

Andar final de amplificação em classe A com transistores bipolares 2n3055

Pedro Ribeiro,^{*} Luis Macedo,[†] and Samuel Balula[‡]

Instituto Superior Técnico
Mestrado em Engenharia Física Tecnológica
Complementos de Electrónica
(Dated: 26 de Janeiro de 2015)

Neste trabalho laboratorial é montado um andar de saída em classe A, usando transístores bipolares 2n3055. Medem-se, calculam-se e determinam-se com recurso a uma simulação em spice as correntes, tensões e potências com o circuito no ponto de funcionamento em repouso bem como com sinais periódicos de diferentes frequências. Determinam-se a função de transferência, característica de corrente, impedâncias de entrada e saída e banda passante. Determina-se que o ganho de tensão é de $G_v = 0.98 \pm 0.01$, e o de corrente de $G_i = 78.12 \pm 1.07$. Verifica-se que as impedâncias do circuito são $Z_{in} = 2570.59 \pm 78.55\Omega$, $Z_{01} = 1.038 \pm 0.751\Omega$ e $Z_{02} = 0.664 \pm 0.009\Omega$. O limite superior da banda passante a $-3dB$ encontra-se em $58kHz$.

Tabela I. Lista dos componentes utilizados

Descrição	Modelo/Valor	Qt.	Referência
Transístor J. Bipolar	2n3055	3	Q1,Q2,Q3
Gerador de Sinais		1	
Resistência de potência	10 Ω	2	R2,R3
Reóstato de potência	12 Ω	1	R1

I. Introdução

Um andar de saída em classe A é um tipo de amplificador que permite aumentar a potência de um sinal e fornecê-lo a uma carga. Nesta tipologia o dispositivo está em condução em todo o ciclo do sinal, o que resulta numa baixa distorção do sinal mas uma baixa eficiência.

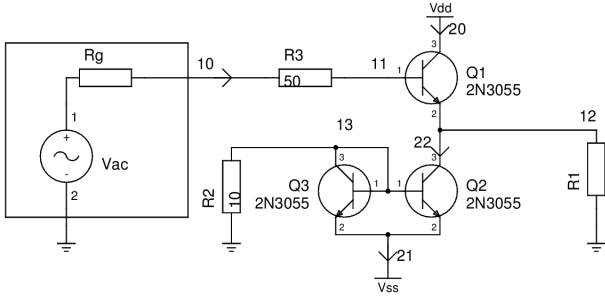


Figura 1. Circuito implementado no laboratório

A. Experiência Realizada

De acordo com as instruções do guia, implementou-se o circuito da figura 1. Apresentam-se na tabela I os componentes utilizados. Efetuaram-se as medições:

B. Ponto de funcionamento em repouso

Para o cálculo do ponto de funcionamento em repouso utilizaram-se as seguintes relações para os transístores:

$$\begin{cases} i_C = \beta_f i_B \\ i_E = (\beta_f + 1) i_B \\ i_E = \frac{\beta_f + 1}{\beta_f} i_C \end{cases} \quad (1)$$

$$i_E = I_{ES} \left(e^{\frac{v_{BE}}{\eta V_T}} - 1 \right) \approx I_{ES} \left(e^{\frac{v_{BE}}{\eta V_T}} \right) \quad (2)$$

$$v_{BE} = \eta V_T \log \left(\frac{i_E}{i_{ES}} + 1 \right) = \eta V_T \log \left(\frac{i_C}{i_{ES}} \frac{\beta_f + 1}{\beta_f} + 1 \right) \quad (3)$$

Analise-se o circuito de fonte de corrente, constituído pelos transístores Q2 e Q3, e pela resistência R2. Dada a simetria do circuito, as correntes e tensões nos dois transístores são iguais ($i_{B2} = i_{B3}$, $i_{C2} = i_{C3} = I$, $v_{BE1} = v_{BE3}$). Pode assim escrever-se:

$$i_R = i_C + i_{B2} + i_{B3} = i_C + 2i_B \quad (4)$$

$$-\frac{V_{SS} + V_{BE2}}{R_2} = (\beta_f + 2) i_B = \frac{\beta_f + 2}{\beta_f} I \quad (5)$$

Resolvendo em ordem a v_{BE} :

$$v_{BE} = -R_2 \frac{\beta_f + 2}{\beta_f} I - V_{SS} \quad (6)$$

Igualando (3) e (6):

$$I = -\frac{\beta_f}{\beta_f + 2} \frac{V_{SS} + \eta V_T \log \left(\frac{I}{i_{ES}} \frac{\beta_f + 1}{\beta_f} + 1 \right)}{R_2} \quad (7)$$

Esta é uma equação transcendente, que pode ser resolvida numericamente. Seja I a corrente fornecida por esta parte do circuito.

C. Função de transferência

Aplicando a lei dos nós ao ponto 12 do circuito:

$$i_{E1} = I_{R1} + I = \frac{v_0}{R_1} + I \quad (8)$$

$$v_{BE} = v_i - i_B(R_g + R_3) - v_0 = v_i - \frac{i_e}{1 + \beta_f}(R_3 + R_g) - v_0 \quad (9)$$

Pode assim escrever-se a característica $v_i(v_o)$:

$$v_i = \eta V_T \log \left(\frac{\frac{v_0}{R_1} + I}{i_{ES}} + 1 \right) + v_0 + \left(\frac{v_0}{R_1} + I \right) \frac{R_3 + R_g}{1 + \beta_f} \quad (10)$$

Desprezando o termo $+1$ no argumento do logaritmo e o último termo da expressão:

$$v_i = v_o + \eta V_T \log \left(\frac{I + \frac{v_o}{R_1}}{i_{ES}} \right) \quad (11)$$

$$G_v = \left(\frac{dv_i}{dv_o} \right)^{-1} = \left(1 + \frac{\eta V_T}{I + \frac{v_o}{R_1}} \right)^{-1} \approx 1 \quad (12)$$

^{*} 73221, pedro.q.ribeiro@tecnico.ulisboa.pt

[†] 73633, luis.macedo@tecnico.ulisboa.pt

[‡] 72735, samuel.balula@tecnico.ulisboa.pt

Para determinar o ganho de corrente basta observar que:

$$\begin{cases} i_e = i_c + i_b \\ i_c = \beta_F i_b \end{cases} \quad (13)$$

E assim:

$$i_e = (\beta_F + 1)i_b \quad (14)$$

E consequentemente o ganho em corrente é dado por:

$$G_i = \beta_F + 1 \quad (15)$$

Para determinar a tensão máxima na saída, basta notar que quando a tensão na saída é máxima, o transistor entra na região de saturação, pelo que a sua tensão V_{CE} vai ter um valor bem definido e logo:

$$V_{o_{max}} = V_{CC} - V_{CE_{sat}} \quad (16)$$

Para determinar a eficiência das montagens e o rendimento dos transistores, é necessário determinar a potência dissipada pelos transistores Q1 e Q2. A potência dissipada pelo transistor Q1 é dada por:

$$P_{Q1} = \langle i_{c1} V_{CE1} \rangle \quad (17)$$

Começa-se por determinar o factor $i_{c1} V_{CE1}$:

$$i_{c1} V_{CE1} = (V_{CC} - v_o) \left(I + \frac{v_o}{R_1} \right) = V_{CC} I + V_o \left(\frac{V_{CC}}{R_1} - I \right) - \frac{v_o^2}{R_1} \quad (18)$$

Como $\frac{V_{CC}}{R_1} - I \approx 0$, simplificando a expressão anterior e fazendo a média:

$$P_{Q1} = \left\langle V_{CC} I - \frac{v_o^2}{R_1} \right\rangle = V_{CC} I - \frac{(V_{CC} - V_{CE_{sat}})^2}{2R_1} \quad (19)$$

Para o transistor Q2, a potência dissipada é dada por:

$$P_{Q2} = \langle I(v_o - V_{DD}) \rangle = IV_{DD} \quad (20)$$

Estamos agora em condições de calcular a eficiência da montagem. A eficiência é dada por:

$$\eta = \frac{P_{R1}}{P_{S+} + P_{S-}} \quad (21)$$

P_{S-} é a potência fornecida pela fonte de tensão negativa V_{DD} e é dada por:

$$P_{S-} = V_{DD} I \quad (22)$$

A potência fornecida pela fonte de tensão positiva V_{CC} já não vai ser constante e vai passar a ser dada por:

$$P_{S+} = \langle V_{cc} i_c \rangle \approx \langle V_{cc} i_e \rangle = \left\langle V_{cc} I + \frac{v_o}{R_1} \right\rangle \approx V_{CC} I \quad (23)$$

A potência máxima fornecida à carga (interessa saber qual a potência máxima, de modo a determinar a eficiência máxima) é dada por:

$$P_L = \frac{V_{om}}{2R_1} \quad (24)$$

Com estas fórmulas para a potência é agora possível determinar a eficiência máxima, fazendo:

$$\eta = \frac{1}{4} \frac{v_{om}}{IR_1} \frac{v_{om}}{V_{CC}} \approx \frac{1}{4} = 25\% \quad (25)$$

Tabela II. Valores de corrente e tensão, conforme legenda da figura 1

ID	Experimental	Teórico	Simulação
Vdd (V)	8.022 ± 0.01	8.000	8.000
Vss (V)	-8.006 ± 0.01	-8.000	-8.000
10 (V)	-0.420 ± 0.002	-0.181	-0.365
11 (V)	-0.574 ± 0.001	-0.218	-0.438
12 (V)	-1.296 ± 0.001	-1.639	-1.149
13 (V)	-7.253 ± 0.001	-6.454	-7.275
20 (A)	1.12 ± 0.02	0.468	0.724
21 (A)	1.88 ± 0.02	1.281	1.574
22 (A)	1.23 ± 0.02	0.636	0.847
R1 (Ω)	10 ± 1	10	10

Tabela III. Potências dissipadas no PFR, valores em Watt

ID	Experimental	Teórico	Simulação
Vdd	-9.06 ± 0.17	-3.74	-5.79
Vss	-15.05 ± 0.18	-10.24	-12.59
Ger. sinais	-0.0064 \pm 0.0001	-0.0007	-0.0026
R1	0.1680 ± 0.0003	0.2686	0.1320
R2	5.2606 ± 0.0014	4.1654	5.2926
R3	0.0024 ± 0.0001	0.0001	0.0005
Q1	10.53 ± 0.20	4.5111	6.6239
Q2	8.25 ± 0.15	4.04	5.80
Q3	0.489 ± 0.037	1.00	0.527
Somatório	0.580 ± 0.858	-0.005	-0.003

D. Impedâncias de entrada e saída

De modo a determinar a impedância de entrada do circuito mede-se a corrente e a tensão de entrada utilizando um multímetro e determina-se a impedância a partir da equação 26.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (26)$$

Para determinar a impedância de saída do circuito utilizam-se duas cargas diferentes e considera-se que o circuito é linear de modo a poder ser possível considerar um equivalente de Thévenin. A impedância de saída é obtida através da equação 27.

$$Z_{out} = \frac{R_1 \frac{dV_o}{dR_1}}{\frac{V_o}{R_1} - \frac{dV_o}{dR_1}} \quad (27)$$

É também pretendido verificar a resposta em frequência do circuito e para tal varia-se a frequência do sinal de entrada e apresenta-se o gráfico de $\frac{i_o}{i_i}(dB)$ em função de $\log(f)$. De modo a saber as correntes de entrada e saída medem-se as tensões respetivas e utiliza-se $I = \frac{V}{R}$. Determina-se ainda o limite superior da banda passante a $-3dB$ partir da intersecção dessa recta com o gráfico já referido.

II. Resultados

A. Ponto de funcionamento em repouso

Apresentam-se na tabela II os valores de tensões e correntes relevantes medidos experimentalmente, calculados teoricamente e obtidos na simulação.¹

B. Função de transferência

Neste ponto obtiveram-se as relações entre as correntes e as tensões de entrada e saída da montagem utilizada. Foi utilizado o osciloscópio para medir tanto a tensão de entrada como a de saída do circuito, obtiveram-se as correntes de entrada e saída medindo a tensão aos terminais da resistência

¹ Para facilidade de leitura apresentam-se apenas os valores que foram medidos diretamente. As restantes correntes e tensões que não estão apresentadas podem ser calculadas por aplicação direta da lei de Ohm

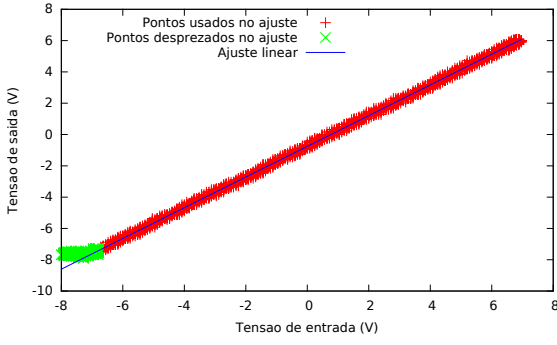


Figura 2. Gráfico da relação entre tensão de entrada e de saída da montagem utilizada e respectivo ajuste linear. É possível observar que para valores de tensão de entrada muito negativa, começa a haver distorção.

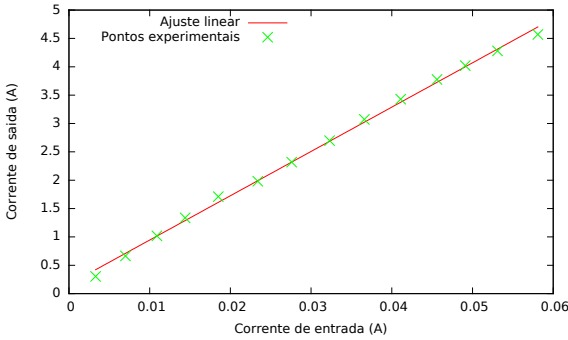


Figura 3. Gráfico da relação entre corrente de entrada e de saída da montagem utilizada e respectivo ajuste linear.

de entrada e de saída com o osciloscópio, tendo-se obtido a corrente através da lei de Ohm.

A relação entre tensão de entrada e saída deste circuito está apresentada na figura 2. Para determinar o ganho da montagem utilizada, realizou-se também um ajuste linear:

$$y(x) = ax + b \quad (28)$$

Onde a variável x é a tensão de entrada, a variável y a tensão de saída, a é o ganho e b é o desvio da origem. Os resultados obtidos através do ajuste foram os seguintes: $a = G_v = 0.98 \pm 0.01$, $b = -0.75 \pm 0.01V$.

Para a relação entre corrente de entrada e de saída do circuito também se realizou um ajuste linear semelhante ao realizado anteriormente para se obter o ganho de corrente, apresentado juntamente com os dados experimentais na figura 3. Os resultados obtidos através do ajuste foram os seguintes: $a = G_i = 78.12 \pm 1.07$, $b = 0.16 \pm 0.04A$.

C. Potências fornecidas e dissipadas

Os dados obtidos estão apresentados na tabela IV, juntamente com os resultados dos cálculos para a potência dissipada e para o rendimento. É de notar que o rendimento obtido é bastante baixo, na ordem dos 15% quando $v_o = v_{o_{max}}$ e na ordem dos 4% quando $v_o = \frac{v_{om}}{2}$. É interessante notar que a eficiência obtida experimentalmente é bastante inferior à eficiência de 25% obtida teoricamente. Isto deve-se ao facto de no cálculo da eficiência apenas se ter considerado as perdas nos transistores Q_1 e Q_2 , quando existem outros elementos do circuito onde também existe dissipação.

D. Impedâncias de entrada e saída

Neste ponto mediram-se a tensão e corrente de entrada directamente utilizando o multímetro, de modo a determinar a impedância de entrada. Mediram-se também, utilizando duas cargas diferentes, a corrente e tensão nessas cargas, para que, a partir do equivalente de Thévenin fosse possível determinar a impedância de saída do circuito. Os resultados estão na tabela V.

		$v_o = v_{om}$	$v_o = \frac{v_{om}}{2}$
V_{CC} (V)		8.04	
V_{DD} (V)		8.01	
$I(V_{CC})$ (A)		0.6	
$I(V_{DD})$ (A)		1.3	
R_1 (Ω)		10	
V_o (V)	multímetro	-0.95	-0.98
	osciloscópio	-0.93	-0.95
P_{Q_1} (W)	multímetro	5.39	5.41
	osciloscópio	5.38	5.39
P_{Q_2} (W)	multímetro	5.52	7.82
	osciloscópio	5.52	7.81
Potência dissipada		10.89	13.2
Potência fornecida		15.24	15.24
Rendimento (%)		13.59	3.86

Tabela IV. Tensões e potências dissipadas obtidas para os transistores Q_1 e Q_2 da montagem utilizada.

$V_i(V)$	0.874 ± 0.01
$I_i(A)$	0.00034 ± 0.0001
$R_1(\Omega)$	10 ± 0.1
$V_{o1}(V)$	0.851 ± 0.01
$R_2(\Omega)$	8 ± 0.1
$V_{o2}(V)$	0.835 ± 0.01

Tabela V. Valores obtidos das tensões e correntes de entrada e saída.

E. Resposta em frequência

Variou-se a frequência do sinal de entrada e mediu-se, utilizando multímetros, a tensão de saída e a tensão de entrada. Os resultados obtidos encontram-se na tabela VI

Freq. sinal de entrada (Hz)	$V_i(V)$	$V_o(V)$	$\text{Log}(f)$ (Hz)	$i_o/i_i(dB)$
100	1.20	10.6	2.0	39.1
200	1.20	10.8	2.3	39.2
400	1.04	11.2	2.6	40.8
600	0.96	11.4	2.8	41.6
800	1.04	11.7	2.9	41.2
1000	0.80	12.1	3.0	43.7
2000	0.64	12.4	3.3	45.9
4000	0.56	12.9	3.6	47.4
6000	0.56	12.8	3.8	47.3
8000	0.48	13.0	3.9	48.8
10000	0.32	13.0	4.0	52.3
20000	0.32	12.9	4.3	52.3
40000	0.32	13.0	4.6	52.3
60000	0.48	12.8	4.8	48.7
80000	0.56	12.8	4.9	47.3
100000	0.64	12.8	5.0	46.2
200000	2.12	12.7	5.3	35.7
400000	2.40	12.4	5.6	34.4
600000	3.92	13.0	5.8	30.6
800000	4.64	13.7	5.9	29.6
1000000	7.04	14.1	6.0	26.2

Tabela VI. Dados obtidos para a determinação da resposta em frequência do circuito

III. Análise de resultados

A. Ponto de funcionamento em repouso

Os resultados experimentais apresentados na tabela II não são compatíveis com as previsões teóricas ou com os resultados da simulação. São, todavia, coerentes para cada análise, conforme se pode verificar pelo somatório das potências na tabela III, que admite o valor zero experimentalmente e tem valores muito próximos de zero tanto na análise teórica como na simulação. Pode explicar-se esta diferença com a sensibilidade aos valores das resistências, conforme se pode verificar

facilmente pela variação dos valores destas na simulação. Em particular, se se variar a resistência de saída do gerador num fator inferior a 2, os resultados da simulação aproximam-se dos verificados experimentalmente. Contribuem para estas diferenças entre os valores marcados dos componentes e os efetivos no circuito as ligações elétricas, que se revelaram nalguns pontos pouco fidedignas, ou os cabos, com comprimentos consideráveis e cujas resistências podem não ser desprezadas quando comparadas com as baixas resistências dos componentes envolvidos.

B. Função de transferência

O resultado experimental obtido para o ganho de tensão da montagem, $G_v = 0.98 \pm 0.01$, está em concordância com a equação 12 e com o valor esperado de $G_v = 1$. Nota-se também que a tensão mínima de saída é de cerca de $V_{o_{min}} \approx 7.8$, o que implicaria que a tensão de saturação do transistor seria de $V_{CE_{sat}} \approx 0.2V$, o que está de acordo com as especificações do fabricante, que estipula que o valor máximo desta tensão não ultrapassa 1.1V.

Quanto ao ganho de corrente, o resultado obtido foi de $G_i = 78.12 \pm 1.07$. Pela equação 15 determinou-se que o ganho dos transístores utilizados era de $\beta_F = 77.12$, estando este valor de acordo com as especificações do fabricante, que estipula que o ganho de corrente dos transístores é de cerca de 70.

C. Potências fornecidas e dissipadas

A partir dos dados obtidos na tabela IV, conclui-se que o rendimento obtido é bastante baixo, na ordem dos 15% quando $v_o = v_{o_{max}}$ e na ordem dos 4% quando $v_o = \frac{v_{om}}{2}$, como seria de esperar para uma montagem de classe A. Observa-se também que a diminuição da amplitude do sinal de entrada leva a uma diminuição da eficiência, outra característica típica destes andares de saída. É interessante notar que a eficiência obtida experimentalmente é bastante inferior à eficiência de 25% obtida teoricamente. Isto deve-se ao facto de no cálculo da eficiência apenas se ter considerado as perdas nos transístores Q_1 e Q_2 , quando existem outros elementos do circuito onde também existe dissipação.

D. Impedâncias de entrada e saída

A impedância de entrada foi determinada através dos dados da tabela V e da equação 26. Para a impedância de saída obtiveram-se 2 valores, sendo que se utilizaram as duas cargas para os cálculos, utilizando a equação 27. Considerou-se que $\frac{dV_0}{dR_1} = \frac{V_{01}-V_{02}}{R_1-R_2}$ quando se utilizou R_1 para os cálculos e $\frac{dV_0}{dR_1} = \frac{V_{02}-V_{01}}{R_2-R_1}$ quando se utilizou R_2 . Os resultados obtidos encontram-se na tabela VII.

$Z_{in}(\Omega)$	2570.59 ± 78.55
$Z_{01}(\Omega)$	1.038 ± 0.751
$Z_{02}(\Omega)$	0.664 ± 0.009

Tabela VII. Resultados obtidos para as impedâncias de entrada e saída

Verifica-se, como seria de esperar, que o andar de saída em classe A é um andar com uma alta impedância de entrada e uma baixa impedância de saída.

E. Resposta em frequência

Tendo em conta os dados da tabela VI e atendendo a que $R_i = 70.2 \pm 0.1\Omega$ e $R_o = 6.9 \pm 0.1\Omega$ foi possível obter as correntes i_i e i_o a partir de $i = V/R$. Apresenta-se também na tabela VI $\log(f)$ e também $\frac{i_o}{i_i}$ em dB.

O gráfico de $\frac{i_o}{i_i}(dB)$ em função de $\log(f)(Hz)$ encontra-se na figura 4

Considerando que o máximo tem o valor de 52.3dB, utilizando o *Mathematica* fez-se uma função interpoladora e determinou-se a sua intersecção a -3dB do máximo, ou seja, a 49.3dB, sendo que essa intersecção corresponde ao limite

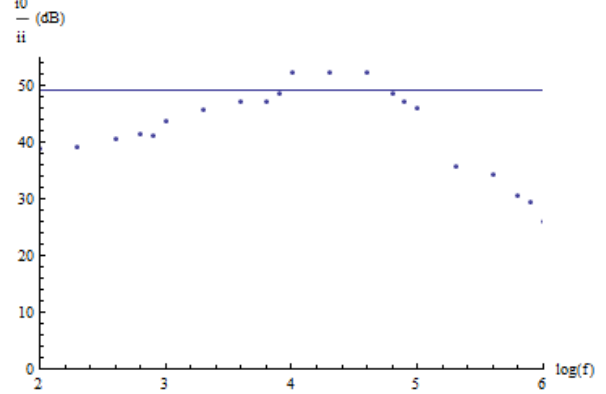


Figura 4. Resposta em frequência do circuito

superior da banda passante. O valor a que se chegou foi de $f_{limitesuperior} = 57853Hz$. Conclui-se que a partir de 57853Hz a atenuação é superior a 3dB.

IV. Conclusões e Críticas

Os valores medidos para o ponto de funcionamento em repouso diferem do previsto, mas são coerentes entre si, visto a potência total (dissipada - fornecida) admitir o valor zero.

Os resultados obtidos para as características deste andar de saída são coerentes tanto com as previsões teóricas e os valores obtidos estão dentro dos limites especificados pelo fabricante para o modelo de transistor usado.

Obtém-se um valor baixo para o rendimento, típico deste andar de saída, mas com um rendimento máximo de $\eta \approx 15\%$, bastante abaixo do valor esperado de 25%. Concluiu-se que esta diferença se devia à dissipação dos outros componentes do circuito, que não foram contabilizados.

No que diz respeito às impedâncias de entrada e saída, conclui-se que o circuito têm uma grande impedância de entrada e uma baixa impedância de saída, como se pode verificar pela análise da tabela VII. Verificou-se ainda qual a atenuação a -3dB e concluiu-se que esta acontece a cerca de 58kHz, ou seja, a partir desta frequência o ganho de tensão decresce drasticamente.

[1] Apontamentos das aulas teóricas. João Figueinhas.

[2] Adel S. Sedra. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press.