

# 8

## Capítulo

### Oscilador Armstrong

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores Armstrong.

## objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de um oscilador Armstrong;
- Analisar osciladores do tipo Armstrong;
- Projetar os componentes de osciladores Armstrong;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores Armstrong;
- Implementar e ensaiar osciladores Armstrong.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores Hartley.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo dos osciladores controlados por cristal.

## 1 Introdução

O oscilador Armstrong<sup>1</sup> é da mesma família dos osciladores estudados nos capítulos anteriores, onde a rede de realimentação é implementada usando-se indutores e capacitores. Aqueles osciladores continham na rede de realimentação indutores e capacitores, o que continuará acontecendo com o oscilador Armstrong; mas agora será utilizado um transformador (dois indutores acoplados), que provocará uma defasagem no sinal realimentado de 180°. Assim como os osciladores Colppits, Clapp e Hartley, o oscilador Armstrong também é um oscilador ressonante.

Lembre que o critério de Barkhausen estabelece que para que o sistema da Figura 1 oscile deve-se satisfazer os seguintes requisitos:

$$\alpha \cdot \beta = -1;$$

$$\theta = \pm 360^\circ \cdot n.$$

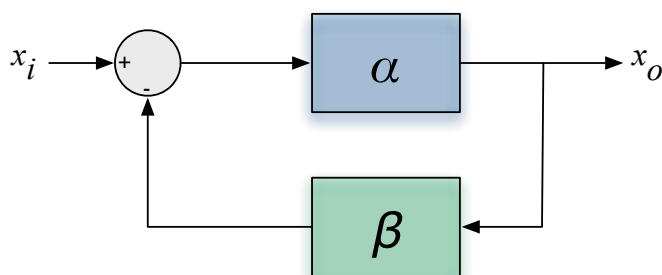


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

Na Figura 2 mostra-se a configuração básica de osciladores ressonantes, onde pode-se verificar que existem três impedâncias na rede de realimentação entre a saída e a entrada do amplificador operacional. Conforme a combinação destas impedâncias pode-se ter diferentes osciladores, conforme mostrado na tabela a seguir [1].

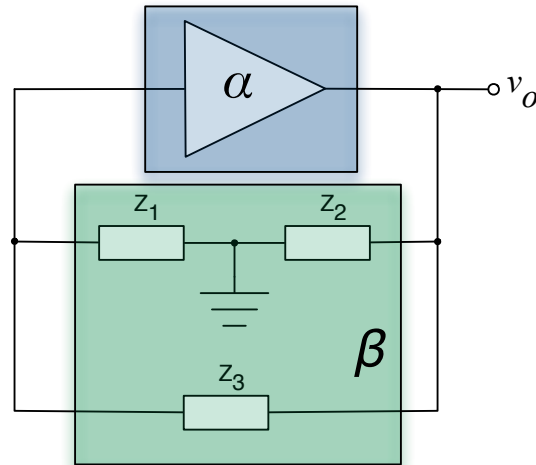
O circuito do oscilador Armstrong com transistor bipolar é mostrado na Figura 3 onde nota-se a presença do transformador  $T_1$  ( $L_1$  e  $L_2$  acoplados) e do capacitor ( $C_1$ ) na rede de realimentação.

Tabela 1 - Combinações de impedâncias para diferentes osciladores.

Tipo de oscilador	Elemento reativo		
	$Z_1 \rightarrow X_1$	$Z_2 \rightarrow X_2$	$Z_3 \rightarrow X_3$
Oscilador Colppits	C	C	L
Oscilador Clapp	C	C	LC
Oscilador Hartley	L	L	C
Sintonizado na entrada e na saída	LC	LC	-

<sup>1</sup> O oscilador Armstrong também é conhecido como oscilador Meissner, desenvolvido pelo Austríaco Alexander Meisner que viveu de 1883 até 1958.

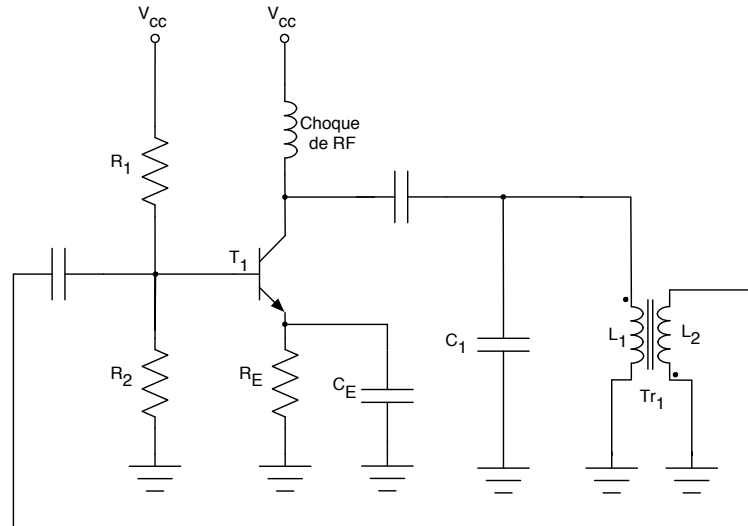
O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores Armstrong<sup>2</sup> com rede de realimentação indutiva-capacitiva (LC), conforme mostrado na *Figura 2* e *Tabela 1*.



*Figura 2 – Configuração básica de osciladores ressonantes.*

## 2 Análise do Oscilador Armstrong

Seja o circuito oscilador Armstrong com rede de realimentação capacitiva-indutiva (LC), conforme mostrado na *Figura 3* [3].



*Figura 3 - Oscilador Armstrong com transistor bipolar.*

A realimentação do oscilador Armstrong mostrado na *Figura 3* é formada pelo capacitor  $C_1$  e pelos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , que estão acoplados, formando um transformador que irá inserir uma defasagem de  $180^\circ$  no sinal realimentado, conforme pode ser observado pela polaridade de  $T_1$ . A

<sup>2</sup> Edwin Howard Armstrong - Engenheiro e inventor Americano que viveu de 1890 até 1954, desenvolveu este oscilador e também a modulação por frequência (FM).

frequência de oscilação do circuito é a própria frequência de ressonância da malha, frequência esta onde o deslocamento de fase será de  $0^\circ$ .

Para se realizar a análise do oscilador Armstrong são necessários conhecimentos avançados de transformadores, o que foge do escopo deste estudo de osciladores. Assim, serão apresentadas as expressões que determinam as principais variáveis do oscilador, sem que seja realizada sua dedução formal.

A frequência de oscilação é dada por:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}.$$

O transformador formado por dois indutores acoplados ( $L_1$  e  $L_2$ ) é mostrado na Figura 4 onde pode-se notar a conexão com polaridade invertida, para que ocorrerá a defasagem de  $180^\circ$  no sinal realimentado.

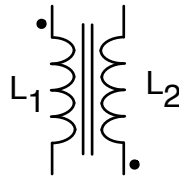


Figura 4 – Transformador utilizado no oscilador Armstrong.

Para um transformador com dois enrolamentos, onde  $L_1$  e  $L_2$  são as indutâncias próprias do primeiro enrolamento ( $L_1$ ) e do segundo ( $L_2$ ) e  $k$  é o fator de acoplamento, a indutância mútua entre os enrolamentos acoplados é dada a seguir:

$$M = \pm k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}.$$

Esta indutância mútua também pode ser obtida por:

$$M = \pm \sqrt{L_{m1} \cdot L_{m2}}.$$

As indutâncias de magnetização  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$  podem ser medidas facilmente com auxílio de multímetros ou pontes RLC.

Nota-se pelas expressões anteriores que, se o fator de acoplamento  $k$  for muito próximo da unidade, então  $L_{m1} = L_1$  e  $L_{m2} = L_2$ .

O fator de realimentação ( $\beta$ ) da rede passiva LC será dado por:

$$\beta = \frac{M}{L_1}.$$

Pode-se notar que  $\beta$  é um número real e tem ângulo de  $0^\circ$ . Deve-se atentar ao fato de que o transformador T1 insere uma defasagem de  $180^\circ$  e a configuração de emissor-comum do

transistor também insere  $180^\circ$ , resultando em uma defasagem total nula, ou seja,  $0^\circ = 360^\circ$ .

Para que o ganho da malha seja unitário, para atendimento do requisito de Barkhausen, deve-se ter:

$$|\alpha \cdot \beta| = 1;$$

$$|\alpha| = \frac{1}{|\beta|} = \frac{1}{\left| \frac{M}{L_1} \right|};$$

$$\alpha = \frac{L_1}{M}.$$

### 3 Projeto de Osciladores Armstrong com BJT

#### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador em Armstrong mostrado na Figura 5. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

$$X_L|_{\omega=0} = \omega \cdot L = 0 \Omega;$$

$$X_C|_{\omega=0} = \frac{1}{\omega \cdot C} = \infty \Omega.$$

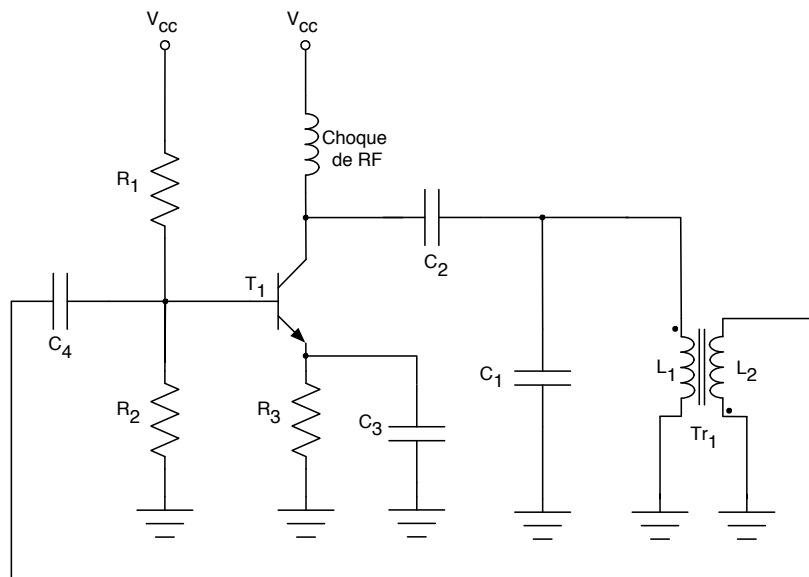


Figura 5 - Oscilador Armstrong com transistor bipolar.

Para análise em corrente contínua, o circuito da Figura 5 pode ser desenhado como mostrado na Figura 6.

Neste capítulo será realizado o projeto do circuito oscilador, considerando que se deseje uma frequência de oscilação e tensão de alimentação conforme:

$$F_o = 1\text{kHz};$$

$$V_{cc} = 9\text{V}.$$

O circuito será utilizado para gerar um sinal senoidal, ou seja, não será um circuito que irá operar com altos níveis de tensão e corrente (alta potência). Deste modo pode-se escolher um transistor bipolar de uso geral e que opere na frequência de 100 kHz e com tensão de 9 V. Aproveitando o conhecimento do transistor BC547, que já foi utilizado em osciladores anteriormente, definiu-se este como sendo o elemento U<sub>1</sub> do circuito da Figura 6

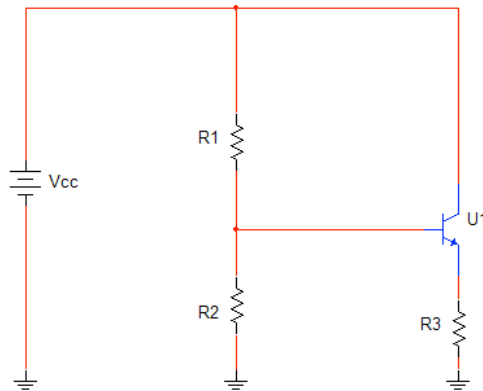


Figura 6 - Circuito de polarização do oscilador Armstrong com transistor.

As principais informações relevantes do transistor BC 547 para corrente contínua são dadas pela tabela abaixo.

Tabela 2 - Características CC do transistor BC 547.

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidade
V <sub>CE</sub>	Máxima tensão coletor-emissor	45	V
I <sub>C</sub>	Corrente contínua de coletor	100	mA
h <sub>FE</sub>	Ganho em corrente contínua	110 até 800	-
V <sub>CEsat</sub>	Tensão coletor-emissor de saturação	90 até 600	mV
V <sub>BEsat</sub>	Tensão base-emissor de saturação	580 até 720	mV

Definindo valores típicos para a corrente de coletor e tensão coletor-emissor:

$$I_C = 5\text{mA};$$

$$V_{CE} = \frac{V_{cc}}{2} = \frac{9}{2} = 4,5\text{V}.$$

Mas, sabe-se que:

$$I_E = I_B + I_C = \frac{I_C}{\beta} + I_C = I_C \cdot \frac{\beta + 1}{\beta} = 5\text{mA} \cdot \frac{200 + 1}{200} \approx 5\text{mA}.$$

Portanto, o resistor de emissor pode ser obtido por:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E \cdot R_3;$$

$$R_3 = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{I_E} = \frac{9 - 4,5}{5m} = 0,9 k\Omega;$$

$$R_3 = 1 k\Omega.$$

O ganho em corrente contínua do transistor foi estimado dentro da faixa de variação apresentada na tabela.

A corrente de base será:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{5m}{200} = 25 \mu A.$$

Lembrando que o circuito de base pode ser simplificado pelo equivalente de Thévenin, tem-se:

$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1) \cdot R_3}.$$

Assim, considerando que  $R_2$  seja um valor escolhido:

$$I_B \cdot [R_{TH} + (\beta + 1) \cdot R_3] = V_{TH} - V_{BE};$$

$$I_B \cdot \left[ \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + (\beta + 1) \cdot R_3 \right] = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}.$$

Estabelecendo um valor para  $R_2$ , pode-se determinar  $R_1$ :

$$R_2 = 4,7 k\Omega;$$

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot (V_{cc} - V_{BE}) - (\beta + 1) \cdot I_B \cdot R_2 \cdot R_3}{I_B \cdot (R_2 + R_3 \cdot (\beta + 1)) + V_{BE}} = \frac{4,7k \cdot (9 - 0,7) - (200 + 1) \cdot 25\mu \cdot 4,7k \cdot 1k}{25\mu \cdot (4,7k + 1k \cdot (200 + 1)) + 0,7} = 2,63 k\Omega;$$

$$R_1 = 2,7 k\Omega.$$

Portanto:

$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,7k \cdot 4,7k}{2,7k + 4,7k} = 1,7 k\Omega;$$

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 4,7k}{2,7k + 4,7k} = 5,72 V.$$

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 6 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 7. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

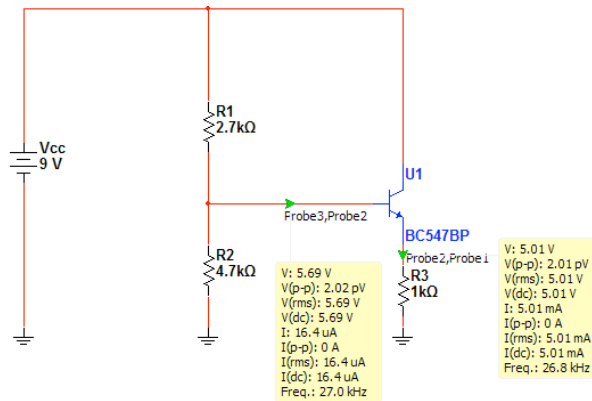


Figura 7 - Ponto de operação do oscilador Armstrong com transistor bipolar.

### 3.2 Análise em Corrente Alternada

Escolhendo-se as indutâncias do transformador  $T_1$  como sendo iguais no primeiro enrolamento e no segundo enrolamento:

$$L_1 = L_2 = 10 \mu H .$$

Sabendo que a frequência de oscilação é dada pela expressão abaixo, determina-se o valor do capacitor  $C_1$ :

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 100 \text{ kHz} ;$$

$$C_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F_o)^2 \cdot L_1} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 100k)^2 \cdot 10\mu} = 253 \text{ nF} .$$

Escolhe-se o valor comercial mais próximo para  $C_1$ . Os valores de  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  não são críticos, podendo-se utilizar:

$$C_2 = 100 \text{ nF} ;$$

$$C_3 = 100 \text{ nF} ;$$

$$C_4 = 10 \text{ nF} .$$

A partir do circuito da Figura 5 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 8. A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 9 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 9,9132  $\mu s$ , o que equivale a uma frequência de oscilação de 100,86 kHz.

A frequência de oscilação é alterada conforme o valor do choque de radiofrequência ( $R_f$ ). Se forem utilizados valores pequenos de indutância para este elemento, então a frequência de oscilação será afetada. Além disso, os dados de simulação do transformador  $T_1$  estão mostrados na Figura 10.

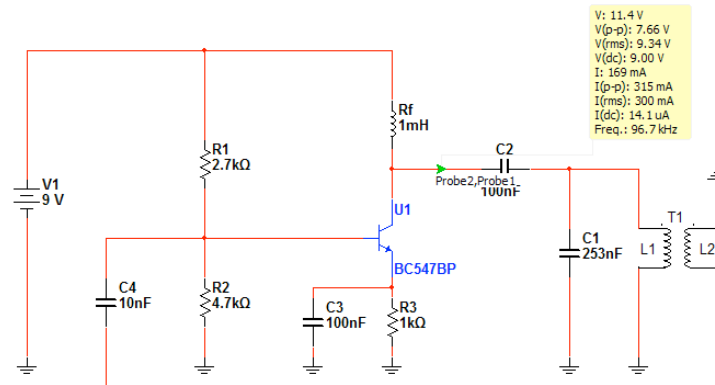


Figura 8 - Circuito do oscilador em Armstrong simulado no Multisim.

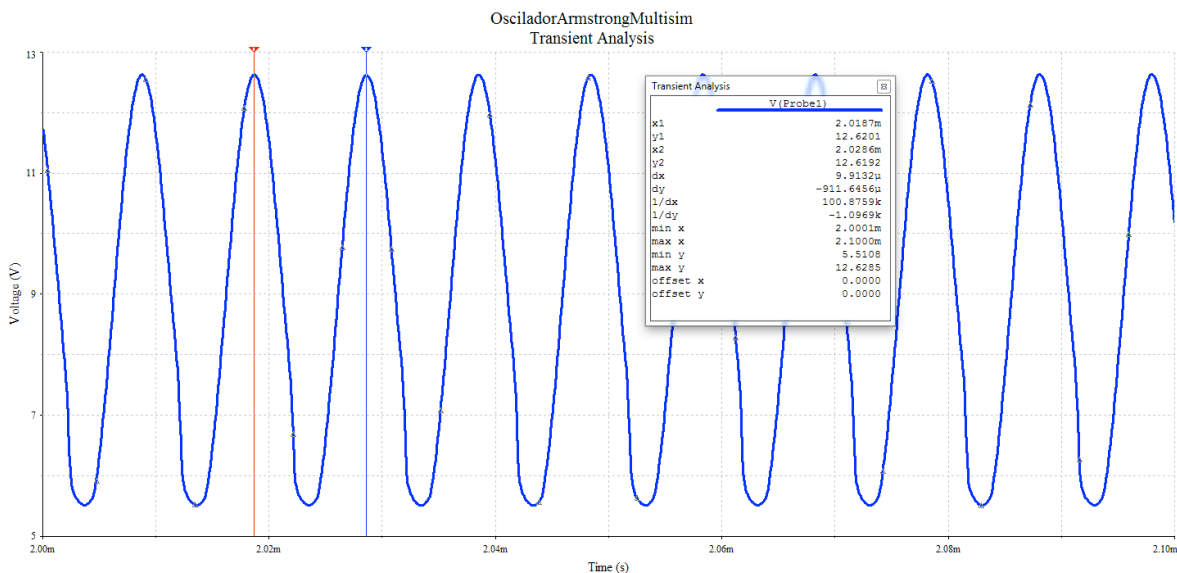


Figura 9 - Sinal gerado pelo oscilador Armstrong.

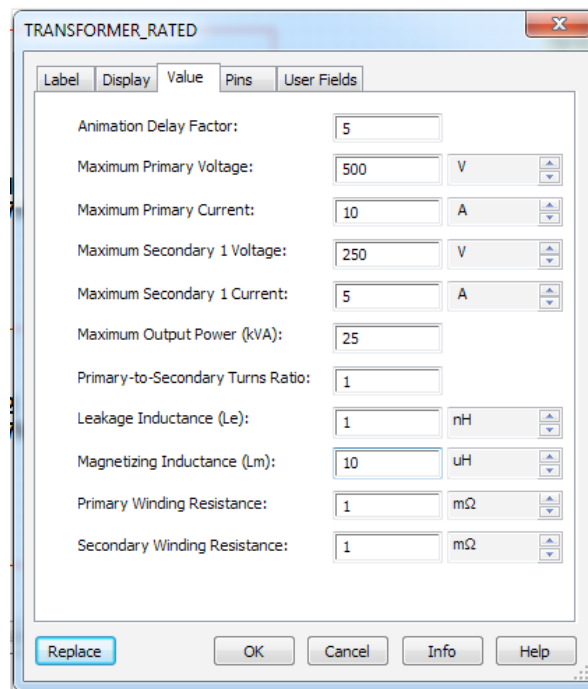


Figura 10 - Parâmetros do transformador utilizados na simulação.

## Exercícios Gerais

### Exercício 01:

Projete o circuito da Figura 5, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcione adequadamente como um oscilador Armstrong.

### Exercício 02:

Insira ao circuito da Figura 5 um estágio de amplificação com base no transistor de potência TIP 31. Considere para tal uma alimentação em 12 V e que o transistor da parte osciladora seja o BC 548.

### Exercício 03:

Projete o circuito da Figura 5 para que o mesmo opere com tensão de alimentação de 24 V e oscile com frequência de 1 kHz.

## 4 Referências

- [1] BOYLESTAD, R. L. e NASHELSKY, L. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos. 8ª ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1984.
- [2] A. P. MALVINO. Eletrônica. Volumes 1 e 2. Editora McGraw Hill do Brasil, São Paulo, 1987.

- 
- [3] LALOND, David E.; Ross, John A. Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos – volumes 1 e 2. Makron Books. São Paulo, 1999.
- [4] BOGART JR, Theodore F. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos – volumes 1 e 2. Makron Books. 3ª ed, São Paulo, 2001.
- [5] PERTENCE JUNIOR, A. Eletrônica Analógica: Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório. Porto Alegre: Bookman, 2003.
- [6] SEDRA, A. S. Microeletrônica. Volume 2. São Paulo: Makron Books, 1995.
- [7] MIYARA, F. Osciladores Senoidales. Segunda edición, 2004. Disponível eletronicamente: <http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3>. Acessado em 12/03/2012.
- [8] SOBRINHO, J. P. F.; Carvalho, J. A. D. Osciladores. Editora Érica. São Paulo, 1992.
- [9] FERREIRA, G. S. e SCHLICHTING, L. C. M. Osciladores e Multivibradores. Notas de aula. Departamento Acadêmico de Eletrônica, Campus Florianópolis, Instituto Federal de Santa Catarina, 2011.