

## 6. Estabilizadores de Tensão e de Corrente

Circuitos estabilizadores ou reguladores de tensão *DC* podem, coadjuvados por tensões de referência estáveis e transistores externos, ser construídos com amplificadores operacionais. Os principais tipos de reguladores existentes na prática são: regulador paralelo (*shunt*) e regulador série. A Figura 6.1 mostra as estruturas básicas desses estabilizadores.

### 6.1 – Regulador *Shunt*:

É conhecido como estabilizador ou regulador *shunt* o circuito no qual o elemento regulador de tensão fica em paralelo com a saída do sistema. A Figura 6.1a dá um exemplo desse tipo de regulador. A partir de uma tensão de referência estável ( $V_{ref}$ ), que pode ser obtida a partir de um diodo Zener, de uma referência de *gap*, de um *LED* e, até mesmo, de um diodo de silício diretamente polarizado, um amplificador operacional controla a condutividade de um transistor bipolar colocado em paralelo com a saída. O elemento resistivo promove a queda de tensão variável entre a entrada e a saída, mantendo, dentro de uma certa faixa de atuação, a tensão de saída constante. A tensão de saída, nesse caso, permanece igual à  $V_{ref}$  porque o ganho de tensão de  $OP_1$  é igual à unidade.

A tensão de referência está aplicada na entrada inversora e a realimentação negativa está retornando à entrada não-inversora porque o transistor  $Q_1$  promove uma inversão a mais no caminho do sinal.

#### - Mecanismo de Estabilização:

O mecanismo de estabilização segue o seguinte raciocínio: se  $V_o$  tender a cair por algum motivo, o operacional  $OP_1$  faz o transistor  $Q_1$  conduzir menos, diminuindo  $I_Q$  e, conseqüentemente, diminuindo  $I_S$ . Com a diminuição de  $I_S$ , a queda de tensão em  $R_S$  diminui, aumentando a tensão  $V_o$  e retornando-a ao seu valor inicial. Da mesma forma, se  $V_o$  tender a subir por algum motivo, o operacional  $OP_1$  faz o transistor  $Q_1$  conduzir mais, aumentando  $I_Q$  e, conseqüentemente, aumentando  $I_S$ . Com o aumento de  $I_S$ , a queda de tensão em  $R_S$  aumenta, diminuindo a tensão  $V_o$  e retornando-a ao seu valor inicial. Na realidade, esse circuito tenta manter a corrente,  $I_S = I_Q + I_o$ , constante. A dissipação de potência em forma de calor, nesse circuito, é, também, constante, causando baixo rendimento de operação.

Esse tipo de regulador, devido às perdas em  $R_S$ , é de aplicação limitada. Normalmente a máxima corrente de saída para essa configuração é de  $I_o \approx 100 \text{ mA}$ .

### 6.2 – Regulador Série:

É conhecido como estabilizador ou regulador série o circuito no qual o elemento regulador de tensão fica em série com a saída do sistema. A Figura 6.1b dá um exemplo desse tipo de regulador. A partir de uma tensão de referência estável ( $V_{ref}$ ), um amplificador operacional controla a condutividade de um transistor bipolar colocado em série com a saída. Como o elemento regulador possui condutividade variável, a dissipação de potência também é variável e alcança seu ponto de máximo apenas quando  $I_o = I_{o(max)}$ .

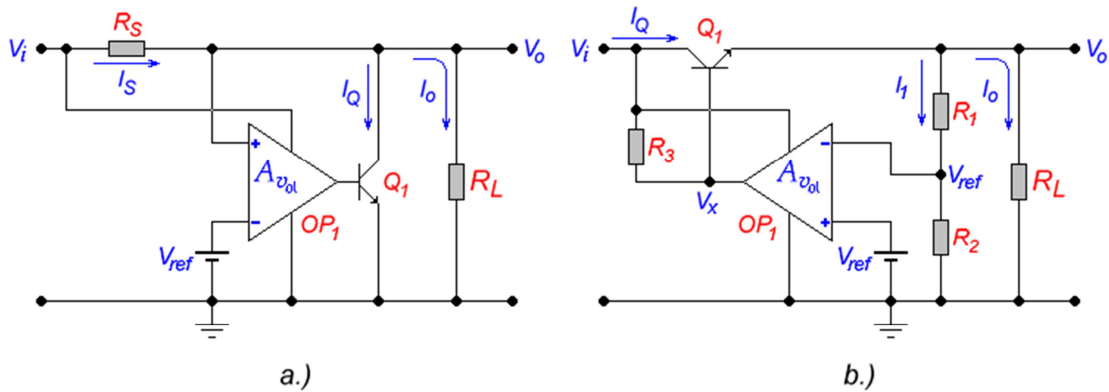


Figura 6.1 - Reguladores de Tensão. a.) Shunt. b.) Série.

O rendimento de operação, portanto, aumenta. Quando  $I_o = 0$ , a dissipação total de potência é muito pequena porque  $I_I \ll I_{o(max)}$ , o que não acontece no regulador *shunt*.

- Mecanismo de Estabilização:

O mecanismo de estabilização segue o seguinte raciocínio: se  $V_o$  tender a cair por algum motivo, o operacional  $OP_1$  faz o transistor  $Q_1$  conduzir mais, diminuindo a queda de tensão sobre ele e, conseqüentemente, fazendo aumentar a tensão  $V_o$ , retornando-a, portanto, ao seu valor inicial. Da mesma forma, se  $V_o$  tender a subir por algum motivo, o operacional  $OP_1$  faz o transistor  $Q_1$  conduzir menos, aumentando a queda de tensão sobre ele e, conseqüentemente, fazendo diminuir a tensão  $V_o$ , retornando-a, portanto, ao seu valor inicial.

Ao contrário do regulador *shunt*, aqui é colocado certo ganho de tensão no amplificador formado por  $OP_1$  e a realimentação negativa retorna à entrada inversora porque o transistor  $Q_1$ , no modo que está ligado, não causa uma inversão adicional de sinal.

A tensão de saída para esse tipo de circuito vale:

$$V_o = \left( \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \times V_{ref} \quad [V] \tag{6.1}$$

A mínima tensão de saída vale, quando  $R_1 = 0$ ,  $V_{o(min)} = V_{ref}$  e a máxima tensão de saída depende de  $V_{i(min)}$ . Para manter uma regulação eficiente, o diferencial de tensão entre entrada e saída deve obedecer à relação:  $V_{i(min)} - V_{o(max)} \geq 2 V$ .

Alguns parâmetros devem ser observados para esse circuito. Como o operacional é alimentado com  $V_i$ , deve-se observar que  $V_i \leq V_{CC(max)}$ , sendo  $V_{CC(max)}$ , a máxima tensão de alimentação suportada pelo operacional. Deve-se verificar também se a máxima corrente de saída do operacional, que depende do  $\beta$  do transistor, não vai ser excedida. Se for, deve-se aumentar o  $\beta$ , usando-se para  $Q_1$  uma configuração chamada Darlington (dois transistores em cascata). O operacional deve possuir  $V_{CM} = 0$  (ver Secção 5.1).

O transistor  $Q_1$  deve ser dimensionado segundo três fatores:

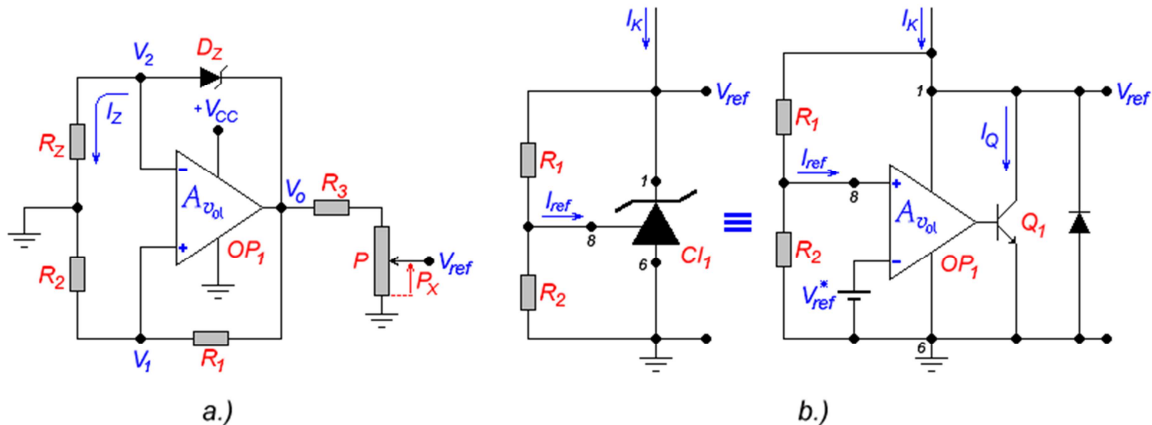


Figura 6.2 - Tensões de Referência Ajustáveis. a.) Com Diodo Zener e Amplificador Operacional. b.) Com Referência de Gap e Regulador Shunt.

- Máxima tensão entre coletor e emissor:  $V_{CE(max)} > V_i$ .
- Máxima corrente de coletor:  $I_{C(max)} > I_{o(max)}$ .
- Máxima potência de dissipação:  $P_{Q(max)} > [V_{i(max)} - V_{o(min)}] \times I_{o(max)}$ .

Normalmente, para  $I_{o(max)} \geq 100 \text{ mA}$ , Q<sub>1</sub> necessita de um dissipador de calor.

O resistor R<sub>3</sub>, que teoricamente pode ser eliminado, serve para fornecer a corrente de base inicial para o transistor (*start-up*). Na prática,  $R_3 \geq 10 \text{ k}\Omega$ .

Os circuitos da Figura 6.1 não possuem dispositivos de proteção contra curtos-circuitos e sobrecargas de saída.

### 6.3 – Tensões de Referência:

Tensões de referência para estabilizadores de tensão podem ser obtidas de várias formas. Componentes simples como diodos de silício polarizados diretamente, LED's polarizados diretamente, diodos Zener polarizados reversamente e, até mesmo, simples divisores resistivos a partir de +V<sub>CC</sub>, podem ser usados como referências de tensão. Essas referências, no entanto, carecem de uma maior estabilidade, tanto em relação à corrente de polarização, quanto em relação à temperatura. Além disso, essas referências simples não podem ser ajustáveis. Circuitos de tensões de referência mais elaborados, como os vistos a seguir, muitas vezes são desejáveis.

#### 6.3.1 – Tensão de Referência Ajustável:

No circuito da Figura 6.2a é apresentado um circuito de tensão de referência que faz uso de um amplificador operacional, um diodo Zener, um potenciômetro e alguns resistores.

A tensão de referência obtida a partir do circuito da Figura 6.2a é muito estável em relação às variações de +V<sub>CC</sub>, pois a corrente de Zener, graças à topologia usada, é mantida constante. Se o diodo Zener usado for estável termicamente, como o diodo Zener de 5,1 V; 0,5 W, por exemplo, a tensão de referência também será estável em relação a esse quesito.

Com a colocação do potenciômetro  $P$ , além disso, a tensão de referência pode ser ajustada a partir de  $0\text{ V}$ . As equações de cálculo do circuito da Figura 6.2a são:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_Z \quad [\text{V}] \quad (6.2a)$$

$$I_Z = \frac{R_2 V_Z}{R_1 R_Z} \quad [\text{A}] \quad (6.2b)$$

e

$$V_{ref} = \frac{P_X}{R_3 + P} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times V_z \quad [\text{V}] \quad (6.2c)$$

Nas Equações 6.2a a 6.2c,  $V_Z$  é a tensão nominal do diodo Zener usado. Pelas Equações 6.2b e 6.2c percebe-se que a corrente no diodo Zener e a tensão de referência independem de  $+V_{CC}$  e, por isso,  $V_{ref}$  permanece sempre estável. A tensão  $V_Z$  deverá ser estável termicamente, então deve ser usado um diodo Zener com deriva térmica nula. O diodo Zener com tensão nominal de  $5,1\text{ V}$  e capacidade de dissipação de potência de  $0,5\text{ W}$  possui essa característica para  $1\text{ mA} \leq I_Z \leq 4\text{ mA}$ . O potenciômetro  $P$  permite o ajuste de  $V_{ref}$ , que, pela Equação 6.2c, para  $0 \leq P_X \leq P$ , fica na faixa:

$$0 \leq V_{ref} \leq \frac{P}{R_3 + P} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times V_z \quad [\text{V}] \quad (6.3)$$

Em alguns projetos pode-se usar o resistor  $R_3$  variável (*trimpot*) para que  $V_{ref(max)}$  também possa ser ajustada.

Uma desvantagem desse tipo de circuito é sua alta resistência dinâmica de saída, que vale:

$$R_o = \frac{(P - P_X + R_3) \times P_X}{P + R_3} \quad [\Omega]$$

Devido a esse fato, esse circuito só pode ser carregado com uma carga de alta impedância como, por exemplo, a entrada de outro amplificador operacional.

### 6.3.2 – Tensão de Referência Integrada:

Outra opção para a obtenção de uma tensão de referência ajustável é apresentada no circuito da Figura 6.2b. Nesse circuito,  $CI_1$  é um circuito integrado composto de uma tensão de referência de *gap* e um regulador *shunt*, composto por um amplificador operacional e um transistor bipolar, como descrito na Seção 6.1. Opções comerciais de baixo custo e boa precisão para  $CI_1$  são os dispositivos: *TL431* e *TLV431*. A Equação 6.4 calcula a tensão de referência de saída do circuito da Figura 6.2b.

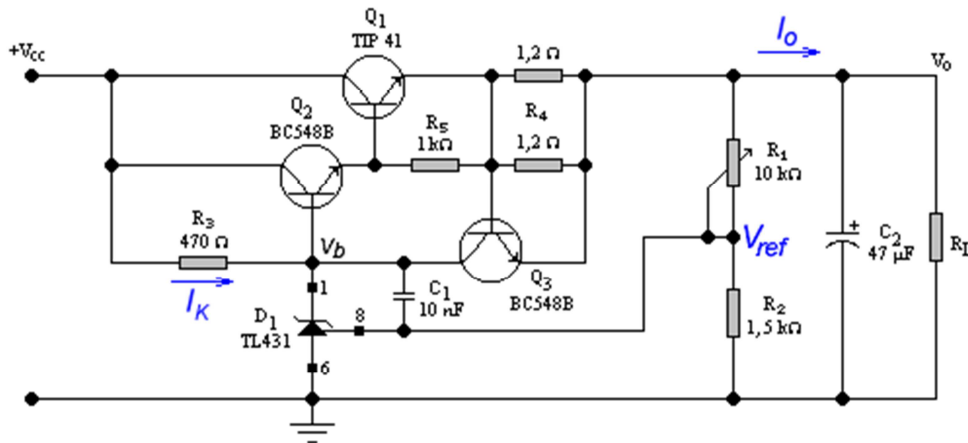


Figura 6.3 - Estabilizador Misto Série/Paralelo, Ajustável, com Transistores Bipolares.

$$V_{ref} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_{ref}^* + I_{ref} R_1 \quad [V] \tag{6.4}$$

Essa tensão pode ser ajustada pela relação entre  $R_1$  e  $R_2$ , dentro dos limites impostos pelos circuitos integrados e  $V_{ref(min)} = V_{ref}^*$ , sendo  $V_{ref}^*$  a tensão de referência interna do integrado usado. As características internas dos circuitos integrados citados valem:

CI	$V_{ref}^*$ [V]	$V_{ref}$ [V]	$I_K$ [mA]	$I_{ref}$ [µA]
TL431	2,495	2,495 ~ 36	1,0 ~ 100	2,0
TLV431	1,240	1,240 ~ 6	0,1 ~ 15	0,15

Ambos os integrados possuem baixíssima resistência dinâmica de saída ( $0,2 \Omega \sim 0,25 \Omega$ ) e grande estabilidade térmica ( $< 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ).

A desvantagem desse tipo de circuito é que a mínima tensão de referência, quando  $R_1 = 0$  e  $R_2 = \infty$ , não é nula, mas igual à tensão de referência interna.

Na Figura 6.2b estão desenhados o símbolo do circuito integrado e seu diagrama interno funcional. Os algarismos agregados aos nós do circuito referem-se aos terminais externos do encapsulamento plástico, *dual-in-line*, de oito pinos.

### 6.4 – Estabilizadores de Tensão:

Estabilizadores de tensão, também conhecidos como fontes reguladas, podem ser facilmente construídos com a ajuda de amplificadores operacionais. Seguem-se dois exemplos de fontes estabilizadas de alto desempenho.

#### 6.4.1 – Estabilizador Misto Série/Paralelo:

##### - Versão com Transistores Bipolares:

O circuito da Figura 6.3 é um estabilizador de tensão que usa os dois princípios de regulação, o série e o paralelo. O resistor  $R_3$  e o circuito integrado  $D_1$  formam um regulador *shunt* idêntico ao da Figura 6.1a, que estabiliza a tensão  $V_b$ . A deficiência desse tipo de regulador é a baixa capacidade de fornecimento de corrente e que, no caso, foi contornada pela adição de um amplificador formado por  $Q_1$ ,  $Q_2$  e  $R_5$ , trabalhando como regulador série. O conjunto  $Q_1$ ,  $Q_2$  e  $R_5$ , chamado de configuração Darlington, é equivalente a um único transistor bipolar com  $\beta$  elevado, minimizando, assim, o consumo de corrente do regulador *shunt*. A tensão de saída do circuito vale  $V_o \approx V_b - 1,5$  e é estabilizada pelo elo de realimentação negativa, formado por  $R_1$  e  $R_2$ . Para esse circuito, pode-se calcular:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \times V_{ref} \quad [\text{V}] \quad (6.5)$$

Para o circuito integrado  $TL431$ ,  $V_{ref} \approx 2,5 \text{ V}$  e, portanto, a tensão de saída pode ser ajustada por  $R_1$  dentro da faixa aproximada:  $2,5 \text{ V} \leq V_o \leq 20 \text{ V}$ .

O transistor  $Q_3$  protege o circuito contra curtos-circuitos e sobrecargas de saída. Em condições normais,  $Q_3$  está cortado e fora do circuito. O resistor  $R_4 = 0,6 \ \Omega$  faz o sensoriamento da corrente de saída, gerando uma tensão  $V_{BE4}$ . Quando  $V_{BE4} \approx 0,5 \text{ V}$ , o transistor  $Q_4$  inicia sua condução e começa, através de seu coletor, a retirar corrente do nó  $V_b$ , limitando a condução da configuração Darlington e, conseqüentemente, limitando a corrente de saída. Em uma condição de curto-circuito na saída, a corrente ficará limitada ao seguinte valor:

$$I_{o(\text{curto})} \cong \frac{0,66}{R_4} \cong 1,1 \quad [\text{A}]$$

Com os transistores usados no circuito, pode-se ter  $V_{CC(\text{max})} = 30\text{V}$ . O resistor  $R_3$  deve ser dimensionado em função de  $V_{CC(\text{max})}$  e  $I_{K(\text{max})}$ , isto é:

$$R_3 \geq \frac{V_{CC(\text{max})} - V_{ref}}{I_{K(\text{max})}} \quad [\Omega]$$

Para o circuito da Figura 6.3, se  $V_{CC(\text{max})} = 30\text{V} \Rightarrow R_{3(\text{min})} = 270 \ \Omega$ .

A mínima tensão de entrada é dimensionada em função da máxima tensão de saída e vale:

$$V_{CC(\text{min})} = V_{o(\text{max})} + 2,0 \quad [\text{V}]$$

Os demais componentes exercem as seguintes funções:

- $C_1$  compensa o amplificador em malha fechada propiciando-lhe uma margem de fase adequada para que não haja oscilações.
- $C_2$  melhora a resposta da fonte a transientes rápidos de corrente de saída.
- $R_5$  mantém o  $\beta$  em um valor adequado ( $1500 \sim 2500$ ) e melhora a condição de chaveamento rápido de corrente do Darlington.

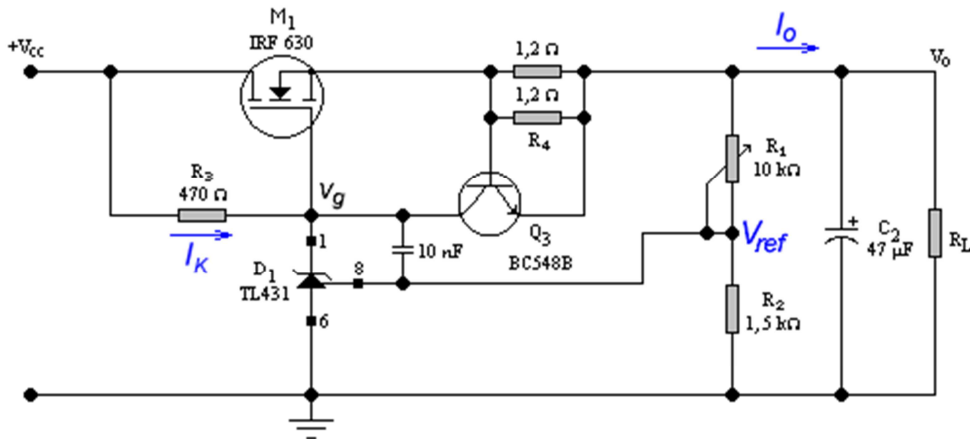


Figura 6.4 - Estabilizador Misto Série/Paralelo, Ajustável, com MOSFET.

Os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  podem ser substituídos por versões de maior potência como, por exemplo, o *BD135* para  $Q_2$ . Para  $Q_1$  existem várias versões de alta potência, ou seja: *TIP35*, *2N3055*, *MJ15003*, etc..

Darlington comerciais, como o *TIP120* ou o *TIP121*, também podem ser usados. O transistor  $Q_1$  deve ser montado em um dissipador de calor adequado.

A resistência dinâmica de saída dessa fonte é muito baixa, ficando na faixa:  $R_o \leq 0,1 \Omega$ .

**- Versão com MOSFET:**

O circuito da Figura 6.4 é basicamente idêntico ao circuito da Figura 6.3 em funcionamento. A única diferença é o elemento série que, aqui, foi trocado por um MOSFET de potência, canal n. O MOSFET possui várias vantagens em relação à configuração Darlington: é mais simples, não consome corrente de porta, é mais rápido no chaveamento de correntes e é mais estável e mais robusto termicamente, exigindo dissipadores de calor menores.

Possui, no entanto, uma desvantagem: a perda de inserção do MOSFET é sensivelmente maior que a do bipolar e, por isso, a mínima tensão de entrada precisa ser:

$$V_{CC(\min)} = V_{o(\max)} + 5,0 \text{ [V]}$$

O desempenho e o dimensionamento dessa fonte são idênticos ao da anterior.

**6.4.2 – Estabilizador Série com Amplificadores Operacionais:**

A Figura 6.5 exemplifica a construção de uma fonte de tensão estabilizada e ajustável, do tipo regulação série, que usa amplificadores operacionais e um diodo Zener como referência de tensão. A amplificação da corrente de saída é exercida por transistores bipolares de potência.

**- Amplificação:**





A faixa de tensão de referência para o circuito da Figura 6.5 vale, então:

$$0 \leq V_{ref} \leq \frac{P_1}{R_3 + P_1} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \times V_Z$$

Se for usado, para  $D_Z$ , um diodo Zener de 5,1 V e 0,5 W, como o 1N751A ou similar, com os valores de componentes usados no circuito, tem-se que:  $0 \leq V_{ref} \leq 6,1451$  V. Percebe-se, então, que o potenciômetro  $P_1$  permite que se faça um ajuste grosso (*coarse*) da tensão de saída. A corrente de polarização do diodo Zener, calculada pela Equação 6.2b, vale, para os componentes usados no circuito:  $I_Z = 1,6$  mA. Uma das Seções do LM324,  $OP_1$ , foi usada como amplificador da referência.

A excursão total da tensão de saída da fonte será, então:

$$V_{o(\min)} = 0 \quad [\text{V}]$$

e

$$V_{o(\max)} = \frac{P_1(R_1 + R_2)(R_4 + R_5 + P_2)}{(R_3 + P_1)R_1R_5} \times V_Z \quad [\text{V}] \quad (6.7)$$

Com os valores numéricos usados no circuito, tem-se que:  $0 \text{ V} \leq V_o \leq 22 \text{ V}$ .

Os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  formam um amplificador de corrente de alto ganho e um amplificador de tensão não-inversor de ganho próximo à unidade, como citado na Seção 6.4.1. Para  $Q_2$ , podem ser usados transistores de baixa ou média potência como o BC547B ou o BD135. A máxima corrente de saída depende, no entanto, exclusivamente de  $Q_1$  que pode ser de alta ou muito alta potência, dependendo da capacidade de saída desejada para a fonte. Transistores como o TIP41, o 2N3055 ou o MJ15003 são geralmente usados nesse caso, acoplados a dissipadores de calor adequados.

### - Proteção:

Fontes de alimentação, principalmente usadas em bancadas de laboratório, frequentemente são colocadas acidentalmente em regime de curto-circuito ou de sobrecarga de saída. Nesse caso, a queima do transistor  $Q_1$  é instantânea. No circuito da Figura 6.5 o amplificador operacional  $OP_3$  foi usado como protagonista, coadjuvado por  $R_S$ ,  $D_1$  e  $D_2$ , do sistema de proteção da saída da fonte. Esse amplificador está configurado como comparador e, a partir de um sensoramento de corrente executado por  $R_S$ , promove a proteção da saída retirando corrente do nó  $V_b$ , via  $D_2$ , quando  $V_3 \geq V_o$ . Os mecanismos de operação desse circuito são os seguintes:

- Na região normal de funcionamento, isto é, para  $I_o < I_{o(\lim)}$ , a tensão na entrada não-inversora de  $OP_3$  vale  $V_i^+ = V_o$  e a tensão na entrada inversora de  $OP_3$  vale  $V_3 = V_o + R_S I_o - V_{\gamma 1}$ . Enquanto  $R_S I_o \leq V_{\gamma 1}$ , de modo garantido, tem-se que  $V_3 \leq V_o$  e, conseqüentemente, a saída do comparador  $OP_3$  estará em nível alto. O diodo  $D_2$  estará, então, polarizado reversamente e não afetará o nó  $V_b$  do circuito regulador.
- Quando, outrossim,  $I_o = I_{o(\lim)}$ , isto é,  $R_S I_{o(\lim)} = V_{\gamma 1}$  e  $V_3 = V_o$ , o comparador fica na iminência de mudança de estado. Tem-se, portanto, que:

$$I_{o(lim)} = \frac{V_{\gamma 1}}{R_S} \quad [\text{A}] \quad (6.8)$$

- Quando, então,  $I_o > I_{o(lim)}$ , isto é,  $V_3 > V_o$ , o comparador  $OP_3$  muda de estado, abaixando sua tensão de saída. O diodo  $D_2$  é, então, colocado em condução, abaixando a tensão  $V_b$  e levando os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$  em direção ao corte, abaixando a tensão de saída da fonte. O resistor de  $3,9 \text{ k}\Omega$ , em série com a saída de  $OP_2$ , protege esse operacional contra excesso de corrente.
- Numa situação de curto-circuito na saída da fonte, o raciocínio é o mesmo. A exceção fica por conta do valor de  $V_{\gamma 1}$ , que tem seu valor rebaixado para  $V_{\gamma 1}' < V_{\gamma 1}$ , devido à queda do valor de  $V_o^*$ . Pode-se, então, escrever que:

$$I_{o(curto)} = \frac{V_{\gamma 1}'}{R_S} < I_{o(lim)} \quad [\text{A}] \quad (6.9)$$

O resistor  $R_S$  deve ser dimensionado, portanto, em função da máxima corrente de saída desejada para a fonte e suportada por  $Q_1$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  devem ser de silício para pequenos sinais, dos tipos *1N914*, *1N4148* ou *BAW62*, que, no circuito da Figura 6.5 apresentam os seguintes valores de dimensionamento:  $0,5 \text{ V} \leq V_{\gamma 1} \leq 0,66 \text{ V}$ , para a saída variando na faixa  $1 \text{ V} \leq V_o \leq 22 \text{ V}$  e  $0,2 \text{ V} \leq V_{\gamma 1}' \leq 0,25 \text{ V}$ , para a saída em curto-circuito. Se, por exemplo, for escolhido  $R_S = 0,47 \Omega$ , tem-se que:  $1,064 \text{ A} \leq I_{o(lim)} \leq 1,40 \text{ A}$  e, em curto,  $0,42 \text{ A} \leq I_{o(curto)} \leq 0,53 \text{ A}$ . O resistor  $R_S$  deve ser dimensionado, também, em função da máxima potência de dissipação sobre ele que vale  $P_{max} = R_S \times [I_{o(lim)}]^2$ , ou seja,  $1 \text{ W}$  para o circuito da Figura 6.5 com  $R_S = 0,47 \Omega$ .

#### - Sinalização:

O quarto amplificador operacional contido no *LM324* foi usado como sinalizador de curto-circuito ou de sobrecarga na saída da fonte. Quando a corrente de saída atingir e ultrapassar o valor limite ( $I_{o(lim)}$ ), a tensão na saída de  $OP_3$  começa a decrescer. Tornando-se inferior a  $V_4$ , essa tensão faz o amplificador  $OP_4$ , também ligado na configuração de comparador, mudar seu estado de saída para um nível alto, acendendo  $D_L$ , que é um diodo emissor de luz (*LED*). O nível de limiar de sinalização foi estipulado na faixa  $17 \text{ V} \leq V_4 \leq 20 \text{ V}$ , no circuito da Figura 6.5, pelos resistores de  $22 \text{ k}\Omega$  e de  $47 \text{ k}\Omega$ , mas pode ser alterado pelo projetista. O resistor de  $4,7 \text{ k}\Omega$ , ligado em série com a saída de  $OP_4$  estabelece a corrente do *LED* que deve ser menor do que a máxima suportada pela saída do *LM324*, ou seja,  $I_{LED} \leq 10 \text{ mA}$ .

#### - Tensão de Entrada:

A tensão  $+V_{CC}$  é uma tensão contínua não-estabilizada proveniente, geralmente, de um circuito composto de um transformador com o primário ligado à rede de  $60 \text{ Hz}$ , um retificador de onda completa e um filtro capacitivo. Essa tensão também é usada para alimentar o amplificador operacional. No caso do *LM324*, a tensão máxima de alimentação é igual a  $32 \text{ V}$ , sendo aconselhável uma alimentação máxima de trabalho de  $30 \text{ V}$ .

Sendo uma tensão não-estabilizada,  $+V_{CC}$  irá decair e adquirir ondulações sobrepostas (*ripple*), em regime de altas correntes. Quando a tensão de saída da fonte for ajustada para o seu valor máximo, a tensão na base de  $Q_2$  atingirá o valor  $V_b \approx V_{o(max)} + 1,8 \text{ V}$ . A máxima tensão de saída de um operacional do tipo *LM324* é igual a  $+V_{CC} - 1,5 \text{ V}$ . Conclui-se, portanto, que a mínima tensão de entrada do circuito da Figura 6.5 deve ser igual a  $V_{o(max)} + 3,3 \text{ V}$ . A faixa de  $+V_{CC}$  para esse circuito deve ser, portanto:

$$V_{o(max)} + 3,3 \leq +V_{CC} \leq 32 \quad [\text{V}]$$

O valor máximo da tensão de saída irá depender, conseqüentemente, da eficiência do circuito gerador de  $+V_{CC}$ . Para os valores numéricos usados no circuito da Figura 6.5, isto é,  $V_{o(max)} = 22 \text{ V}$ , deve-se ter:  $25,3 \text{ V} \leq +V_{CC} \leq 32 \text{ V}$ , o que pode não ser muito fácil de se conseguir, na prática.

#### - Outros Componentes:

Resistores colocados diretamente em série com as entradas dos amplificadores operacionais servem para proteger essas entradas contra excesso de corrente e para minimizar tensões de desequilíbrio de saída (*offset*).

Os capacitores são colocados para filtrar ruídos e transientes de chaveamento que afetam tanto a tensão de referência como a saída.

No circuito da Figura 6.5 pode-se usar:  $C_I = 0,1 \mu\text{F}$ , de poliéster ou de cerâmica, e, na saída,  $C_L$ , formado por uma associação de um capacitor eletrolítico de  $47 \mu\text{F} \sim 470 \mu\text{F}$  em paralelo com um capacitor de poliéster ou de cerâmica de  $0,1 \mu\text{F}$ .

#### - Conclusão:

O estabilizador de tensão da Figura 6.5 é, acima de tudo, uma estrutura didática excelente para se fazer uma análise do funcionamento de reguladores tipo série.

Serve, também, como exemplo de um circuito prático de bom desempenho e baixo custo, mas com a limitação de possuir tensão de saída máxima relativamente baixa. Circuitos integrados dedicados à função de regulação de tensão podem, muitas vezes, apresentar-se como uma alternativa mais atraente para esse tipo de projeto. Alguns exemplos desses dispositivos, para várias faixas de tensões e correntes, são: *LM723*, *LM317*, *LM337*, *LM338*, *TL783*, etc..

### 6.5 - Estabilizadores de Corrente:

Assim como, com a ajuda de amplificadores operacionais, pode-se construir fontes de tensão estabilizadas eletronicamente e com baixíssima resistência dinâmica de saída, também, com os mesmos dispositivos, pode-se construir fontes de corrente estabilizadas eletronicamente, com altíssima resistência dinâmica de saída [8]. Embora o nome genérico desses tipos de circuito seja fonte de corrente, podem ser, na verdade, fontes (*source*), quando fornecem corrente, ou sorvedouros (*sink*), quando absorvem corrente de um circuito externo.

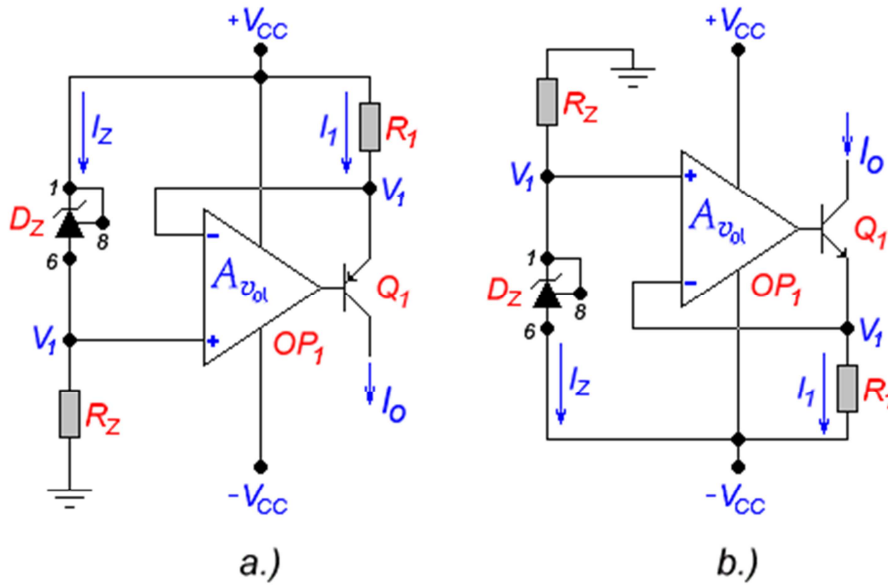


Figura 6.6 - Estabilizadores de Corrente. a.) Fonte de Corrente Constante. b.) Sorvedouro de Corrente Constante.

**6.5.1 – Fonte de Corrente Constante:**

A Figura 6.6a mostra a arquitetura básica de uma fonte de corrente constante. Como tensão de referência foi usado um regulador *shunt* do tipo TL431, TLV431 ou similar. Embora pudesse ter sido usado um diodo Zener convencional, esses dispositivos devem ser preferidos porque apresentam grande estabilidade de tensão, tanto em relação à corrente  $I_Z$ , quanto à temperatura.

Analisando-se o circuito, tem-se:

$$V_1 = +V_{CC} - V_Z \quad [V]$$

A tensão sobre o resistor  $R_1$  vale:

$$V_{R1} = +V_{CC} - V_1 = +V_{CC} - (+V_{CC} - V_Z) = V_Z \quad [V]$$

⇒

$$I_1 = \frac{V_Z}{R_1} \quad [A]$$

Constata-se que a corrente  $I_1$ , de qualquer modo, independe de  $+V_{CC}$  e, se  $V_Z$  for estável, a corrente  $I_1$  será constante. Se, para  $D_Z$ , for usado um dispositivo do tipo TL431, então  $V_Z = V_{ref} \approx 2,5 V$ , estável termicamente e virtualmente independente de  $I_Z$ , se  $1 mA \leq I_Z \leq 100mA$ . O transistor  $Q_1$ , usado como amplificador de corrente, absorve a corrente  $I_1$  pelo terminal de emissor e fornece a corrente  $I_o$  pelo terminal de coletor. Se  $Q_1$  possuir alto ganho de corrente, isto é,  $\beta_1 \gg 100$ , pode-se afirmar que  $I_o \approx I_1$  e, portanto, constante. Transistores dos tipos BC557C, BC558C, BC559C, etc., possuem  $\beta > 400$  e podem assim ser usados.

O resistor  $R_1$  deve ser de precisão, preferencialmente de filme metálico com tolerância de  $\pm 1\%$ . Nesse caso, pode-se afirmar que:

$$I_o = \frac{V_{ref}}{R_1} \quad [\text{A}] \quad (6.10)$$

A resistência interna desse tipo de fonte em *DC* é superior a  $20 \text{ M}\Omega$ , decaindo com a frequência devido às capacitâncias internas de  $Q_1$ . Dentro da faixa de frequências de áudio, no entanto, a resistência interna dessa fonte geralmente mantém-se superior a  $1,0 \text{ M}\Omega$ .

Essa fonte é viável para correntes na faixa:  $1 \mu\text{A} \leq I_o \leq 100 \text{ mA}$ .

O amplificador operacional pode ser basicamente de qualquer tipo, preferencialmente de baixo ruído. O transistor  $Q_1$  pode ser substituído por um *JFET* de canal *p*, para maior precisão na obtenção da corrente  $I_o$ .

### 6.5.2 – Sorvedouro de Corrente Constante:

A Figura 6.6b mostra a arquitetura básica de um sorvedouro de corrente constante. Os cálculos e as considerações que devem ser feitas para esse tipo de circuito são idênticos aos feitos para o circuito anterior, isto é, a Equação 6.10 continua valendo:

$$I_o = \frac{V_{ref}}{R_1} \quad [\text{A}] \quad (6.11)$$

A única diferença em relação ao circuito anterior é o transistor  $Q_1$ , que deve ser dos tipos *BC547C*, *BC548C*, *BC549C*, etc..

As outras considerações feitas na *Secção 6.5.1*, como estabilidade da tensão de referência, faixa de corrente viável, resistência interna da fonte, etc., valem, também, para este circuito. O transistor  $Q_1$  pode ser substituído por um *JFET* de canal *n*, para maior precisão na obtenção da corrente  $I_o$ .