

**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO - UNICAMP
EE-833 - ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**

MÓDULO 3

**CONVERSÃO CA-CA E APLICAÇÃO DE "TRIAC" NO CONTROLE DE
TEMPERATURA: CONTROLE POR CICLOS INTEIROS**

ASPECTOS TEÓRICOS

3.1 Introdução

O TRIAC desempenha a função de dois tiristores numa operação de onda completa. A Fig.1 mostra a característica estática de um TRIAC e o seu símbolo. Esta curva mostra a corrente através do TRIAC como uma função da tensão aplicada entre os terminais principais "1" e "2" e da corrente de porta (gate).

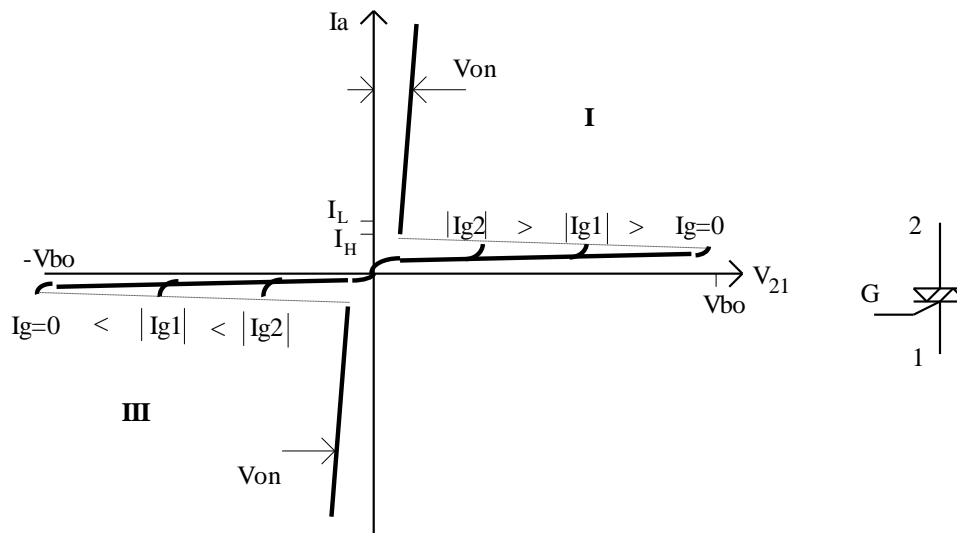


Figura 3.1. Característica estática de triac e seu símbolo.

No quadrante (I), a polaridade no terminal principal "2" é positiva em relação ao terminal principal "1". No quadrante (III), a tensão no terminal principal "2" é negativa em relação ao terminal principal "1". Aumentando a tensão positiva aplicada ao terminal "2", como mostra a curva no quadrante (I), atinge-se a tensão de "break-over" V_{BO} na qual o dispositivo comuta de um estado de bloqueio para um estado de condução. O TRIAC permanece no estado ligado até que a corrente "Ia" caia abaixo da corrente de manutenção (I_H) quando então ele se desliga. Se a tensão V_{21} é invertida ($V_{21} < 0$), a mesma ação comutação ocorre, como mostra a curva no quadrante (III). Assim, o TRIAC é capaz de chavear do estado ligado para o estado desligado e vice-versa, para qualquer polaridade de V_{21} .

Os modos de operação mais utilizados são (I)+ e (III)- que correspondem, respectivamente, a:

$$V_{21} > 0 \quad \text{e} \quad i_G > 0$$

$$V_{21} < 0 \quad \text{e} \quad i_G < 0$$

Além disso, podem ser usados os modos (I)- e (III)+ que correspondem, respectivamente, a:

$$V_{21} > 0 \quad \text{e} \quad i_G < 0;$$

$$V_{21} < 0 \quad \text{e} \quad i_G > 0,$$

sendo menos preferidos pelo fato de exigirem uma maior corrente de porta.

A Fig. 2 mostra a estrutura interna de um TRIAC. Observe que todas as metalizações dos terminais fazem contato tanto com uma região N como com uma região P, de modo a permitir a bidirecionalidade do dispositivo.

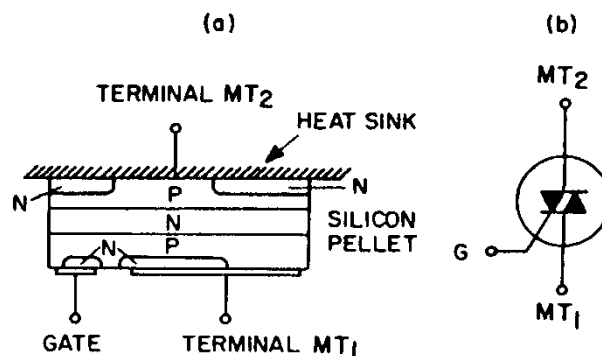


Fig. 3.2 Estrutura interna (simplificada) de TRIAC e seu símbolo (reproduzido de GE SCR manual).

O DIAC tem comportamento análogo mas, por não dispor do terminal de gate, só é acionado quando é atingida a tensão de ruptura. É um componente de baixa potência (baixa corrente) usado, normalmente, em circuitos de disparo de TRIACS e SCRs.

3.2 Interferência Eletromagnética- IEM

Os elevados valores de dv/dt e di/dt (taxas de variação de tensão e de corrente no tempo, respectivamente) produzidos pelo controle de fase, conforme visto na experiência anterior, são uma fonte potencial de problemas de interferência eletromagnética, quer seja irradiada, quer seja conduzida pela rede de alimentação. É bastante comum captar-se esta interferência nos rádios receptores, principalmente em AM (modulação em amplitude). Como as amplitudes das harmônicas diminuem com a frequência, a interferência nas faixas de TV e FM é, em geral, desprezível. Quando a interferência se propaga pela rede ela pode produzir mau-funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma instalação.

Diversas normas internacionais estabelecem limites para os níveis de IEM produzidos por aparelhos elétricos e eletrônicos.

Uma alternativa ao controle de fase utilizado em tiristores é o controle por ciclos inteiros, no qual a entrada e a saída de condução do tiristor (seja ele um SCR ou um TRIAC), ocorre sempre quando tensão e/ou corrente são nulas, eliminando o dv/dt e/ou o di/dt . Ou seja os instantes de entrada ou saída de condução podem ocorrer apenas a cada semi-ciclo, o que faz com que este seja um tipo de controle discreto e não contínuo, como é o controle de fase.

Para que seja possível um controle aceitável da variável de interesse, a variável a ser controlada no sistema deve apresentar uma constante de tempo suficientemente grande para que as comutações de baixa frequência resultantes não afetem o processo.

Exemplificando, não se usa controle de ciclos inteiros para ajustar o brilho médio de uma lâmpada incandescente, uma vez que ela se comportaria como um pisca-pisca. Mas pode-se utilizá-lo no controle de temperatura de um forno, que tem grande inércia térmica.

3.3 Controle de temperatura

Considerando um acionamento utilizando tiristores, há 3 categorias de circuitos de controle para aquecimento elétrico: tem-se controle "ON-OFF", controle de FASE e controle usando chaveamento síncrono de ciclos inteiros.

O controle "ON-OFF" consiste simplesmente em ligar e desligar a alimentação do elemento aquecedor (em geral uma resistência) sem se importar com o instante de chaveamento. O intervalo de condução e também o de bloqueio do interruptor é tipicamente de vários segundos, o que significa que a carga fica alimentada por um intervalo de tempo correspondente a diversos ciclos da rede. Normalmente a ação de comutação entre os estados ligado e desligado é realizada por meio de um termostato bimetálico que conecta ou desliga a alimentação do elemento de aquecimento. A precisão da regulação depende, essencialmente, da histerese típica do elemento bimetálico. A comutação determinada por este elemento sensor não guarda nenhuma relação com os cruzamentos com o zero da tensão da rede. Logo, o problema de interferências eletromagnéticas continua existindo.

No controle de fase, tal como usado no controle de intensidade luminosa de uma lâmpada incandescente, o desligamento do tiristor ocorre sempre sob corrente nula, mas a entrada em condução se dá a qualquer momento determinado pelo circuito de comando. Isto significa que elevados valores de dv/dt (e di/dt) existirão sobre o tiristor e sobre a própria carga, podendo criar problemas de interferência eletromagnética. Durante cada semiciclo da rede é feito o controle. Assim, é possível, com este tipo de controle, uma precisão maior e uma variação contínua na regulação da temperatura.

O chaveamento síncrono é um tipo de controle "ON-OFF" utilizado para minimizar o problema de interferência eletromagnética, uma vez que tanto a entrada quanto a saída em condução das chaves se dá quando tensão e corrente são nulas. Também neste caso a carga fica conectada à rede durante diversos semiciclos. O controle, usualmente, é feito utilizando controladores do tipo proporcional, proporcional+integral (PI) ou proporcional+integral+derivativo (PID).

Neste sistema, escolhe-se uma base de tempo contendo muitos ciclos da tensão de alimentação. À medida que a temperatura se aproxima daquela desejada, o número de ciclos "ON" diminui e à medida que se afasta, o número de ciclos "ON" aumenta. Logo, dentro do período escolhido, a duração do fornecimento de potência ao aquecedor varia, desde um número máximo inteiro de ciclos até nenhum ciclo. A precisão do ajuste depende, assim, da base de tempo utilizada. Por exemplo, numa base de 1 segundo existem 120 semiciclos. O ajuste da tensão aplicada à carga pode ter uma resolução mínima de $1/120$.

Um método de se conseguir o controle é usar um gerador de sinal DENTE DE SERRA de frequência fixa que é comparado com um sinal DC de controle. O sinal dente de serra estabelece a base de tempo do sistema. O sinal de controle DC vem do circuito de controle da temperatura. A potência entregue à carga varia proporcionalmente a este sinal. Conforme a temperatura aumenta, o nível DC de controle varia correspondentemente, alterando o intervalo de tempo em que a potência é aplicada ao elemento aquecedor. A figura 3 ilustra este funcionamento.

3.4 Circuito Integrado para acionamento de tiristores sob tensão nula

Circuitos integrados dedicados vêm-se sendo desenvolvidos para diversas aplicações industriais. Assim, neste laboratório, um CI é usado no circuito de controle de temperatura. A Fig. 4 mostra um diagrama de blocos dos circuitos internos do CA 3059. As ligações externas do circuito integrado devem obedecer às recomendações do fabricante. Para maiores detalhes, o estudante poderá recorrer aos manuais dos fabricantes do CI (RCA, Harris, etc.).

O limitador de tensão entre os pinos de entrada (5) e (7) grampeia a tensão CA de entrada entre ± 6 V pela ação de dois diodos zener ligados "costa a costa". A tensão limitada é aproveitada para se obter uma tensão DC positiva em relação ao pino (7). Esta tensão é usada para alimentar o restante do CI. No semiciclo positivo, a regulação é obtida pelo diodo zener e por um capacitor externo (1000 μ F, 16 V) que deve ser ligado à saída da fonte (pino (2)). No semiciclo negativo, a regulação depende somente do capacitor C_F . Para melhorar a estabilidade desta tensão e permitir alimentar outros circuitos, pode-se conectar uma fonte externa entre os pinos 2 (+) e 7 (GND).

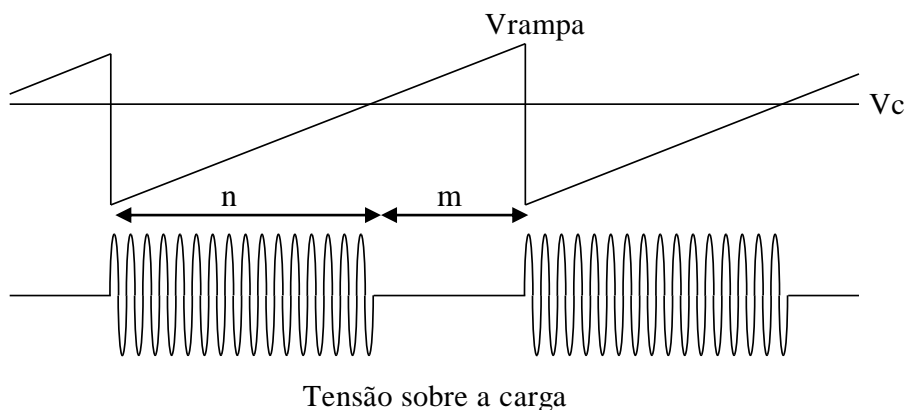


Figura 3.3 Operação de controle proporcional por ciclos inteiros.

A tensão eficaz aplicada à carga (considerando o período T) é dada por:

$$V_{\text{of}} = \sqrt{\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} V_i^2 [\sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_i}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{n}{n+m}} = V_{\text{ef}} \sqrt{\delta}$$

V_i é o valor de pico da tensão de entrada (senoidal); V_{ef} é o respectivo valor eficaz e δ é a relação entre o número de ciclos de alimentação da carga dividido pelo número total de ciclos controláveis, podendo ser interpretada como a razão cíclica do controlador.

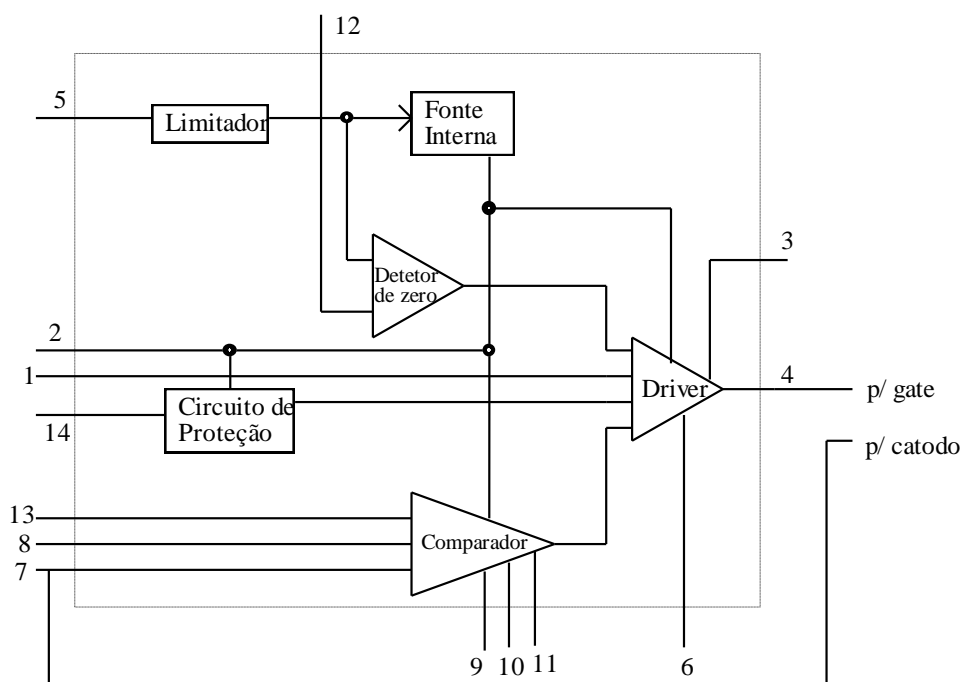


Figura 3.4. Diagrama de blocos do circuito interno do CA3059.

O detetor de cruzamento de zeros deve dar uma indicação toda vez que a tensão de linha cruza o zero. O comparador compara a tensão entre os terminais (9) e (13). No ponto 9 aplica-se, externamente, a onda triangular. A tensão de controle é conectada ao ponto 13.

O circuito de disparo do TRIAC fornece em sua saída (pino (4)) pulsos nos instantes de cruzamento de zero enquanto a tensão $V_{\text{SENSOR}} (V_S)$ entre os pinos (13) e (7) for maior que a tensão de referência V_R entre os terminais (9) e (7).

Os demais pinos têm funções específicas que estão descritas no manual.

O diagrama completo do circuito de teste está mostrado na figura 4.

O CI 555 é utilizado como temporizador, produzindo a onda triangular utilizada como base de tempo do sistema. O transistor PNP funciona como uma fonte de corrente que carrega o capacitor C, fazendo com que a tensão sobre ele varie linearmente. Quando esta tensão atinge $2/3$ da tensão de alimentação do CI, o C_R é descarregado via o pino 7, até que a tensão caia a $1/3$ da alimentação, quando se reinicia o processo de carga. Para regulação de temperatura precisa, a base de tempo da rampa deve ser menor que a constante térmica do sistema mas maior que o período da tensão de linha (60 Hz).

3.5 Sensores de Temperatura

Uma vez que neste experimento se deseja controlar a temperatura de um sistema, é necessário que se disponha de um elemento que tenha algum parâmetro elétrico que se altere com a temperatura.

Um dos elementos mais utilizados industrialmente para esta função é o termo-par. A junção de dois materiais diferentes como, por exemplo, cobre e ferro, quando submetida a uma dada temperatura, apresenta uma diferença de potencial, a qual pode ser detectada nas extremidades livres dos condutores. Esta ddp varia de acordo com a temperatura. Esta relação entre temperatura e ddp é não linear.

Outro elemento sensor, utilizado tipicamente em sistemas que operam em torno da temperatura ambiente, é o termistor. Neste caso tem-se uma variação da resistência elétrica com a temperatura, de forma não linear. Um NTC reduz sua resistência com o aumento da temperatura, enquanto um PTC funciona de maneira oposta.

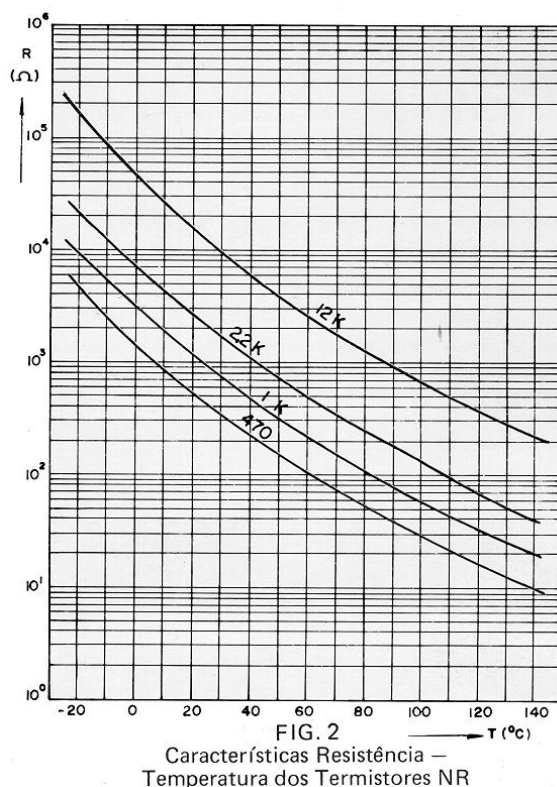


Figura 3.5. Característica de termistor (NTC).

3.5.1 Efeito Térmico no Transistor Bipolar

O transistor bipolar (BJT) é um dispositivo bastante apropriado para uso como sensor de temperatura. Tanto a tensão entre seus terminais Base e Emissor (V_{BE}), como a diferença entre os V_{be} 's de dois transistores (ΔV_{be}), são variáveis normalmente utilizadas para representar uma medida da temperatura em que o dispositivo se encontra.

A dependência de V_{BE} com a Temperatura está bem estabelecida através da equação de Shockley, que se aplica à junção Base-Emissor de um transistor bipolar, na condição de $V_{CB} \approx 0$ [1]:

$$J_c = J_s \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \cong J_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (3.1)$$

Onde:

J_c = Densidade de corrente de coletor

V_T = Tensão termodinâmica (kT/q)

J_s = Densidade de corrente de saturação reversa definida por:

$$J_s \cong C \cdot T^n \cdot e^{\frac{-V_G}{V_T}} \quad (3.2)$$

Sendo:

C, n = Constantes características do material e do processo de fabricação.

V_G : = Tensão equivalente à energia da banda proibida (*Bandgap*) do Silício, cuja variação por efeito térmico é, em primeira ordem, linear; ou seja:

$$V_G \cong V_{G0} - \theta \cdot T \quad (3.3)$$

V_{G0} é a tensão correspondente à energia de *Bandgap* extrapolada para zero Kelvin e θ é o coeficiente de variação térmica desta tensão.

À partir das equações anteriores chega-se à seguinte expressão simplificada para $V_{BE}(T)$:

$$V_{BE} \cong V_{G0} - a \cdot T \quad (3.4)$$

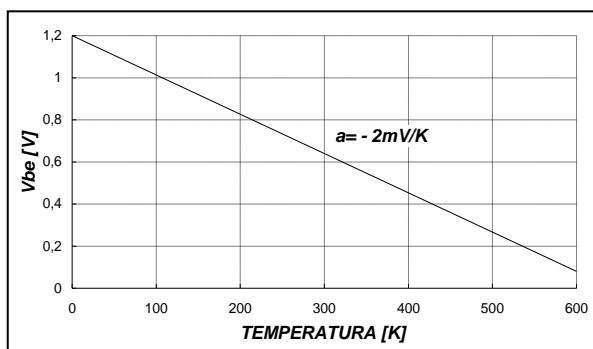


Figura 3.6: Aproximação Linear de $V_{be}(T)$

Esta equação, que relaciona V_{BE} com T de forma linear, está representada na figura 6.

Para dois transistores que operem com diferentes densidades de corrente de coletor, a diferença entre suas tensões V_{BE} é dada por:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \left(\frac{V_{BER1} - V_{BER2}}{T_R} \right) T \quad (3.5)$$

Esta equação está representada na figura 7.

Observe que uma forma alternativa de expressar a diferença entre as tensões V_{BE} dos transistores pode ser obtida, utilizando-se (1). Ou seja:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{J_{C1}}{J_{C2}} \quad (3.6)$$

Onde J_{C1} e J_{C2} correspondem às densidades de corrente de coletor dos transistores considerados.

Se a razão entre as densidades de corrente dos transistores for constante, por exemplo mantendo a mesma corrente de coletor nos dois transistores, que por sua vez têm áreas de emissor distintas, então fica evidente a RELAÇÃO LINEAR que há entre ΔV_{BE} e a temperatura absoluta T .

Esta relação linear favorece o uso de um par de transistores BJT como dispositivo sensor (linear) de temperatura.

No intervalo térmico mais extenso de operação dos circuitos integrados em Silício: (-55°C a +125°C) a razão de áreas permanece constante e desde que a razão entre as correntes de coletor seja, também mantida constante, a tensão corresponde a diferença entre os V_{BE} será proporcional a T .

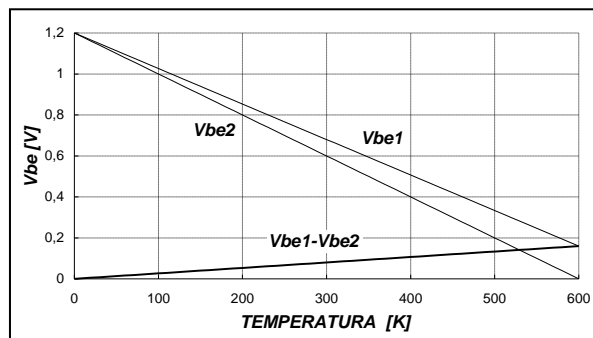


Figura 3.7: Diferença entre V_{be} 's

3.5.2 Circuito Sensor de Temperatura com Saída em Corrente PTAT (Proportional To the Absolute Temperature)

Em aplicações onde o dispositivo sensor está conectado à fonte de alimentação e ao sistema de monitoração e controle através de fios longos, havendo a possibilidade do surgimento de sensíveis resistências de contato e/ou de trajeto, a conversão da Temperatura em Corrente é mais apropriada do que em Tensão.

O esquema simplificado de um circuito que realiza esta conversão é mostrado na figura 8 [19]. Os transistores Q6 e Q8 reproduzem a corrente de Q7 com um ganho estabelecido pela razão de suas áreas de emissor. Constituem dessa forma duas fontes de corrente iguais, alimentando os coletores de Q1 e Q3. O equilíbrio da estrutura é estabelecido pelo amplificador diferencial formado por Q4, Q5, Q2 e Q7 que assegura a igualdade das correntes de coletor em Q1 e Q3, controlando a diferença de potencial em seus coletores.

Assim, a corrente de coletor em Q1 será PTAT e dada por:

$$I_{C1} = \frac{kT}{q \cdot R1} \ln(8) \quad (3.7)$$

Como Q2 e Q3 operam sob a mesma tensão V_{be} , a corrente nos terminais do circuito será três vezes a corrente I_{C1} , ou seja:

$$I_{temp} = \frac{3kT}{q \cdot R1} \ln(8) \quad (3.8)$$

Trata-se, portanto de um dispositivo sensor de temperatura com saída em corrente, calibrado em Kelvin.

O desempenho do circuito é diretamente influenciado pela qualidade do resistor R1, sendo necessário que tenha baixo coeficiente térmico e alta estabilidade de longo tempo. Naturalmente estão excluídos os resistores difundidos e de polissilício que têm coeficiente térmico da ordem de 1000 ppm/K. Resistores de filme-fino são os mais apropriados.

Apesar das inúmeras vantagens que apresenta a saída em corrente calibrada em Kelvin, há o inconveniente de não ser um padrão industrial de interface. A comunicação entre sensores

remotos e os equipamentos de monitoração e controle, em uma planta industrial, obedece, na grande maioria dos casos, ao padrão 4-20 mA [20].

O ajuste do sinal produzido por transistores numa certa faixa de temperatura ao intervalo de 4-20 mA de saída, requer a implementação de um circuito razoavelmente complexo de condicionamento do sinal.

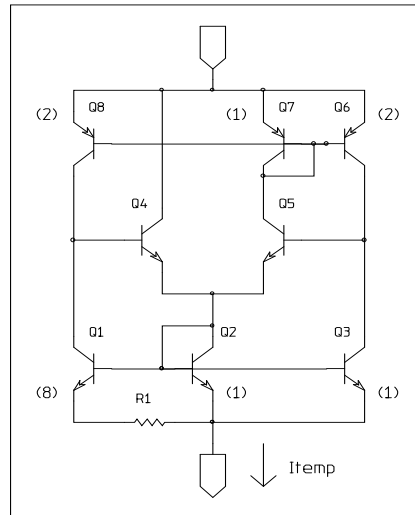


Figura 3.8: Circuito sensor de temperatura com saída em corrente calibrada em Kelvin