLP. Este sinal passa por um latch, de modo a garantir um único pulso por ciclo, podendo ainda ser inibido pela entrada de shutdown (pino 10), o qual atua em 200ns. A saída dupla permite o acionamento de uma topologia push-pull. Os transistores podem fornecer 200mA, suportando 60V, podendo ser paralelados.

A figura 11.6 mostra um conversor implementado com este CI.

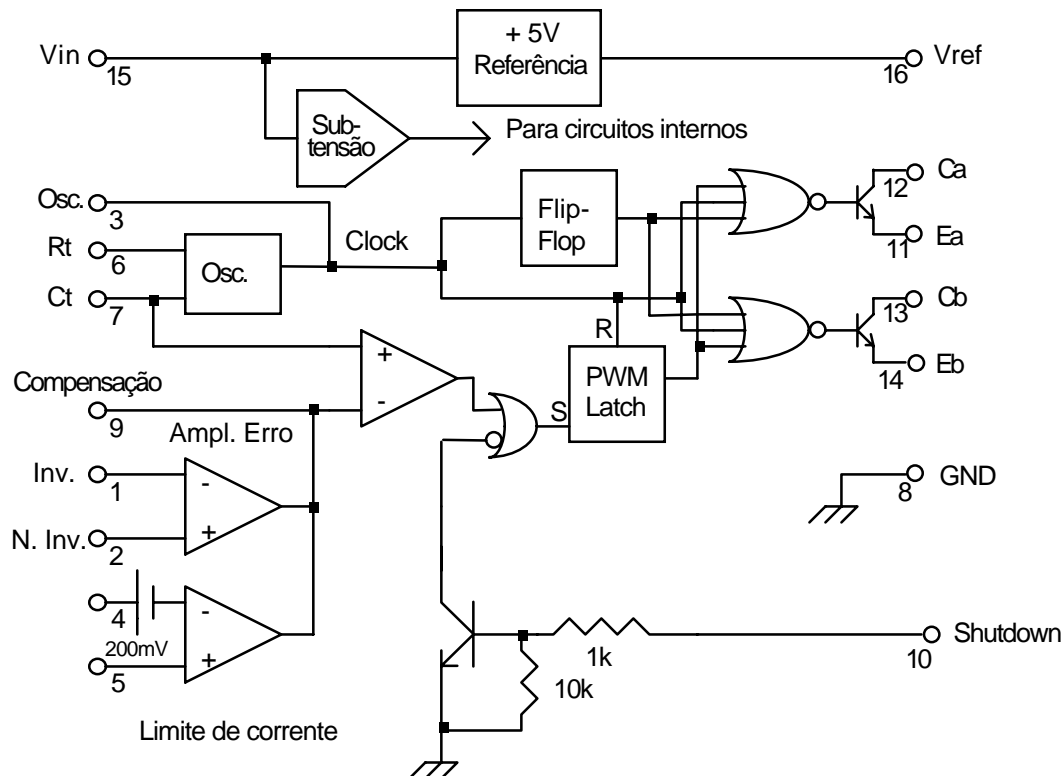


Figura 11.5 Diagrama de blocos interno do UC1524A

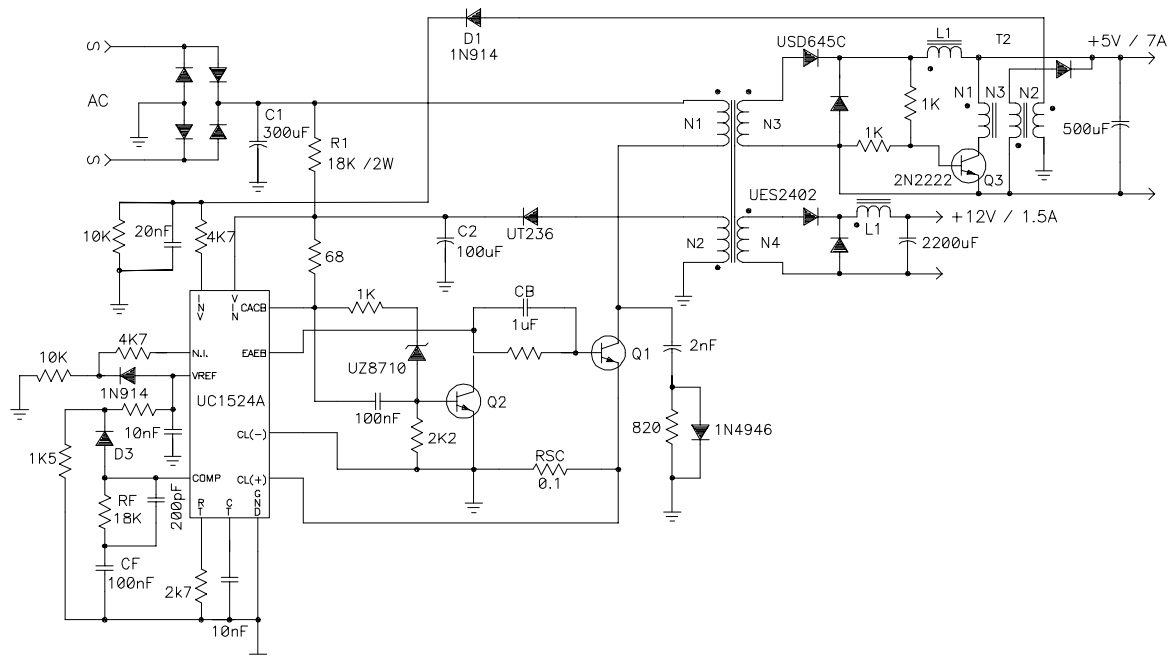


Figura 11.6 Conversor forward usando UC1524A.

Quando a alimentação é ligada, a partida é possibilitada pelo capacitor C2, o qual se carrega via R1. O enrolamento N2 assume a alimentação quando se atinge a operação em regime. A realimentação da tensão de saída é fornecida por um circuito composto pelo





Diferentes métodos de se observar a corrente podem ser usados. O método resistivo é o mais simples, embora em geral, para reduzir a dissipação de potência, tenha-se uma tensão reduzida. Um filtro RC é recomendado para eliminar ruídos espúrios, os quais poderiam alterar o comportamento da largura do pulso de maneira errada. Um acoplamento via transformador permite isolamento e aumento de eficiência, embora aumente a complexidade e o custo do sistema. A figura 11.8 mostra algumas possibilidades de medida da corrente.

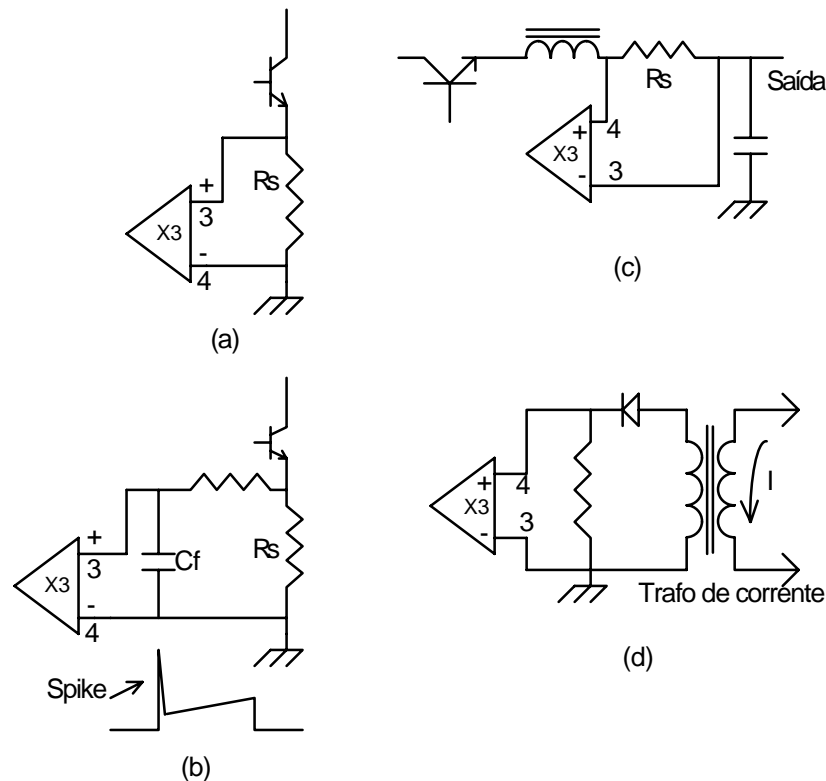


Figura 11.8 Métodos para medição da corrente pelo transistor

O CI permite ainda um limitador de corrente, através de uma limitação do máximo valor do erro de tensão, cujo valor pode ser estabelecido pelo usuário, através do pino 1. Este mesmo pino, pela colocação de um par RC pode ser usado para partida suave.

Uma função de inibição do funcionamento do CI (impedindo a saídas dos pulsos) pode ser feita através do pino 16 (shutdown), por meio da aplicação de uma tensão superior a 350mV.

Sub-tensão é detectada, através da medida da tensão  $V_{in}$  (pino 15), inibindo a saída dos pulsos. Os transistores de saída podem fornecer 100mA contínuos ou 400mA de pico.

A figura 11.9 mostra um conversor push-pull utilizando o UC1846. Note-se que não existe nenhuma implementação visando impedir o desbalanceamento de corrente entre os enrolamentos, o que levaria à saturação do núcleo. Tal função é naturalmente realizada pela operação no modo corrente, pois, caso o núcleo entrasse em saturação, a corrente cresceria muito rapidamente, o que implicaria numa redução na largura do pulso, diminuindo a tensão aplicada numa das polaridades.

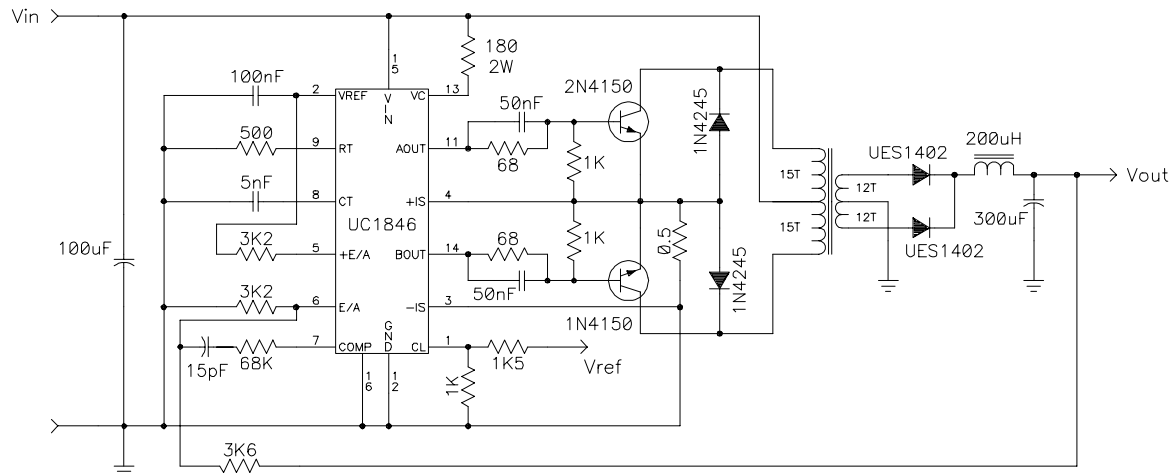


Figura 11.9 Conversor push-pull usando o UC1846

### 11.6 GP605

O GP605 [11.2] utiliza modulação em frequência ao invés de MLP. O pulso é mantido com largura constante enquanto a frequência varia dentro de uma faixa determinada por um capacitor (frequência mínima) e por um resistor (frequência máxima). A figura 11.10 mostra seu diagrama de blocos.

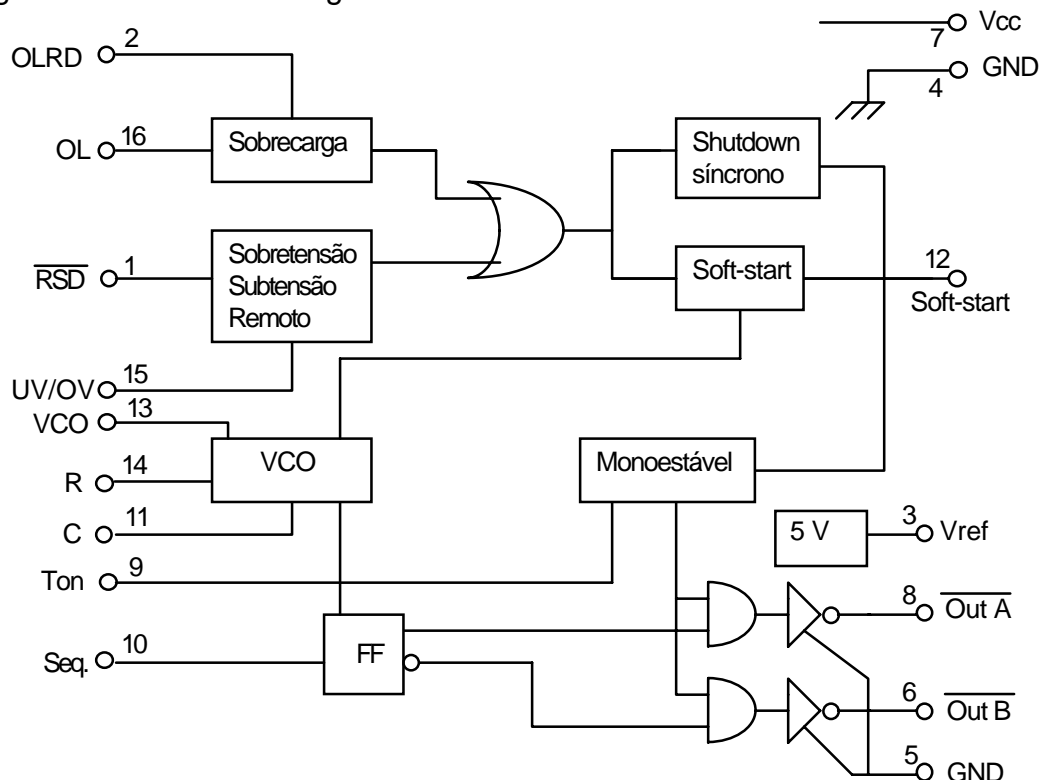


Figura 11.10 Diagrama de blocos do GP605

A realimentação de tensão controla a frequência do sinal nas duas saídas complementares, as quais tem capacidade de acionamento direto de MOSFETs. Estas

saídas podem ser conectadas de modo a atuarem conjuntamente, fornecendo uma saída com o dobro da frequência. A frequência de operação vai até 2MHz.

O CI inclui ainda funções auxiliares como partida suave, desligamento remoto, fonte interna de 5V, proteções contra sub-tensão, sobre-tensão e sobre-carga, . Em caso de desligamento (comandado ou por sobre-carga) o sistema se reinicializa sozinho quando a causa da parada deixa de existir.

O atraso na volta ao funcionamento é determinado por um par RC conectado ao pino 2, o qual passa a atuar quando a sobre-carga (monitorada pelo pino 16) deixa de existir.

A largura do pulso é também determinada por um par RC conectado em paralelo e ligados ao pino 9. A duração do pulso deve ser tal que, na máxima frequência de operação, seja possível haver um tempo desligado mínimo de cerca de 300ns, necessário para a correta operação do CI.

O capacitor conectado ao pino 11 controla a mínima frequência do VCO. Já o resistor ligado ao pino 14 determina a máxima frequência. Seu mínimo valor é 10k $\Omega$ . A partida lenta é feita através de um capacitor conectado ao pino 12.

A entrada do VCO é projetada para utilizar diretamente um opto-acoplador cujo diodo esteja referenciado à saída. A faixa de operação linear é entre 1,1 e 6,5V.

A proteção contra sub e sobre-tensão é feita por um comparador com janela. Na ocorrência de falha inibe-se a saída de pulsos, até que a falha cesse.

Uma aplicação típica em conversor ressonante (meia ponte), com carga em paralelo, é mostrada na figura 11.11.

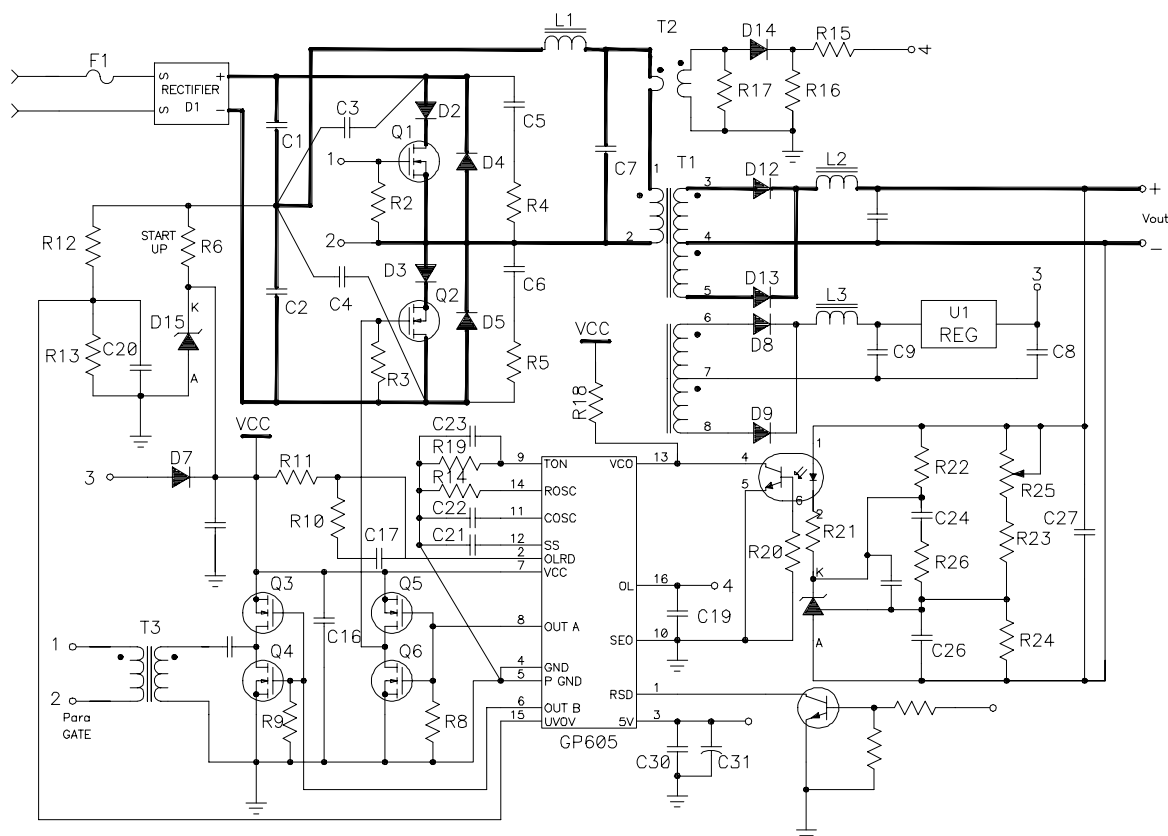


Figura 11.11 Conversor ressonante (meia-ponte) usando GP605

A partida é feita aproveitando-se a própria alimentação CC, a qual é substituída através de um enrolamento auxiliar do transformador principal. R6 deve ser elevado o

suficiente para produzir baixas perdas. O acionamento de um dos transistores é feito diretamente, enquanto para o outro é necessária isolação, o que é feito por T3.

A sobre-carga é detectada por um transformador de corrente, conectado em série com o primário de T1. Do secundário vai a informação para o pino 16.

A referência é dada por uma fonte estabilizada e ajustável (U4), sendo que o compensador é implementado no potencial da saída. A informação é transferida para o potencial da entrada pelo opto-acoplador, diretamente para a entrada do VCO.

### 11.7 MC34262

A maneira mais simples de obter uma tensão CC para alimentar uma fonte chaveada, a partir da rede, é utilizar um retificador e um filtro capacitivo. O capacitor se carrega apenas quando a tensão da entrada for maior do que a tensão sobre ele, o que implica em um pico de corrente pela alimentação. Isto resulta em um fator de potência muito baixo (entre 0,5 e 0,7), além de grande conteúdo harmônico da corrente. A figura 11.12 mostra o circuito e a figura 11.13 mostra as formas de onda da corrente e da tensão de entrada.

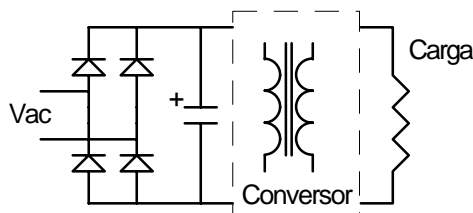


Figura 11.12 Conversor com filtro capacitivo

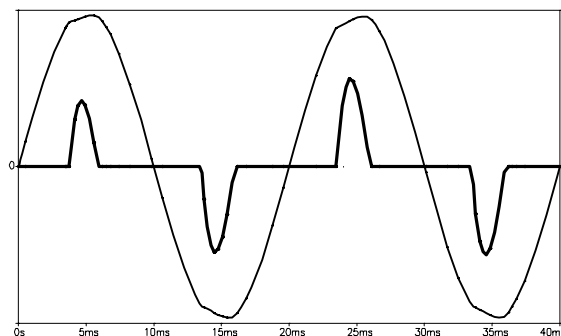


Figura 11.13 Formas de onda da corrente e da tensão de entrada no conversor.

Um fator de potência mais elevado pode ser obtido por meio de um filtro passivo de entrada, mas o qual deve operar em 60Hz, chegando-se, nos melhores casos a um fator de potência de 0,9.

Uma solução mais adequada é o uso de um circuito ativo [11.3], o qual possibilita um fator de potência praticamente unitário, além de, por operar a alta frequência, permitir o uso de elementos de filtragem de baixo valor e tamanho.

Estes circuitos ativos podem ser, por exemplo, conversores elevadores de tensão (de uso mais generalizado) ou ainda conversores abaixadores-elevadores. A figura 11.14 mostra um exemplo.

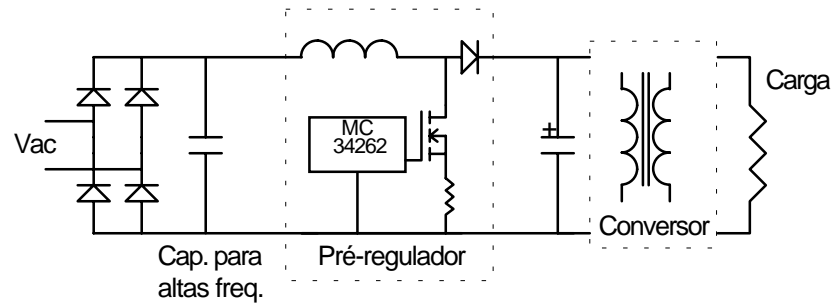


Figura 11.14 Pré-regulador de fator de potência baseado na topologia elevadora de tensão.

O MC34262 é um CI especialmente projetado para operar como um pré-conversor capaz de garantir um fator de potência unitário na entrada de um conversor CC-CC (ou CC-CA). É adequado a um conversor elevador de tensão, operando no modo corrente, possuindo muitas das implementações usuais nos CIs descritos anteriormente, mas também algumas específicas para sua aplicação.

O diagrama de blocos do circuito, em uma aplicação típica, está mostrado na figura 11.15.

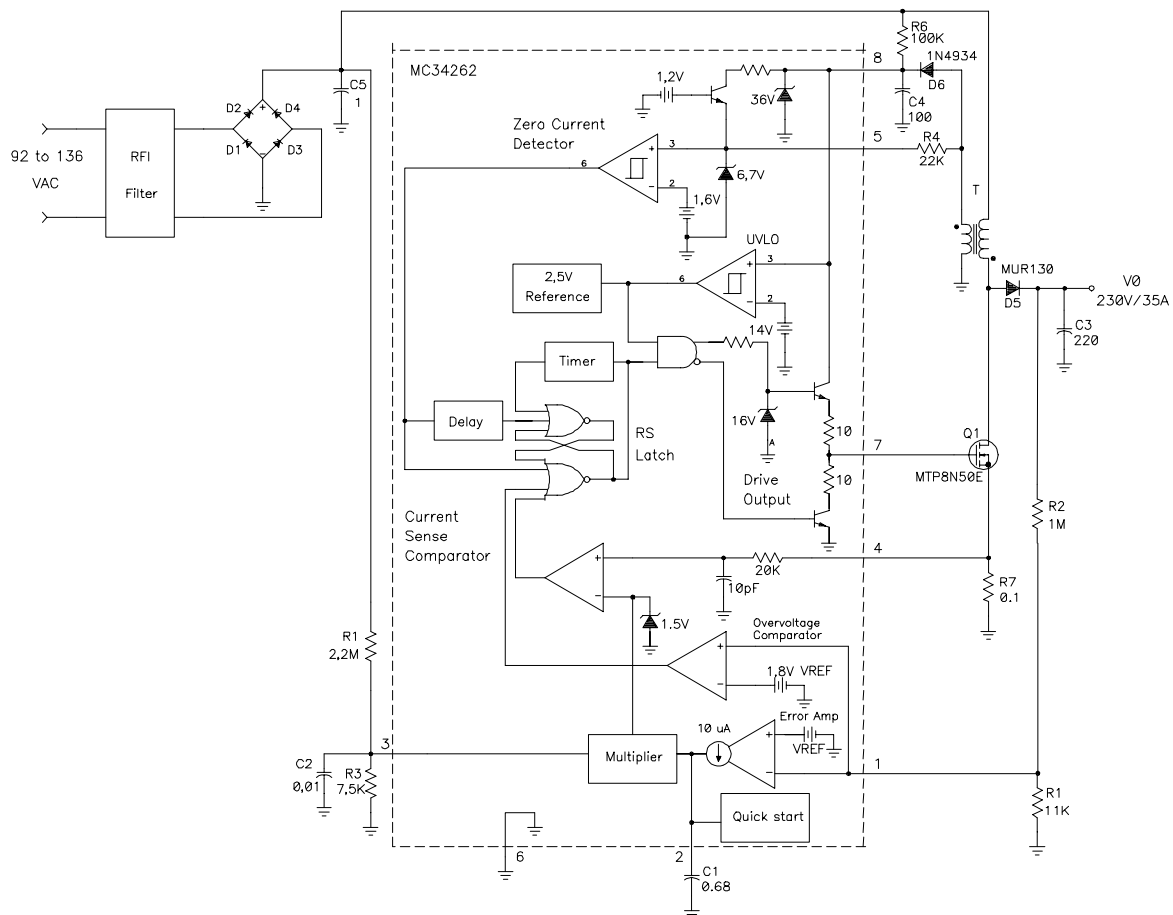


Figura 11.15. Diagrama de blocos e circuito de aplicação do MC34262

O amplificador de erro é do tipo transcondutância, ou seja, tem elevada impedância de saída, o que permite realizar a função do controlador conectando-se os componentes adequados apenas em sua saída (pino 2). A entrada não inversora deste amplificador não é

acessível, dispondo internamente de uma tensão de referência de 2,5V. O sinal da tensão de saída, por meio de um divisor de tensão adequado, é conectado à entrada inversora (pino 1). Este mesmo sinal é usado pelo sensor de sobre-tensão de saída, o qual inibe a liberação de pulsos para o transistor de potência.

A saída deste amplificador de erro é uma das entradas do bloco multiplicador, o qual se constitui no responsável pela característica de corretor de fator de potência do CI. A outra entrada do multiplicador vem da tensão de entrada, após o retificador de onda completa (pino 3). A saída do multiplicador determina o nível de tensão utilizado no comparador de corrente, definindo assim o comportamento da corrente, em sua forma e amplitude.

A corrente consumida pelo pré-conversor passará a seguir uma forma senoidal, estando em fase com a tensão, o que garante o fator de potência unitário.

O CI opera no modo de condução crítico, ou seja, permitindo que a corrente atinja o zero, mas não deixando-a neste nível, como pode ser visto na figura 11.16.

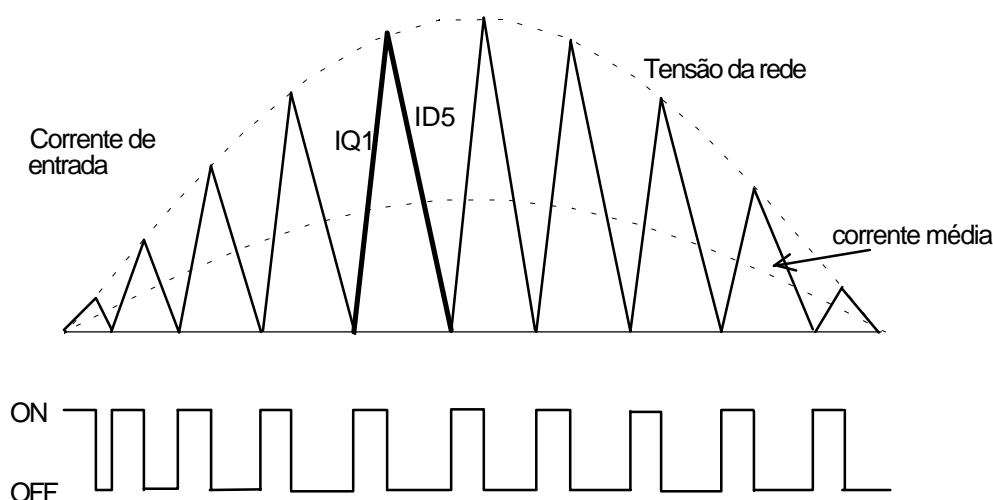


Figura 11.16 Formas de onda no modo de condução crítico

O transistor de saída permanece em condução até que o valor instantâneo da corrente atinja o limite estabelecido pela saída do multiplicador. Com seu desligamento, a corrente circula pelo diodo D5, diminuindo, até atingir zero. A detecção do zero é feita por um comparador com histerese, a partir de um sinal vindo de um enrolamento auxiliar acoplado ao indutor. Quando se verifica tal situação, o latch RS libera a saída de um novo e único pulso para acionamento do transistor de potência.

O mesmo enrolamento auxiliar possibilita a alimentação do CI, sendo a partida determinada pela carga do capacitor C4 através do resistor R6.

O temporizador permite o início ou reinício de funcionamento do conversor caso a saída fique em nível baixo por 400µs após a corrente do indutor ter atingido zero. Isto pode ocorrer, por exemplo, se um ruído for detectado pela entrada do pino 4, levando ao desligamento incorreto da saída.

O detetor de sub-tensão fica monitorando a tensão CC de alimentação do CI, a qual deve ficar entre 8 e 14V (comparador com histerese). Um diodo zener interno de 36V protege o integrado contra sobre-tensões.

O "quickstart" carrega o capacitor de compensação, C1, com 1,6V, o que o coloca no limiar de atuação do multiplicador. Deste modo, assim que o circuito inicia a partida o controle passa a atuar.

Os transistores de acionamento podem fornecer picos de 500mA, com tempos de subida e descida de 50ns, com uma carga de 1nF. Um zener de 16V protege a junção gate/source do MOSFET.

### **11.8 Referências bibliográficas**

- [11.1] Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook  
Motorola Inc.  
4ª Ed., 1989, USA
- [11.2] Product Catalog  
Gennum Corporation  
Canada, 1989
- [11.3] Alberkrack, J.H.; Barrow, S.M.  
Power Factor Controller IC Minimizes External Components  
PCIM, Feb. 1993