

Amplificadores com transistores bipolares na configuração Darlington para pequenos sinais



Francisco José Arnold, Rony da Silva Albano, Talia Simões dos Santos

Divisão de Telecomunicações, Faculdade de Tecnologia, Universidade Estadual de Campinas, Rua Paschoal Marmo, 1888. Jardim Nova Itália, CEP. 13484-332. Limeira, SP - Brasil.

E-mail: arnold@ft.unicamp.br

(Recibido el 16 de Noviembre de 2013; aceptado el 27 de Marzo de 2014)

Resumo

A análise de circuitos eletrônicos em cursos de Física é fundamental para o aprendizado de técnicas instrumentais. Normalmente, nos programas que incluem esse conteúdo, são analisados os circuitos mais populares. Este trabalho apresenta uma análise simplificada de um amplificador em classe A na configuração Darlington. O intuito deste trabalho é o de sugerir uma aplicação complementar didática buscando ampliar a visão de análise de circuitos e sua utilização em instrumentação eletrônica. Resultados experimentais, simulados e teóricos foram confrontados e discutidos. Os procedimentos realizados são úteis para o desenvolvimento da capacidade de análise dos circuitos eletrônicos e podem ser adotados em trabalhos didáticos complementares.

Palavras-chave: Amplificadores, Pequenos Sinais.

Abstract

The analysis of electronic circuits in physics courses is crucial for learning instrumental techniques. Typically, in the programs that include this content only most popular circuits are analyzed. This paper presents a simplified analysis of an amplifier in class A with Darlington configuration. The purpose of this paper is to suggest a complementary didactic application seeking to expand the vision of circuit analysis and their use in electronic instrumentation. Experimental, theoretical, and simulated results were confronted and discussed. The procedures are useful for the development of the ability to analyze electronic circuitry and can be adopted in complementation of didactic activities.

Keywords: Amplifiers, Small Signals.

PACS: 01.40.-d, 01.40.gb, 84.30-r.

ISSN 1870-9095

I. INTRODUÇÃO

O estudo de circuitos eletrônicos é um conteúdo pertinente na formação em Física e áreas afins e encontra-se presente em muitos programas de disciplinas de cursos de bacharelado e licenciatura. Há dois motivos importantes para o estudo dos circuitos eletrônicos: o primeiro é que os componentes semicondutores, que são os elementos ativos desses circuitos, são aplicações tecnológicas de tópicos fundamentais da teoria do estado sólido; segundo, esses circuitos formam a base da instrumentação eletrônica que é primordial na formação de um físico experimental.

O processamento de sinais em sistemas de instrumentação eletrônica engloba, inequivocamente, os amplificadores de sinais. Há vários tipos de amplificadores que podem ser utilizados. Cada amplificador apresenta um conjunto de características que o torna mais ou menos adequado a aplicação ao qual será destinado. Entre as principais características de um amplificador podemos citar: os ganhos de tensão, corrente e potência, as impedâncias de entrada e saída, a eficiência, a compliância

e a resposta em frequência. Escolhas de amplificadores com características não apropriadas para a aplicação podem levar a desempenhos ruins do sistema de instrumentação como um todo.

As principais configurações de amplificadores eletrônicos são visitadas nas disciplinas que tratam o tema. Há várias versões de circuitos amplificadores baseadas em transistores bipolares, que se diferenciam por configuração e classe de operação e, entre elas, encontra-se a configuração Darlington [1].

Neste trabalho foi realizada uma análise da configuração Darlington (Figura 1) em emissor comum operando em classe A. Apesar da importância da configuração Darlington, a literatura difundida nos cursos de graduação [2, 3, 4, 5] que introduz o tema amplificadores eletrônicos nos cursos de Física concentra seu foco na análise de circuitos de configurações convencionais, como o circuito da Figura 2.

Os objetivos deste trabalho são: apresentar uma análise com finalidade didática dos amplificadores na configuração Darlington de forma a complementar conteúdos pouco explorados na literatura; investigar peculiaridades da

operação da configuração Darlington em classe A visando orientar sua aplicação no desenvolvimento de circuitos voltados à instrumentação eletrônica.

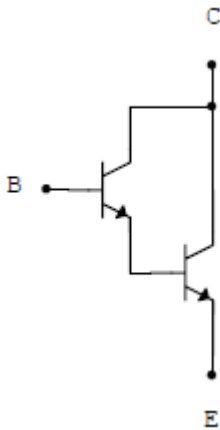


FIGURA 1. Configuração Darlington.

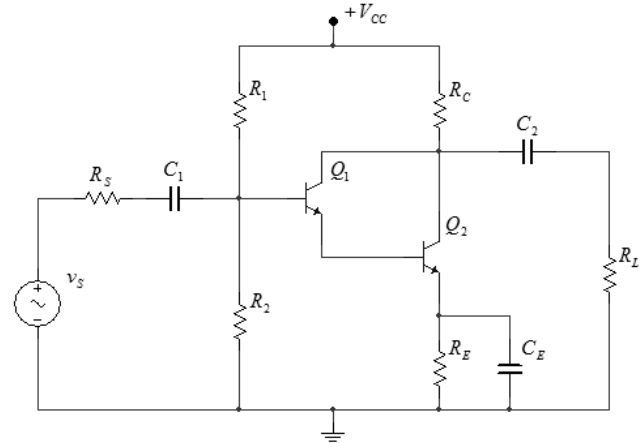


FIGURA 3. Circuito amplificador Darlington.

II. CIRCUITOS AMPLIFICADORES

A análise de circuitos amplificadores é normalmente realizada aplicando-se o Teorema da Superposição. O Teorema da Superposição produz dois circuitos que são analisados de forma independente.

O primeiro circuito contém apenas correntes contínuas decorrentes da energização produzida pela fonte de alimentação do amplificador. Este circuito é obtido considerando-se a fonte dos sinais a serem amplificados em curto-circuito.

A partir da análise desse circuito, doravante denominada análise CC, são determinados o ponto quiescente dos transistores, as potências dissipadas e as fornecidas pela fonte de alimentação. Esses resultados subsidiam a determinação de características dos amplificadores como a eficiência e a compliância.

O segundo circuito leva em conta apenas a energização da fonte de sinais (v_s). Este circuito é obtido considerando-se a fonte de alimentação em curto-circuito e os capacitores de acoplamento e desvio com reatâncias capacitivas desprezíveis. Esta última condição restringe à análise a condição de independência de frequências. Os transistores são substituídos por modelos elétricos equivalentes.

Neste artigo se considera o modelo de Ebers-Moll para pequenas amplitudes de sinais e em faixa de operação linear (Figura 4). Os resultados da análise (análise CA) desses circuitos permitem determinar os ganhos de tensão, corrente e potência e as impedâncias de entrada e saída.

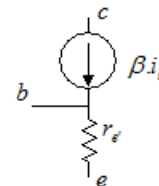


FIGURA 4. Modelo de Ebers-Moll para transistores bipolares.

FIGURA 2. Circuito amplificador classe A convencional emissor comum.

Na Figura 3 é apresentado o diagrama esquemático do amplificador Darlington usado neste estudo. Para atender os objetivos propostos realizaremos a análise dos circuitos em corrente contínua (CC) e alternada (CA), para determinar as principais características de polarização, ganho e eficiência. A análise teórica é complementada por uma avaliação experimental do circuito analisado e por simulações computacionais.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: na seção 2 é apresentado o procedimento geral e as premissas para a análise de circuitos amplificadores; na seção 3 são apresentados e analisados os circuitos CC e CA; na seção 4 é descrita a metodologia experimental e o procedimento para simulação computacional; na seção 5 são apresentados os resultados; as discussões estão na seção 6 e, finalmente, na seção 7 o trabalho é concluído.

Francisco José Arnold, Rony da Silva Albano, Talia Simões dos Santos determinação dos ganhos, das impedâncias de entrada e saída, da compliância e da eficiência dos amplificadores, sob operações com sinais de pequena amplitude e sem dependência de frequência e com relação linear entre as variáveis de entrada e saída.

Tal como é encontrado na literatura [1, 2, 3, 4], neste trabalho as grandezas elétricas manipuladas na análise CC são representadas por letras maiúsculas, enquanto que as do circuito CA em minúsculas.

III. AMPLIFICADOR DARLINGTON

O circuito da Figura 3 é analisado usando-se o Teorema da Superposição. As subseções 3.1 e 3.2 apresentam as análises dos circuitos CC e CA, respectivamente.

A. Análise CC

Para obter o circuito equivalente CC, os capacitores devem ser considerados como circuitos abertos, pois em corrente contínua a reatância capacitiva tende ao infinito. A Figura 5 apresenta o circuito da parte de correntes contínuas.

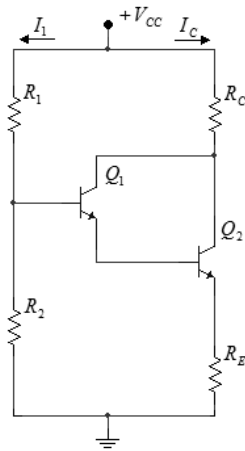


FIGURA 5. Amplificador Darlington com enfoque na parte de correntes contínuas.

Aplicando-se o Teorema de Thévenin no circuito polarizador da base de Q_1 (malha composta por R_1 e R_2) obtém-se o circuito da Figura 6, onde

$$V_{TH} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2}, \quad (1)$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2. \quad (2)$$

Aplicando-se a Lei de Kirchhoff para Tensões (LKT) na malha (α_{CC}) constituída por V_{TH} , R_{TH} , junções BE₁ e BE₂ e R_E , obtém-se a corrente de base do transistor Q_1 (I_{B1}):

$$I_{B1} = \frac{V_{TH} - 2 \cdot V_{BE}}{R_{TH} + R_E \cdot (1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2)}, \quad (3)$$

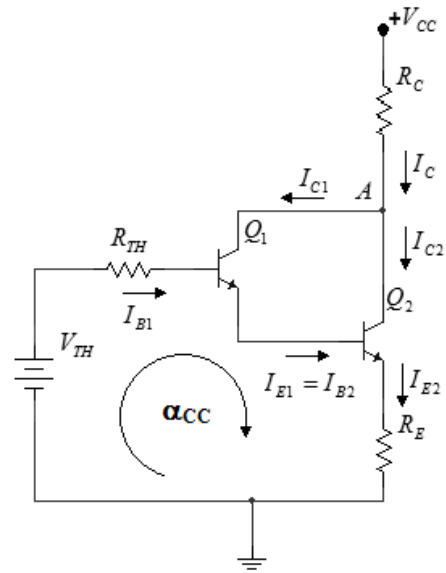


FIGURA 6. Circuito CC simplificado após o uso do teorema de Thévenin no circuito polarizador.

onde β_1 e β_2 são os parâmetros de ganho de corrente de Q_1 e Q_2 , respectivamente; V_{BE} é a tensão na junção base-emissor do transistor, aproximadamente 0,7 V.

As correntes de coletor (I_C), emissor (I_E) e base (I_B) nos transistores são determinadas pelas Equações:

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1}, \quad (4)$$

$$I_{E1} = I_{B1} + I_{C1} = I_{B1} \cdot (1 + \beta_1), \quad (5)$$

$$I_{B2} = I_{E1}, \quad (6)$$

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2} = \beta_2 \cdot I_{B1} \cdot (1 + \beta_1), \quad (7)$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = I_{B1} \cdot (1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2). \quad (8)$$

Usando a LKT nas malhas de coletor de cada transistor pode-se escrever as equações

$$V_{CC} = R_C (I_{C1} + I_{C2}) + V_{CEQ2} + R_E I_{E2}, \quad (9)$$

$$V_{CC} = R_C (I_{C1} + I_{C2}) + V_{CEQ1} + V_{BE2} + R_E I_{E2}, \quad (10)$$

e determinar os pontos quiescentes de Q_1 (Eqs. 11 e 12) e de Q_2 (Eqs. 13 e 14)

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} - V_{BE2}, \quad (11)$$

$$I_{CQ1} = \beta_1 I_{B1}, \quad (12)$$

$$R_P = R_1 // R_2, \quad (20)$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - R_C(I_{CQ1} + I_{CQ2}) - R_E I_{E2}, \quad (13)$$

$$r_C = R_C // R_L. \quad (21)$$

$$I_{CQ2} = \beta_2 I_{B1} (1 + \beta_1). \quad (14)$$

Uma linha de carga CC aproximada, onde $I_{CQ1} \ll I_{CQ2}$, pode ser obtida usando-se a Eq. 13. Os pontos de corte e saturação são obtidos impondo-se $I_{CQ2} = 0$ e $V_{CEQ2} = 0$, respectivamente.

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C}, \quad (15)$$

$$V_{CE(corte)} = V_{CC}. \quad (16)$$

As potências dissipadas pelos transistores são dadas por:

$$P_{Q1} = V_{CEQ1} I_{CQ1}, \quad (17)$$

$$P_{Q2} = V_{CEQ2} I_{CQ2}. \quad (18)$$

A potência fornecida pela fonte de alimentação CC é calculada pela Eq. 19

$$P_D = V_{CC} (I_1 + I_C). \quad (19)$$

onde $I_1 \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$.

B. Análise CA

A Figura 7 mostra o circuito equivalente CA do amplificador Darlington usando a aproximação do modelo de Ebers-Moll para sinais de pequena amplitude.

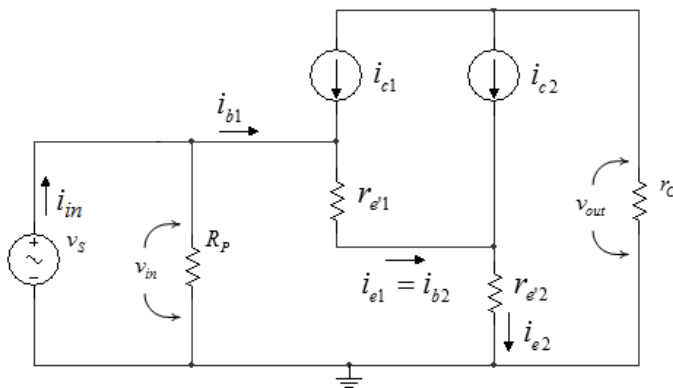


FIGURA 7. Circuito CA do amplificador da Figura 3 com os transistores substituídos por modelos de Ebers-Moll.

No circuito da Figura 7, R_P e r_C são dados por:

$$A_{ib} = \frac{i_{e2}}{i_{b1}} = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2). \quad (33)$$

O ganho de tensão, definido por $A_v = v_{out}/v_{in}$, é calculado a partir de:

$$v_{out} = -r_C i_{e2}, \quad (22)$$

$$v_{in} = r_{e1} i_{e1} + r_{e2} i_{e2}. \quad (23)$$

onde $r_{e1(2)} = \frac{25mV}{I_{E1(2)}}$.

No circuito da Figura 7 também são válidas as Equações para as correntes alternadas similares àquelas apresentadas na análise do circuito de corrente contínua.

$$i_{c1} = \beta_1 i_{b1}, \quad (24)$$

$$i_{e1} = i_{b1} + i_{c1} = i_{b1} (1 + \beta_1), \quad (25)$$

$$i_{b2} = i_{e1}, \quad (26)$$

$$i_{c2} = \beta_2 i_{b2} = \beta_2 i_{b1} (1 + \beta_1), \quad (27)$$

$$i_{e2} = i_{b2} + i_{c2} = i_{b1} (1 + \beta_1) (1 + \beta_2). \quad (28)$$

Substituindo-se (25) e (28) em (22) e (23) obtêm-se as tensões de saída e entrada do amplificador:

$$v_{out} = -r_C i_{b1} (1 + \beta_1) (1 + \beta_2), \quad (29)$$

$$v_{in} = i_{b1} (1 + \beta_1) [r_{e1} + r_{e2} (1 + \beta_2)]. \quad (30)$$

Assim o ganho de tensão resultante é dado por:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{r_C (1 + \beta_2)}{r_{e1} + r_{e2} (1 + \beta_2)}. \quad (31)$$

Usando-se as Eqs. 5 e 8 e a definição de r_e , pode-se obter $r_{e1}/r_{e2} = (1 + \beta_2)$. Com isso, após algumas manipulações algébricas em (31), o ganho de tensão é calculado por

$$A_v = -\frac{r_C}{2 r_{e2}}. \quad (32)$$

Considerando-se a corrente alternada que é aplicada à base de Q_1 , o ganho de corrente é definido pela razão i_{e2}/i_{b1} :

Francisco José Arnold, Rony da Silva Albano, Talia Simões dos Santos
 Multiplicando (32) por (33) obtém-se o ganho de potência, A_p :

$$A_p = A_v \cdot A_i = -\frac{r_C \cdot (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)}{2 \cdot r_{e2}} \quad (34)$$

Um caso particular a ser considerado é quando os transistores apresentam o mesmo parâmetro de ganho de corrente, ou seja, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$. Neste caso, o ganho de potência pode ser aproximado por:

$$A_p = A_v \cdot A_i \approx -\frac{r_C \cdot \beta^2}{2 \cdot r_{e2}} \quad (35)$$

A impedância de entrada “vista” a partir da base de Q_1 , z_{ib} , é dada por

$$z_{ib} = \frac{v_{in}}{i_{b1}} = r_{e1} \cdot (1 + \beta_1) + r_{e2} \cdot (1 + \beta_1) \cdot (1 + \beta_2) \approx \beta_1 \cdot (r_{e1} + \beta_2 \cdot r_{e2}) \quad (36)$$

Na qual esta equação pode ser simplificada, pois $r_{e1} \approx \beta_2 \cdot r_{e2}$, então:

$$z_{ib} = \frac{v_{in}}{i_{b1}} = \beta_1 \cdot 2 \cdot r_{e1} \quad (37)$$

Com isso a impedância de entrada, z_{in} , é

$$z_{in} = R_1 // R_2 // z_{ib} \quad (38)$$

A impedância de saída, z_{out} , do circuito amplificador é dada por:

$$z_{out} = r_C = R_C // R_L \quad (39)$$

Uma reta de carga CA aproximada, considerando-se que $i_{c1} \ll i_{c2}$ e $i_{c2} = i_{e2}$, é obtida usando-se o circuito simplificado apresentado na Figura 8, onde $r_b = R_1 // R_2 // R_s$ e $r_C = R_C // R_L$.

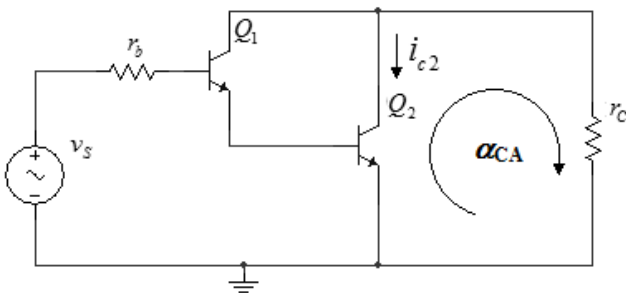


FIGURA 8. Circuito CA do amplificador Darlington.

Aplicando-se a LKT na malha (α_{CA}) obtém-se:

Lat. Am. J. Phys. Educ. Vol. 8, No. 1, March 2014

$$v_{ce2} + r_C \cdot i_{C2} = 0, \quad (40)$$

onde $v_{CE2} = \Delta V_{CE2} = V_{CE2} - V_{CEQ2}$ e $i_{C2} = \Delta I_{C2} = I_{C2} - I_{CQ2}$.

Com isso, a partir das suas definições, os pontos de saturação e corte são calculados.

$$I_{C2(Sat)} = I_{CQ2} + \frac{V_{CEQ2}}{r_C}, \quad (41)$$

$$V_{CE2(Corte)} = I_{CQ2} \cdot r_C + V_{CEQ2}. \quad (42)$$

A Figura 9 ilustra as retas CC e CA obtidas a partir das correntes de coletor de saturação (Eqs. 15 e 41) e tensões entre coletor e emissor de corte (Eqs. 16 e 42) dos transistores.

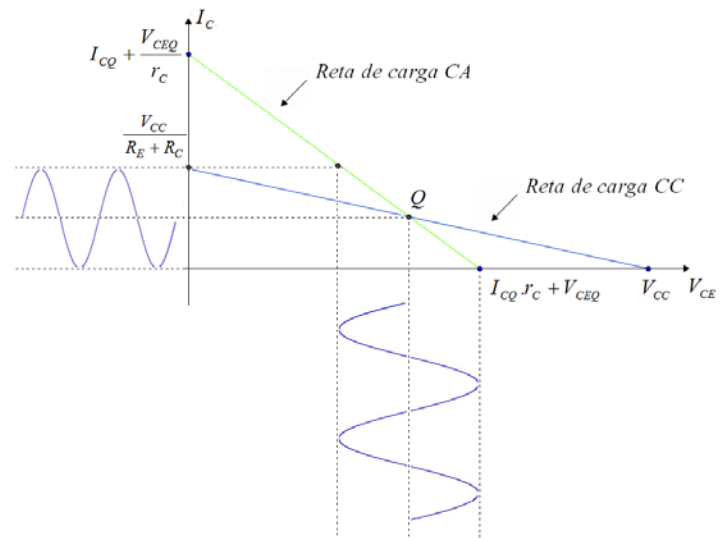


FIGURA 9. Retas de Carga CC e CA e método visual para determinação da compliância.

Por meio das retas de carga CC e CA pode-se determinar a compliância (máxima excursão da tensão de saída sem ceifamento), MPP. O MPP é definido como sendo o menor valor entre as Eqs. 43 e 44 e encontra-se indicado na Figura 9.

$$MPP = 2 \cdot r_C \cdot I_{CQ2}, \quad (43)$$

$$MPP = 2 \cdot V_{CEQ2}. \quad (44)$$

A potência dissipada pela carga na compliância é dada pela Equação:

$$P_L = \frac{(V_L)^2}{R_L} = \frac{(MPP)^2}{8 \cdot R_L}. \quad (45)$$

O rendimento é obtido pela razão entre (45) e (19), resultando em:

$$\eta = \frac{P_L}{P_D} \times 100\% \quad (46)$$

A estabilidade em amplificadores eletrônicos é também um fator importante no seu desempenho. Todo dispositivo semicondutor é afetado pelo aumento da temperatura, uma vez que sob os efeitos desta pode haver maior migração de elétrons da banda de valência para a de condução. Particularmente, nos transistores bipolares, os efeitos da temperatura podem afetar, entre outros, o valor de β . Como β influencia nas correntes de coletor, e conseqüentemente no ponto quiescente dos transistores, é importante investigar essa dependência.

Substituindo-se (3) em (12) e (14) obtem-se

$$I_{CQ1} = \frac{\beta_1(V_{TH} - 2V_{BE})}{R_{TH} + R_E(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)} \cong \frac{\beta_1(V_{TH} - 2V_{BE})}{R_{TH} + R_E\beta_1\beta_2} \quad (47)$$

$$I_{CQ2} = \frac{\beta_2(1 + \beta_1)(V_{TH} - 2V_{BE})}{R_{TH} + R_E(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)} \cong \frac{\beta_1\beta_2(V_{TH} - 2V_{BE})}{R_{TH} + R_E\beta_1\beta_2} \quad (48)$$

Considerando-se que as correntes de coletor apenas dependem de β_1 e β_2 , pode-se calcular a diferencial total ($\Delta I_{CQ} = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta_1} \Delta \beta_1 + \frac{\partial I_{CQ}}{\partial \beta_2} \Delta \beta_2$) para obter expressões relativas às variações de I_{CQ1} e I_{CQ2} .

$$\Delta I_{CQ1} = \frac{(V_{TH} - 2V_{BE})}{(R_{TH} + R_E\beta_1\beta_2)^2} (R_{TH} \Delta \beta_1 - R_E \beta_1^2 \Delta \beta_2) \quad (49)$$

$$\Delta I_{CQ2} = \frac{(V_{TH} - 2V_{BE})}{(R_{TH} + R_E\beta_1\beta_2)^2} (R_{TH} \beta_2 \Delta \beta_1 + R_{TH} \beta_1 \Delta \beta_2) \quad (50)$$

IV. MATERIAIS E MÉTODOS

Foram construídos 2 circuitos amplificadores na configuração Darlington mostrada na Figura 3. Estes amplificadores são designados por CD1 e CD2. Os componentes utilizados nesses circuitos são: $V_{CC} = 15$ V, $R_S = 510\Omega$, $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 3,3k\Omega$, $R_C = 3,6k\Omega$, $R_E = 1,0$ k Ω , $R_L = 3,6k\Omega$, $C_1 = C_2 = C_E = 100$ μ F. Os capacitores de acoplamento e de desvio dos circuitos apresentam reatância capacitiva desprezível em relação à frequência de excitação da fonte de sinais. No circuito CD1, ambos os transistores são 2N2222 com $\beta_1 = 155$ e $\beta_2 = 145$. No circuito CD2, os transistores Q₁ e Q₂ são o 2N2222 ($\beta_1 = 155$) e TIP41 ($\beta_2 = 49$). Os sinais de entrada eram senoidais e com frequência de 10 kHz. A impedância de saída da fonte desses sinais foi

desprezada. Os valores dos β s dos transistores foram determinados usando-se a função para este fim de um multímetro Minipa – ET-1100.

Estes circuitos foram montados em matriz de contato (protoboard). As tensões V_{CC} e v_s foram fornecidas, respectivamente por uma fonte de alimentação Agilent - U8032A e por um gerador de funções Tektonix – AFG3021B. As medições referentes ao circuito CC foram feitas com um multímetro Fluke modelo 8808A com a fonte v_s desconectada. As medições de sinais alternados foram feitas com um osciloscópio digital Tektronix – TDS2004C.

Estes circuitos também foram simulados no software Orcad 16.6 e as mesmas grandezas obtidas experimentalmente foram determinadas com o auxílio deste. Nestas simulações, os parâmetros de modelo dos transistores utilizados [6] foram aqueles padronizados nas bibliotecas fornecidas pelo fabricante do *software*.

A compliância foi determinada teoricamente por meio do valor mínimo entre os obtidos nas (Eqs. 42 e 43). Experimentalmente, a compliância é estimada por inspeção visual da forma da curva de v_{out} de maior amplitude e sem distorções perceptíveis. Procedimento visual similar foi utilizado para se determinar a compliância pelas simulações computacionais. Nos 3 casos considerou-se a carga $R_L = 3,6$ k Ω .

O ganho de tensão em malha fechada ($R_L = 3,6$ k Ω) foi determinado a partir das medições de v_{in} e v_{out} , onde $v_s = 30$ mV_{pp} em CD1 e CD2. Em ambos os casos as frequências do sinal de entrada foram de 10 kHz. O rendimento experimental, simulado e teórico do amplificador na compliância foi obtido de (45).

As correntes de base, necessárias para o cálculo dos ganhos de corrente e potência, não foram medidas diretamente, pois os instrumentos utilizados para tal não tinham sensibilidade suficiente para detecção de correntes da ordem de nA. No entanto, foram determinadas a partir das medições das tensões em R_S , R_1 e R_2 .

V. RESULTADOS

Nas Tabelas I e II são apresentados os valores de P_D , I_{CQ1} , V_{CEQ1} , P_{Q1} , I_{CQ2} , V_{CEQ2} , P_{Q2} , A_v , A_i , A_p , MPP e η dos circuitos CD1 e CD2, respectivamente.

TABELA I. Valores experimentais, simulados e teóricos de P_D , I_{CQ1} , V_{CEQ1} , P_{Q1} , I_{CQ2} , V_{CEQ2} , P_{Q2} , A_v , A_i , A_p , MPP e η do circuito CD1.

Grandeza	Experimental	Simulado	Teórico
P_D (mW)	36,0	35,22	31,78
I_{CQ1} (μ A)	10,60	9,08	8,85
V_{CEQ1} (V)	7,20	7,31	8,32
P_{Q1} (μ W)	76,32	66,37	73,63
I_{CQ2} (mA)	1,57	1,53	1,29
V_{CEQ2} (V)	7,84	8,01	9,02
P_{Q2} (mW)	12,31	12,25	11,64
A_v	-37,30	-52,15	-47,18

A_i	5248,94	2257,88	22833,00
A_p	195785,46	117748,44	1077260,94
MPP	1,50 ($v_s = 40$ mVpp)	1,75 ($v_s = 40$ mVpp)	4,64
$\eta(\%)$	0,21	0,30	0,51

TABELA II. Valores experimentais, simulados e teóricos de P_D , I_{CQ1} , V_{CEQ1} , P_{Q1} , I_{CQ2} , V_{CEQ2} , P_{Q2} , A_v , A_i , A_p , MPP e η do circuito CD2.

Grandeza	Experimental	Simulado	Teórico
P_D (mW)	37,5	37,04	32,19
I_{CQ1} (μA)	31,22	58,31	26,00
V_{CEQ1} (V)	6,89	6,71	8,92
P_{Q1} (μW)	215,10	391,26	231,92
I_{CQ2} (mA)	1,64	1,65	1,30
V_{CEQ2} (V)	7,39	7,41	8,22
P_{Q2} (mW)	12,12	12,22	10,69
A_v	-38,00	-59,55	-47,36
A_i	4129,23	5734,47	7709,18
A_p	156910,74	341487,69	365106,76
MPP	1,56 ($v_s = 40$ mVpp)	1,90 ($v_s = 40$ mVpp)	4,68
$\eta(\%)$	0,22	0,34	0,50

As linhas de carga CC são as mesmas para os circuitos CD1 e CD2. Os resultados obtidos para $I_{C2(sat)}$ e $V_{CE2(corte)}$ são 3,26mA e 15V, respectivamente. Os extremos das linhas de carga CA, obtidas teoricamente, são: $I_{C2(sat)} = 6,31$ mA, $V_{CE2(corte)} = 11,36$ V para CD1 e $I_{C2(sat)} = 6,31$ mA, $V_{CE2(corte)} = 11,35$ V para CD2.

As impedâncias de entrada foram calculadas resultando em $z_{ib} = 870,10$ k Ω e $z_{in} = 2,69$ k Ω para CD1 e $z_{ib} = 296,16$ k Ω e $z_{in} = 2,67$ k Ω para CD2.

VI. DISCUSSÕES

A literatura básica dos programas da disciplina eletrônica em cursos de física usualmente aborda apenas as configurações convencionais de amplificadores eletrônicos. Estudos de configurações alternativas, como a Darlington e a Sziklai [7] podem servir como atividades complementares dessas disciplinas.

O Orcad 16.6 apresenta-se como uma ótima solução para ensaios e projetos. O Orcad faz uso do modelo de Gummel-Poon [8] para simular transistores bipolares. Este modelo apresenta características que os convencionais não possuem e é adequado para implementação em programas de computador. Os resultados simulados e experimentais apresentaram-se com baixos desvios. Isso credencia o uso deste *software* como instrumento didático no sentido de avaliar de forma ágil e segura novas configurações de amplificadores ou de outros de circuitos eletrônicos. Evidentemente, apenas o uso do *software* não exige a prática de laboratório, em que o desenvolvimento de protótipos com refinamento da percepção da tolerância dos

componentes e a prática de ajustes finos são altamente recomendáveis.

Os erros verificados nos cálculos com o modelo teórico podem ser atribuídos a inserção de um circuito equivalente de transistor (modelo de Ebers-Moll) composto por componentes lineares. A junção base-emissor, que fisicamente corresponde a um diodo, é aproximada por um resistor cujo valor é dependente da corrente de polarização. Também se despreza o efeito Early [9], que impõe variação de corrente de coletor em função da tensão entre coletor e emissor. Outro aspecto a ser considerado é a dependência de β com a corrente de coletor. A determinação dos valores de β usando-se um multímetro convencional é feita baseada nas correntes que são impostas pelo circuito de teste do instrumento. O transistor, quando em operação no circuito, é sujeito a outros níveis de corrente que podem alterar o valor de β . Essas restrições que foram impostas ao modelo influenciam nos resultados, conduzindo a um aumento nos erros. Contudo, de modo geral, a magnitude desses erros não foi expressiva se consideramos os procedimentos práticos para desenvolvimento dos circuitos eletrônicos.

Tanto em CD1 como em CD2, o consumo de potência da fonte é praticamente o mesmo. No entanto, quando se utiliza o transistor Q_2 com β inferior, a dissipação em Q_1 é maior. O transistor Q_1 atua como uma fonte de corrente para Q_2 . Portanto, o aumento na corrente de coletor de Q_1 é necessário para suprir maior corrente para a base de Q_2 a fim de manter o ponto quiescente do mesmo.

O valor de r_{e2} deve ser pequeno pois, sendo a corrente $I_{E1} = I_{B2}$ amplificada por Q_1 , I_{E2} torna-se elevada. Isto colabora para o aumento do ganho de tensão (Eq. 32) nesta configuração de amplificadores. O ganho de corrente na configuração Darlington (Eq. 33), considerando-se i_{b1} como variável de entrada, é elevado, pois depende do produto dos valores de β e, conseqüentemente, o mesmo ocorre com o ganho de potência.

A entrada do amplificador é composta por uma associação paralela de $R_1//R_2$ e z_{ib} . Como $R_1//R_2$ é muito menor que z_{ib} , a corrente fornecida pela fonte de sinais é em grande parte desviada ao terra. Como consequência, se o ganho de corrente tomar como referência i_{in} , este terá um valor reduzido. Dessa forma, optou-se por uma relação de correntes entre i_{b1} e i_{e2} para definir o ganho de correntes, pois esta permite uma avaliação mais significativa do desempenho da configuração Darlington. Os resultados experimentais e simulados obtidos para este ganho de corrente apresentaram pequeno desvio. Por outro lado, o modelo teórico produziu desvios importantes no ganho de corrente. Esta divergência pode ser atribuída à corrente de fuga entre base e coletor.

Quando se considera a corrente de fuga entre base e coletor, a corrente de coletor é dada por $i_c = (i_b + i_{cbo})/\beta$. Isto significa que a corrente de base é maior e, portanto, o valor β efetivo do transistor é menor. Quando simulamos o circuito com intuito de determinar o ganho de corrente, verificamos que a corrente de base na simulação foi cerca de 10 vezes maior que a esperada pelo modelo teórico simplificado. Com isso, a diferença entre os ganhos de corrente foi grande. Como as correntes de base são da

ordem de nA, estas devem ser afetadas pela corrente i_{cbo} (que também são da ordem de nA) que não é prevista pelo modelo teórico adotado. Sendo assim, na simulação a corrente de base é maior que a obtida pelo modelo teórico e, com isso, se explica a diferença entre os ganhos. Mesmo assim, o elevado ganho de corrente e, conseqüentemente de potência, é o principal diferencial da configuração Darlington em comparação com o circuito convencional (Figura 2).

A impedância de entrada do circuito da configuração Darlington é dominada pelo termo R_{TH} . A impedância “vista” pela base de Q_1 é muito alta, uma vez que a baixa corrente que excita a base de Q_2 eleva o valor de r_{e1} . Além disso, Q_1 é um transistor média potência que possui β elevado. Para circuitos em que o valor de β_2 é menor, a corrente de coletor (emissor) de Q_1 é maior e isto faz com que a impedância z_{ib} diminua. Em relação a impedância de saída, ambas são idênticas.

A compliância determinada pelo modelo teórico é maior que no caso experimental. Isto se explica, pois o modelo teórico considera pontos de corte e saturação, enquanto que, na realidade, existem regiões, que contém esses pontos, onde a perda de linearidade se manifesta e a forma de onda da tensão de saída se distorce. Portanto, a excursão do ponto quiescente pela linha de carga CA não ocorre em toda a extensão ilustrada na Figura 10, mas em uma faixa mais limitada, causando diminuição da compliância. Isto se reflete também na eficiência, nas Tabelas I e II se verifica que a eficiência obtida experimentalmente é menor que a teórica. Uma avaliação mais precisa sobre a compliância poderia ser feita usando-se um analisador de espectro para se analisar a incidência de harmônicos na forma de onda da tensão de saída.

Os amplificadores classe A apresentam baixa eficiência causada pelo fornecimento de energia da fonte de alimentação para a corrente de coletor dos transistores durante todo o ciclo de operação. Esta baixa eficiência também se verifica em circuitos convencionais, como aquele apresentado na Figura 2. Para se obter melhores eficiências deve-se usar a configuração Darlington em classe B, por exemplo.

A avaliação da estabilidade dos circuitos é feita por meio das Equações 46 a 49. Se $R_{TH} \ll R_E \beta_1 \beta_2$, verifica-se que I_{CQ2} é independente dos β s. Na mesma condição, I_{CQ1} é dependente de β_2 . Portanto, para se alcançar maior estabilidade dos pontos quiescentes deve-se estabelecer nos projetos valores de $R_{TH} \ll R_E \beta_1 \beta_2$ e buscar dissipar, com eficiência, a energia térmica de Q_2 por meio do uso de dissipadores. Como pode ser visto nas Tabelas I e II, a potência dissipada em Q_2 é maior e, portanto, este transistor pode ser afetado pelos efeitos térmicos.

VII. CONCLUSÕES

Foi apresentado um procedimento simplificado para análise de amplificadores na configuração Darlington com finalidade didática. Resultados experimentais e simulados foram obtidos e comparados com os do modelo teórico

baseado no equivalente de Ebbbers-Moll, usualmente empregado em estudos simplificados de amplificadores.

A utilização do Orcad 16.6, apresentou resultados simulados próximos aos experimentais, ilustrando a real possibilidade de utilização deste *software* como ferramenta didática e de desenvolvimento de projetos.

Do procedimento metodológico realizado, foram obtidas as seguintes conclusões:

- mesmo fazendo uso de um modelo aproximado, os resultados provenientes deste estão, para a maioria dos parâmetros mensurados, próximos aos obtidos experimentalmente e por simulação;
- apesar de algumas limitações, o modelo apresentado ajuda na interpretação física das características do amplificador e estabelece parâmetros iniciais para o desenvolvimento de projetos;
- os resultados recomendam a utilização dos amplificadores Darlington para a obtenção, em um único estágio, de elevados ganhos de potência.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a FAPESP (Projeto nº 2012/07639-4) pelo suporte financeiro deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] Hodges, D. A., *Darlington's contribution to transistor circuit design*, IEEE Trans. on Circuits and Systems I **46**, 102-104 (1999).
- [2] Malvino, A. P., *Eletrônica*, vol. 1, 4ª Edição, (Makron Books, São Paulo, 1997).
- [3] LaLond, D. E. and Ross, J. A., *Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos*, vol. 1, (Makron Books, São Paulo, 1999).
- [4] Boylestad, R. L. and Nashelsky, L., *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*, 8ª Edição, (Prentice-Hall, São Paulo, 2004).
- [5] Sedra, A. S. and Smith, K. C., *Microeletrônica*, 4ª Edição, (Makron Books, São Paulo, 2000).
- [6] Orcad Pspice AD – Reference Guide, Bipolar Junction Transistor, 204-214 (1999).
- [7] Pandei, B. and Susmrita, S. and Tiwari, S. N. and Singh, J. and Shukla, S. N., *Qualitative analysis of small-signal modified Sziklai pair amplifier*, Indian Journal of Pure & Applied Physics **50**, 272-276 (2012).
- [8] Gummel, H. K. and Poon, H. C., *An integral charge control model for bipolar transistors*, Bell Syst. Tech. J. **49**, 827-852 (1970).
- [9] Hart, B. L., *Modeling the Early Effect in Bipolar Transistors*, IEEE J. of Solid-State Circuits **18**, 139-140 (1983).