

Bloco 3 do Projeto: Comparador com Histerese para Circuito PWM

O circuito de um PWM – Pulse Width Modulator, gera um trem de pulsos, de amplitude constante, com largura proporcional a um sinal de entrada, no nosso caso, o sinal de erro, proveniente do amplificador de erro.

O princípio de funcionamento de um circuito PWM bastante simples, e faz uso do gerador de onda triangular (já apresentado no bloco 2) e do comparador com histerese, que vamos apresentar neste bloco.

Na Figura 7 temos um op-amp com um sinal triangular em sua entrada inversora e um sinal de que chamaremos de Verro em sua entrada não inversora. Na Figura 8 temos o resultado da comparação destas duas tensões (ou seja, a tensão de saída do op-amp).

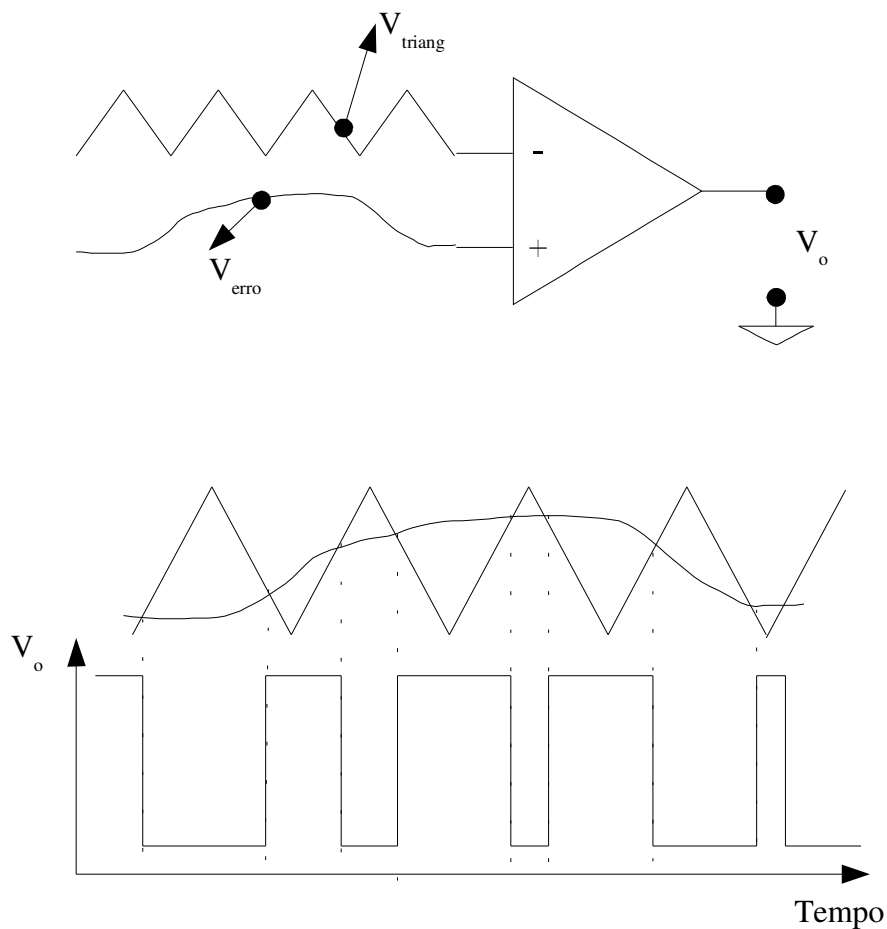


Figura 7 – Princípio de funcionamento do PWM

Como podemos facilmente observar, a largura do pulso de saída em V_o aumenta a medida que a tensão Verro aumenta. Desta forma, temos em V_o um sinal que possui tempo alto proporcional ao sinal Verro. Lembramos que é necessário que a frequência do sinal Verro seja muito menor do que a frequência da onda triangular.

O nosso circuito do PWM é muito semelhante ao apresentado na Figura 7, sendo que a única variação é a inclusão de dois resistores, R13 e R14, que adicionam uma pequena histerese ao comparador,

evitando que ele mude de estado múltiplas vezes nos pontos de cruzamento, devido a ruído nos sinais. No circuito da Figura 8 apresentamos o circuito do comparador com histerese já acoplado ao circuito anteriormente projetado, o gerador de onda triangular.

Deve-se projetar a histerese (dada por R13 e R14) para ser algo com 1 parte em 100 ou mesmo 1 parte em 1000, já que o objetivo é aenas tornar o comparador imune a ruídos presentes nas entradas.

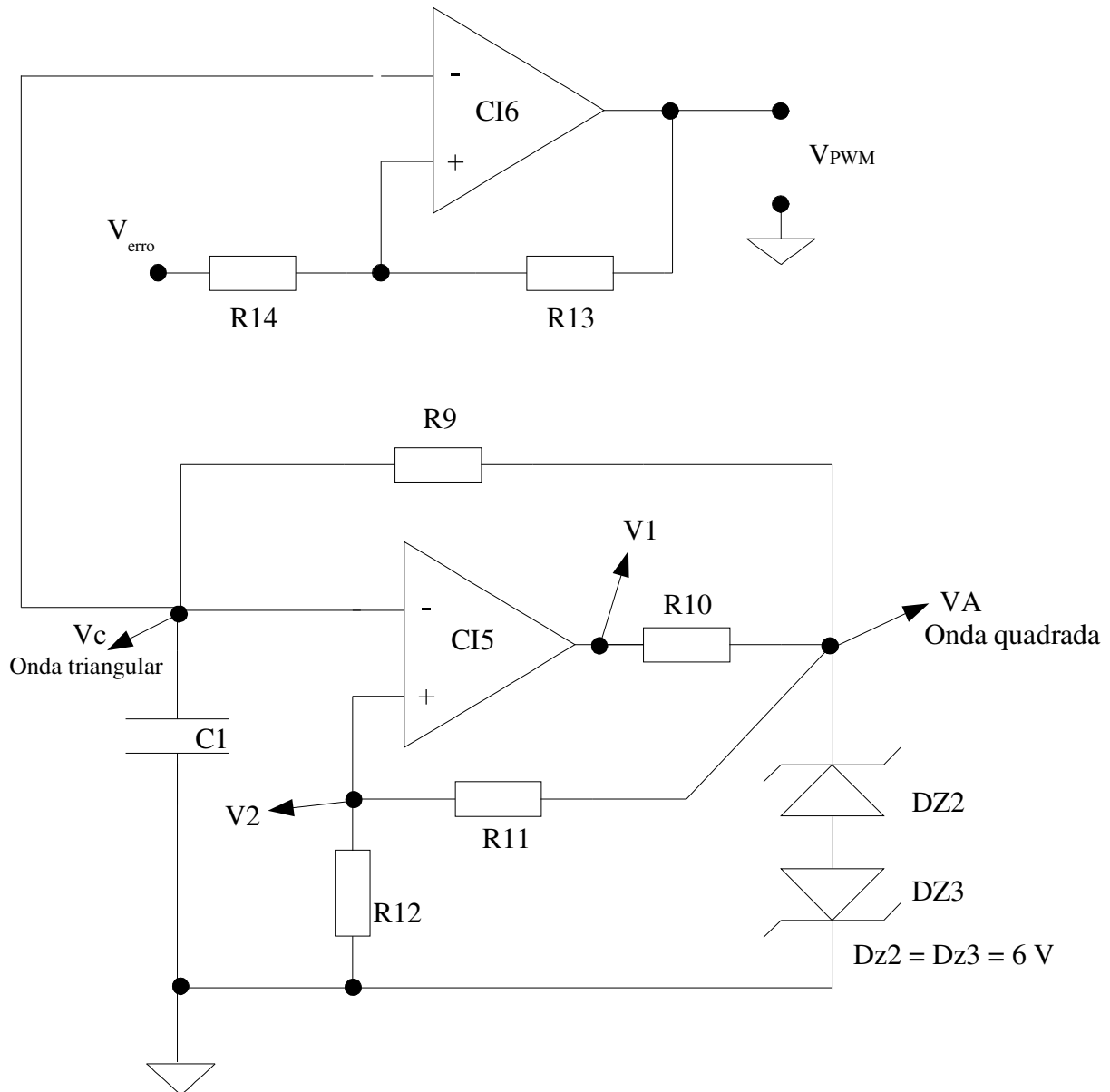


Figura 8 – Circuito do comparador acoplado ao gerador de onda triangular

Para testar o funcionamento do circuito, basta injetar, com um gerador de sinais, uma onda senoidal, com frequência bem menor do que a da onda triangular (cerca de 10 vezes menor), e com uma amplitude da ordem de grandeza da onda triangular (aproximadamente 3,3 V).

Deve ser possível ver, no osciloscópio, a saída do PWM variando de pulsos bem estreitos até pulsos bem largos. Se utilizarmos um sinal de V_{erro} maior do que a amplitude da triangular, o sinal de saída do comparador (sinal do PWM) deve “saturar”, e ficar fixo no valor alto (ou baixo), durante o período em que o sinal V_{erro} for maior(menor) do que a onda triangular.

Bloco 4 do Projeto: Amplificador de Erro.

Quando projetamos um controlador do tipo proporcional, um dos principais parâmetros que devemos ajustar é a chamada “banda proporcional”.

A banda proporcional nada mais é do que a faixa de sinais de erro em que o controlador funciona de forma proporcional. Fora desta faixa, o controlador fornece na saída um sinal de controle com 0% ou 100% de intensidade, como se fosse um controlador *on-off*.

É justamente a largura da banda proporcional que vai determinar se o sistema responde muito lentamente ou muito rapidamente a um erro presente na sua entrada. Lembramos que o aumento do ganho, e a conseqüente redução da banda proporcional, podem levar o sistema a uma condição de oscilação. Portanto, a banda proporcional deve ser ajustada de forma a otimizar o compromisso entre velocidade de resposta do sistema e *overshoot* de temperatura aceitável, já que ao diminuirmos a banda proporcional, mesmo que o sistema não oscile, poderemos estar causando um *overshoot* muito grande na temperatura do sistema.

No nosso caso, vamos fazer a banda proporcional igual a 10 °C (ou seja, ± 5 °C em torno do ponto em que se deseja ajustar a temperatura).

O que significa, em termos de sinal elétrico, ajustarmos uma faixa de ± 5 °C em torno do ponto de operação (set-point)? Para darmos esta resposta, precisamos lembrar a amplitude da nossa onda triangular, que é de 3,3 Vp (ela atinge valores entre $\pm 3,3$ V).

Portanto, para que o PWM tenha a sua saída em 100% (ligado o tempo todo), devemos aplicar um sinal de erro $V_{\text{erro}} = 3,3$ V. Analogamente, para que o PWM tenha a sua saída em 0% (desligado o tempo todo), devemos aplicar um sinal de erro $V_{\text{erro}} = -3,3$ V.

Logo, se queremos uma banda proporcional de ± 5 °C, queremos que o PWM só funcione dentro desta faixa, e fora dela a saída seja saturada em 0% ou 100%.

Um exemplo gráfico disto é apresentado na Figura 9. Note que a saída em 50% significa uma onda quadrada na saída do PWM (tempo alto igual ao tempo baixo).

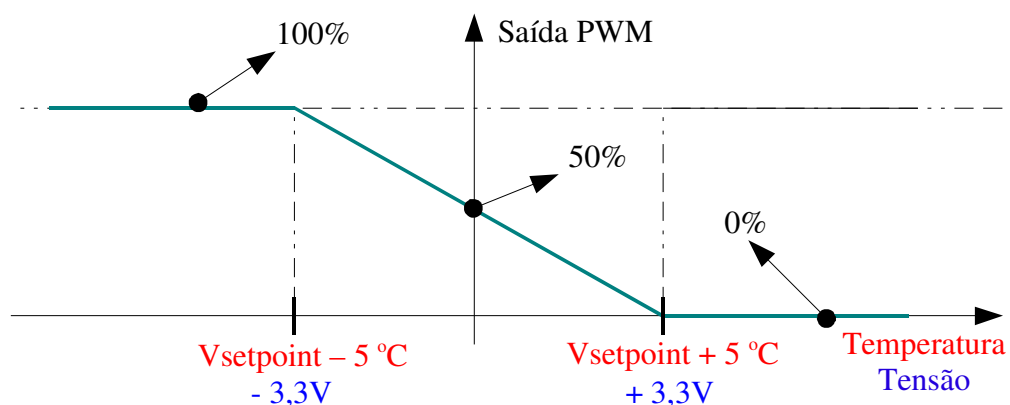


Figura 9 – Relações entre temperatura e tensões definindo a banda proporcional

Portanto, uma variação de tensão de erro entre -3,3 V e + 3,3V (6,6 V no total) deve estar relacionada a uma variação de temperatura de ± 5 °C (10 °C no total). Isso significa que devemos entrar com um sinal de erro que possua uma relação de (6,6V/10 °C), ou seja, aproximadamente 660 mV por °C.

Como o nosso sinal de temperatura (que vai ser comparado com o set-point, para gerar o erro), possui um comportamento térmico de 10 mV/°C, devemos dar um ganho de 66 no amplificador de erro, para que o sinal de erro resultante tenha uma variação de 660 mV/°C.

O projeto deste bloco se resume, portanto, a fazer um ajuste manual de set-point (para permitir ao operador ajustar a temperatura que deseja no controlador), e um amplificador de erro, que deve amplificar a diferença entre o valor desejado (set-point) e o valor que estamos medindo (Vtemp).

O circuito que executa estas duas funções é apresentado na Figura 10. O circuito é composto por um amplificador inversor com duas entradas, de forma que a tensão de saída é igual à soma (invertida) dos dois sinais na entrada:

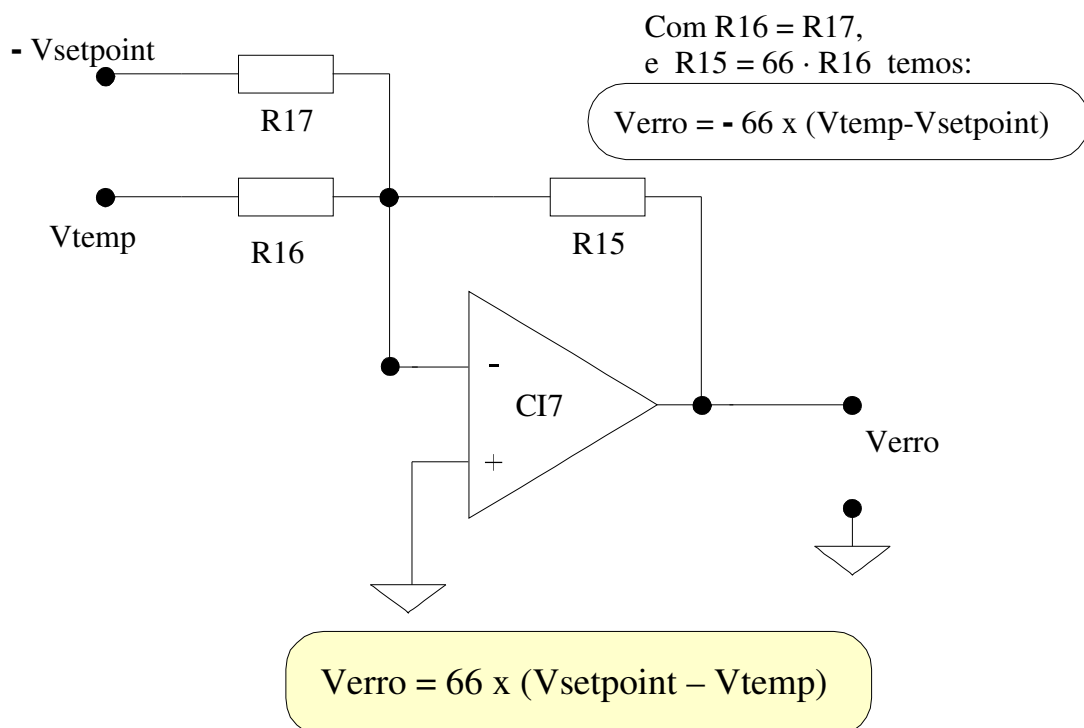


Figura 10 – Circuito do amplificador de erro

Assumindo que o controlador pode controlar temperaturas na faixa de 20 °C a 100 °C, precisamos um potenciômetro que permita ajustar o set-point entre -200 mV e -1000 mV, já que o nosso circuito de condicionamento de sinal do sensor de temperatura fornece 10 mV/°C.

O circuito que gera o set-point é apresentado na Fig. 11, e utiliza o mesmo diodo zener do Bloco 1 como referência de -3,3 V. O op-amp CI4, ligado como amplificador de ganho 1 (buffer), é necessário para que a impedância de R18 e PT1 não alterem o ganho do amplificador de erro. O op-amp que estava sobrando no Bloco 1 deve ser usado para CI4. O potenciômetro PT1 é um potenciômetro convencional, haja vista que não é necessário nenhum ajuste de precisão no set-point.

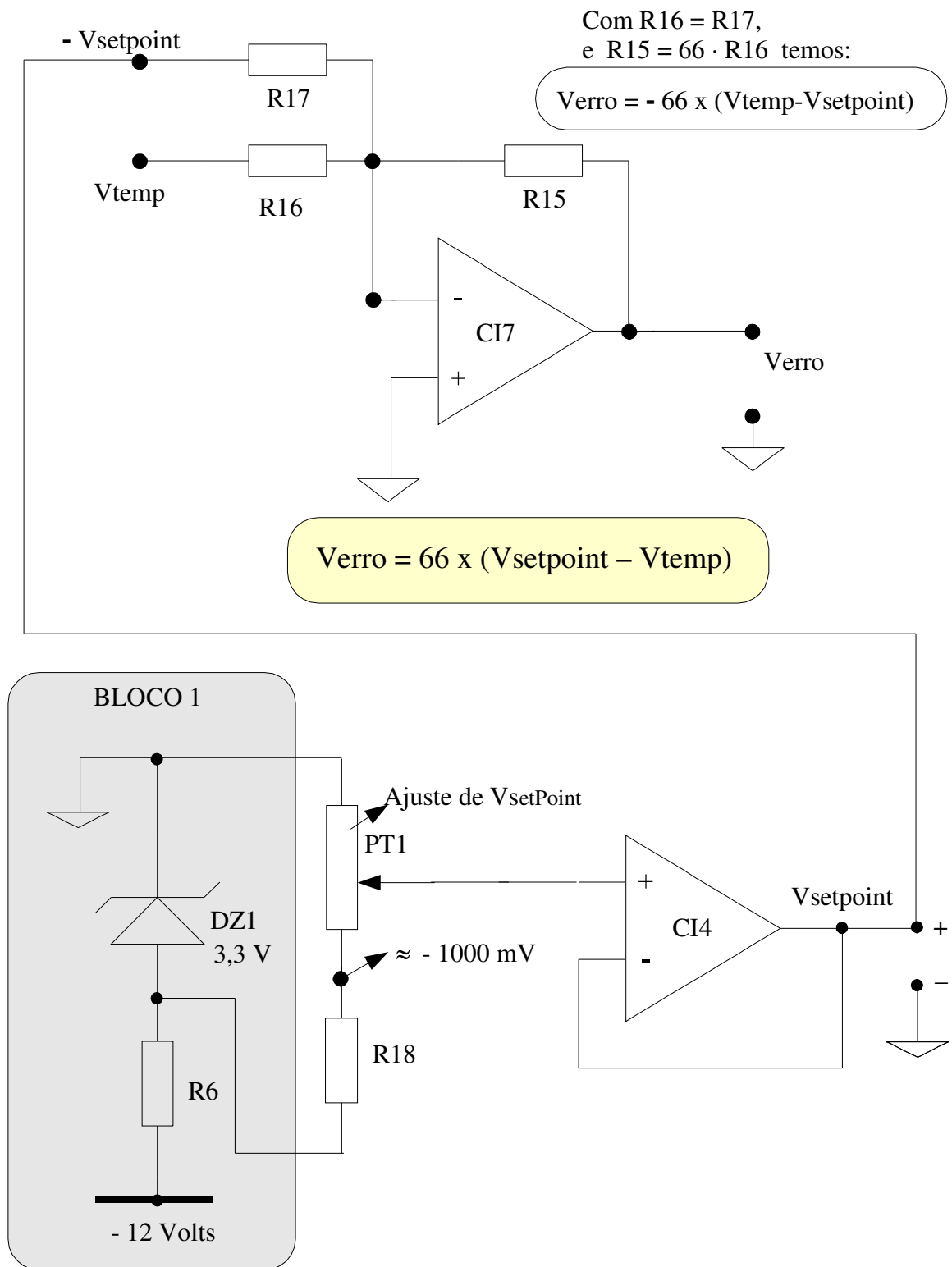


Figura 11 – Circuito de geração do *set-point* acoplado ao amplificador de erro.

Teste o circuito verificando se é possível ajustar o set-point entre 0 mV e -1000 mV. Ajuste o set point para aproximadamente - 500 mV e aplique uma tensão próxima de 500 mV em Vtemp (510 mV, por exemplo). Verifique se o amplificador de erro esta amplificando a diferença ($Vsetpoint - Vtemp$) por 66.

Bloco 5 do Projeto: Detetor de Cruzamento de zero e Disparador de Tiristores

Para finalizarmos toda a parte de processamento do sinal e obtermos o sinal do PWM, basta interligarmos os blocos da seguinte forma:

- Conectar o sinal Vout do bloco 1 (Figura 5) no resistor R16 (Fig. 11);
- Conectar o sinal de erro (Verro) obtido com o circuito da Figura 11 no resistor R14 da entrada do amplificador de erro (Fig. 8).

Feito isto, já dispomos de um sinal PWM que é proporcional ao erro medido entre o valor desejado da temperatura (Vset-point) e o valor medido da temperatura (Vout). Podemos testar o funcionamento do circuito ajustando o valor de Vset-point para cerca de 70 °C (ou seja, um valor de -700 mV em Vsetpoint) e observarmos a saída do PWM enquanto esquentamos o transistor com um ferro de solda.

Como o transistor está a temperatura ambiente, e longe da temperatura desejada (que é de 70 °C), o circuito deve estar fora da banda proporcional (que é de ± 5 °C em torno de 70 °C), e portanto deve estar saturado, fornecendo 100% da potência.

Conforme o transistor aquece, o circuito deve passar pela banda proporcional (deve-se ver o PWM fornecer pulso com pequenos intervalos de tempo no nível baixo, e, gradativamente, conforme a temperatura continua subindo no transistor, o PWM deve cada vez mais diminuir a potência que está fornecendo, com pulsos cada vez mais estreitos, até que quando a temperatura do transistor atinge 75 °C, ele deve saturar cortado (0% de potência fornecida). Ao baixarmos a temperatura no transistor (removendo o ferro de solda), o processo inverso deve ocorrer.

Circuito de Detetor de Cruzamento Zero e Disparo de Tiristores

Finalmente, devemos construir um circuito que acione os tiristores que irão ligar o aquecedor, normalmente constituído por resistor de alta potência (desde alguns kW até centenas de kW, dependendo do sistema a ser aquecido).

Para proporcionar um o acionamento dos tiristores sem gerar muita interferência por irradiação eletromagnética e sem causar um dI/dT muito alto nos tiristores, é necessário que o acionamento seja feito quando a tensão da rede esteja muito próxima de zero.

Para isso, vamos usar um circuito muito simples, que seria derivado do circuito da fonte de alimentação usada no controlador de temperatura. Como não iremos projetar a fonte (estamos usando a fonte de ± 12 V do Lab), vamos montar um circuito separado, com um transformador, apenas para podermos gerar os pulsos sincronizados com o zero da rede. Na figura 12 temos o circuito que iremos usar.

Como vemos, o emprego do diodo D5 permite que na saída da ponte formada por D1,D2,D3 e D4, tenhamos um sinal retificado, sem estar filtrado, já que o capacitor de filtro está após o diodo D5. Todos os diodos podem ser do tipo 1N 4001, que é um diodo projetado para suportar 50V de tensão reversa e 1A de corrente direta. Note que não é necessário D5, pois o bloco de filtros não será montado.

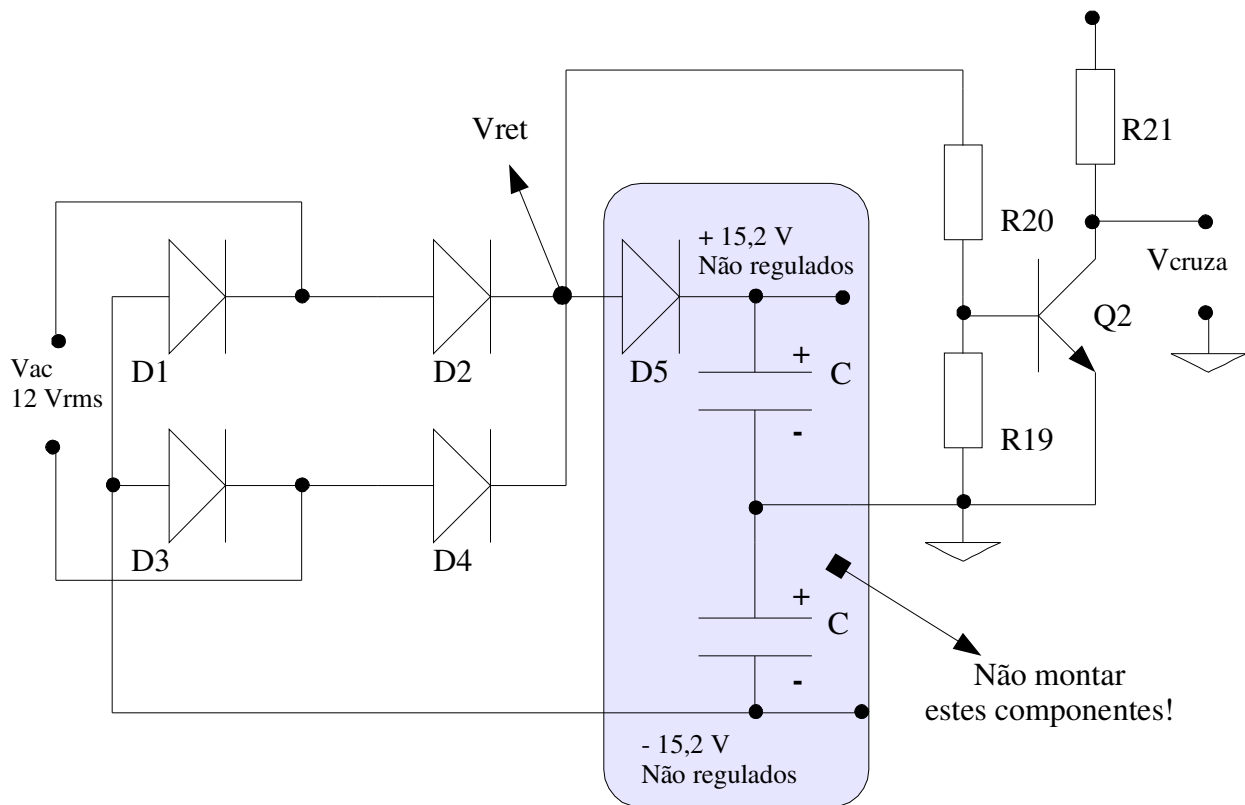


Figura 12 – Circuito detetor de cruzamento do zero

É com este sinal, da retificação de onda completa sem filtro (V_{ret}), que vamos detectar o cruzamento da rede pelo zero. Para isto basta utilizarmos um transistor ($Q2$) polarizado com dois resistores ($R19$ e $R20$), através do sinal V_{ret} . Para que o transistor $Q2$ conduza, precisamos ter pelo menos 500 mV em seu VBE, ou seja 500 mV sobre o resistor $R19$. Desta forma, se desprezarmos a corrente de base do transistor, podemos calcular, através do divisor $R19$ - $R20$, qual a tensão que deve estar presente em V_{ret} para que tenhamos os 500mV sobre $R19$.

Se o transformador é de 127:12, a tensão em cada um dos semi-ciclos da senóide dada por:

$$V_{ret} = 15,8 \text{ V} \cdot \sin(2\pi \cdot 60 \cdot t)$$

Onde 15,8 é a tensão de pico aproximada (igual a $12\sqrt{2} - 2V_d$), e 60 é a frequência da rede, em Hz.

Desta forma, se queremos que o disparo ocorra quando a tensão da rede é de aproximadamente 10 V, isto representa uma tensão 12 vezes menor em V_{ret} , ou seja, quando V_{ret} vale aproximadamente 850 mV.

Com isso, geramos um pulso (que se inicia na descida de V_{ret} e termina na “subida” de V_{ret}) de duração:

$$2 \cdot t = 2 \cdot [\arcsin(0,85/15,8)] / 2\pi \cdot 60 \approx 0,3 \text{ ms}$$

Para calcularmos $R19$ e $R20$, basta colocarmos 0,85 V em V_{ret} , e calcularmos $R19$ - $R20$ de forma a termos 500 mV em $R19$, desprezando a corrente de base.

Temos, portanto, um pulso em torno do zero, de pequena duração (cerca de 0,29 ms). Podemos usar a borda de descida deste pulso (que ocorre quando a tensão da rede é de aproximadamente 10 V), para

gerarmos o sinal que irá disparar os tiristores.

Normalmente, para o disparo dos tiristores, utiliza-se um trem de pulsos de alta frequência, porém com um duty-cycle pequeno, para podermos dar pulsos de alta corrente no gate dos tiristores, garantindo que eles disparem, sem no entanto dissipar muita potência nos gates, evitando que eles possam vir a queimar.

Devemos providenciar dois circuitos:

- um que gere o trem de pulsos de alta frequência e baixo duty-cycle;
- um gerador de pulso acionado pela borda de descida do detetor de cruzamento, do tipo monoestável, para fazer com que o trem de pulsos só esteja disponível para os tiristores durante um pequeno período do ciclo da rede.

Com isto, teremos um trem de pulsos em alta frequência, iniciando-se cerca de 0,15 ms após a rede passar pelo zero, e com a duração que nós desejarmos (normalmente 1 a 2 ms são suficientes para garantir o disparo dos tiristores). O diagrama de tempos da Fig. 13 mostra todos os sinais descritos anteriormente.

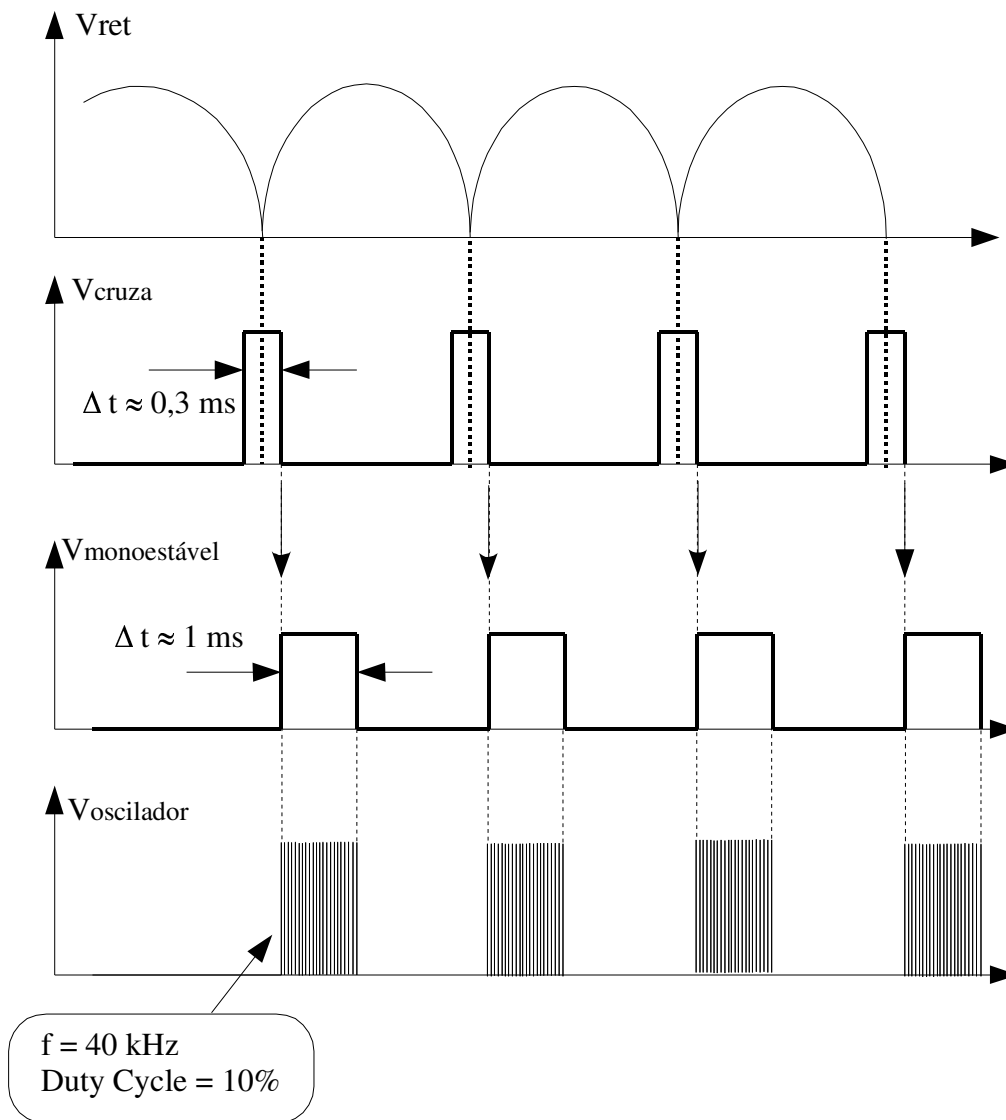


Figura 13 – Sinais necessários para disparo dos tiristores

Para a obtenção dos sinais de alta frequência e baixo duty-cycle, usaremos um circuito integrado bastante comum, o CI 555.

O oscilador monoestável, apresentado na Figura 14, é bem simples e fácil de ser entendido. Toda vez que aplicamos um pulso de descida no *trigger* (pino 2 do CI 555) que atinja valores menores do que $V_{cc}/3$, os comparadores internos do CI 555 geram na saída (pino 3) um pulso de duração igual a $T \approx 1,1 \cdot R_{22} \cdot C_2$.

Portanto, para ajustarmos o tempo do monoestável em aproximadamente 1 ms, basta calcularmos um par R_{22} e C_2 , usando a equação acima. É interessante usarmos valores baixos para o capacitor C_2 , algo em torno de 10 nF, para economizar nos valores dos componentes do projeto.

Para evitar falsos disparos, é interessante ligar o pino 2 (*trigger*) através de um resistor (R_{23}) para o V_{cc} . Podemos, ainda, usando o capacitor C_3 , diferenciar o pulso que vem do detector de cruzamento de zero, fazendo com que o circuito fique menos sensível a um possível falso disparo.

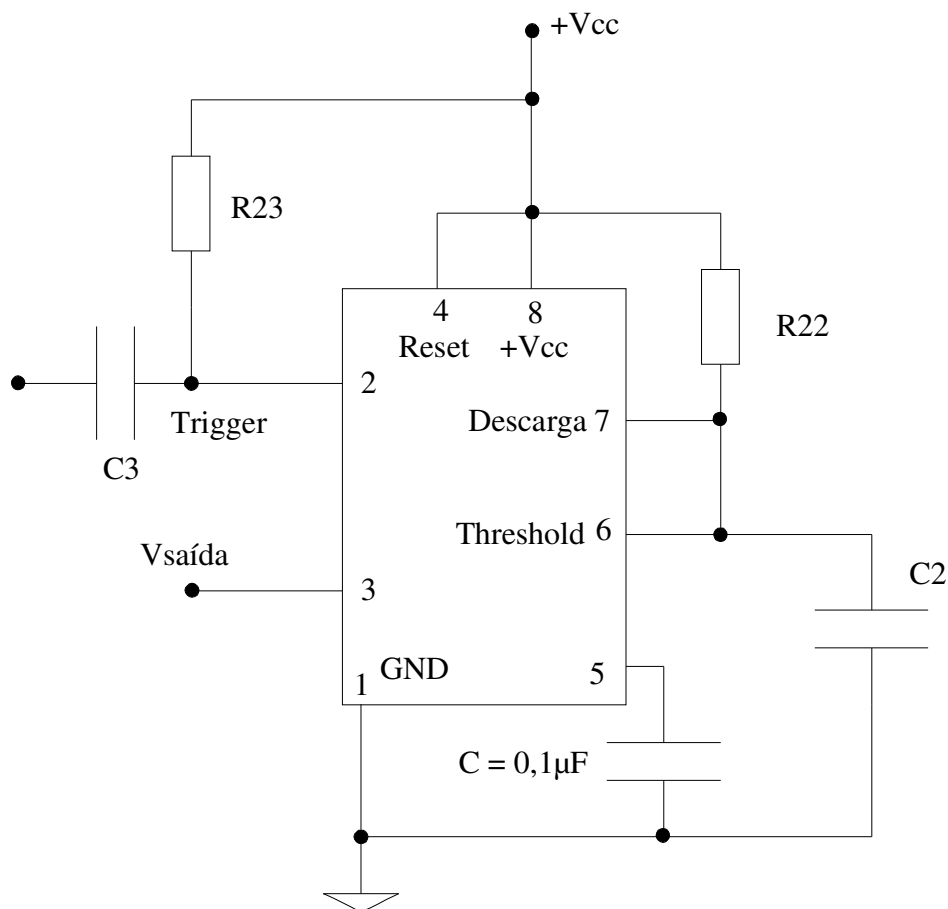


Figura 14 – Circuito básico do CI 555 operando como monoestável.

Na Figura 15 temos a configuração convencional do CI 555 para operação como oscilador. Nesta configuração, os tempos alto (T_a) e baixo (T_b) dos pulsos presentes no pino 3 (saída do CI555) são dados, aproximadamente, por:

$$T_a = \text{tempo de carga do capacitor} = 0,693 \cdot (R_a + R_b) \cdot C_a$$

$$T_b = \text{tempo de descarga do capacitor} = 0,693 \cdot R_b \cdot C_a$$

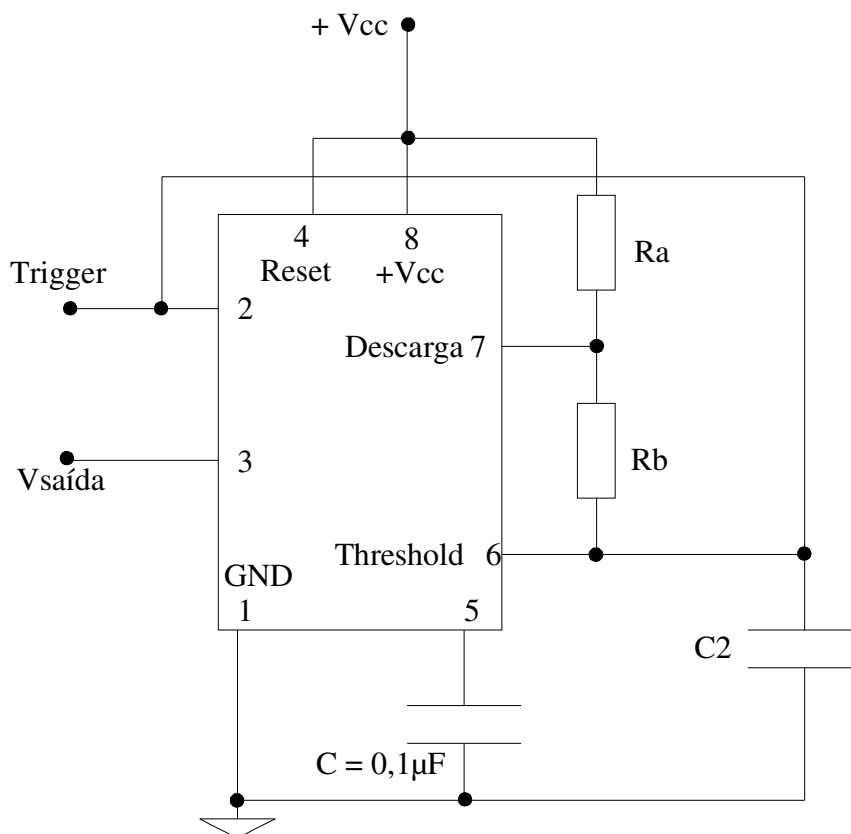


Figura 15 – Circuito básico do CI 555 operando como oscilador.

A configuração que iremos usar é ligeiramente diferente, com a inclusão de um resistor (R_c) e do diodo D_6 , como indicado na Figura 16. Esta configuração permite que se obtenha um tempo baixo na saída do CI 555 maior do que o tempo alto, pois neste caso o capacitor C_a se carrega através de R_a e o paralelo (aproximado) de R_b e R_c , enquanto que a sua descarga se dá apenas através de R_b , pois o diodo D_6 não permite que a descarga se dê através de R_c .

Nesta configuração, os tempos alto e baixo dos pulsos presentes no pino 3 (saída do CI555) são dados, aproximadamente, por:

$$T_a = 0,693 \cdot [R_a + (R_b // R_c)] \cdot C_a$$

$$T_b = 0,693 \cdot R_b \cdot C_a$$

Se fizermos $R_c \ll R_b$, temos $R_b // R_c \approx R_c$, e o tempo alto (de carga) será determinado pela soma dos resistores ($R_a + R_c$). Por outro lado, o tempo baixo (descarga) é determinado por apenas R_b , e podemos projetar os tempos T_a e T_b de forma independente, já que dependem de componentes distintos.

A sugestão é de utilizarmos um duty-cycle da ordem de 10% (ou seja, em um período a onda fica 10% do tempo em nível alto e 90% do tempo em nível baixo). A frequência dos pulsos deve ser da ordem de 40 kHz (40 pulsos/ms), para garantir que serão disparados um número suficiente de pulsos enquanto o monoestável estiver alto.

Se o monoestável estiver ajustado para fornecer um pulso de 1 ms quando for “*trigado*” pelo pulso do

detetor de zero, teremos 40 pulsos sendo enviados para os tiristores.

O aluno é aconselhado a ler as especificações do CI 555 (em anexo), para entender melhor o funcionamento do oscilador.

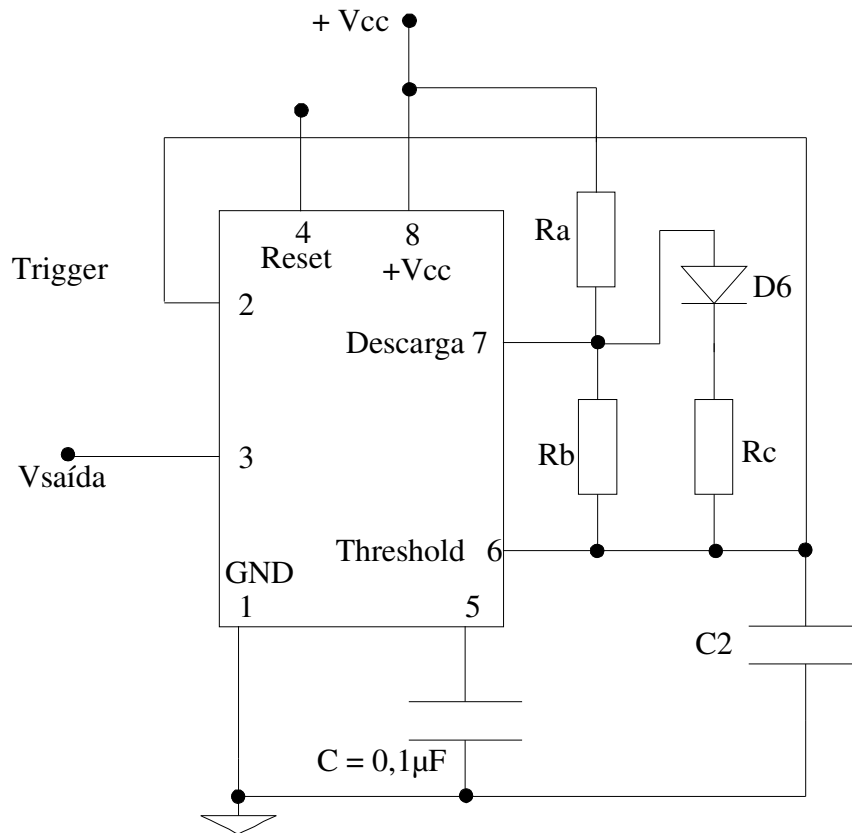


Figura 16 – Circuito para gerar um trem de pulso de 40 kHz, com 10% de duty-cycle

Para finalizar o bloco do disparador de tiristores, precisamos fazer com que os pulsos gerados pelo gerador de 40 kHz (CI 555 A) só estejam presentes na saída quando o monoestável (CI 555 B) esteja no estado alto.

Isto é muito fácil de fazer, pois o CI 555 possui um pino de *reset*, que é ativo em zero. Logo, se ligarmos a saída do CI 555 B (pulso alto de 1 ms) no *reset* do CI 555 A (pino 4), o CI 555A só irá funcionar quando o a saída do CI 555 B for alta, ou seja, exatamente durante o 1 ms em que queremos enviar os pulsos para disparar os tiristores.

Com isso garantimos que os pulsos que irão acionar os tiristores começarão na descida do pulso do detetor de cruzamento de zero, terão a duração de 1 ms (tempo ajustado no monoestável com o CI 555 B), e serão constituídos de pulsos de frequência igual a 40 kHz, com duty-cycle igual a aproximadamente 10%.

O circuito completo, com os dois temporizadores interligados e o detetor de cruzamento de zero acionado o monoestável é apresentado na figura 17. Recomendamos que cada um dos circuitos sejam testados individualmente antes de fazer a interconexão entre o detetor de zero, oscilador de 40 kHz e monoestável de 1 ms.

Na figura 17 o circuito já está ligado de forma final, ou seja, o acionamento dos tiristores só ocorre quando o sinal do PWM está em nível alto, que é quando devemos fornecer potência para o aquecedor.

Para realizarmos esta função, usamos exatamente o mesmo recurso usado no CI555 da figura 15, através do pino de reset (pino 4). Ao ligarmos o sinal de PWM (do bloco montado com o circuito da figura 8) ao pino de reset do CI555B, estamos fazendo com que o CI555B só funcione quando o sinal de PWM estiver alto, que é exatamente o que desejamos.

Portanto, ao fazermos esta conexão, o CI555B só irá enviar os pulsos de 1 ms, sincronizados com o zero da rede, quando o PWM estiver alto. Por sua vez, o CI555A só irá oscilar em 40 kHz quando a saída do CI555B estiver alta, e teremos a função desejada executada: quando o PWM estiver alto, no cruzamento de zero da rede o CI555B gera um pulso de 1 ms de largura, que libera o CI555A para oscilar em 40 kHz, para podermos conectar a sua saída (geralmente através de um transformador de pulsos) aos tiristores que irão acionar o aquecedor.

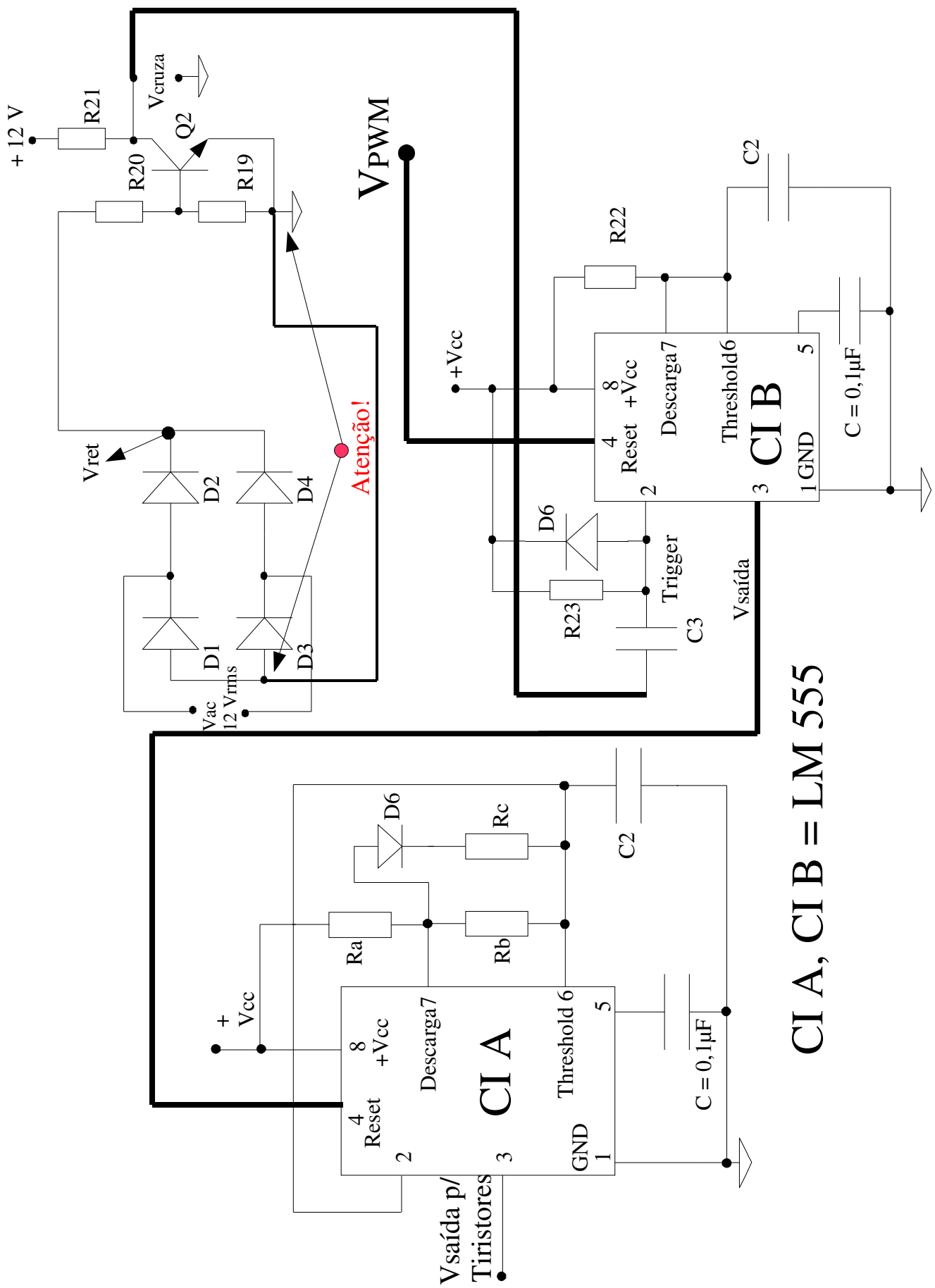
Notamos ainda que na figura 17 já eliminamos os capacitores da fonte de alimentação e ligamos a ponte de diodos (D1 e D3) no terra, para permitir o correto funcionamento do detetor de cruzamento de zero.

Para testar o circuito completo basta ajustar uma temperatura intermediária no Vset-point (por exemplo 50 °C) e aquecer o transistor de medida de temperatura, colocando o ferro de solda muito próximo de seu encapsulamento (1 mm, aproximadamente).

Observando o sinal de saída do PWM ele deve partir de 100% saturado, e conforme a temperatura no transistor passa pelos 50 °C e sobe, o PWM deve iniciar a enviar potência até que quando a temperatura sai da banda proporcional, ele deve ficar completamente cortado.

Retira-se o ferro de solda e o sistema deve esfriar, e o sinal do PWM deve fazer o caminho inverso, ou seja, iniciar enviando pequenos pulsos de potência até que quando a temperatura cai abaixo e fora da banda proporcional, devemos ter novamente 100% de potência fornecida.

A segunda etapa do teste é verificar se a saída do CI555A está oscilando, com os pulsos em 40 kHz, que seriam utilizados para excitar os tiristores, de forma coerente com o sinal do PWM.



CIA, CIB = LM 555

Figura 17 – Circuito final do disparador de tiristores, com detetor de cruzamento de zero.