

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
ENGENHARIA ELÉTRICA

MICHAEL DOUGLAS COSTA MARQUES

**DESENVOLVIMENTO DE UM CARACTERIZADOR DE TRANSISTOR BIPOLAR  
DE JUNÇÃO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2018

MICHAEL DOUGLAS COSTA MARQUES

**DESENVOLVIMENTO DE UM CARACTERIZADOR DE TRANSISTOR BIPOLAR  
DE JUNÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina Trabalho De Conclusão De Curso 2, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Carvalhaes Dias

CORNÉLIO PROCÓPIO  
2018



## **FOLHA DE APROVAÇÃO**

**Michael Douglas Costa Marques**

### **Desenvolvimento de um caracterizador de transistores bipolares**

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 15:50hs do dia 23/11/2018 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

---

Prof(a). Dr(a). Pedro Carvalhaes Dias - Presidente (Orientador)

---

Prof(a). Dr(a). Luis Fernando Caparroz Duarte - (Membro)

---

Prof(a). Dr(a). Vander Teixeira Prado - (Membro)

Dedico este trabalho à minha família.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Pedro Carvalhaes Dias, pela sabedoria com que me guiou nesta trajetória.

Aos meus colegas dos cursos de engenharia da universidade.

A Secretaria do Curso, pela cooperação.

A meus pais, por todo o apoio e ajuda que me deram durante toda a minha graduação e durante a realização deste trabalho.

Enfim, a todos os que por algum motivo contribuíram para a realização desta pesquisa.

## RESUMO

MARQUES, Michael Douglas Costa. **DESENVOLVIMENTO DE UM CARACTERIZADOR DE TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO.** 2018. 55 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2018.

O projeto trata do desenvolvimento de um dispositivo de medição das características de entrada, saída e ganhos do transistor bipolar de junção. Todas as medidas foram realizadas através de um circuito. Os dados coletados pelo protótipo foram exibidos de forma gráfica por um conjunto de curvas no computador. O projeto visa a utilizar o protótipo para auxiliar a simulação de circuitos eletrônicos contendo o transistor bipolar de junção, oferecendo dados específicos do componente. O dispositivo construído permanecerá na UTFPR(Universidade Tecnológica Federal do Paraná) para ser utilizado com objetivo de ensino e pesquisa.

**Palavras-chave:** Transistor bipolar de junção. Modelo de Ebers-Moll, Medidas Eletrônicas, Parâmetros de simulação SPICE, Modelo  $\pi$ -híbrido.

## ABSTRACT

MARQUES, Michael Douglas Costa. **DEVELOPMENT OF A BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS CHARACTERIZER.** 2017. 55 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2018.

The project is about the development of a bipolar junction transistor characteristics measurement equipment. All measurements are made using op-amps operating as current-to-voltage converters. The data collected by the prototype has being displayed graphically by a set of curves on the computer. The project aims to use the prototype to aid in the simulation of electronic circuits containing the bipolar junction transistor, by offering component-specific data. The built device will remain in UTFPR(Federal Technological University of Paraná) to be used for teaching and research purposes.

**Keywords:** Bipolar Junction Transistor. Model of Ebers-Moll. Electronic measures. SPICE Simulation Parameters.  $\pi$ -hybrid Model

## LISTA DE SÍMBOLOS

$I_E$	Corrente de emissor
$I_B$	Corrente de base
$I_C$	Corrente de coletor
$I_{CR}$	Corrente de coletor para o transistor reverso
$I_{ER}$	Corrente de emissor para o transistor reverso
$V_{BE}$	Tensão Base-Emissor
$V_{CE}$	Tensão Coletor-Emissor
$V_{CB}$	Tensão Coletor-Base
$\beta_F$	Ganho de corrente do transistor na configuração emissor comum
$\beta_R$	Ganho de corrente do transistor reverso na configuração emissor comum
$V_D$	Tensão do diodo
$I_D$	Corrente do diodo
$I_S$	Corrente de saturação reversa
$n$	Constante de Idealidade
$K$	Constante de Boltzmann
$T$	Temperatura
$q$	Carga elétrica do elétron
$V_T$	Tensão térmica
$\alpha_F$	Ganho de corrente do transistor na configuração base comum
$\alpha_R$	Ganho de corrente do transistor reverso na configuração base comum
$i_E$	Corrente de emissor do pequeno sinal
$i_C$	Corrente de emissor do pequeno sinal
$i_b$	Corrente de base do pequeno sinal
$I_{CBO}$	Corrente de fuga
$I_{BE}$	Corrente da fonte de corrente entre base e emissor
$I_{CB}$	Corrente da fonte de corrente entre base e coletor
$I_R$	Corrente do diodo reverso
$I_F$	Corrente do diodo direto
$I_{ES}$	Corrente de saturação do diodo que representa a junção base emissor
$I_{CS}$	Corrente de saturação do diodo que representa a junção base coletor
$V_{BE0}$	Tensão base emissor do ponto de operação
$I_{C0}$	Corrente de coletor do ponto de operação
$gm$	Transcondutância de junção



$v_{be}$	Tensão base emissor do pequeno sinal
$r_{\pi}$	Resistor do modelo $\pi$ -hibrido
$r_o$	Resistor que inclui o efeito Early no modelo $\pi$ -hibrido
$V_A$	Tensão Early
$A$	Ganho do amplificador operacional
$V_+$	Tensão na entrada não inversora do amplificador operacional
$V_-$	Tensão na entrada inversora do amplificador operacional
$V_o$	Tensão na saída do amplificador operacional
$V_{OC}$	Tensão na saída do eletrômetro de coletor
$V_{OB}$	Tensão na saída do eletrômetro de base
$V_{xc}$	Tensão aplicada ao coletor pelo eletrômetro de coletor

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>9</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos.....</b>	<b>9</b>
<b>2</b>	<b>O TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO.....</b>	<b>10</b>
<b>2.1</b>	<b>Semicondutor.....</b>	<b>10</b>
<b>2.2</b>	<b>Junção <i>p-n</i>.....</b>	<b>11</b>
<b>2.3</b>	<b>O transistor bipolar e suas polarizações.....</b>	<b>13</b>
2.3.1.	A configuração Base-Comum.....	14
2.3.2	A configuração Emissor-Comum.....	17
<b>2.4</b>	<b>O modelo Ebers-Moll.....</b>	<b>21</b>
<b>2.5</b>	<b>O modelo <math>\pi</math>-hibrido.....</b>	<b>24</b>
<b>3</b>	<b>CIRCUITO DE MEDIDA DO TRANSISTOR BIPOLAR.....</b>	<b>29</b>
<b>3.1</b>	<b>Amplificador Operacional OP07.....</b>	<b>29</b>
<b>3.2</b>	<b>Circuito de um eletrômetro com op-amp.....</b>	<b>30</b>
<b>3.3</b>	<b>Proposta de circuito para caracterização de um transistor bipolar.....</b>	<b>33</b>
<b>3.4</b>	<b>Simulação do circuito proposto.....</b>	<b>35</b>
<b>4</b>	<b>PROTÓTIPO DO CARACTERIZADOR DE TRANSISTORES.....</b>	<b>38</b>
<b>4.1</b>	<b>Construção do protótipo.....</b>	<b>38</b>
<b>4.2</b>	<b>Caracterização manual do transistor 2n2222.....</b>	<b>41</b>
<b>4.3</b>	<b>Obtenção dos parâmetros de simulação do transistor 2n2222 medido.....</b>	<b>47</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO.....</b>	<b>50</b>
<b>6</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>52</b>
<b>7</b>	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>53</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Em 1947 uma descoberta revolucionou a indústria eletrônica, quando no dia 23 de dezembro os doutores William Shockley, Walter H. Brattain e Jonh Bardeen demonstraram a função de amplificação do primeiro transistor na Bell Telephone Laboratories. Tratava-se de um transistor de contato de ponto e suas vantagens em relação a válvula eram notáveis, como por exemplo: seu funcionamento não exigir uma fonte de tensão elevada, não precisar de um tempo de aquecimento para começar a funcionar e ainda a possibilidade de ser construído em tamanho muito reduzido. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

Nos dias atuais as aplicações dos transistores se estendem desde a amplificação de sinais até o projeto de circuitos lógicos, digitais e de memória. O princípio básico envolvido nestes dispositivos é o uso de uma tensão entre dois terminais para controlar a corrente em um terceiro terminal. (SEDRA; SMITH, 2007)

Os modelos matemáticos criados a partir do estudo dos transistores permitem o projeto de circuitos precisos e funcionais utilizando o componente. E alguns programas computacionais se valem de parâmetros destes modelos para simular o funcionamento do transistor em determinadas condições de operação.

Ao trabalhar com projetos de circuitos que contenham o componente pode-se notar uma grande dispersão nos parâmetros do transistor, como por exemplo o ganho de corrente, mesmo para transistores do mesmo lote do mesmo fabricante. Objetivando o projeto de circuitos mais precisos, é importante poder medir as correntes, tensões e ganhos de um transistor, e obter parâmetros específicos de cada componente. Também é possível que o componente não esteja de acordo com os parâmetros descritos pelo fabricante, neste caso o processo de medição poderia identificar componentes defeituosos.

### 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é projetar, construir e testar um circuito eletrônico, que seja capaz de medir várias curvas do transistor:  $\ln(I_C) \times V_{BE}$ ,  $\ln(I_B) \times V_{BE}$ ,  $I_C \times V_{CE}$ ,  $\beta_F \times I_C$  e  $\beta_R \times I_E$ , e a partir destes dados extrair os parâmetros de simulação Spice específicos do transistor medido.

## 2 O TRANSISTOR BIPOLAR DE JUNÇÃO

Este capítulo dedica-se a uma revisão do transistor bipolar de junção, de suas configurações mais comumente utilizadas, e de modelos utilizados para análise de circuitos contendo este componente, tais como o modelo de Ebers-Moll e o modelo  $\pi$ -Híbrido.

### 2.1 Semicondutor

O semicondutor silício é a base da construção dos transistores bipolares de junção. Segundo Boylestad e Nashelsky (2013, p.2), “os semicondutores são uma classe especial de elementos cuja condutividade está entre a de um bom condutor e a de um isolante”. De forma geral elementos que possuem uma pequena largura de banda proibida são chamados semicondutores. (MILLMAN; HALKIAS, 1911)

O cristal de silício puro, onde todos os átomos presentes na estrutura são átomos de silício, é um semicondutor intrínseco. Neste cristal existem apenas alguns portadores, elétrons livres e lacunas, produzidos pela energia térmica. Estes são chamados de portadores intrínsecos e devido a pequena quantidade destes o semicondutor intrínseco se comporta como isolante. (MALVINO; BATES, 2007)

Segundo Malvino e Bates (2007, p.36) “uma forma de aumentar a condutividade de um semicondutor é pelo processo de dopagem”. O processo de dopagem consiste em inserir impurezas específicas ao semicondutor intrínseco: a adição de impurezas com cinco elétrons de valência dá origem ao material do tipo  $n$ , onde existe a predominância de elétrons livres como portadores majoritários e a adição de impurezas trivalentes dá origem ao material do tipo  $p$  onde as lacunas são portadores majoritários. O material semicondutor submetido ao processo de dopagem é chamado de semicondutor extrínseco. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

O quadro 1 reúne as principais características dos semicondutores intrínsecos e extrínsecos com respeito aos portadores de carga elétrica.

**Quadro 1 – Portadores de carga elétrica nos semicondutores**

<b>Semicondutor</b>	<b>Lacunas</b>	<b>Elétrons Livres</b>
Intrínseco	Portadores intrínsecos	Portadores intrínsecos
Extrínseco tipo $p$	Portadores majoritários	Portadores minoritários
Extrínseco tipo $n$	Portadores minoritários	Portadores majoritários

Autoria Própria

## 2.2 Junção $p-n$

De acordo com Cutler (1977, p.17) “se um cristal de semicondutor é preparado de modo que exista uma fatia de material do tipo  $p$  adjacente a uma fatia tipo  $n$ , a interface entre os dois é conhecida como junção  $p-n$ .” Esta estrutura é a base para a construção de dispositivos eletrônicos como o diodo de junção e o transistor bipolar de junção.

Certo número de elétrons livres no lado  $n$  se combinam com lacunas do lado  $p$  pelo processo de recombinação. Para cada par elétron lacuna que se recombinam fica para trás um íon positivo do lado  $n$  próximo a interface, e um íon negativo do lado  $p$ . Ao par de íons formado no processo de recombinação dá-se o nome de dipolo. O aumento do número de dipolos torna a região próxima da junção vazia de portadores de carga e esta região chama-se região de depleção. (MALVINO; BATES, 2007)

Segundo Malvino e Bates (2007, p.39)

“Cada dipolo tem um campo elétrico entre os íons positivo e negativo. Portanto, se um elétron livre adicional entrar na camada de depleção, o campo elétrico tenta empurrar este elétron de volta para a região  $n$ . A intensidade do campo aumenta cada vez que um elétron cruza a junção até atingir o equilíbrio. Para uma primeira aproximação, significa que o campo elétrico eventualmente interrompe a difusão de elétrons através da junção”

Portanto o campo elétrico formado pelos dipolos, chamado barreira de potencial, impede que os elétrons livres restantes no lado  $n$  atravessem a junção.

Aplicando-se uma fonte de tensão de corrente contínua  $V_D$  à junção  $p-n$  de forma que o terminal positivo esteja do lado  $n$  e o terminal negativo esteja no lado  $p$ ,

a junção se encontrará em condição de polarização reversa. Os elétrons livres do lado  $n$  são atraídos pelo terminal positivo da fonte e se afastam da junção. De forma análoga, as lacunas do lado  $p$  são atraídas pelo terminal negativo da fonte e também se distanciam da junção. Desta forma, a região de depleção se torna mais larga, impedindo efetivamente a passagem de corrente de portadores majoritários pela junção, logo o diodo está em corte. (MELLO; INTRATOR, 1980)

O número de portadores minoritários que entram na região de depleção não muda, logo existirá uma corrente bem pequena na condição de polarização reversa. Esta corrente recebe o nome de corrente de saturação reversa  $I_S$ . (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

Se a fonte  $V_D$  for aplicada com o terminal positivo no lado  $p$  e o negativo no lado  $n$ , a junção estará polarizada diretamente. Os elétrons no lado  $n$  serão repelidos pelo terminal negativo da fonte e se moverão em direção à junção. Da mesma forma as lacunas se moverão para dentro da junção quando repelidas pelo terminal positivo da fonte. Logo, a região de depleção irá se estreitar e, se  $V_D$  for maior do que a barreira de potencial (ou tensão de *built-in*) (MELLO; INTRATOR, 1980), será possível a passagem de corrente de portadores minoritários pela junção. Esta corrente é muitas vezes maior que na condição de polarização reversa. Diz-se que o transistor está em condução.

As características gerais de um diodo semiconductor, que é formado por apenas uma junção  $p-n$  podem ser definidas pela Eq. (1) para as condições direta e reversa.

$$I_d = I_S(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1) \quad (1)$$

Onde ( $n$ ) é chamado de “Fator de Idealidade” e depende da fabricação do diodo. O valor de  $n=1$  é usado para componentes em circuitos integrados e ( $1 < n \leq 2$ ) para os componentes discretos, e  $V_T$  é a tensão térmica dada pela Eq. (2)

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad (2)$$

que é função da temperatura absoluta ( $T$ ) dada em Kelvin, da carga elétrica do elétron ( $q = 1,6 \times 10^{-19}C$ ) e da constante de Boltzmann ( $K = 1.38 \times 10^{-23}J/k$ ).

### 2.3 O transistor bipolar e suas polarizações

O transistor bipolar de junção (TBJ) é formado por duas junções  $p-n$  consecutivas. De acordo com Millman e Halkias (1981, p.112), “um transistor de junção consiste em um cristal de silício (ou germânio) no qual existe uma camada de silício do tipo  $n$  entre duas camadas do tipo  $p$ , ou uma camada  $p$  entre duas camadas  $n$ ”. Estes dispositivos são chamados de transistor  $p-n-p$  e transistor  $n-p-n$ , respectivamente.

A cada uma destas regiões é conectado um terminal. Desta forma tem-se um componente com três terminais e duas junções. A região central chama-se base, e as extremidades são emissor e coletor. As junções emissor-base e coletor-base podem ser polarizadas de forma a obter cada um dos modos de operação do TBJ listados no Quadro 2 (SEDRA; SMITH, 2007)

**Quadro 2 - Modos de operação do transistor bipolar de junção**

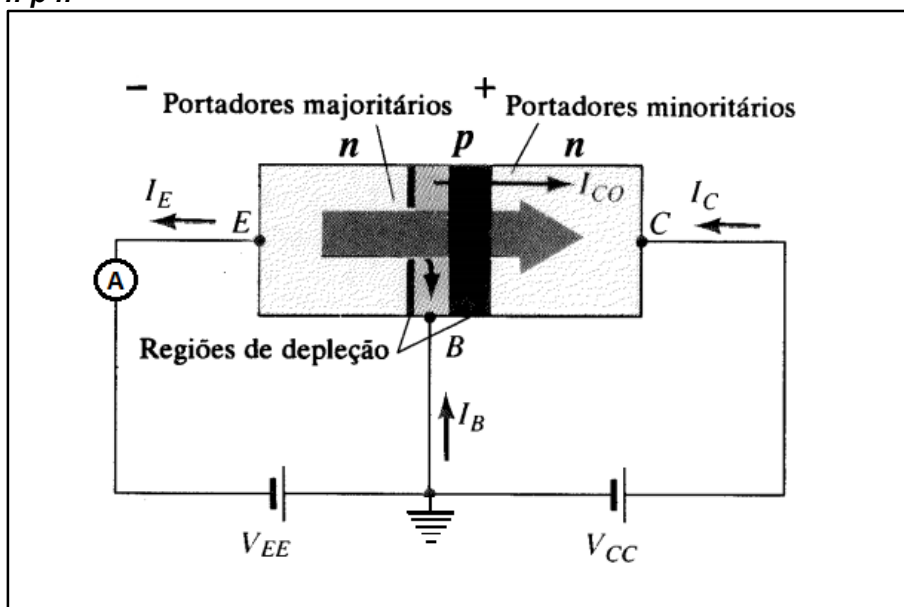
<b>Modo</b>	<b>Polarização da junção emissor-base</b>	<b>Polarização da junção coletor-base</b>
Corte	< 400 mV	Reversa
Ativo	Direta	Reversa
Saturação	Direta	Direta

Fonte: Adaptado de Sedra e Smith (2007, p.237)

Na operação do transistor como chave, alterna-se entre as regiões de corte e saturação. Já na operação como amplificador, busca-se a região linear, por este motivo utiliza-se o transistor na região ativa e evita-se as regiões de corte e saturação.

As correntes e polarizações do transistor  $n-p-n$  são representadas pela Figura 1. Pode-se observar a polarização reversa da junção coletor-base pela maior largura de sua região de depleção.

Figura 1 - Fluxo de portadores majoritários e minoritários no transistor *n-p-n*



Fonte: Adaptado de Boylestad, Nashelsky (2013, p.117)

O diagrama da Figura 1 permite a análise pelas leis de Kirchhoff da corrente no emissor  $I_E$ . Que é dada pela equação (3) em função da corrente de coletor  $I_C$  e da corrente de base  $I_B$ .

$$I_E = I_C + I_B \quad (3)$$

A corrente de coletor é, fundamentalmente, dada pela corrente de portadores minoritários que são injetados na base e a atravessam (sem recombinar na base), indo parar no coletor. A corrente de base é pequena uma vez que sua fraca dopagem e sua largura bastante estreita, provocam uma grande resistência de base, desta forma a maior parte dos portadores minoritários na base seguem para o coletor ao invés do terminal de base.

### 2.3.1 A configuração Base-Comum

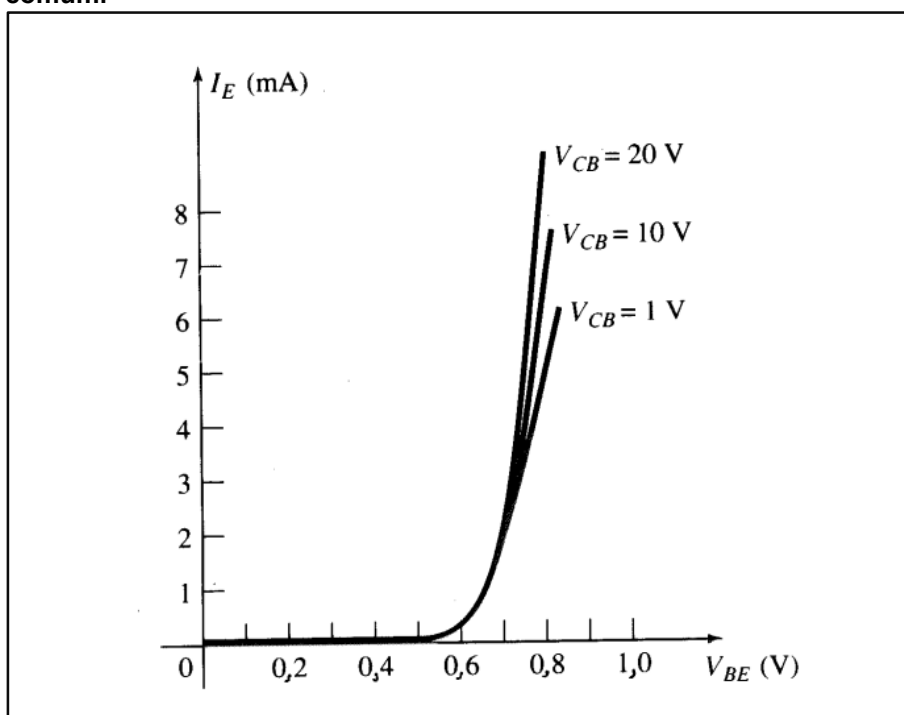
Base-Comum é o nome dado a ligação do transistor quando a base está ligada ao terminal terra, que é comum aos circuitos de entrada e saída. O circuito da Figura 1 mostra a polarização em base comum do transistor *n-p-n*. (MILLMAN; HALKIAS, 1981) Por se tratar de um dispositivo de três terminais é preciso dois conjuntos de curvas para descrever totalmente seu funcionamento: um conjunto para



os parâmetros de entrada e outro para os parâmetros de saída. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

Os parâmetros de entrada são dados pela curva da Figura 2 que relaciona a corrente de entrada  $I_E$  a uma tensão de entrada  $V_{BE}$  para diferentes valores de tensão de saída  $V_{CB}$ .

**Figura 2 – Curvas características de entrada para o transistor em base comum.**

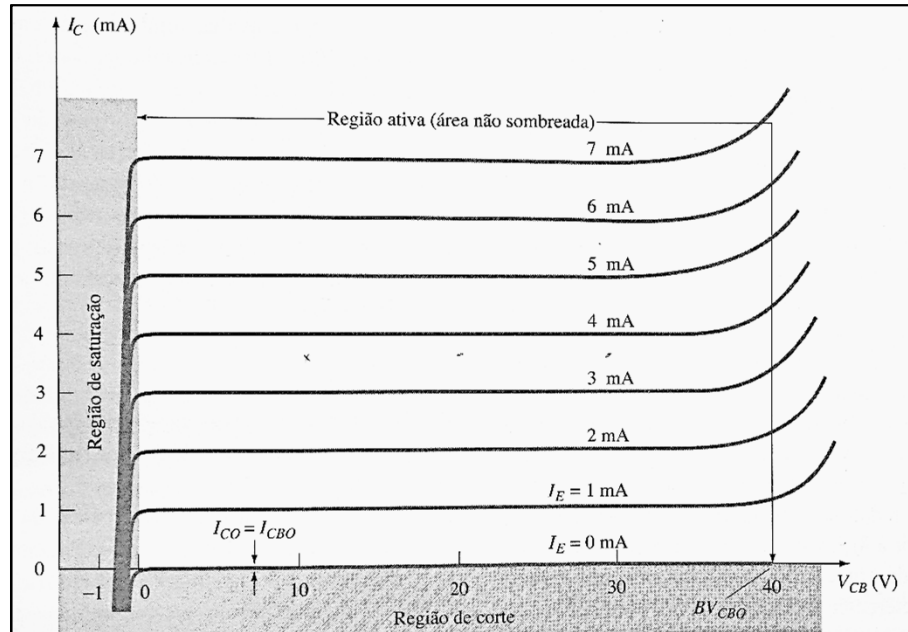


Fonte: Boylestad, Nashelsky (2013, p.118)

A medida que  $V_{BE}$  aumenta, a corrente  $I_E$  também aumenta e a curva lembra a do diodo. O aumento da tensão  $V_{CB}$  tem um efeito tão pequeno sobre  $V_{BE}$  que em uma primeira aproximação pode ser desprezado. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

O conjunto de dados de parâmetros de saída podem ser observados nas curvas da Figura 3 que relaciona a tensão  $V_{CB}$  com a corrente  $I_C$  para diversos valores de  $I_E$ . A figura está dividida em três regiões de acordo com o modo de operação que o TBJ se encontra. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

**Figura 3 – Curvas características de saída para o transistor em base comum**



Fonte: Adaptado de Boylestad, Nashelsky (2013, p.119)

Este conjunto de curvas mostra que, na região ativa, a corrente de coletor ( $I_C$ ) é praticamente a mesma que a corrente do emissor ( $I_E$ ) para a configuração base comum. Também nota-se que a tensão  $V_{CB}$  tem um efeito desprezível sobre a corrente  $I_C$ . A razão entre a corrente  $I_C$  e a corrente  $I_E$  é chamada de ganho de corrente em base comum e representada por  $\alpha_F$ , como descreve a equação(4). (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

$$\alpha_F = \frac{I_C}{I_E} \quad (4)$$

E para análise com sinais de corrente alternada com  $V_{CB}$  constante a razão alfa é dada pela equação(5)

$$\alpha_F = \left[ \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right]_{V_{CB}=cte} = \frac{i_C}{i_E} \quad (5)$$

Da equação(4) pode-se isolar a corrente de coletor, e sabendo que a razão  $\alpha$  é definida apenas para portadores majoritário, a expressão da corrente de coletor pode ser escrita como na equação(6). (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

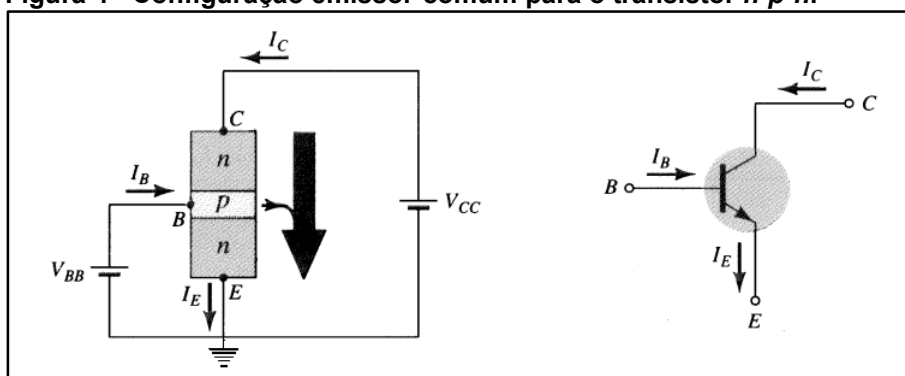
$$I_C = \alpha_F I_E + I_{CBO} \quad (6)$$

A parcela de corrente  $I_{CBO}$  (corrente de fuga, geralmente circulando pela superfície do silício) é muito pequena e pode quase sempre ser descartada. Somente em elevadas potências de trabalho ou em temperaturas elevadas esta parcela terá valores significativos.

### 2.3.2 A configuração Emissor-Comum

A configuração mais comumente utilizada do TBJ é a configuração emissor comum, em que o emissor é comum aos circuitos de entrada e saída. Considera-se entrada o circuito percorrido pela corrente  $I_B$ , e saída do circuito o coletor  $I_C$  conforme representado na Figura 4 para o transistor  $n-p-n$ . (MILLMAN; HALKIAS, 1911)

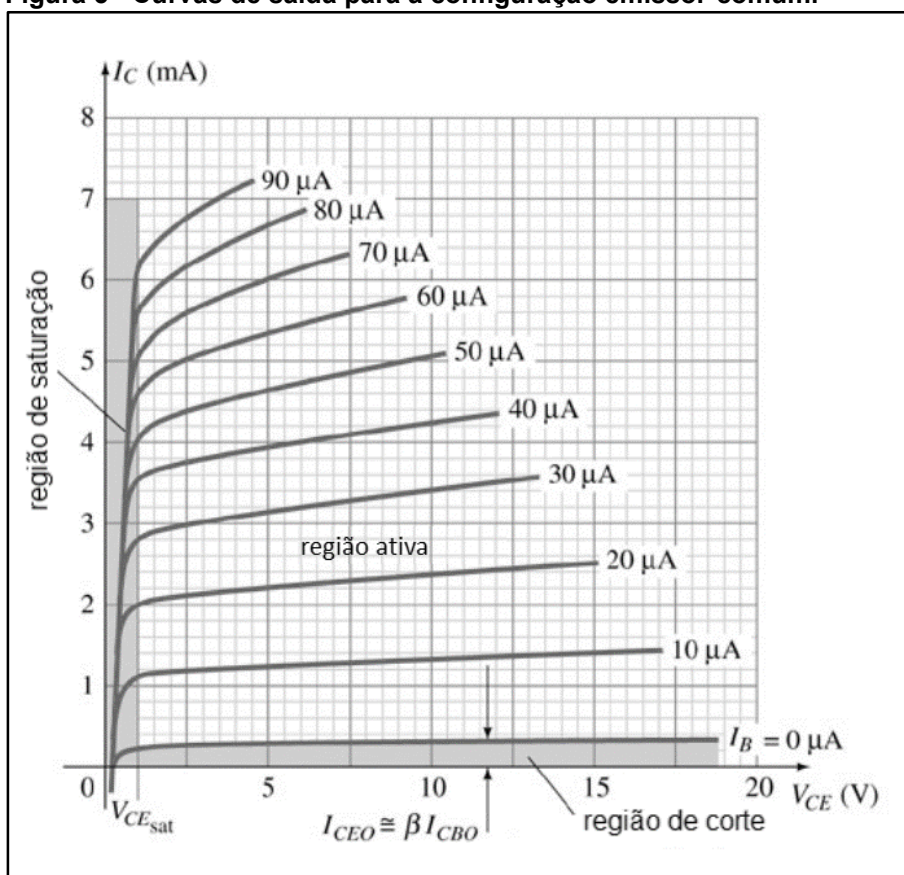
**Figura 4 - Configuração emissor-comum para o transistor  $n-p-n$ .**



**Fonte: Adaptado de Boylestad, Nashelsky (2013, p.86)**

As características de saída para o transistor nesta configuração são representadas por um conjunto de curvas da corrente de saída  $I_C$  pela tensão de saída  $V_{CE}$ , para diversos valores de corrente de entrada  $I_B$  como mostrados pela Figura 5.

**Figura 5 - Curvas de saída para a configuração emissor-comum.**

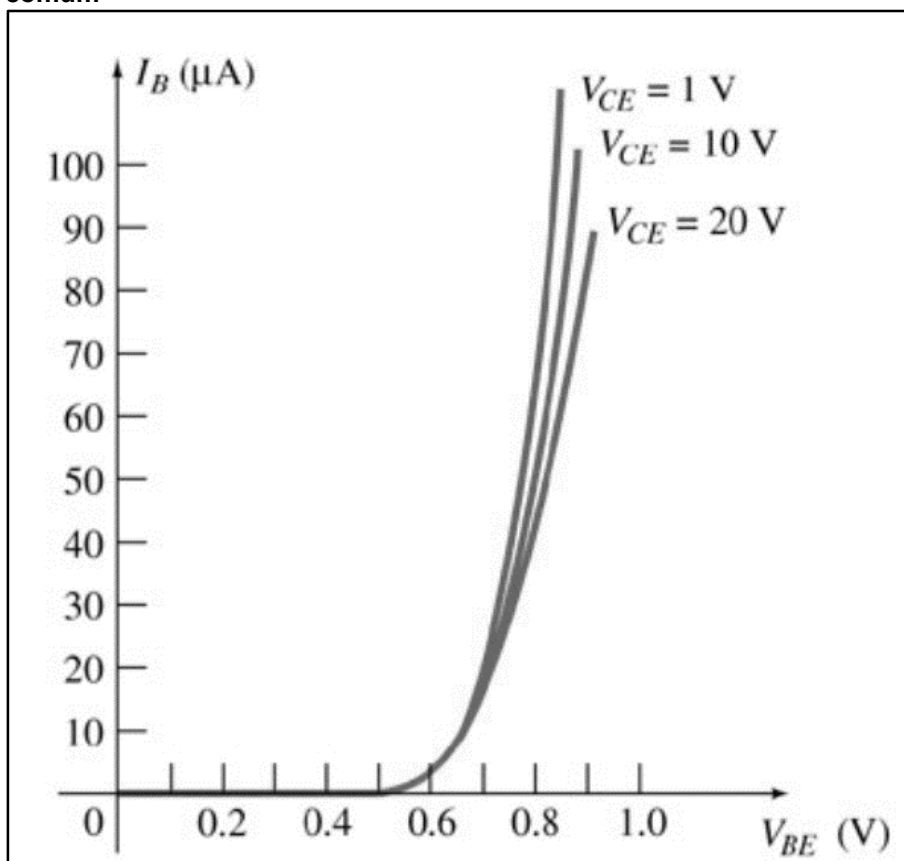


Fonte: Boylestad, Nashelsky (2013, p.123)

Das curvas da Figura 5 pode-se notar que o ganho de corrente para a configuração emissor comum é várias vezes maior que o ganho para a configuração base comum. Também pode-se notar que a corrente de saída tem uma pequena relação com a tensão  $V_{CE}$ .

Já as curvas de entrada relacionam os valores de  $I_B$  por  $V_{BE}$  para alguns valores de  $V_{CE}$ . As curvas de entrada para um transistor de silício na configuração emissor comum são mostradas na Figura 6

Figura 6 - Curvas de saída para o transistor na configuração emissor-comum



Fonte: Boylestad, Nashelsky (2013, p.123)

Das curvas da Figura 6 conclui-se que a tensão  $V_{BE}$  tem uma pequena variação com relação a variação da tensão  $V_{CE}$  e muitas vezes é aproximada para 0.7V. (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

O valor do ganho de corrente direto em emissor comum, quando o transistor está na região ativa, é chamado de  $\beta_F$  e é calculado pela razão entre a corrente de coletor e de base do transistor. Dado pela expressão

$$\beta_F = I_C / I_B \quad (7)$$

E a relação entre  $\beta_f$  e  $\alpha_F$  pode ser obtida de forma algébrica a partir das equações(3), (4) e (7).

Aplica-se a equação(3) na equação(4) obtém-se a equação(8)

$$\alpha_F = \frac{I_C}{I_C + I_B} \quad (8)$$

Rearranja-se a equação (7) e aplica-se a equação (8) chega-se a equação (9)

$$\alpha_F = \frac{I_C}{I_C + \frac{I_C}{\beta_F}} \quad (9)$$

Simplifica-se a equação (9) chega-se a equação (10) que permite obter  $\alpha_F$  a partir de  $\beta_F$ .

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \quad (10)$$

Rearranja-se a equação (3) e aplica-se na equação (7) obtém-se a equação (11)

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_E - I_C} \quad (11)$$

Rearranja-se a equação (4) e aplica-se na equação (11) obtém-se a equação (12)

$$\beta_F = \frac{I_C}{\frac{I_C}{\alpha_F} - I_C} \quad (12)$$

Simplifica-se a equação (12) chega-se a equação (13) que permite obter  $\beta_F$  a partir de  $\alpha_F$ .

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (13)$$

Ao se operar o transistor na região ativa reversa, ou seja com o coletor operando como emissor, e o emissor operando como coletor, ter-se-á da mesma forma uma junção polarizada diretamente e a outra de forma reversa. Os princípios de funcionamento serão os mesmos, com a diferença de que as dopagens dos

elementos coletor emissor e base ficariam ao contrário. Logo o transistor teria uma alta impedância de entrada e uma baixa impedância de saída. Desta forma valem equações similares as da polarização direta.

$$\alpha_R = I_{Cr}/I_{Er} \quad (14)$$

$$\beta_R = I_{Cr}/I_{Br} \quad (15)$$

$$\alpha_R = \frac{\beta_R}{\beta_R + 1} \quad (16)$$

e

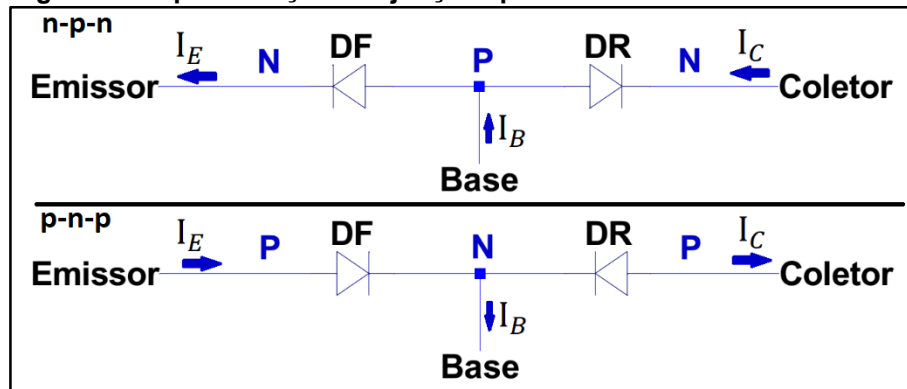
$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{\alpha_R - 1} \quad (17)$$

Os valores dos ganhos direto e reverso, assim como as relações de corrente, permitem descrever o funcionamento do transistor e são usados nos modelos apresentados nesta revisão.

## 2.4 O modelo Ebers-Moll

O modelo Ebers-Moll permite estudar o comportamento do transistor em qualquer condição de polarização e para o estudo de seu comportamento em grandes sinais. Este modelo parte da representação das junções de um transistor por dois diodos ligados em sentido contrário como visto no diagrama da Figura 7.

Figura 7 - Representação das junções por dois diodos



Fonte: Próprio Autor

Apenas os dois diodos não seriam suficientes para descrever as correntes no transistor, pois não é possível verificar a corrente que atravessa a base e atinge o coletor, ou a corrente que atravessa a base atingindo o emissor. Desta forma, toda a corrente passaria pela base. Portanto adicionam-se duas fontes de corrente para representar estas correntes entre os terminais de emissor e base e os terminais de coletor e base.

A fonte de corrente entre a base e o emissor é definida como

$$I_{BE} = \alpha_R I_R \quad (18)$$

onde  $I_R$  é a corrente que passa pelo diodo entre o coletor e a base.

A fonte de corrente entre o coletor e a base é definida como

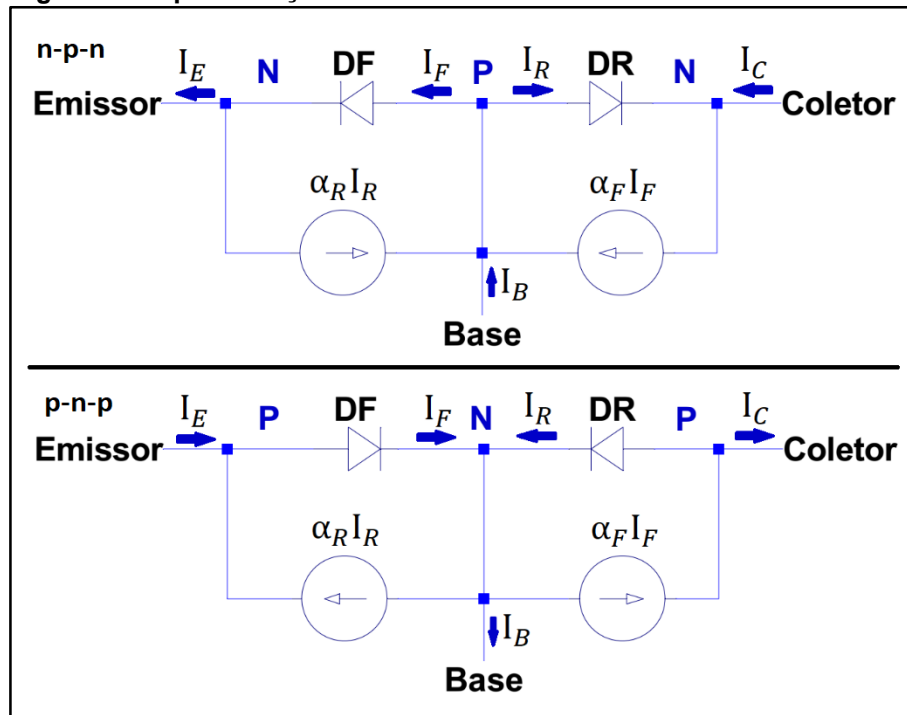
$$I_{CB} = \alpha_F I_F \quad (19)$$

onde  $I_F$  é a corrente que passa pelo diodo entre o emissor e a base.

O modelo de Ebers-Moll com as fontes de corrente é mostrado no diagrama da Figura 8.



Figura 8 - Representação Modelo Ebers-Moll



Fonte: Próprio Autor

Se chamarmos a corrente de saturação do diodo que representa a junção BE de  $I_{ES}$  e a corrente de saturação do diodo que representa a junção CB de  $I_{CS}$  então a corrente de cada junção pode ser calculada por:

$$I_F = I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad (20)$$

$$I_R = I_{CS} \left( e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1 \right) \quad (21)$$

De posse destas equações pode-se calcular as três equações do modelo Ebers-Moll.

A análise do circuito do modelo permite inferir que

$$I_E = I_F - \alpha_R I_R \quad (22)$$

Aplica-se as equações (20) e (21) na equação (22) e obtém-se

$$I_E = I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left( e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \quad (23)$$

Também pode-se inferir da análise do circuito do modelo que

$$I_C = \alpha_R I_F - I_R \quad (24)$$

Aplica-se as equações (20) e (21) na equação (24) e obtém-se

$$I_C = \alpha_R I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left( e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1 \right) \quad (25)$$

Da análise do circuito infere-se uma terceira relação

$$I_B = I_E - I_C \quad (26)$$

Por último é importante mostrar a Relação de Reciprocidade

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S \quad (27)$$

As três equações do modelo Ebers-Moll, equações (23), (25) e (26), permitem calcular todas as tensões e correntes no transistor bipolar de junção.

## 2.5 O modelo de pequenos sinais $\pi$ -híbrido

O modelo Ebers-Moll mostra-se eficaz para o estudo do transistor submetido a grandes sinais, porem para o estudo do funcionamento do transistor quando submetido a pequenos sinais de corrente alternada em torno de um ponto de operação, faz-se necessário um outro modelo que represente melhor o TBJ para este modo de operação. (SEDRA; SMITH, 2007)

O modelo  $\pi$ -híbrido do transistor bipolar permite analisar o transistor polarizado em um ponto com um pequeno sinal ac na entrada. Faz se uso da derivada para calcular a variação da corrente de coletor em função de pequenas variações de  $V_{BE}$ , portanto sendo  $V_{BE0}$  a tensão de polarização base-emissor e  $I_{C0}$  a corrente de polarização do coletor, deriva-se  $I_C$  em torno do ponto  $V_{BE} = V_{BE0}$ .

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad (28)$$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{d}{dV_{BE}} \left[ \alpha_F I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \right] \quad (29)$$

como

$$e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1 \quad (30)$$

pode-se dizer sem grandes perdas de informação que

$$I_C = \alpha_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (31)$$

e

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{d}{dV_{BE}} \left[ \alpha_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \right] \quad (32)$$

calculando-se a derivada do lado direito fica

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{1}{V_T} \left[ \alpha_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \right] \quad (33)$$

como a parte entre colchetes é igual a  $I_C$

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_C}{V_T} \quad (34)$$

chama-se esta derivada de transcondutância de junção ( $gm$ ) e quando  $I_C = I_{C0}$  temos

$$gm = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_C}{V_T} \quad (35)$$

pode-se então calcular a variação de  $I_C$  em relação a uma variação de  $V_{BE}$  em torno do ponto  $I_C = I_{C0}$  pela expressão

$$dI_C = gm \times dV_{BE} \quad (36)$$

considerando pequenas variações em torno do ponto de operação, tem-se uma região linear e, portanto:

$$\frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{i_c}{v_{be}} \quad (37)$$

das equações (35) e (36), obtém-se a primeira relação do modelo  $\pi$ -híbrido .

$$i_c = v_{be} \times gm \quad (38)$$

Para representar a corrente da base, o modelo  $\pi$ -híbrido usa um resistor conectado entre a base e o emissor. Esta resistência é chamada de  $r_\pi$  que pode ser calculada a partir da expressão

$$i_c = \beta_F \times i_b \quad (39)$$

aplica-se a equação (39) em (38)

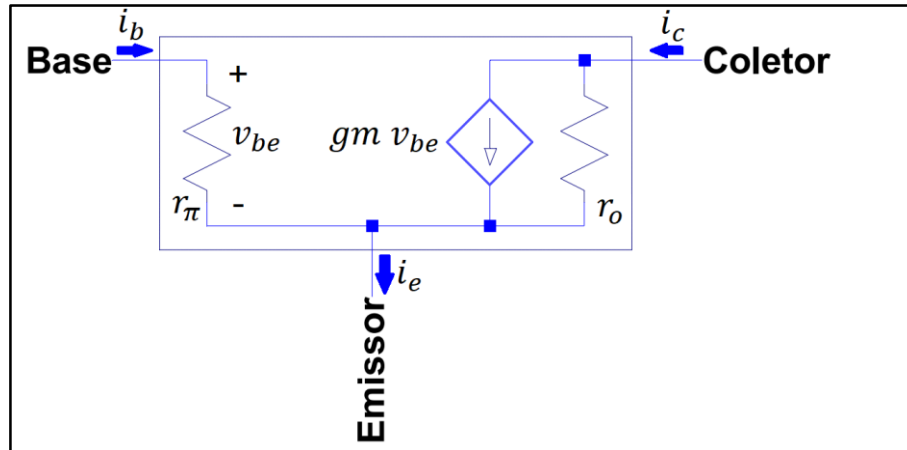
$$v_{be} \times gm = \beta_F \times i_b \quad (40)$$

desta expressão pode se obter a segunda expressão do modelo  $\pi$ -híbrido dada pela equação (41).

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\beta_F}{gm} \quad (41)$$

A Figura 9 mostra o circuito do modelo  $\pi$ -híbrido do transistor.

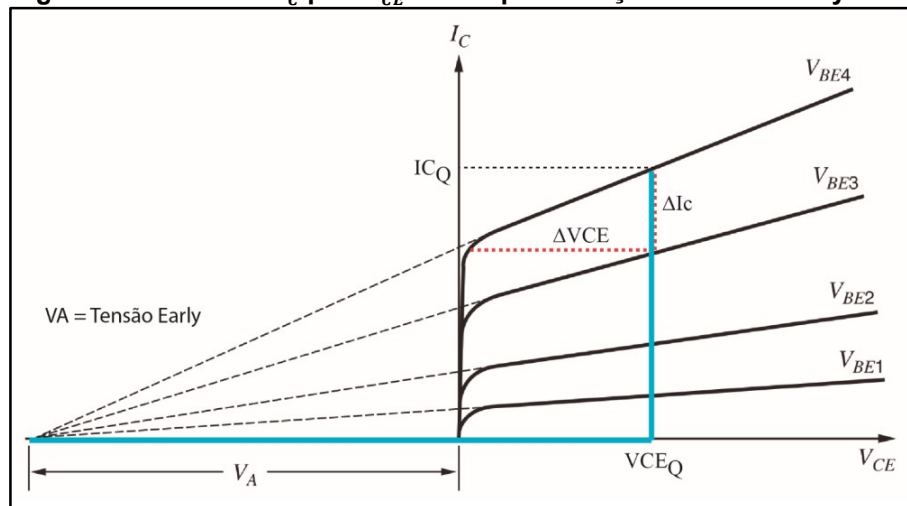
**Figura 9 - O modelo  $\pi$ -híbrido**



Fonte: Adaptado de Sedra e Smith (2007, p.421)

Para completar este modelo basta apenas calcular-se o valor da resistência  $r_o$  que tem por finalidade incluir no modelo as variações da corrente  $i_c$  com respeito a variação da tensão  $V_{CE}$ . Esta variação ocorre por meio do efeito Early e é causado pela diminuição da largura efetiva da base, em resposta a um aumento da tensão na junção inversamente polarizada. Como pode-se verificar na curva de  $i_c$  por  $V_{CE}$  com  $V_{BE}$  constante da Figura 10

Figura 10 - Curva de  $I_C$  por  $V_{CE}$  com representação do efeito early.



Fonte: Adaptado de Sedra e Smith (2007, p.226)

Mesmo que a tensão  $V_{BE}$  seja constante, uma variação de  $V_{CE}$  provoca variação da corrente  $i_c$ , no modelo temos que

$$i_c = \frac{V_{CE}}{r_o} \quad (42)$$

e da curva da figura temos que

$$i_c = V_{CE} \frac{I_{Co}}{VA} \quad (43)$$

logo a resistência  $r_o$  do modelo é dada pela equação(44)

$$r_o = \frac{VA}{I_{Co}} \quad (44)$$

### 3 CIRCUITO DE MEDIDA DO TRANSISTOR BIPOLAR

Este capítulo trata do circuito de medição que será utilizado para caracterizar o transistor. E de uma simulação computacional que permite verificar características de seu funcionamento.

#### 3.1 Amplificador Operacional OP07

O amplificador operacional (op-amp) é um circuito integrado com duas entradas, e uma saída, em que o valor de tensão da saída é um múltiplo do valor da diferença das tensões nas entradas. As entradas são chamadas de entrada inversora e entrada não inversora. A relação entre a tensão das entradas e o sinal de saída para o op-amp ideal é dado por:

$$V_o = A(V_+ - V_-) \quad (45)$$

Sendo

A o ganho de tensão do op-amp;

$V_+$  a tensão na entrada não inversora;

$V_-$  a tensão na entrada inversora;

$V_o$  a tensão na saída do op-amp;

As principais características de um op-amp ideal são, impedância de entrada infinita, impedância de saída nula, ganho de tensão infinito, e ausência de limitações em frequência e amplitude.

Para o circuito em malha fechada com realimentação negativa, devido a característica de ganho infinito, a tensão do terminal da entrada inversora aproxima-se da tensão da entrada não inversora, idealmente se igualando a esta. Portanto, se comportam como se ambos os terminais estivessem ligados ao mesmo potencial. Desta forma pode-se dizer que existe um curto circuito virtual entre os terminais. Quando conectamos o terminal não inversor ao terra, o terminal inversor apresenta o mesmo potencial, e pode-se então chama-lo de um terra virtual. (SEDRA; SMITH, 2007)

O amplificador operacional ideal, é uma ferramenta que permite uma simplificação do equacionamento e compreensão do funcionamento de op-amps, porém na prática ele é impossível de ser construído. Pode-se no entanto construir circuitos op-amps com características próximas as do op-amp ideal para determinadas condições de operação, desta forma basta que se escolha um op-amp comercial que atenda as especificações do circuito a ser projetado.

Para o projeto do caracterizador foram escolhidas as seguintes características de projeto. Corrente de entrada menor que 100nA, uma ordem de grandeza menor que a menor corrente que se deseja medir; operar no nível de tensão necessário para fazer-se as medidas (maior que 10V); ter valor acessível.

Escolheu-se para este projeto o op-amp OP07C, que segundo o datasheet do componente possui corrente de entrada típico de 2,2nA, opera com tensões de entrada simétricas de até 14V, e pode ser comprado diretamente de lojas no mercado nacional.

### 3.2 Circuito de um eletrômetro com op-amp

Como visto na seção 2.4, ao controlar-se a tensão da junção Base-Coletor de forma a deixá-la nula, a corrente gerada pela junção BC é nula e a corrente de coletor no transistor fica simplesmente dada por:

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad (46)$$

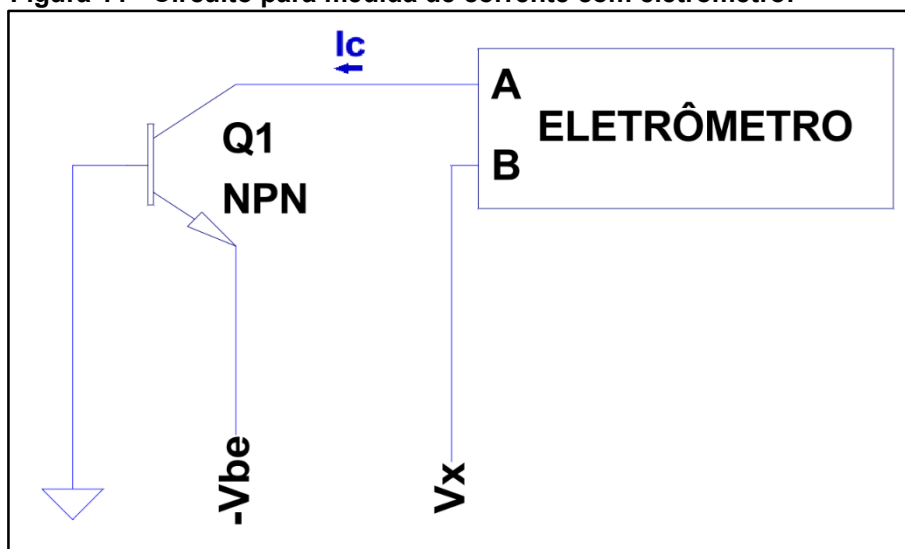
O que permite calcular o valor de  $\alpha_F I_{ES}$  facilmente ao medir-se  $I_C$  em função de  $V_{BE}$ . Ao medir simultaneamente  $I_B$  em função de  $V_{BE}$ , pode-se traçar a curva de  $\beta_F$  em função de  $I_C$ . Invertendo-se os terminais de coletor e emissor do transistor, obtém-se com as mesmas medidas os valores de  $\alpha_R I_{CS}$ ,  $\beta_R$ . A medida de  $V_{AF}$  será feita medindo-se para um determinado valor de  $V_{BE}$  o valor de  $I_C$  para diferentes valores de  $V_{CB}$ .

É de fundamental importância na medida do transistor que a tensão na junção BC seja nula, independentemente do valor da corrente que passa no transistor. Para isso, o esquema utilizado para a medida de transistores é, geralmente, baseado no emprego de eletrômetros, equipamentos caros e sofisticados.



A grande vantagem do eletrômetro é que pode medir a corrente em um terminal e, simultaneamente, definir a tensão neste terminal através de outro terminal. Na Figura 11 está representado um esquema de medida da corrente de coletor em um transistor usando um eletrômetro, onde a corrente  $I_C$  é medida pelo terminal A enquanto a tensão que é forçada no coletor do transistor é dada pela fonte de tensão que está ligada ao terminal B.

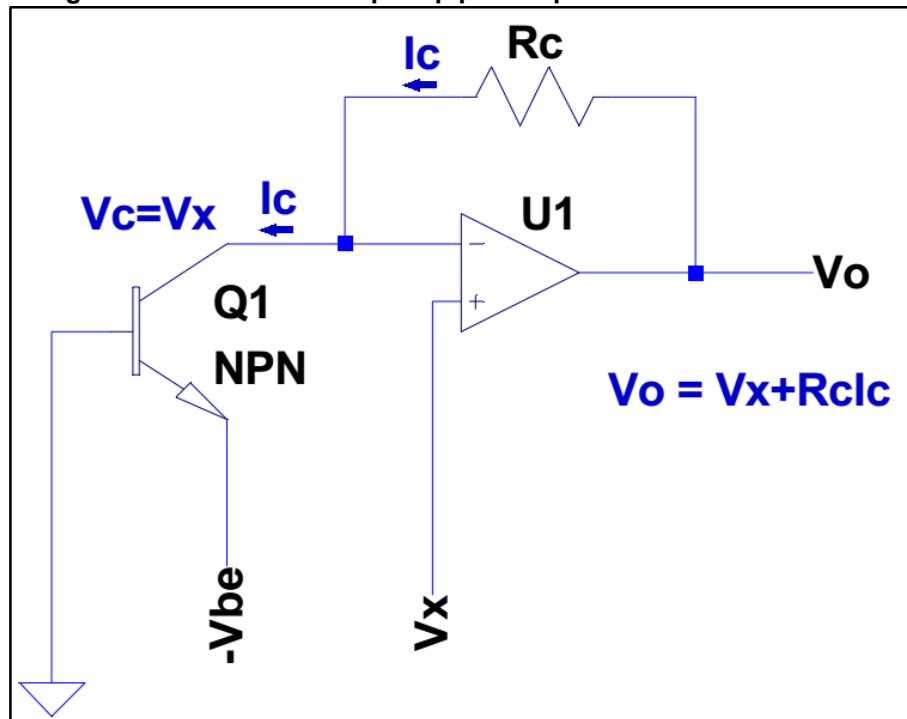
Figura 11 - Circuito para medida de corrente com eletrômetro.



Fonte : Autoria Própria

Uma forma simples de implementar um circuito de um eletrômetro é utilizar um amplificador operacional (op-amp) ligado como na Figura 12.

Figura 12 - Circuito com op-amp para implementar um eletrômetro.



Fonte : Autoria Própria.

Considerando-se um op-amp ideal, a realimentação negativa (feita com o resistor  $R_c$ ) força que a tensão nas entradas inversoras e não inversoras do op-amp ficam com o mesmo potencial. Portanto, a tensão que aparece no coletor do transistor é igual a  $V_x$ , independentemente do valor da corrente que passa pelo coletor. Ao utilizar-se um op-amp de corrente de entrada muito pequena (da ordem de alguns nA), pode-se desprezar a corrente de entrada e considerar que a corrente de coletor do transistor circula pelo resistor  $R_c$ , fazendo com que a queda de tensão sobre  $R_c$  seja igual a  $(R_c I_c)$  e, portanto, o valor da tensão na saída do op-amp  $V_o$  é dada por:

$$VOC = VXC + RcIc \quad (47)$$

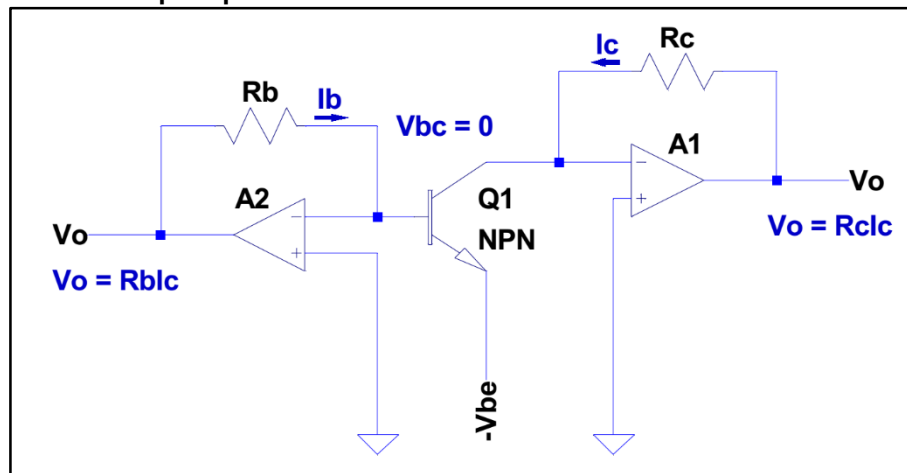
O mais interessante é que se  $VXC = 0$ , o valor de  $I_c$  fica determinado simplesmente por

$$Ic = \frac{VOC}{Rc} \quad (48)$$

Ou seja, medindo-se o valor de  $VOC$  e conhecendo-se o valor de  $Rc$ , o valor de  $I_c$  está determinado.

Deve-se lembrar que para caracterizar o transistor, é necessário também medir a corrente de base  $I_B$ . No circuito da Figura 13 apresenta-se uma proposta onde ao aplicar-se o mesmo princípio do eletrômetro ao terminal da base, de forma que a base fica aterrada (a realimentação negativa no op-amp A2 força que o terminal da base do transistor se iguale ao potencial terra) e a corrente de base é medida de forma similar à da explicação anterior. Com isso, usando um circuito com apenas dois op-amps, pode-se medir as correntes de coletor e de base, com controle independente sobre a polarização da junção BC, que para a maioria dos experimentos deve ser nula.

**Figura 13 - Um circuito com dois op-amps força  $V_{CB} = 0$  no transistor e as correntes de base e coletor são medidas através das tensões de saída dos op-amps A1 e A2.**



Fonte : Autoria Própria.

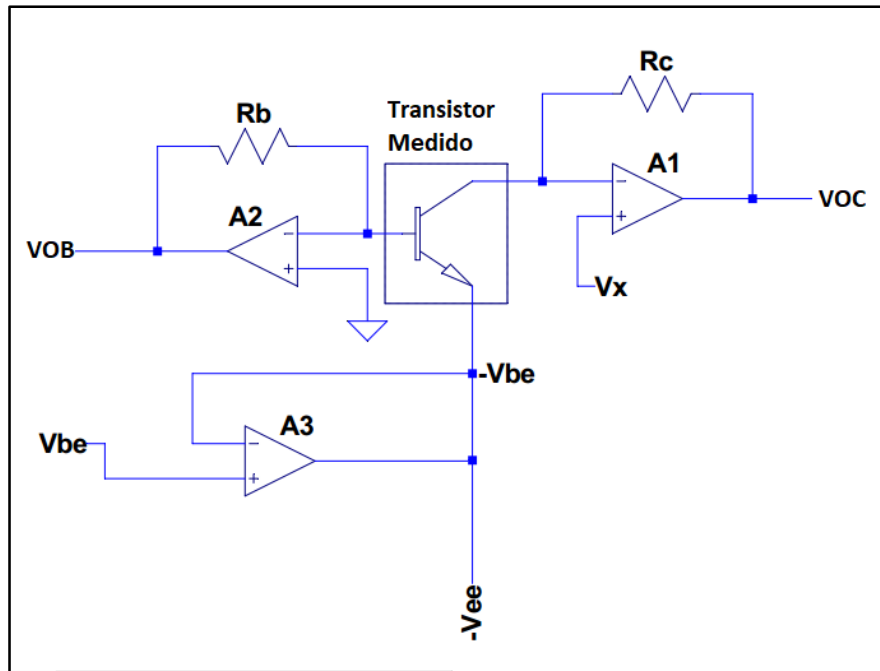
A equação para calcular a corrente  $I_B$  é análoga a equação da corrente  $I_C$  equação (48).

$$I_B = \frac{V_{OB}}{R_b} \quad (49)$$

### 3.3 Proposta de circuito para caracterização de um transistor bipolar

Para a implementação de um circuito analógico que possa medir as curvas de  $I_C \times V_{BE}$  e  $I_B \times V_{BE}$ , utilizaremos três op-amps OP-07, três transistores e alguns resistores. O diagrama básico do circuito de medida é apresentado na Figura 14.

Figura 14 - Diagrama básico do sistema automático de medida das curvas características de um transistor, para cálculo dos parâmetros do modelo de Ebers-Moll.



Fonte : Autoria Própria.

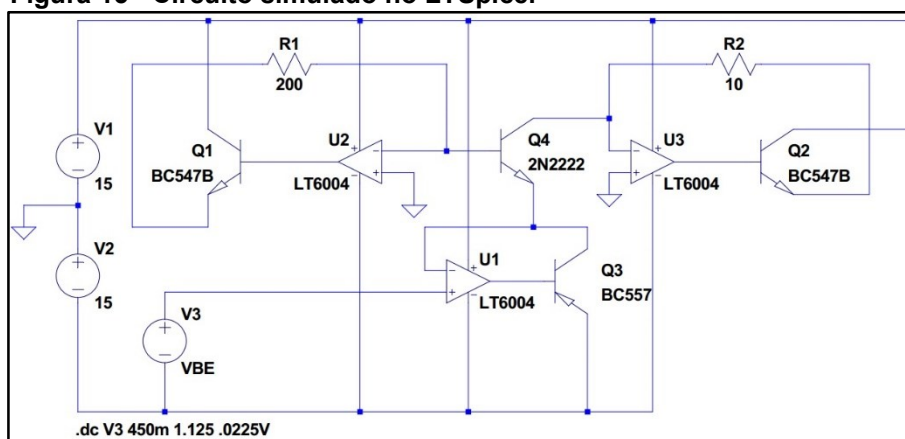
A tensão  $V_x$  de polarização do coletor do transistor sob medida é aplicada no terminal de entrada positivo do op-amp A1. Essa tensão é normalmente zero, porém para a medida da tensão Early  $V_A$ , é necessário aplicar uma tensão (algo em torno de 10 V por exemplo), para que a variação da corrente  $I_C$  ao ser medida, permita o cálculo da tensão Early.

Os dados coletados de todas as curvas serão apresentados em gráficos (usando o software livre gnuplot), de forma que se possa obter as curvas do transistor após as rotinas de medidas, e também os valores para os parâmetros de simulação.

### 3.4 Simulação do circuito proposto

A parte analógica do circuito foi simulada, com algumas simplificações, usando o simulador LTSpice. O circuito simulado e apresentado na Figura 15.

Figura 15 - Circuito simulado no LTSpice.



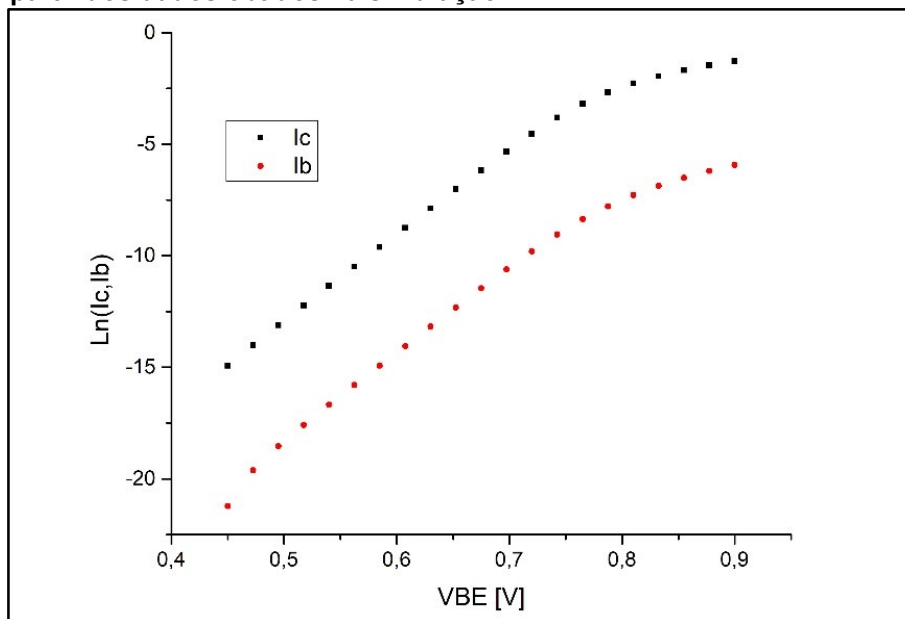
Fonte : Autoria Própria.

A Fonte V3 gera tensões  $V_{BE}$  variando entre 450 mV e 1,125 V que são aplicadas na entrada não inversora do amplificador operacional U1.

Os transistores Q1, Q2 e Q3 são usados apenas como buffers, para aumentar a capacidade de fornecimento de corrente dos op-amps U1, U2 e U3. O transistor que está sendo medido é um 2N2222. Nesta medida a tensão  $V_{CB}$  é mantida igual a zero, pois não se está medindo a tensão Early.

O gráfico da Figura 16 foi gerado a partir dos dados exportados pelo LTSpice das simulações de  $I_C \times V_{BE}$  e de  $I_B \times V_{BE}$ , de forma similar ao que pretende-se disponibilizar com o circuito de medida. Os gráficos apresentados são de  $\ln(I_C)$  e  $\ln(I_B)$  em função de  $V_{BE}$ . Como pode-se observar, estes gráficos apresentam uma parte linear (para baixos valores de corrente) e depois o transistor entra em uma região onde as curvas tem uma variação na inclinação.

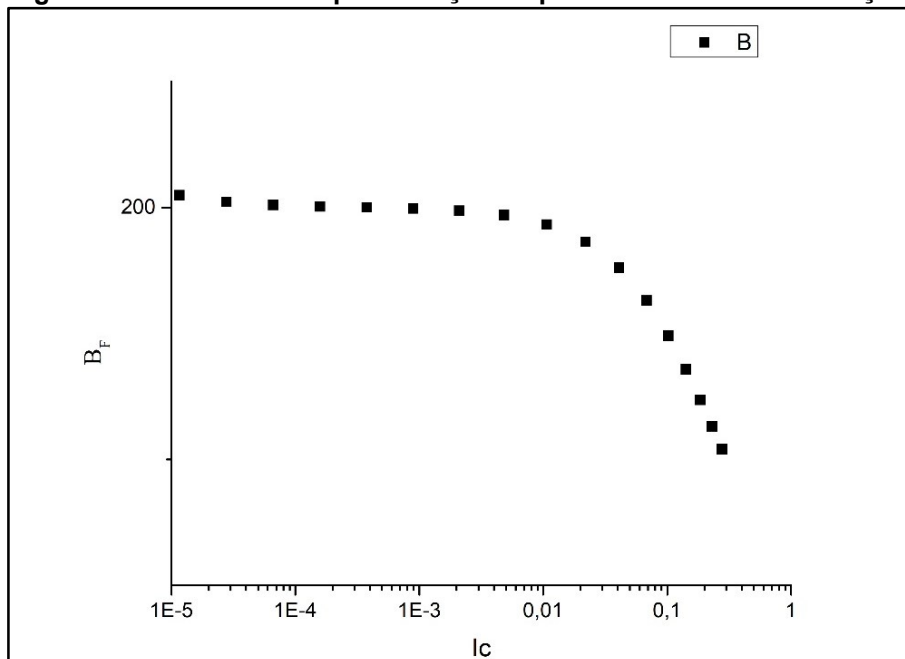
**Figura 16 - Fig. Gráficos de  $\ln(I_C)$  e  $\ln(I_B)$  em função de  $V_{BE}$ , traçado a partir dos dados obtidos na simulação.**



**Fonte : Autoria Própria.**

Outro gráfico importante do transistor é o gráfico de  $\beta_F$  em função de  $I_C$ , Figura 17, que pode ser obtido dos dados  $I_C$  e  $I_B$  em função de  $V_{BE}$ . Neste gráfico pode-se observar que a região do gráfico onde as inclinações das curvas  $\ln(I_C)$  e  $\ln(I_B)$  mudam as inclinações resultam numa queda acentuada do valor de  $\beta_F$ .

**Figura 17 – Gráfico de  $\beta_F$  por  $I_C$  traçado a partir de dados da simulação.**



**Fonte : Autoria Própria.**

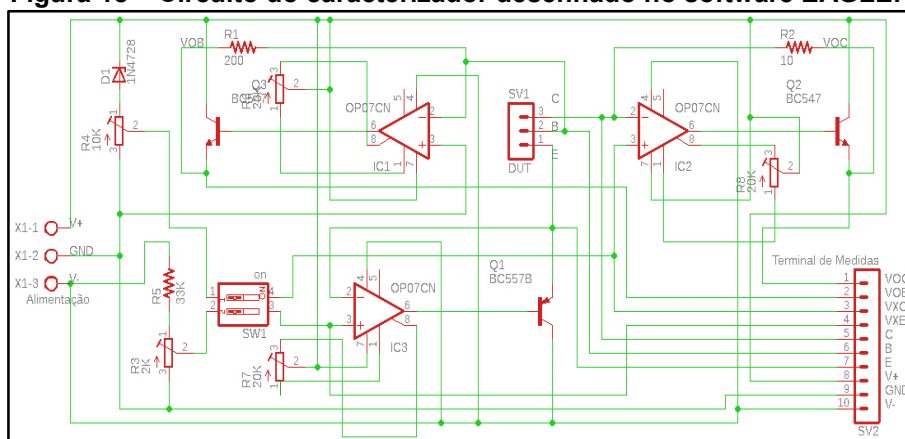
## 4 PROTÓTIPO DO CARACTERIZADOR DE TRANSISTORES.

Esta secção trata da construção e testes do circuito caracterizador, e também da obtenção de parâmetros do modelo SPICE para um transistor.

### 4.1 Construção do protótipo.

O protótipo do circuito de medidas construído, conta com os circuitos tipo eletrômetro, e o controlador do nível de tensão de coletor propostos. Também com dois divisores resistivos que permitem gerar manualmente diferentes níveis de tensão. Estes níveis de tensão serão aplicados ao transistor, para que se possa medir as correntes de coletor e base, e estimar também a corrente do emissor. O circuito de medidas também possui um conector em linha de 10 pinos, que se conecta a cada ponto de medida do circuito para que se possa fazer as medições do transistor, e um borne de 3 conectores permite a alimentação por uma fonte simétrica de tensão de 15V. O esquemático do circuito mostrado na Figura 18 foi desenhado no software EAGLE.

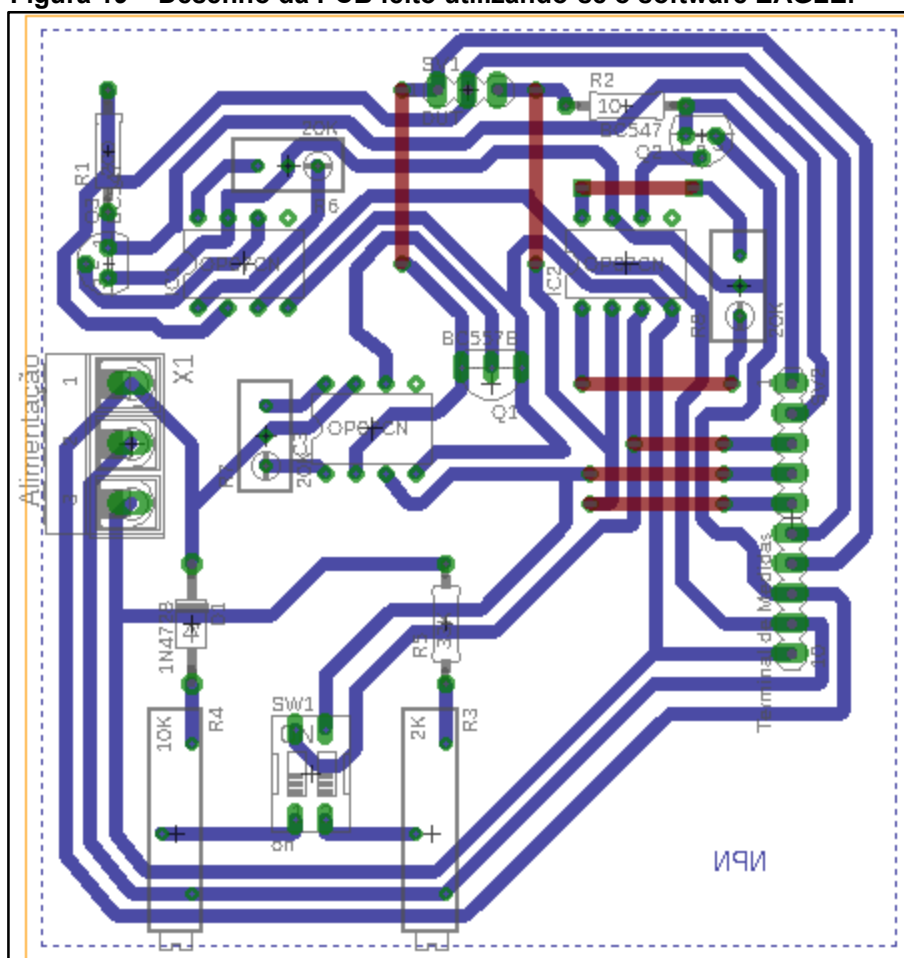
**Figura 18 – Circuito do caracterizador desenhado no software EAGLE.**



**Fonte : Autoria Própria.**

O layout da placa de circuito impresso (PCB) do circuito de medidas é mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Desenho da PCB feito utilizando-se o software EAGLE.



Fonte : Autoria Própria.

Confeccionou-se a PCB e soldou-se os componentes, e foi feita a primeira tentativa de caracterizar-se o transistor 2n2222.

Após esta primeira tentativa constatou-se alguns problemas com o circuito de medição. Primeiramente constatou-se que o offset de tensão dos op-amps apresentava valores da ordem de 5mV. Identificou-se que eram causados por op-amps de baixa qualidade, que não atendiam os parâmetros descritos no datasheet do componente (que prevê um offset de 100  $\mu$ V). Substituindo os op-amps defeituosos notamos um problema um pouco mais sutil, porém relevante. Uma corrente da ordem de dezenas de mA utilizadas na medição passava por parte do circuito de realimentação dos op-amps, e criava uma queda de tensão devido a resistência da trilha do PCB, isto provocava uma divergência entre as tensões nos terminais A e B dos eletrômetros. Foram feitas algumas conexões que permitiram que os *loops* de realimentação dos op-amps não mais compartilhassem as partes do circuito com



correntes significativas, e também para permitir uma menor resistência entre os terminais de referência (terra).

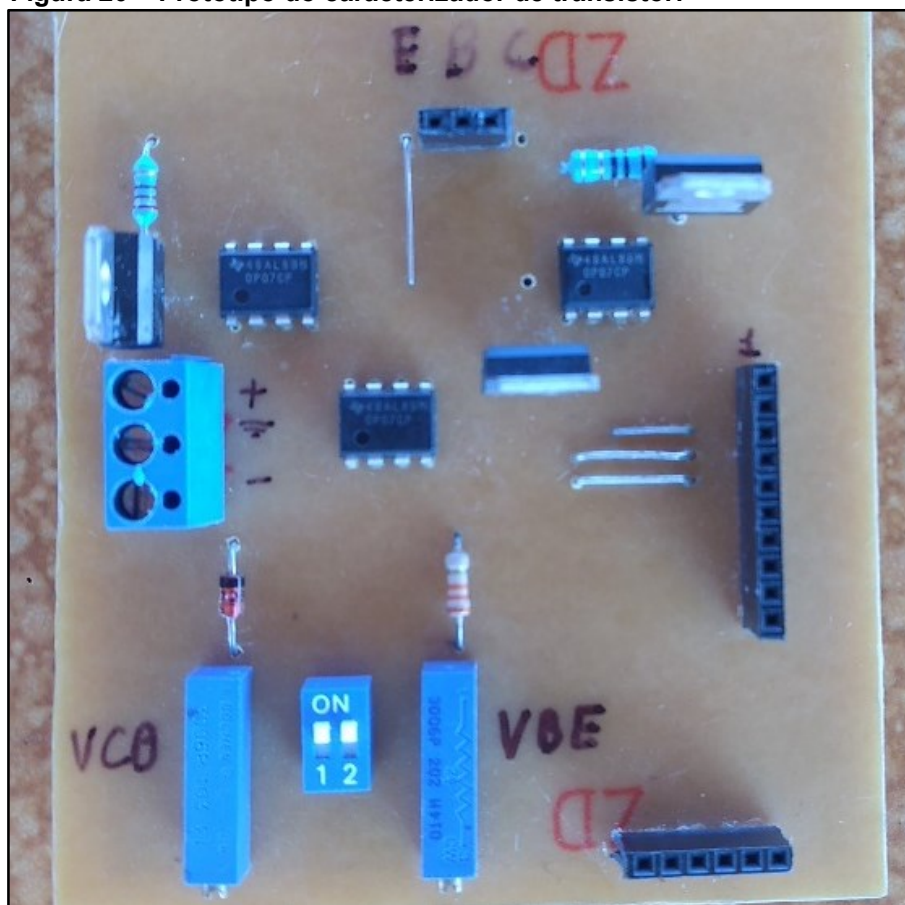
Um conector em linha com 6 pinos foi adicionado, são 6 conexões adicionais com o terra do circuito, para ser usado como referência para demais equipamentos de medida, como por exemplo os multímetros.

Adicionaram-se também capacitores de 100nf aos terminais de alimentação dos op-amps para filtrar possíveis oscilações e garantir um sinal com menos ruído.

Por fim substituíram-se os transistores usados como buffers para aumentar a corrente dos op-amps por TIP102 e TIP107, que são capazes de dissipar uma maior potência e permitem uma maior flexibilidade ao se configurar o circuito para efetuar-se as medidas, sendo mais tolerantes a surtos acidentais de corrente. Estes transistores foram escolhidos por apresentarem bom ganho, garantindo uma pequena corrente na saída dos op-amps, e por serem construídos em um encapsulamento com maior capacidade de dissipação térmica, dispensando para este projeto a utilização de dissipadores de calor. Os transistores TIP102 e TIP107 são arranjos darlington.

A Figura 20 mostra uma imagem do protótipo do circuito caracterizador de transistor após os retrabalhos.

**Figura 20 – Protótipo do caracterizador de transistor.**



Fonte : Autoria Própria.

Após estes retrabalhos verificou-se que o circuito de medição operou de forma satisfatória, seguindo os parâmetros de projeto, e que as correções surtiram o efeito desejado.

#### 4.2 Caracterização manual do transistor 2n2222

Utilizou-se como fonte de energia um pack de baterias do tipo AA de 20 células em série, com uma conexão central para fornecer a tensão simétrica de 15V, este arranjo apresenta pouco ruído e é uma solução de baixo custo. Ajustou-se, através do divisor resistivo que controla a tensão  $V_{CB}$ , o nível da tensão no coletor para 0V, ajustando-se o potenciômetro a esquerda da placa, e através do divisor resistivo que controla o  $V_{BE}$ , o valor da tensão  $V_{BE}$  para vários valores, em incrementos de 4mV mudando os valores do potenciômetro do lado esquerdo da placa. Anotou-se os valores das tensões nos resistores dos eletrômetros da base e coletor para cada valor de tensão aplicado. A Figura 21 mostra o experimento, onde o multímetro a direita

está medindo a tensão no resistor do eletrômetro da base (VOB), o multímetro ao meio mede a tensão no resistor do eletrômetro do coletor (VOC), e o multímetro da direita mede a tensão do emissor ( $-V_{BE}$ ). Neste Experimento todos os voltímetros estão referenciados ao terra do circuito de medição, por isto a tensão  $V_{BE}$  aparece com sinal negativo.

**Figura 21 – Experimento medição das correntes  $I_C$  e  $I_B$  para o transistor 2n2222.**



Fonte : Autoria Própria.

Os valores de tensão foram anotados em uma tabela e foram calculados os valores das correntes de base e de coletor a partir destes valores usando as equações (48) e (49) que também foram anotados na Tabela 1.

**Tabela 1 – Resultados anotados do primeiro experimento, medição de  $I_C$  e  $I_B$  para diferentes valores de  $V_{BE}$ .**

VOC(V)	VOB(V)	$V_{BE}$ (V)	$I_C$ (A)	$I_B$ (A)
0,00094	0,0001	0,55	9,49495E-05	4,65E-07
0,00108	0,00012	0,554	0,000109091	5,58E-07
0,00129	0,00014	0,558	0,000130303	6,51E-07
0,00147	0,00016	0,562	0,000148485	7,44E-07
0,00165	0,00019	0,566	0,000166667	8,84E-07
0,00196	0,00022	0,57	0,00019798	1,02E-06
0,00227	0,00026	0,574	0,000229293	1,21E-06
0,00269	0,0003	0,578	0,000271717	1,4E-06
0,00307	0,00035	0,582	0,000310101	1,63E-06

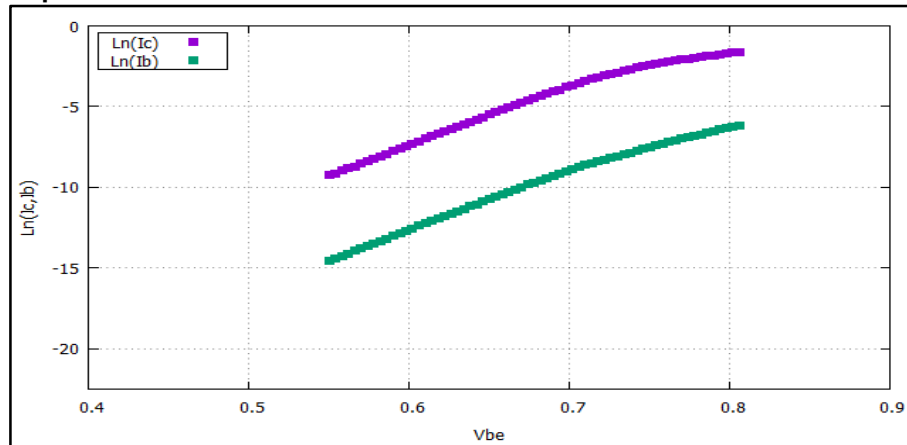
0,0036	0,00041	0,586	0,000363636	1,91E-06
0,00425	0,00048	0,59	0,000429293	2,23E-06
0,00484	0,00055	0,594	0,000488889	2,56E-06
0,00566	0,00064	0,598	0,000571717	2,98E-06
0,00672	0,00077	0,602	0,000678788	3,58E-06
0,00788	0,0009	0,606	0,00079596	4,19E-06
0,00916	0,00105	0,61	0,000925253	4,88E-06
0,01055	0,00121	0,614	0,001065657	5,63E-06
0,01225	0,0014	0,618	0,001237374	6,51E-06
0,01425	0,00163	0,622	0,001439394	7,58E-06
0,0166	0,0019	0,626	0,001676768	8,84E-06
0,01937	0,0022	0,63	0,001956566	1,02E-05
0,02264	0,0026	0,634	0,002286869	1,21E-05
0,02624	0,00301	0,638	0,002650505	0,000014
0,03	0,00344	0,642	0,003030303	0,000016
0,0351	0,00403	0,646	0,003545455	1,87E-05
0,04175	0,0048	0,65	0,004217172	2,23E-05
0,04828	0,00555	0,654	0,004876768	2,58E-05
0,0556	0,00639	0,658	0,005616162	2,97E-05
0,0658	0,0075	0,662	0,006646465	3,49E-05
0,0753	0,0086	0,666	0,007606061	0,00004
0,086	0,0099	0,67	0,008686869	4,6E-05
0,101	0,0116	0,674	0,01020202	5,4E-05
0,1153	0,0133	0,678	0,011646465	6,19E-05
0,1311	0,0151	0,682	0,013242424	7,02E-05
0,1488	0,0172	0,686	0,015030303	0,00008
0,1714	0,0199	0,69	0,017313131	9,26E-05
0,1921	0,0224	0,694	0,01940404	0,000104
0,2259	0,0263	0,698	0,022818182	0,000122
0,2548	0,0298	0,702	0,025737374	0,000139
0,2869	0,0336	0,706	0,028979798	0,000156
0,3326	0,0391	0,71	0,03359596	0,000182
0,3751	0,0442	0,714	0,037888889	0,000206
0,4099	0,0487	0,718	0,04140404	0,000227
0,4608	0,055	0,722	0,046545455	0,000256
0,515	0,0619	0,726	0,052020202	0,000288
0,5513	0,0676	0,73	0,055686869	0,000314
0,622	0,076	0,734	0,062828283	0,000353
0,677	0,084	0,738	0,068383838	0,000391
0,754	0,096	0,742	0,076161616	0,000447
0,817	0,107	0,746	0,082525253	0,000498
0,891	0,12	0,75	0,09	0,000558
0,951	0,131	0,754	0,096060606	0,000609
1,011	0,143	0,758	0,102121212	0,000665
1,092	0,161	0,762	0,11030303	0,000749
1,16	0,18	0,766	0,117171717	0,000837
1,238	0,2	0,77	0,125050505	0,00093
1,294	0,215	0,774	0,130707071	0,001
1,37	0,235	0,778	0,138383838	0,001093
1,44	0,26	0,782	0,145454545	0,001209

1,547	0,291	0,786	0,156262626	0,001353
1,6	0,319	0,79	0,161616162	0,001484
1,703	0,352	0,794	0,172020202	0,001637
1,786	0,384	0,798	0,18040404	0,001786
1,873	0,414	0,802	0,189191919	0,001926
1,96	0,454	0,806	0,197979798	0,002112

Fonte : Autoria Própria.

A partir destes valores pode-se através do software GNUplot plotar um gráfico de  $\ln(I_C, I_B)$  por  $V_{BE}$  mostrado na Figura 22.

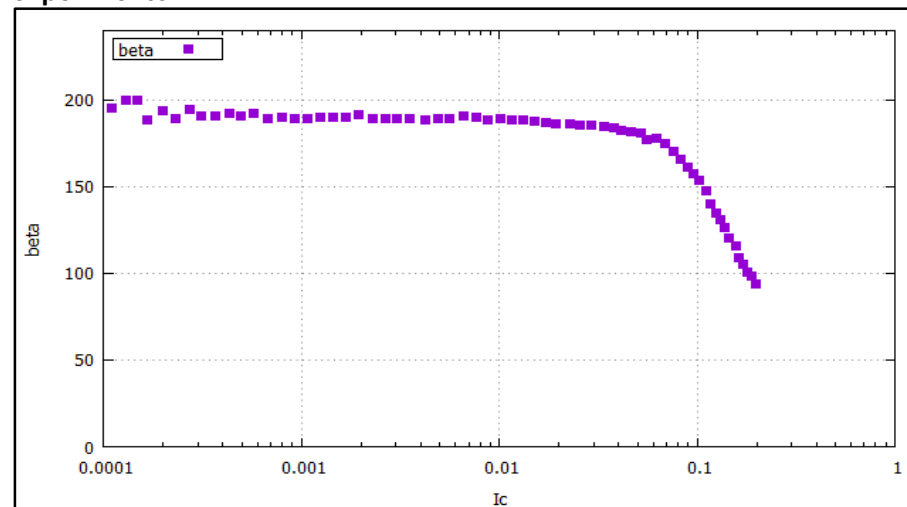
Figura 22 – Gráfico de  $\ln(I_C, I_B)$  por  $V_{BE}$  traçado a partir dos dados do experimento 1.



Fonte : Autoria Própria

E também um gráfico de  $\beta_F$  por  $I_C$  apresentado pela Figura 23

Figura 23 – Gráfico de  $\beta_F$  por  $V_{BE}$  traçado a partir dos dados do experimento 1.



Fonte : Autoria Própria.

Também foi realizado o mesmo experimento com o transistor reverso, com o emissor atuando como coletor e o coletor atuando como emissor. Os valores foram anotados na Tabela 2 juntamente com os valores das correntes de base, coletor calculadas pelas equações (48) e (49), também o valor da corrente de emissor que foi obtido somando-se as correntes de base e coletor.

**Tabela 2 – Resultados anotados do segundo experimento, medição de  $I_C$ , e  $I_B$  para diferentes valores de  $V_{BE}$  para o transistor Reverso.**

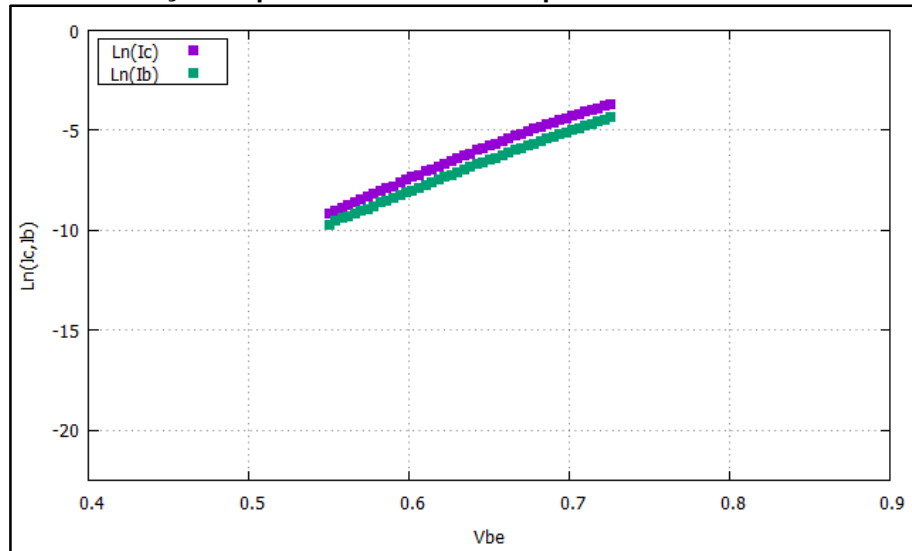
VOC(V)	VOB(V)	$V_{BE}$ (V)	$I_C$ (A)	$I_B$ (A)	$I_E$ (A)
0,00103	0,01291	0,55	0,00010404	6E-05	0,000164087
0,00124	0,01574	0,554	0,000125253	7,32E-05	0,000198462
0,00142	0,01776	0,558	0,000143434	8,26E-05	0,000226039
0,00164	0,02014	0,562	0,000165657	9,37E-05	0,000259331
0,00183	0,02238	0,566	0,000184848	0,000104	0,000288942
0,00209	0,02542	0,57	0,000211111	0,000118	0,000329344
0,00241	0,02905	0,574	0,000243434	0,000135	0,000378551
0,00277	0,03336	0,578	0,000279798	0,000155	0,000434961
0,00326	0,0388	0,582	0,000329293	0,00018	0,000509758
0,00367	0,04351	0,586	0,000370707	0,000202	0,000573079
0,00416	0,04892	0,59	0,000420202	0,000228	0,000647737
0,00486	0,05679	0,594	0,000490909	0,000264	0,000755049
0,0057	0,0655	0,598	0,000575758	0,000305	0,000880409
0,0064	0,0729	0,602	0,000646465	0,000339	0,000985534
0,0073	0,0832	0,606	0,000737374	0,000387	0,00112435
0,0085	0,0965	0,61	0,000858586	0,000449	0,001307423
0,0094	0,1101	0,614	0,000949495	0,000512	0,001461588
0,0111	0,1243	0,618	0,001121212	0,000578	0,001699352
0,0127	0,1413	0,622	0,001282828	0,000657	0,001940038
0,0143	0,1583	0,626	0,001444444	0,000736	0,002180724
0,0167	0,1836	0,63	0,001686869	0,000854	0,002540822
0,0186	0,2035	0,634	0,001878788	0,000947	0,0028253
0,0213	0,2319	0,638	0,002151515	0,001079	0,00323012
0,0246	0,2656	0,642	0,002484848	0,001235	0,003720197
0,0274	0,2954	0,646	0,002767677	0,001374	0,00414163
0,0311	0,3332	0,65	0,003141414	0,00155	0,004691182
0,035	0,3738	0,654	0,003535354	0,001739	0,005273958
0,0387	0,4122	0,658	0,003909091	0,001917	0,0058263
0,0451	0,4777	0,662	0,004555556	0,002222	0,006777416
0,0516	0,5461	0,666	0,005212121	0,00254	0,007752121
0,0563	0,5954	0,67	0,005686869	0,002769	0,008456171
0,063	0,673	0,674	0,006363636	0,00313	0,009493869
0,072	0,761	0,678	0,007272727	0,00354	0,010812262
0,082	0,868	0,682	0,008282828	0,004037	0,012320038
0,091	0,968	0,686	0,009191919	0,004502	0,013694245
0,101	1,07	0,69	0,01020202	0,004977	0,015178764
0,11	1,169	0,694	0,011111111	0,005437	0,01654832
0,125	1,327	0,698	0,012626263	0,006172	0,018798356
0,138	1,467	0,702	0,013939394	0,006823	0,02076265

0,152	1,627	0,706	0,015353535	0,007567	0,022920977
0,169	1,812	0,71	0,017070707	0,008428	0,025498614
0,184	1,976	0,714	0,018585859	0,009191	0,027776556
0,205	2,208	0,718	0,020707071	0,01027	0,030976838
0,226	2,452	0,722	0,022828283	0,011405	0,034232934
0,254	2,775	0,726	0,025656566	0,012907	0,038563542

Fonte : Autoria Própria.

A partir destes dados foram criados gráficos de  $\ln(I_C, I_B)$  por  $V_{BE}$ , com o transistor reverso apresentado na Figura 24

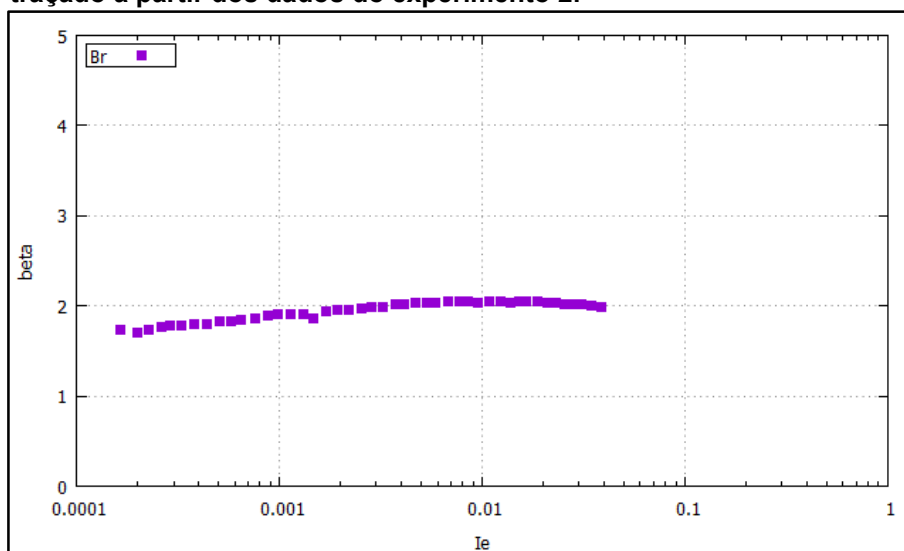
Figura 24 – Gráfico de  $\ln(I_C, I_B)$  por  $V_{BE}$  para o transistor 2n2222 reverso traçado a partir dos dados do experimento 2.



Fonte : Autoria Própria.

e o gráfico de beta reverso por  $I_E$  que foi apresentado na Figura 25

**Figura 25 – Gráfico de  $\beta_R$  por  $I_E$  para o transistor 2n2222 reverso, traçado a partir dos dados do experimento 2.**



**Fonte : Aatoria Própria.**

Ainda um terceiro experimento foi realizado: manteve-se a tensão  $V_{BE}$  constante e alterou-se apenas o valor da tensão de coletor através do divisor resistivo que controla a tensão no coletor, mediu-se a tensão no resistor do eletrômetro do coletor ( $V_{CO}$ ) para cada valor de tensão aplicado no coletor ( $V_{XC}$ ), os valores foram anotados na Tabela 3 juntamente com os valores de corrente de coletor calculados por meio da equação (47), e o valor de  $V_{CE}$  calculados somando-se a tensão  $V_{XC}$  e  $V_{BE}$ .

**Tabela 3 – Resultados anotados do primeiro experimento, medição de  $I_C$ , e  $I_B$  para diferentes valores de  $V_{BE}$ .**

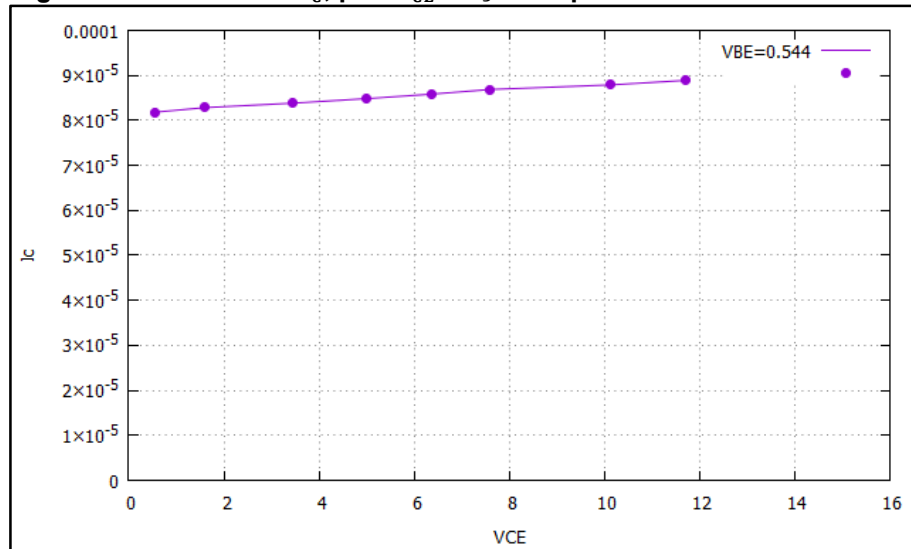
$V_{CO}$ (mV)	$V_{XC}$ (V)	$V_{CE}$ (V)	$I_C$ (A)
0,81	0	0,544	8,182E-05
0,82	1,04	1,584	8,283E-05
0,83	2,91	3,454	8,384E-05
0,84	4,46	5,004	8,485E-05
0,85	5,84	6,384	8,586E-05
0,86	7,04	7,584	8,687E-05
0,87	9,58	10,124	8,788E-05
0,88	11,17	11,714	8,889E-05

**Fonte : Aatoria Própria.**

Com os valores da Tabela 3 foi possível plotar um gráfico de  $I_C$  por  $V_{CE}$  para o valor constante de  $V_{BE}$  que é mostrado na Figura 26.



Figura 26 – Gráfico de  $I_C$  por  $V_{CE}$  traçado a partir dos valores medidos.

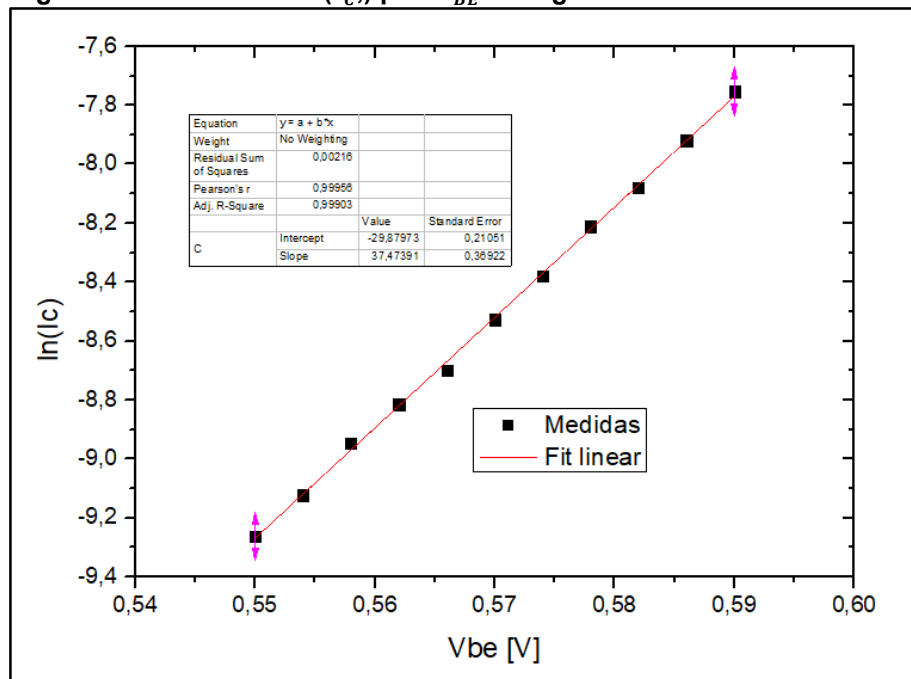


Fonte : Autoria Própria.

#### 4.3 Obtenção dos parâmetros de simulação do transistor 2n2222 medido.

A curva de  $\ln(I_C) \times V_{BE}$  permite calcular um parâmetro da simulação SPICE que é extremamente importante para a caracterização do transistor: a sua corrente de saturação  $I_S$ . Ao utilizar-se a parte do gráfico  $\ln(I_C) \times V_{BE}$  que é absolutamente reta, obtém-se o gráfico da Figura 27.

Figura 27 – Gráfico de  $\ln(I_C)$  por  $V_{BE}$  na região de alta linearidade.



Fonte : Autoria Própria.

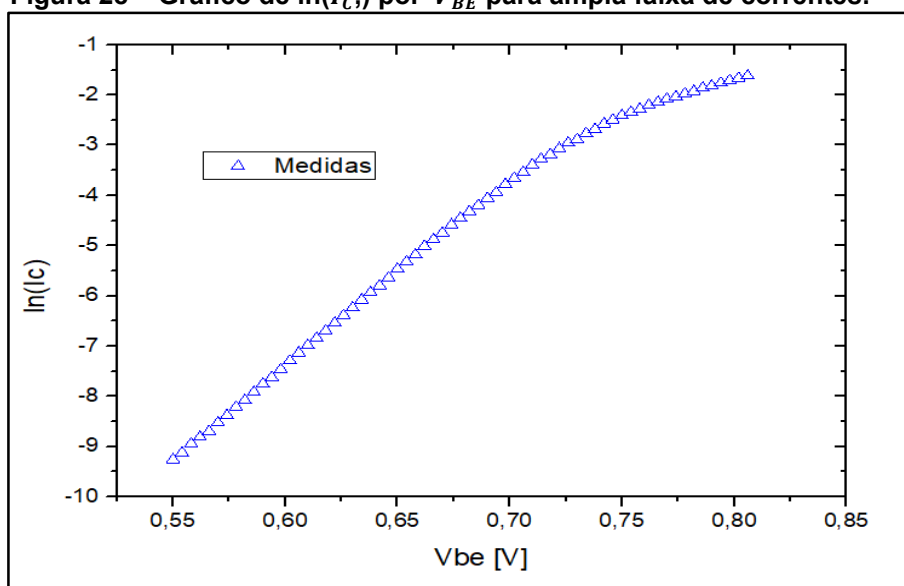
Uma primeira observação que se faz em relação ao gráfico é que o coeficiente  $R^2$  da reta ajustada é muito próximo de  $R^2 = 1$  ( $R^2 = 0,99978$ ), mostrando que a medida provavelmente está correta, já que a curva (para baixos valores de corrente) segue exatamente a lei esperada do transistor,  $I_C = I_S \exp(V_{BE}/V_T)$ .

Outro dado importante que obtém-se do gráfico, e que permite verificar se as medidas estão realmente corretas, é calcular a inclinação da reta  $\ln(I_C) \times V_{BE}$ , que deve ser igual a  $1/V_T$ . Da análise do “fitting” feita nos dados, vemos que o valor obtido para a inclinação da reta foi  $1/V_T = 37,47391$ . Dessa forma pode-se calcular o valor de  $V_T$  como sendo  $V_T = 26,544$  mV. Como  $k/q = 85,97 \times 10^{-6}$ , conclui-se que a temperatura na junção do transistor durante a medida foi  $T = 308,76$ K, ou seja,  $T = 35,6^\circ\text{C}$ . Esse valor é perfeitamente compatível com um transistor operando com correntes da ordem de até algumas dezenas de mA.

Finalmente, tendo verificado que as medidas estão corretas, passou-se ao cálculo da corrente de saturação  $I_S$  do transistor. A reta  $\ln(I_C) \times V_{BE}$  cruza o eixo “y” (para  $V_{BE} = 0$ ) no ponto  $\ln(I_S)$ . Da análise do “fitting” ve-se que o ponto do cruzamento no eixo “y” vale  $\ln(I_S) = -29.972$ . Com isso pode-se calcular  $I_S = 9,623 \times 10^{-14}$  A.

Ao plotar-se um gráfico de  $\ln(I_C) \times V_{BE}$  até valores mais altos de corrente, como na Figura 28, observa-se que para valores de  $V_{BE}$  maiores do que 700 mV, fica evidente uma mudança na inclinação da curva. Esse fenômeno é descrito no modelo do SPICE como IKF e, nesse caso, embora não se tenha a curva completa para calcular com exatidão o ponto de inflexão, pode-se estimar que o ponto de inflexão ocorra para  $\ln(I_C)$  em torno de -2,5, ou seja, a corrente  $I_C$  no ponto IKF é 82 mA.

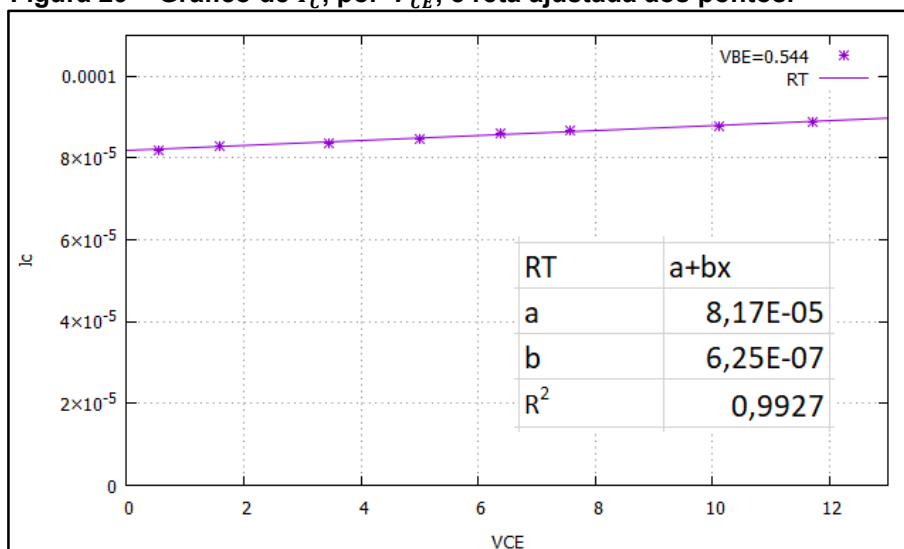
**Figura 28 – Gráfico de  $\ln(I_C)$  por  $V_{BE}$  para ampla faixa de correntes.**



**Fonte : Autoria Própria.**

A curva de  $I_C$  por  $V_{CE}$  da Figura 26 permite encontrar o valor da tensão Early. Para isto, ajusta-se uma reta aos pontos do gráfico e encontra-se o valor em que a reta corta o eixo das abscissas. A Figura 29 mostra a reta ajustada aos pontos da curva de  $I_C$  por  $V_{CE}$ .

**Figura 29 – Gráfico de  $I_C$ , por  $V_{CE}$ , e reta ajustada aos pontos.**



**Fonte : Autoria Própria.**

Observa-se que o coeficiente de ajuste  $R^2$  está bastante próximo de  $R^2 = 1$  ( $R^2 = 0,9927$ ) indicando que a reta descreve o comportamento da curva precisamente. Substituindo  $Y=0$  na equação da reta RT tem-se que esta cruza o eixo das abscissas no valor  $X=-130$ , logo o valor da tensão Early ( $V_A$ ) = 130V.

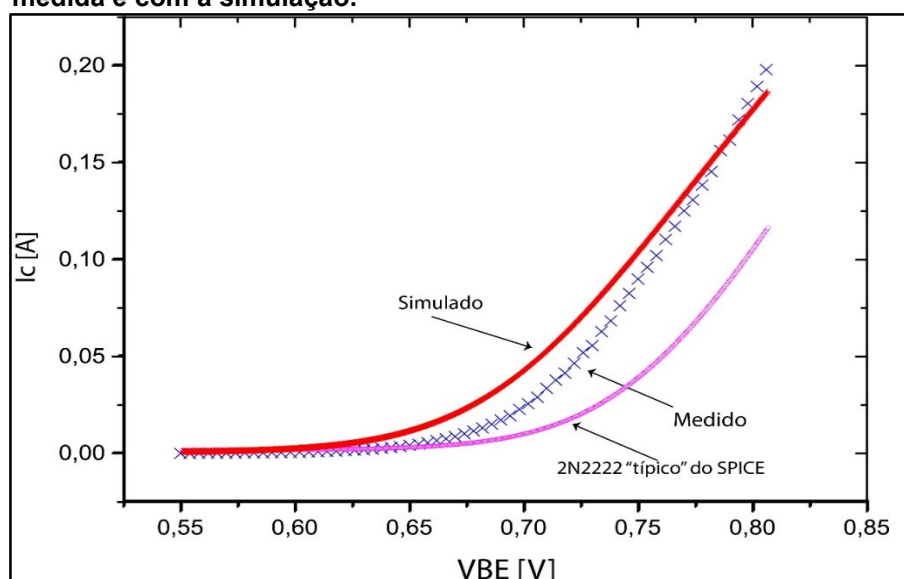
## 5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Dos resultados dos experimentos e cálculos descritos na secção 4.1 pôde-se determinar os principais parâmetros SPICE do transistor medido como:  $\beta_F = 190$  para valores baixos de corrente,  $I_S = 9,623 \times 10^{-14}$  A,  $V_A = -130$  V,  $I_{KF} = 82$  mA. Como todo transistor bipolar apresenta uma resistência de base não nula, incluiu-se no modelo da simulação uma resistência  $R_B = 12 \Omega$ , já que o contato com a região P tem cerca de  $5 \Omega$ , e a resistividade da base (entre o contato da base e o centro da difusão de base, é tipicamente da ordem de 5 a  $10 \Omega$ ).

Para verificar a exatidão do nosso circuito de medida e da técnica de extração de parâmetros, é extremamente interessante criar no SPICE um transistor com esses parâmetros, fazer uma simulação e comparar os resultados da simulação com os resultados medidos.

A Figura 30 mostra uma comparação entre o gráfico de  $I_C$  por  $V_{BE}$  para o transistor medido e o transistor simulado com os parâmetros obtidos, onde observa-se que as curvas estão próximas, e que os parâmetros obtidos com o protótipo de caracterização de transistores fornecem modelos que são úteis para a simulação SPICE. Também mostra a curva de uma simulação SPICE feita com o modelo típico do LTSPICE para o transistor 2N2222 que mostra uma pior aproximação da curva medida.

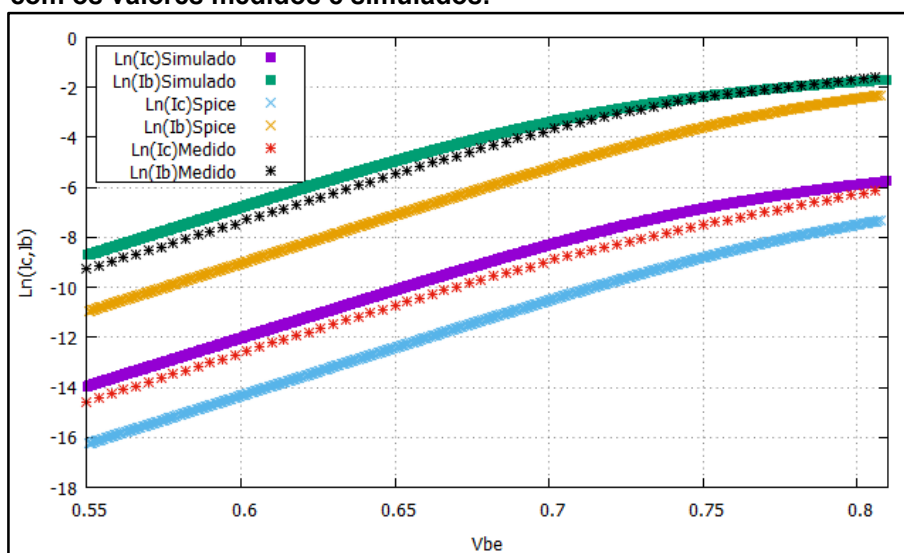
**Figura 30 – Comparação entre as curvas de  $I_C$  por  $V_{BE}$  obtidas com a medida e com a simulação.**



Fonte : Autoria Própria.

A Figura 31 apresenta as curvas de  $\ln(I_C, I_B)$  por  $V_{BE}$  simuladas com os parâmetros obtidos com o protótipo, com o modelo existente no SPICE, e as curvas obtidas com a medição do transistor. Pode-se observar que as curvas obtidas com a simulação usando parâmetros obtidos com o protótipo, se aproximaram do valor medido. As curvas geradas a partir da simulação com o modelo existente no SPICE também são mostradas.

Figura 31 – Comparação entre as curvas de  $\ln(I_C, I_B)$  por  $V_{BE}$  obtidas com os valores medidos e simulados.



Fonte : Autoria Própria.

Ao analisar as curvas  $I_C$  por  $V_{BE}$  da Figura 30 e as curvas de  $\ln(I_C, I_B)$  da Figura 31 por  $V_{BE}$  fica evidente que uma caracterização específica é mais precisa, já que o modelo existente no SPICE é um modelo “típico”, pois existe uma grande dispersão nos parâmetros de fabricação dos transistores, não apenas de fabricante para fabricante, mas também entre diferentes lotes do mesmo fabricante, e entre transistores de diferentes *wafers* no mesmo lote do mesmo fabricante.

## 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Projetou-se, confeccionou-se e testou-se um circuito que permite a caracterização de transistores bipolares, através de medidas de  $I_C$  e  $I_B$  em função de  $V_{BE}$  e da medida de  $I_C$  em função de  $V_{CE}$ . Os testes com o protótipo do medidor foram

realizados com sucesso, sendo que após realização das medidas em um transistor e execução da extração dos parâmetros SPICE, simulou-se um transistor com os parâmetros extraídos e após comparar-se os valores medidos com os valores simulados, foi possível observar que os resultados estão em ótimo acordo, sendo adequados para uso em simulação.

Em vista do bom resultado obtido com o protótipo fabricado, sugere-se como trabalho futuro a implementação de um circuito automático, usando exatamente a mesma parte analógica desenvolvida neste protótipo, com a adição de um microcontrolador e com comunicação a um PC, onde serão apresentados os gráficos de  $\ln(I_C) \times V_{BE}$ ,  $\ln(I_B) \times V_{BE}$ ,  $\ln(I_E) \times V_{BC}$ ,  $\ln(I_B) \times V_{BC}$ ,  $\beta_F \times I_C$ ,  $\beta_R \times I_E$ ,  $I_C \times V_{CE}$  e  $I_E \times V_{BC}$ .

O circuito de medida básico é constituído por apenas três op-amps, e permite que possamos controlar a tensão  $V_{BC}$  do transistor independentemente da corrente que circula no transistor. O microcontrolador controlaria todo o processo de medida, gerando a tensão  $V_{BE}$  e medindo os valores de  $I_C$  e  $I_B$  com os seus conversores A/D internos.

A comunicação com o PC seria feita através de uma interface RS232/USB, sendo que para eliminar os ruídos que a ligação com o PC introduziria nos circuitos de medida é realizada através de uma isolação galvânica, por exemplo usando relés controlados pelo microcontrolador ou um isolador digital.

## REFERÊNCIAS

CUTLER, Phiollip. **Teoria dos Dispositivos de Estado Sólido**: com problema ilustrativos. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1977.

BOYLETAD, Robert L.; NASHELSKI, Louis. **Dispositivos Eletrônicos**: e teoria de circuitos. 11. Ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

MALVINO, Albert; BATES, David J. **Eletrônica**: volume 1. 7.ed. Porto Alegre: AMGH, 2007.

MELLO, Hilton A. de; INTRATOR, Edmond. **Dispositivos Semicondutores**. 4. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A, 1980.

MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos C. **Eletrônica 1**. 2. Ed. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1981.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. **Microeletrônica**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2007.

TEXAS INSTRUMENTS, **OP07x Precision Operational Amplifiers**. 2014. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/op07c.pdf>>. Acesso em: 17 mai 2018.