# Laboratório 7
# Reguladores de Tensão

# Referências

## Kit ME3000 - ANALOG ELECTRONICS – Dream Catcher

# Fundamentos Teóricos

- **Introduction**

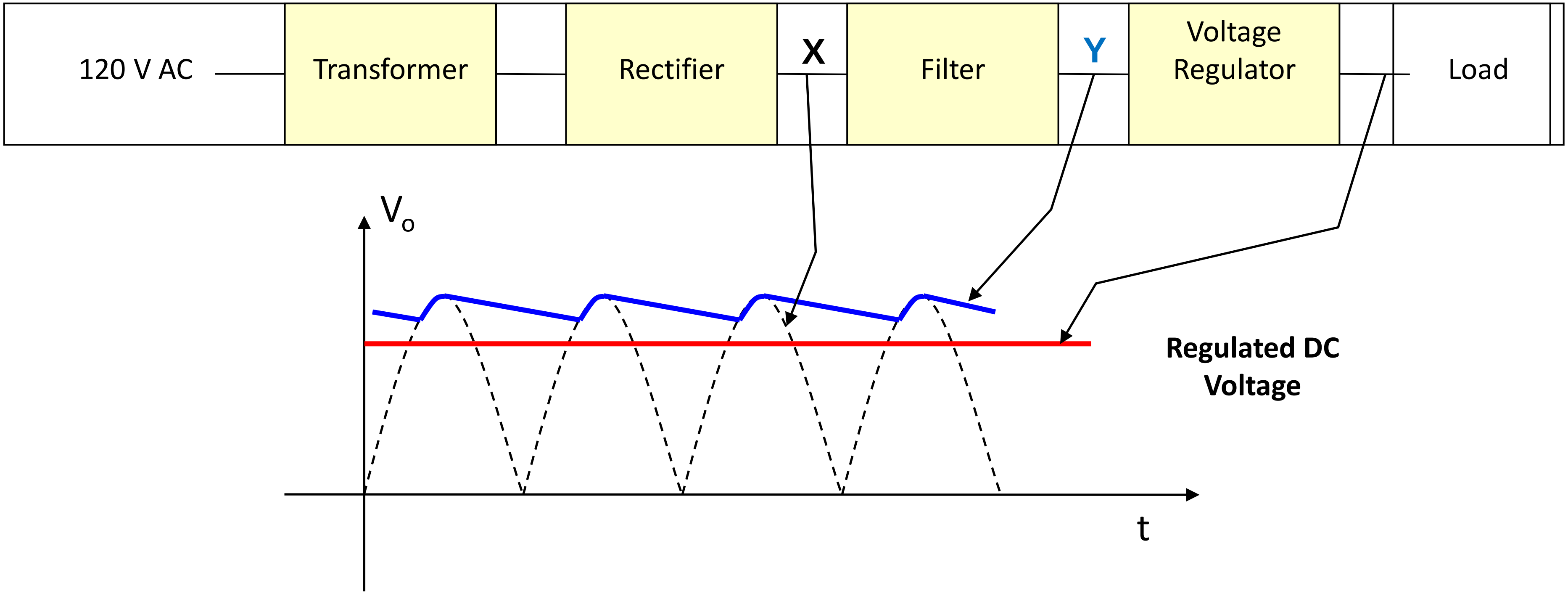
- **Series Voltage Regulation**
  - Zener Regulation
  - Op-Amp Series Regulator

- **Shunt Voltage Regulation**
  - Zener Regulation
  - Op-Amp Shunt Regulator

- **Voltage Regulator IC**
  - Fixed Positive Voltage Regulation
  - Fixed Negative Voltage Regulation
  - Adjustable Voltage Regulation

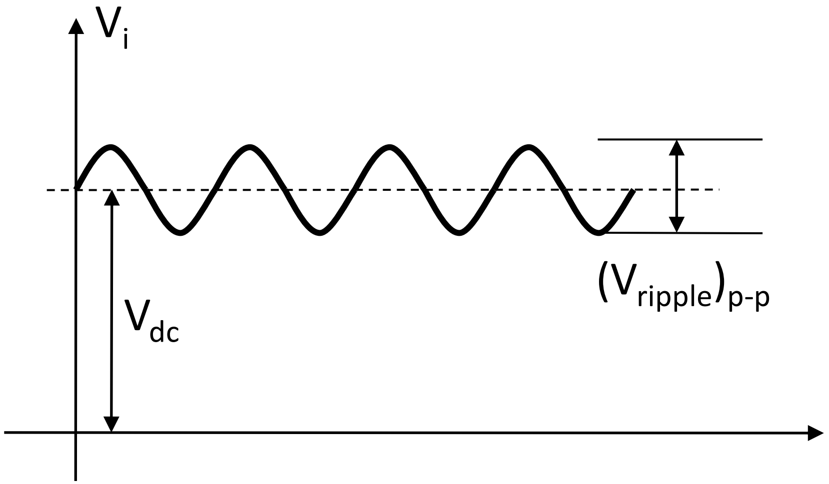
# Introduction

# Basic Concept of Voltage Regulation



1 Starting with an AC voltage, a steady DC voltage is obtained by rectifying the AC voltage, filtering to a DC level and finally regulating to obtain a desired, regulated DC voltage.

# Ripple



A typical filter output is shown. It has a DC value and some AC variation.

The smaller the ripple, the better the circuit performance.

$$\boxed{\begin{aligned}\text{Ripple} &= \frac{\text{ripple voltage (rms)}}{\text{dc voltage}} \\ &= \frac{V_r(rms)}{V_{dc}} \times 100\%\end{aligned}}$$

3

# Line Regulation

When the DC input (line) voltage changes, the voltage regulator must maintain a nearly constant output voltage.

**Line regulation**: percentage of change in output voltage for a given change in the input (line) voltage.

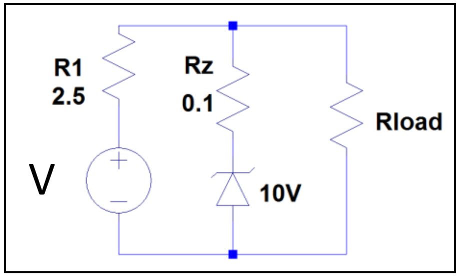
$$\text{Line Regulation} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} \times 100\%$$

$$\text{Where } \Delta V_{out} = \text{variation in the output voltage}$$

$$\Delta V_{in} = \text{variation in the input voltage}$$

# Exemplo

In the circuit below with $R_{load}$ =10Ω calcute the line regulation if V varies from 13V to 17V.



- If V=17V

$$I_s + I_z + I_{load} = 0 \rightarrow \frac{V_{load}-17}{2.5} + \frac{V_{load}-10}{0.1} + \frac{V_{load}}{10} = 0 \rightarrow V_{load} = 10.171\,V$$

- If V=13V

$$I_s + I_z + I_{load} = 0 \rightarrow \frac{V_{load}-13}{2,5} + \frac{V_{load}-10}{0.1} + \frac{V_{load}}{10} = 0 \rightarrow V_{load} = 10.019\,V$$

$$\text{Line Regulation} = \frac{10.171-10.019}{17-13} = 0,0385 \rightarrow \boxed{\frac{\Delta_{in}}{\Delta_{out}} \approx 26}$$

# Load Regulation

When the amount of current through a load changes due to a varying load resistance, the voltage regulator must maintain a nearly constant voltage across the load.

**Load regulation: percentage of change in output voltage for a given change in the load current.**

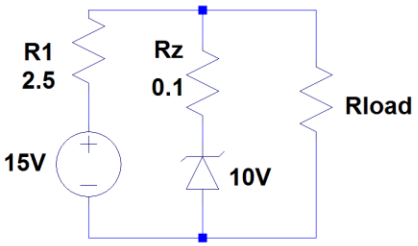
$$\text{Load Regulation} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\%$$

$$\text{where } V_{NL} = \text{load voltage with no load current}$$

$$V_{FL} = \text{load voltage with full load current}$$

# Load Regulation

Calcute the load regulation considering $R_{load}$ varying between no load and 10Ω.



🟩 If $R_{load} = \infty$

$$I_{total} = \frac{15 - 10}{2.6} = 1.925A$$

$$V_{load} = 15 - 2.5x1.925 = 10.19\ V$$

🟩 If $R_{load} = 10\ \Omega$

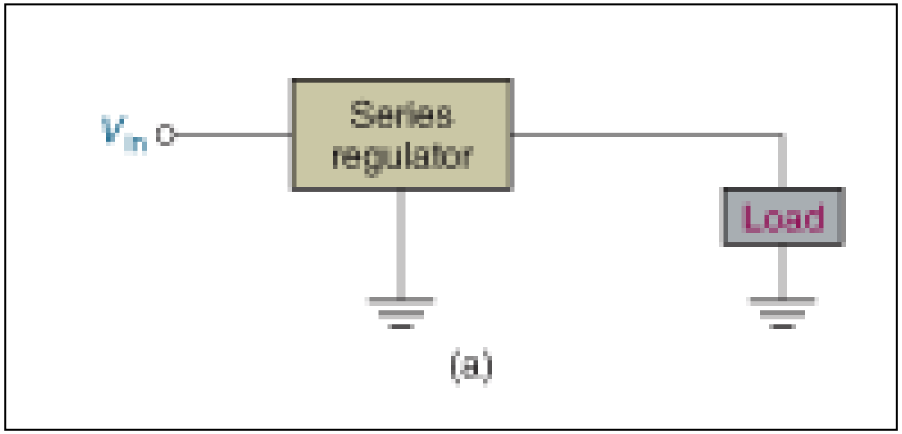
$$I_s + I_z + I_{load} = 0 \rightarrow \frac{V_{load} - 13}{2{,}5} + \frac{V_{load} - 10}{0.1} + \frac{V_{load}}{10} = 0 \rightarrow V_{load} = 10.10\ V$$

$$\text{Load Regulation} = \frac{10{,}19 - 10.1}{10{,}1} x100 = 0.89\% \rightarrow \boxed{\text{Load Regulation} = 0.89\%}$$

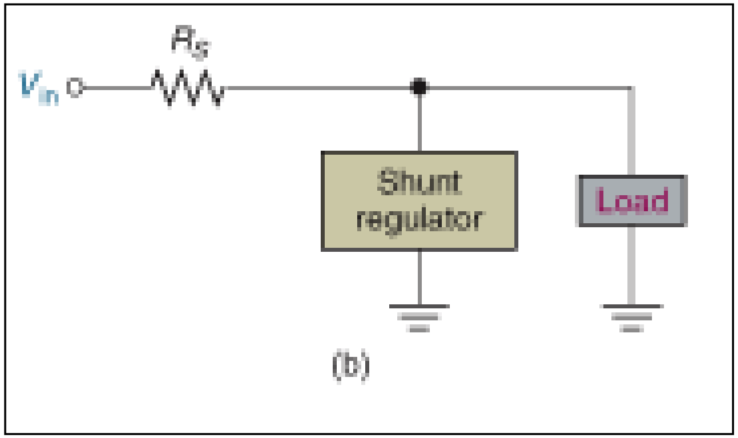
# Voltage Regulators

There are two types of voltage regulators:

**Series Voltage Regulator**

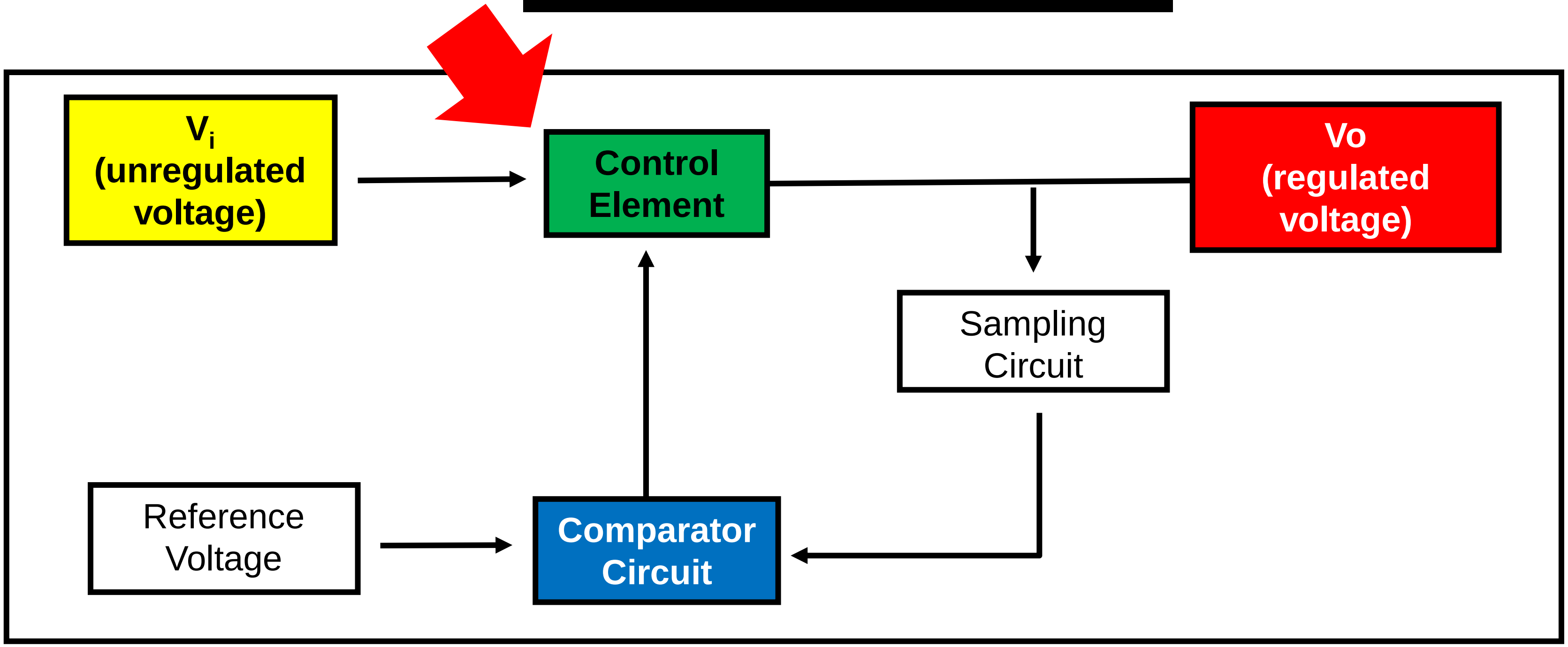


**Parallel Voltage Regulator**



# Series Voltage Regulation

# Basic Operation



**$V_i$ (unregulated voltage)**

**Control Element**

**Vo (regulated voltage)**

Sampling Circuit

Reference Voltage

**Comparator Circuit**

The **control element is in series** with the load between input and output.

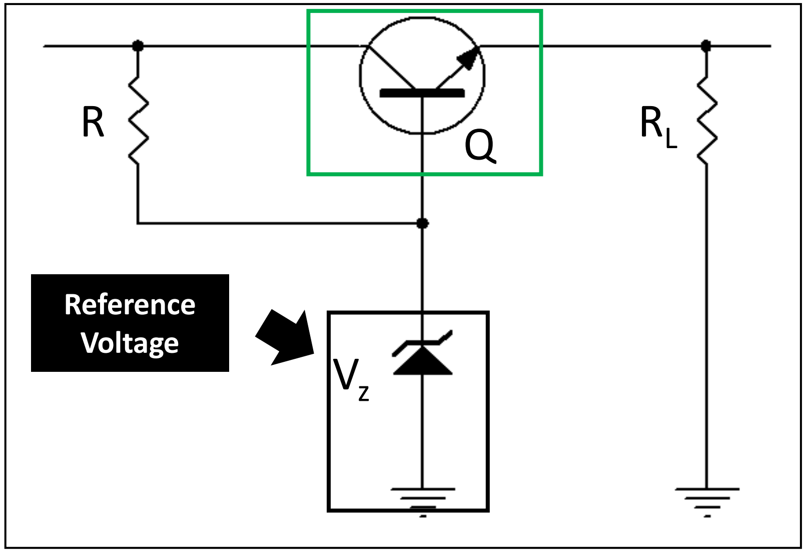
The **sampling circuit** is used to sense a change in the output voltage.

The **comparator** compares the sample voltage with a reference voltage and causes the control element to compensate in order to maintain a constant output voltage.

# Example

**$V_i$ (unregulated voltage)**

**Control Element**



**Reference Voltage**

**Vo (regulated voltage)**

$$V_o = V_Z - V_{BE}$$

$$V_{CE} = V_i - V_o$$

$$I_R = \frac{V_i - V_Z}{R}$$

$$I_L = \frac{V_o}{R_L}$$

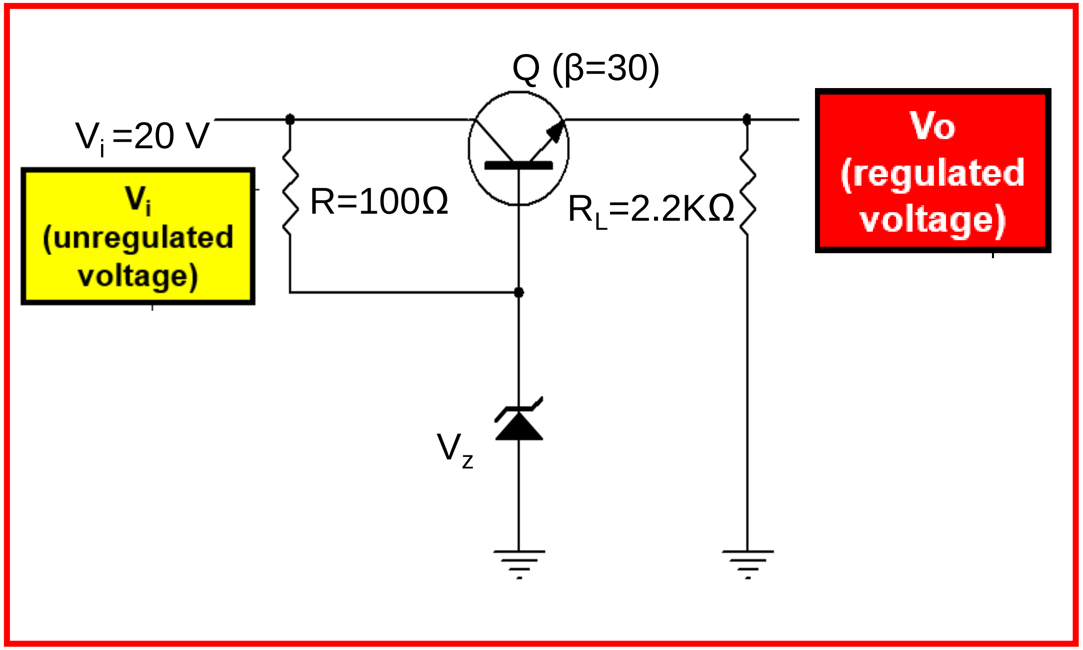
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_L}{\beta}$$

$$I_Z = I_R - I_B$$

- **The transistor Q is the series control element**, while **the zener diode provides the reference voltage.**
- If the output voltage decreases, base emitter voltage increases. This causes transistor Q to conduct more and raise the output voltage.
- If the output voltage increases, base emitter voltage decreases. This causes transistor Q to conduct less and reduce the output voltage.

# Exercise

Referring to the following diagram, determine the output voltage and the Zener current.



## Solution:

$$V_o = V_Z - V_{BE} = 12 - 0.7 = 11.3V$$

$$V_{CE} = V_i - V_o = 20 - 11.3 = 8.7V$$

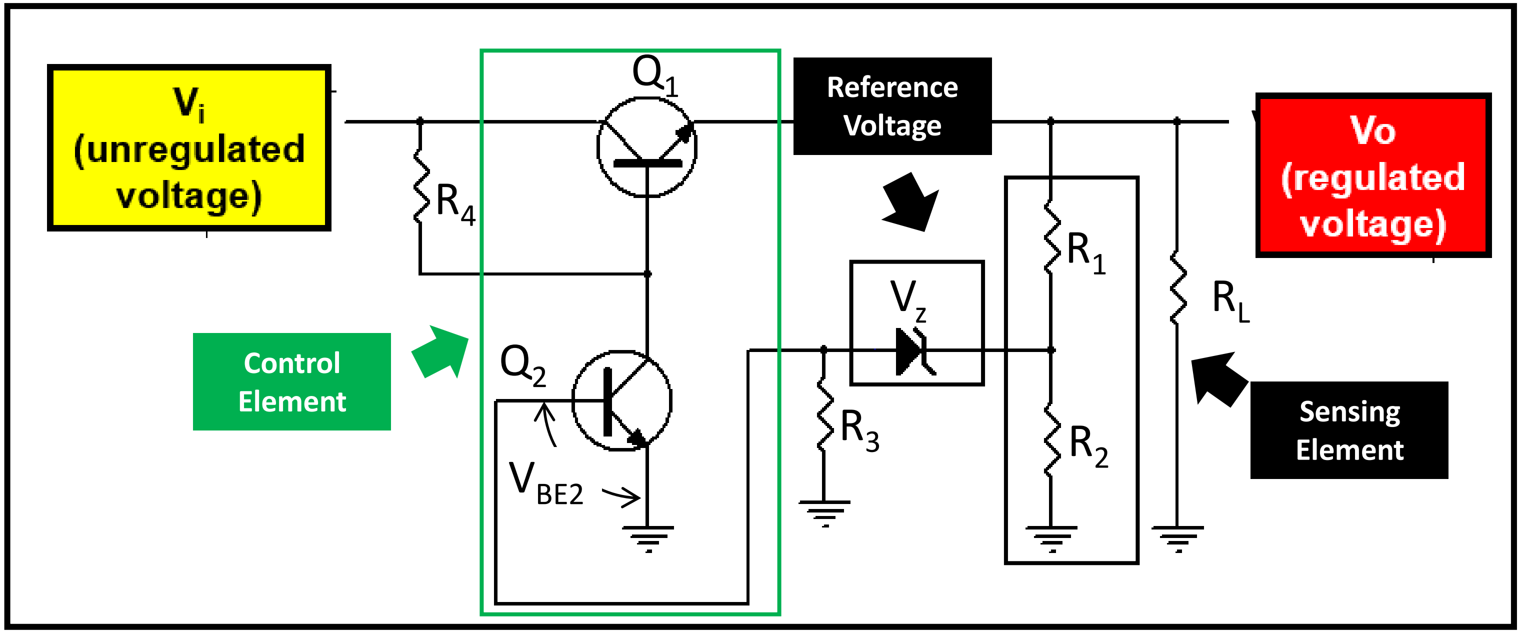
$$I_R = \frac{V_i - V_Z}{R} = \frac{20-12}{100} = 80mA$$

$$I_L = \frac{V_o}{R_L} = \frac{11.3}{2200} = 5.14mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_L}{\beta} = \frac{5.14}{30} = 171\mu A$$

$$I_Z = I_R - I_B = 79.8mA$$

# Improved Series Regulator

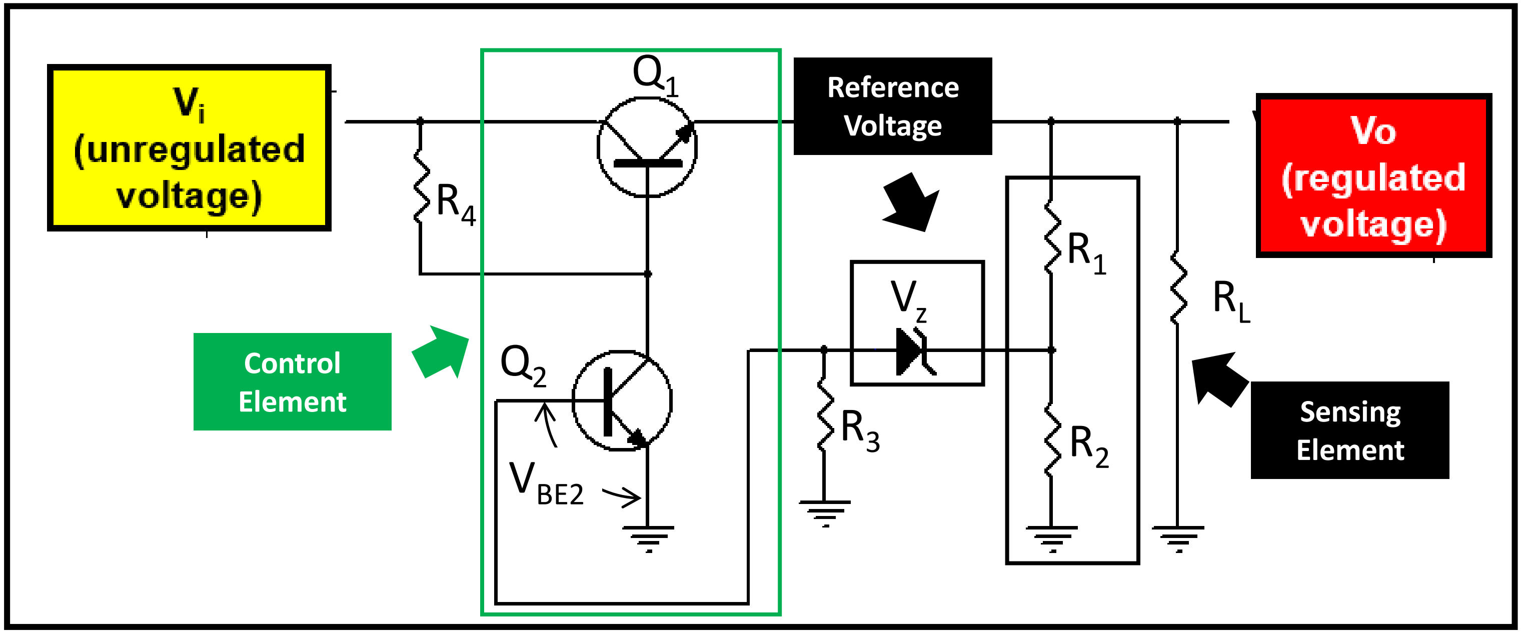


- In this configuration, **$R_1$ and $R_2$ is the sampling circuit**, while the Zener diode will provide the reference voltage.

- **$Q_2$ controls the base current of $Q_1$**.

- If the output voltage increases, voltage across $R_2$ increases. This causes the base emitter voltage of $Q_2$ to increase since $V_z$ remains fixed. If $Q_2$ conducts more current, less goes to the base of transistor $Q_1$, thus reducing output voltage.

# Improved Series Regulator (cont.)



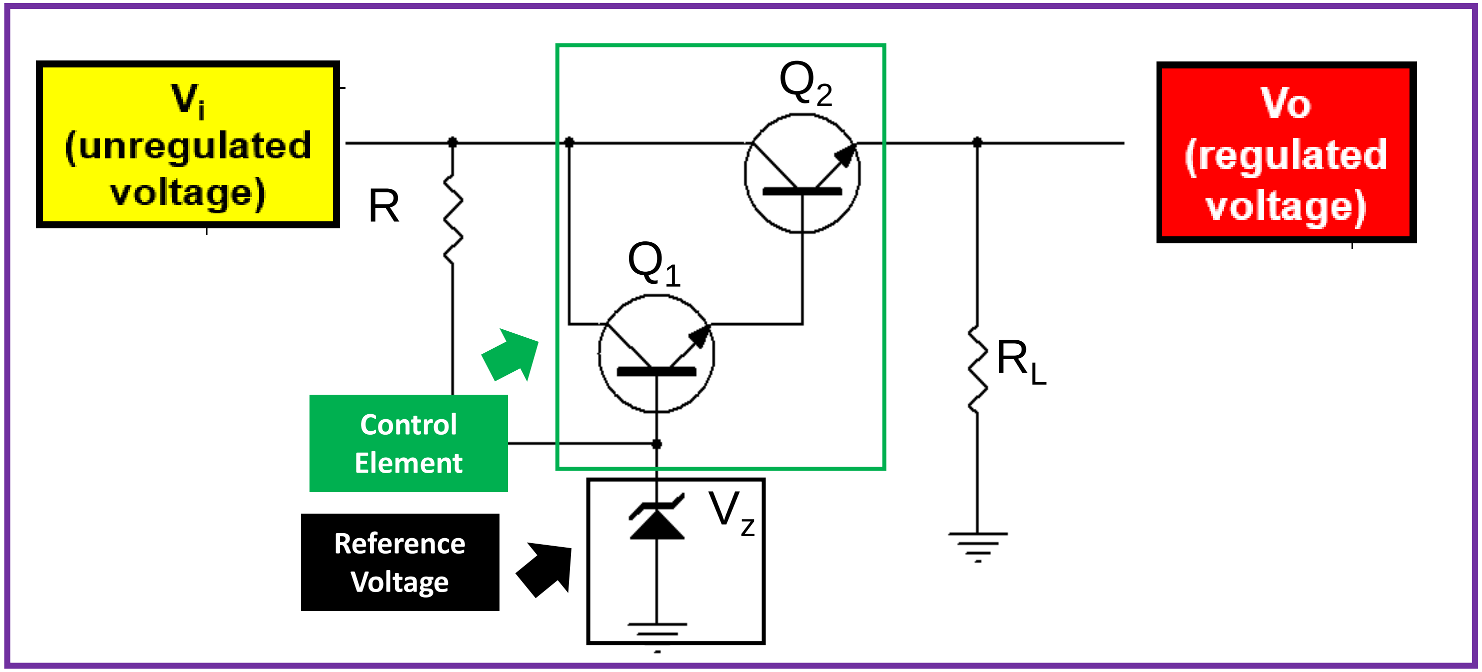
- The opposite process takes place if output voltage decreases.
- The voltage across $R_2$ must equal to the sum of base emitter voltage of $Q_2$, i.e.

$$V_{BE2} + V_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o$$

- The regulated output voltage is given by

$$\boxed{V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2}(V_{BE2} + V_Z)}$$

# Darlington Pass Transistor Regulator



$V_i$ (unregulated voltage)

Vo (regulated voltage)

Control Element

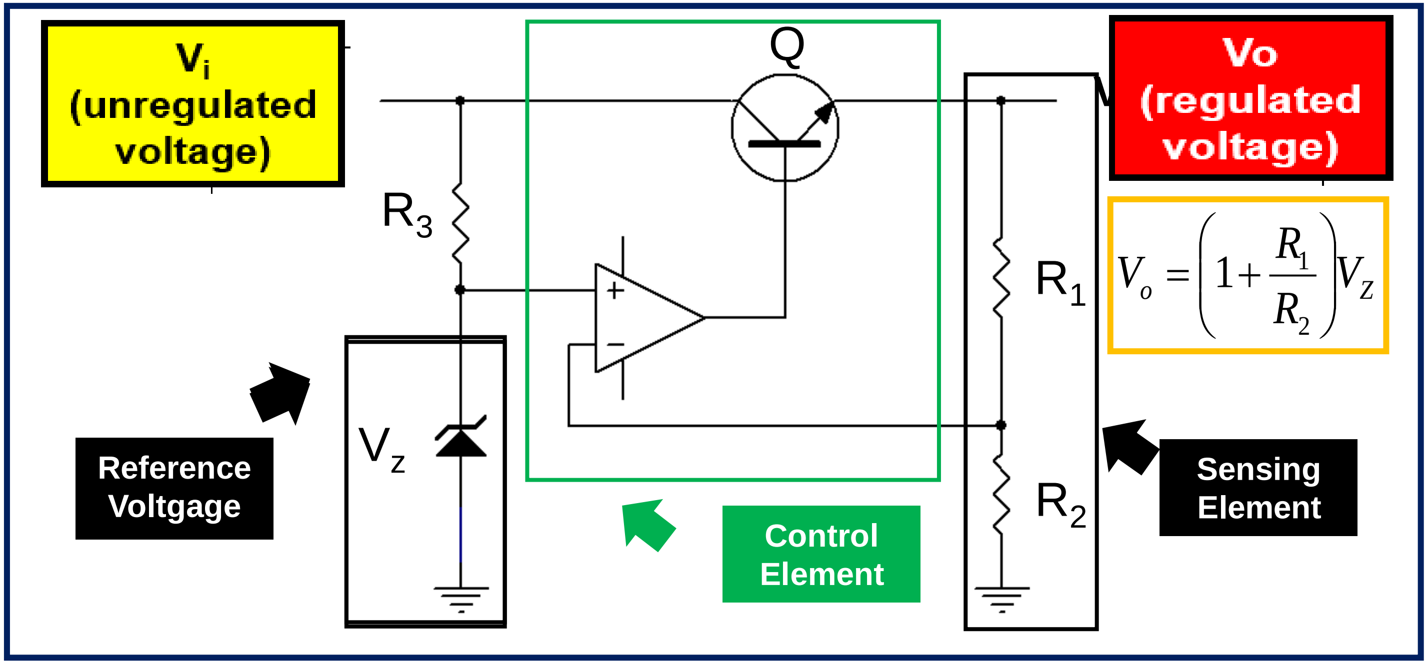
Reference Voltage

- In this configuration, **darlington pair is the series control element** while **Zener diode provides the reference voltage**.

- The output voltage will be maintained at a value of

$$\boxed{V_o = V_Z - V_{BE1} - V_{BE2} = V_Z - 2V_{BE}}$$

# Op-Amp Series Regulator



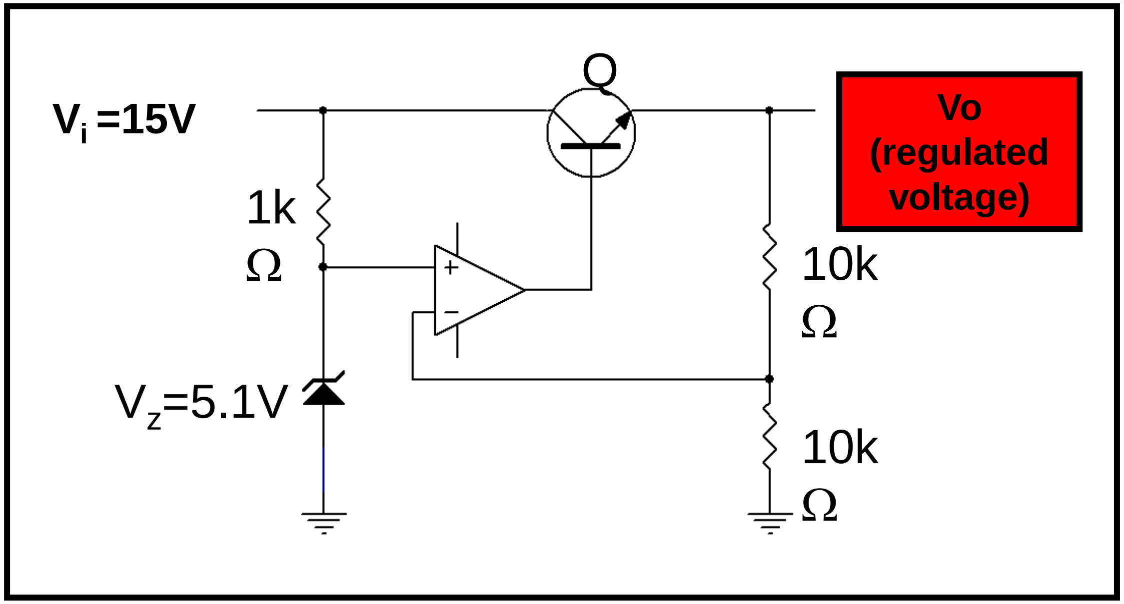
$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_Z$$

- The op-amp compares the Zener diode reference voltage with the feedback voltage from **sensing resistor $R_1$ and $R_2$**.

- When the output voltage changes, the **conduction of Q is controlled by the op-amp** to maintain a constant output voltage.

**Example**

Determine the output voltage of the following regulator.



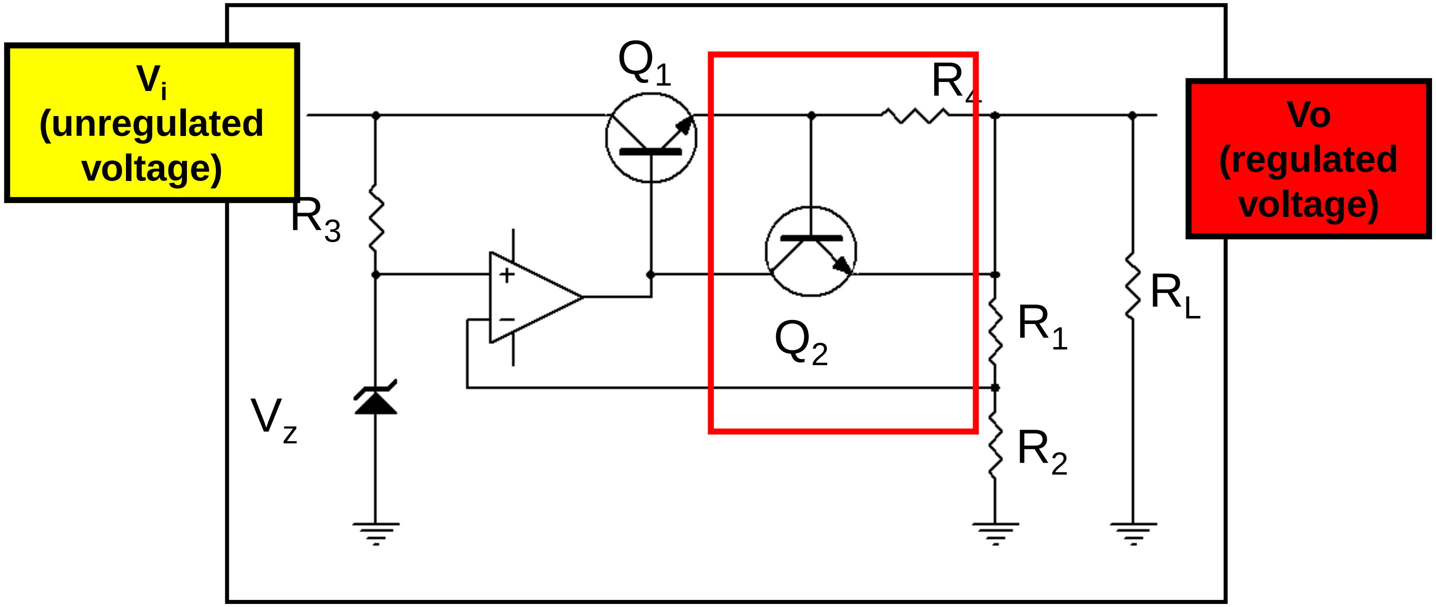
**Solution:**

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_Z$$

$$= \left(1 + \frac{10k}{10k}\right) 5.1$$

$$= 10.2V$$

# Current Limiting Circuit



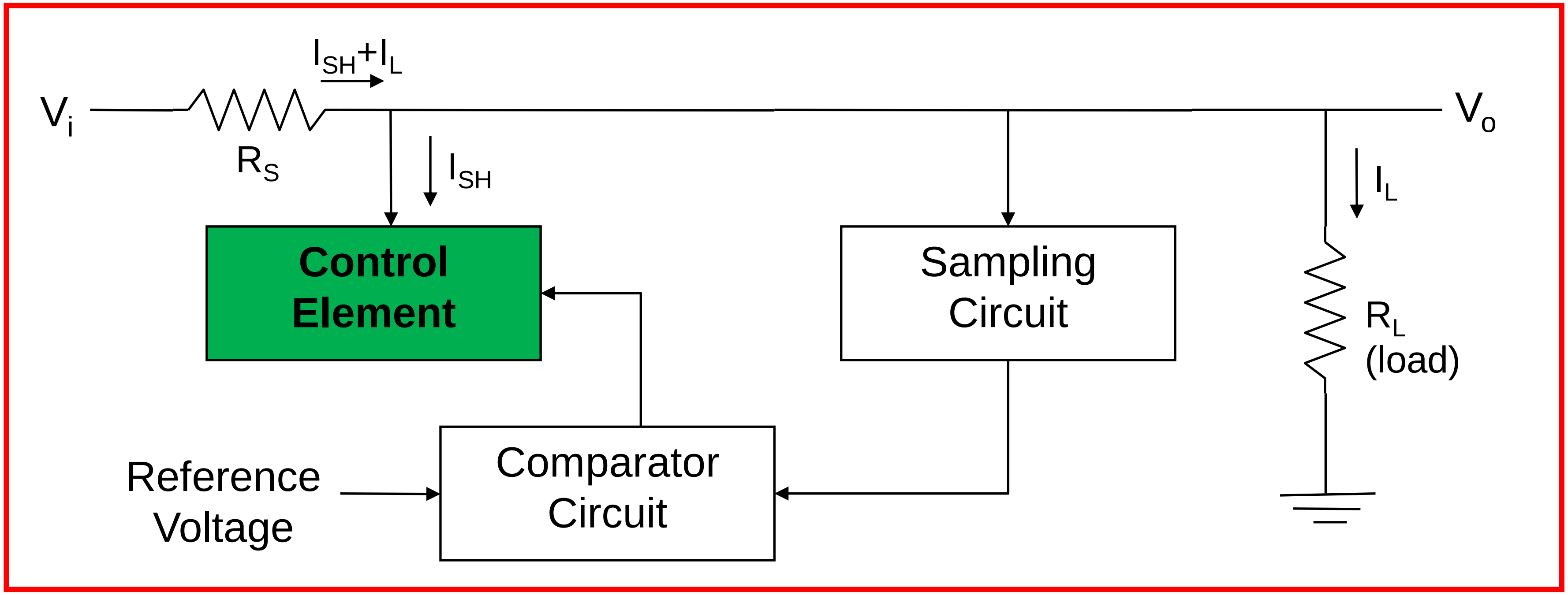
- Additional short circuit or overload protection can be applied to the regulator to limit the current flow.

- **$R_4$ and $Q_2$ formed the overload or short circuit protection circuit.**

- When load current increases, the voltage drop across $R_4$ ($V_{R4}$) increases. If $V_{R4}$ becomes large enough, it will turn on $Q_2$, diverting current from base $Q_1$ and reducing load current through transistor $Q_1$. This will prevent any additional current to flow through $R_L$.

# Shunt Voltage Regulation

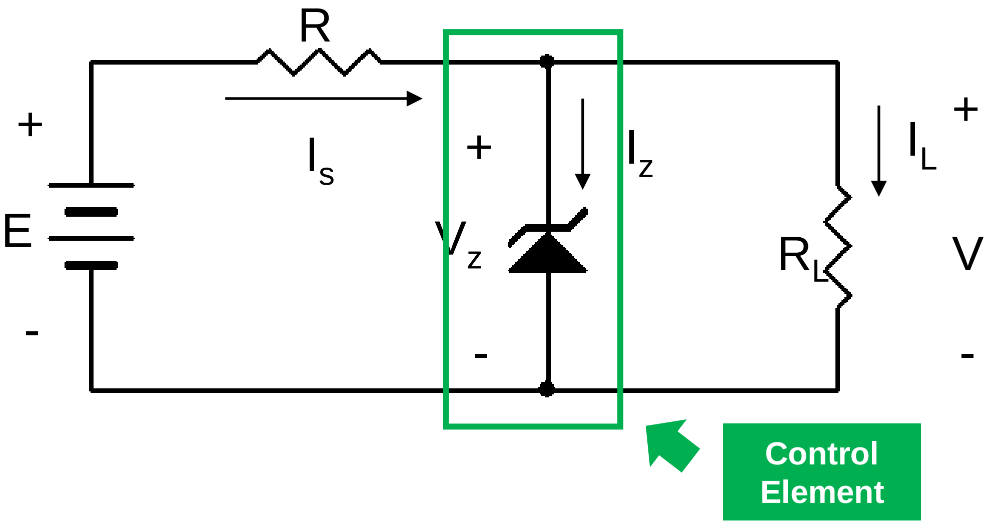
# Basic Operation



- The basic block diagram of the shunt regulator circuit is shown here.
- The input unregulated voltage provides current to the load.
- Some current is pulled away by control element to maintain the regulated output voltage across the load.
- The sampling circuit provides a feedback signal to the comparator circuit.
- When the load voltage changes, a control signal is fed back to the control element to maintain the regulated voltage.

# Zener Regulation

- In this configuration, the Zener diode operates in its breakdown region.
- The output voltage equals to the Zener voltage.
- It is a simple Shunt regulator.
- The Zener diode can be small in size but must be able to absorb current levels ranging from zero to maximum current delivered to the load.



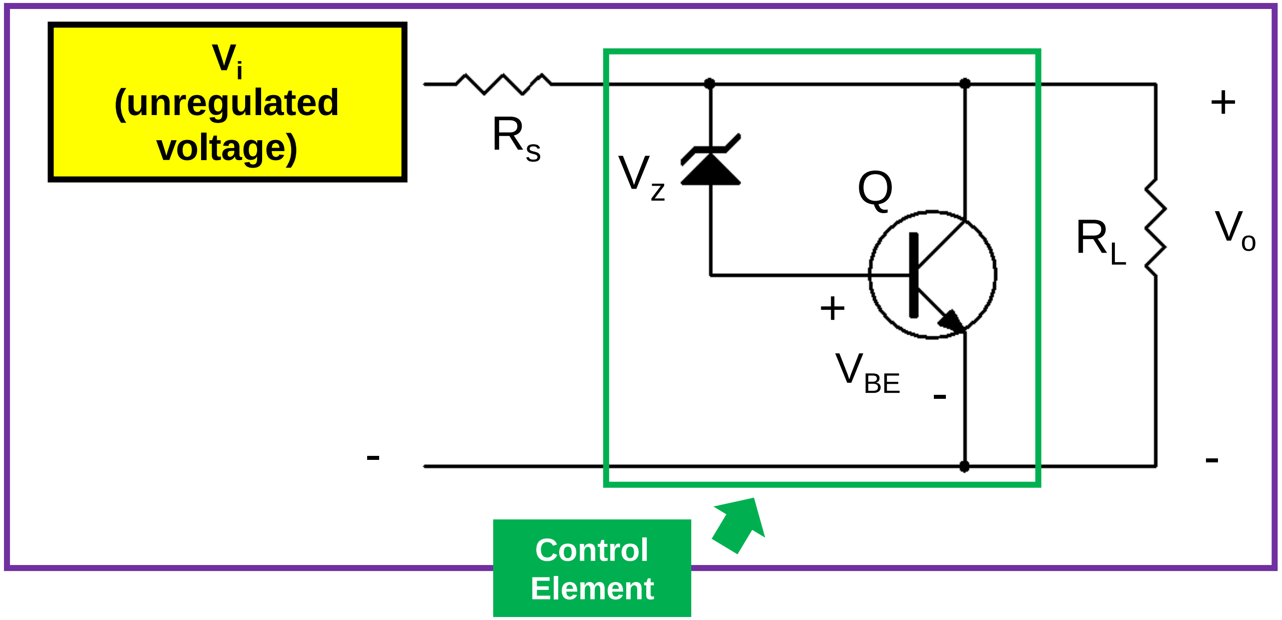
**Control Element**

$$I_s = \frac{E - V_Z}{R}$$

$$I_L = \frac{V_z}{R_L}$$

$$I_Z = I_s - I_L$$

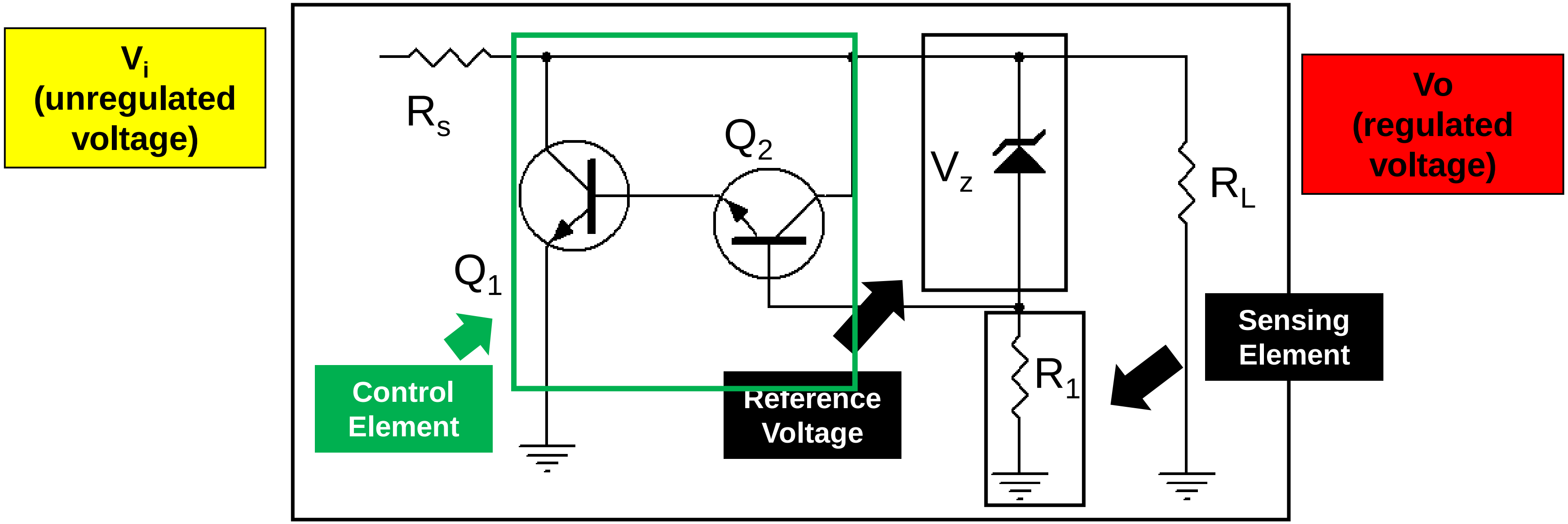
# Zener Regulation with Transistor



$$\boxed{V_L = V_Z + V_{BE}}$$

- In this configuration, **the voltage across the load is set by a Zener diode and a transistor base-emitter voltage**.
- If the load resistance decreases, a reduced drive current to the base of transistor Q causes shunting less collector current. The load current is larger and hence, maintaining the regulated voltage across the load.

# Improved Shunt Regulator



**$V_i$ (unregulated voltage)**

**Vo (regulated voltage)**

**Control Element**

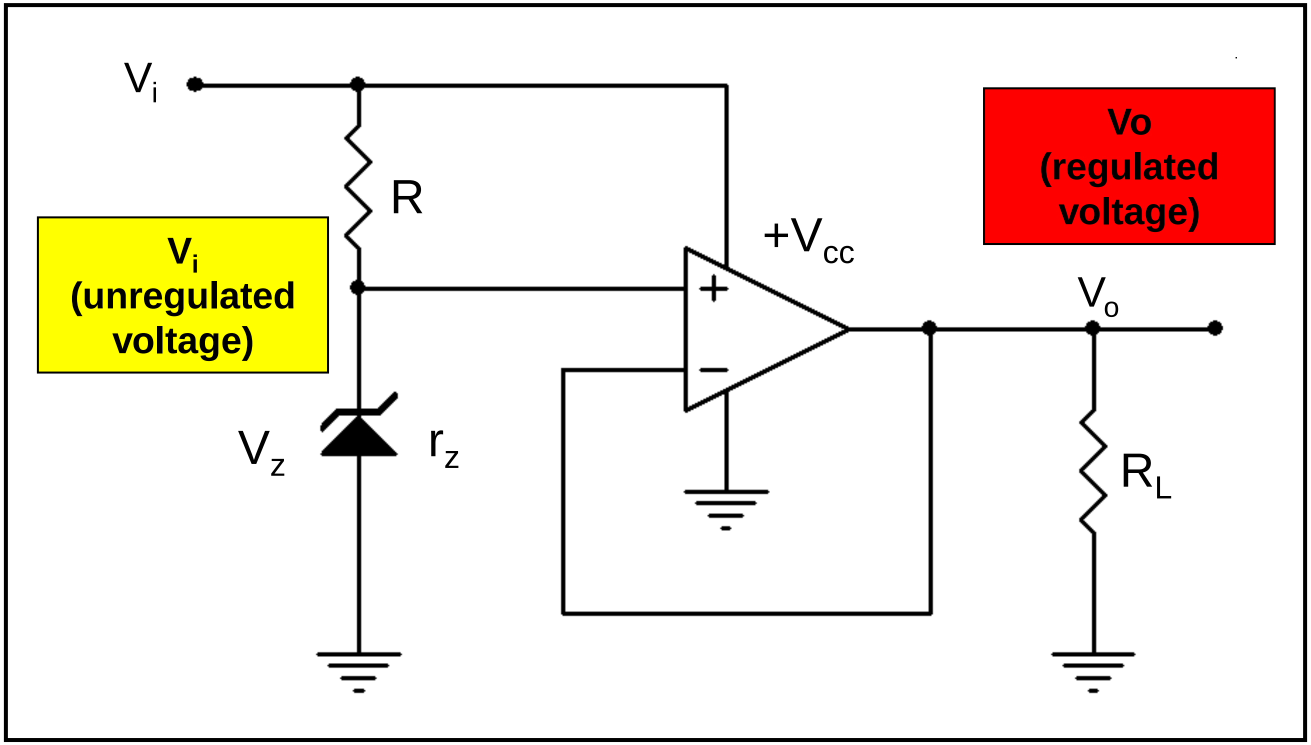
**Reference Voltage**

**Sensing Element**

- The **Zener diode provide a reference voltage** so that the voltage across **R1 can sense the output voltage**.
- If the output voltage changes, the current shunted by $Q_1$ is varied to maintain the output voltage.
- $Q_2$ provides a larger base current to $Q_1$ so that the regulator handles a larger load current.

$$\boxed{V_o = V_L = V_Z + V_{BE1} + V_{BE2}}$$

# Op-Amp as an IC Regulator



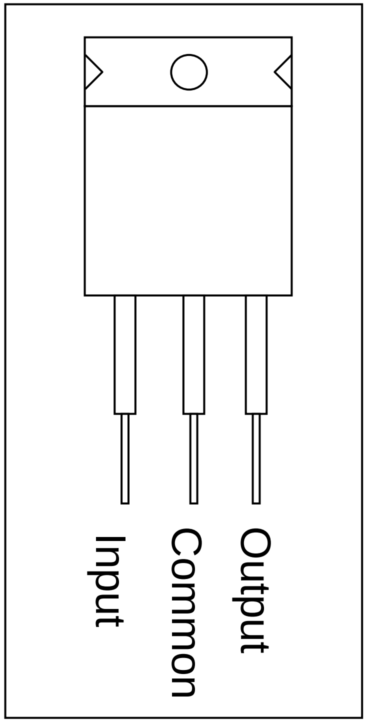
- Op-amp can be used as an IC regulator.
- In this configuration, there is almost no current into the op-amp. No current is drawn away from the Zener diode.
- **The load voltage is independent of the load.**

$$\boxed{V_L = V_Z}$$

# Voltage Regulator IC

# Voltage Regulator IC

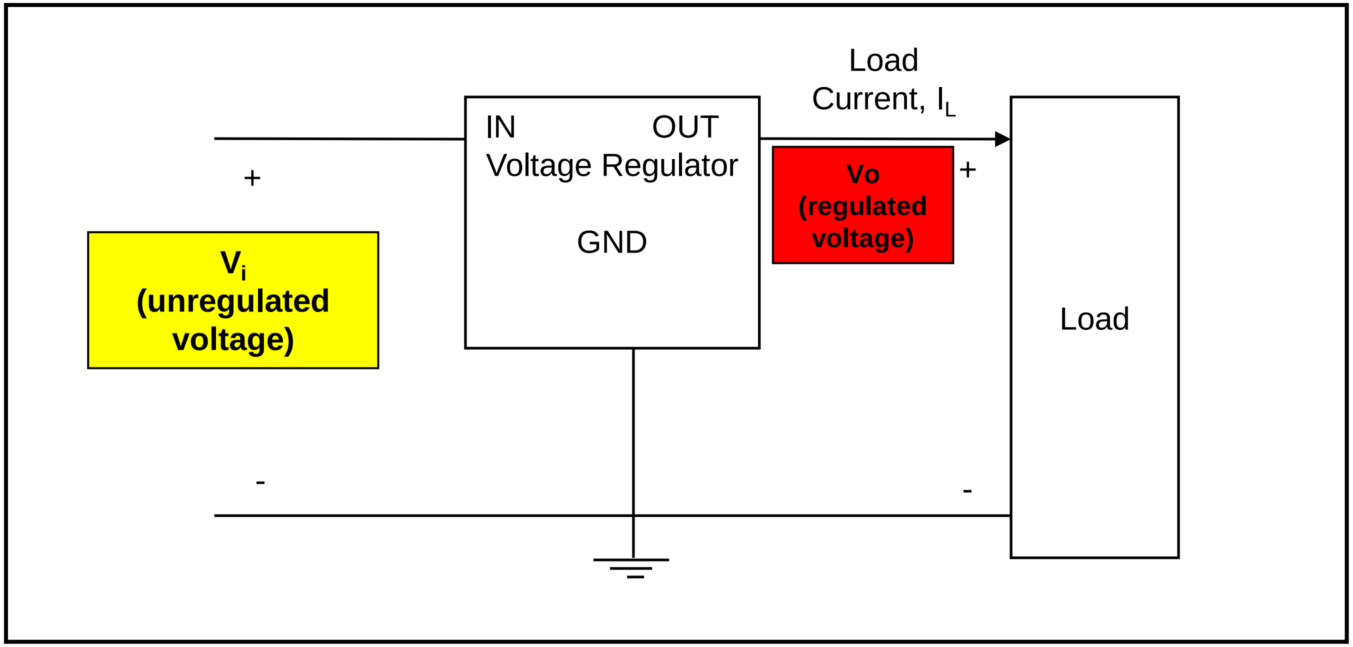
- Voltage regulator ICs are widely used in electronics appliances.
- It consists of circuitry with reference source, control device, and overload protection in a single IC package.
- The output of a voltage regulator IC can be:
  - Fixed positive voltage
  - Fixed negative voltage
  - Adjustable voltage



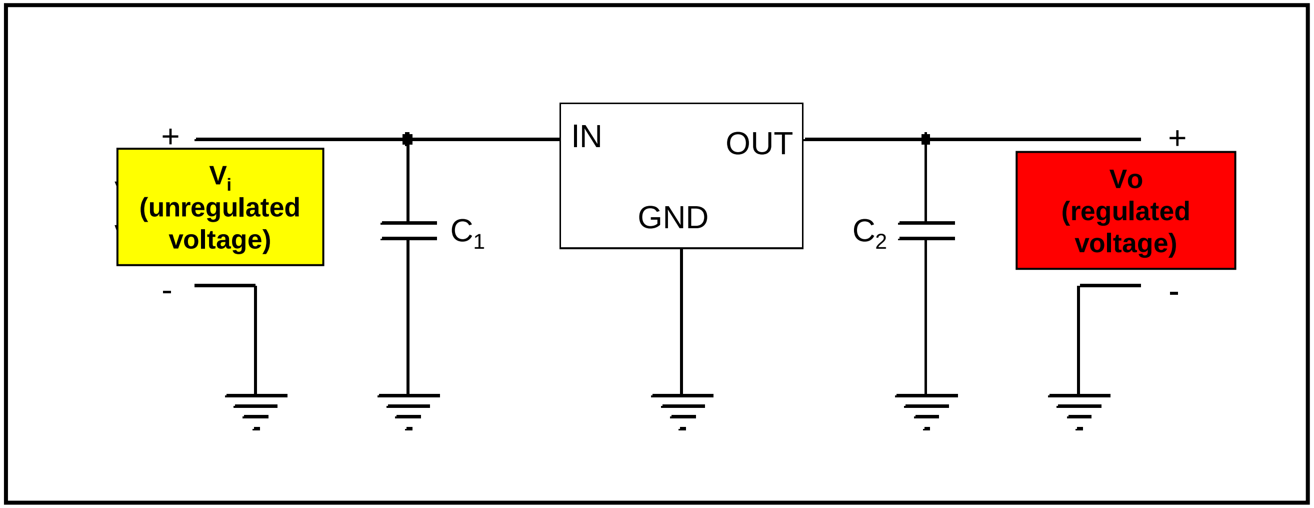
A three-terminal voltage regulator IC

# Three Terminal Voltage Regulators

- A typical block diagram of three terminal voltage regulator is shown below.
- An unregulated DC input voltage is applied to the input terminal (IN), a regulated output DC voltage is obtained at the output terminal (OUT), and the third terminal (GND) is connected to the system ground.



# Fixed Positive Voltage Regulation



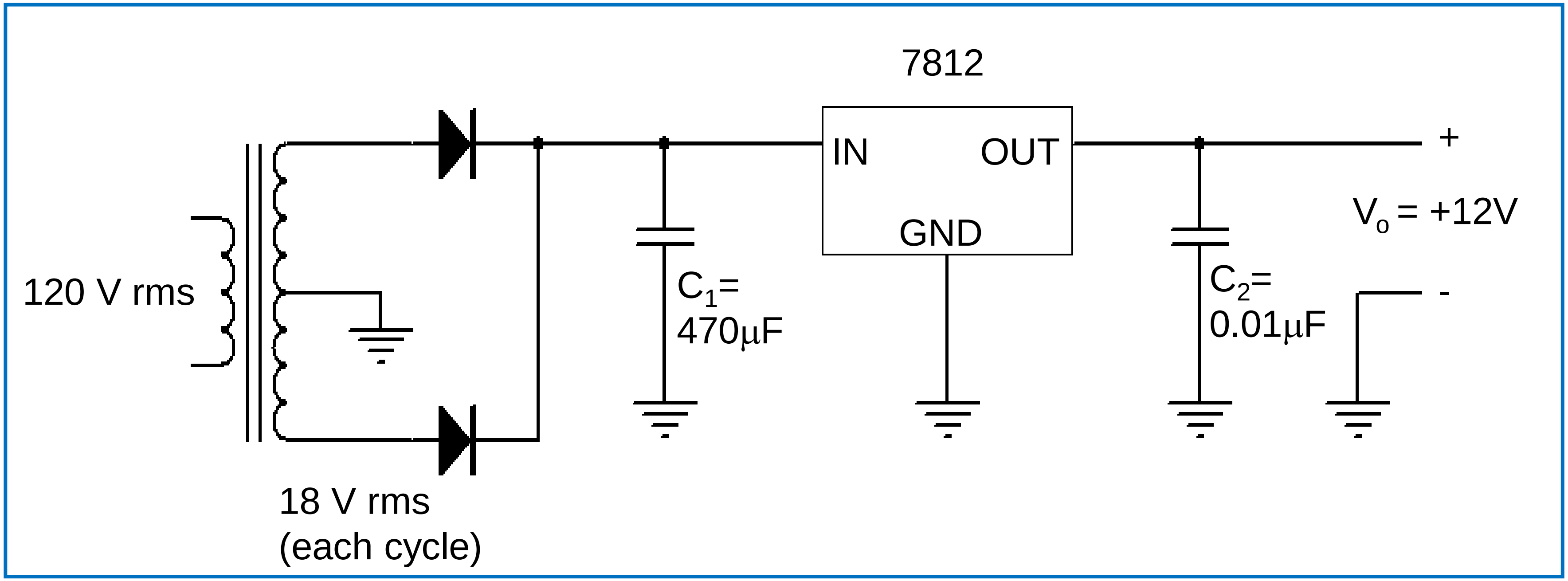
- The 78-series ICs provide fixed regulated voltages ranging from 5 V to 24 V.
- Typically, a capacitor $C_1$ is connected to the input terminal of the IC to filter high frequency noise.
- Capacitor $C_2$ is used to filter any high frequency noise appears at the regulated output.

# 78-series Positive Voltage Regulators

- Table below shows a list of positive voltage regulator ICs available in the market.
- The regulator IC will maintain the rated output voltage as long as the input voltage is greater than a minimum input value (~2-3 V).

| IC Part | Output Voltage (V) | Minimum $V_i$ (V) |
|---|---|---|
| 7805 | +5 | 7.3 |
| 7806 | +6 | 8.3 |
| 7808 | +8 | 10.5 |
| 7810 | +10 | 12.5 |
| 7812 | +12 | 14.6 |
| 7815 | +15 | 17.7 |
| 7818 | +18 | 21.0 |
| 7824 | +24 | 27.1 |

# Example: +12V Power Supply



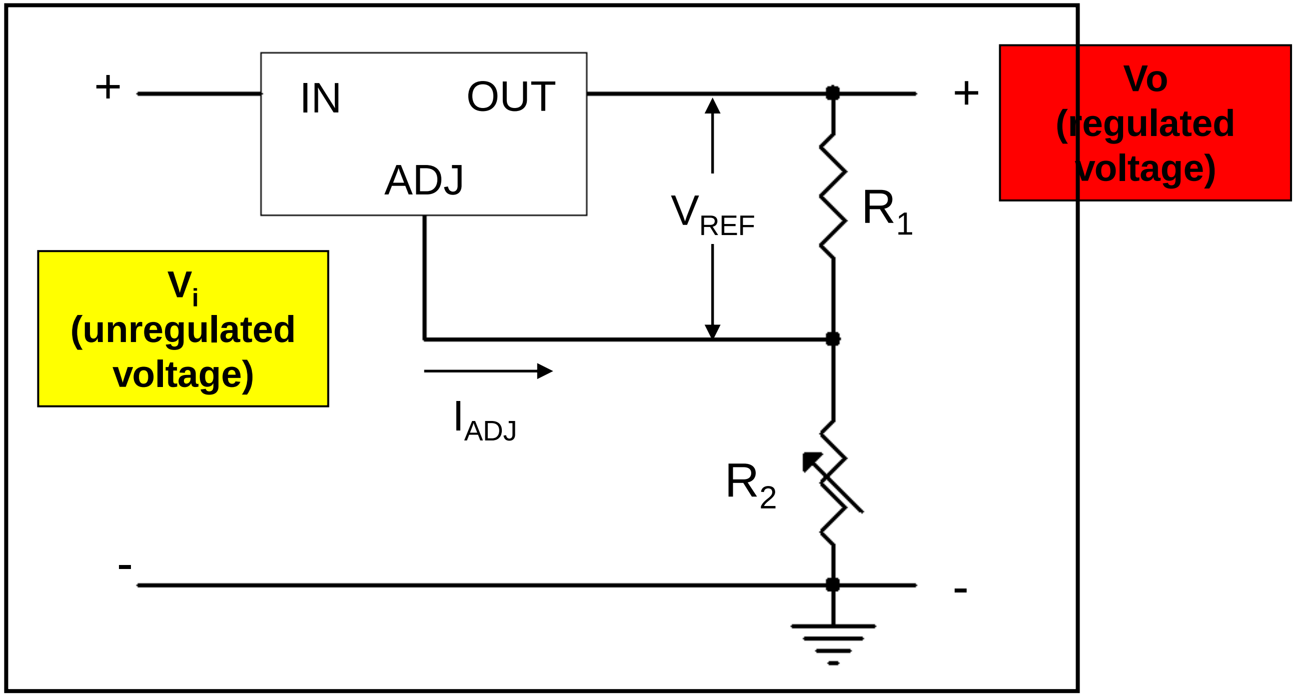
- This diagram shows a simple +12 V power supply by using a step-down transformer and a 7812 voltage regulator.
- The AC line voltage with 120 V rms is stepped down to 18 Vrms across each half by the center tapped transformer.
- A full wave rectifier and a capacitor filter provides an unregulated DC voltage of about 22 V with a ripple of few volts.
- In the final stage, the 7812 provides an output which is regulated at 12 V dc.

# Fixed Negative Voltage Regulation

- The 79 series ICs provide fixed negative regulated voltages ranging from –5 V to –24 V.
- The regulator IC will maintain the rated output voltage as long as the input voltage is less than a minimum input value (more negative).

| IC Part | Output Voltage (V) | Minimum $V_i$ (V) |
|---|---|---|
| 7905 | -5 | -7.3 |
| 7906 | -6 | -8.3 |
| 7908 | -8 | -10.5 |
| 7909 | -9 | -11.5 |
| 7912 | -12 | -14.6 |
| 7915 | -15 | -17.7 |
| 7918 | -18 | -20.8 |
| 7924 | -24 | -27.1 |

# Adjustable Voltage Regulators



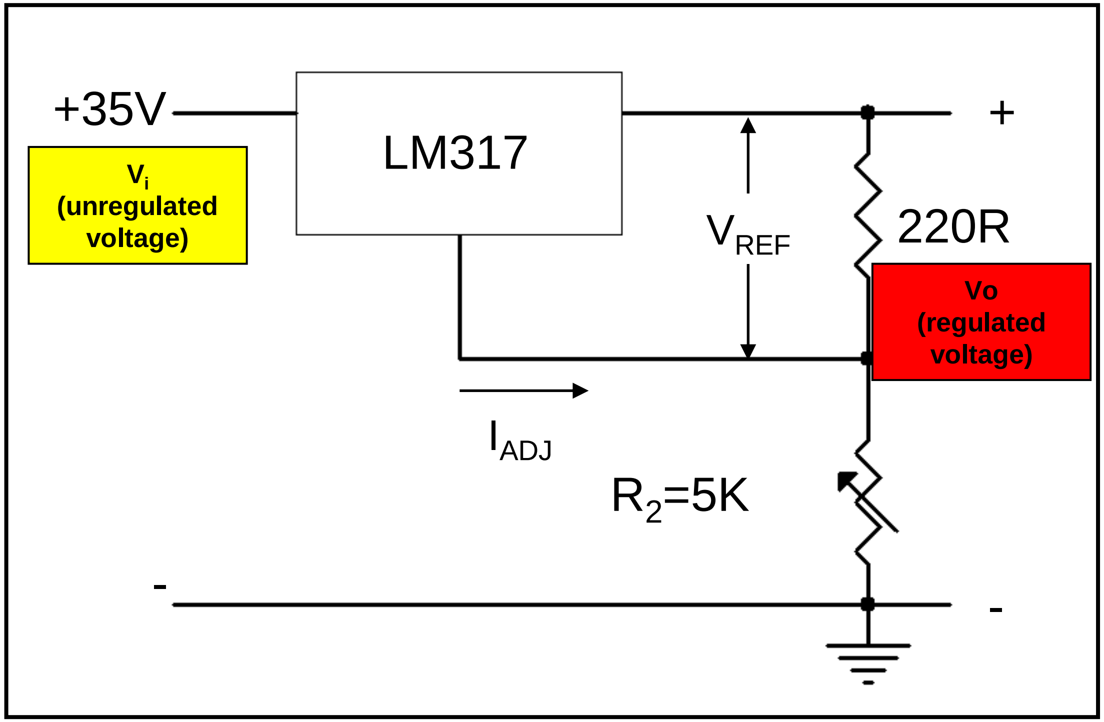
**$V_i$ (unregulated voltage)**

**Vo (regulated voltage)**

- It allows the output voltage to be set at a desired regulated value.
- For example, the LM317 can be adjusted to operate from 1.2 V to 37 V.
- Resistors $R_1$ and $R_2$ are used to set the desired output, where

$$\boxed{V_o = V_{REF}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ}R_2}$$

## Example



Determine the minimum and maximum output voltages. $V_{REF}$ = 1.25V

Assume $I_{ADJ}$ = 50µA

When $R_2$ is at maximum of 5 kΩ:

$$\boxed{V_o = V_{REF}(1+\frac{R_2}{R_1}) + I_{ADJ}R_2 = 29.91V}$$

When $R_2$ is at minimum of 0Ω:

$$\boxed{V_o = 1.25V}$$

# Regulador de Tensão de Alto Desempenho

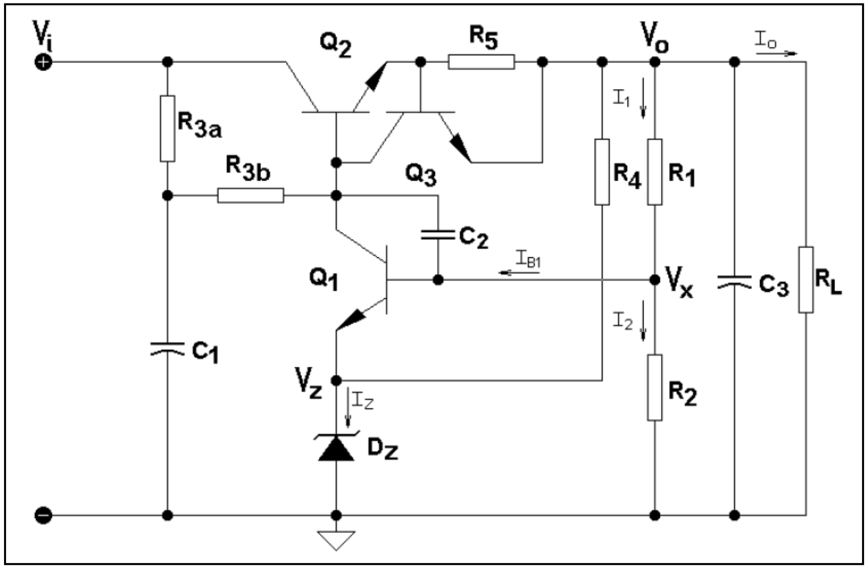
SEL-EESC-USP

# Eletrônica Básica - Amplificadores Analógicos BJT

Exercícios

P. R. Veronese
2020

# 22. Estabilizador de Tensão.



**Estabilizador com Dispositivo de Proteção Contra Curtos-Circuitos e Sobrecargas.**

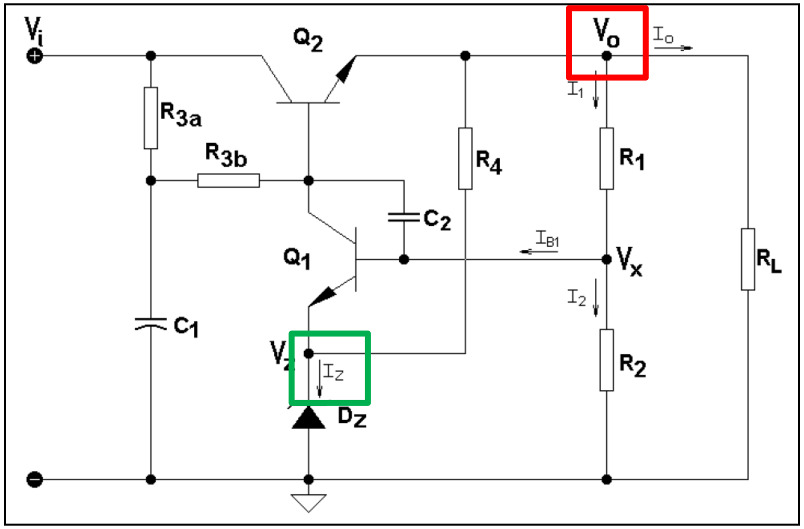
## 22.1. Proposição

Usando as leis de Ohm e de Kirchhoff, deduzir as equações que calculam os valores da tensão de saída ($V_o$) e da corrente no diodo Zener ($I_Z$), no circuito da Figura *41*. Usar, para o diodo Zener, um modelo linearizado com os parâmetros $V_{rev}$e $R_{rev}$ e considerar: $I_2 >>> I_{B1}$.

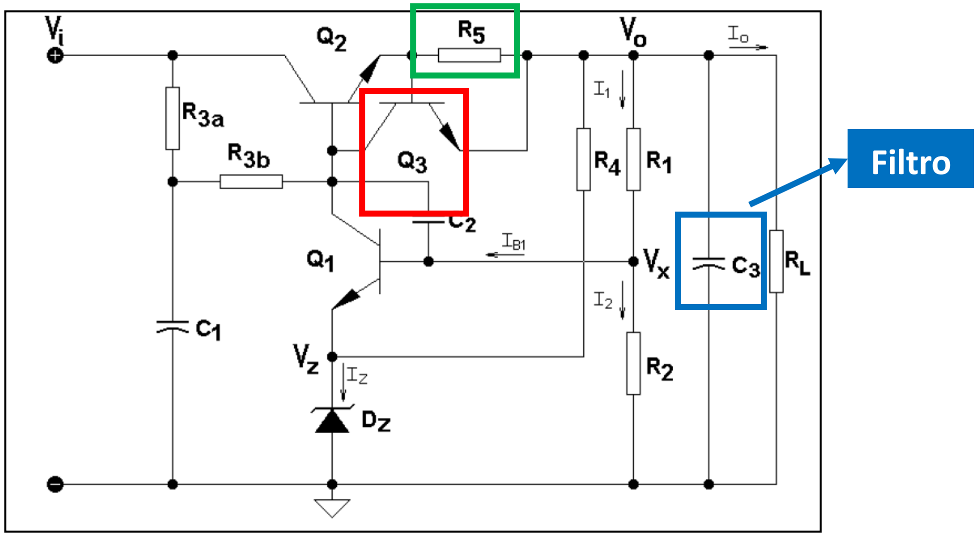
## 22.2. Resolução Literal

## 22.3. Resolução Numérica

# 22. Estabilizador de Tensão.



Estabilizador sem proteção contra
curto circuito e sobrecarga



Filtro

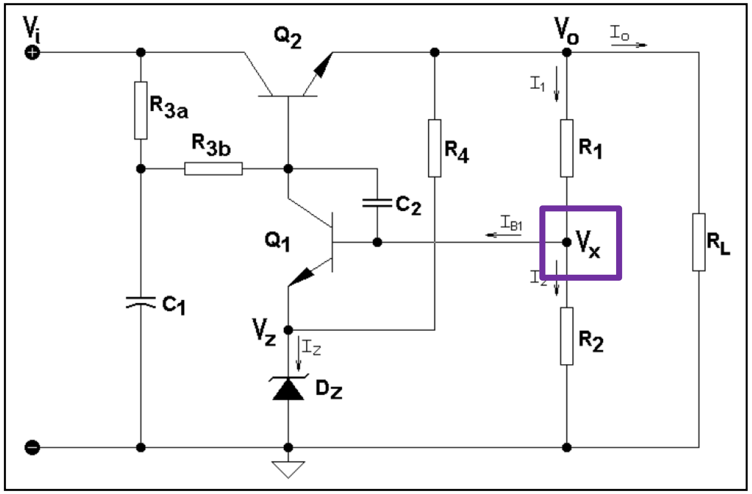
Estabilizador com proteção contra
curto circuito e sobrecarga e filtro capacitivo

## 22.1. Proposição

Usando as leis de Ohm e de Kirchhoff, deduzir as equações que calculam os valores da tensão de saída ($V_o$) e da corrente no diodo Zener ($I_Z$), no circuito da Figura *41*. Usar, para o diodo Zener, um modelo linearizado com os parâmetros $V_{rev}$e $R_{rev}$ e considerar: $I_2 >>> I_{B1}$.

## 22.2. Resolução Literal

# Tensão de Saída ($V_o$)



1 Usando-se o modelo linearizado, a tensão sobre o diodo Zener vale:

$$\boxed{V_Z = V_{rev} + R_{rev} I_Z}$$

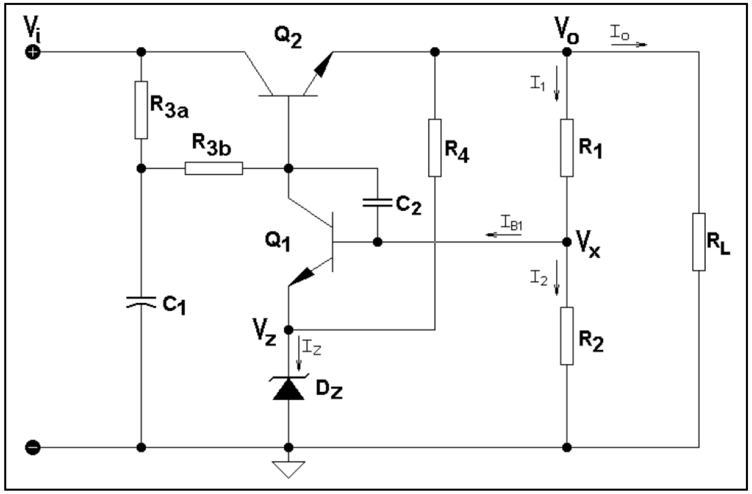
2 Analisando-se o circuito acima constata-se que:

$$V_X = V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}$$

$$\frac{V_o - V_X}{R_1} = \frac{V_X}{R_2} + \frac{I_{C_1}}{\beta_1} \longrightarrow V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times V_X + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1}$$

$$\longrightarrow \boxed{V_o = (V_{rev} + R_{rev} \boxed{I_Z} + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 \boxed{I_{C_1}}}{\beta_1}}$$

## Corrente de Coletor ($I_{C1}$)



**3**

$I_2 >>> I_{B1}$, então $I_2 \cong I_1 = V_o/(R_1+R_2)$.

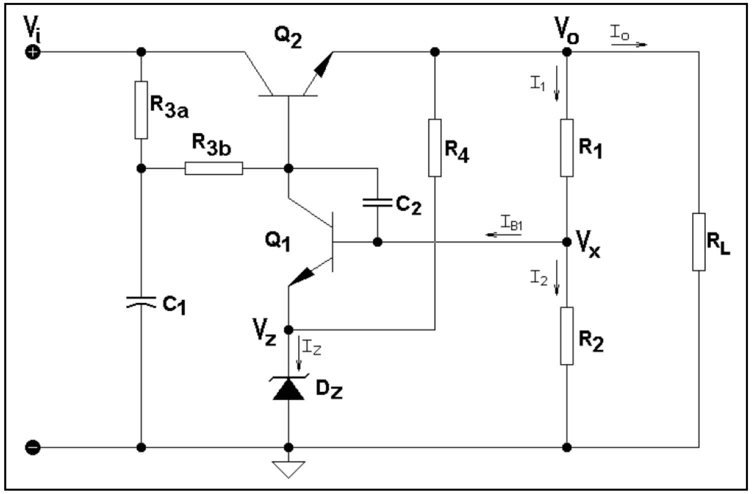
$$\overbrace{\frac{V_i - V_o - V_{BE2}}{R_3}}^{i_{R3}} = I_{C_1} + \overbrace{\boxed{\frac{\overset{i_{E2}}{\boxed{I_o + I_1 + I_{R_4}}}}{\beta_2 + 1}}}^{i_{B2}} = I_{C_1} + \overbrace{\frac{V_o}{(\beta_2+1)\times R_L}}^{i_o} + \overbrace{\frac{V_o}{(\beta_2+1)\times(R_1+R_2)}}^{i_1} + \overbrace{\frac{V_o - V_{rev} - R_{rev} I_Z}{R_4}}^{i_{R4}}$$

$$\rightarrow \quad I_{C_1} = \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2+1)} \times \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1+R_2} + \frac{1}{R_4}\right)\right] \times V_o + \frac{V_{rev} + R_{rev} I_Z}{(\beta_2+1) R_4}$$

Se $\beta_2$ for suficientemente grande, pode-se então aproximar a equação acima para:

$$\rightarrow \quad \boxed{I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2+1)} \times \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1+R_2} + \frac{1}{R_4}\right)\right] \times V_o}$$

# Corrente no Zener ($I_z$)



**4**

A corrente no diodo Zener vale:

$$I_Z = I_{E1} + I_4 \longrightarrow I_Z = (\beta_1 + 1) I_{B1} + I_4 \longrightarrow I_Z = (\beta_1 + 1) \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{V_O - (V_Z)}{R_4}$$

$$\longrightarrow I_Z = (\beta_1 + 1) \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{V_O - V_Z}{R_4} = (\beta_1 + 1) \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{V_O - V_{rev} - R_{rev} I_Z}{R_4}$$

$$\longrightarrow \boxed{I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}}$$

**5**

As Equações de $V_o$ , $I_{C1}$ e $I_Z$ resolvem, portanto, em um problema de análise, o sistema no qual as incógnitas são $V_o$ , $I_{C1}$ e $I_Z$ .

Em um circuito como o da figura para que $\beta_2$ seja suficientemente grande, isto é, $\beta_2 > 1500$, o transistor $Q_2$ deve estar em uma configuração Darlington.

Nesse caso, a Equação de $I_{C1}$ pode ser reescrita, de forma aproximada, como:

$$I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4}\right)\right] \times V_o \longrightarrow I_{C_1} \approx \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3}$$

Mas:

$$I_Z = \frac{\dfrac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}$$

$$\longrightarrow \boxed{I_Z \approx= \frac{R_4 \times (V_i - V_{BE_2}) + (V_o - V_{rev}) \times R_3}{(R_4 + R_{rev}) \times R_3} = \frac{R_4 \times (V_i - V_{BE_2})}{(R_4 + R_{rev}) \times R_3} + \frac{V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}}$$

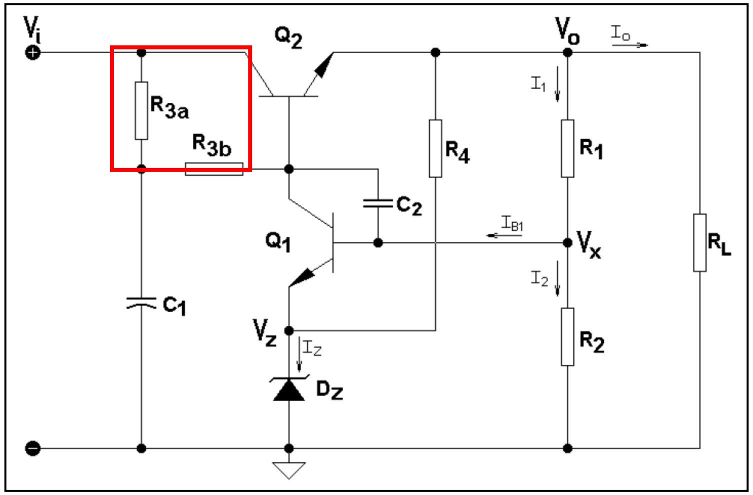
Mostrou-se que:

$$V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1}$$

Se $\beta_1 > 400$, a Equação de $V_o$ pode ser reescrita como:

$$\boxed{V_o \approx (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} = (V_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2}}$$

Esta equação é normalmente usada para calcular a tensão de saída aproximada do circuito !



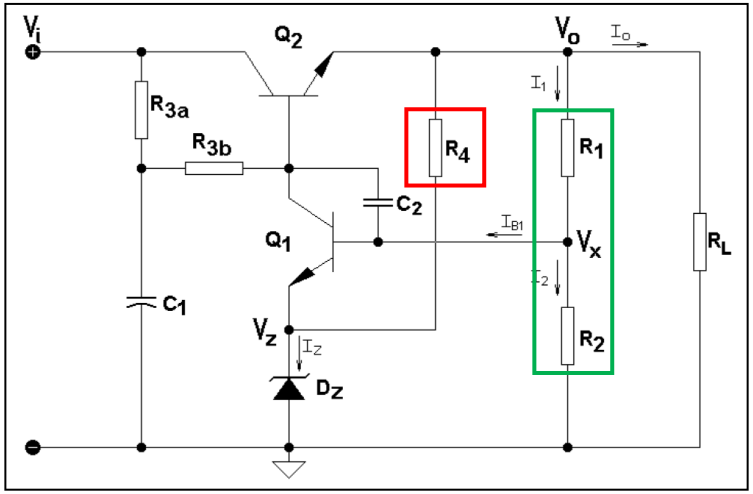
**7** Mostrou-se que:

$$I_Z \approx= \frac{R_4 \times \left(V_i - V_{BE_2}\right) + \left(V_o - V_{rev}\right) \times R_3}{\left(R_4 + R_{rev}\right) \times R_3} = \frac{R_4 \times \left(V_i - V_{BE_2}\right)}{\left(R_4 + R_{rev}\right) \times R_3} + \frac{V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}$$

Se $R_3 >> R_4$, então constata-se que a corrente do diodo Zener fica virtualmente independente de $V_i$ e, então, o estabilizador passa a apresentar uma tensão de saída quase que totalmente independente da tensão de entrada e da carga e, portanto, constante !

**8** A resistência ***$R_3$*** no circuito foi dividida em duas, isto é, $R_3 = R_{3a} + R_{3b}$.
A adição do capacitor $C_1$ forma, com essas resistências, um filtro passa-baixos com $f_c \leq 2\ Hz$, que minimiza a injeção de ondulações (*ripple*) e de ruídos no circuito.

**9**



O resistor $\boldsymbol{R_4}$, que provê corrente de polarização para o diodo Zener, deve ser dimensionado para que: $3\ mA \le I_Z \le 6\ mA$.

O resistor $R_3$, que ainda provê uma parcelada da corrente de polarização do diodo Zener, deve ser dimensionado para que: $300mA \le I_{R3} \le 1mA$ se o transistor $Q_2$ possuir $\beta_2 > 1500$.

**10**

Os resistores $\boldsymbol{R_1}$ e $\boldsymbol{R_2}$ polarizam a base do transistor $Q_1$ e devem ser dimensionados para que $1mA \le I_1 \le 10\ mA$.

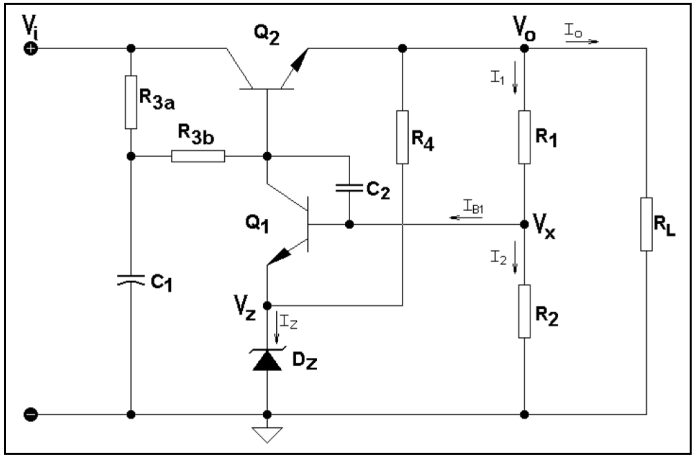
**11**

O transistor $Q_1$ deve possuir $\beta_1 > 400$ e, portanto, devem ser usados, para esse componente, transistores com sufixo *C*, como, por exemplo, o *BC548C*.

**12**

O transistor $Q_2$ deve possuir $\beta_2 > 1500$ e, portanto, devem ser usados transistores Darlingtons como, por exemplo, o *2N6039*, o *TIP41*, o *ZTX605*, etc., dependendo da corrente de saída e do diferencial de tensão entre a entrada e a saída do estabilizador.

# 22.3. Resolução Numérica



Resolver o circuito para os seguintes componentes:

$R_1 = 2{,}5\ k\Omega$; $R_2 = 1\ k\Omega$

$R3a = R3b = 10\ k\Omega$; $R4 = 3{,}9\ k\Omega$

$R_{L(tip)} = 160\ \Omega$ e $118{,}706\ \Omega \leq R_L \leq \infty$

A tensão de entrada vale: $V_{i(tip)} = 35\ V$ e $28\ V \leq\ V_i \leq 42\ V$.

Dados:

**$Q_1$≡>**

$\beta_1 = 600$

$V_{BE1(tip)} = 0{,}65705\ V$ e $0{,}58794\ V \leq V_{BE1} \leq 0{,}67574\ V$.

**$Q2$≡>**

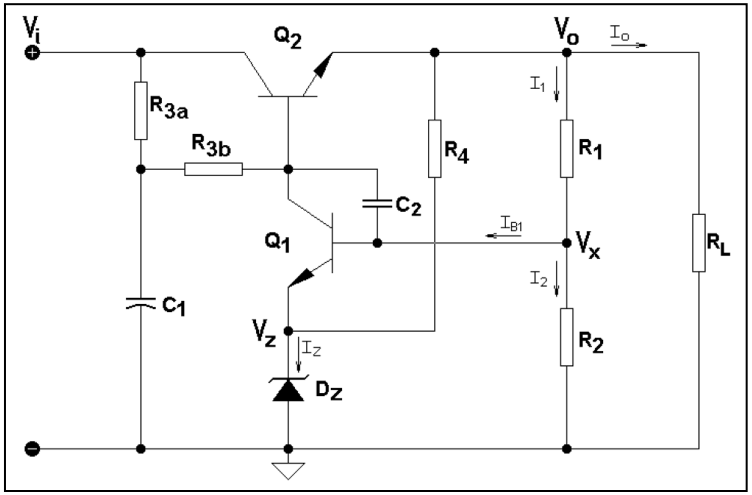
$\beta 2 = 2000$; $V_{BE2(tip)} = 1{,}358\ V$ e $1{,}2871\ V \leq V_{BE2} \leq 1{,}3676\ V$.

**$D_Z$≡>**

$V_{fwd} = 0{,}6\ V$; $R_{on} = 9\ \Omega$; $V_{rev} = 6{,}15\ V$; $R_{rev} = 10\ \Omega$ e $R_{off} = 1{,}33333 M\Omega$.

# Solução Numérica

# Valor Típico de $V_o$



**1**

Parâmetros:

$V_{itip} = 35\ V$; $\beta_1 = 600$; $V_{BE1tip} = 0{,}65705\ V$; $\beta_2 = 2000$; $V_{BE2tip} = 1{,}358\ V$; $R_3 = 20k\Omega$ e $R_{Ltip} = 160\Omega$.

Usando na equação de $V_o$ :

$$\boxed{V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1}}$$

$$\rightarrow \quad V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1} = (6{,}15 + 10 I_Z + 0{,}65705) \times 3{,}5 + \frac{2{,}5k \times I_{C_1}}{600}$$

**2**

$$\boxed{I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4}\right)\right] \times V_o}$$

$$\rightarrow \quad I_{C_1} \cong \frac{35 - 1{,}358}{20k} - \left[\frac{1}{20k} + \frac{1}{2001} \times \left(\frac{1}{160} + \frac{1}{3{,}5k} + \frac{1}{3{,}9k}\right)\right] \times V_o = 1{,}6821m - 53{,}394365\mu \times V_o$$

**3**

$$\boxed{I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}}$$

$$\rightarrow \quad I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} = \frac{\frac{601}{600} \times (1{,}6821m - 53{,}394365\mu \times V_o) \times 3{,}9k + V_o - 6{,}15}{3{,}9k + 10}$$

**4**

Substituindo-se esses valores na equação de $V_o$, obtém-se:

$$\boxed{\boxed{V_o = 24\ V}}$$

**5**

Retornando-se esse valor às equações de $I_{C1}$e de $I_Z$, calcula-se:

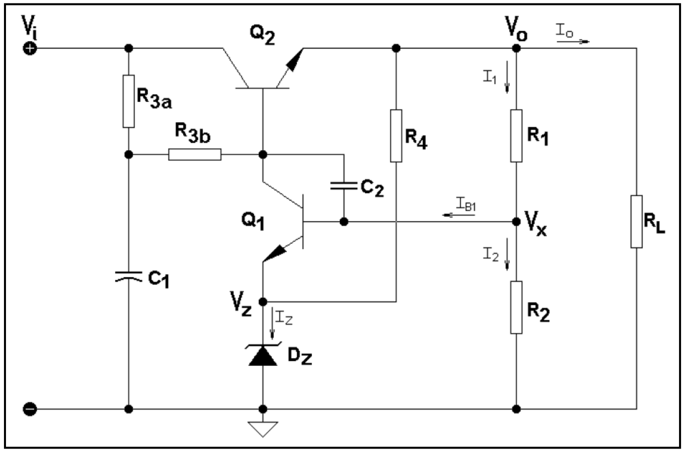
$$\boxed{I_{C1} = 400{,}6279\ \mu A}$$

$$\boxed{I_Z = 4{,}96552\ mA}$$

**6**

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} = \frac{24}{160} \quad \rightarrow \quad \boxed{I_o = 150\ mA}$$

# Valor Mínimo de $V_0$



**7**

A tensão de saída será mínima quando $V_i$ for mínima e a carga for máxima. Parâmetros: $V_{imin}$ = 28 V; $\beta_1$ = 600; $V_{BE1min}$ = 0.58794 V; $\beta_2$ = 2000; $V_{BE2max}$ = 1,3676 V; $R_3$ = 20kΩ e $R_{Lmax}$ = 118.706 Ω.

Usando-se a equação de $V_o$:

$$\boxed{V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1}}$$

$$\rightarrow \quad V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1} = (6{,}15 + 10 I_Z + 0{,}58784) \times 3{,}5 + \frac{2{,}5k \times I_{C_1}}{600}$$

**8**

$$\boxed{I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[ \frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4} \right) \right] \times V_o}$$

$$\rightarrow \quad I_{C_1} \cong \frac{28 - 1{,}3676}{20k} - \left[ \frac{1}{20k} + \frac{1}{2001} \times \left( \frac{1}{118{,}706} + \frac{1}{3{,}5k} + \frac{1}{3{,}9k} \right) \right] \times V_o = 1{,}33162m - 54{,}481\mu \times V_o$$

**9**

$$\boxed{I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}}$$

$$\longrightarrow \quad I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} = \frac{\frac{601}{600} \times (1{,}33162m - 54{,}481\mu \times V_o) \times 3{,}9k + V_o - 6{,}15}{3{,}9k + 10}$$

**10**

Substituindo-se esses valores na equação de $V_o$, obtém-se:

$$\boxed{\boxed{V_o = 23{,}7414\ V}}$$

**11**

Retornando-se esse valor às equações de $I_{C1}$e de $I_Z$, calcula-se:

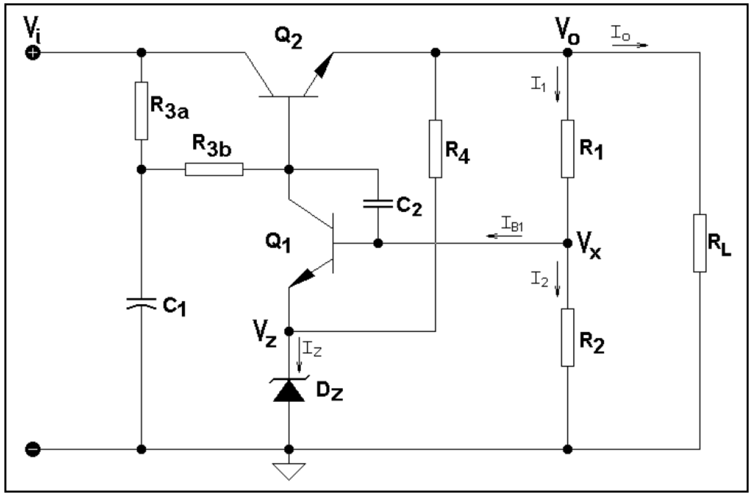
$$\boxed{I_{C1} = 38{,}167\ \mu A}$$

$$\boxed{I_Z = 4{,}5372\ mA}$$

**12**

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} = \frac{23{,}7414}{118.7061} \longrightarrow \boxed{I_o = 200\ mA}$$

# Valor Máximo de $V_o$



**13**

A tensão de saída será máxima quando $V_i$ for máxima e a carga for mínima. Parâmetros: $V_{imax} = 42\ V$; $\beta_1 = 600$; $V_{BE1min} = 0.58794\ V$; $\beta_2 = 2000$; $V_{BE2max} = 1,3676\ V$; $R_3 = 20k\ \Omega$ e $R_{Lmin} = \infty$. Usando-se a equação de $V_o$:

$$\boxed{V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1}}$$

$$\longrightarrow V_o = (V_{rev} + R_{rev} I_Z + V_{BE1}) \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_1 I_{C_1}}{\beta_1} = (6,15 + 10 I_Z + 0,67574) \times 3,5 + \frac{2,5k \times I_{C_1}}{600}$$

**14**

$$\boxed{I_{C_1} \cong \frac{V_i - V_{BE2}}{R_3} - \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{(\beta_2 + 1)} \times \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_4}\right)\right] \times V_o}$$

$$\longrightarrow I_{C_1} \cong \frac{42 - 1,2871}{20k} - \left[\frac{1}{20k} + \frac{1}{2001} \times \left(\frac{1}{3,5k} + \frac{1}{3,9k}\right)\right] \times V_o = 2,035645m - 50,271\mu \times V_o$$

**15**

$$\boxed{I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}}}$$

→

$$I_Z = \frac{\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \times I_{C_1} \times R_4 + V_o - V_{rev}}{R_4 + R_{rev}} = \frac{\frac{601}{600} \times (2{,}035645m - 50{,}271\mu \times V_o) \times 3{,}9k + V_o - 6{,}15}{3{,}9k + 10}$$

**16**

Substituindo-se esses valores na equação de $V_o$, obtém-se:

$$\boxed{\boxed{V_o = 24{,}083\ V}}$$

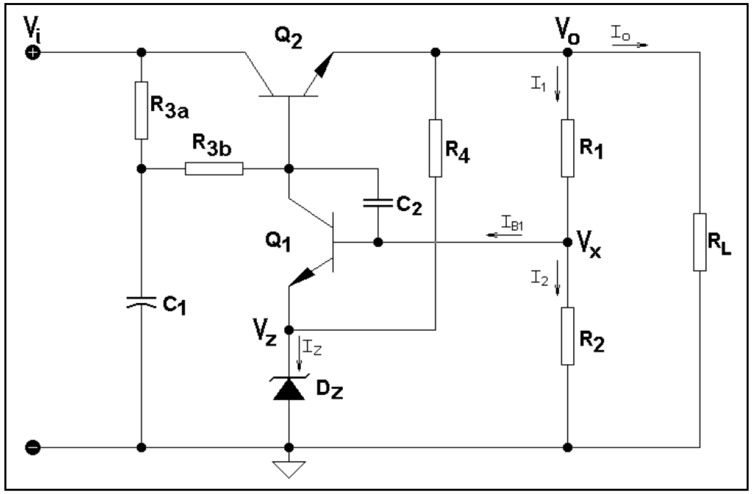
**17**

Retornando-se esse valor às equações de $I_{C1}$ e de $I_Z$, calcula-se:

$$\boxed{I_{C1} = 824{,}9753\ \mu A}$$

$$\boxed{I_Z = 5{,}4107\ mA}$$

$$\boxed{I_O = 0}$$



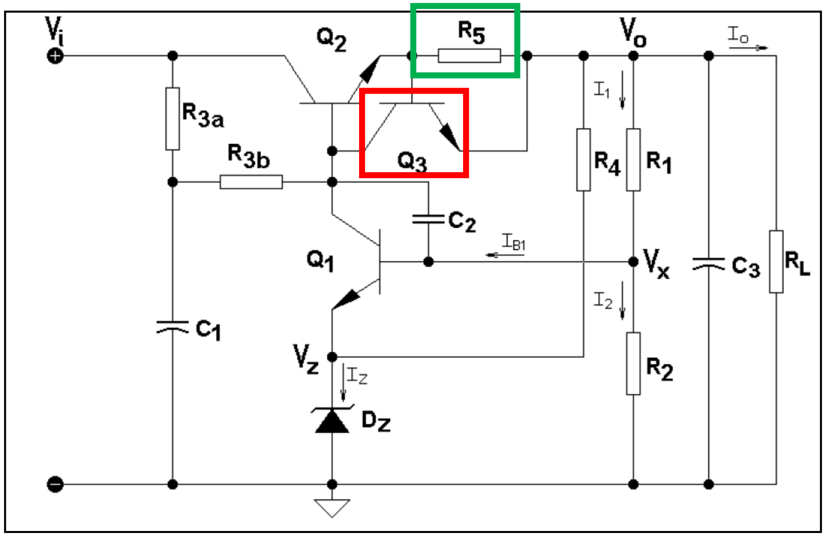
A potência dissipada sobre $Q_2$ pode atingir o valor: $P_{Q2} = (42-24) \times 0.2 = 3{,}6W$.

Nesse caso, o transistor $Q_2$ deve ser escolhido adequadamente e um dissipador de calor deve ser dimensionado para ele.

O transistor $Q_1$ é um transistor de pequenos sinais de áudio.

**Esse estabilizador apresenta uma variação de *1,42 %* na tensão de saída para uma variação de *40 %* na tensão de entrada, com uma variação de corrente de saída de *0* à *200 mA*.** É, portanto, um estabilizador de tensão de alto desempenho.

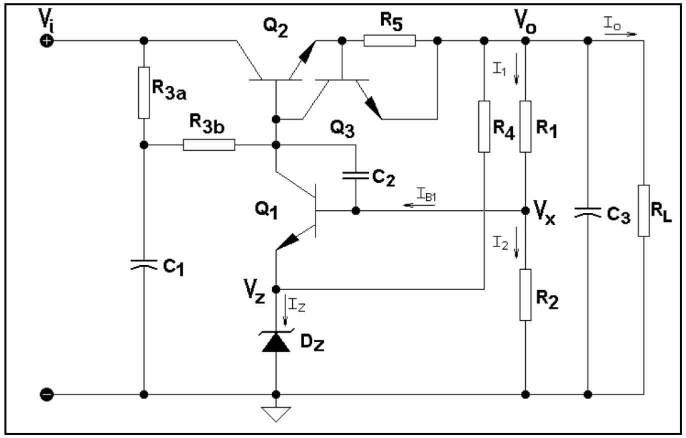
## 22.4. Proteção contra curtos-circuitos e sobrecargas:



Se o estabilizador sofrer um curto-circuito em sua saída, o transistor $Q_2$ será irremediavelmente danificado por excesso de corrente. Para evitar isso, devem ser adicionados o **transistor $Q_3$** e o **resistor $R_5$**, como mostra a Figura acima.

Em funcionamento normal, isto é, quando $R_5 x I_o < 0{,}6V$, o transistor $Q_3$ não conduz e, portanto, comporta-se como ausente do circuito.

Se a corrente $I_o$ for excessiva, $V_{BE}$ do transistor $Q_3$ ultrapassa a $0{,}6\ V$ e ele começa a conduzir, retirando corrente de base de $Q_2$ e levando-o ao corte.
Definem-se para o estabilizador, nesse caso, duas correntes de saída singulares:
a **corrente de saída limite ($I_{o(lim)}$)** e a **corrente de saída em curto-circuito ($I_{o(curto)}$)**.



Pode-se, então, escrever que:

$$\boxed{I_{o(\mathrm{lim})} \cong \frac{0,6}{R_5}} \qquad \boxed{I_{o(curto)} \cong \frac{0,7}{R_5}}$$

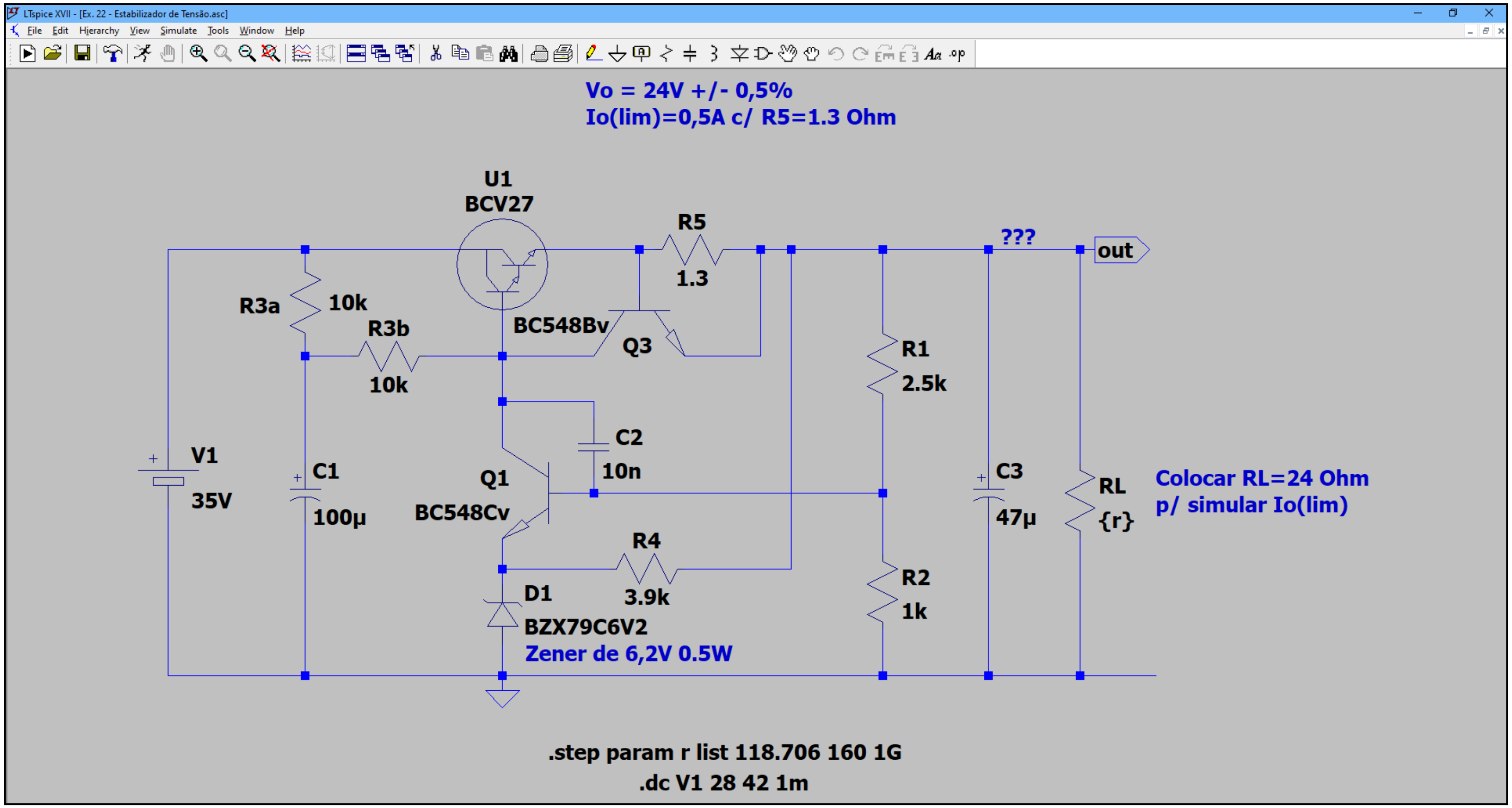
Para $I_o$> $I_{o(lim)}$ o circuito funcionam aproximadamente como uma fonte de corrente, com $I_{o(lim)} \leq Io \leq I_{o(curto)}$.

Deve-se lembrar, também, que, na situação de curto circuito, $P_{Q2} \cong V_i$ x $I_{o(curto)}$.
Se, por exemplo, $R_5 = 3,3\Omega$, então $I_{o(curto)} = 0,7 \text{ x } 3,3 = 212,12 mA$.
No exemplo numérico $P_{Q2} \cong 42\text{x}0,21212 = 8,91W$. O transistor $Q_2$ e o seu dissipador de calor, consequentemente, devem ser dimensionados para essa potência.

O transistor $Q_3$, assim como o transistor $Q_1$, é um transistor de pequenos sinais de áudio.

No circuito foi acrescentado o capacitor $C_3$ que funciona como um filtro adicional de *ripple* e de ruídos na saída da fonte. Ele é do tipo eletrolítico e, normalmente não possui capacitância muito elevada ficando, em geral, na seguinte faixa de valores: $10\ \mu F \leq C_3 \leq 100\ \mu F$.

# Simulação em LTSPice



```
.step param r list 118.706 160 1G
.dc V1 28 42 1m
```

$Q_1$ é BC548C

$Q_2$ é um Darlington que está na pasta Darlington. Foi usado o BCV27.

$Q_3$ é BC548B.

O Zener é de 6,2V.

O circuito de simulação c/ R5 está setado para Io(lim)= 0,5A.

Os resultados das simulações não batem totalmente com os cálculos teóricos porque o beta do Darlington é muito variável e imprevisível com a variação de $V_{in}$ e de $R_L$, mas não fogem de +/- 5% dos valores desejados na prática. Isso é normal.

Um trimpot de 100R pode ser colocado entre R1 e R2, com o cursor ligado à base de Q1, para um ajuste mais preciso, se necessário.

**Veronese**

# Roteiro Experimental

## SEL393 – Laboratório de Instrumentação Eletrônica I
## Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação

# Laboratório 7 – Reguladores de Tensão

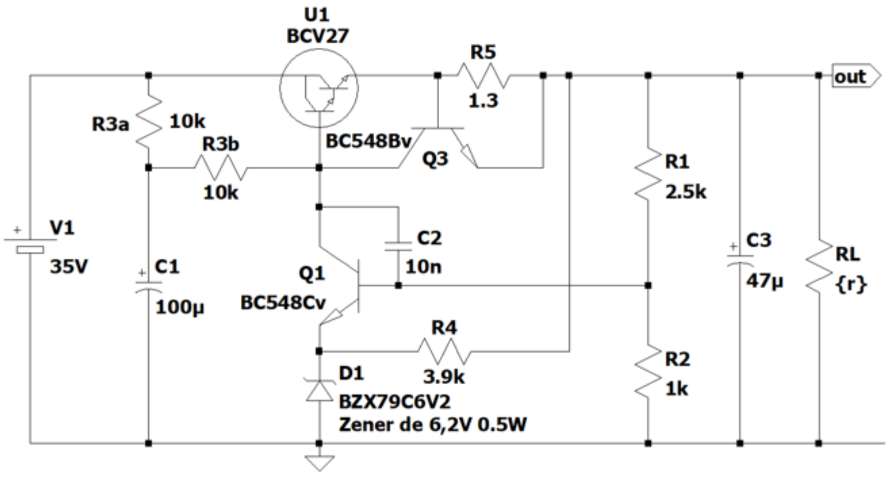
Implemente em LTSPice o regulador de tensão de alto desempenho da Figura 1 e compare os resultados teóricos e de simulação.

1) Meça o intervalo de variação da tensão de saída para tensões de entrada no intervalo $28V \leq V_i < 42V$.

2) Meça a corrente na carga nas três condições analisadas teoricamente.

3) Acrescente um trimpot de 100Ω no nó entre $R_1$ e $R_2$ e determine o valor da resistência para que o valor máximo da tensão de saída seja 24V.

4) O limite de corrente deste circuito é 0,5A. Verifique para qual carga este limite é atingido.



```
.step param r list 118.706 160 1G
.dc V1 28 42 1m
```

Fig. 1 – Regulador de Tensão de Alto Desempenho