



# OSCILADORES E MULTIVIBRADORES

Prof. Clovis Antonio Petry

Prof. Fernando Miranda

---

# 1 Índice

Introdução Geral	3
Capítulo 1 - Teoria Geral de Osciladores	7
Capítulo 2 - Oscilador de Deslocamento de Fase RC	18
Capítulo 3 - Oscilador com Ponte de Wien	27
Capítulo 4 - Oscilador em Duplo-T	39
Capítulo 5 - Oscilador Colppits	49
Capítulo 6 - Oscilador Clapp	62
Capítulo 7 - Oscilador Hartley	74
Capítulo 8 - Oscilador Armstrong	86
Capítulo 9 - Osciladores a Cristal	97
Capítulo 10 - Osciladores com Controle de Ganho	106
Capítulo 11 - Osciladores de Relaxação	122
Capítulo 12 - Introdução aos multivibradores e circuito integrado 555	132
Capítulo 13 - Multivibradores com transistores bipolares	144
Capítulo 14 - Osciladores Controlados por Tensão	155
Anexo I - Polarização de Transistores	162
Anexo II - Amplificadores Operacionais	176
Anexo III - Análise de Pequenos Sinais do BJT	190

## Introdução Geral

### Meta deste capítulo

Apresentar ao leitor os assuntos que serão abordados neste trabalho, bem como sua organização e abordagem.

## objetivos

- Apresentar os assuntos a serem estudados;
- Descrever brevemente a estrutura do trabalho;
- Posicionar o leitor sobre o contexto deste documento;
- Motivar o estudante para o estudo de osciladores e multivibradores.

### Pré-requisitos

Não há pré-requisitos para este capítulo.

### Continuidade

Após a leitura deste capítulo, o estudante poderá continuar seu estudo, iniciando pela revisão de circuitos de polarização, apresentada no capítulo 2.

# 1 Introdução

Os circuitos eletrônicos responsáveis pela geração de formas de onda, sejam periódicas ou não, são denominados de osciladores. Estes tem a propriedade de gerarem sinais variantes no tempo, de acordo com alguma função pré-definida: senoidal, triangular, dente-de-serra, quadrada, dentre outras. A amplitude da forma de onda gerada pode ser constante ou ajustável, e controlada automaticamente em alguns osciladores com controle automático de ganho.

Osciladores podem ser classificados em dois grandes grupos: 1) Osciladores lineares ou harmônicos ou senoidais, os quais geram formas de onda senoidais puras; e 2) Osciladores não-lineares ou não-harmônicos ou multivibradores ou de relaxação, que geram formas de onda com diversos formatos, por exemplo: triangulares, retangulares, pulsadas, dentes-de-serra, exponenciais, etc.

A definição mais geral de um oscilador é um circuito que gera sinais sem a necessidade de sinais de entrada (excitação), com frequência e amplitude definidos pelos componentes empregados. São circuitos que operam com fontes de tensão contínua, mas que geram sinais de tensão alternada, sem no entanto serem caracterizados como conversores cc-ca. Em geral, as oscilações são originadas pela instabilidade do ponto de operação do circuito, provocada pela combinação adequada de um circuito amplificador com uma rede de realimentação.

As aplicações dos circuitos osciladores são as mais diversas possíveis, estando presente na maioria dos circuitos eletrônicos, do mesmo modo que as fontes de energia. Podem ser aplicados em circuitos digitais, para geração de sinais de sincronismo (*clock*), bases de tempo em circuitos contadores, nos periféricos de computadores e assim por diante. Em telecomunicações são empregados em circuitos de sincronismo de televisores, filmadoras, monitores; nos circuitos de recepção de sinais de rádios, radares e receptores de imagens diversos. São também os circuitos responsáveis pela geração da onda portadora e da definição de sua frequência em sistemas de transmissão de rádio. Em equipamentos de medição como multímetros e osciloscópios podem ter funções diversificadas, desde a geração de sinais periódicos para circuitos contadores como bases de tempo bem definidas para geradores de varredura, geradores de radiofrequência e geradores de áudio. Nos laboratórios são utilizados para geração de sinais padrão, seja em amplitude, forma ou frequência; em geradores de formas de onda, geradores de sinais de áudio para ajustes, calibração e testes em equipamentos de áudio, dentre outras aplicações.

Para a construção de circuitos osciladores são empregados componentes passivos (resistores, indutores e capacitores) e componentes ativos (transistores e amplificadores operacionais). Os osciladores obtidos com transistores, seja bipolares de junção (BJT) ou de efeito de campo (JFET), podem operar em frequências elevadas, da ordem de milhões de Hertz (MHz). Já os osciladores construídos com amplificadores operacionais operam com frequências menores, da

ordem dos quilo Hertz (kHz), pois estes componentes tem faixas de respostas mais estreitas, especificamente nas baixas frequências.

## 2 Organização do Documento

Este documento está estruturado na forma de capítulos, sendo os primeiros reservados aos osciladores lineares e os últimos aos osciladores não-lineares.

O capítulo 1 inicia com a apresentação da teoria geral dos osciladores, onde definem-se os critérios para que um circuito oscile, o que será empregado ao longo dos demais capítulos deste material.

Nos capítulos 2 a 4 são estudados os osciladores RC (resistivo-capacitivos), iniciando com o oscilador por deslocamento de fase, seguido pelo Ponte de Wien e finalizando com o duplo-T.

Na sequência, nos capítulos 5 a 8 tem vez os osciladores ressonantes, que empregam na rede de realimentação diferentes combinações de resistores, indutores e capacitores. São estudados os osciladores Colpitts, Clapp, Hartley e Armstrong.

O capítulo 9 versa sobre os osciladores controlados a cristal, visando a estabilização da frequência de oscilação. Do mesmo modo, no capítulo 10 são apresentados circuitos para controle de amplitude das oscilações, conhecidos como circuitos de controle de ganho (CAG).

Por fim, nos capítulos 11 e 12 são estudados os osciladores não-lineares, iniciando pelos osciladores de relaxação e posteriormente os multivibradores.

Ao final deste documento, mas não menos importante, tem-se o anexo I, onde faz-se uma revisão de polarização e de transistores bipolares de junção; assim como no anexo II realiza-se uma revisão de amplificadores operacionais e suas principais aplicações.

## 3 Breve Prefácio

A primeira versão deste trabalho, ainda na forma de compilação de outras fontes, surgiu no ano de 2012, em função de se ter um material de referência para a disciplina de Osciladores e Multivibradores do Curso Superior de Tecnologia em Sistemas Eletrônicos do Campus Florianópolis do Instituto Federal de Santa Catarina.

A partir dos manuscritos, da elaboração das aulas de laboratório, de circuitos de simulação e de exercícios, originou-se uma apostila, cobrindo os diversos tópicos da disciplina, dividida em duas grandes partes: 1) Osciladores lineares e; 2) Osciladores não-lineares ou de relaxação.

Na atual versão, pretendeu-se melhorar a organização do documento, a qualidade das figuras e circuitos apresentados, e principalmente, apresentar roteiros de laboratório com circuitos

---

implementados e testados.

Os autores desejam aos leitores bom proveito do material disponibilizado.

Clóvis Antônio Petry

Fernando Miranda

# 1

## Capítulo

## Teoria Geral de Osciladores

### Meta deste capítulo

Entender os principais conceitos para que um circuito eletrônico opere como oscilador.

## objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de um oscilador;
- Entender os critérios para que um circuito eletrônico opere como oscilador;
- Identificar circuitos osciladores;
- Entender a diferença entre osciladores lineares e não-lineares.

### Pré-requisitos

Ter estudado os anexos sobre revisão de circuitos de polarização de transistores bipolares e o funcionamento e aplicações de amplificadores operacionais.

### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo dos osciladores de deslocamento de fase.

## 1 Introdução

Os circuitos osciladores, sejam lineares ou não-lineares, são amplamente utilizados nas mais diversas aplicações, por exemplo: geradores de formas de onda, multímetros, cronômetros, osciloscópios, rádios, computadores e periféricos, telecomunicações, áudio, dentre outras.

Os osciladores podem ser, de forma bem genérica, classificados em:

- Osciladores lineares ou osciladores sintonizados – a partir da teoria de sistemas, empregando transistores e/ou amplificadores operacionais, é criado um par de pólos complexos conjugados posicionados no eixo imaginário, que garante a instabilidade do circuito e sua consequente oscilação, gerando sinais senoidais;
- Osciladores não-lineares ou osciladores de relaxação – por meio do emprego de dispositivos biestáveis, dentre os quais: interruptores, *Schmitt trigger*, portas lógicas e *flip-flops*; carregando e descarregando capacitores, são geradas ondas triangulares, quadradas, dente de serra, pulsadas, entre outras. Estes circuitos são comumente denominados de multivibradores.

Das características importantes em um oscilador, podem-se destacar a estabilidade da frequência de oscilação e a estabilidade da amplitude da tensão gerada. Estas características dependem da aplicação e em alguns casos é desejável que a frequência de oscilação e a amplitude do sinal de saída sejam ajustáveis, como por exemplo em um gerador de sinais.

Em geradores de sinais para áudio, precisa-se de sinais com baixa distorção, ou seja, o mais próximos de uma senóide pura. Já em aplicações digitais, por exemplo para o *clock* de um circuito, deseja-se um sinal com rápida transição entre os estados, o que é caracterizado por um elevado *slew rate* (taxa de variação).

Neste capítulo, o objetivo principal é apresentar os conceitos envolvidos com circuitos osciladores, sejam lineares ou não-lineares.

## 2 Considerações Iniciais

Um oscilador pode ser definido como um dispositivo que gera um sinal em corrente alternada (ca) de saída sem a presença de qualquer sinal em sua entrada [4].

Os circuitos osciladores empregam um circuito amplificador (com transistores ou amplificadores operacionais) e uma rede de realimentação com componentes passivos e ou/ativos. Existem inúmeras maneiras de implementar a rede de realimentação, daí a variedade de osciladores que serão estudados, por exemplo:

- Osciladores de deslocamento de fase;

- Oscilador com Ponte de Wien;
- Oscilador de Colpitts;
- Oscilador em Duplo-T;
- Oscilador Clapp;
- Oscilador Hartley;
- Oscilador Armstrong;
- Osciladores controlados por cristal.

A estrutura básica de um oscilador é mostrada na Figura 1. Para fins de estudo, considera-se uma entrada  $x_i$ , que na prática não existe, ou seja, um oscilador linear não possui sinal de excitação ou entradas. Osciladores não-lineares ou osciladores controlados por tensão podem ter sinais de entrada, mas isso é uma modificação visando permitir o controle da frequência ou amplitude do sinal gerado, não implicando que estes sinais sejam essenciais para o funcionamento destes circuitos.

No diagrama de blocos da Figura 1, o bloco ( $\alpha$ ) é o amplificador e o bloco ( $\beta$ ) a rede de realimentação. A tensão gerada na saída do oscilador é a variável  $x_o$  na Figura 1. Este diagrama de blocos é clássico para sistemas realimentados e sistemas de controle, onde  $\alpha$  e  $\beta$  podem ser circuitos simples ou complexos, com funções de transferência (relação entre saída e entrada, no tempo ou frequência) triviais ou complicadas. Algumas vezes são empregados apenas elementos passivos na rede de realimentação  $\beta$ , outras vezes esta rede pode também ser ativa, empregando componentes ativos, como transistores e/ou amplificadores operacionais.

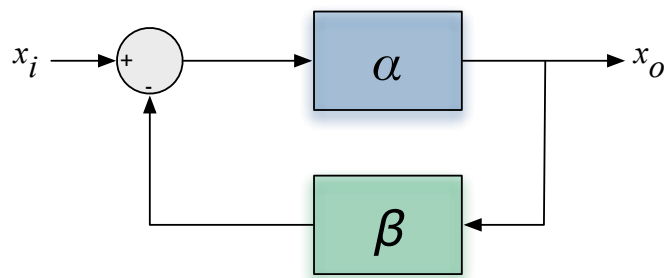


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

É importante destacar que um oscilador não é um circuito conformador de formas de onda, ou seja, circuitos que a partir de sinais de entrada geram outros sinais. Nesta categoria se encontram os filtros passivos e ativos, limitadores, e outros.

Ainda, um oscilador é alimentado em corrente contínua para que os componentes empregados (transistores e/ou amplificadores operacionais) sejam polarizados corretamente, gerando em sua saída uma tensão alternada (senoidal nos osciladores lineares e não-senoidal nos osciladores não-lineares). Ressalte-se aí que um oscilador não é um conversor cc-ca, como os circuitos estudados em eletrônica de potência. As razões que levam o circuito alimentado em

corrente contínua ter a propriedade de gerar sinais senoidais ou outras formas de onda é o que estudaremos neste capítulo.

### 3 Enfoque Intuitivo

Considere que para uma determinada frequência, seja aplicado um sinal na entrada  $x_i$  do circuito da Figura 2 [7]. Se o ganho dos blocos  $\alpha$  e  $\beta$  for unitário, mas com a propriedade de inserir uma diferença de fase no sinal processado, então tem-se que:

$$\alpha = 1;$$

$$\beta = -1;$$

$$x_o = x_i;$$

$$x_r = -x_o = -x_i.$$

Como o sinal  $x_r$  está conectado à entrada menos do bloco somador (na verdade um subtrator), então o sinal de entrada original  $x_i$  aparece novamente na entrada do sistema. Neste caso, se poderia tornar a entrada nula, e o sistema continuaria a gerar um sinal na saída, como está mostrado na Figura 3.

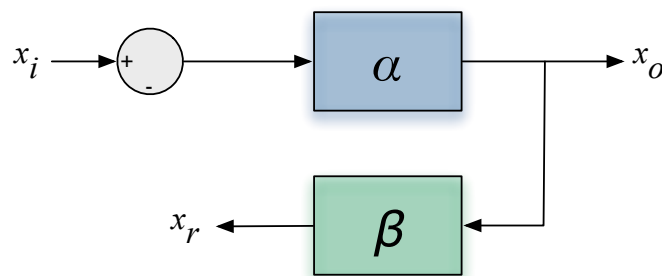


Figura 2 - Sistema realimentado de laço aberto.

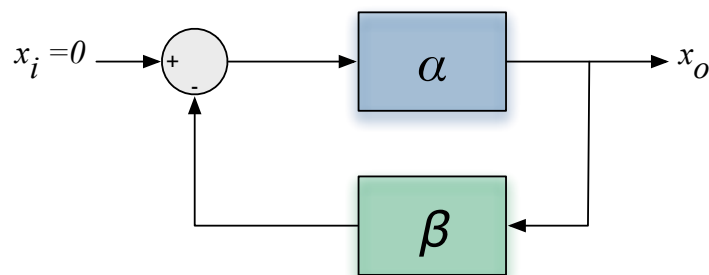


Figura 3 - Sistema oscilando sem sinal de entrada.

Para que se satisfaça a condição acima mencionada, deve-se ter que:

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

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

## 4 Critério de Barkhausen

Conforme visto no enfoque intuitivo apresentado anteriormente, para que o sistema da Figura 1 oscile deve-se satisfazer os seguintes requisitos:

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

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

Estes requisitos são conhecidos como critério de Barkhausen<sup>1</sup> e significam que o ganho da malha (laço aberto) deve ser unitário e que a defasagem (deslocamento de fase) inserida deve ser nula.

Note que o circuito da Figura 1 está utilizando um diagrama de blocos típico de sistemas realimentados, por isso o bloco subtrator e o sinal de menos em  $\alpha \cdot \beta = -1$ .

### Importante

- Para que um sistema oscile, o sinal de sua saída deve ser realimentado para sua entrada com a mesma fase, ou seja, deve empregar realimentação positiva.
- O sistema irá oscilar, satisfazendo o critério de Barkhausen, em uma frequência específica, que será a frequência de oscilação do circuito.

Considere que o ganho do laço seja maior que a unidade ( $\alpha \cdot \beta > 1$ ), então o sinal de saída irá crescer exponencialmente até o infinito, como pode ser visto na Figura 4 [7]. Na prática, o valor máximo irá ocorrer quando o circuito saturar, isto é, atingir as amplitudes impostas pela fonte de alimentação e demais componentes. Nesta condição a forma de onda gerada não será mais senoidal e tenderá a ser uma onda quadrada, como está mostrado na Figura 5.

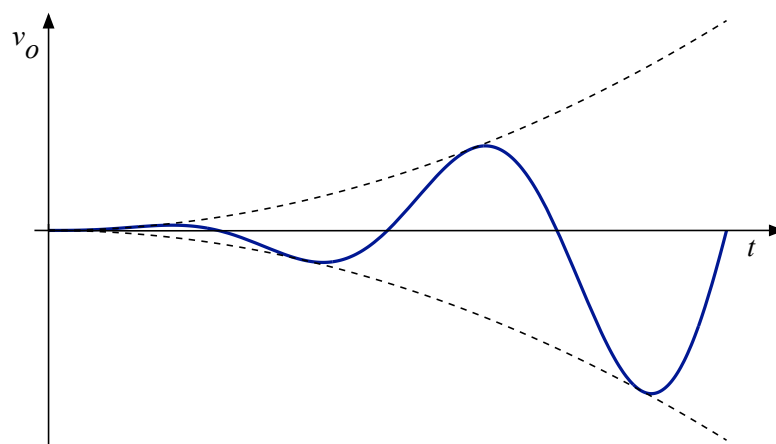


Figura 4 - Sistema com ganho maior que a unidade ( $\alpha \cdot \beta > 1$ ).

<sup>1</sup> Heinrich Georg Barkhausen – Físico Alemão que viveu de 1881 até 1956, estabeleceu o critério matemático para que um circuito eletrônico oscile.

Por outro lado, se o ganho do laço for menor que a unidade ( $\alpha \cdot \beta < 1$ ), então o sistema terá forte amortecimento e as oscilações desaparecerão após algum tempo, devido as perdas nos componentes do circuito, como pode ser visto na Figura 6.

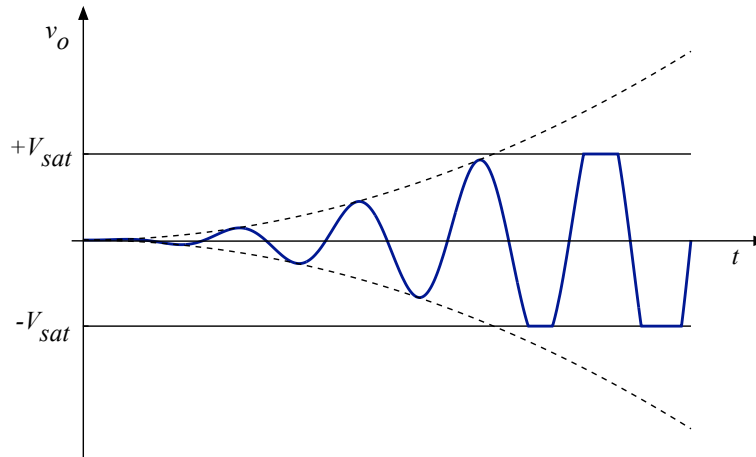


Figura 5 - Sistema com ganho maior que a unidade e com a saída saturada.

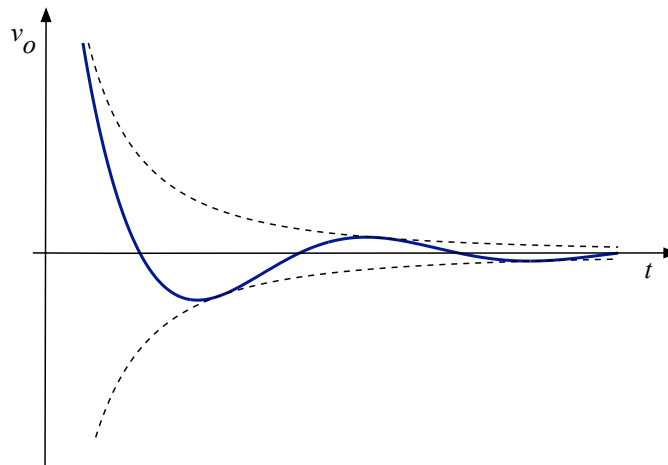


Figura 6 - Sistema com ganho menor que a unidade ( $\alpha \cdot \beta < 1$ ).

O comportamento no tempo, considerando o início das oscilações devido a presença de ruídos no circuito e o posterior regime permanente é mostrado na Figura 7. Se a amplitude continuar a crescer, entra-se no modo de saturação do sinal, perdendo-se a característica de linearidade do circuito.

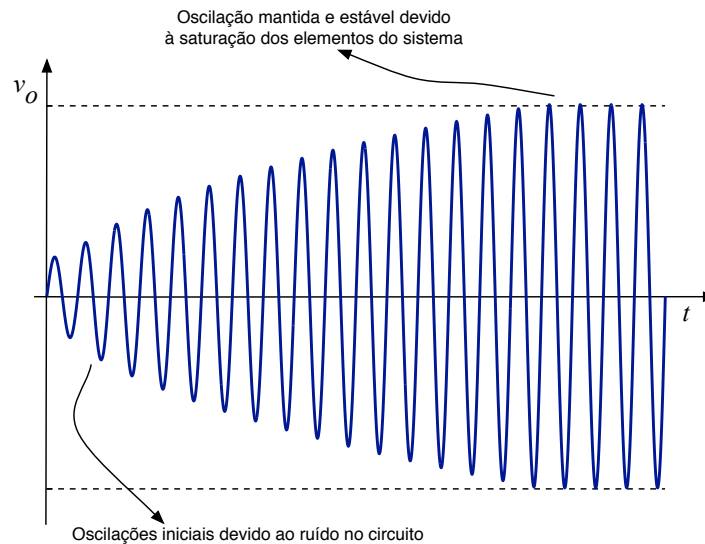


Figura 7 - Evolução das oscilações durante o transitório e regime permanente.

## 5 Enfoque por Sistemas Realimentados

Pela teoria de sistemas realimentados, a equação característica do sistema mostrado na Figura 1 é:

$$EQ = 1 + \alpha \cdot \beta .$$

Pela análise desta equação característica é que determina-se se um sistema é estável ou instável, justamente verificando se  $1 + \alpha \cdot \beta = 0$ , o que leva a  $\alpha \cdot \beta = -1$ .

Além disso, desejamos ter uma saída com sinal senoidal puro, sem ter excitação na entrada. Isso significa que o sistema precisa ter uma resposta livre senoidal. Assim, os polos devem estar posicionados no eixo imaginário, como mostrado na Figura 8.

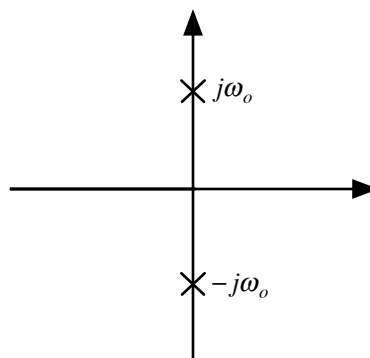


Figura 8 - Localização dos polos para um oscilador.

Assim, a expressão  $(1 + \alpha \cdot \beta)$  deve satisfazer:

$$\alpha(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o) = -1, \text{ onde } \omega_o \text{ é frequência de oscilação do sistema.}$$

De outro modo, lembrando que a Figura 1 possui um bloco subtrator:

$$\underline{\alpha(j\omega_o)} \cdot \beta(j\omega_o) = 180^\circ, \text{ deslocamento de fase do sistema;}$$

$$|\alpha(j\omega_o) \cdot \beta(j\omega_o)| = 1, \text{ módulo do sistema.}$$

## 6 Início das Oscilações

Um circuito teórico, com componentes ideais, não irá oscilar, a não ser que seja excitado inicialmente em sua entrada, como foi feito no enfoque intuitivo anteriormente. Na prática as não-idealidades dos componentes e os ruídos presentes no circuito já são suficientes para iniciar seu funcionamento como oscilador. Este ruído possui um amplo espectro harmônico, sendo que a frequência de oscilação do circuito deve estar presente dentre as frequências do sinal de ruído.

De todo modo, se as oscilações não iniciarem, algumas medidas podem ser adotadas, tais como:

- Empregar componentes cuja característica dependa da temperatura, fazendo que o ganho inicial do sistema seja maior que a unidade;
- Utilizar componentes e ou partes do circuito sensíveis a ruídos presentes no ambiente, gerando um efeito de antena. A dificuldade nesta situação é a eliminação posterior dos sinais indesejados.

Os dois circuitos mostrados na Figura 9 são exemplos de osciladores empregando resistências dependentes da temperatura.

Nos simuladores de circuitos, pode-se empregar componentes que fiquem ativados por algum tempo e depois sejam desligados, caso o circuito não oscile mesmo se utilizando componentes reais. Alguns simuladores utilizam modelos para componentes que levam em conta diversas não-idealidades, e neste caso as oscilações podem iniciar mesmo sem uma excitação externa aplicada ao circuito. Na Figura 12 pode-se observar o transitório inicial das oscilações em uma simulação utilizando o software Multisim.

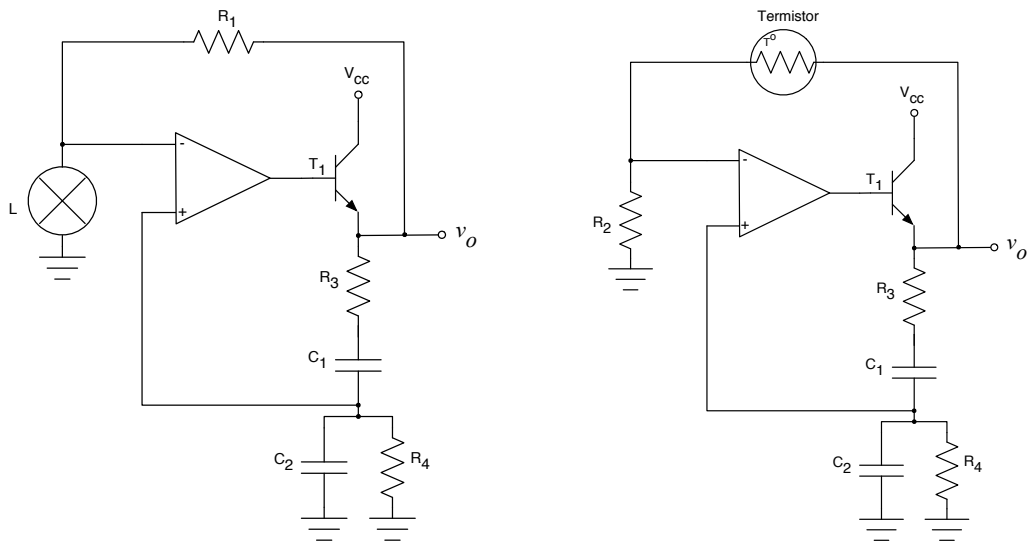


Figura 9 - Osciladores empregando resistores dependentes da temperatura.

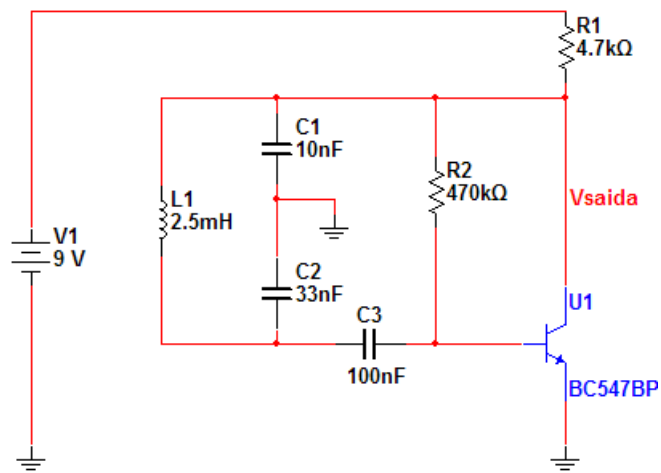


Figura 10 - Circuito no simulador Multisim utilizando componentes reais.

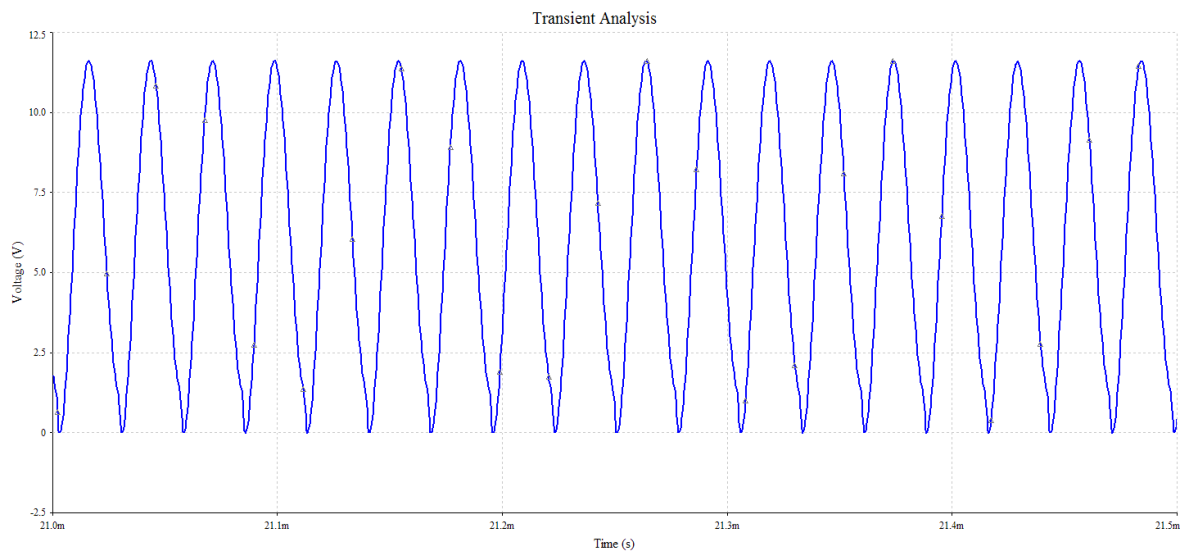


Figura 11 - Forma de onda da tensão gerada na saída do oscilador.

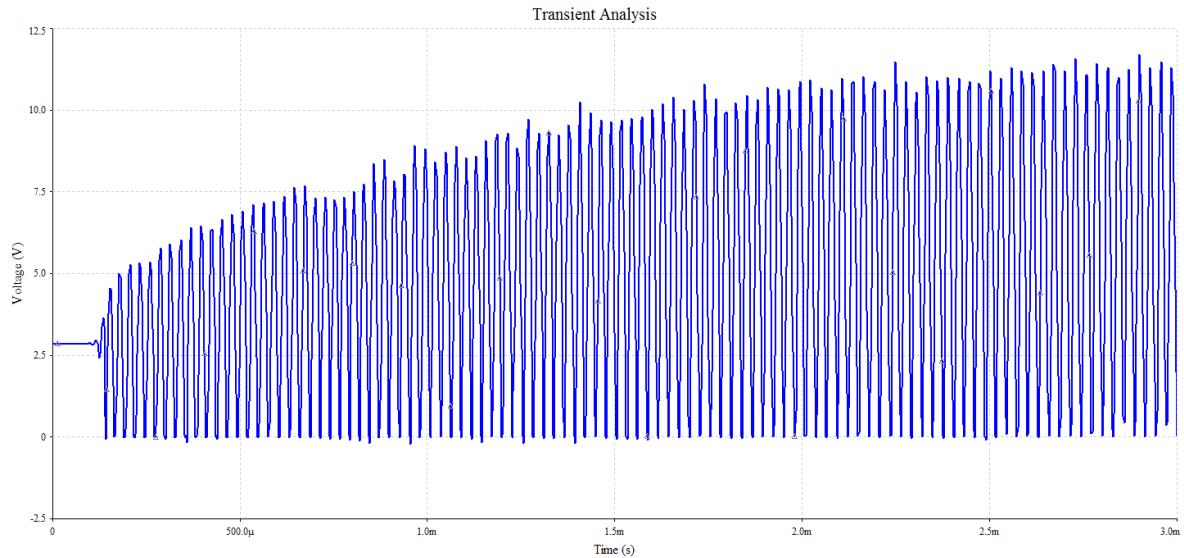


Figura 12 – Transitório inicial do oscilador simulado no software Multisim.

## Exercícios Gerais

### Exercício 01:

Considerando o diagrama de blocos da Figura 13, determine o ganho e a defasagem que o bloco  $\alpha$  deve ter para que o sistema atenda o critério de Barkhausen:

- $|\beta| = 10$  e  $\angle\beta = 20^\circ$ ;
- $|\beta| = 0,5$  e  $\angle\beta = 120^\circ$ ;
- $|\beta| = 1$  e  $\angle\beta = 180^\circ$ .

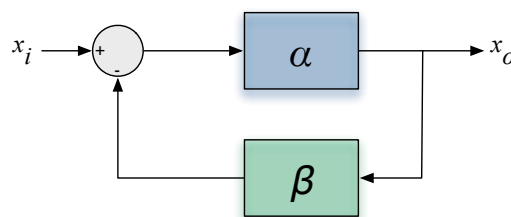


Figura 13 – Diagrama de blocos do oscilador para exercícios.

### Exercício 02:

Repita o exercício 01 considerando que o diagrama de blocos seja o da Figura 14.

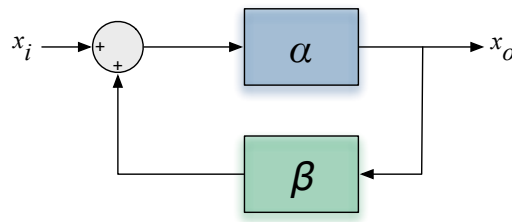


Figura 14 – Diagrama de blocos do oscilador para exercícios.

## 7 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] 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.

# 2

## Capítulo

### Oscilador de Deslocamento de Fase RC

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores de deslocamento de fase.

#### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de um oscilador de deslocamento de fase RC;
- Analisar osciladores de deslocamento de fase;
- Projetar os componentes de osciladores de deslocamento de fase;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores de deslocamento de fase;
- Implementar e ensaiar osciladores de deslocamento de fase.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre teoria geral dos osciladores.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo do oscilador com Ponte de Wien.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

## 1 Introdução

Um oscilador simples, utilizando transistores bipolares ou amplificadores operacionais, é o que emprega uma associação de resistores e capacitores (RC) em sua rede de realimentação, com a finalidade de inserir a defasagem necessária para atender ao critério de Barkhausen.

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

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

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

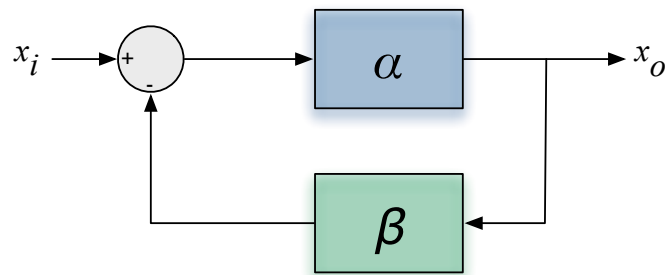


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

Assim, precisa-se que o ganho seja unitário e a malha de realimentação provoque um deslocamento de fase de  $180^\circ$ . Isso pode ser conseguido com uma rede RC, como a mostrada na Figura 2. Nota-se nesta figura a presença do amplificador com ganho ( $\alpha$ ) e a rede de realimentação RC, que constitui o bloco ( $\beta$ ) da Figura 1.

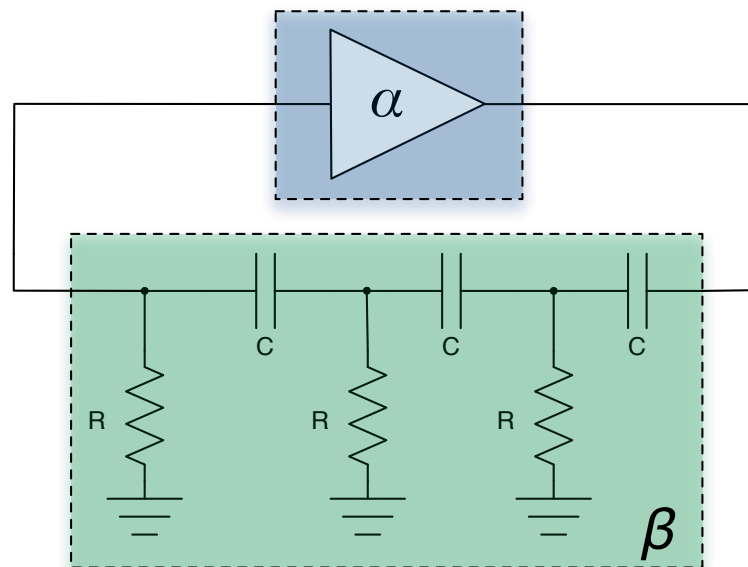


Figura 2 - Estrutura básica do oscilador de deslocamento de fase.

O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores por deslocamento de fase, em específico empregando resistores e capacitores (RC), semelhantes ao mostrado na Figura 2.

## 2 Análise do Oscilador de Deslocamento de Fase RC

Seja o circuito oscilador de deslocamento de fase RC mostrado na Figura 3 [7].

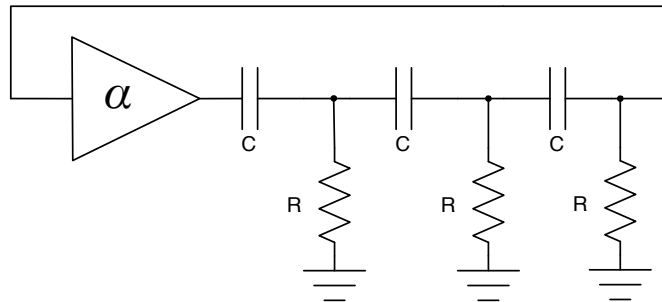


Figura 3 - Oscilador de deslocamento de fase RC.

Pode-se abrir a malha de realimentação, conforme mostrado na Figura 4. A seguir será feita a análise para obtenção da função de transferência ( $v_4 / v_i$ ) do circuito mostrado na Figura 4.

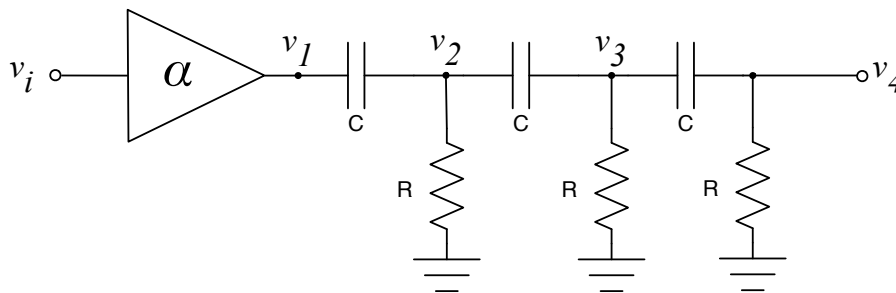


Figura 4 - Abertura da malha de realimentação do oscilador de deslocamento de fase RC.

De modo idêntico, considerando o circuito da Figura 5, o ganho do amplificador inversor é dado a seguir. Este ganho deve ser suficiente para compensar as perdas (atenuações) inseridas pela malha de realimentação passiva (RC) no circuito do oscilador.

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}$$

Considerando apenas a malha de realimentação da Figura 5, tomando como base o circuito da Figura 4, pode-se escrever que:

$$\frac{v_4}{v_1} = \frac{(\omega \cdot R \cdot C)^3}{(\omega \cdot R \cdot C)^3 - 5 \cdot (\omega \cdot R \cdot C) - j \cdot (6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 - 1)}$$

Considerando o ganho do amplificador inversor:

$$\frac{v_4}{v_i} = \frac{\alpha \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^3}{(\omega \cdot R \cdot C)^3 - 5 \cdot (\omega \cdot R \cdot C) - j \cdot (6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 - 1)}$$

Para atender ao critério de Barkhausen, o ganho deve ser nulo, portanto:

$$\left| \frac{v_4}{v_i} \right| = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2};$$

$$\left| \frac{v_4}{v_i} \right| = \sqrt{\frac{(\alpha \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^3)^2}{\left( (\omega \cdot R \cdot C)^3 - 5 \cdot (\omega \cdot R \cdot C) \right)^2 + \left( -j \cdot (6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 - 1) \right)^2}};$$

$$6 \cdot (\omega \cdot R \cdot C)^2 - 1 = 0;$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot R \cdot C};$$

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C}.$$

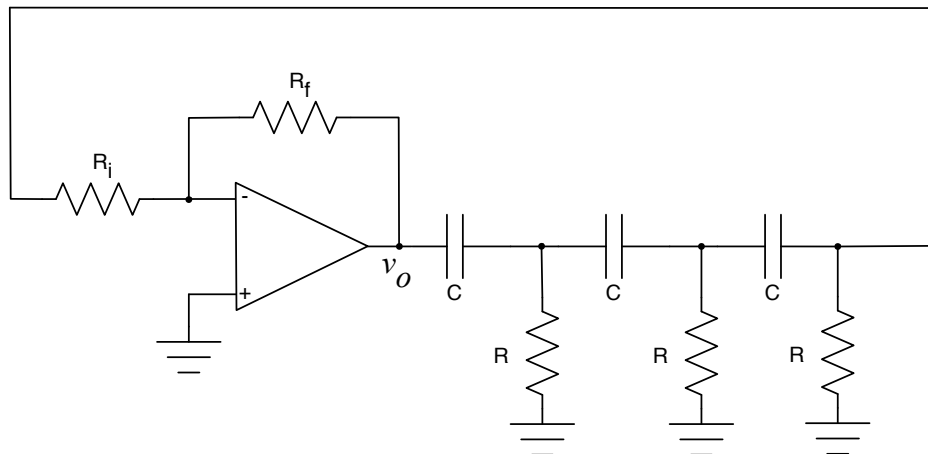


Figura 5 - Oscilador de deslocamento de fase com AmpOp.

Aplicando esta frequência na função de transferência do circuito, tem-se:

$$\frac{v_4}{v_i} = -\frac{\alpha}{29}.$$

Deste modo, para que o circuito oscile, o ganho do amplificador inversor deve ser maior do que 29.

## Exercício Específico

### Exercício 01:

Considerando o circuito da Figura 5, determine os componentes para uma frequência de oscilação de 1 kHz. Especifique componentes comerciais.

### Exercício 02:

Deduz a expressão que relaciona a tensão de entrada e saída do circuito da Figura 4.

## 3 Oscilador de Deslocamento de Fase RC com BJT

### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador de deslocamento de fase RC mostrado na Figura 6. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

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

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

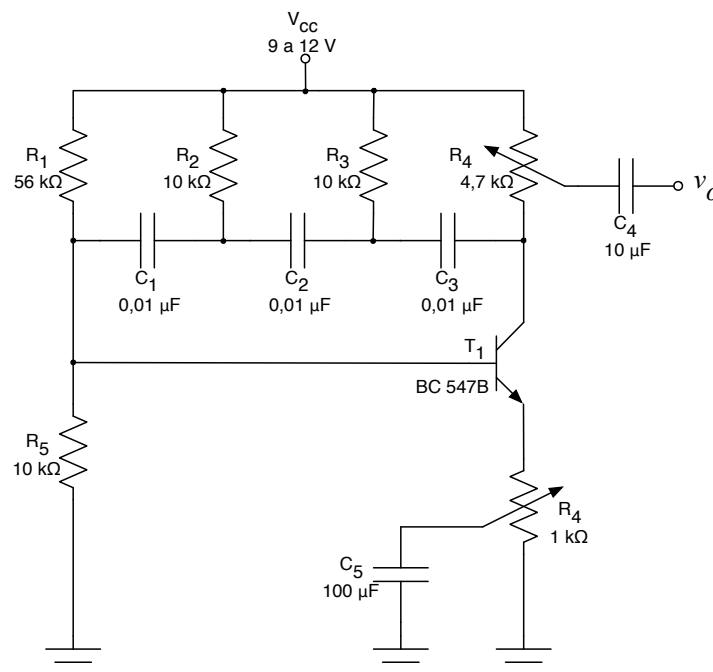


Figura 6 - Oscilador de deslocamento de fase RC com transistor bipolar.

Assim, o circuito da Figura 6 pode ser desenhado como mostrado na Figura 7, de onde pode-se escrever:

$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_5}{R_1 + R_5} = \frac{56k \cdot 10k}{56k + 10k} \cong 8,6k\Omega;$$

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_5}{R_1 + R_5} = \frac{9 \cdot 10k}{56k + 10k} = 1,36V;$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (\beta + 1) \cdot R_E} = \frac{1,36 - 0,7}{8,6k + (200 + 1) \cdot 1k} = 3,15\mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 3,15\mu = 0,63mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot (R_4 + R_6) = 9 - 0,63m \cdot (4,7k + 1k) = 5,4V.$$

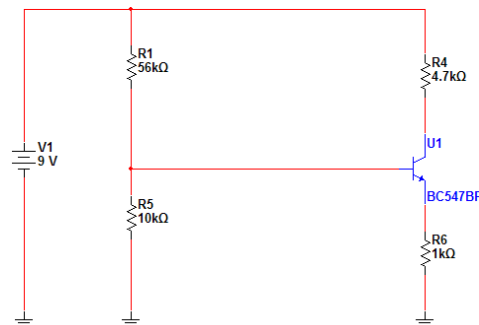


Figura 7 - Circuito de polarização do oscilador de deslocamento de fase com transistor.

Conclui-se daí que o transistor estará operando na região ativa, como desejado para implementar o oscilador por deslocamento de fase.

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 7 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 8. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

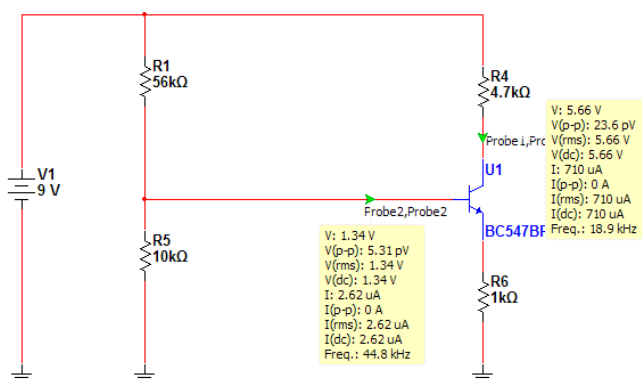


Figura 8 - Ponto de operação do oscilador de deslocamento de fase com transistor bipolar.

### 3.2 Análise do Oscilador de Deslocamento de Fase RC

A frequência de oscilação é dada pela expressão a seguir. Note que no circuito de simulação foram utilizados capacitores de 100 nF (Figura 9) e não de 10 nF, como aqueles da Figura 6.

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 65 \text{ Hz} .$$

A partir do circuito da Figura 6 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 9. Se o ajuste de ganho do amplificador não for correto, o que pode ser feito no potenciômetro (resistor R<sub>6</sub>), o critério de Barkhausen não será respeitado e pode-se ter a saturação ou não oscilação. Na Figura 10 mostra-se a saída do oscilador, onde nota-se o transitório inicial e o posterior regime permanente.

A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 11 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 16,2517 ms, o que equivale a uma frequência de oscilação de 61,53 Hz.

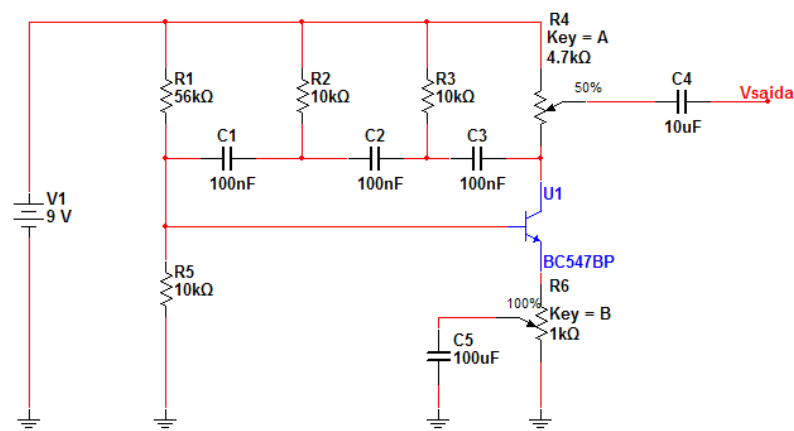


Figura 9 - Circuito do oscilador de deslocamento de fase simulado no Multisim.

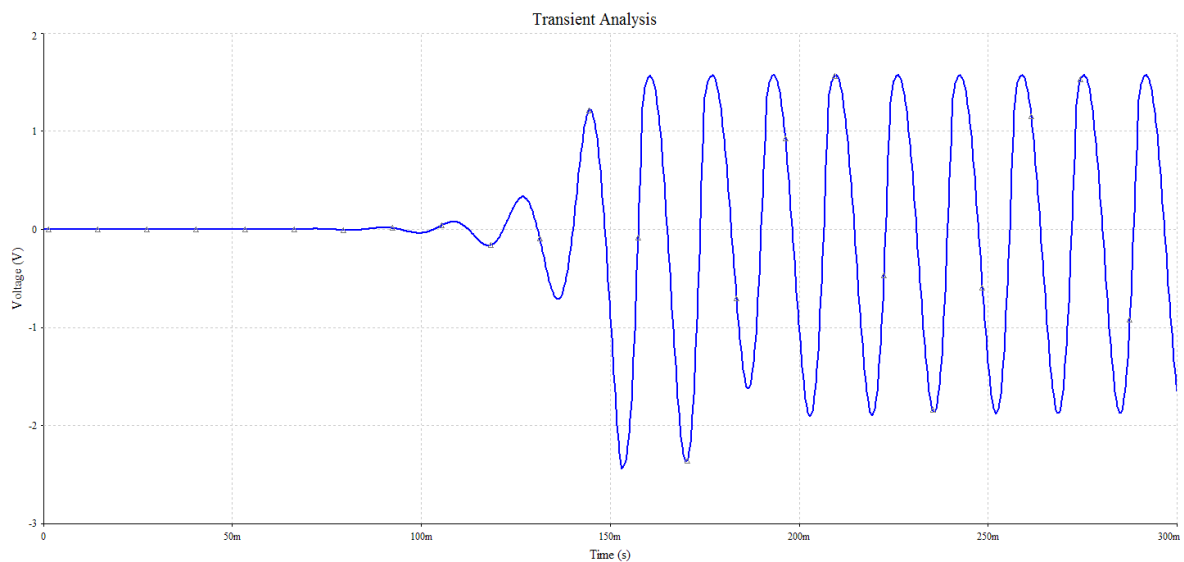


Figura 10 - Sinal de saída do oscilador.

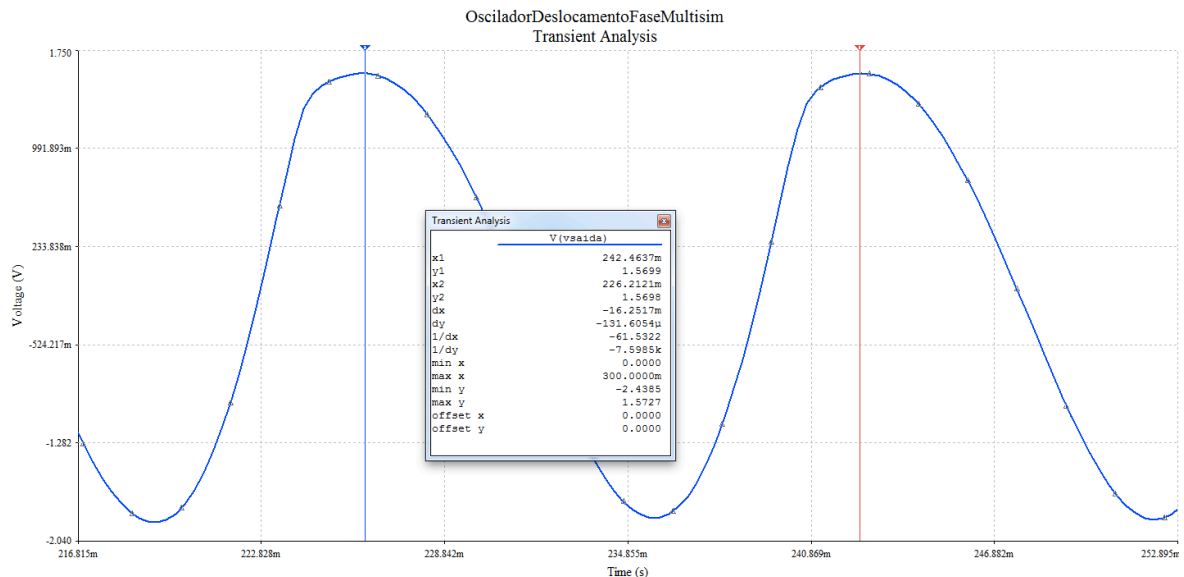


Figura 11 - Frequência de oscilação do circuito simulado.

Note na Figura 11 que o sinal gerado pelo oscilador apresenta certa distorção. Isso pode ser corrigido atuando no ajuste de ganho do circuito, resistor  $R_6$ , tornando assim o sinal de saída puramente senoidal, conforme mostrado na Figura 11.

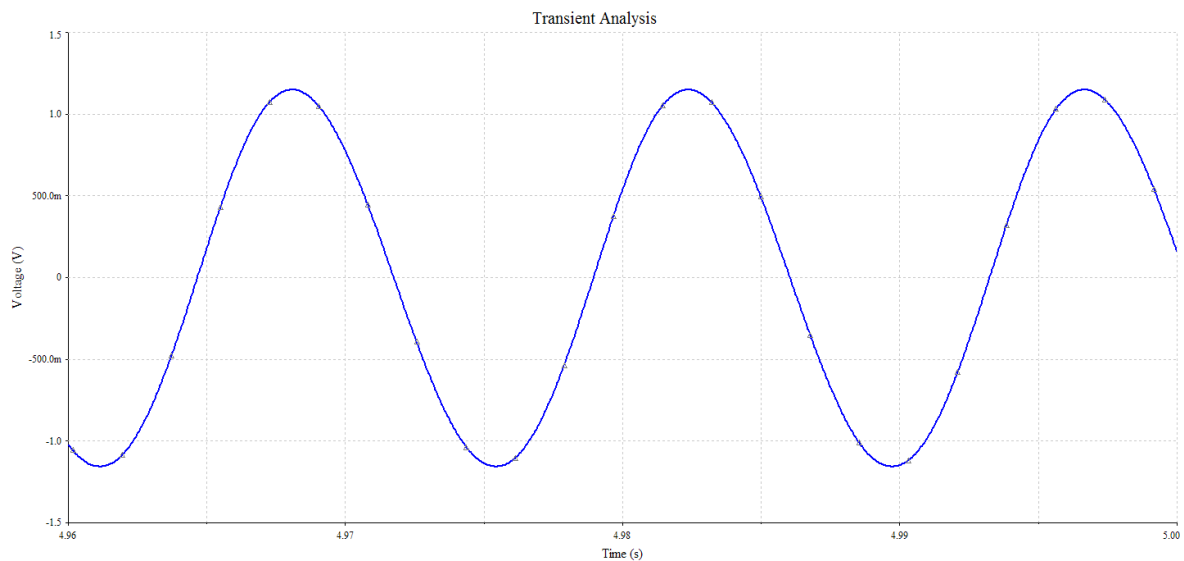


Figura 12 - Sinal de saída do oscilador, puramente senoidal.

## Exercícios Gerais

### Exercício 03:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 13.

### Exercício 04:

Faça as alterações necessárias no circuito da Figura 6, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcionamento na região ativa como oscilador de deslocamento de fase.

**Exercício 05:**

Insira ao circuito da Figura 6 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.

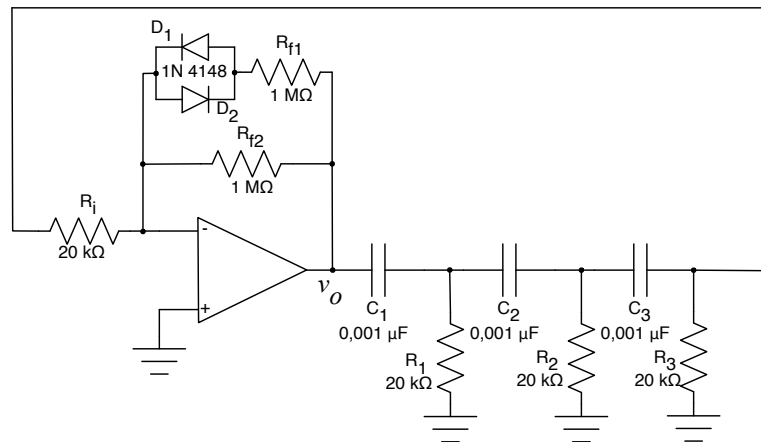


Figura 13 - Circuito oscilador para exercício 03.

## 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.

# 3

## Capítulo

### Oscilador com Ponte de Wien

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores com ponte de Wien.

#### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de um oscilador com ponte de Wien;
- Analisar osciladores com ponte de Wien;
- Projetar os componentes de osciladores com ponte de Wien;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores com ponte de Wien;
- Implementar e ensaiar osciladores com ponte de Wien.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores de deslocamento de fase.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo do oscilador em duplo-t.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

## 1 Introdução

Um oscilador simples, utilizando transistores bipolares ou amplificadores operacionais, é o que emprega uma associação de resistores e capacitores (RC) em sua rede de realimentação, com a finalidade de inserir a defasagem necessária para atender ao critério de Barkhausen. Estes osciladores empregando componentes passivos (resistores e capacitores) podem ser os osciladores de deslocamento de fase estudados no capítulo anterior, ou outro oscilador muito utilizado, o oscilador com ponte de Wien.

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

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

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

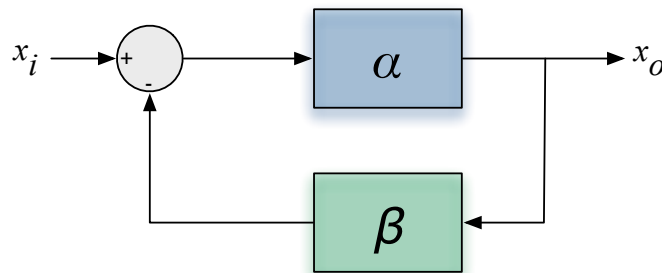


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

Note que a ponte formada pelos elementos resistivos e capacitivos é denominada de ponte de Wien, empregando realimentação positiva e negativa. Assim, o ganho e a fase do circuito dependem dos elementos desta rede (ponte) de realimentação.

O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores com ponte de Wien<sup>1</sup>, em específico empregando resistores e capacitores (RC), semelhantes ao mostrado na Figura 2.

---

<sup>1</sup> Max Wien – Físico Alemão que viveu de 1866 até 1938, foi o autor do circuito original da ponte de Wien, utilizada no oscilador que a emprega; posteriormente o circuito foi modificado por William Redington Hewlett em 1939, que é co-fundador da HP.

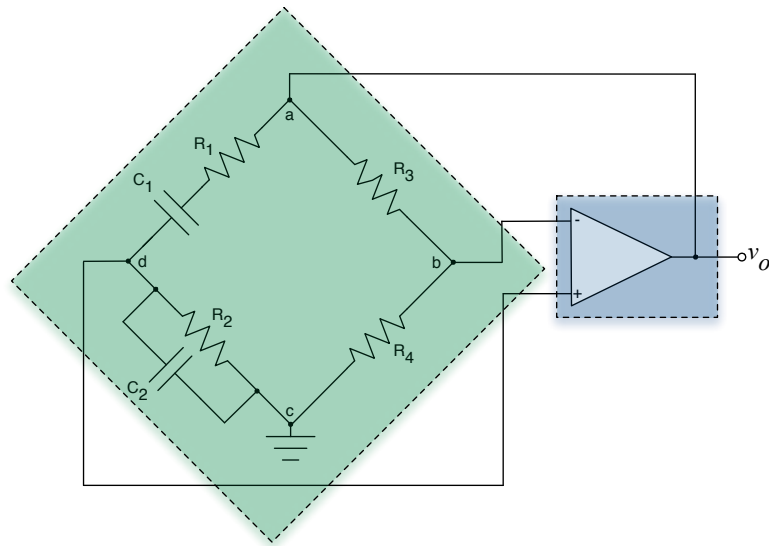


Figura 2 - Estrutura básica do oscilador com a ponte de Wien original.

## 2 Análise do Oscilador com Ponte de Wien RC

Seja o circuito oscilador com ponte de Wien RC mostrado na Figura 3 [4].

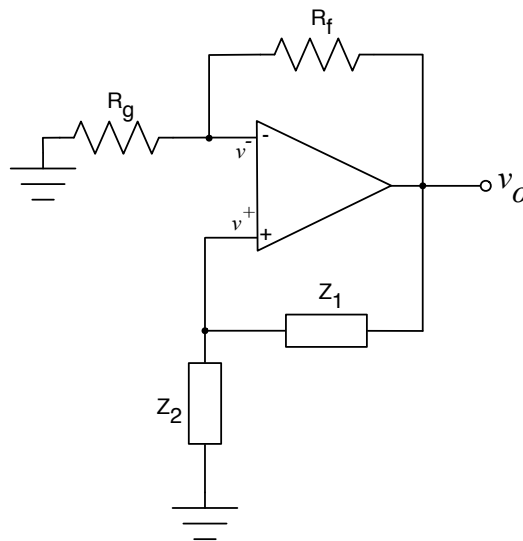


Figura 3 - Oscilador com ponte de Wien RC.

No circuito da Figura 3, os resistores  $R_f$  e  $R_g$  determinam o ganho de realimentação negativa, que deve compensar o ganho da malha de realimentação positiva ( $Z_1$  e  $Z_2$ ), tornando o ganho total unitário.

Em uma frequência específica, a fase da rede de realimentação positiva ( $Z_1$  e  $Z_2$ ) será nula, fazendo com que o circuito atenda ao critério de Barkhausen e oscile.

Normalmente a impedância  $Z_1$  é implementada por um conjunto de resistores e capacitores em série, como apresentado na Figura 4, formando uma rede de avanço de fase. Por sua

vez, a impedância  $Z_2$  é implementada por um conjunto de resistores e capacitores em paralelo, formando uma rede de atraso de fase.

Pode-se escrever que:

$$Z_1 = R_1 - j \cdot X_{C1};$$

$$Z_2 = R_2 \parallel -j \cdot X_{C2} = \frac{-j \cdot R_2 \cdot X_{C2}}{R_2 - j \cdot X_{C2}};$$

$$v_+ = v_o \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2};$$

$$\frac{v_+}{v_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2};$$

$$\frac{v_+}{v_o} = \frac{R_2 \cdot X_{C2}}{(R_1 \cdot X_{C2} + R_2 \cdot X_{C1} + R_2 \cdot X_{C2}) + j \cdot (R_1 \cdot R_2 + X_{C1} \cdot X_{C2})};$$

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega \cdot C_1};$$

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega \cdot C_2}.$$

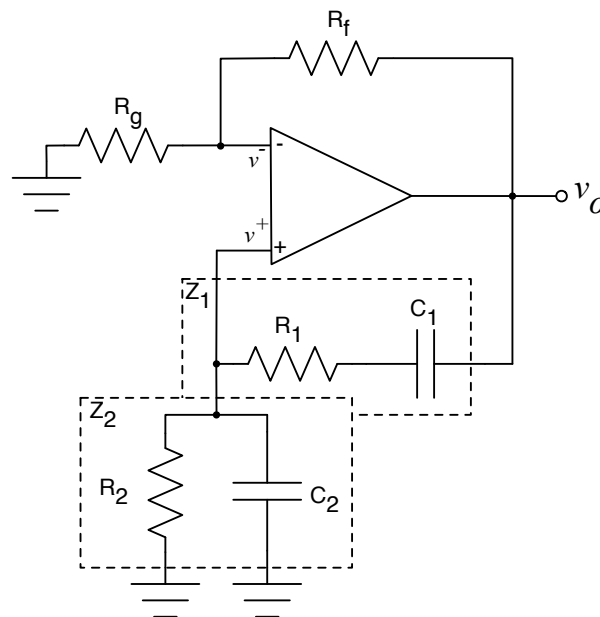


Figura 4 - Oscilador com ponte de Wien.

Para que o critério de Barkhausen seja atendido e o circuito oscile, o ganho do sistema deve ser unitário e a fase nula. Assim, para que a realimentação seja positiva e com defasagem nula ( $v_+$  com mesma fase de  $v_o$ ), a expressão  $v_+ / v_o$  deve ser um número real, portanto:

$$R_1 \cdot R_2 - X_{C1} \cdot X_{C2} = 0;$$

$$R_1 \cdot R_2 = \left( \frac{1}{\omega \cdot C_1} \right) \cdot \left( \frac{1}{\omega \cdot C_2} \right);$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}.$$

Usualmente é comum utilizar-se resistores e capacitores iguais nas duas redes de realimentação, levando a:

$$R_1 = R_2 \text{ e } C_1 = C_2;$$

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C};$$

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}.$$

O ganho da malha de realimentação positiva, na frequência de oscilação, é:

$$X_{C1} = X_{C2} = R_1 = R_2 = R \quad ;$$

$$\frac{v_+}{v_o} = \frac{R^2}{3 \cdot R^2 + j \cdot 0} = \frac{1}{3}.$$

Assim, o ganho da malha de realimentação negativa deverá ser:

$$v_- = v_+;$$

$$v_- = v_o \cdot \frac{R_g}{R_g + R_f};$$

$$v_+ = v_o \cdot \frac{1}{3};$$

$$v_- = v_+ = v_o \cdot \frac{R_g}{R_g + R_f} = v_o \cdot \frac{1}{3};$$

$$\frac{R_f}{R_g} = 2.$$

## Exercício Específico

### Exercício 01:

Considerando o circuito da Figura 4, determine os componentes para uma frequência de oscilação de 1 kHz. Especifique componentes comerciais.

### Exercício 02:

Determine a frequência de oscilação do circuito da Figura 5.

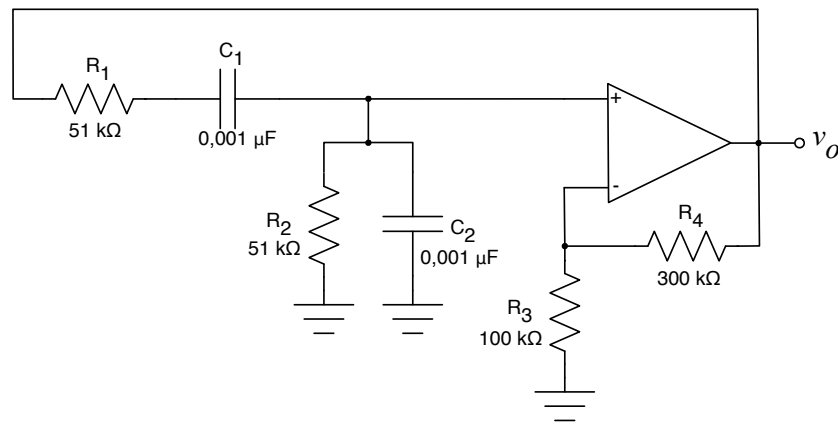


Figura 5 - Figura para exercício 02.

### 3 Oscilador com Ponte de Wien RC com BJT

#### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador com ponte de Wien RC mostrado na Figura 6. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

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

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

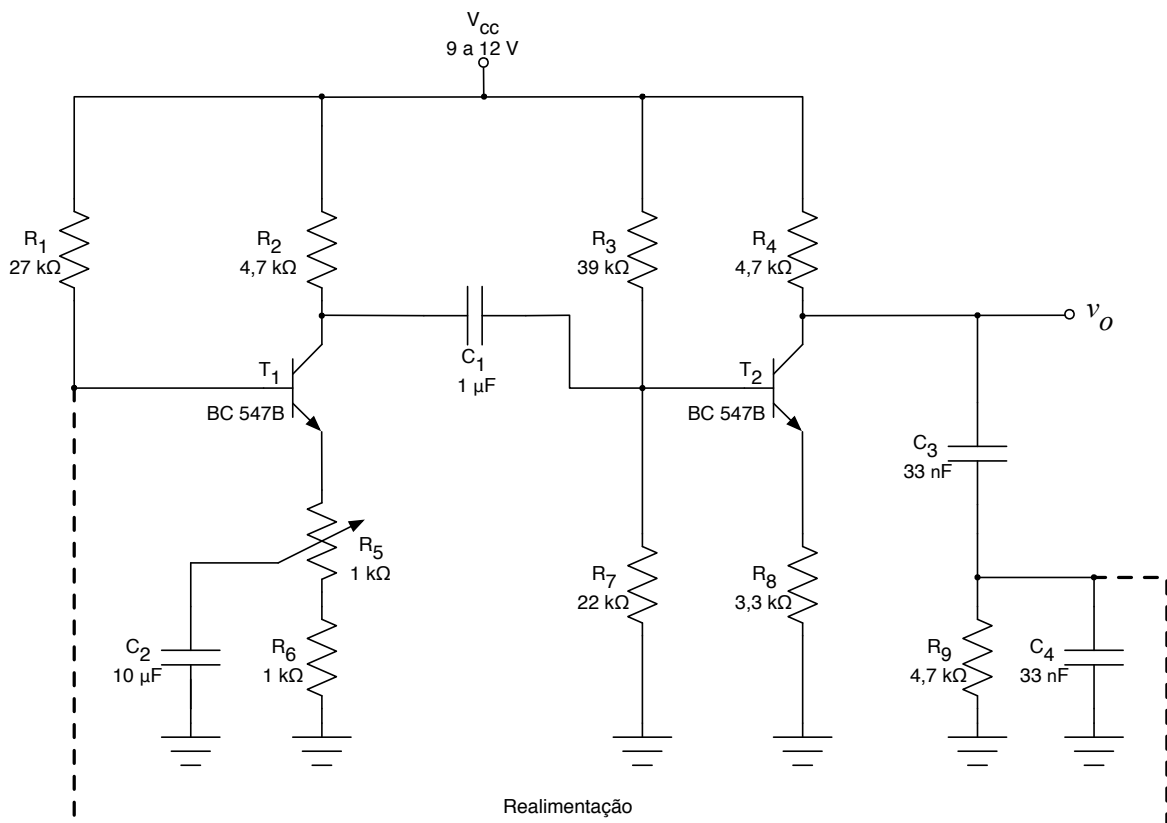


Figura 6 - Oscilador com ponte de Wien RC com transistor bipolar.

Assim, o circuito da Figura 6 pode ser desenhado como mostrado na Figura 7, de onde pode-se escrever, considerando o primeiro estágio de amplificação:

$$R_{TH1} = \frac{R_1 \cdot R_9}{R_1 + R_9} = \frac{27k \cdot 4,7k}{27k + 4,7k} \cong 4k\Omega;$$

$$V_{TH1} = \frac{V_{CC} \cdot R_9}{R_1 + R_9} = \frac{9 \cdot 4,7k}{27k + 4,7k} = 1,33V;$$

$$I_{B1} = \frac{V_{TH1} - V_{BE1}}{R_{TH1} + (\beta_1 + 1) \cdot R_{E1}} = \frac{1,33 - 0,7}{4k + (200 + 1) \cdot (1k + 1k)} = 1,55\mu A;$$

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1} = 200 \cdot 1,55\mu = 0,31mA$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1} \cdot (R_2 + R_5 + R_6) = 9 - 0,31m \cdot (4,7k + 1k + 1k) = 6,923V.$$

Já para o segundo estágio de amplificação se tem:

$$R_{TH2} = \frac{R_3 \cdot R_7}{R_3 + R_7} = \frac{39k \cdot 22k}{39k + 22k} \cong 14k\Omega;$$

$$V_{TH2} = \frac{V_{CC} \cdot R_7}{R_3 + R_7} = \frac{9 \cdot 22k}{39k + 22k} = 3,245V;$$

$$I_{B2} = \frac{V_{TH2} - V_{BE2}}{R_{TH2} + (\beta_2 + 1) \cdot R_{E2}} = \frac{3,245 - 0,7}{14k + (200 + 1) \cdot (3,3k)} = 3,76\mu A;$$

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2} = 200 \cdot 3,76\mu = 0,75mA$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C2} \cdot (R_4 + R_8) = 9 - 0,75m \cdot (4,7k + 3,3k) = 3V.$$

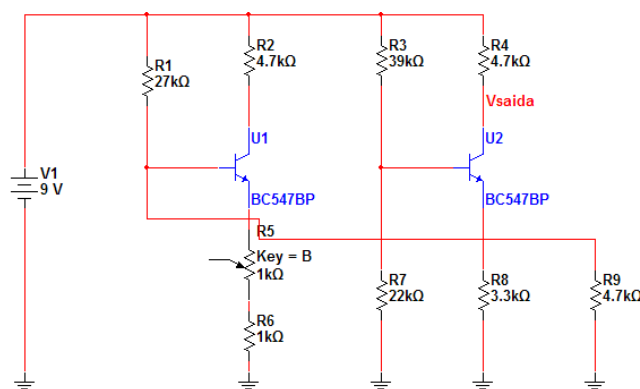


Figura 7 - Circuito de polarização do oscilador com ponte de Wien com transistor.

Conclui-se daí que os transistores estarão operando na região ativa, como desejado para implementar o oscilador com ponte de Wien.

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 7 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 8. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao

funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

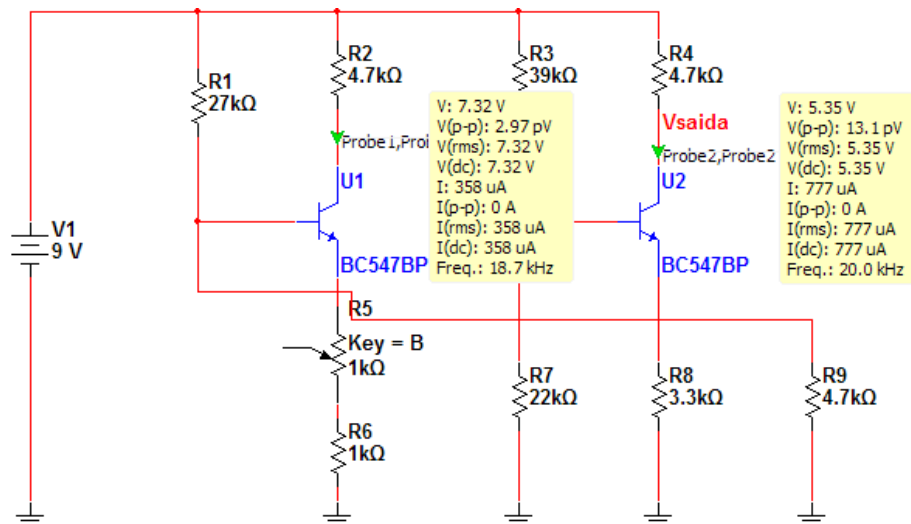


Figura 8 - Ponto de operação do oscilador com ponte de Wien com transistor bipolar.

### 3.2 Análise do Oscilador com Ponte de Wien RC

A frequência de oscilação é dada pela expressão a seguir.

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 1.030,93 \text{ Hz}.$$

A partir do circuito da Figura 6 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 9. Se o ajuste de ganho do amplificador não for correto, o que pode ser feito no potenciômetro (resistor  $R_5$ ), o critério de Barkhausen não será respeitado e pode-se ter a saturação ou não oscilação. Na Figura 10 mostra-se a saída do oscilador, onde nota-se que a tensão de saída está distorcida. Para eliminar esta distorção deve-se ajustar o resistor  $R_5$ . No entanto, com o valor original de 1 k $\Omega$  não foi possível eliminar a distorção, optando-se então pela substituição deste potenciômetro por outro, de 2,2 k $\Omega$ .

A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 11 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 903,13  $\mu\text{s}$ , o que equivale a uma frequência de oscilação de 1.107,42 Hz.

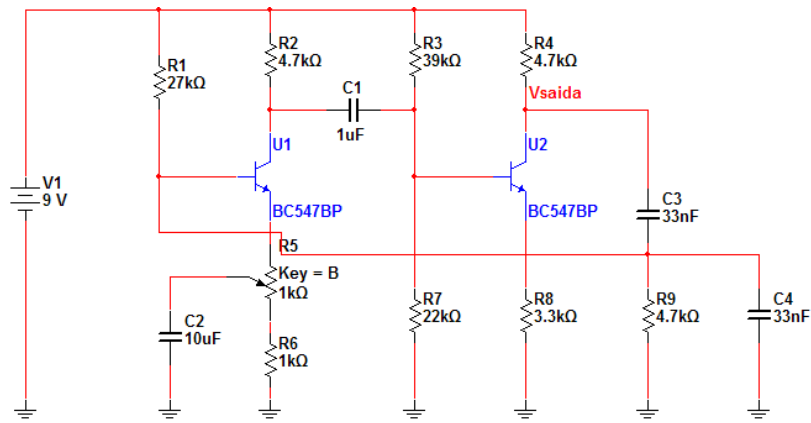


Figura 9 - Circuito do oscilador com ponte de Wien simulado no Multisim.

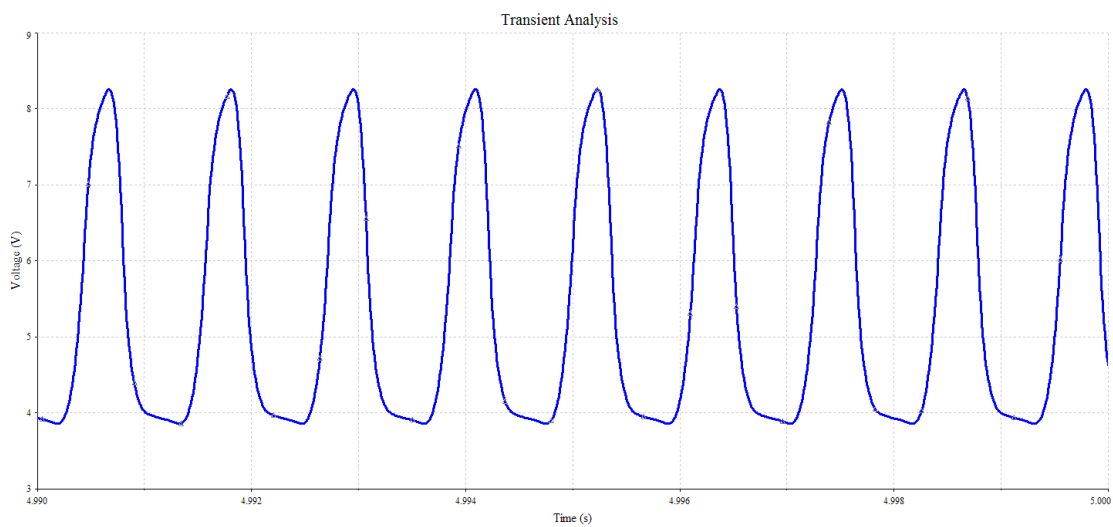


Figura 10 - Sinal de saída do oscilador com a configuração original.

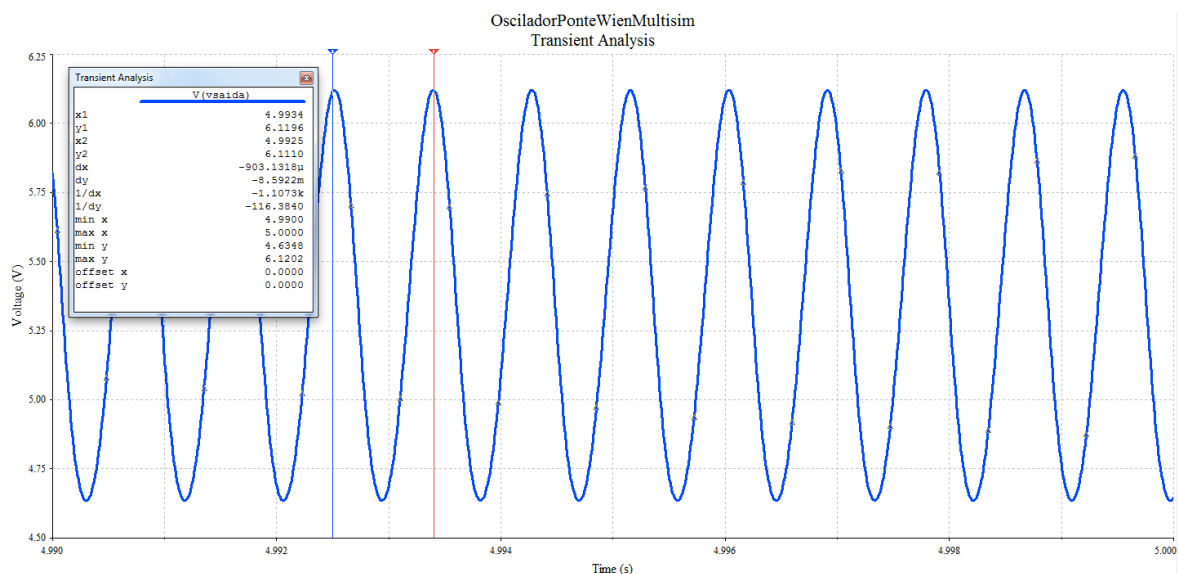


Figura 11 - Frequência de oscilação do circuito simulado, após ajustes no resistor R5.

Note na Figura 11 que o sinal gerado pelo oscilador não apresenta distorções, o que foi possível ajustando-se corretamente o resistor R5, após sua substituição, originalmente de 1 kΩ por

outro de 2,2 k $\Omega$ .

## Exercícios Gerais

### Exercício 03:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 12.

### Exercício 04:

Faça as alterações necessárias no circuito da Figura 6, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcionamento na região ativa como oscilador com ponte de Wien.

### Exercício 05:

Insira ao circuito da Figura 6 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 06:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 13.

### Exercício 07:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 14.

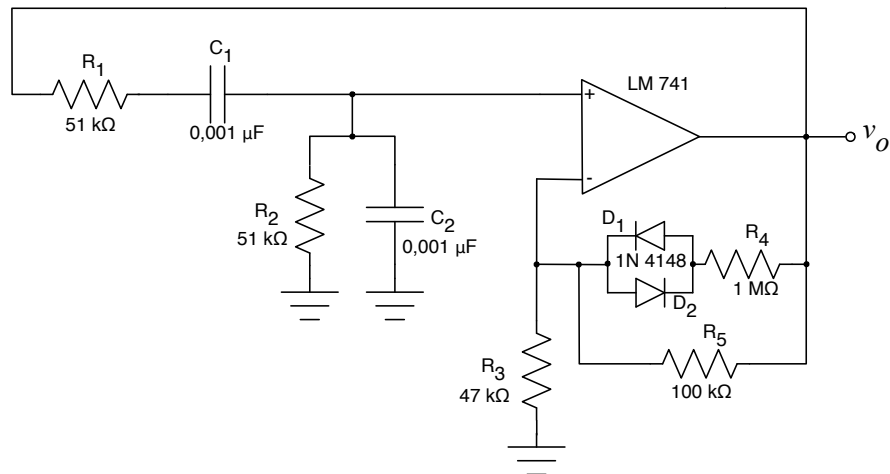


Figura 12 - Circuito oscilador para exercício 03.

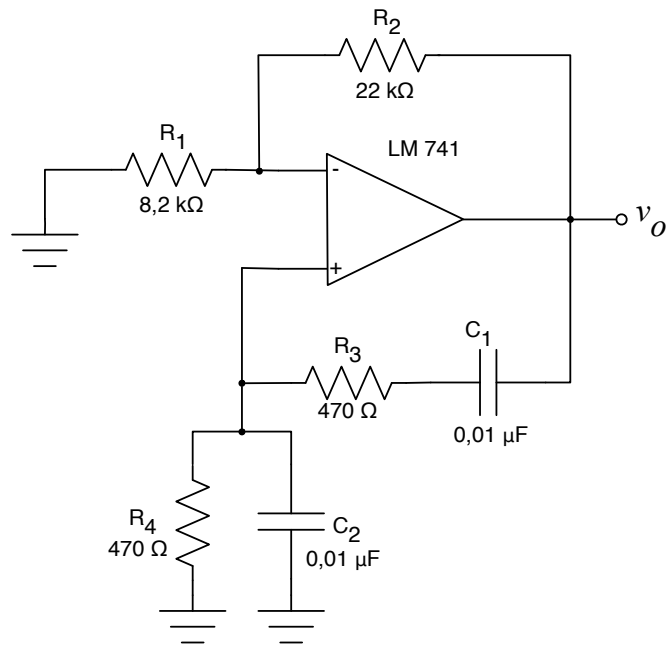


Figura 13 - Oscilador para exercício 06.

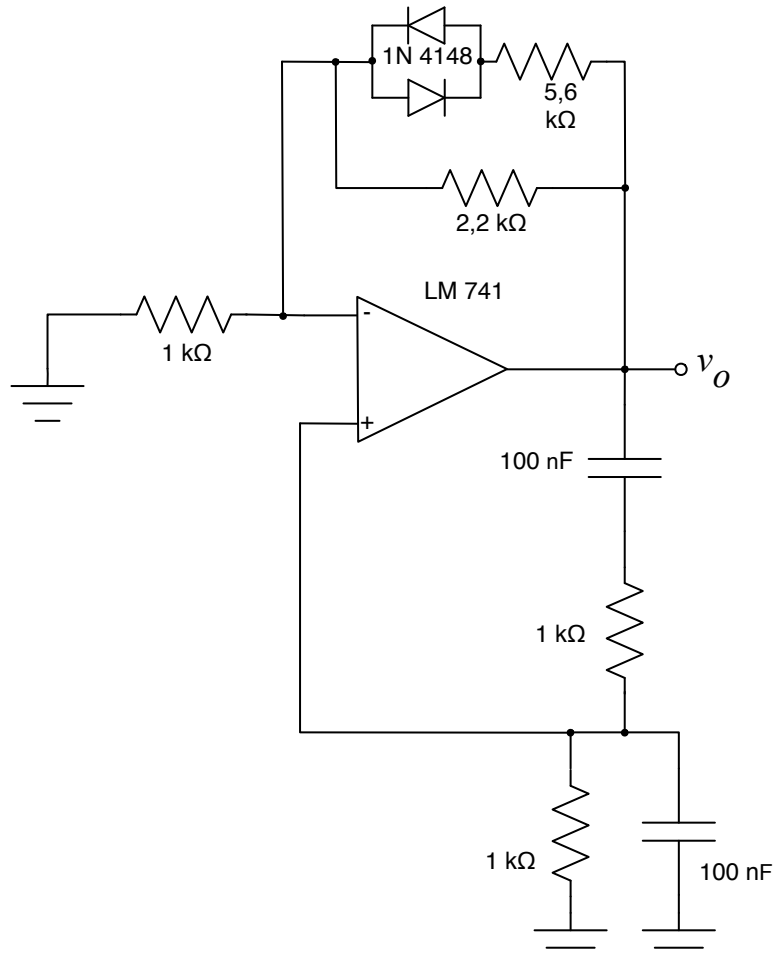


Figura 14 - Oscilador para exercício 07.

---

## 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.

# 4

## Capítulo

### Oscilador em Duplo-T

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores em duplo-t.

#### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de um oscilador em duplo-t;
- Analisar osciladores em duplo-t;
- Projetar os componentes de osciladores em duplo-t;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores em duplo-t;
- Implementar e ensaiar osciladores em duplo-t.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores com ponte de Wien.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo do oscilador Colpitts.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

## 1 Introdução

Um oscilador simples, utilizando transistores bipolares ou amplificadores operacionais, é o que emprega uma associação de resistores e capacitores (RC) em sua rede de realimentação, com a finalidade de inserir a defasagem necessária para atender ao critério de Barkhausen. Estes osciladores empregando componentes passivos (resistores e capacitores) podem ser os osciladores de deslocamento de fase ou com ponte de Wien, estudados no capítulo anterior, ou outro oscilador não muito conhecido, o oscilador em duplo-t. O oscilador em duplo-t é um oscilador que emprega uma rede de avanço-atraso de fase na sua rede de realimentação.

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

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

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

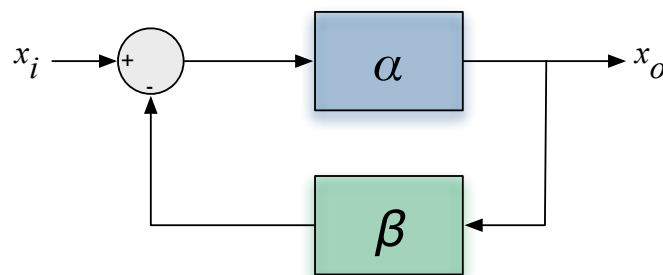


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

Note que a ponte formada pelos elementos resistivos e capacitivos é denominada de ponte de Wien, empregando realimentação positiva e negativa. Assim, o ganho e a fase do circuito dependem dos elementos desta rede (ponte) de realimentação.

O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores em duplo-t, em específico empregando resistores e capacitores (RC), com rede de realimentação semelhante ao mostrado na Figura 2.

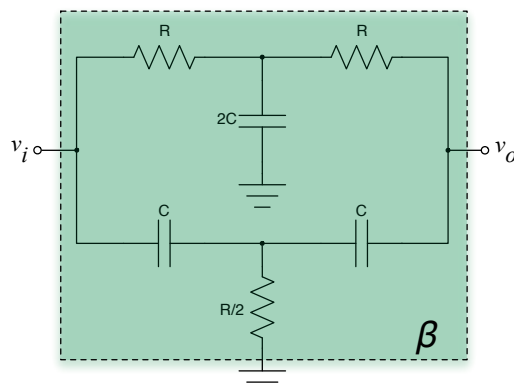


Figura 2 – Rede de realimentação do oscilador em duplo-t.

## 2 Análise do Oscilador em Duplo-T

Seja o circuito oscilador em duplo-t com rede de realimentação resistiva-capacitiva (RC), conforme mostrado na Figura 3 [2 e 3].

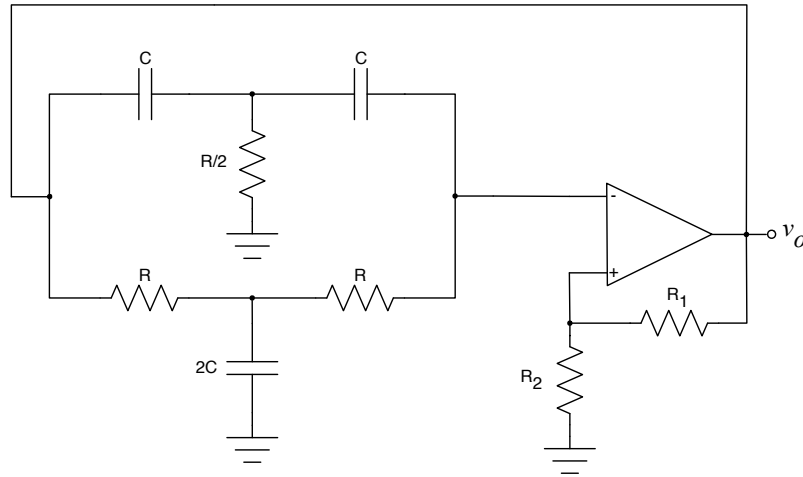


Figura 3 - Oscilador em duplo-t com amplificador operacional.

O filtro em duplo-t que aparece na Figura 3 é um filtro rejeita-faixa ou de entalhe. As baixas frequências atingem a saída do filtro mostrado na Figura 2 passando pela malha formada pelos resistores (R) e capacitor (2C) da parte inferior. Este é um caminho de baixa impedância para baixas frequências.

Ao analisar a Figura 2, lembre que:

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

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

Por outro lado, as altas frequências atingem a saída pelo caminho superior, onde se tem os capacitores em série e o resistor em paralelo.

Assim, em síntese, o filtro duplo-t conduz baixas e altas frequências, as primeiras por um caminho resistivo, desviando para a terra as altas frequências que aparecem neste caminho; já as altas frequências são conduzidas por um caminho capacitivo, desviando para a terra por um resistor as baixas frequências.

Em uma região bem específica, próxima da frequência crítica do filtro, ocorre uma oposição substancial para o fluxo de corrente entre os terminais de entrada e de saída, conforme está mostrado na Figura 4. Esta frequência crítica é determinada por:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}.$$

Note que é importante manter-se a relação entre os elementos do filtro, ou seja, o

capacitor conectado em paralelo no ramo inferior deve ter capacitância com o dobro do valor dos capacitores conectados em série no ramo superior. Por sua vez, para o resistor conectado em paralelo no ramo superior, este deve ter resistência com a metade do valor da resistência dos resistores série do ramo inferior.

A resposta em frequência do filtro duplo-t é mostrada na Figura 5, onde nota-se que em frequências baixas ocorre uma defasagem de  $-90^\circ$ , enquanto em altas frequências a defasagem será de  $90^\circ$ . Na frequência de ressonância ( $F_0$ ) a defasagem será nula, confirmando o atendimento do critério de Barkhausen para que o circuito funcione como oscilador.

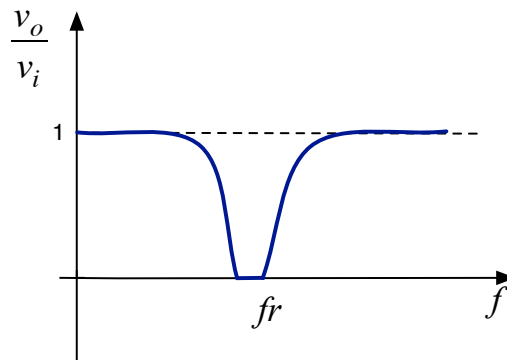


Figura 4 – Ganho de tensão do filtro duplo-t.

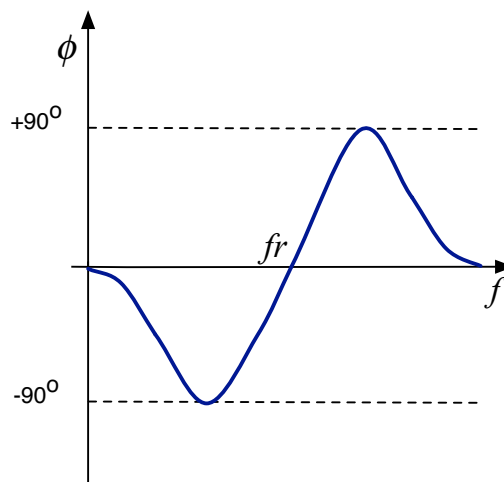


Figura 5 - Deslocamento de fase do filtro duplo-t.

O circuito do oscilador em duplo-t da Figura 3 utiliza uma rede de realimentação positiva com resistores ( $R_1$  e  $R_2$ ) e o filtro duplo-t na realimentação negativa. Em frequências muito altas ou muito baixas, a realimentação negativa atenua o ganho para as mesmas, enquanto que para a frequência de ressonância (crítica) não ocorre atenuação por parte da realimentação negativa, ficando esta amplificada pela realimentação positiva.

Normalmente um dos resistores do filtro duplo-t é ajustável, visando o ajuste para a frequência exata de oscilação desejada.

Em comparação com o oscilador com ponte de Wien, o oscilador em duplo-t tem a desvantagem de funcionar bem em apenas uma determinada frequência, não permitindo o ajuste para uma faixa ampla de frequências de oscilação.

### 3 Oscilador em Duplo-T com BJT

#### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador em duplo-t mostrado na Figura 6. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

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

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

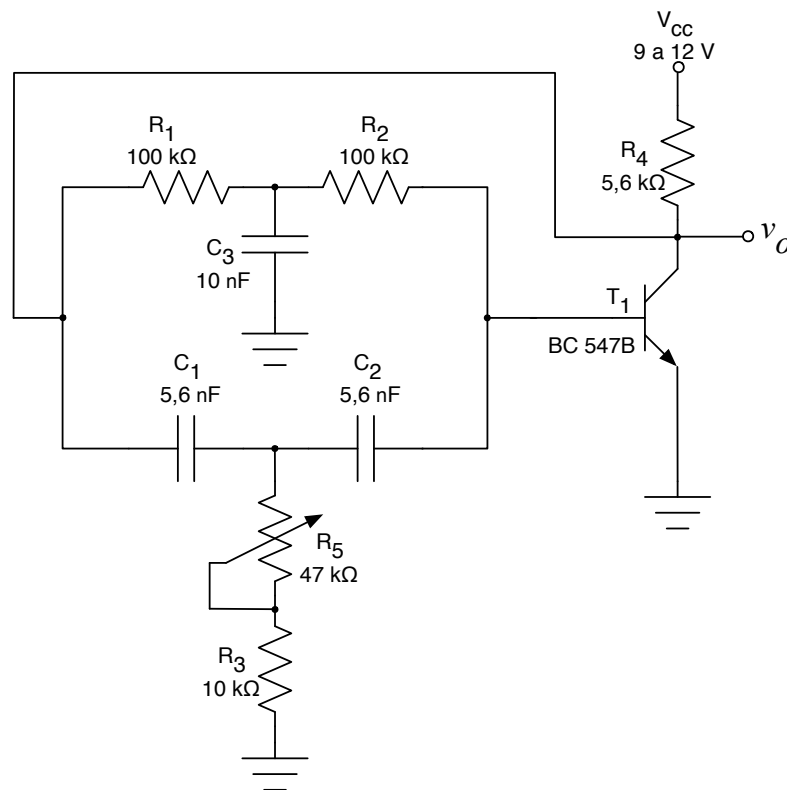


Figura 6 - Oscilador em duplo-t com transistor bipolar.

Assim, o circuito da Figura 6 pode ser desenhado como mostrado na Figura 7, de onde pode-se escrever, considerando por realimentação de tensão:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{(R_1 + R_2) + \beta \cdot R_3} = \frac{9 - 0,7}{(100k + 100k) + 200 \cdot 5,6k} = 6,29 \mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 6,29 \mu = 1,26 mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_3 = 9 - 1,26m \cdot 5,6k = 1,944 V.$$

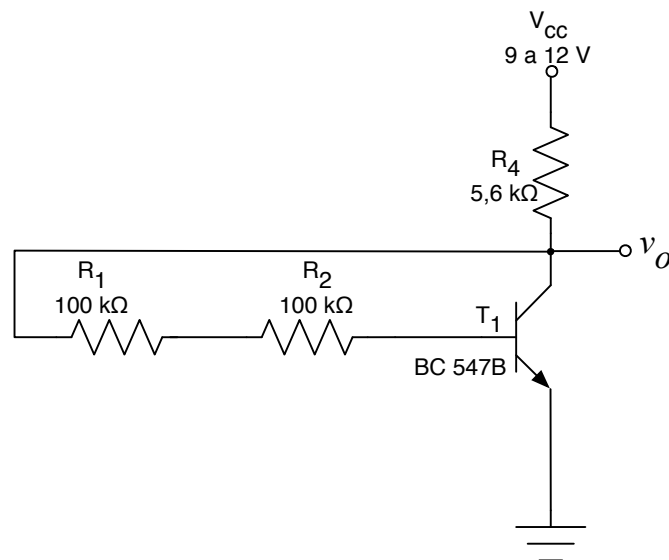


Figura 7 - Circuito de polarização do oscilador em duplo-t com transistor.

Conclui-se daí que o transistor estará operando na região ativa, como desejado para implementar o oscilador com ponte de Wien.

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 7 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 8. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

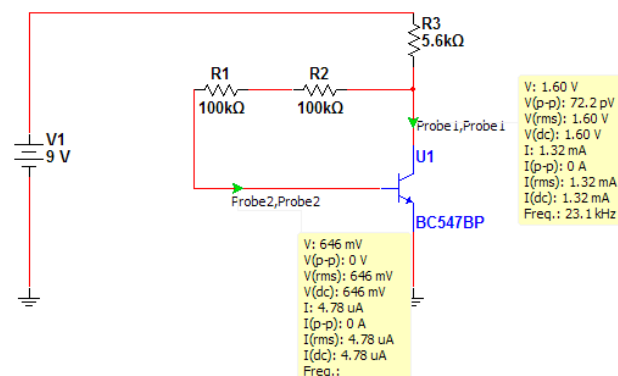


Figura 8 - Ponto de operação do oscilador em duplo-t com transistor bipolar.

### 3.2 Análise do Oscilador em Duplo-T

A frequência de oscilação é dada pela expressão a seguir.

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 5,6 \cdot 10^{-9}} = 284,35 \text{ Hz}.$$

A partir do circuito da Figura 6 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 9. Se o ajuste do filtro duplo-t não for correto, o que pode ser feito no potenciômetro (resistor  $R_4$ ), o critério de Barkhausen não será respeitado e pode-se ter a

saturação ou não oscilação. Na Figura 11 mostra-se a saída do oscilador, onde nota-se que a tensão de saída está distorcida. Para eliminar esta distorção deve-se ajustar o resistor  $R_4$ , eliminando a distorção presente no sinal, conforme se pode observar na Figura 11.

A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 12 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 2,83 ms, o que equivale a uma frequência de oscilação de 353,64 Hz.

É importante destacar que a frequência de oscilação do circuito simulado difere daquela calculada anteriormente, isso ocorre porque a expressão para determinar a frequência de oscilação é aproximada e não exata, ou seja, a frequência em que o circuito irá efetivamente oscilar deverá ser ajustada em laboratório, para que se tenha o valor desejado. Isso também caracteriza uma desvantagem deste oscilador em relação aos osciladores de deslocamento de fase ou com ponte de Wien.

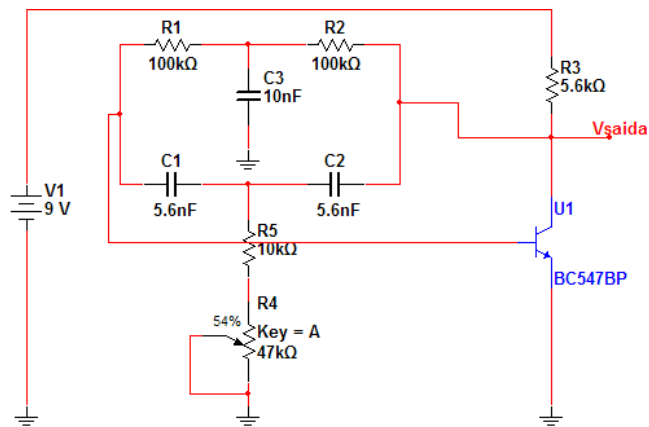


Figura 9 - Circuito do oscilador em duplo-t simulado no Multisim.

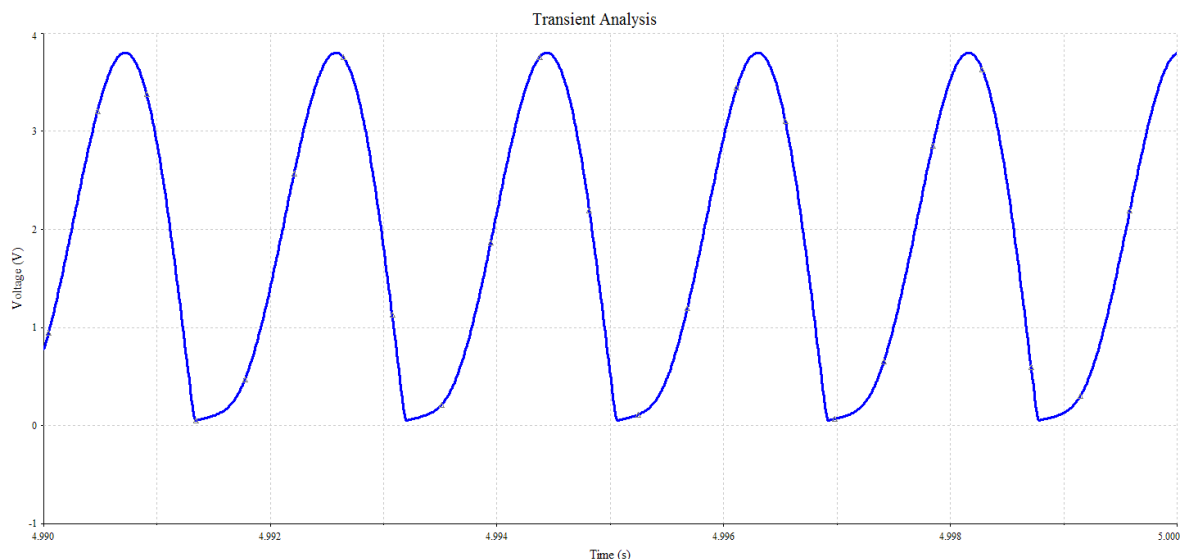


Figura 10 - Sinal gerado pelo oscilador com ajuste incorreto do potenciômetro ( $R_4$ ).

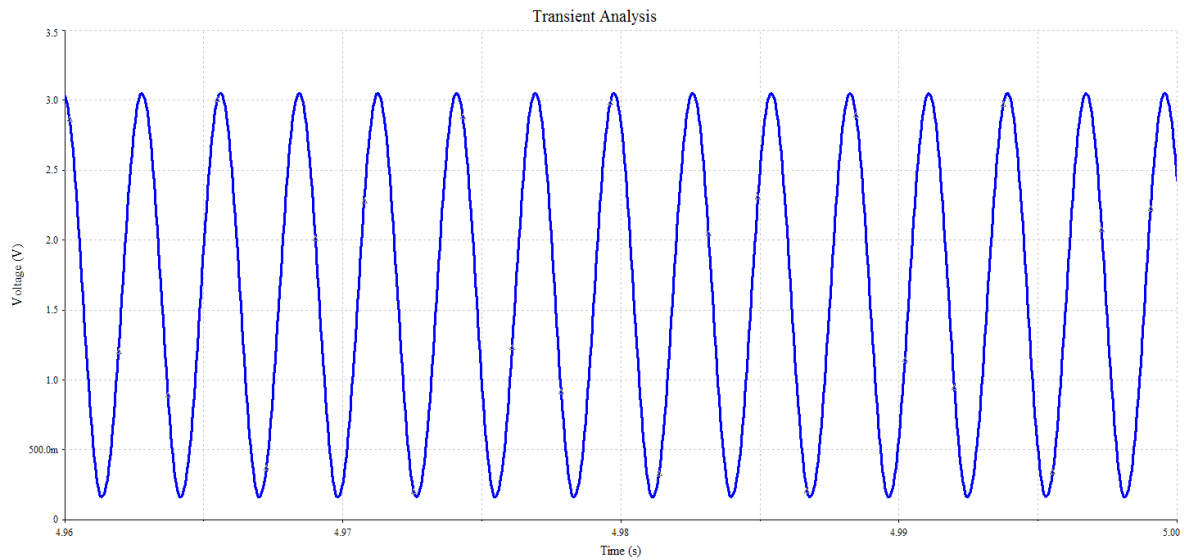


Figura 11 - Sinal de saída do oscilador.

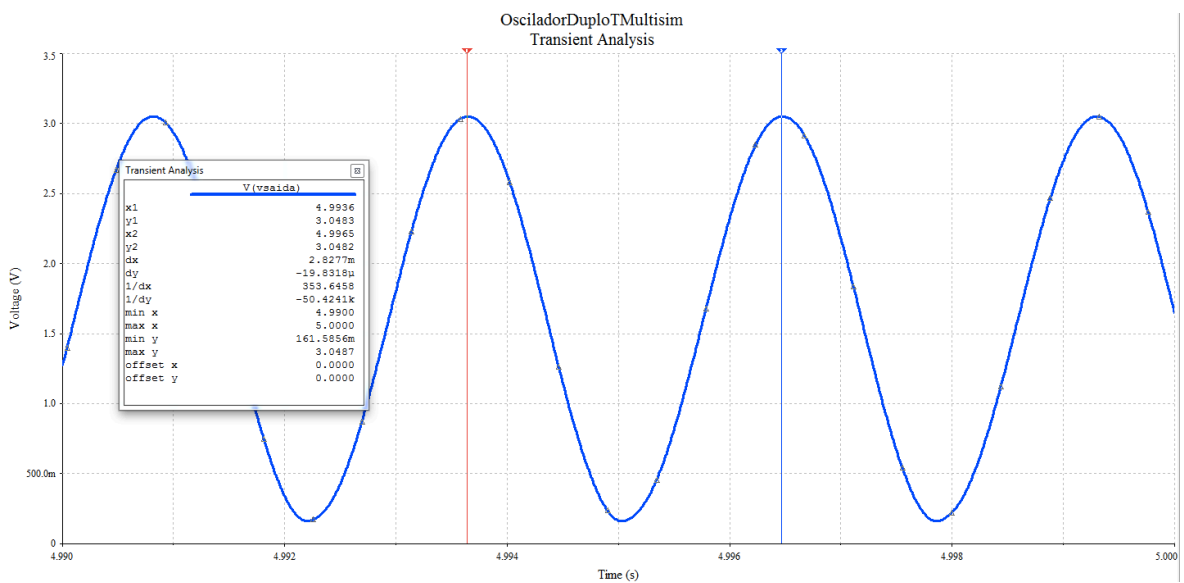


Figura 12 - Frequência de oscilação do circuito simulado.

## Exercícios Gerais

### Exercício 01:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 13.

### Exercício 02:

Faça as alterações necessárias no circuito da Figura 6, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcionamento na região ativa como oscilador com ponte de Wien.

**Exercício 03:**

Insira ao circuito da Figura 6 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.

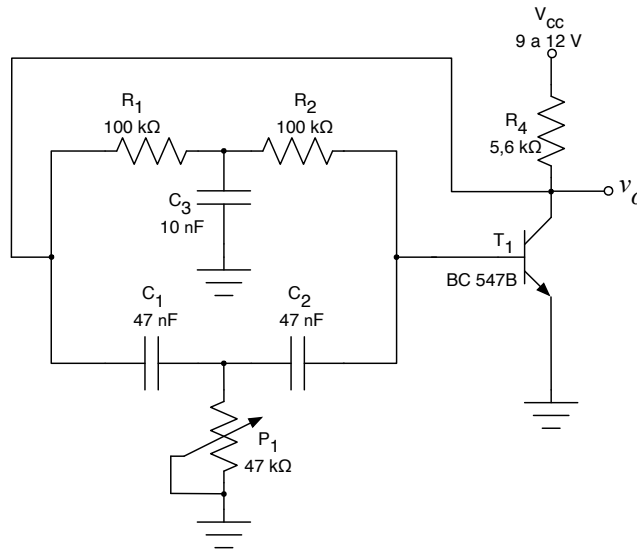


Figura 13 - Circuito oscilador para exercício 01.

**Exercício 04:**

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 14.

**Exercício 05:**

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 15.

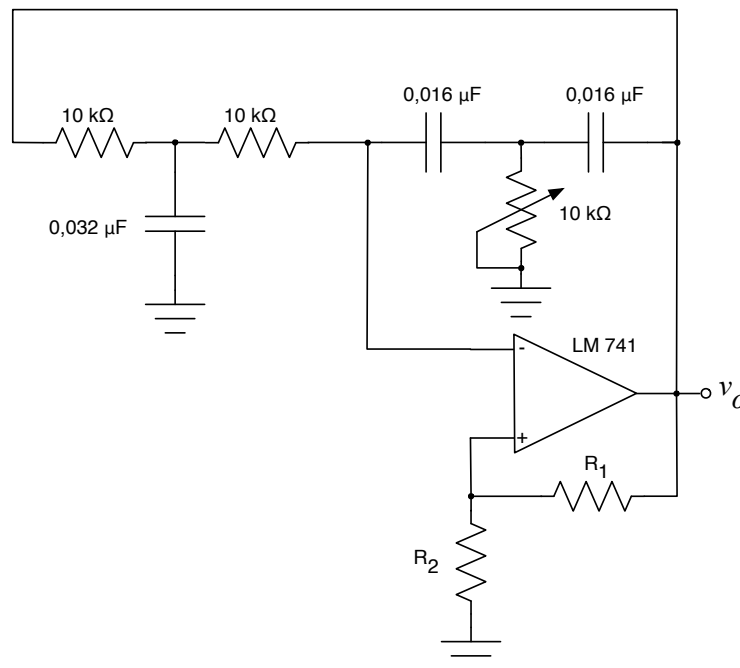


Figura 14 - Oscilador para o exercício 04.

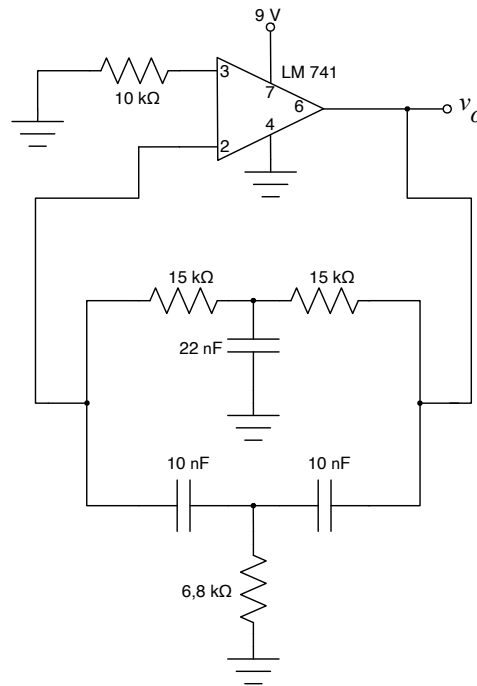


Figura 15 - Circuito oscilador para exercício 05.

## 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.

# 5

## Capítulo

### Oscilador Colppits

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores Colppits.

#### objetivos

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

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores em duplo-t.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo do oscilador Clapp.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

## 1 Introdução

Os osciladores estudados até agora utilizavam como elementos ativos transistores e/ou amplificadores operacionais e elementos passivos (resistores e capacitores – RC) na rede de realimentação. Foram estudados três osciladores do tipo RC: oscilador por deslocamento de fase, ponte de Wien e em duplo-t.

Osciladores também podem ser implementados utilizando circuitos sintonizados empregando capacitores e indutores, ou seja, pares LC. Estes osciladores possuem uma frequência de ressonância, na qual o conjunto capacitor-indutor apresentará comportamento complementar do ponto de vista da impedância do sistema, fazendo com que o circuito oscile justamente nesta frequência específica.

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

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

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

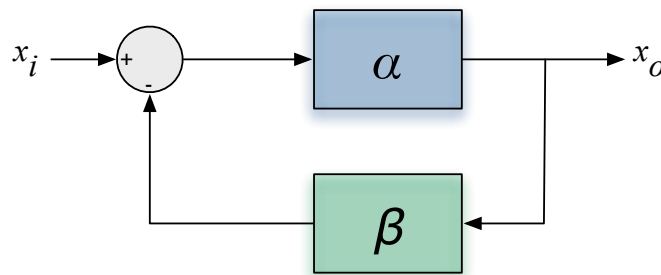


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

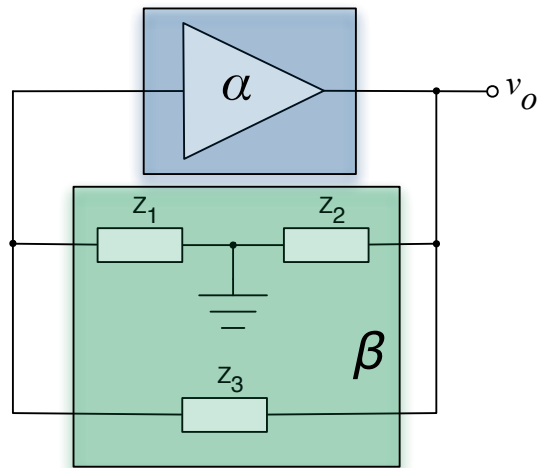
Na Figura 2 mostra-se a configuração básica de osciladores ressonantes, onde pode-se verificar que existem três impedâncias na rede de realimentação entre a saída e a entrada do amplificador operacional. Conforme a combinação destas impedâncias pode-se ter diferentes osciladores, conforme mostrado na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

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 Colpitts	C	C	L
Oscilador Hartley	L	L	C
Sintonizado na entrada e na saída	LC	LC	-

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

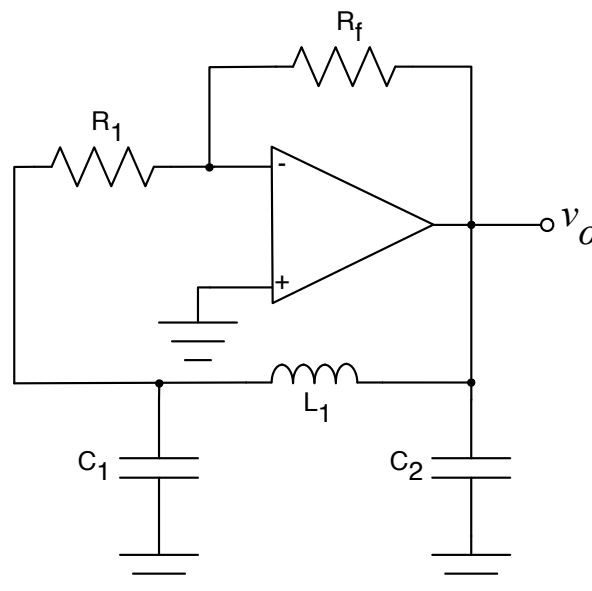
Nos capítulos seguintes serão estudados os osciladores Clapp e Hartley, que são semelhantes ao oscilador Colpitts, com diferenças na forma de implementar a rede de realimentação ( $X_1$ ,  $X_2$  e  $X_3$ ).



*Figura 2 – Configuração básica de osciladores ressonantes.*

## 2 Análise do Oscilador Colpitts

Seja o circuito oscilador Colpitts com rede de realimentação capacitiva-indutiva (LC), conforme mostrado na *Figura 3* [4].



*Figura 3 - Oscilador Colpitts com amplificador operacional.*

<sup>1</sup> Edwin Henry Colpitts – Engenheiro Canadense que viveu de 1872 até 1949, inventou o Oscilador Colpitts e contribuiu de maneira valiosa para a área de comunicações.

A realimentação do oscilador Colpitts mostrado na Figura 3 é formada pelos resistores  $R_f$  e  $R_1$ , pelos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e pelo indutor  $L$ . A frequência de oscilação do circuito é a própria frequência de ressonância da malha, frequência esta onde o deslocamento de fase será de  $180^\circ$ .

Considerando que  $R_1 \gg X_{C2}$  pode-se abrir a malha de realimentação, obtendo o circuito da Figura 4.

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega \cdot C_2}.$$

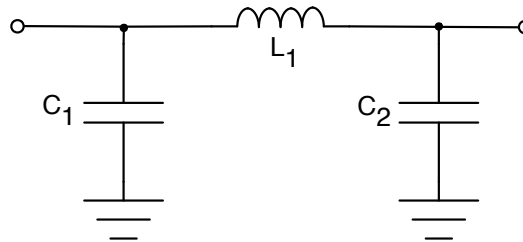


Figura 4 - Malha de realimentação aberta.

Neste caso, a impedância vista pela saída (sobre  $C_1$ ) será a associação dada a seguir:

$$Z = Z_{C1} \parallel (Z_{C2} + Z_L);$$

$$Z_{C1} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1};$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2};$$

$$Z_L = j \cdot \omega \cdot L;$$

$$Z = \frac{\left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1}\right) \cdot \left(\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L\right)}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L};$$

$$Z = \frac{C_2 \cdot L_1 \cdot \omega^2 - 1}{j \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot \omega^2 - C_1 - C_2)}.$$

Na frequência de ressonância, o termo imaginário deve ser nulo, portanto:

$$C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot \omega^2 = C_1 + C_2;$$

$$\omega \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot C_1} + \frac{1}{\omega \cdot C_2} \rightarrow X_L = X_{C1} + X_{C2};$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}};$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_T}};$$

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}.$$

É importante ressaltar que as expressões anteriores foram obtidas considerando que  $R_1 \gg X_{C2}$ , portanto são aproximações e a frequência de ressonância do circuito pode ser diferente da calculada.

O fator de realimentação ( $\beta$ ) da rede passiva LC pode ser obtido considerando o circuito da Figura 4 e que  $R_1 \gg X_{C2}$ . Assim, considerando o divisor de tensão formado por L e  $C_2$ , pode-se obter:

$$v_x = v_o \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + Z_L};$$

$$v_x = v_o \cdot \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L};$$

$$v_x = v_o \cdot \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \left( \frac{1}{\omega \cdot C_1} + \frac{1}{\omega \cdot C_2} \right)} = -v_o \cdot \frac{C_1}{C_2};$$

$$\beta = \frac{v_x}{v_o} = -\frac{C_1}{C_2}.$$

Pode-se notar que  $\beta$  é um número real e tem ângulo de 180°.

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

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

$$|\alpha| = \frac{1}{|\beta|} = \frac{1}{\left| \frac{-C_1}{C_2} \right|};$$

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1}.$$

Portanto:

$$|\alpha| = \frac{R_f}{R_1};$$

$$\frac{R_f}{R_1} = \frac{C_2}{C_1}.$$

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Projete um oscilador Colpitts com amplificador operacional que tenha frequência de oscilação de 100 kHz.

### Exercício 02:

Determine os componentes  $C_1$ ,  $C_2$  e  $L$  do oscilador mostrado na Figura 5 para que o mesmo tenha frequência de oscilação de 1 kHz.

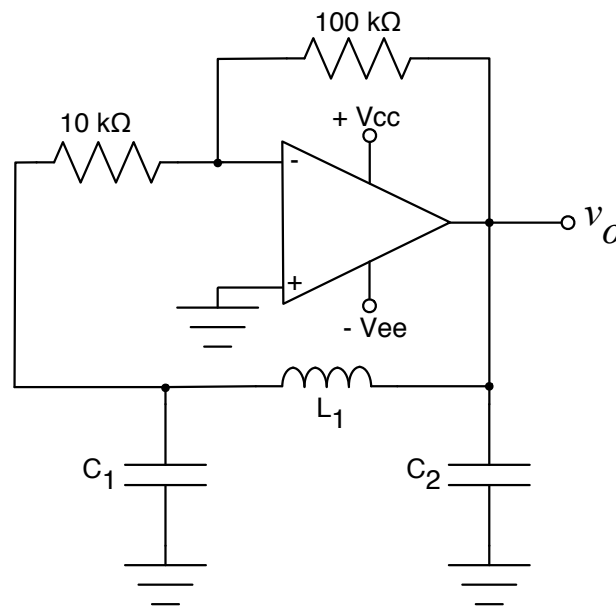


Figura 5 - Oscilador Colpitts com amplificador operacional.

### Exercício 03:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 6.

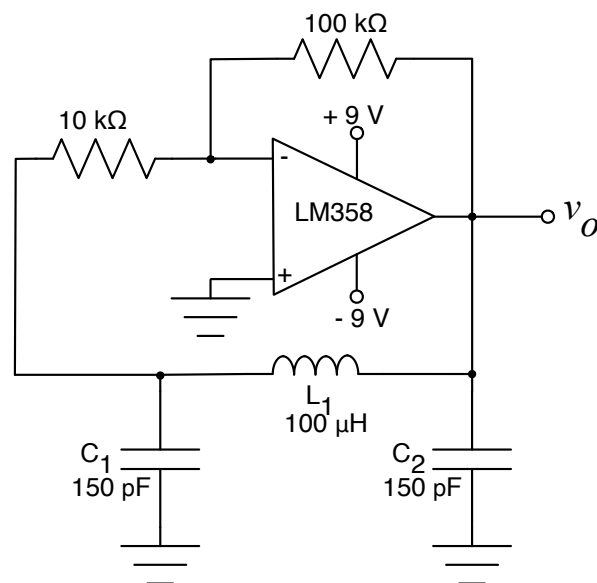


Figura 6 - Oscilador para exercício 03.

### 3 Oscilador Colpitts com BJT

#### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador em Colpitts mostrado na Figura 7. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

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

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

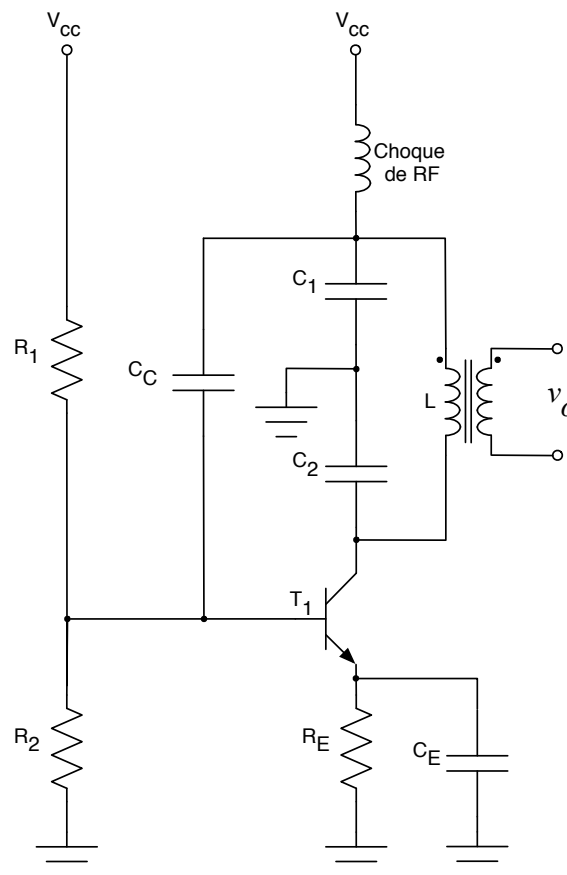


Figura 7 - Oscilador Colpitts com transistor bipolar.

É importante destacar a presença de indutores de filtro (RFC e  $R_f$ ) na Figura 7 que possuem indutância grande comparada com o indutor da rede de realimentação (L). Deste modo, estes indutores não interferem na frequência de oscilação, atuando apenas para filtragem de ruídos presentes na alimentação do circuito. Esta indutância interfere na análise em corrente alternada do circuito, pois se comporta como um circuito aberto para altas frequências.

Observe também que o sinal de saída é obtido a partir de um transformador de radiofrequência. Normalmente o sinal de saída é retirado diretamente do coletor, sem a presença de um transformador, mas sim do indutor de ressonância (L). Verifique os circuitos da Figura 14 e da

Figura 15.

Para a análise do funcionamento em corrente contínua e como oscilador, considerar-se-á o circuito da Figura 8. Este circuito pode ser desenhado como mostrado na Figura 9, de onde pode-se escrever, considerando por realimentação de tensão:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_2 + \beta \cdot R_1} = \frac{9 - 0,7}{470k + 200 \cdot 4,7k} = 5,89 \mu A ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 5,89 \mu = 1,18 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_1 = 9 - 1,18 \text{ mA} \cdot 4,7k = 3,47 \text{ V} .$$

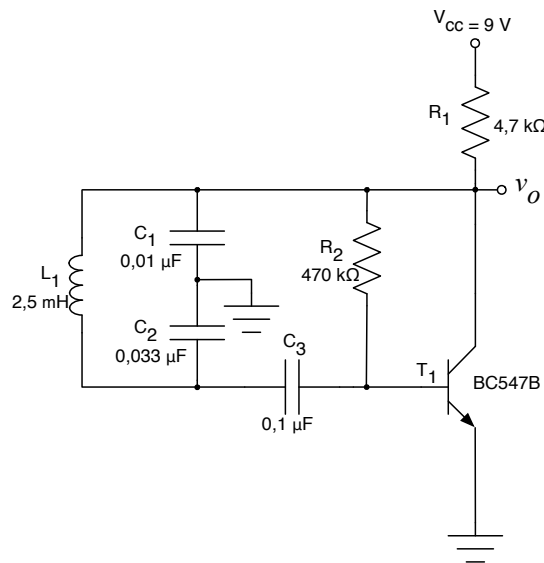


Figura 8 - Oscilador Colppits com transistor bipolar de junção.

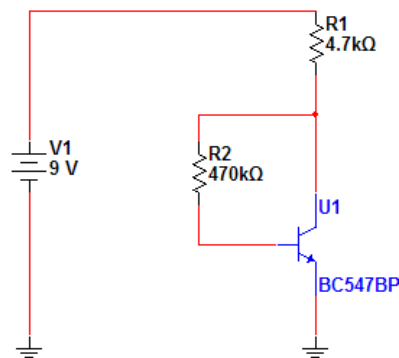


Figura 9 - Circuito de polarização do oscilador Colppits com transistor.

Conclui-se daí que o transistor estará operando na região ativa, como desejado para implementar o oscilador Colppits.

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 9 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 10. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

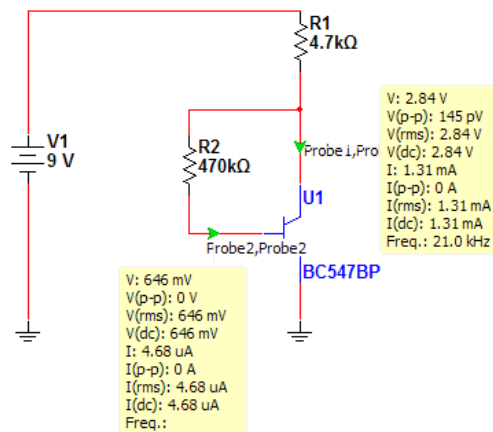


Figura 10 - Ponto de operação do oscilador Colpitts com transistor bipolar.

### 3.2 Análise do Oscilador Colpitts

A frequência de oscilação é dada pela expressão a seguir.

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_T}};$$

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{0,01 \cdot 0,033}{0,01 + 0,033} = 0,0077 \mu F ;$$

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0077 \cdot 10^{-6}}} \approx 36,3 \text{ kHz}$$

A partir do circuito da Figura 8 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 11. Nota-se pela Figura 12 que ocorre uma distorção na tensão de saída do oscilador. Ajustando o ganho do circuito, alterando o resistor  $R_1$ , pode-se diminuir a distorção, conforme está mostrado na Figura 13. O valor de  $R_1$  na simulação da Figura 13 foi de 22 k $\Omega$ .

A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 12 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 27,3853  $\mu\text{s}$ , o que equivale a uma frequência de oscilação de 36,516 kHz.

É importante destacar que a frequência de oscilação do circuito simulado difere daquela calculada anteriormente, isso ocorre porque a expressão para determinar a frequência de oscilação é aproximada e não exata, ou seja, a frequência em que o circuito irá efetivamente oscilar deverá ser ajustada em laboratório, para que se tenha o valor desejado. Isso ocorre pela aproximação de que  $R_1 \gg X_{C2}$  para o circuito da Figura 3.

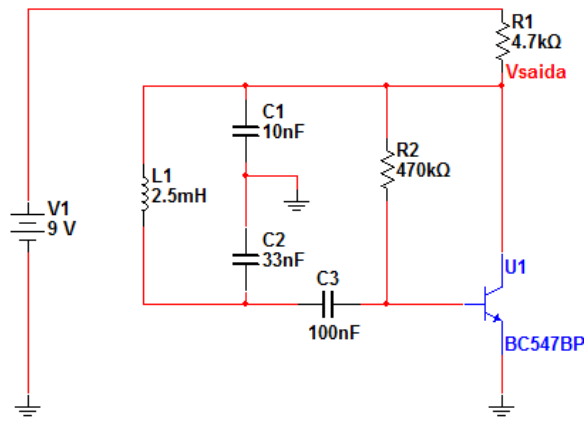


Figura 11 - Circuito do oscilador em Colpitts simulado no Multisim.

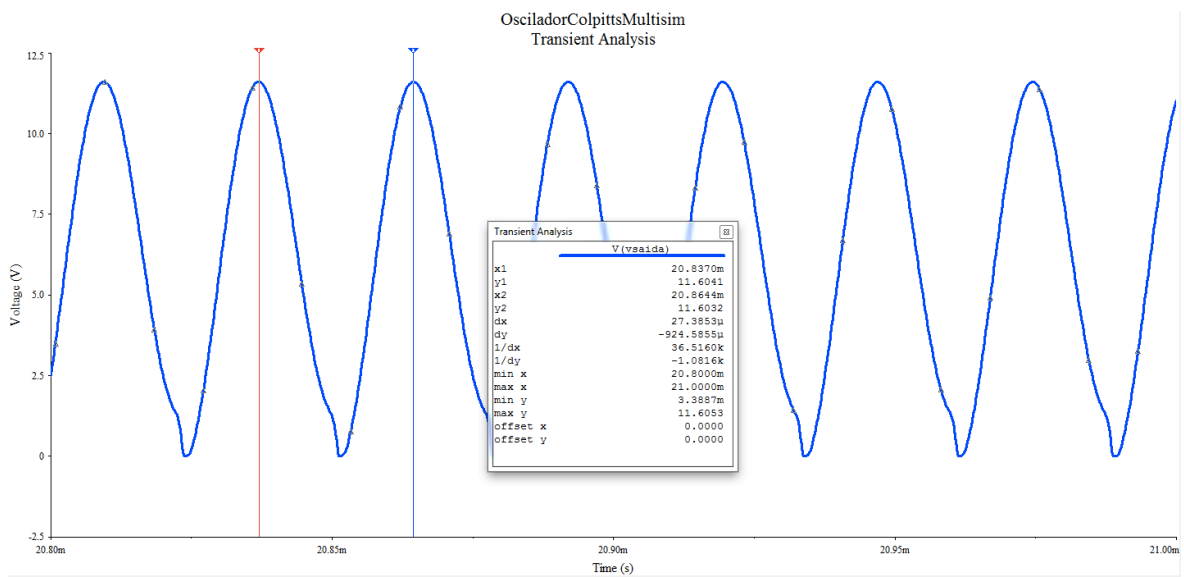


Figura 12 - Sinal gerado pelo oscilador sem ajustes.

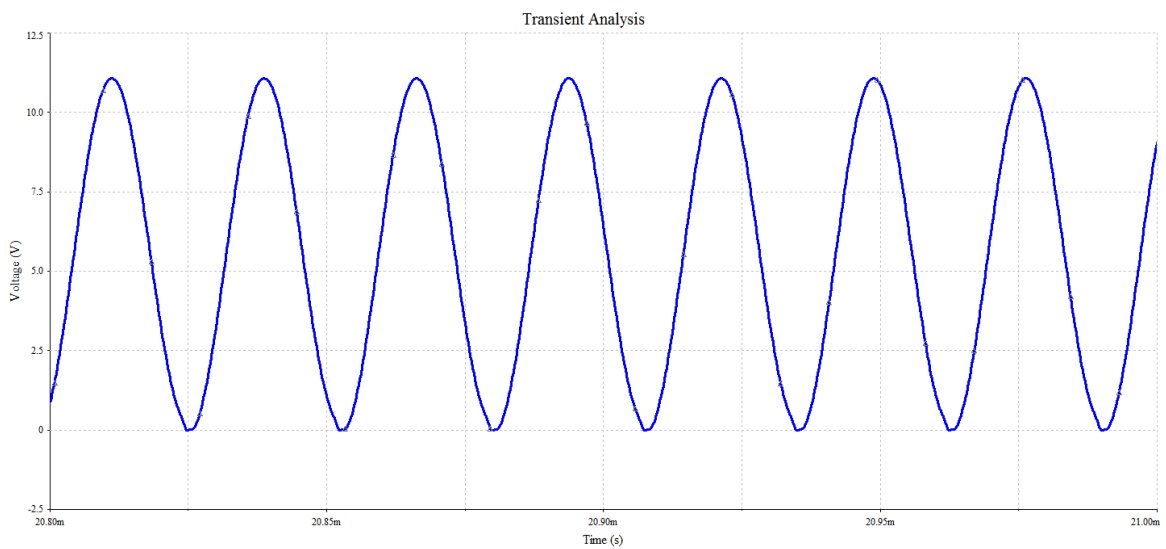


Figura 13 - Sinal de saída do oscilador após ajustar  $R_1$  para 22 kΩ.

## Exercícios Específicos

### Exercício 04:

Determine a frequência de oscilação do circuito da Figura 14. Projete os componentes de polarização do circuito.

### Exercício 05:

Determine a frequência de oscilação do circuito da Figura 15. Analise também o ponto de operação em corrente contínua do circuito.

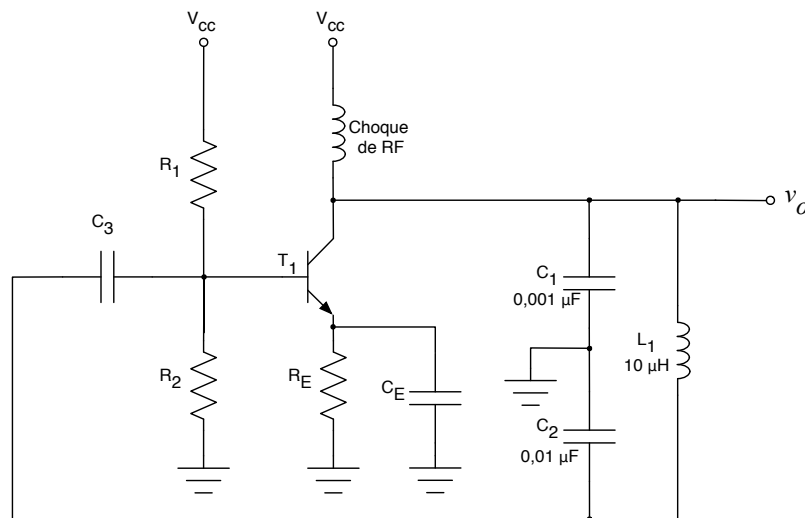


Figura 14 - Oscilador para exercício 04.

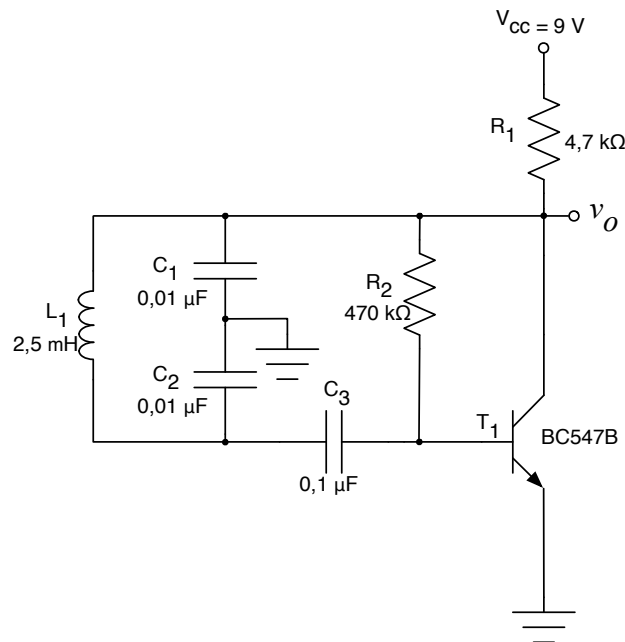


Figura 15 - Circuito para exercício 05.

## Exercícios Gerais

### Exercício 06:

Em que situações é utilizado o oscilador transistorizado, quando comparado com oscilador empregando amplificador operacional?

### Exercício 07:

Faça as alterações necessárias no circuito da Figura 15, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcionamento na região ativa como oscilador Colpitts.

### Exercício 08:

Insira ao circuito da Figura 15 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 09:

Determine a frequência de oscilação do circuito mostrado na Figura 16.

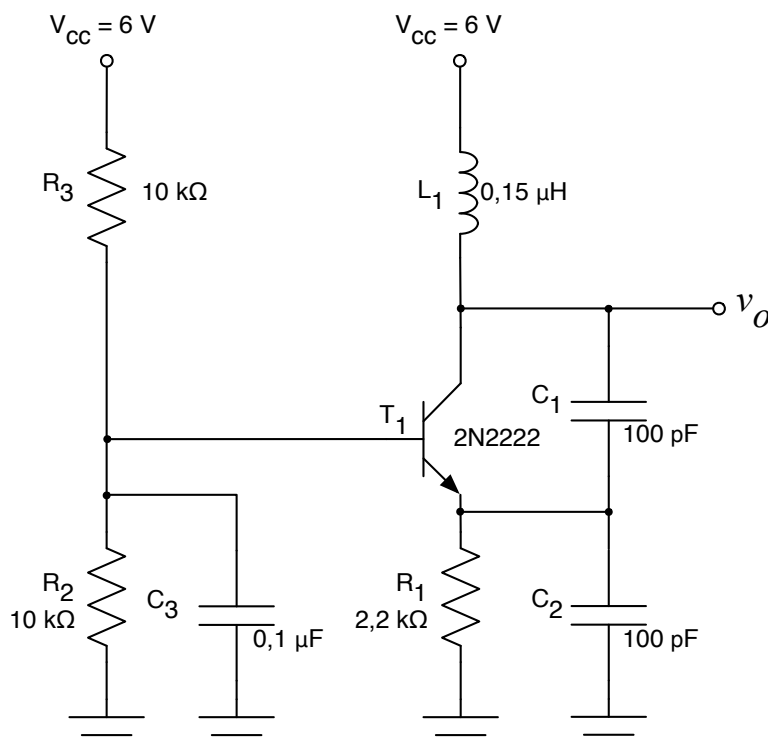


Figura 16 - Circuito do oscilador do exercício 09.

---

## 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.

# 6

## Capítulo

### Oscilador Clapp

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores Clapp.

#### objetivos

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

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores Colpits.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo do oscilador Hartley.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

## 1 Introdução

O oscilador Clapp é uma variação do oscilador Colppits estudado no capítulo anterior. Aquele oscilador continha na rede de realimentação indutor e capacitores, o que continuará acontecendo com o oscilador Clapp. Agora haverá a presença de um terceiro capacitor, em série com o indutor da rede de realimentação. Assim como o oscilador Colppits, o oscilador Clapp 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:

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

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

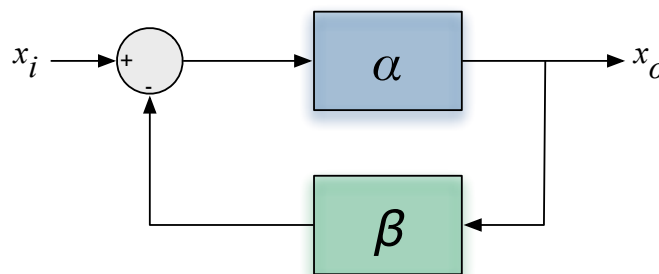


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

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].

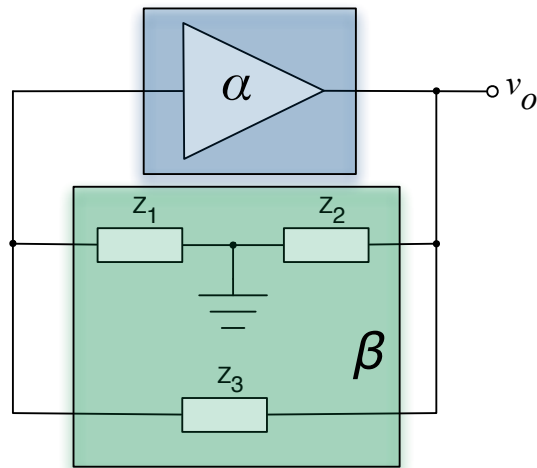
O terceiro capacitor ( $C_3$ ) da Figura 3 normalmente tem valor pequeno quando comparado com os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A finalidade de inserir este capacitor no circuito de realimentação é diminuir os efeitos das capacitâncias internas do elemento ativo (transistor ou amplificador operacional).

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	-

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

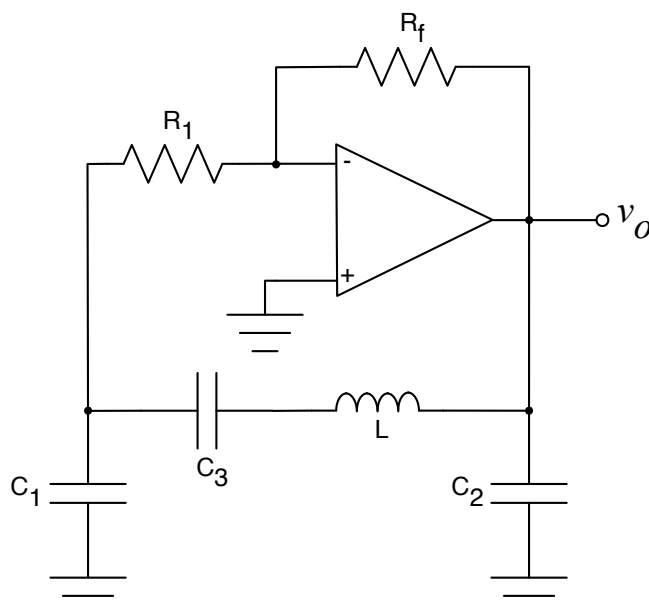
No capítulo seguinte será estudado o oscilador Hartley, que é semelhante aos osciladores Colpitts e Clapp, com diferenças na forma de implementar a rede de realimentação ( $X_1$ ,  $X_2$  e  $X_3$ ).



*Figura 2 – Configuração básica de osciladores ressonantes.*

## 2 Análise do Oscilador Clapp

Seja o circuito oscilador Clapp com rede de realimentação capacitiva-indutiva (LC), conforme mostrado na *Figura 3* [4].



*Figura 3 - Oscilador Clapp com amplificador operacional.*

<sup>1</sup> James Kilton Clapp – Engenheiro Americano que viveu de 1897 até 1965, publicou este oscilador em 1948.

A realimentação do oscilador Clapp mostrado na Figura 3 é formada pelos resistores  $R_f$  e  $R_1$ , pelos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  e pelo indutor  $L$ . A frequência de oscilação do circuito é a própria frequência de ressonância da malha, frequência esta onde o deslocamento de fase será de  $180^\circ$ .

Considerando que  $R_1 \gg X_{C2}$  pode-se abrir a malha de realimentação, obtendo o circuito da Figura 4.

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega \cdot C_2}.$$

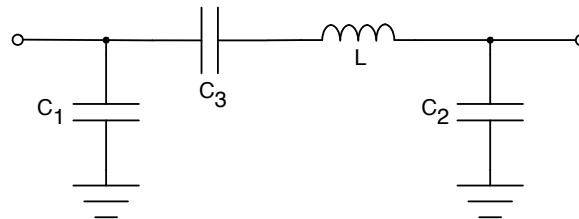


Figura 4 - Malha de realimentação aberta.

Neste caso, a impedância vista pela saída (sobre  $C_1$ ) será a associação dada a seguir:

$$Z = Z_{C1} \parallel (Z_{C2} + Z_L + Z_{C3});$$

$$Z_{C1} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1};$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2};$$

$$Z_{C3} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_3};$$

$$Z_L = j \cdot \omega \cdot L;$$

$$Z = \frac{\left( \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} \right) \cdot \left( \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_3} \right)}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_1} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_3}};$$

$$Z = \frac{C_3 - C_2 \cdot (-1 + C_3 \cdot L_1 \cdot \omega^2)}{j \cdot (C_2 \cdot C_3 + C_1 \cdot (C_2 + C_3 - C_2 \cdot C_3 \cdot L_1 \cdot \omega^2))}.$$

Na frequência de ressonância, o termo imaginário deve ser nulo, portanto:

$$C_2 \cdot C_3 + C_1 \cdot (C_2 + C_3 - C_2 \cdot C_3 \cdot L_1 \cdot \omega^2) = 0;$$

$$\omega \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot C_1} + \frac{1}{\omega \cdot C_2} + \frac{1}{\omega \cdot C_3} \rightarrow X_L = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3};$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_T}};$$

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3};$$

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3}{C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_3 + C_2 \cdot C_3}.$$

É importante ressaltar que as expressões anteriores foram obtidas considerando que  $R_1 \gg X_{C2}$ , portanto são aproximações e a frequência de ressonância do circuito pode ser diferente da calculada.

O fator de realimentação ( $\beta$ ) da rede passiva LC pode ser obtido considerando o circuito da Figura 4 e que  $R_1 \gg X_{C2}$ . Assim, considerando o divisor de tensão formado por L e  $C_2$ , pode-se obter:

$$v_x = v_o \cdot \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} + (Z_L + Z_{C3})};$$

$$v_x = v_o \cdot \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_3}};$$

$$v_x = v_o \cdot \frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + j \cdot \left( \frac{1}{\omega \cdot C_1} + \frac{1}{\omega \cdot C_2} + \frac{1}{\omega \cdot C_3} \right) + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_3}} = -v_o \cdot \frac{C_1}{C_2};$$

$$\beta = \frac{v_x}{v_o} = -\frac{C_1}{C_2}.$$

Pode-se notar que  $\beta$  é um número real e tem ângulo de 180°. Para que o ganho da malha seja unitário, para atendimento do requisito de Barkhausen, deve-se ter:

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

$$|\alpha| = \frac{1}{|\beta|} = \frac{1}{\left| \frac{C_1}{C_2} \right|};$$

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1}.$$

Portanto:

$$|\alpha| = \frac{R_f}{R_1};$$

$$\frac{R_f}{R_1} = \frac{C_2}{C_1}.$$

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Projete um oscilador Clapp com amplificador operacional que tenha frequência de oscilação de 100 kHz.

### Exercício 02:

Determine os componentes  $C_1$ ,  $C_2$  e  $L$  e do oscilador mostrado na Figura 5 para que o mesmo tenha frequência de oscilação de 1 kHz. Note que este é o oscilador Colppits com um capacitor adicional, o  $C_3$ , para que o mesmo funcione como oscilador Clapp.

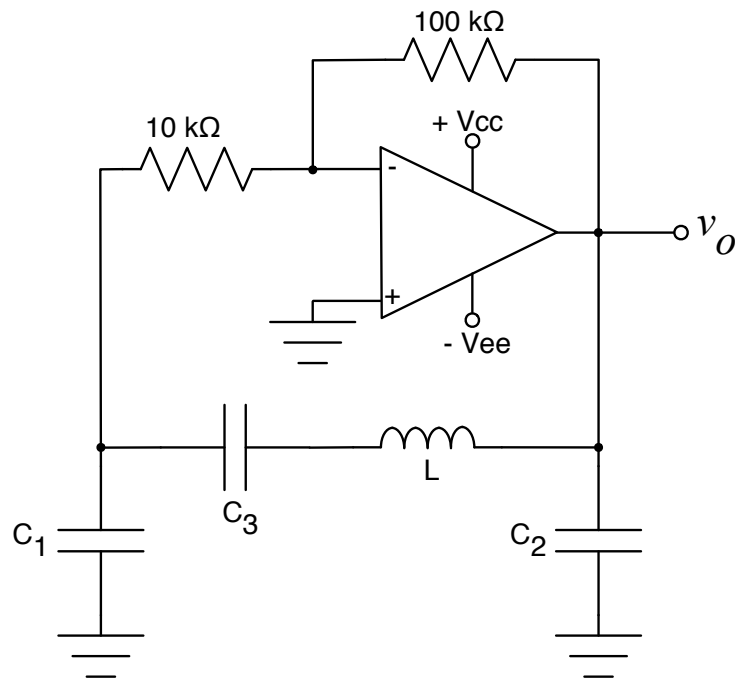


Figura 5 - Oscilador Colppits com amplificador operacional.

## 3 Oscilador Clapp com BJT

### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador em Clapp mostrado na Figura 6. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

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

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

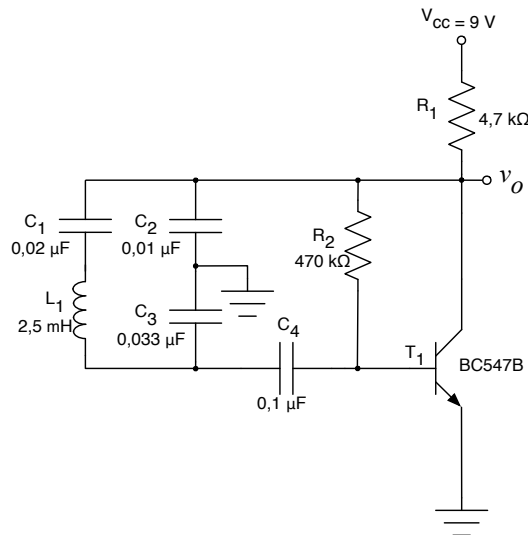


Figura 6 - Oscilador Clapp com transistor bipolar.

Para análise em corrente contínua, o circuito da Figura 6 pode ser desenhado como mostrado na Figura 7, de onde pode-se escrever, considerando por realimentação de tensão:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_2 + \beta \cdot R_1} = \frac{9 - 0,7}{470k + 200 \cdot 4,7k} = 5,89 \mu A ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 5,89 \mu = 1,18 mA ;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_1 = 9 - 1,18m \cdot 4,7k = 3,47V .$$

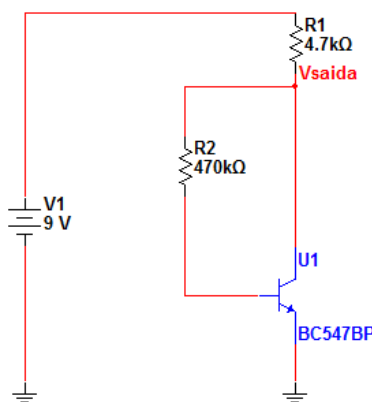


Figura 7 - Circuito de polarização do oscilador Clapp com transistor.

Conclui-se daí que o transistor estará operando na região ativa, como desejado para implementar o oscilador Clapp.

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 7 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 8. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

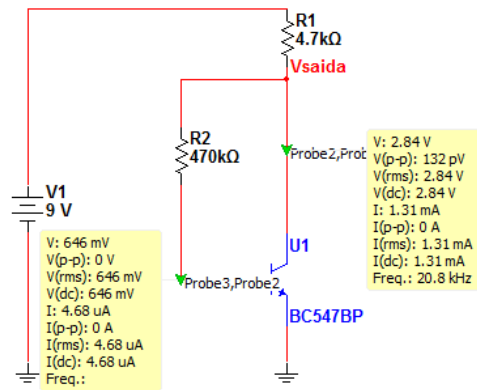


Figura 8 - Ponto de operação do oscilador Clapp com transistor bipolar.

### 3.2 Análise do Oscilador Clapp

A frequência de oscilação é dada pela expressão a seguir.

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_T}};$$

$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3}{C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_3 + C_2 \cdot C_3} = \frac{0,002 \cdot 0,01 \cdot 0,033}{0,002 \cdot 0,01 + 0,002 \cdot 0,033 + 0,01 \cdot 0,033} = 1,59 nF;$$

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,59 \cdot 10^{-9}}} \approx 80 kHz$$

A partir do circuito da Figura 6 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 9. Nota-se pela Figura 10 que ocorre uma distorção na tensão de saída do oscilador. Ajustando o ganho do circuito, alterando o resistor  $R_1$ , pode-se diminuir a distorção, conforme está mostrado na Figura 11. O valor de  $R_1$  na simulação da Figura 11 foi de 22 kΩ.

A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 10 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 12,6 μs, o que equivale a uma frequência de oscilação de 79,3642 kHz.

É importante destacar que a frequência de oscilação do circuito simulado difere daquela calculada anteriormente, isso ocorre porque a expressão para determinar a frequência de oscilação é aproximada e não exata, ou seja, a frequência em que o circuito irá efetivamente oscilar deverá ser ajustada em laboratório, para que se tenha o valor desejado. Isso ocorre pela aproximação de que  $R_1 \gg X_{C2}$  para o circuito da Figura 3.

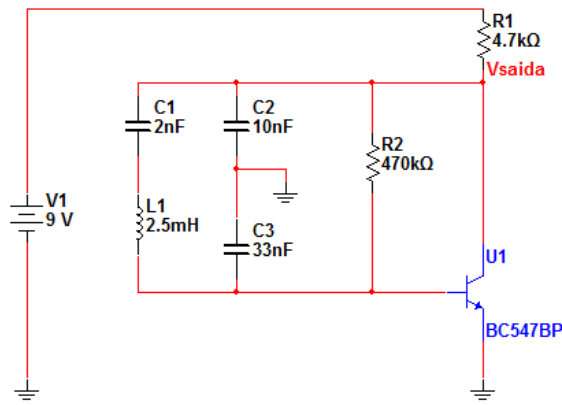


Figura 9 - Circuito do oscilador em Clapp simulado no Multisim.

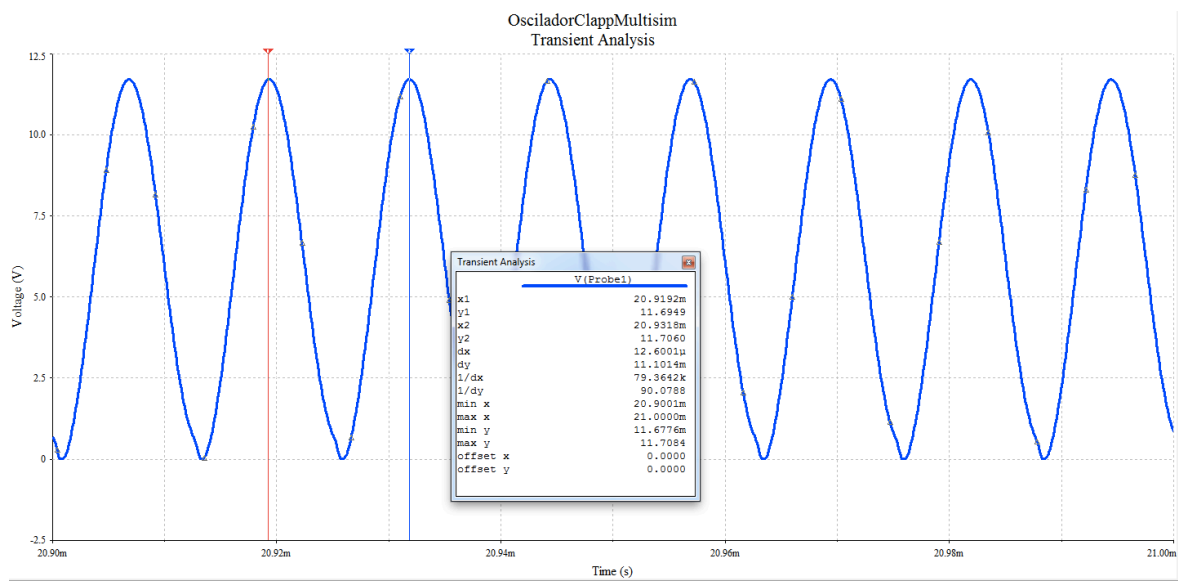


Figura 10 - Sinal gerado pelo oscilador sem ajustes.

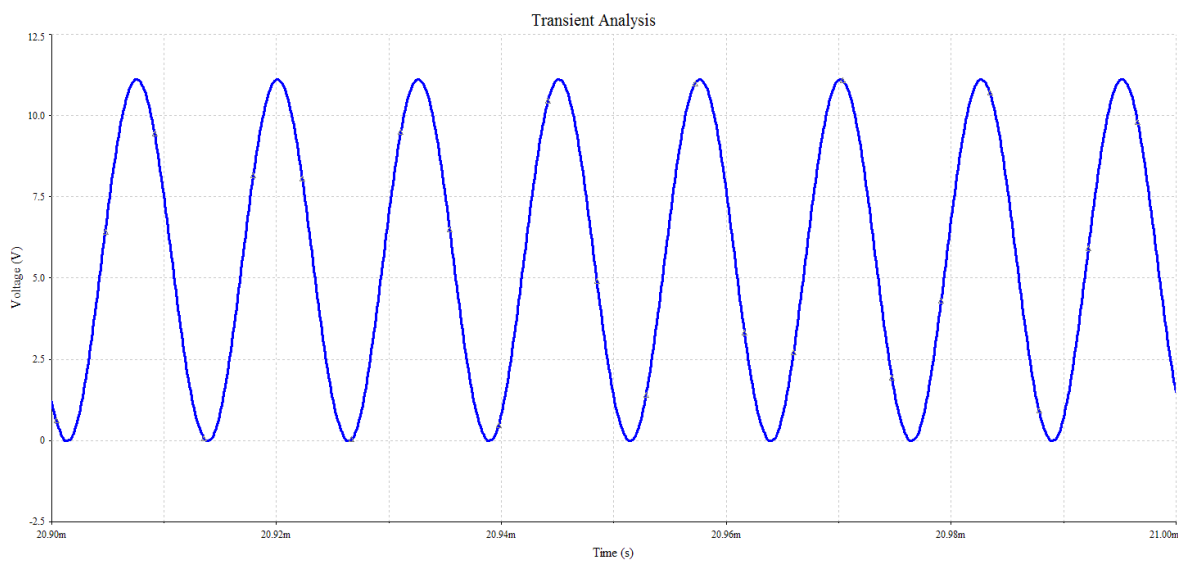


Figura 11 - Sinal de saída do oscilador após ajustar  $R_1$  para 22 kΩ.

## Exercícios Específicos

### Exercício 03:

Determine os componentes da rede de realimentação do circuito da Figura 12 para uma frequência de oscilação de 100 kHz. Projete os componentes de polarização do circuito.

### Exercício 05:

Determine a frequência de oscilação do circuito da Figura 13. Analise também o ponto de operação em corrente contínua do circuito.

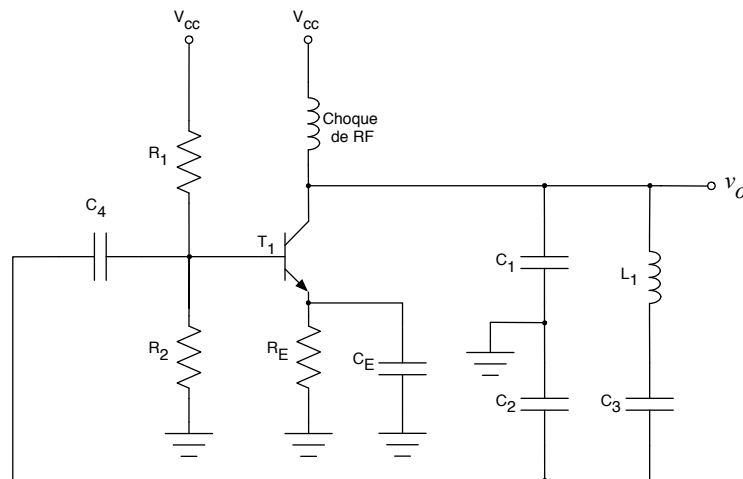


Figura 12 - Oscilador para exercício 03.

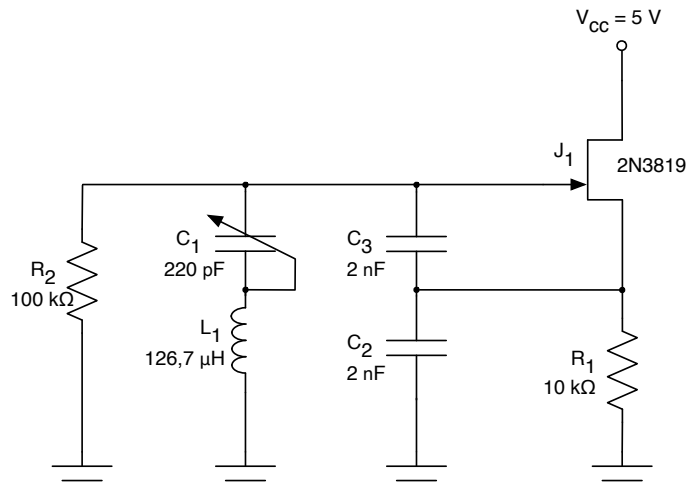


Figura 13 - Circuito para exercício 04.

### Exercício 06:

Determine a frequência de oscilação do circuito da Figura 14.

### Exercício 07:

Determine a frequência de oscilação do circuito da Figura 15.

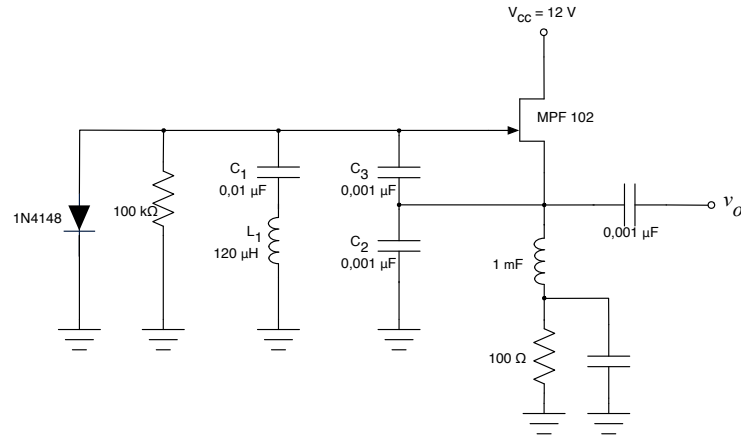


Figura 14 - Oscilador Clapp para exercício 06.

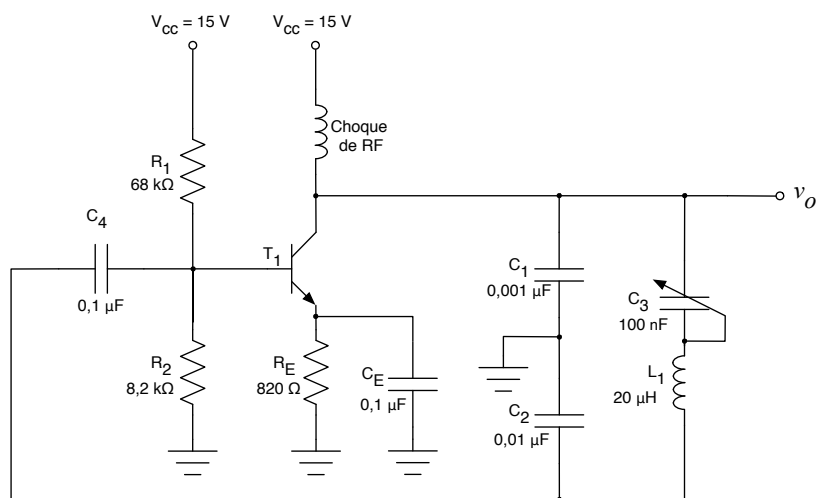


Figura 15 - Circuito para exercício 07.

## Exercícios Gerais

### Exercício 08:

Faça as alterações necessárias no circuito da Figura 6, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcionamento na região ativa como oscilador Clapp.

### Exercício 09:

Insira ao circuito da Figura 6 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 10:

Projete o circuito da Figura 16 para que o mesmo opere com tensão de alimentação de 24

V e oscile com frequência de 1 kHz.

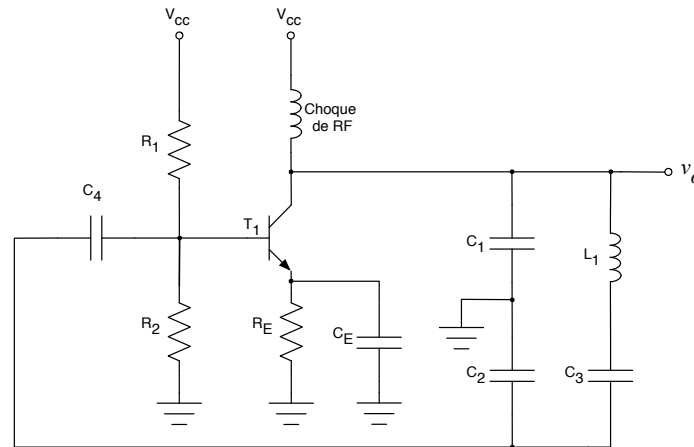


Figura 16 - Circuito do oscilador do exercício 10.

## 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.

# 7

## Capítulo

### Oscilador Hartley

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores Hartley.

#### objetivos

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

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores Clapp.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo do oscilador Armstrong.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

# 1 Introdução

O oscilador Hartley é muito semelhante ao oscilador Colppits estudado nos capítulos anteriores, onde a rede de realimentação é implementada usando-se dois indutores e um capacitor. Aquele oscilador continha na rede de realimentação indutores e capacitores, o que continuará acontecendo com o oscilador Hartley; mas agora serão usados indutores conectados ao terra e um capacitor como caminho para o sinal realimentado. Assim como os osciladores Colppits e Clapp, o oscilador Hartley 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:

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

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

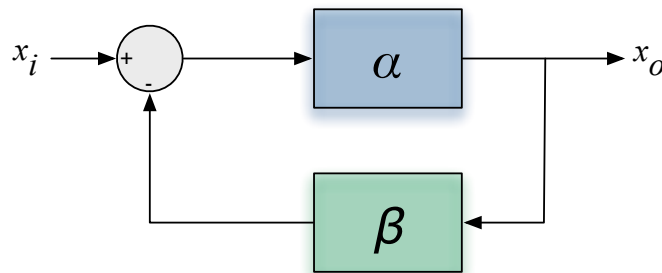


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

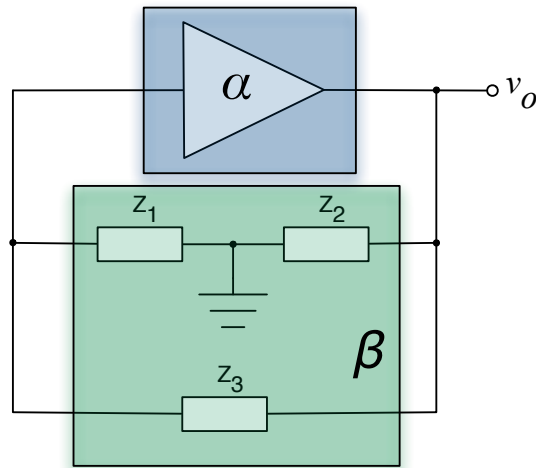
Na Figura 2 mostra-se a configuração básica de osciladores ressonantes, onde pode-se verificar que existem três impedâncias na rede de realimentação entre a saída e a entrada do amplificador operacional. Conforme a combinação destas impedâncias pode-se ter diferentes osciladores, conforme mostrado na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

O circuito do oscilador Hartley com amplificador operacional é mostrado na Figura 3 onde nota-se a presença dos dois indutores ( $L_1$  e  $L_2$ ) e do capacitor ( $C$ ) 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	-

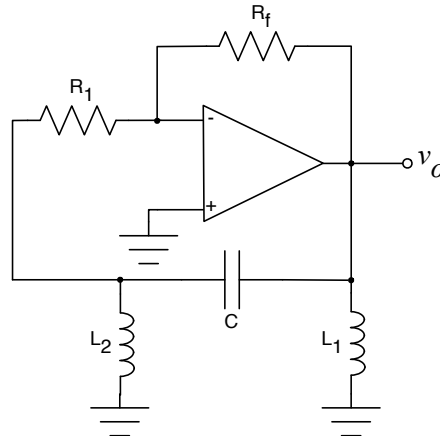
O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores Hartley<sup>1</sup> com rede de realimentação indutiva-capacitiva (LC), conforme mostrado na *Figura 2* e *Tabela 1*.



*Figura 2 – Configuração básica de osciladores ressonantes.*

## 2 Análise do Oscilador Hartley

Seja o circuito oscilador Hartley com rede de realimentação capacitiva-indutiva (LC), conforme mostrado na *Figura 3* [4].



*Figura 3 - Oscilador Hartley com amplificador operacional.*

A realimentação do oscilador Hartley mostrado na *Figura 3* é formada pelos resistores  $R_f$  e  $R_1$ , pelos indutores  $L_1$  e  $L_2$  e pelo capacitor  $C$ . A frequência de oscilação do circuito é a própria frequência de ressonância da malha, frequência esta onde o deslocamento de fase será de  $180^\circ$ .

Considerando que  $R_1 \gg X_{L2}$  pode-se abrir a malha de realimentação, obtendo o circuito da *Figura 4*.

<sup>1</sup> Ralph Vinton Lyon Hartley - Engenheiro Americano que viveu de 1888 até 1970, inventou o oscilador com seu nome em 1915.

$$X_{L2} = \omega \cdot L_2.$$

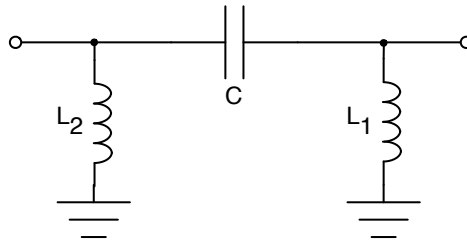


Figura 4 - Malha de realimentação aberta.

Neste caso, a impedância vista pela saída (sobre  $L_1$ ) será a associação dada a seguir:

$$Z = Z_{L1} \parallel (Z_C + Z_{L2});$$

$$Z_C = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C};$$

$$Z_{L1} = j \cdot \omega \cdot L_1;$$

$$Z_{L2} = \omega \cdot L_2;$$

$$Z = \frac{(j \cdot \omega \cdot L_1) \cdot \left( j \cdot \omega \cdot L_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \right)}{j \cdot \omega \cdot L_1 + j \cdot \omega \cdot L_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}};$$

$$Z = \frac{L_1 \cdot \omega \cdot (C_1 \cdot L_2 \cdot \omega^2 - 1)}{j \cdot (1 - C_1 \cdot (L_1 + L_2) \cdot \omega^2)}.$$

Na frequência de ressonância, o termo imaginário deve ser nulo, portanto:

$$1 - C_1 \cdot (L_1 + L_2) \cdot \omega^2 = 0;$$

$$\omega \cdot L_1 + \omega \cdot L_2 = \frac{1}{\omega \cdot C} \rightarrow X_{L1} + X_{L2} = X_C;$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_T \cdot C}};$$

$$L_T = L_1 + L_2.$$

É importante ressaltar que as expressões anteriores foram obtidas considerando que  $R_1 \gg X_{L2}$ , portanto são aproximações e a frequência de ressonância do circuito pode ser diferente da calculada.

O fator de realimentação ( $\beta$ ) da rede passiva LC pode ser obtido considerando o circuito da Figura 4 e que  $R_1 \gg X_{L2}$ . Assim, considerando o divisor de tensão formado por  $L_1$  e  $C$ , pode-se obter:

$$v_x = v_o \cdot \frac{Z_{L2}}{Z_C + Z_{L2}};$$

$$v_x = v_o \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot L_2}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + j \cdot \omega \cdot L_2};$$

$$v_x = v_o \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot L_2}{\frac{\omega \cdot (L_1 + L_2)}{j} + j \cdot \omega \cdot L_2} = -v_o \cdot \frac{L_2}{L_1};$$

$$\beta = \frac{v_x}{v_o} = -\frac{L_2}{L_1}.$$

Pode-se notar que  $\beta$  é um número real e tem ângulo de  $180^\circ$ .

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

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

$$|\alpha| = \frac{1}{|\beta|} = \left| \frac{1}{-\frac{L_2}{L_1}} \right|;$$

$$\alpha = \frac{L_1}{L_2}.$$

Portanto:

$$|\alpha| = \frac{R_f}{R_1};$$

$$\frac{R_f}{R_1} = \frac{L_1}{L_2}.$$

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Projete um oscilador Hartley com amplificador operacional que tenha frequência de oscilação de 100 kHz.

### Exercício 02:

Altere o oscilador Colpitts mostrado na Figura 5 para que o mesmo tenha frequência de oscilação de 1 kHz e funcione como oscilador Hartley.

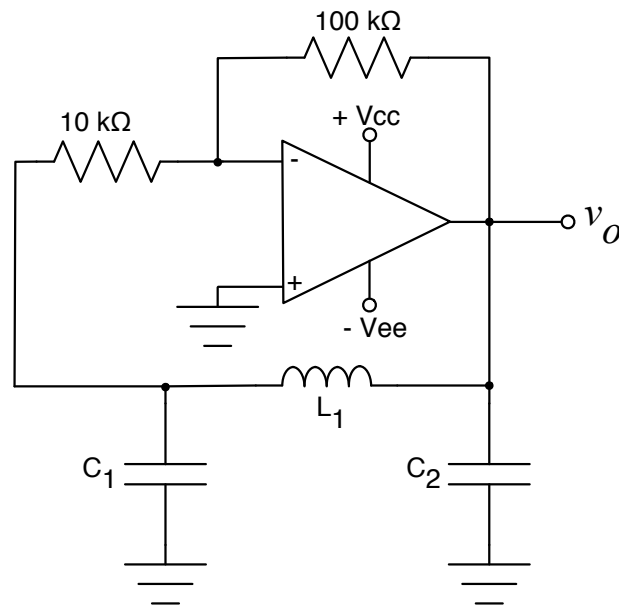


Figura 5 - Oscilador Colppits com amplificador operacional.

### 3 Oscilador Hartley com BJT

#### 3.1 Análise em Corrente Contínua

Seja o circuito oscilador em Hartley mostrado na Figura 6. Inicialmente pode-se fazer a análise em corrente contínua deste circuito, usando para isso as seguintes considerações:

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

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

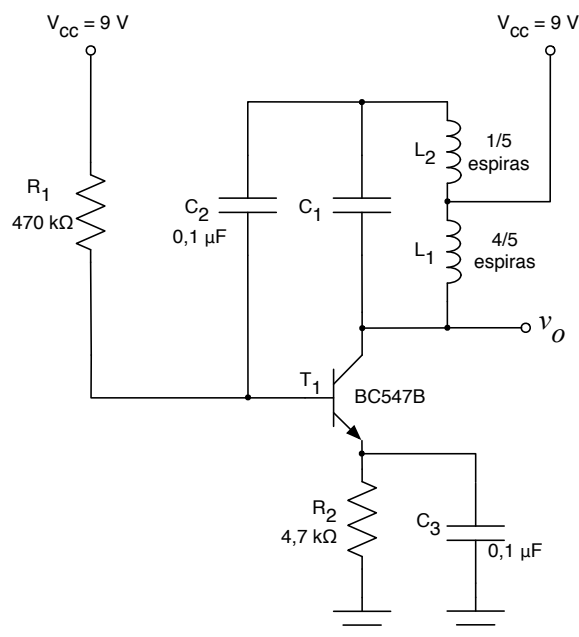


Figura 6 - Oscilador Hartley com transistor bipolar.

Para análise em corrente contínua, o circuito da Figura 6 pode ser desenhado como mostrado na Figura 7, de onde pode-se escrever, considerando por realimentação de tensão:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_2 + \beta \cdot R_1} = \frac{9 - 0,7}{470k + 200 \cdot 4,7k} = 5,89 \mu A ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 5,89 \mu = 1,18 mA ;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_1 = 9 - 1,18m \cdot 4,7k = 3,47 V .$$

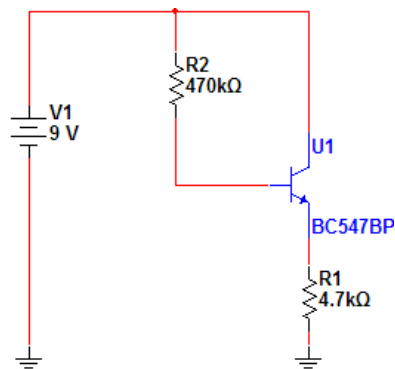


Figura 7 - Circuito de polarização do oscilador Hartley com transistor.

Conclui-se daí que o transistor estará operando na região ativa, como desejado para implementar o oscilador Hartley.

Para comprovar o funcionamento correto do circuito em corrente contínua, simulou-se o circuito da Figura 7 no software Multisim, obtendo-se os resultados de tensões e correntes mostrados na Figura 8. Os valores diferem um pouco daqueles calculados, isso se deve ao funcionamento do transistor com ganho diferente do estimado anteriormente ( $\beta = 200$ ).

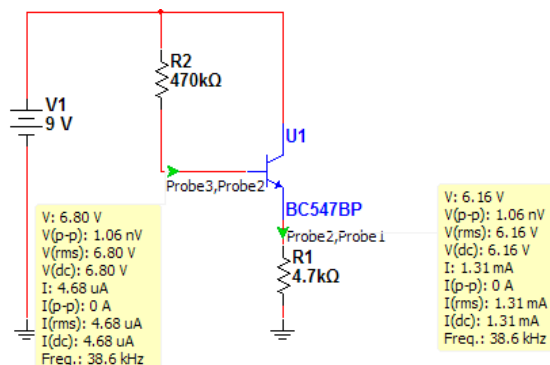


Figura 8 - Ponto de operação do oscilador Hartley com transistor bipolar.

### 3.2 Análise do Oscilador Hartley

A frequência de oscilação é dada pela expressão a seguir.

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_T \cdot C_1}} ;$$

$$L_T = L_1 + L_2 = 220\mu + 50\mu = 270\mu H ;$$

$$F_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{220 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}} \approx 96,86 kHz$$

A partir do circuito da Figura 6 realizou-se uma simulação no software Multisim, conforme o circuito mostrado na Figura 9. A frequência de oscilação é determinada pela análise da Figura 10 onde nota-se que o tempo entre um pico da senóide gerada e outro é de 10,3423  $\mu$ s, o que equivale a uma frequência de oscilação de 96,6901 kHz.

É importante destacar que a frequência de oscilação do circuito simulado difere um pouco daquela calculada anteriormente, isso ocorre porque a expressão para determinar a frequência de oscilação é aproximada e não exata, ou seja, a frequência em que o circuito irá efetivamente oscilar deverá ser ajustada em laboratório, para que se tenha o valor desejado. Isso ocorre pela aproximação de que  $R_1 \gg X_{L2}$  para o circuito da Figura 3.

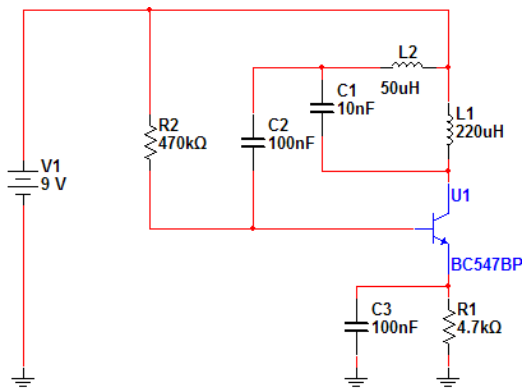


Figura 9 - Circuito do oscilador em Hartley simulado no Multisim.

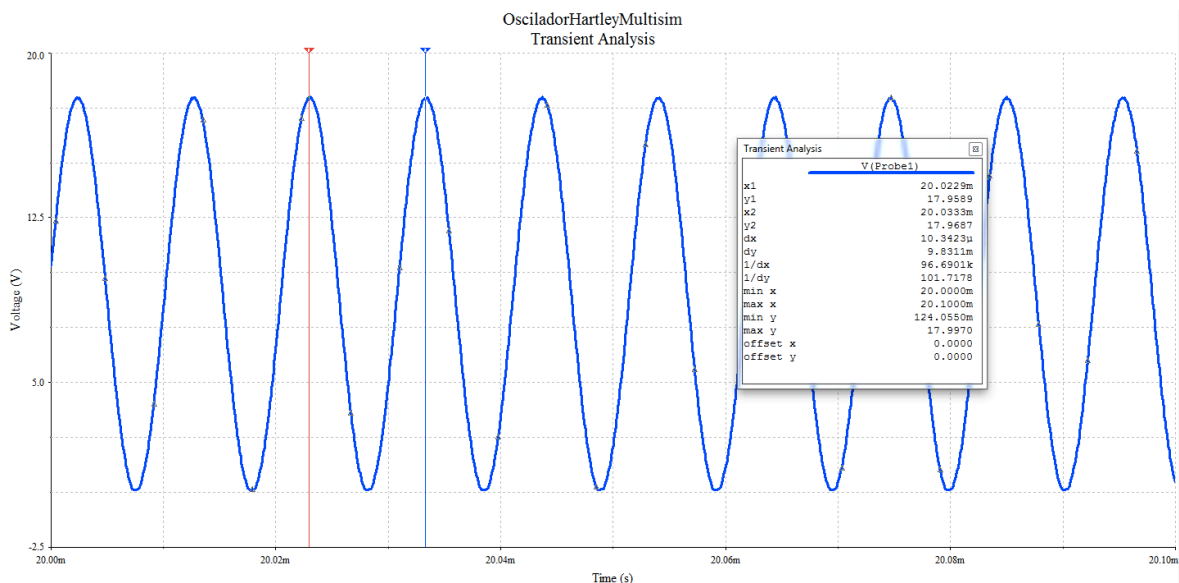


Figura 10 - Sinal gerado pelo oscilador Hartley.

## Exercícios Específicos

### Exercício 03:

Determine os componentes da rede de realimentação do circuito da Figura 11 para uma frequência de oscilação de 100 kHz. Projete os componentes de polarização do circuito.

### Exercício 05:

Projete o circuito da Figura 12 para uma frequência de oscilação de 50 kHz.

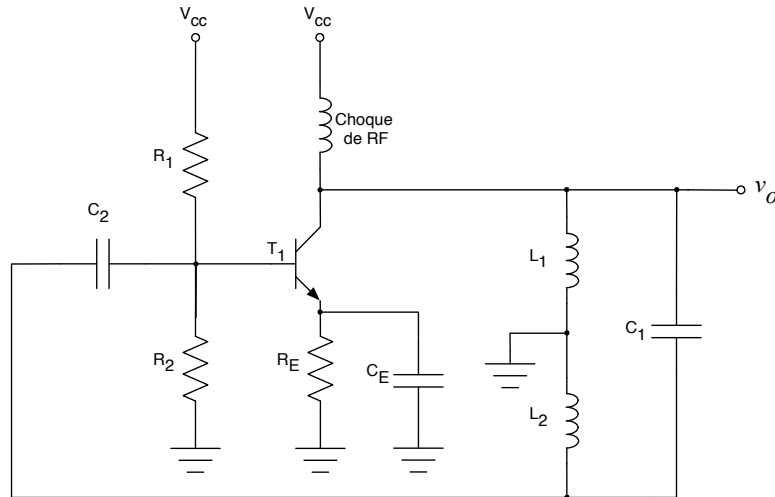


Figura 11 - Oscilador para exercício 03.

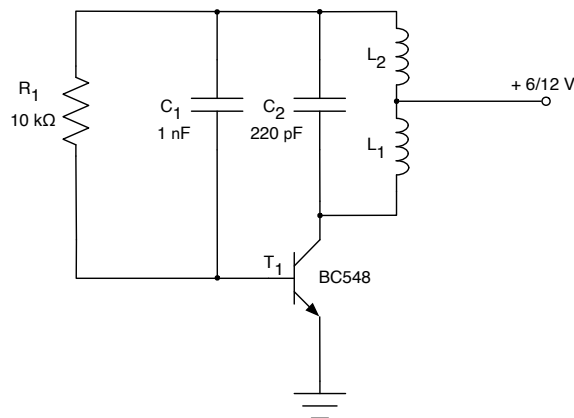


Figura 12 - Circuito para exercício 04.

### Exercício 06:

Determine a faixa de variação da frequência da tensão de saída do circuito da Figura 13 considerando para o indutor uma relação de indutâncias de 10  $\mu\text{H}$  e 40  $\mu\text{H}$  e que a faixa de variação da capacitância de CV é de 6 a 50 pF.

**Exercício 07:**

Considerando um capacitor ajustável (*trimmer*) que varia a capacitância de 6 a 50 pF, determine  $L_1$  e  $L_2$  no circuito da Figura 14 para uma frequência de oscilação de 1 MHz.

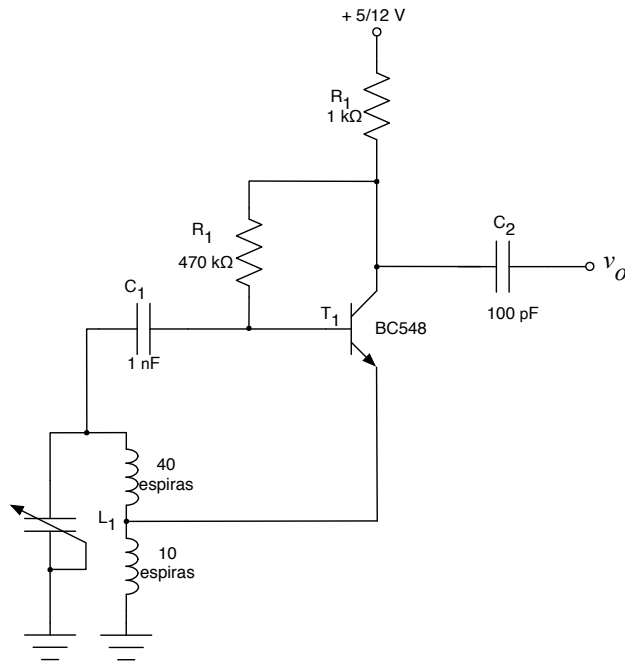


Figura 13 - Oscilador Hartley para exercício 06.

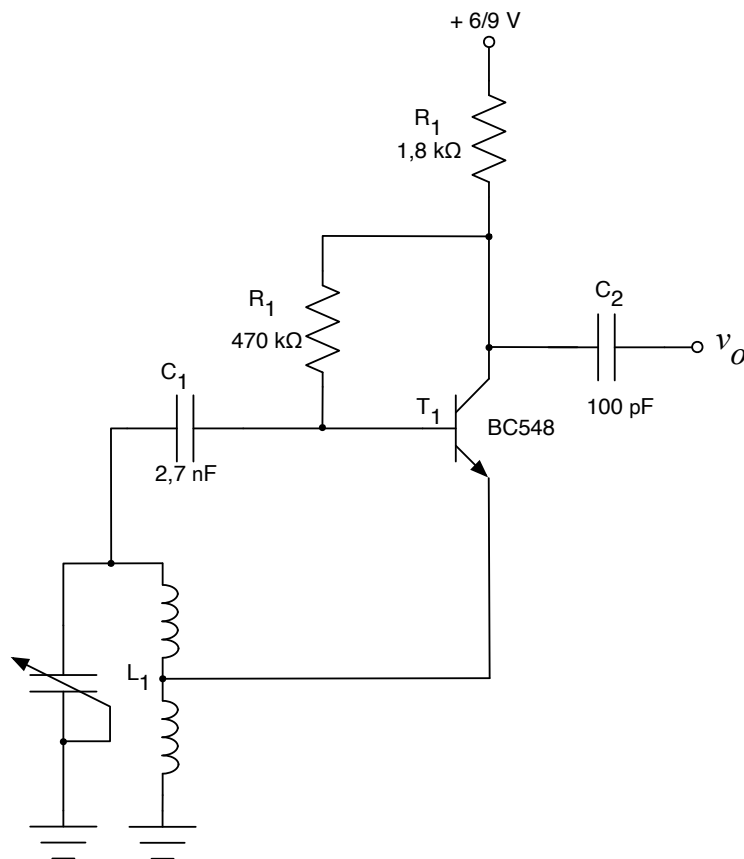


Figura 14 - Circuito para exercício 07.

## Exercícios Gerais

### Exercício 08:

Faça as alterações necessárias no circuito da Figura 6, considerando o uso de um transistor BC 548 e alimentação de 5 V, para que o mesmo continue funcionamento na região ativa como oscilador Hartley.

### Exercício 09:

Insira ao circuito da Figura 6 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 10:

Projete o circuito da Figura 15 para que o mesmo opere com tensão de alimentação de 24 V e oscile com frequência de 1 kHz.

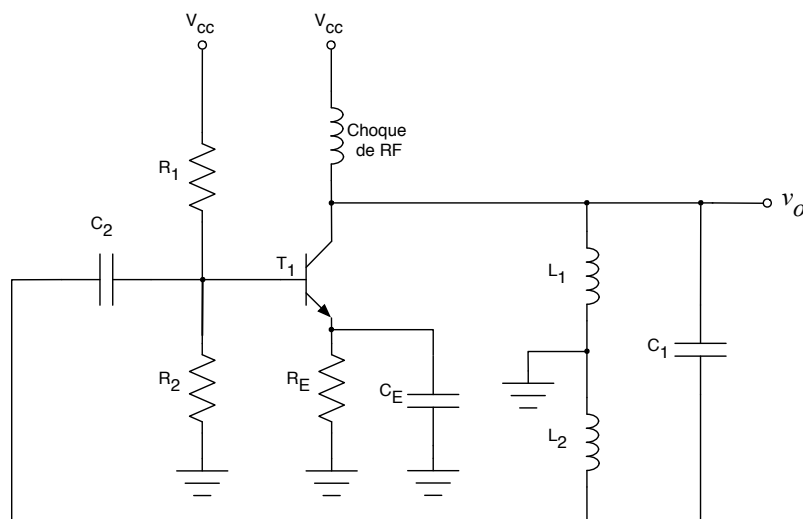


Figura 15 - Circuito do oscilador do exercício 10.

## 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.

# 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.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, outubro de 2012.

## 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:

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

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

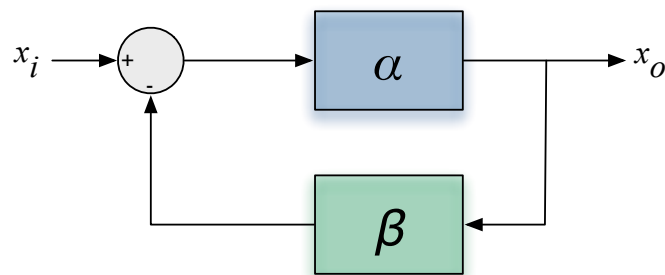


Figura 1 - Estrutura básica de um oscilador.

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].

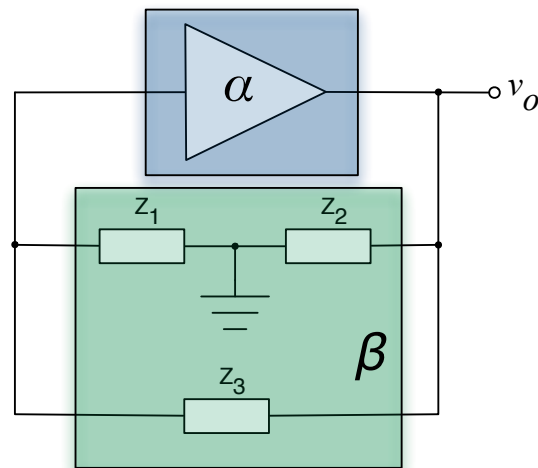
O circuito do oscilador Armstrong com transistor bipolar é mostrado na Figura 3 onde nota-se a presença do transformador  $T_1$  ( $L_1$  e  $L_2$  acoplados) e do capacitor ( $C_1$ ) na rede de realimentação.

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 Meissner que viveu de 1883 até 1958.

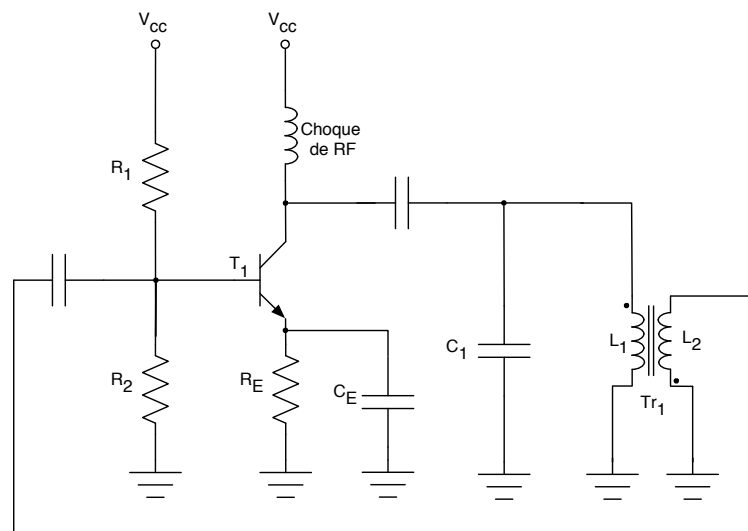
O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores Armstrong<sup>2</sup> com rede de realimentação indutiva-capacitiva (LC), conforme mostrado na *Figura 2* e *Tabela 1*.



*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 ocorra a defasagem de  $180^\circ$  no sinal realimentado.

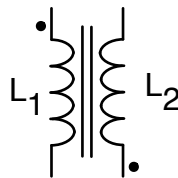


Figura 4 – Transformador utilizado no oscilador Armstrong.

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:

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

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

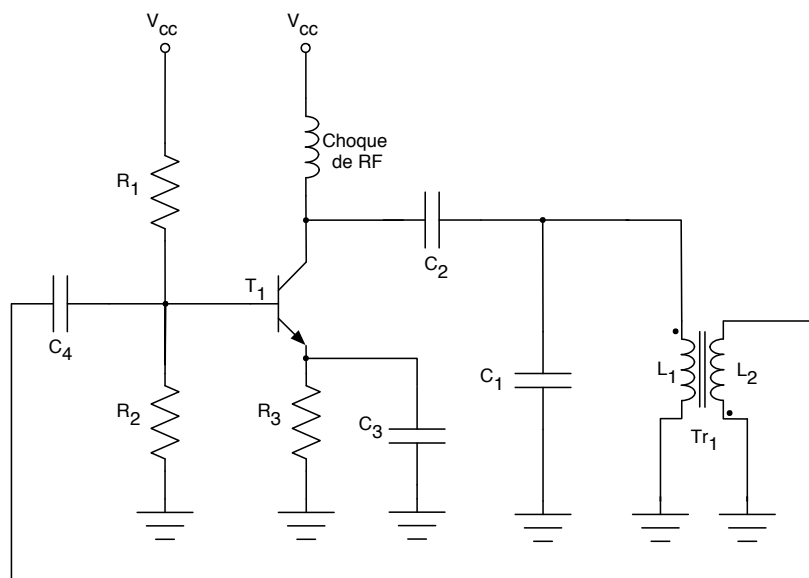


Figura 5 - Oscilador Armstrong com transistor bipolar.

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

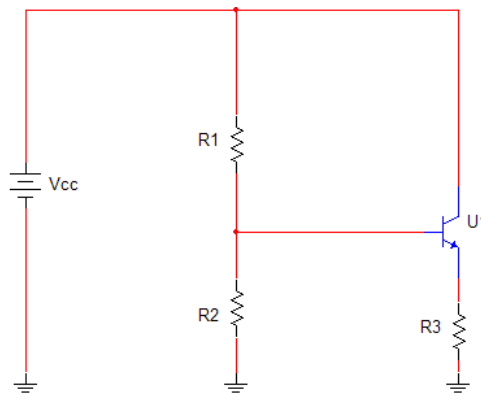


Figura 6 - Circuito de polarização do oscilador Armstrong com transistor.

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:

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

Portanto, o resistor de emissor pode ser obtido por:

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

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

$$R_3 = 1k\Omega.$$

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  $R_1$ :

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

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

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

Portanto:

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

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

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 ( $\beta = 200$ ).

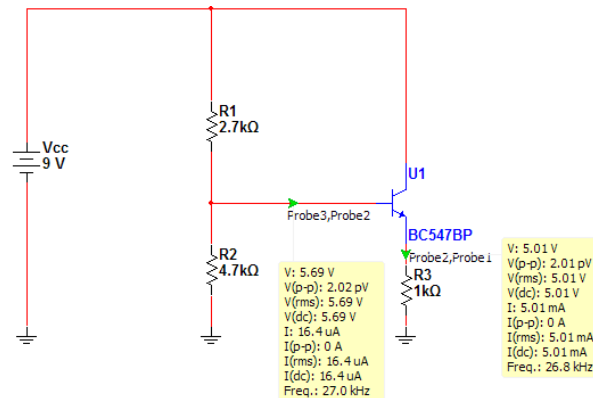


Figura 7 - Ponto de operação do oscilador Armstrong com transistor bipolar.

### 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  $100,86 \text{ kHz}$ .

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.

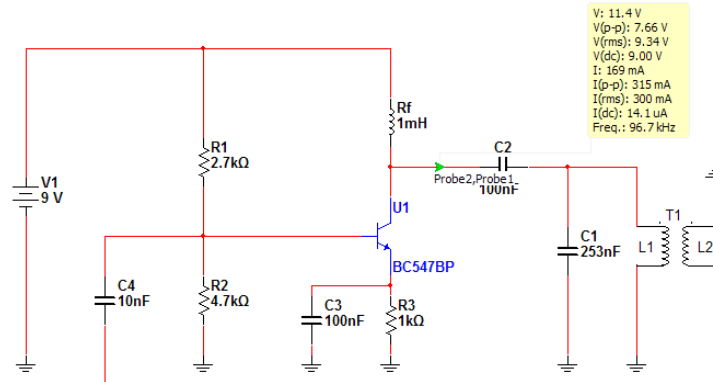


Figura 8 - Circuito do oscilador em Armstrong simulado no Multisim.

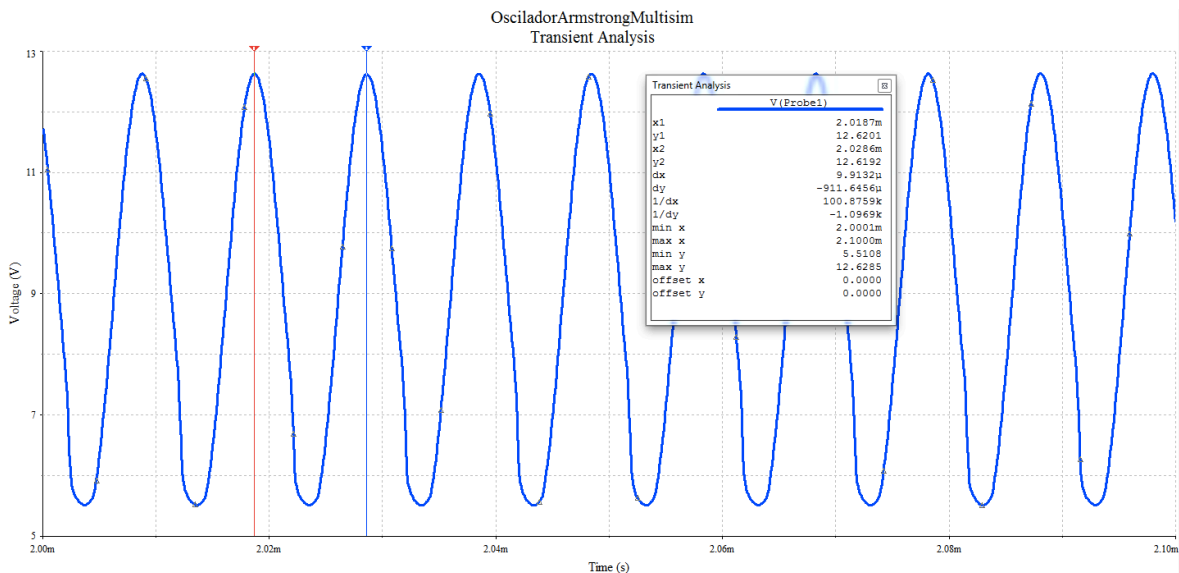


Figura 9 - Sinal gerado pelo oscilador Armstrong.

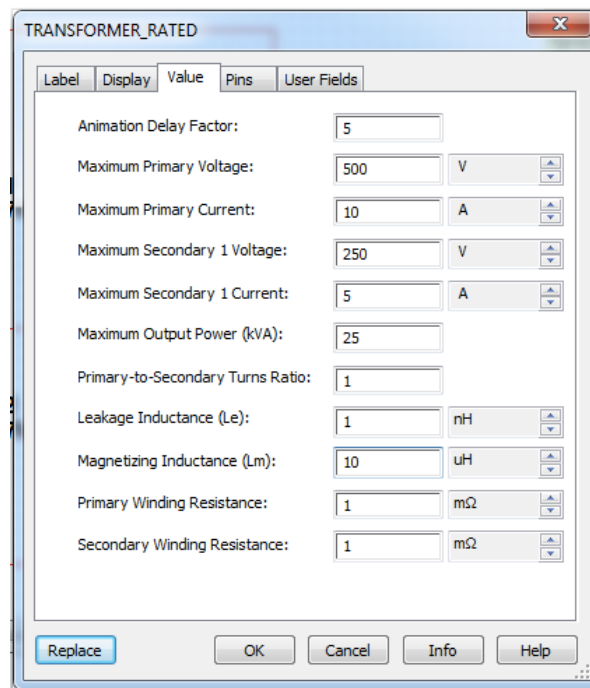


Figura 10 - Parâmetros do transformador utilizados na simulação.

## 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.

# 9

## Capítulo

### Osciladores a Cristal

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores a cristal.

#### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de osciladores a cristal;
- Analisar osciladores a cristal;
- Projetar os componentes de osciladores a cristal;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores a cristal;
- Implementar e ensaiar osciladores a cristal.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores Armstrong.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo dos osciladores com controle automático de ganho.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, novembro de 2012.

## 1 Introdução

Os osciladores estudados até o presente momento apresentam problemas de estabilidade da frequência de oscilação e da amplitude da tensão disponibilizada em sua saída. Em circuitos envolvendo contagem de tempos, como por exemplo relógios e temporizadores, esta variação de frequência não pode ser tolerada, devendo-se empregar algum método para que a frequência de oscilação do circuito seja a mais estável possível. Neste caso, o emprego de cristais de quartzo na rede de realimentação dos osciladores ressonantes minimiza as variações na frequência de oscilação do circuito resultante. Por sua vez, a estabilização da amplitude da tensão de saída também pode ser obtida com a utilização de técnicas adequadas, o que será visto em capítulo posterior deste material didático sobre osciladores e multivibradores.

A título de exemplo na Figura 1 mostra-se um oscilador Colppits a cristal. Pode-se verificar pela figura que, em relação ao oscilador Colppits convencional, o indutor foi substituído por um novo elemento (não identificado na figura) em paralelo com  $C_1$  e  $C_2$ , que é justamente o cristal de quartzo. Seria de concluir daí que um cristal pode ter o comportamento de um indutor.

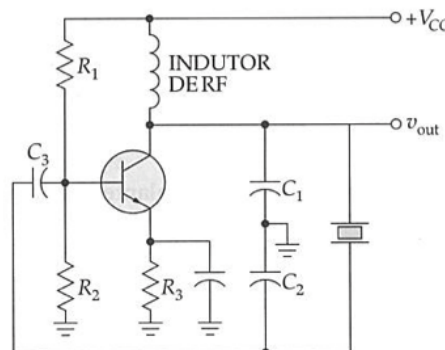


Figura 1 - Oscilador a cristal.

O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores a cristal, iniciando-se com uma introdução sobre o funcionamento destes elementos de circuito, muito utilizados em eletrônica em circuitos de temporização, relógios de circuitos digitais, dentre outros.

## 2 Cristais de Quartzo

Ocorrem na natureza elementos que possuem a propriedade de gerarem tensões elétricas a partir de pressões mecânicas aplicadas em sua superfície e, de forma inversa, vibram ao conduzirem correntes elétricas. Esta propriedade é denominada de efeito piezoeletrico<sup>1</sup>, sendo

<sup>1</sup> A palavra piezeletricidade significa eletricidade gerada pela pressão. Este efeito foi descoberto em 1880 pelos físicos

utilizado para fabricação de cristais osciladores, microfones, alto-falantes, sensores, etc.

O efeito piezométrico pode ser obtido pelos elementos quartzo, sais de Rochelle e turmalina. Os mais utilizados, considerando seu custo e rigidez mecânica, são os cristais de quartzo. Na Figura 2 mostra-se um cristal na forma natural, do qual foi extraído uma lâmina, sobre a qual são adicionados os contatos elétricos conectados a placas metálicas, o que origina o símbolo deste elemento, como está mostrado na figura.

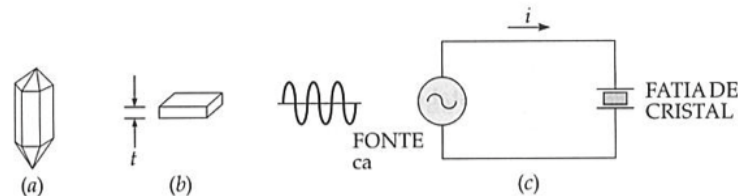


Figura 2 - Cristal de quartzo na forma natural (a); laminado (b) e como elemento de circuito (c).

Um cristal, como aquele da Figura 2, pode ser representado por um circuito elétrico equivalente, como está mostrado na Figura 3. Os elementos do ramo série, L (indutor) e C (capacitor) são os equivalentes elétricos da massa e da ductilidade do cristal, enquanto R (resistor) é o equivalente elétrico do atrito interno na estrutura do cristal. A capacitância do ramo paralelo ( $C_M$ ) ocorre devido ao encapsulamento (montagem) do cristal.

A exemplo, um cristal pode ter valores tais como:  $L = 3 \text{ H}$ ;  $C = 0,05 \text{ pF}$ ;  $R = 2 \text{ k}\Omega$  e  $C_M = 10 \text{ pF}$  [2].

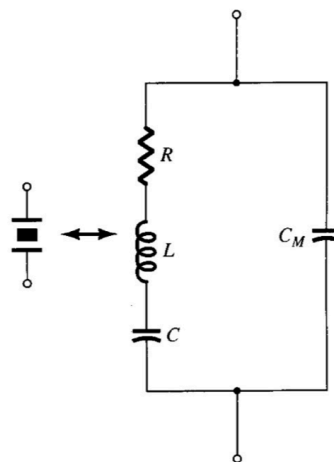


Figura 3 - Circuito elétrico equivalente de um cristal.

Ao se conectar o cristal em uma fonte de tensão alternadas senoidal, pelo fato de seu circuito elétrico equivalente ser formado por elementos passivos (R, L e C), ocorre a circulação de uma corrente alternada senoidal, determinada pela sua impedância resultante, dada por:

$$Z_{XTAL} = \frac{\left( R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \right) \cdot \left( \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_M} \right)}{R + j \cdot \omega \cdot L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_M}}$$

O diagrama de Bode da expressão anterior, que representa o comportamento do módulo e da fase desta impedância em função da variação da frequência, é mostrado nas Figura 4 e Figura 5. Nota-se pela figura que representa o módulo de  $Z_{XTAL}$  que ocorrem uma ressonância série e uma ressonância paralela. A ressonância série acontece na frequência de oscilação do ramo série, caracterizada por uma queda na amplitude do módulo de  $Z_{XTAL}$ . Já a ressonância paralela ocorre pela interação de  $C_M$  com os elementos R, L e C do ramo série, caracterizada por um aumento na amplitude do módulo de  $Z_{XTAL}$ . Note que a frequência de ressonância paralela é superior a frequência de ressonância série.

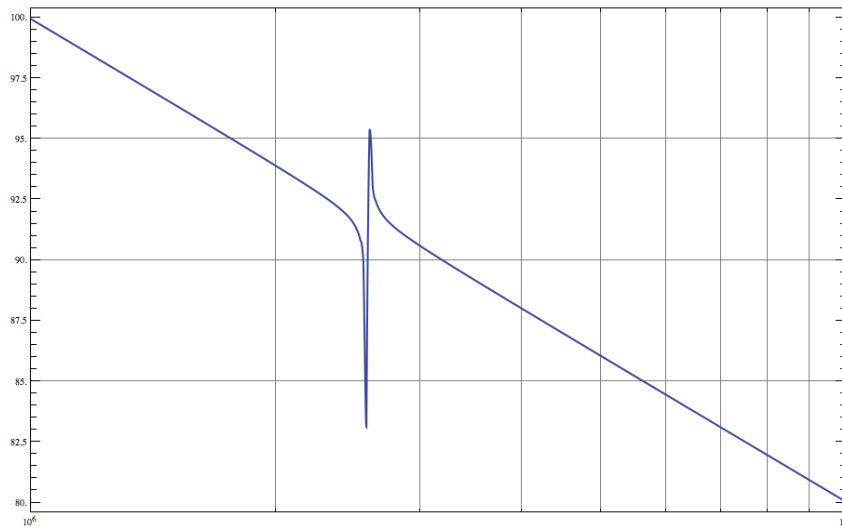


Figura 4 - Diagrama de Bode de  $Z_{XTAL}$  - Módulo.

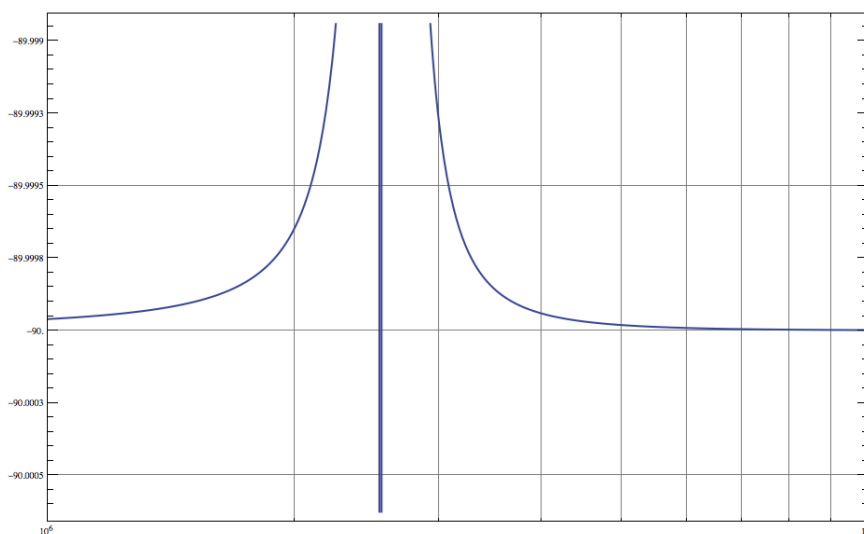


Figura 5 - Diagrama de Bode de  $Z_{XTAL}$  - Fase.

A frequência de ressonância série pode ser determinada por:

$$\omega_{\text{serie}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-12}}} = 2,58199 \cdot 10^6 \text{ rad / s}$$

$$F_{\text{serie}} = \frac{\omega_{\text{serie}}}{2 \cdot \pi} = \frac{2,58199 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi} = 410,936 \text{ kHz.}$$

Por sua vez, a frequência de ressonância do ramo paralelo depende de C e C<sub>M</sub>:

$$C_{\text{eq}} = \frac{C \cdot C_M}{C + C_M} = \frac{0,05 \text{ p} \cdot 10 \text{ p}}{0,05 \text{ p} + 10 \text{ p}} \approx 0,04975 \text{ pF}$$

$$\omega_{\text{paralela}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{\text{eq}}}} = \frac{1}{\sqrt{3 \cdot 0,04975 \cdot 10^{-12}}} = 2,58844 \cdot 10^6 \text{ rad / s}$$

$$F_{\text{paralela}} = \frac{\omega_{\text{paralela}}}{2 \cdot \pi} = \frac{2,58844 \cdot 10^6}{2 \cdot \pi} = 411,962 \text{ kHz.}$$

Em uma aplicação de circuitos eletrônicos, a frequência de oscilação do cristal estará entre os valores da ressonância série e paralela, ou seja, determinando F<sub>serie</sub> e F<sub>paralela</sub> tem-se os limites de operação do cristal.

### 3 Circuito Ressonante Série

Na Figura 6 mostra-se um circuito onde o cristal foi utilizado para se implementar um oscilador. No circuito em questão ocorre a ressonância paralela, visto que o capacitor C<sub>C</sub> apresentará impedância desprezível na frequência de operação do circuito.

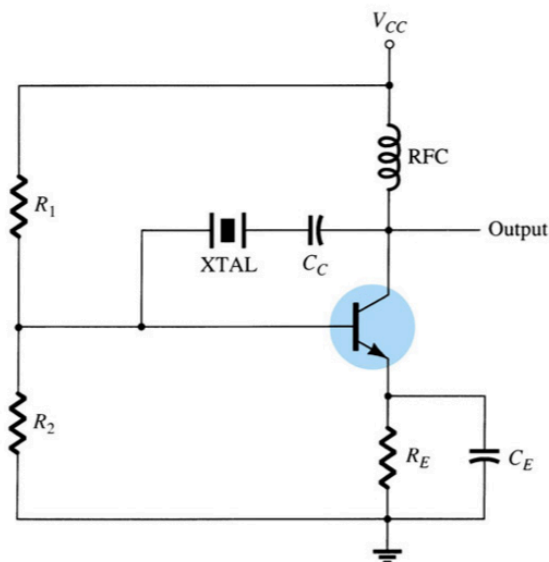


Figura 6 - Oscilador a cristal com ressonância série.

No circuito da Figura 6, os resistores R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> e R<sub>E</sub>, juntamente com o choque de radiofrequência (CRF) tem a função e polarizarem em corrente contínua o transistor bipolar de

junção. O choque de radiofrequência se comporta como um curto-circuito em corrente contínua e como um circuito aberto para altas frequências, ou seja, impede a entrada de ruídos da fonte de alimentação nas frequências de operação do circuito. O capacitor  $C_E$  pode ser considerado um circuito aberto na análise CC e como um curto-circuito na análise CA.

A frequência de oscilação do circuito depende da frequência de ressonância do cristal, ou seja, independe dos outros elementos do circuito. Deste modo tem-se um oscilador com frequência de oscilação muito estável, permitindo a implementação de circuitos de tempo com alta precisão durante décadas ou centenas de anos de operação.

Um oscilador a cristal simples é mostrado na Figura 7. Este oscilador é denominado de Pierce<sup>2</sup> e é uma modificação do oscilador Colppits.

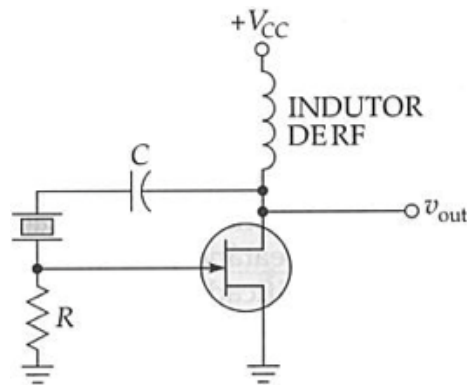


Figura 7 - Oscilador Pierce a cristal.

## 4 Circuito Ressonante Paralelo

Um oscilador a cristal operando na frequência de ressonância paralela é mostrado na Figura 8. Nota-se que a realimentação é aplicada no emissor, pela conexão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Além disso, o cristal está conectado indiretamente em paralelo com  $C_1$  e  $C_2$ . O capacitor  $C_B$  tem por função fazer um desvio CA no resistor de base  $R_2$ .

O oscilador Colppits a cristal é mostrado na Figura 9. Já na Figura 10 mostra-se uma variação deste oscilador. Por sua vez, na Figura 11 é mostrado o oscilador Clapp a cristal e na Figura 12 o oscilador Miller.

<sup>2</sup> O inventor do oscilador Pierce foi o físico Americano George Washington Pierce que viveu de 1872 até 1956.

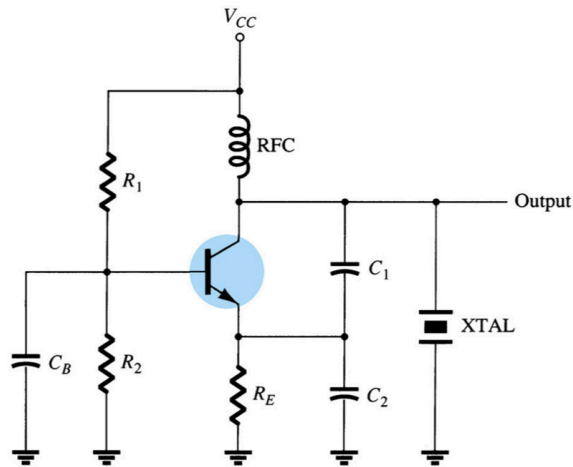


Figura 8 - Oscilador a cristal com ressonância paralela.

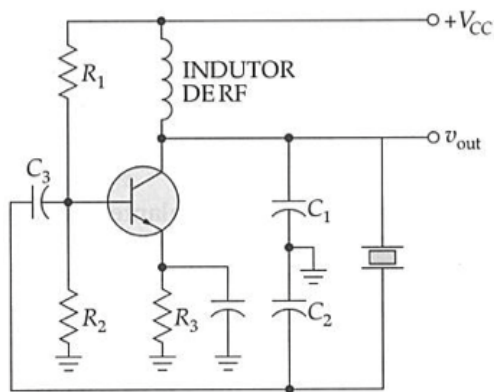


Figura 9 - Oscilador Colppits a cristal.

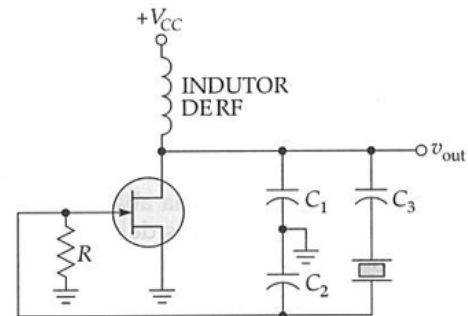


Figura 11 - Oscilador Clapp a cristal.

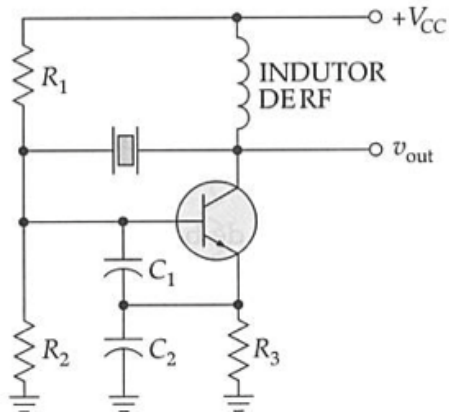


Figura 10 - Oscilador Colppits a cristal modificado.

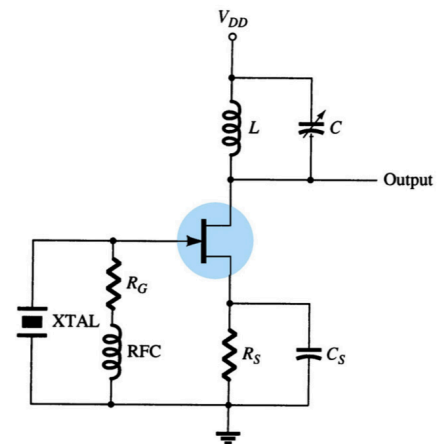


Figura 12 - Oscilador Miller a cristal.

## 5 Oscilador a Cristal com Amplificador Operacional

Um oscilador a cristal com amplificador a cristal é mostrado na Figura 13. Este oscilador tem alto ganho ( $R_f/R_i = 100$ ), o que provoca uma tensão de saída praticamente quadrada, ou seja,

com alta distorção harmônica. Por este fato, a tensão de saída irá oscilar entre a tensão de saturação positiva do amplificador operacional ( $\approx +V_{CC}$ ) e sua tensão de saturação negativa ( $\approx -V_{CC}$ ). Para limitar a amplitude da tensão de saída é utilizada uma associação de diodos zener, que atuam como grampeadores na tensão de saída. A frequência de oscilação também é determinada pela frequência de ressonância do cristal.

Ao circuito da Figura 13 pode ser incorporado um filtro passa-baixas, que terá por função filtrar as altas frequências presentes na tensão de oscilador (forma de onda quadrada), apresentando em sua saída uma tensão aproximadamente senoidal, na mesma frequência daquela do circuito oscilador.

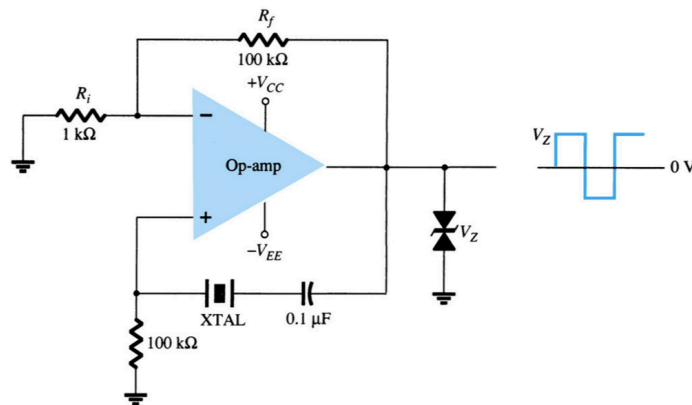


Figura 13 - Oscilador a cristal com amplificador operacional.

## Exercícios Gerais

### Exercício 01:

Explique o funcionamento dos osciladores mostrados nas figuras a seguir.

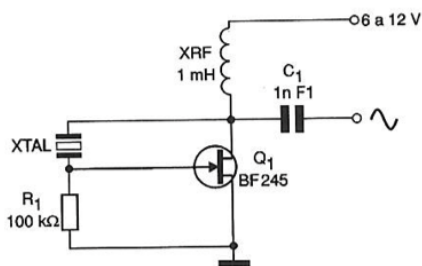


Figura 14 - Oscilador para exercício 01.

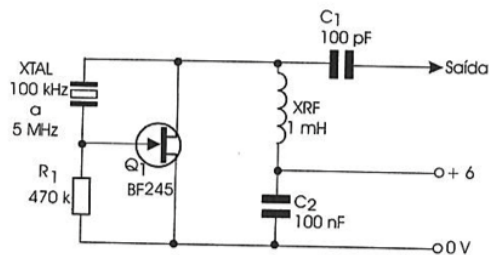


Figura 16 - Oscilador para exercício 01.

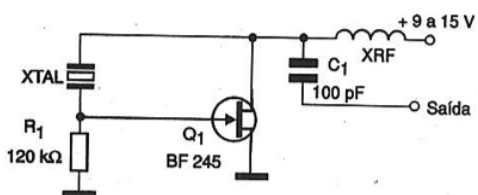


Figura 15 - Circuito oscilador para exercícios.

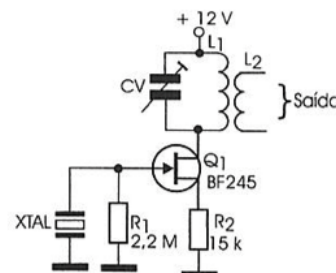


Figura 17 - Circuito para exercício 02.

### Exercício 02:

---

Qual a finalidade do transformador ( $L_1$  e  $L_2$ ) no oscilador da Figura 17.

**Exercício 03:**

Qual a finalidade do  $X_{TAL}$  dos osciladores das Figura 14 à Figura 17.

**Exercício 04:**

Qual a finalidade dos choques de radiofrequência ( $X_{RF}$ ) dos osciladores das Figura 14 à Figura 17.

---

## 6 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.

# 10

## Capítulo

### Osciladores com Controle de Ganho

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores com controle automático de ganho.

#### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de osciladores com controle automático de ganho;
- Analisar osciladores com controle automático de ganho;
- Projetar os componentes de osciladores com controle automático de ganho;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores com controle automático de ganho;
- Implementar e ensaiar osciladores com controle automático de ganho.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores a cristal.

#### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo dos osciladores de relaxação.

Prof. Clóvis Antônio Petry.

Florianópolis, dezembro de 2012.

## 1 Introdução

Os osciladores estudados até o presente momento apresentam problemas de estabilidade da frequência de oscilação e da amplitude da tensão disponibilizada em sua saída. No capítulo anterior estudaram-se os osciladores a cristal, que tem como principal característica a oscilação com frequência bem definida, dada pela frequência de ressonância do cristal. Assim, para que um oscilador tenha frequência fixa e bem definida de oscilação e tensão de saída estabilizada e pré-determinada pelo projetista ou pré-ajustada pelo usuário, precisar-se-á inserir aos osciladores estudados nos capítulos anteriores um circuito capaz de controlar a tensão de saída.

A título de exemplo na Figura 1 mostra-se um amplificador com controle automático de ganho (CAG, ou em inglês AGC – *Automatic gain control*) [2]. Neste circuito, a tensão  $+V_{AGC}$  é a tensão de controle de ganho, originada a partir de outro circuito. Para um amplificador de áudio, esta tensão de controle pode ser obtida da saída do amplificador ou de algum estágio intermediário, e que permita obter um sinal de saída sem distorção harmônica. Em osciladores, o sinal de CAG pode ser obtido diretamente de sua saída, limitando assim a amplitude da tensão de oscilação a valores pré-definidos por projeto. Deste modo consegue-se determinar de antemão a amplitude da tensão de saída, o que é uma característica desejada em osciladores, visto que nos circuitos estudados anteriormente não se conhecia a amplitude que seria apresentada pelo oscilador em sua saída.

Além disso, os circuitos de controle automático de ganho são amplamente utilizados em circuitos de áudio e vídeo, assim como em receptores de sinais de rádio, circuitos digitais de processamento de imagens, dentre outros.

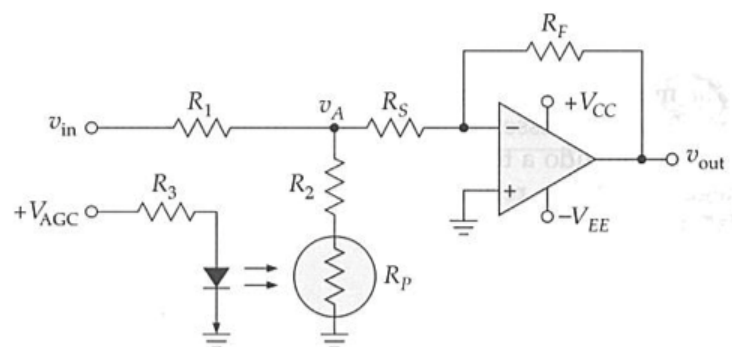


Figura 1 – Amplificador com controle automático de ganho.

O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores com controle automático de ganho (CAG), utilizando-se para tal diferentes técnicas, dentre as quais: resistores não-lineares, opto-acopladores, diodos, transistores, etc.

## 2 Controle Automático de Ganho

Nos primeiros capítulos do material de osciladores e multivibradores verificou-se que o critério de Barkhausen estabelece que para que o sistema da Figura 2 oscile deve-se satisfazer os seguintes requisitos:

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

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

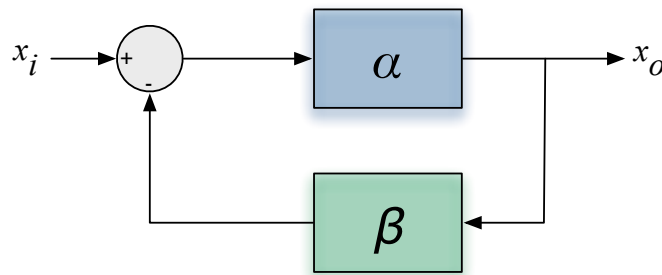


Figura 2 - Estrutura básica de um oscilador.

Este ponto específico de funcionamento para o sistema da Figura 2 depende particularmente dos componentes dos circuitos do amplificador e da malha de realimentação, significando em outras palavras que o ponto de equilíbrio do sistema depende de diversos elementos do circuito, inclusive de suas características internas e de sua variação com a temperatura. Deste modo, a amplitude da tensão de oscilação apresenta um valor particular que, após o transitório de partida do oscilador, faz com seu ganho seja exatamente unitário e com defasagem nula. Determinar analiticamente esta amplitude, para os osciladores estudados anteriormente, é tarefa árdua e que exige conhecimento de modelagem dos semicondutores (transistores e amplificadores operacionais).

Além disso, mesmo que o projetista estime a amplitude da tensão de saída do circuito oscilador e determine os componentes do circuito para que o circuito apresente o valor desejado de tensão de oscilação, o envelhecimento dos componentes e sua variação com a temperatura e tolerâncias de fabricação irá influenciar o ganho e fase do sistema, tornando assim a tensão de saída dependente destes parâmetros.

O controle automático de ganho é justamente um circuito capaz de estabilizar a amplitude da tensão de saída, fazendo com que ao longo do tempo ela apresenta pouca variação. Na Figura 3 mostra-se o diagrama de blocos do sistema resultante com um bloco CAG [7].

No circuito da Figura 3, o sinal de saída ( $x_o$ ) é realimentado pelo bloco de controle de ganho, atuando sobre o amplificador (bloco  $\alpha$ ) de modo a tornar o ganho do sistema dependente da amplitude da saída. O circuito de controle automático de ganho atua do seguinte modo:

- Se o sinal de saída ( $x_o \uparrow$ ) aumentar de valor, o controle de ganho reduzirá o ganho

do amplificador ( $\alpha \downarrow$ ) fazendo com o que o sinal de saída retorne ao valor original;

- Se o sinal de saída ( $x_o \downarrow$ ) diminuir de valor, o controle de ganho aumentará o ganho do amplificador ( $\alpha \uparrow$ ) fazendo com o que o sinal de saída retorne ao valor original.

Portanto, sempre que o sinal de saída variar de amplitude, o controle de ganho atuará sobre os sistema modificando seu ganho visando manter a amplitude da saída com valor constante (estabilizado).

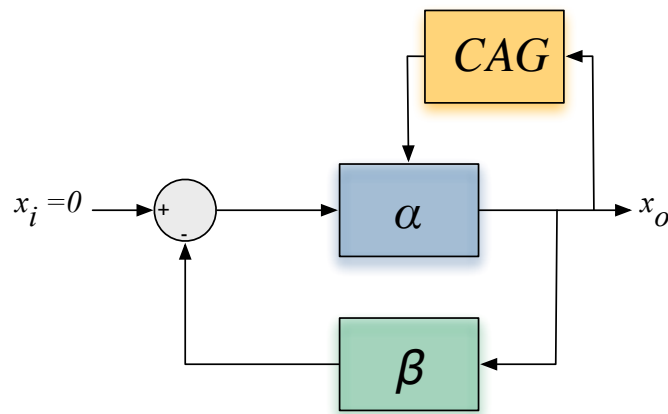


Figura 3 - Sistema com controle de ganho.

Existem diferentes maneiras de associar um controle automático de ganho aos osciladores estudados nos capítulos anteriores. Algumas destas maneiras serão abordadas em detalhes nos próximos tópicos deste capítulo.

É importante ressaltar que o controle automático de ganho pode ser inserido tanto em amplificadores e osciladores com transistores, como aqueles implementados com amplificadores operacionais. Além disso, o controle de ganho pode atuar também sobre o ganho da malha de realimentação ( $\beta$ ) ao invés de alterar o ganho do amplificador ( $\alpha$ ).

### 3 Oscilador com Ponte de Wien

O circuito do oscilador com Ponte de Wien é apresentado novamente na Figura 4. A rede de realimentação é formada pela associação de impedâncias série ( $R_1$  e  $C_1$ ) e paralela ( $R_2$  e  $C_2$ ). Sabe-se também que:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}.$$

Usualmente é comum utilizar-se resistores e capacitores iguais nas duas redes de realimentação, levando a:

$$R_1 = R_2 \text{ e } C_1 = C_2;$$

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C} \quad \rightarrow \quad F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}.$$

Afora isso, o ganho da malha de realimentação positiva, na frequência de oscilação, é:

$$\frac{v_+}{v_o} = \frac{1}{3} \quad \rightarrow \quad \beta = 3.$$

Assim, o ganho da malha de realimentação negativa deverá ser:

$$\frac{R_f}{R_g} = 2 \quad \rightarrow \quad \alpha = 2.$$

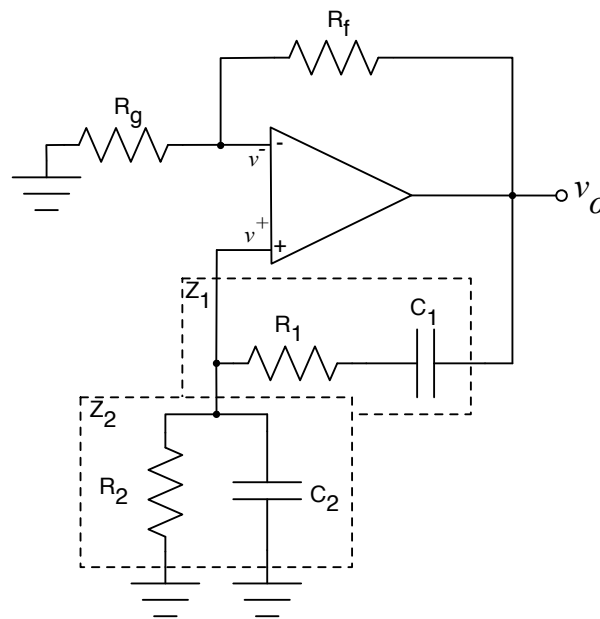


Figura 4 - Oscilador com ponte de Wien.

### 3.1 Controle Automático de Ganho com Resistências Não-Lineares

Uma das maneiras mais simples de se fazer o controle de ganho de um oscilador é empregando resistências não-lineares, por exemplo lâmpadas ou resistores dependentes da temperatura (termistor).

Na Figura 5 mostra-se um oscilador com Ponte de Wien empregando uma lâmpada incandescente de pequena potência na malha de realimentação negativa. A relação entre o valor da resistência de  $R_1$  e  $L$  (lâmpada) é tal que na partida do oscilador, quando a lâmpada está fria, sua resistência é baixa, fazendo com que o ganho seja bem maior do que 2 ( $\alpha > 2$ ). Note que o ganho da malha de realimentação é dado por:

$$\beta = f(R_3, C_3, R_4, C_4).$$

A medida que o circuito inicia as oscilações e a corrente elétrica começa a circular pela lâmpada, esta aquece, aumentando a resistência do filamento, fazendo com que o ganho diminua. Se a tensão de saída aumentar muito, a corrente na lâmpada será alta e conseqüentemente sua

resistência, fazendo então com que a tensão de saída diminua. Assim, o circuito terá um ponto de equilíbrio determinado pela temperatura da lâmpada em regime permanente.

O mesmo princípio, baseado no aquecimento de um elemento não-linear, é empregado no circuito da Figura 6, onde a lâmpada foi substituída por um resistor dependente da temperatura (termistor). É importante lembrar que existem termistores com coeficiente positivo de temperatura (PTC) e com coeficiente negativo de temperatura (NTC). Nos primeiros a resistência diminui se a temperatura aumenta, enquanto nos segundos ocorre o contrário, ou seja, a resistência aumenta com o aumento da temperatura.

A partir disso, sabendo que na partida o ganho do amplificador deve ser alto para que as oscilações iniciem, tem-se que  $R_1 > R_2$ . Já quando o circuito estiver em regime permanente e com o termistor ( $R_1$ ) quente, o ganho deve diminuir, ou seja,  $R_1$  deve diminuir de valor. Daí se conclui que o termistor  $R_1$  deve ter coeficiente negativo de temperatura.

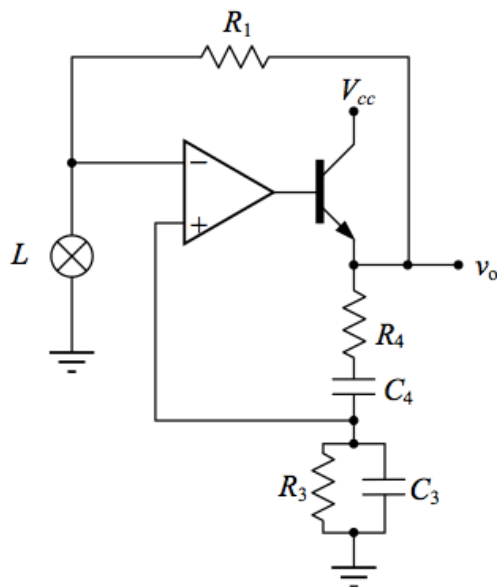


Figura 5 - Oscilador com Ponte de Wien e controle de ganho com lâmpada incandescente.

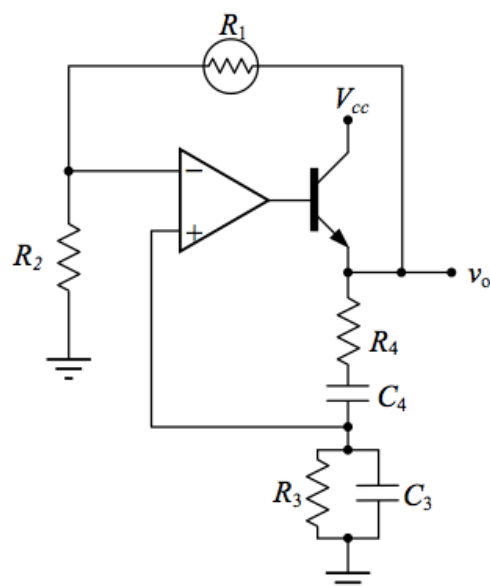


Figura 6 - Oscilador com Ponte de Wien e controle de ganho com termistor.

### 3.2 Controle Automático de Ganho com FET

Os transistores de efeito de campo (FET) possuem três regiões de operação distintas: a saturação, o corte e a região de resistência controlada, onde a resistência entre dreno (*Drain* - D) e fonte (*Source* - S) ( $r_{DS}$ ) é controlada pela tensão aplicada entre gatilho (*Gate* - G) e fonte ( $V_{GS}$ ).

Na Figura 7 mostra-se um oscilador com Ponte de Wien e controle automático de ganho com transistor de efeito de campo [7]. Neste circuito, o ganho da malha de realimentação negativa é dado por, desprezando a impedância de C:

$$\alpha = \frac{R_1}{R_{in}} \quad \rightarrow \quad R_m = R_2 // r_{DS}.$$

Um transistor de efeito de campo operando na região de resistência controlada deve ter pequena tensão entre dreno e fonte ( $V_{DS}$ ), tipicamente menor que 1 V, levando a:

$$v_- = v_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \ll 1;$$

$$\frac{R_2}{R_1} \ll 1.$$

Quando a tensão de saída aumenta de amplitude, o diodo D irá conduzir os semiciclos negativos desta tensão, carregando o capacitor C. Por meio do divisor de tensão formado por R<sub>5</sub> e R<sub>6</sub> a tensão armazenada no capacitor C será aplicada no gatilho do transistor de efeito de campo. Este transistor, por sua vez, irá aumentar a resistência entre dreno e fonte (r<sub>DS</sub> ↑), aumentando a resistência R<sub>in</sub> e diminuindo o ganho (β) do circuito. Portanto, o circuito pode ser projetado para operar com uma tensão de saída pré-determinada.

O circuito formado pelo diodo D e o capacitor C funciona como um retificador para os semiciclos negativos, originando uma forma de onda de tensão conforme mostrado na Figura 8. Portanto, a tensão de gatilho do transistor de efeito de campo será uma tensão contínua, proporcional ao pico negativo da tensão de saída do oscilador, que é uma tensão alternada.

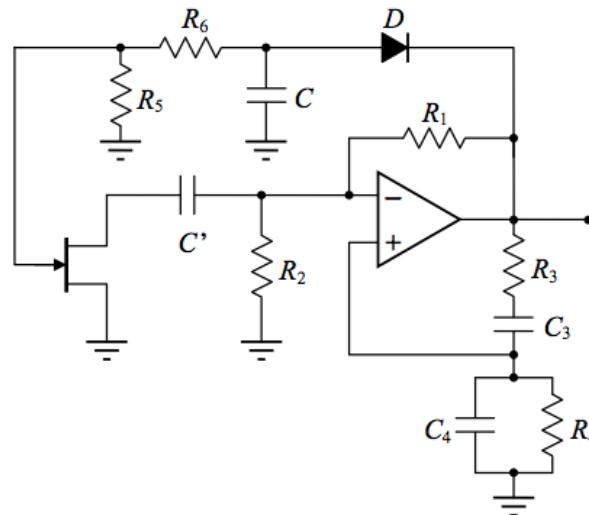


Figura 7 - Oscilador com Ponte de Wien e controle automático de ganho com FET.

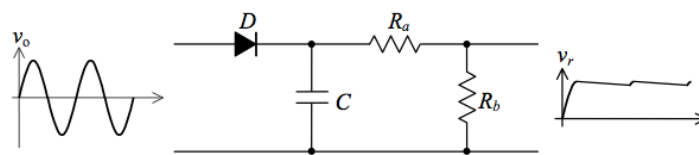


Figura 8 - Retificador de tensão alternada meia onda.

Pode-se mostrar [7] que a tensão máxima na saída do oscilador é dada pela expressão a seguir, onde V<sub>p</sub> é a tensão de limiar (*pinch-off*) do transistor de efeito de campo.

$$v_{o\_max} \cong \left( 1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \cdot |V_p|.$$

### 3.3 Controle Automático de Ganho com Diodos

Amplificadores empregando elementos não-lineares, tais como diodos ou diodos zener são comuns em aplicações de eletrônica analógica. Em diversas aplicações se utiliza diodos semicondutores conectados na saída de circuitos para limitar a excursão da tensão deste circuito entre valores bem definidos, justamente pela escolha dos diodos.

Na Figura 9 mostra-se um amplificador com diodos zener na malha de realimentação [10]. Lembre que a tensão no terminal negativo do amplificador operacional é praticamente igual a tensão no terminal positivo (curto-circuito virtual), ou seja, zero. Assim, os diodos zener conduzirão se:

- $v_o > 0 \quad \rightarrow \quad v_o > V_{Z1} + 0,7;$
- $v_o < 0 \quad \rightarrow \quad v_o < -V_{Z2} - 0,7.$

Portanto, a saída ficará limitada a:

$$-V_{Z2} - 0,7 < v_o < V_{Z1} + 0,7.$$

Na Figura 9 pode-se verificar pelo gráfico que mostra a relação entre a tensão de saída ( $v_o$ ) e a tensão de entrada ( $v_{in}$ ) que o ganho é linear ( $R_2/R_1$ ) até se atingir a tensão de condução dos diodos zener ( $V_{Z1} + 0,7$ ) se  $v_o > 0$ , por exemplo, limitando a partir daí a amplitude máxima da tensão de saída. Para tensões negativas na saída o comportamento é similar.

O circuito da Figura 9, se empregado em circuitos osciladores, limitaria a amplitude da tensão de saída, mas iria distorcer esta tensão, visto que o mesmo não altera o ganho de forma linear, mas atua como um ceifador (corta os picos) quando a tensão exceder a tensão zener. Já o circuito da Figura 10 possui um resistor ( $R_A$ ) conectado em série com os diodos zener, alterando a relação de amplificação ( $\alpha$ ) do circuito, gerando uma relação linear entre a saída e a entrada, como pode ser visto na mesma figura.

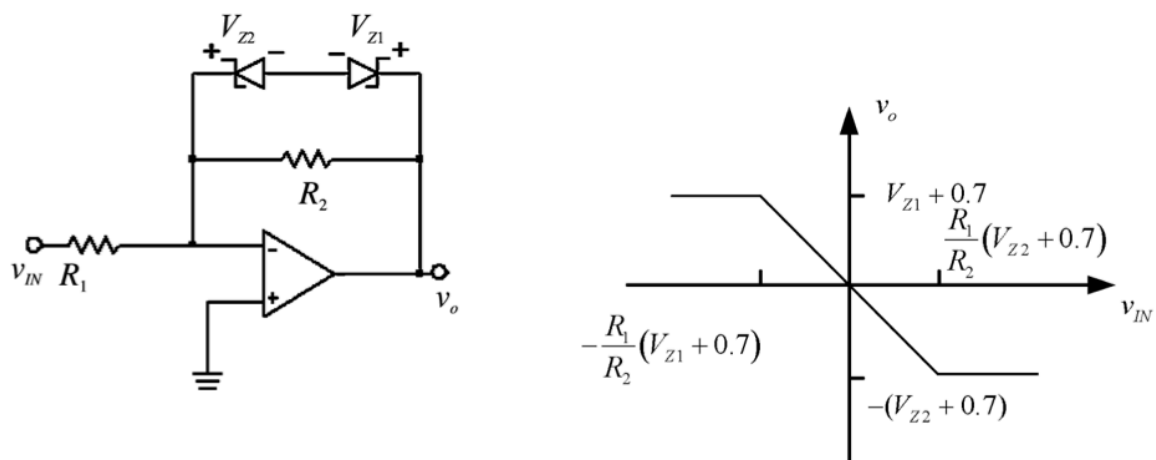


Figura 9 - Amplificador com diodos zener na malha de realimentação.

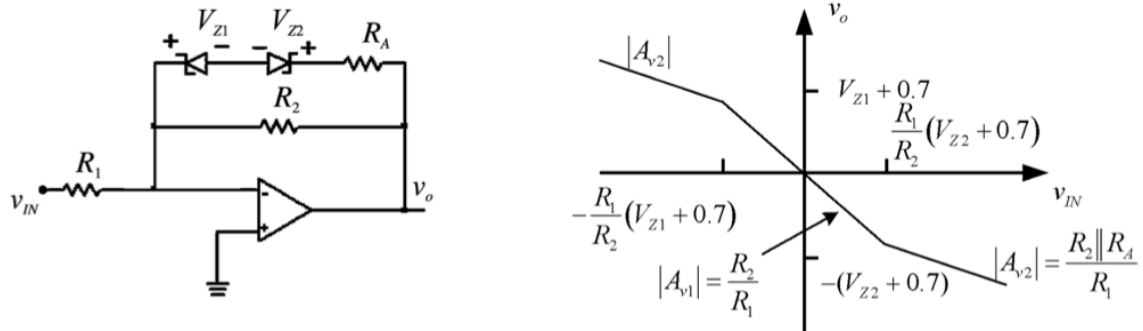


Figura 10 - Amplificador com diodos zener e diodo série na realimentação.

Para o circuito da Figura 10 tem-se duas situações para o ganho em malha fechada:

- $v_o > V_{Z1} + 0,7$  ou  $v_o < -V_{Z2} - 0,7$  :
  - Diodos zener estão conduzindo;
  - $\alpha = \frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_2 \parallel R_A}{R_1} = -\frac{\left(\frac{R_2 \cdot R_A}{R_2 + R_A}\right)}{R_1} = -\frac{R_2 \cdot R_A}{R_1 \cdot (R_2 + R_A)}$ .
- $-V_{Z2} - 0,7 < v_o < V_{Z1} + 0,7$  :
  - Diodos zener estão bloqueados;
  - $\alpha = \frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$ .

A Figura 11 mostra um oscilador com Ponte de Wien com diodos na malha de realimentação, operando como controle automático de ganho [10]. Neste circuito, se os diodos estiverem conduzindo o ganho será:

$$\alpha = \frac{v_o}{v_-} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Já com os diodos em condução:

$$\alpha = \frac{v_o}{v_-} = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1} = \frac{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R_1} = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2 + R_3)}.$$

Lembrando que na frequência de oscilação:

$$\beta = \frac{v_o}{v_+} = 3;$$

$$v_+ = v_- = \frac{v_o}{3}.$$

Fazendo a análise das correntes no terminal negativo do amplificador operacional:

$$\frac{v_o}{3 \cdot R_1} = \frac{v_o - \frac{v_o}{3}}{R_2} + \frac{v_o - \frac{v_o}{3} - V_D}{R_3};$$

$$v_o = \frac{3 \cdot V_D}{2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}}.$$

Pela expressão anterior nota-se que a amplitude da tensão de saída pode ser determinada pela escolha apropriada dos valores dos resistores ( $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ ). A tensão de saída depende também da tensão direta dos diodos na malha de realimentação.

Por exemplo, considerando os valores dos componentes a seguir, a tensão de saída será:

$$R_1 = 4,65 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ e } R_3 = 50 \text{ k}\Omega;$$

$$V_D = 0,72 \text{ V}, \text{ valor típico para diodos de sinal (1N4148);}$$

$$v_o = \frac{3 \cdot V_D}{2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}} = \frac{3 \cdot 0,72}{2 \cdot \left(1 + \frac{50k}{10k}\right) - \frac{50k}{4,65k}} = 1,73 \text{ V}.$$

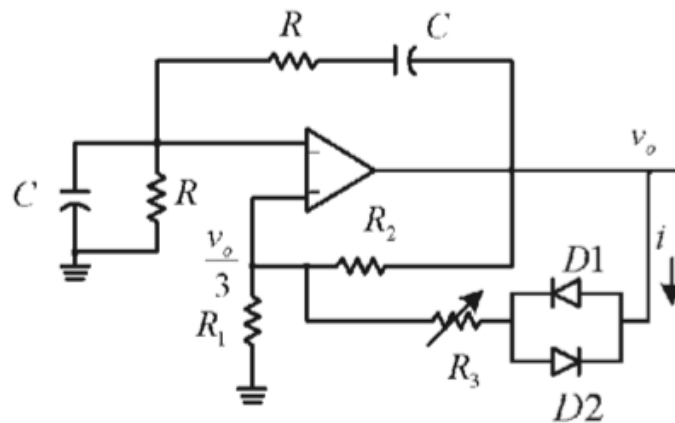


Figura 11 - Oscilador com Ponte de Wien e diodos para CAG.

Outros osciladores com Ponte de Wien são mostrados nas Figura 12 e Figura 13. Suas funções de transferência são obtidas conforme feito acima, respectivamente:

$$v_o = \frac{3 \cdot (V_Z + V_D)}{2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}};$$

$$v_o = \frac{3 \cdot V_D}{\left(2 - \frac{R_x}{R_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}}.$$

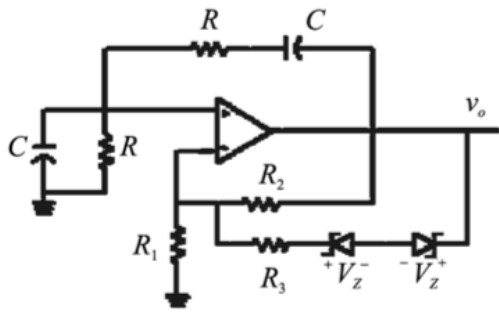


Figura 12 - Oscilador com Ponte de Wien diodos zener no CAG.

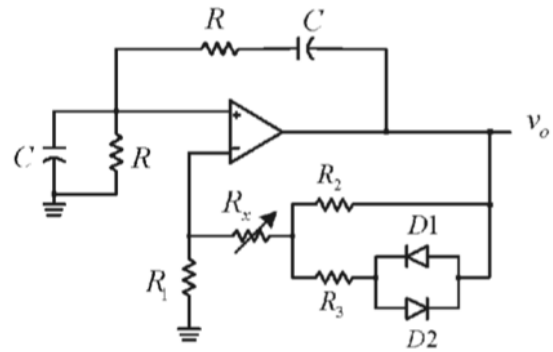


Figura 13 - Variação do oscilador com Ponte de Wien diodos zener no CAG.

### 3.4 Exemplo de Projeto de Controle Automático de Ganho com Diodos

Considerando o oscilador com Ponte de Wien mostrado na Figura 11, pede-se para determinar seus elementos para:

$$\omega_o = 10 \text{ krad/s} \quad \rightarrow \quad F_o = \frac{\omega_o}{2 \cdot \pi} = 1.591,55 \text{ Hz};$$

$$v_o = 2 \text{ V}.$$

Escolhendo um capacitor de  $0,01 \mu\text{F}$ :

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot C} \quad \rightarrow \quad R = \frac{1}{\omega_o \cdot C} = \frac{1}{10 \text{ k} \cdot 0,01 \mu} = 10 \text{ k}\Omega.$$

Para iniciar as oscilações, o ganho do sistema deve ser um pouco maior do que unitário, assim, sabendo que para atender ao critério de Barkhausen  $\alpha = 2$ :

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1} \rightarrow 2,2.$$

Escolhendo então  $R_2$ , determina-se  $R_1$ :

$$R_2 = 11 \text{ k}\Omega;$$

$$R_1 = \frac{R_2}{\alpha} = \frac{11 \text{ k}}{2,2} = 5 \text{ k}\Omega.$$

O resistor  $R_3$  é determinado em função da tensão desejada na saída:

$$v_o = \frac{3 \cdot V_D}{2 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) - \frac{R_3}{R_1}} \quad \rightarrow \quad R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot (3 \cdot V_D - 2 \cdot v_o)}{(2 \cdot R_1 - R_2) \cdot v_o};$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot (3 \cdot V_D - 2 \cdot v_o)}{(2 \cdot R_1 - R_2) \cdot v_o} = \frac{5 \text{ k} \cdot 11 \text{ k} \cdot (3 \cdot 0,72 - 2 \cdot 2)}{(2 \cdot 5 \text{ k} - 11 \text{ k}) \cdot 2} = 50,6 \text{ k}\Omega \quad \rightarrow \quad R_3 = 50 \text{ k}\Omega.$$

O circuito projetado acima foi simulado, conforme mostrado na Figura 14. A forma de onda da tensão de saída é mostrada na Figura 15. Ajustando o valor de  $R_3$  para ser obter 2 V de pico na tensão de saída obteve-se um valor de 73 k $\Omega$ , o que equivale a uma tensão direta para o diodo de 0,45 V.

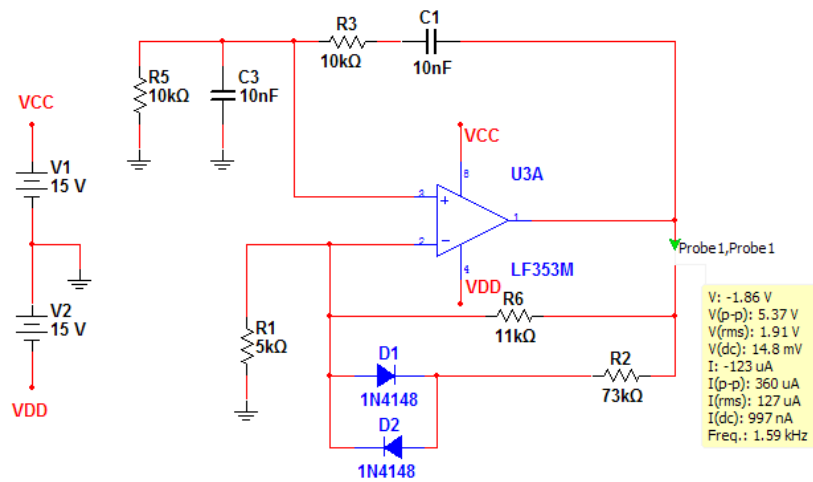


Figura 14 - Oscilador com Ponte de Wien para simulação.

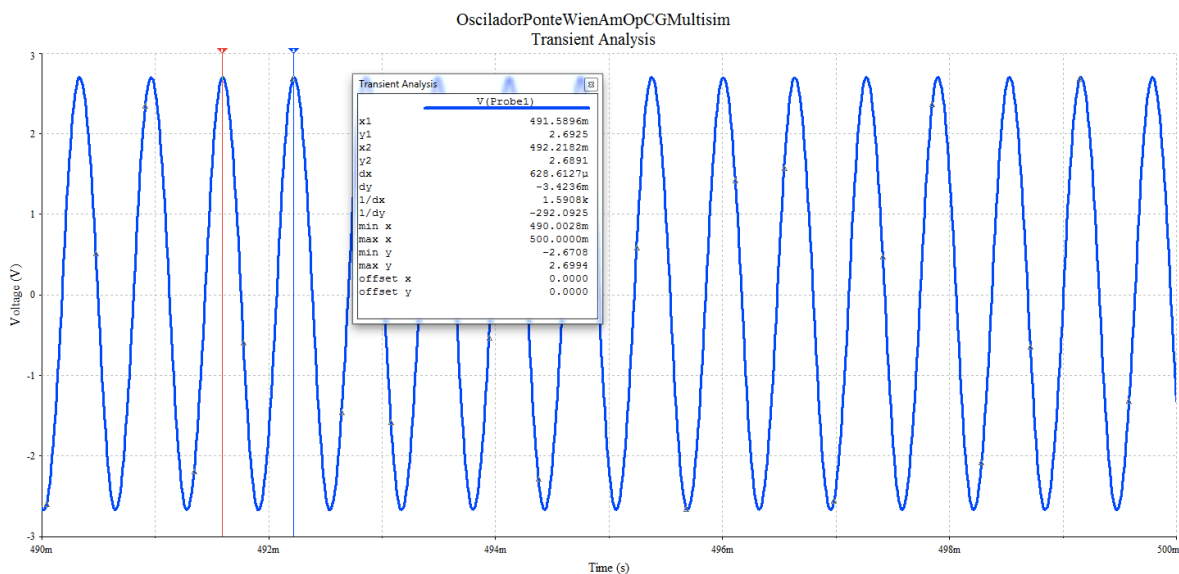


Figura 15 - Forma de onda da tensão de saída do oscilador simulado.

A expressão que permite calcular o resistor  $R_3$  em função da tensão desejada na saída depende fortemente da queda de tensão direta do diodo ( $V_D$ ). Assim, o projeto leva a melhores resultados se for considerada a curva  $I_F \times V_D$  do diodo. No circuito da Figura 14 tem-se que:

$$v_+ = v_- = v_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 // R_3} = 2 \cdot \frac{5k}{5k + 11k // 73k} = 0,69V;$$

$$i_D = \frac{v_o - v_-}{R_3} = \frac{2 - 0,69}{73k} = 0,018mA.$$

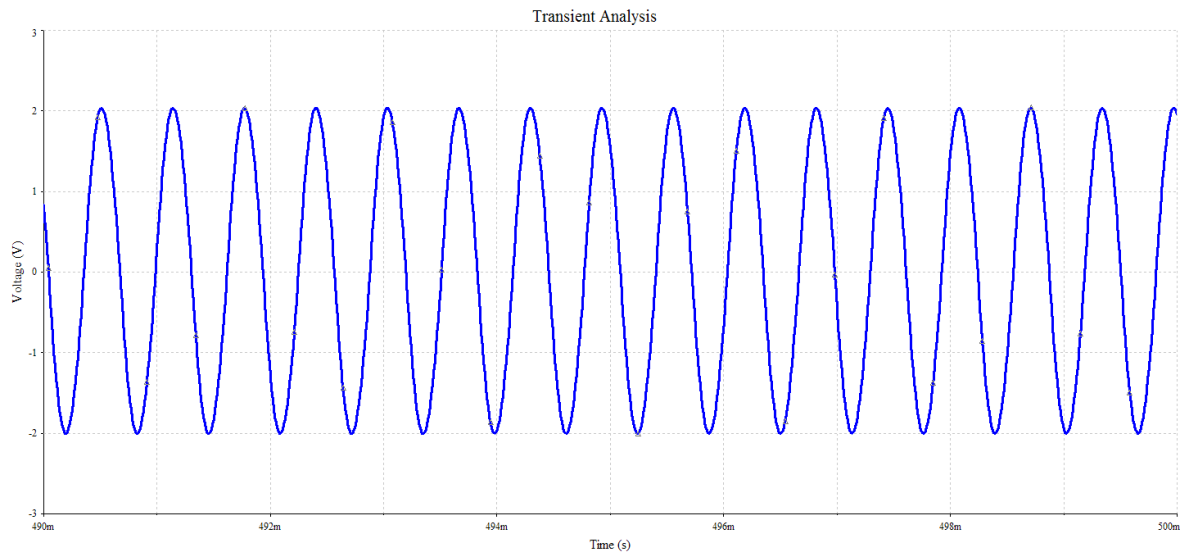


Figura 16 - Tensão de saída após ajuste em  $R_3$ .

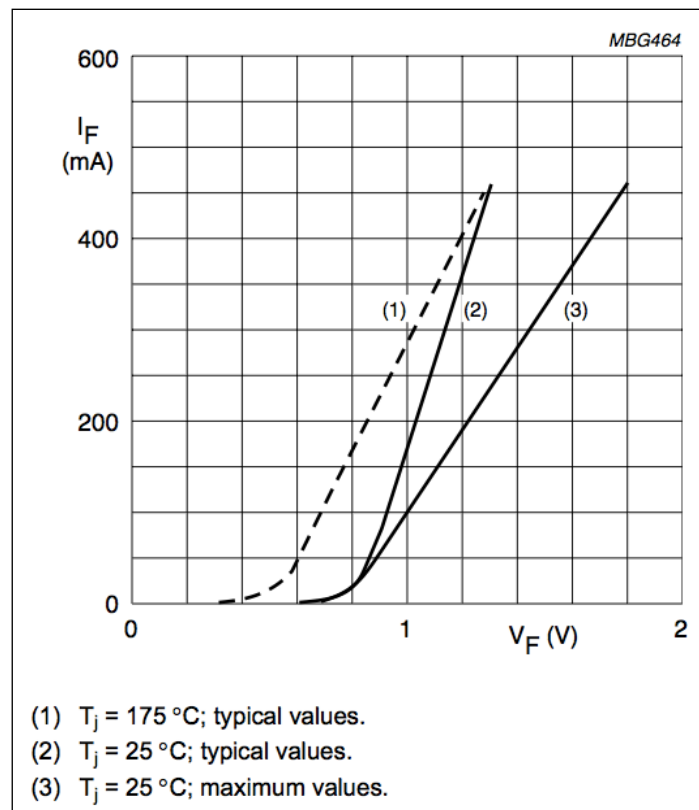


Figura 17 - Curva  $I_F \times V_D$  do diodo 1N4148.

Com estes valores e com a Figura 17 pode-se verificar que a tensão direta do diodo terá valores entre 0,6 e 0,8 V e difícil de ser estimada pela curva característica. Se concluí daí que determinar o valor exato do resistor  $R_3$  em função da tensão desejada na saída e da tensão direta dos diodos é uma tarefa que exigirá ajustes via simulação ou bancada. Por outro lado, pode-se utilizar a equação que relaciona  $I_F \times V_D$ , obtendo-se então melhores resultados.

## Exercícios Gerais

### Exercício 01:

Explique o funcionamento do controle automático de ganho do oscilador com Ponte de Wien da Figura 18.

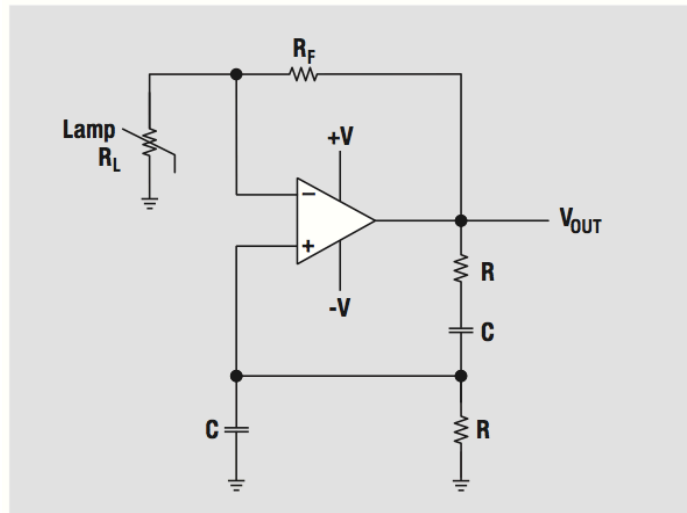


Figura 18 - Circuito para exercício 1.

### Exercício 02:

Explique o funcionamento do controle automático de ganho do oscilador com Ponte de Wien da Figura 18.

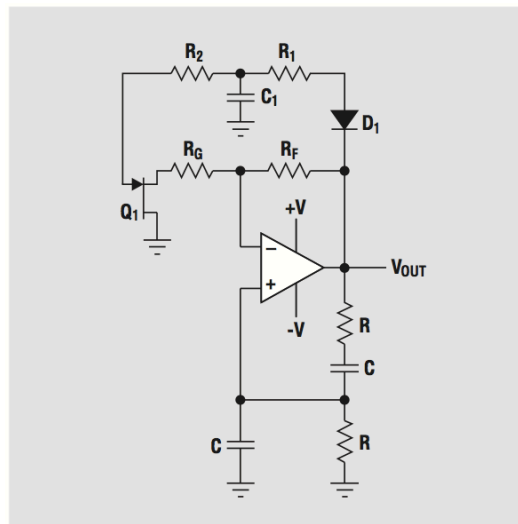


Figura 19 - Circuito para exercício 2.

### Exercício 03:

Projete o circuito da Figura 19 para uma frequência de oscilação de 5 kHz e tensão de saída de 5 V.

### Exercício 04:

Explique o funcionamento do circuito da Figura 20.

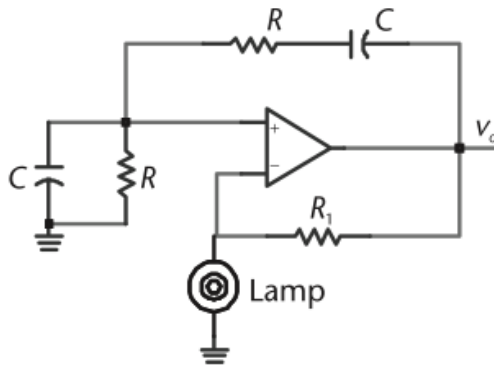


Figura 20 - Circuito do oscilador para exercício 04.

**Exercício 05:**

Explique o funcionamento dos circuitos das Figura 21 e Figura 22.

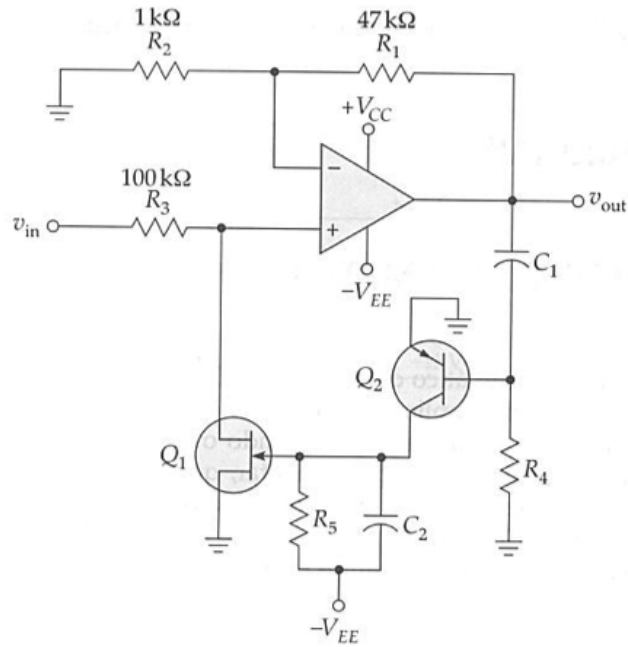


Figura 21 - Amplificador com controle automático de ganho.

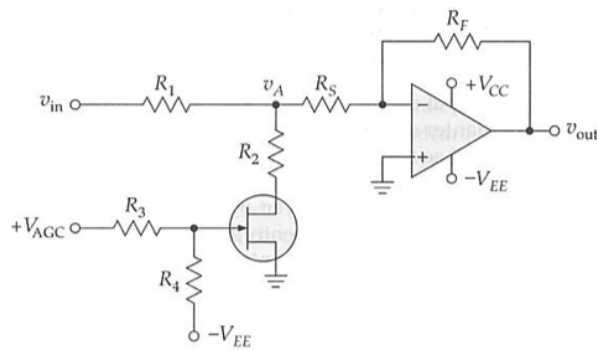


Figura 22 - Amplificador com CAG.

## 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.
- [10] LINEAR COMPONENTS, F. Theory of Oscillators. Chapter 1: <http://www.linearcomponents.com>. Acessado em 19/05/2012.

# 11

## Capítulo

## Osciladores de Relaxação

### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores de relaxação.

### objetivos

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

### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores com transistores bipolares.

### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pelo estudo dos circuitos multivibradores monoestáveis, biestáveis e astáveis .

## 1 Introdução

Os osciladores de relaxação são circuitos que possuem como característica serem fontes de ondas quadradas, caracterizadas por usarem dispositivos biestáveis e dispositivos que provocam oscilação como os elementos RC por exemplo. Esses tipos de osciladores são indicados principalmente em uso de circuitos com boa estabilidade na frequência de oscilação e também pela alta taxa de variação na saída, requisitos essenciais para dispositivos digitais com temporização.

Nessa abordagem serão analisados dois tipos de circuitos osciladores de relaxação, sendo a primeira estrutura a que utiliza transistores FET de Unijunção (UJT) e a segunda com amplificadores operacionais.

## 2 JFET de Unijunção (UJT)

O transistor FET (transistor de efeito de campo) de Unijunção (UJT) é um dispositivo utilizado principalmente em circuitos osciladores e também como chave comutadora. Sua simbologia e estrutura física são mostradas na Figura 1.

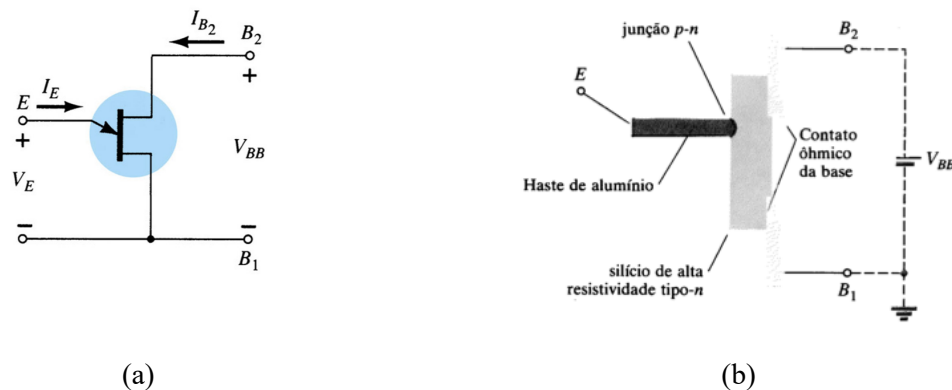


Figura 1 – Transistor FET de Unijunção – (a) Simbologia; (b) Estrutura do dispositivo..

O UJT é constituído por uma barra de material N levemente dopada, que forma as regiões de base 1 e base 2, e uma pequena região com material P, compondo a região do emissor. Entre as base 1 e 2, existe uma região com um elevado valor resistivo denominado de região de interbases ( $R_{BB}$ ). O circuito equivalente é mostrado na Figura 2.

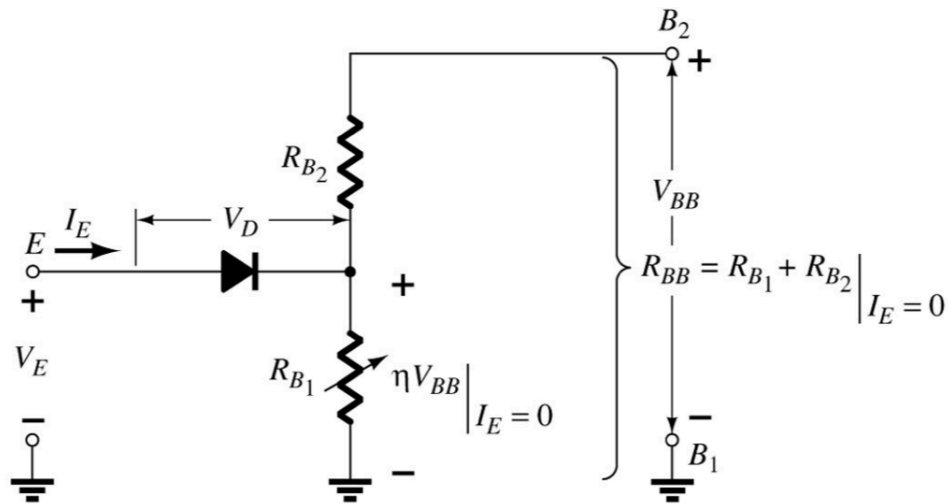


Figura 2 – Circuito equivalente do UJT.

Nesse circuito equivalente existem duas resistências que compõem a  $R_{BB}$ , que são  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$ . Com o emissor aberto, a resistência entre o emissor e a base 2 ( $R_{B2}$ ) é menor do que a resistência entre emissor e base 1 ( $R_{B1}$ ). Essas resistências serão responsáveis em realizar uma divisão de tensão internamente no dispositivo, após ser aplicado uma diferença de potencial entre as mesmas. Existe também um diodo composto pela junção do emissor e a região entre as bases. Se for aplicado um potencial no emissor  $V_E < 0,7 + V_{RB1}$  o UJT estará cortado, pois o diodo está reversamente polarizado. Onde  $V_{RB1} = \eta \cdot V_{BB}$ , sendo que  $\eta$  é a razão intrínseca de disparo cujo valor está compreendido entre 0,4 e 0,8 (valores estes definidos pelos fabricantes do dispositivo). Quando  $V_E = 0,7 + \eta \cdot V_{BB} = V_P$  (tensão no ponto de pico), o diodo fica polarizado diretamente e o UJT dispara. A explicação física para o disparo é dada pela realimentação positiva interna. O aparecimento de uma corrente aumenta o número de portadores na região próxima à base 1, o que diminui a resistividade e consequentemente a resistência  $R_{B1}$ , como consequência diminui a tensão em  $R_{B1}$ , incrementando mais ainda a polarização direta, e assim aumentando ainda mais a corrente. Esse ciclo leva a um aumento muito grande na corrente (o disparo), limitada unicamente pelas resistências externas. Após ter disparado, o UJT só voltará a cortar novamente quando a tensão de emissor não for mais suficiente para manter a polarização direta da junção, essa tensão é chamada de tensão de vale,  $V_V$ . Essa característica de funcionamento do UJT pode ser observada no gráfico da Figura 3.

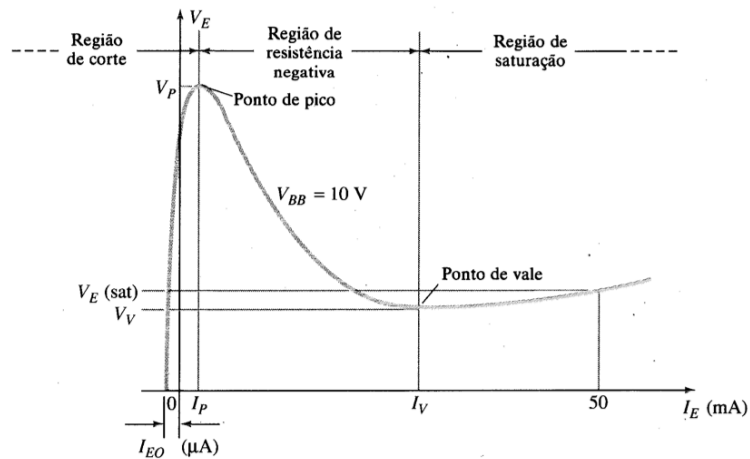


Figura 3 – Gráfico com a curva característica do UJT.

### 3 Oscilador de relaxação com o UJT

O oscilador de relaxação é um circuito em que a frequência é controlada pela carga e descarga de um capacitor através de um resistor. A Figura 4 ilustra o circuito oscilador de relaxação.

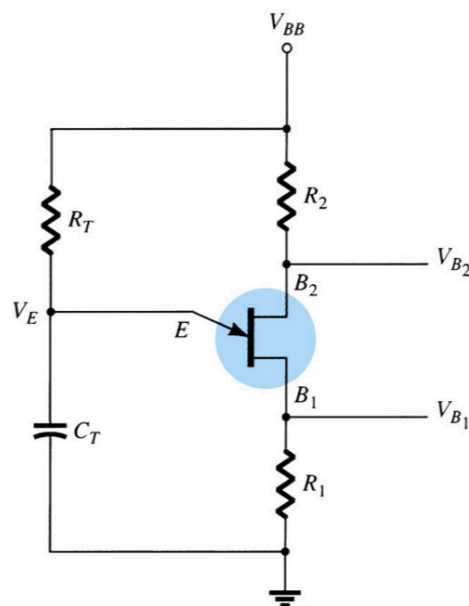


Figura 4 – Esquemático do circuito oscilador de relaxação com o UJT.

As funções dos componentes do circuito da Figura 4 são:

- $R_1$  - Fornecer pulsos de tensão de saída do oscilador e limitar a corrente de descarga do capacitor;
- $R_2$  - Estabiliza termicamente o UJT por meio da variação de tensão;
- $R_T$  - Limitar a tensão de carga no capacitor em um determinado tempo;

- $C_T$  - Levar ao emissor do UJT a tensão necessária para o dispositivo conduzir.

O funcionamento desse circuito é iniciado com o carregamento do capacitor ( $C_T$ ), sendo a corrente de carga limitada pelo resistor ( $R_T$ ), constituindo uma constante de carga que irá durar até que a tensão do capacitor chegue ao valor limite  $V_P$  do dispositivo UJT. O tempo de carga do capacitor será definido conforme os valores de  $C_T$  e  $R_T$ , ou seja,  $\tau = R_T \cdot C_T$  (constante de tempo de carga do capacitor). Após o valor de tensão no capacitor atingir o valor de pico ( $V_P$ ) do UJT, a junção emissor - base 1 atinge potencial suficiente para polarizar diretamente o diodo interno e por consequência disso a resistência  $R_{B1}$  diminuirá, descarregando o capacitor. O tempo de descarga do capacitor será definido conforme os valores de  $R_{B1}$ ,  $R_1$  e  $C_T$ , ou seja,  $\tau = (R_{B1} + R_1) \cdot C_T$  (constante de tempo de descarga de  $C_T$ ). Resumidamente pode-se definir que quando:

- $V_C = V_E = V_{corte} \leq 0 \rightarrow$  UJT está cortado;
- $V_C = V_P = V_E \geq 0,7 + \eta \cdot V_{BB} \rightarrow$  UJT começa a conduzir .

O comportamento desse circuito está indicado na Figura 5.

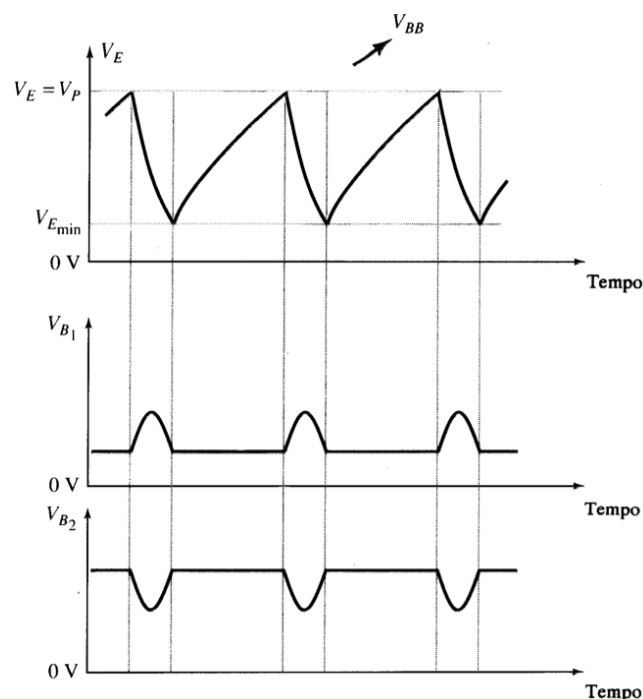


Figura 5 – Gráfico da relação das tensões de emissor, base 1 e base 2 em função do tempo.

Pode-se calcular a frequência de operação para o circuito oscilador de relaxação com UJT conforme a equação descrita abaixo:

$$F_o = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

A frequência de oscilação para esse oscilador depende da carga e descarga do capacitor, que ocorre exponencialmente em função da razão intrínseca do disparo do UJT.

### 3.1 Simulação do Oscilador de Relaxação com UJT

O oscilador de relaxação estudado na etapa anterior será simulado utilizando um software de simulação de circuitos eletrônicos. Na Figura 6 é mostrado o circuito simulado. Note que o transistor empregado e o circuito são diferentes daqueles apresentados anteriormente, visto o componente utilizado no simulador ser um transistor Unijunção ser programável pelo divisor de tensão formado por  $R_2$  e  $R_3$ .

O valor de  $\eta$  é dado por:

$$\eta = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Portanto:

$$\eta = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{10k}{4,7k + 10k} = 0,68;$$

$$F_o = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)} = \frac{1}{100k \cdot 100n \cdot \ln\left(\frac{1}{1-0,68}\right)} = 87,76 \text{ Hz} .$$

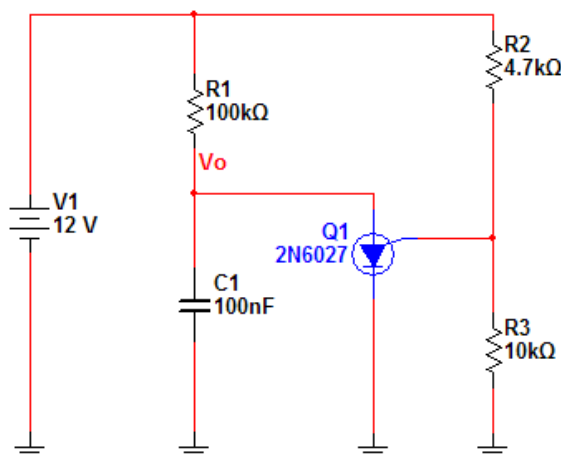


Figura 6 - Circuito oscilador com transistor Unijunção.

A forma de onda da tensão sobre o capacitor é mostrada na Figura 7 onde nota-se o

comportamento exponencial que representa o estágio de carga do mesmo. Como o componente empregado é um transistor Unijunção programável a descarga do capacitor ocorre instantaneamente, pois no circuito da Figura 6 não há resistência que limita a descarga do capacitor.

A frequência de oscilação obtida por simulação foi de 80,70 Hz.

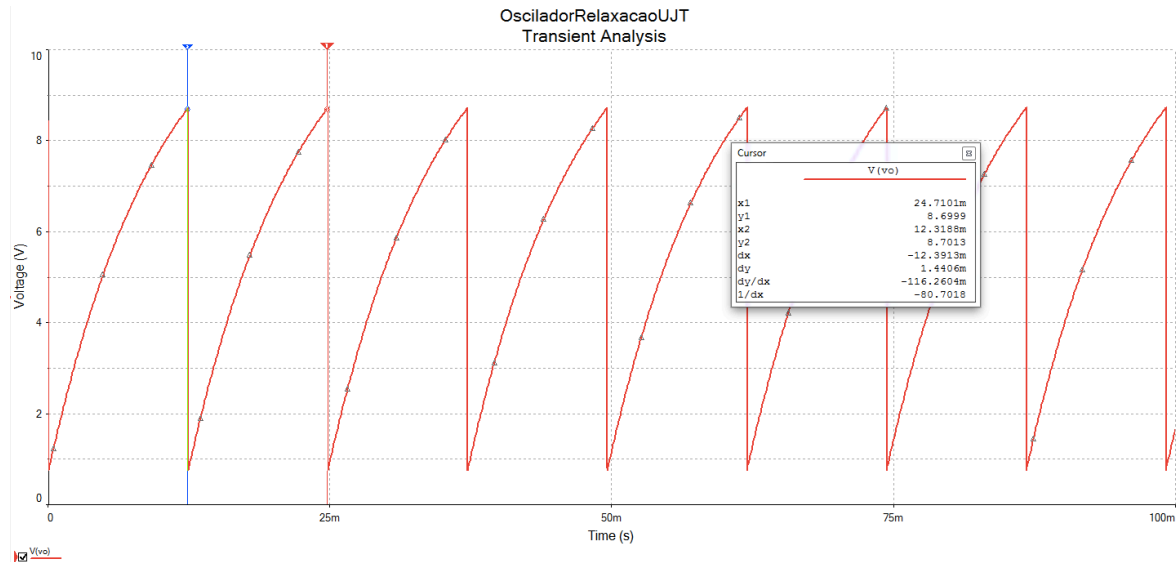


Figura 7 - Tensão sobre o capacitor do oscilador de relaxação.

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Aplicando um potencial de 10 V entre os terminais de base 1 e base 2 do dispositivo e sabendo que a razão intrínseca de disparo é de 0,5 calcule a tensão de pico  $V_p$ .

### Exercício 02:

Projete o oscilador de relaxação com UJT e considere que o mesmo tenha uma frequência de oscilação de 100 Hz. Considerar a tensão de alimentação do circuito de 20 V e a razão intrínseca de disparo de 0,55.

## 4 Oscilador de relaxação com Amplificador Operacional

Existe também a possibilidade de implementação dos osciladores de relaxação com amplificador operacional a partir da comparação de tensão entre a entrada inversora e não-inversora. O esquema do circuito oscilador de relaxação com amplificador operacional é ilustrado na Figura 8.

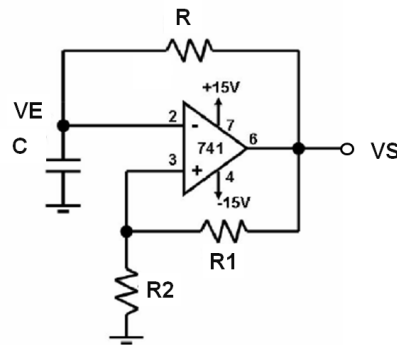


Figura 8 – Esquemático do circuito oscilador de relaxação com o amplificador operacional.

As funções dos componentes do circuito da Figura 8 são:

- $R_1$  e  $R_2$  – Fornecer a tensão de referência para a entrada não-inversora do amplificador operacional;
- $R$  - Limitar a tensão de carga no capacitor em um determinado tempo, proveniente da saída do circuito;
- $C$  - Levar à entrada inversora a tensão, positiva ou negativa, necessária para sempre alterar a saída do amplificador operacional.

O funcionamento desse circuito pode ser explicado inicialmente com a definição dos resistores  $R_1$  e  $R_2$ , que tem como função a introdução da tensão de referência na entrada não-inversora do amplificador operacional. Através da equação descrita abaixo, pode-se definir qual será a tensão de referência na entrada não-inversora e também calcular a frequência de oscilação.

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} .$$

Tendo o valor definido de  $B$  e propondo um valor para saída  $V_S$ , pode-se saber o valor da tensão de referência na entrada não inversora do amplificador operacional, conforme o exemplo descrito a seguir.

Considerando:

$$R_1 = 2 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = 20 \text{ k}\Omega;$$

$$B = 0,909.$$

Para  $V_S = 14 \text{ V}$ :

$$V_+ = 14 \cdot 0,909 = 12,72 \text{ V} .$$

Enquanto na entrada não-inversora é definida uma tensão de referência, na entrada inversora o resistor R promoverá um aumento de tensão no capacitor C, que se carregará até atingir o valor de referência  $V_+$  da entrada não-inversora. Como consequência disso, o valor de tensão da saída  $V_S$  inverterá para um referencial oposto do anterior, ou seja, nesse caso a tensão  $V_S$  que era positiva agora ficará negativa. Quando o valor de referência  $V_+$  da entrada não-inversora possuir sinal negativo, o capacitor carregará com tensão negativa que deverá novamente inverter a tensão de saída para o sinal positivo. Esse processo sempre irá se repetir, definindo assim uma frequência de oscilação da saída  $V_S$ , que possuirá um sinal retangular, como mostra a Figura 9.

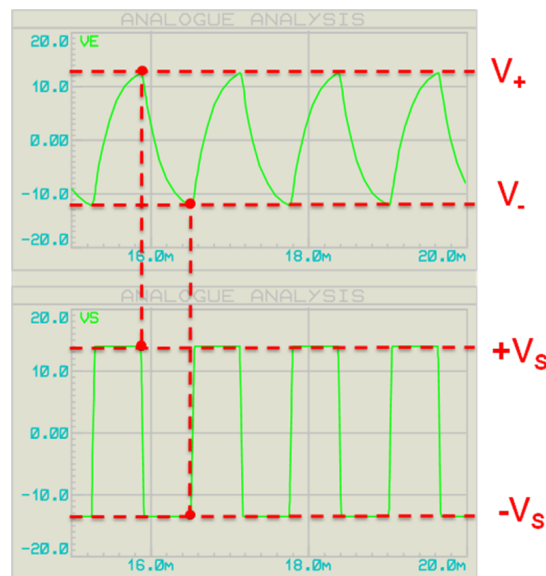


Figura 9 – Gráfico da relação das tensões de entrada e saída em função do tempo.

Para o cálculo da frequência de oscilação é levado em consideração o carregamento e descarregamento do capacitor C, de forma exponencial, no valor da tensão de referência  $V_+$ , produzidos pela divisão de tensão entre  $R_1$  e  $R_2$ . A equação da frequência de oscilação é dada por:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1+B}{1-B}\right)}$$

#### 4.1 Simulação do Oscilador de Relaxação com AmpOp

O oscilador de relaxação com amplificador operacional foi simulado, conforme mostrado na Figura 10. Por sua vez, a forma de onda da tensão de saída é apresentada na Figura 11. Note que o sinal gerado por este oscilador é quadrado. Além disso, nesta figura também é mostrada a tensão no capacitor. Observe os intervalos de carga e descarga deste componente.

A frequência de oscilação do circuito simulado é dada por:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1+B}{1-B}\right)} = \frac{1}{2 \cdot 2,2k \cdot 1\mu \cdot \ln\left(\frac{1+0,909}{1-0,909}\right)} = 82,14Hz .$$

A frequência de oscilação do circuito simulado foi de 73,5829 Hz.

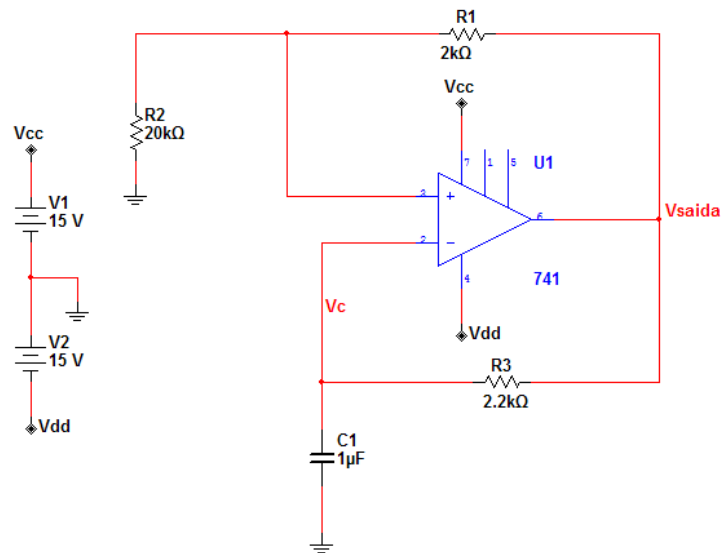


Figura 10 - Oscilador de relaxação com AmpOp.

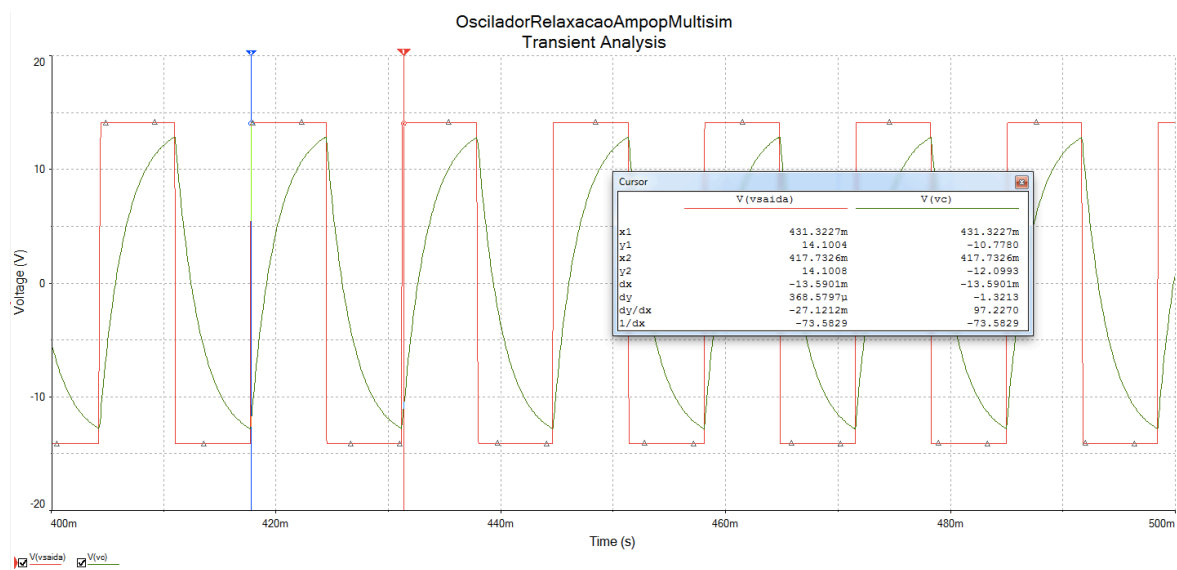


Figura 11 - Formas de onda da tensão de saída e no capacitor do oscilador de relaxação com amplificador operacional.

---

## Exercícios Específicos

---

### Exercício 03:

Projete um oscilador de relaxação com amplificador operacional que tenha frequência de oscilação de 100 kHz e amplitude no sinal de saída de aproximadamente 12 V.

### Exercício 04:

Altere o oscilador de relaxação do exercício anterior para uma frequência de oscilação de 10 kHz e amplitude no sinal de saída de aproximadamente 14 V.

---

## 5 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] SEDRA, A. S. Microeletrônica. Volume 2. São Paulo: Makron Books, 1995.
- [6] UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ - *Campus Curitiba. Disciplina de Eletrônica Analógica - Professor: Fábio Rizental Coutinho.*
- [7] Edgar Zuim. Apostila de Transistores UJT e FET. Disponível eletronicamente: <http://pt.scribd.com/doc/32852779/Transistores-unijuncao-e-de-efeito-de-campo>. Acessado em 26/04/2012.
- [8] SOBRINHO, J. P. F.; Carvalho, J. A. D. Osciladores. Editora Érica. São Paulo, 1992.

# 12

## Capítulo

### Introdução aos multivibradores e circuito integrado 555

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento dos diversos tipos de multivibradores e estudo do circuito integrado 555.

#### objetivos

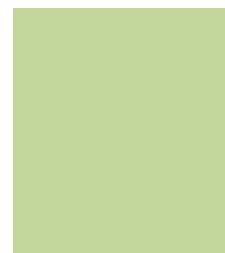
- Entender o princípio de funcionamento dos multivibradores e dos circuitos integrados 555;
- Analisar os diversos tipos de multivibradores montados com o circuito integrado 555.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre osciladores de relaxação.

#### Continuidade

A continuidade no estudo dos multivibradores se dará pelo estudo dos seus tipos: monoestáveis, biestáveis e astáveis.



## 1 Introdução

Circuitos multivibradores são circuitos que podem variar sua saída para dois estados distintos. Tem como característica principal possuir a amplitude do sinal oscilante bem definida, um ganho de malha muito elevado, e apresenta uma onda quadrada na saída. Em circuitos que utilizam transistores, os mesmos trabalharão nas regiões de corte e saturação do dispositivo, diferente dos outros osciladores que trabalharão em sua região ativa.

## 2 Tipos de multivibradores

Existem três tipos de circuitos multivibradores: monoestáveis, biestáveis e os astáveis.

Os multivibradores monoestáveis possuem como característica apresentar apenas um estado estável, sendo que no estado instável, que pode ser estimulado por um pulso de gatilho, o sinal deverá permanecer apenas por um determinado período. Após o término desse período o circuito deverá retornar para o estado de origem estável. Na figura 1 é ilustrada a estrutura equivalente e seu comportamento.

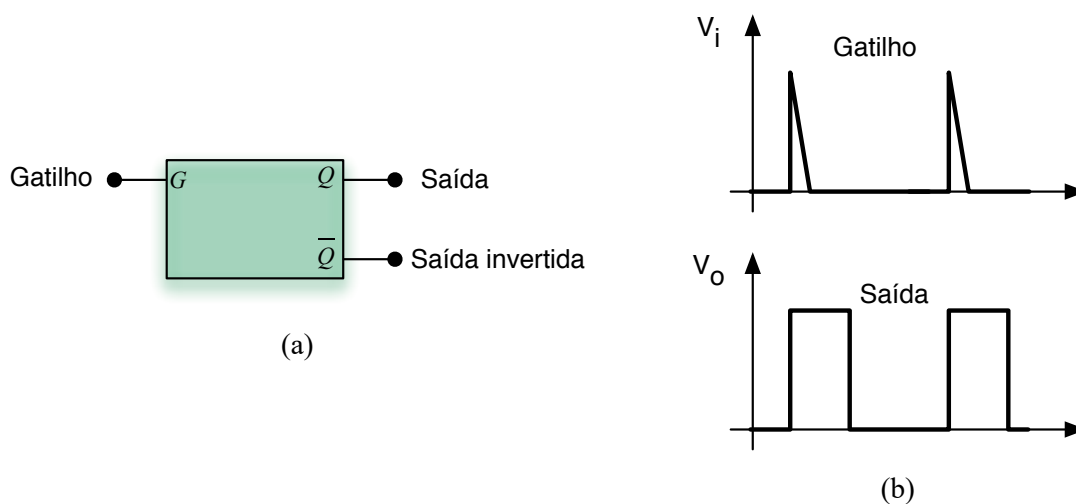


Figura 1 – Multivibrador monoestável – (a) Esquemático; (b) Sinal de saída.

Os multivibradores biestáveis possuem como característica apresentar apenas dois estados estáveis, que aparecem na presença de um pulso de entrada. Após o término desse período o circuito deverá retornar para o estado de origem estável. Na figura 2 é ilustrada a estrutura equivalente e seu comportamento.

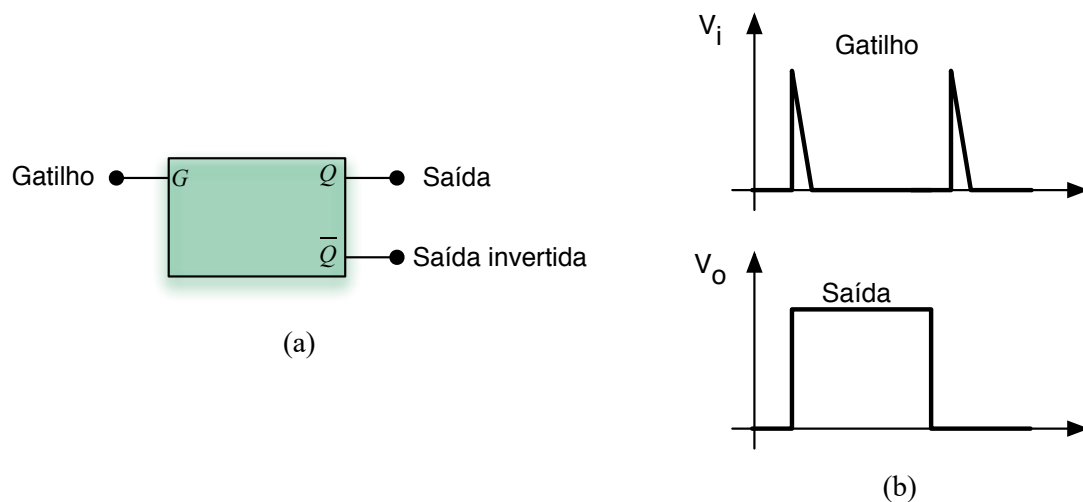


Figura 2 – Multivibrador biestável – (a) Esquemático; (b) Sinal de saída.

Os multivibradores astáveis possuem como característica não apresentar estado estável, sem a necessidade de disparo de excitação, mantendo uma oscilação constante. Na figura 3 é ilustrada a estrutura equivalente e seu comportamento.

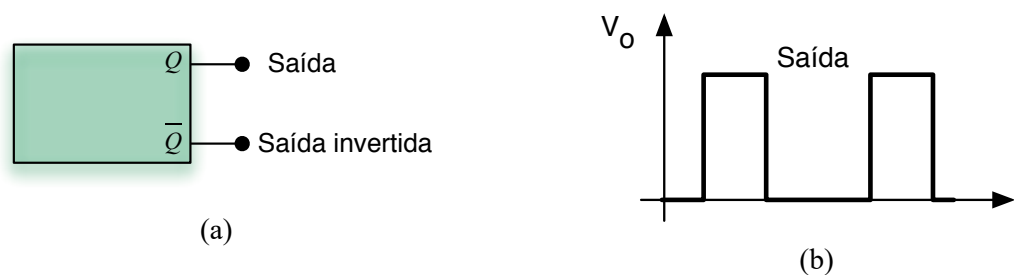


Figura 3 – Multivibrador biestável – (a) Esquemático; (b) Sinal de saída.

### 3 Circuito Integrado 555

O circuito integrado 555 é um dispositivo fabricado para aplicações gerais de temporização, fácil de encontrar no mercado e de simples funcionamento. Esse dispositivo pode ser usado tanto como um circuito multivibrador monoestável, e também como multivibradores astáveis e biestáveis. A sua alimentação fica na faixa de +5 V até +18 V e sua saída possui a capacidade de drenar correntes de até 200 mA, permitindo o comando direto de dispositivos de maior potência, tais como relés, lâmpadas, entre outros. Em sua função *stand-by*, o consumo dos componentes internos do dispositivo fica na faixa de 10 mA. O seu encapsulamento e componentes internos são mostrados na figura 4.

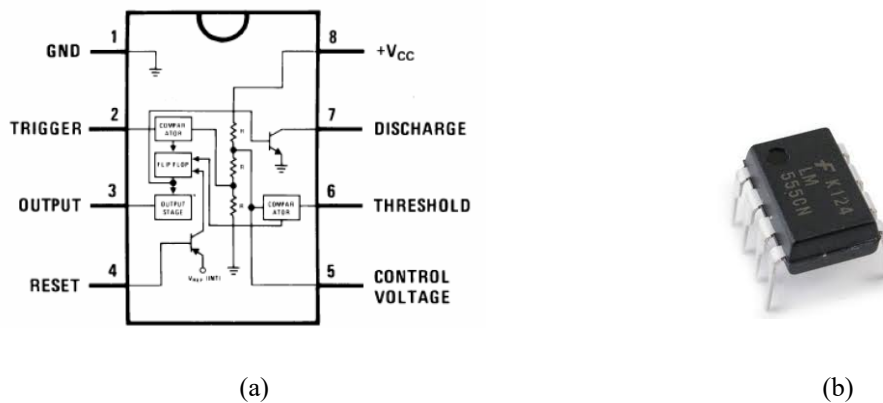


Figura 4 – Circuito Integrado 555 – (a) Pinagem e esquemático do circuito; (b) Foto do dispositivo.

O dispositivo possui uma entrada chamada de limite ou limiar que fica situada no pino 6 e outra chamada de controle situada no pino 5. Quando houver uma tensão na entrada limite de aproximadamente  $2/3$  de  $V_{cc}$  e superior à entrada de controle, o circuito comparador deverá introduzir nível lógico baixo no flip-flop RS, dispositivos estes que estão dispostos internamente no circuito integrado. Há também uma entrada chamada de descarga que fica no pino 2 do dispositivo, que se for aplicada uma tensão superior a  $1/3$  de  $V_{cc}$ , a saída de um segundo circuito comparador deverá introduzir nível lógico alto no flip-flop RS. A combinação das tensões inseridas nos pinos 6 e 2 do dispositivo, caso descrito anteriormente, resultará no nível lógico baixo na saída que fica no pino 3. Aplicando os potenciais inversos, ou seja, no pino 6 tensão inferior a  $2/3$  de  $V_{cc}$  e no pino 2 tensão inferior a  $1/3$  de  $V_{cc}$ , a saída no pino 3 apresentará o seu nível lógico em alto.

O pino 7 é conectado a um transistor de descarga, que é comandado pela saída  $Q$  invertida do flip-flop. No pino 4 (*reset*), caso seja ligado a um potencial com valor baixo, a saída do dispositivo será forçado ao nível lógico baixo. Essa operação do circuito integrado 555 é demonstrada na figura 5.

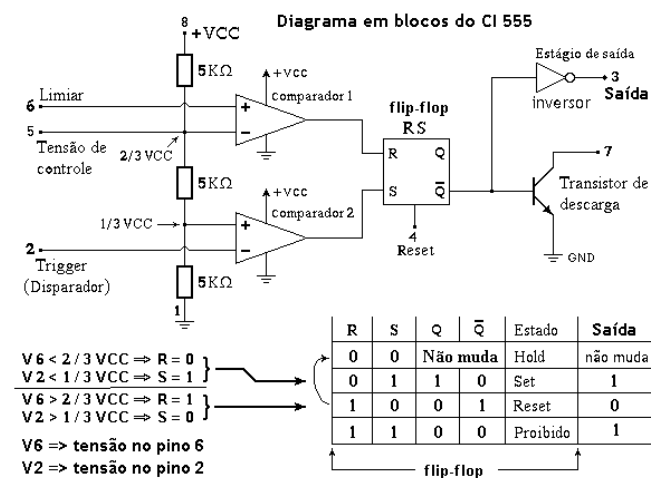


Figura 5 – Esquema de funcionamento do circuito integrado 555.

### 3.1 Multivibrador Monoestável com o Circuito Integrado 555

Devido à versatilidade do circuito integrado 555, pode-se utilizá-lo como multivibrador. No caso do multivibrador monoestável, ilustrado na figura 6, seu princípio de funcionamento baseia-se no disparo no pino 2 efetuado pela chave b, que insere uma tensão inferior a  $1/3$  de  $V_{cc}$  e por sua vez introduzirá o nível lógico alto na entrada do terminal S do flip-flop. O resultado dessa ação será um nível lógico baixo na saída  $\bar{Q}$  do flip-flop, corte no transistor de descarga e a saída do C.I. 555 estará no nível lógico alto. No mesmo tempo em que ocorre o disparo no pino 2, também ocorrerá a carga do capacitor C através da corrente que circulará em R. Quando a carga do capacitor C chegar a um valor superior a  $2/3$  de  $V_{cc}$  no pino 6, o flip-flop será resetado, resultando em um nível lógico alto na saída  $\bar{Q}$  do flip-flop, e conseqüentemente a saturação do transistor de descarga. O transistor descarregará o capacitor C e a saída do C.I. 555 passará para o nível lógico baixo. O circuito permanecerá nessa condição até que seja novamente acionada a chave b.

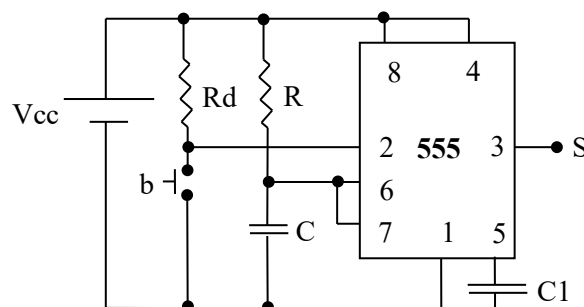


Figura 6 – Circuito multivibrador monoestável com circuito integrado 555.

Percebe-se que no período de funcionamento o nível lógico alto esteve presente na saída do circuito somente quando o capacitor C estava carregando, por esse motivo o tempo de acionamento do dispositivo é relacionada aos elementos RC do circuito. A expressão que representa a carga do capacitor no momento do disparo é dada por:

$$v_c(t) = V \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Para:

$$v_c(t) = \frac{2}{3} \cdot V_{cc}$$

$$\frac{2}{3} \cdot V_{cc} = V \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

$$\frac{2}{3} \cdot V_{cc} = V_{cc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

$$\frac{2}{3} - 1 = -e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$\frac{1}{3} = e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$\ln\left(\frac{1}{3}\right) = \ln\left(e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

$$\ln(1) - \ln(3) = -\frac{t}{R \cdot C} \cdot \ln(e)$$

$$0 - 1,0986 = -\frac{t}{R \cdot C}$$

$$t = 1,1 \cdot R \cdot C$$

O comportamento do circuito multivibrador monoestável pode ser verificado no gráfico da figura 7.

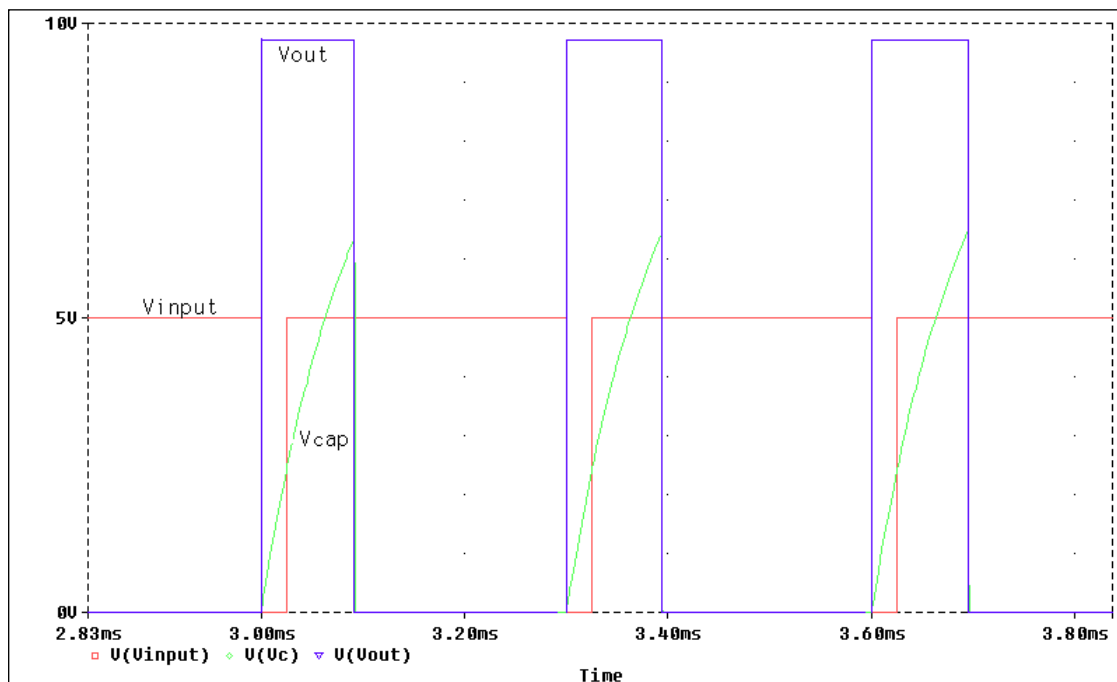


Figura 7 – Gráfico do multivibrador monoestável com circuito integrado 555 (saída com relação ao disparo).

### 3.2 Multivibrador Astável com o Circuito Integrado 555

Para o caso do multivibrador astável ilustrado na figura 8, quando o capacitor está descarregado tem-se uma tensão inferior a  $1/3$  de  $V_{cc}$  nos pinos 2 e 6, portanto o flip-flop estará com a saída  $Q$  no nível lógico alto e  $\bar{Q}$  no nível lógico baixo. O transistor de descarga estará cortado, permitindo assim que o capacitor  $C$  carregue através de  $R_b$  e  $R_a$ . Nesse instante a saída do circuito estará no nível lógico alto.

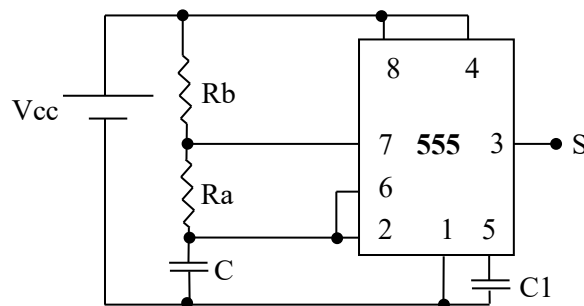


Figura 8 – Circuito multivibrador monoestável com circuito integrado 555.

Assim que o capacitor atingir um valor superior a  $2/3$  de  $V_{cc}$ , o potencial dos pinos 2 e 6 comutará a saída  $Q$  do flip-flop para o nível lógico baixo e  $\bar{Q}$  para o nível lógico alto. Nessa condição o transistor de descarga iniciará o seu período de descarga através de  $R_a$ . Esse processo será reiniciado após o valor de tensão no capacitor  $C$  tenha um valor inferior a  $1/3$  de  $V_{cc}$ . A expressão que representa a carga do capacitor no momento do disparo é dada por:

Para:

$$v_C(t) = \frac{1}{3} \cdot V_{cc}$$

$$\frac{1}{3} \cdot V_{cc} = V \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right)$$

$$\frac{1}{3} \cdot V_{cc} = V_{cc} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right)$$

$$\frac{1}{3} - 1 = -e^{-\frac{t}{R \cdot C}}$$

$$-\frac{2}{3} = -e^{-\frac{t}{R \cdot C}}$$

$$\ln\left(-\frac{2}{3}\right) = \ln\left(-e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\right)$$

$$0,6931 - 1,0986 = -\frac{t}{R \cdot C}$$

$$t = 0,4055 \cdot R \cdot C$$

Como a carga e descarga do capacitor C serão realizadas entre os períodos de  $1/3$  de  $V_{cc}$  e  $2/3$  de  $V_{cc}$ , pode-se considerar que:

$$t_{carga} = t_{alto} = 1,0986 \cdot R \cdot C - 0,4055 \cdot R \cdot C = 0,6931 \cdot R \cdot C$$

$$t_{alto} = 0,6931 \cdot (Ra + Rb) \cdot C$$

Para a descarga do capacitor C também considera-se os períodos da carga, porém esse evento correrá somente em  $Ra$ . A expressão do tempo de descarga ficará a seguinte:

$$t_{descarga} = t_{baixo} = 0,6931 \cdot Ra \cdot C$$

Pode-se também determinar a frequência de operação do multivibrador astável conforme a expressão abaixo:

$$f_{osc} = \frac{1}{0,6931 \cdot (2 \cdot Ra + Rb) \cdot C}$$

$$f_{osc} = \frac{1,4428}{(2 \cdot Ra + Rb) \cdot C}$$

O comportamento do circuito multivibrador astável pode ser verificado no gráfico da figura 9.

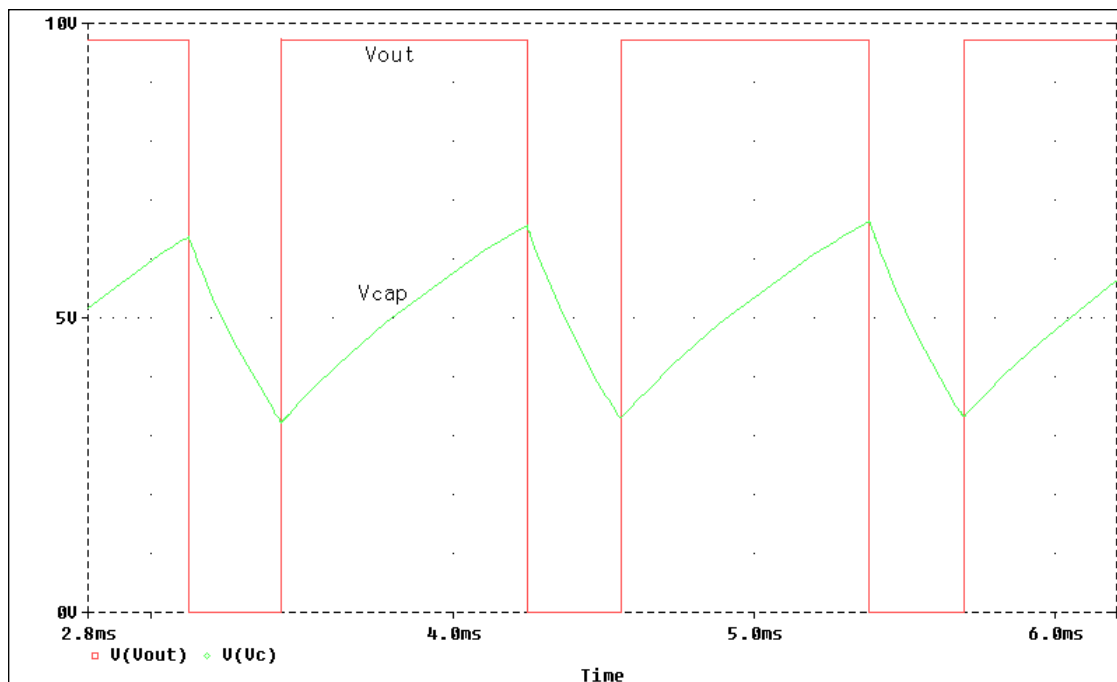


Figura 9 – Gráfico do multivibrador astável com circuito integrado 555 (saída com relação a tensão no capacitor).

### 3.3 Multivibrador Biestável com o Circuito Integrado 555

O desenvolvimento dos multivibradores biestáveis com o 555 também é possível, utilizando um gatilho para as mudanças de estados e seu funcionamento baseado na carga e descarga de um capacitor a ser utilizado. O esquemático do circuito biestável com 555 está ilustrado na figura 10. Na condição inicial, devido aos divisores de tensão  $R_c$  e  $R_d$ , o potencial nos pinos 6 e 2 será menor que  $2/3$  de  $V_{cc}$  e maior que  $1/3$  de  $V_{cc}$ . Essa condição introduz nível lógico alto na entrada R e S do flip-flop, que por sua vez não altera a saída do circuito, que inicialmente é zero (nível lógico baixo). Quando a chave  $b$  é acionada, o potencial nos terminais 6 e 2 deverá ser próximo de zero, devido ao transistor de descarga estar saturado (pino 7), estado que mantém o capacitor descarregado. Nesse momento a entrada R do flip-flop estará no nível lógico baixo e a entrada S estará no nível lógico alto, alterando a saída do circuito para o nível lógico alto. Com a saída no nível lógico alto, o transistor de descarga estará em corte, possibilitando assim a carga do capacitor  $C$ , através de  $R_a$  e  $R_b$ . O circuito manterá na saída o mesmo valor do nível lógico até que seja novamente acionada a chave  $b$ . Essa nova condição introduzirá um potencial nos terminais 6 e 2 próximo de  $V_{cc}$ , ou seja, maior que  $2/3$  de  $V_{cc}$  e  $1/3$  de  $V_{cc}$ , sendo introduzido em R o nível lógico alto e em S o nível lógico baixo. A saída do circuito voltará novamente ao nível lógico baixo, que por consequência altera o transistor para o estado de saturação e descarregará o capacitor  $C$ .

Para o cálculo do tempo de carga e descarga do capacitor, pode-se considerar o mesmo caso demonstrado no circuito multivibrador astável, ou seja:

$$t_{carga} = t_{alto} = 0,6931 \cdot (R_a + R_b) \cdot C$$

$$t_{descarga} = t_{baixo} = 0,6931 \cdot R_a \cdot C$$

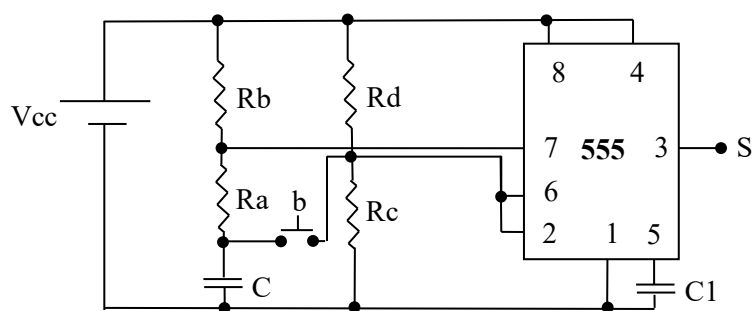


Figura 10 – Circuito multivibrador biestável com circuito integrado 555.

O comportamento do circuito multivibrador biestável pode ser verificado no gráfico da figura 11.

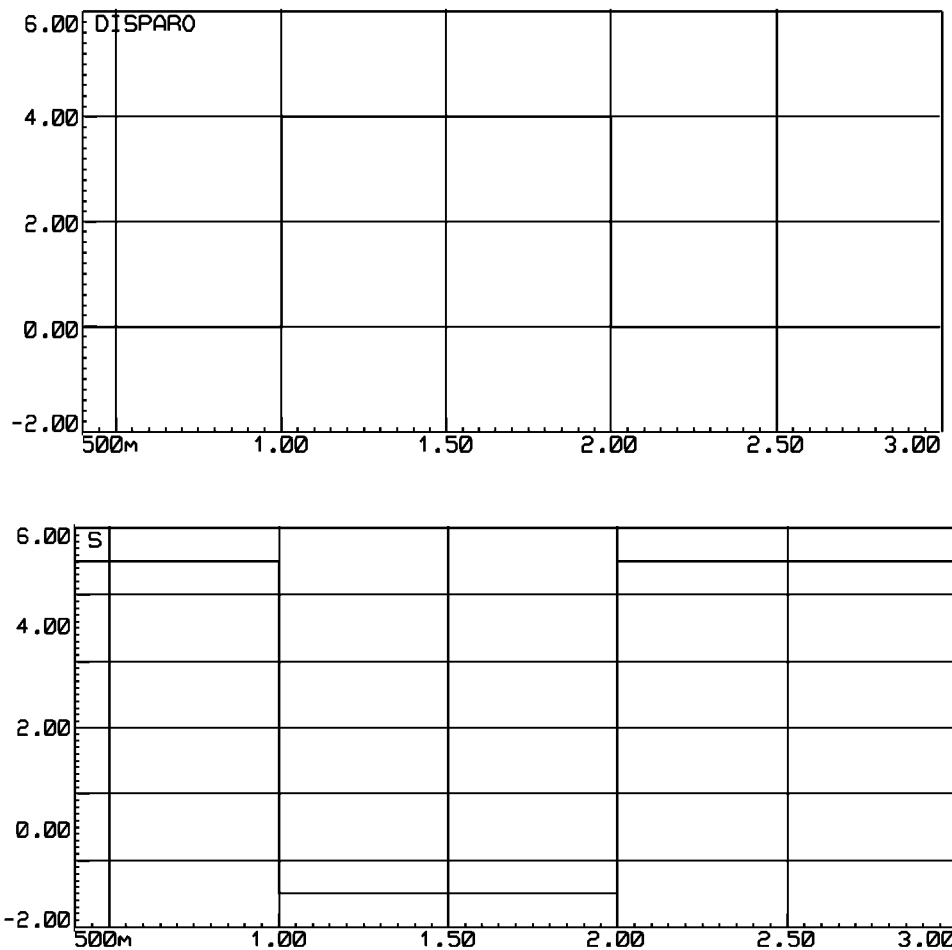


Figura 11 – Gráfico do multivibrador biestável com circuito integrado 555 (saída com relação ao disparo).

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Projete um circuito multivibrador monoestável, a partir de um circuito integrado 555, considerando que o tempo de acionamento (nível lógico alto) de 10s.

### Exercício 02:

Projete um circuito multivibrador astável, a partir de um circuito integrado 555, para que o mesmo oscile em uma frequência de 1kHz.

### Exercício 03:

Projete um circuito multivibrador biestável, a partir de um circuito integrado 555.

## 4 Referências

[1] A. P. MALVINO. Eletrônica. Volumes 1 e 2. Editora McGraw Hill do Brasil, São Paulo, 1987.

---

[2] LALOND, David E.; Ross, John A. Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos – volumes 1 e 2. Makron Books. São Paulo, 1999.

[3] Rosa L.; Pereira F.C. Série Eletrônica – volume 1 – Apostila Senai/SC – São José, 2003.

[4] SOBRINHO, J. P. F.; Carvalho, J. A. D. Osciladores. Editora Érica. São Paulo, 1992.

# 13

## Capítulo

### Multivibradores com transistores bipolares

#### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento dos diversos tipos de multivibradores a transistores bipolares.

#### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento dos multivibradores com transistores bipolares;
- Analisar os diversos tipos de multivibradores montados com transistores bipolares.

#### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre transistores bipolares e introdução a multivibradores.

#### Continuidade

A continuidade no estudo dos multivibradores se dará pelo estudo do Schmitt Trigger e VCO.

## 1 Introdução

Os multivibradores podem também serem implementados com transistores bipolares, que são polarizados para sempre permanecerem em corte ou saturação, ou seja, enquanto um transistor está em corte e disponibilizando nível lógico alto em sua saída, um segundo transistor será forçado para a saturação, levando a saída desse ao nível lógico baixo. Essa condição de corte e saturação deverá se alternar entre os dois transistores durante um período que poderá ser pré-estabelecido no projeto.

## 2 Multivibrador Monoestável

No capítulo anterior foi discutido sobre o funcionamento do multivibrador monoestável, que apresenta apenas um estado estável e que após um pulso no terminal de gatilho do circuito, ocorre a mudança para o estado instável se mantendo assim durante um período pré-determinado. O circuito do multivibrador monoestável que utiliza transistores bipolares é representado na figura 1.

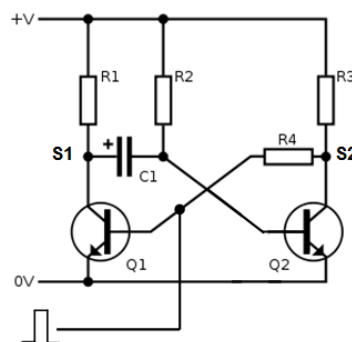


Figura 1 – Esquemático do circuito multivibrador monoestável.

No estado inicial o transistor  $Q_2$  estará no estado de saturação, devido a corrente de base mantida pela resistência  $R_2$ , e o transistor  $Q_1$  estará em corte. Nesse momento as saídas  $S_1$  e  $S_2$  estarão respectivamente em nível lógico alto e nível lógico baixo. Quando um pulso de transição positiva (+V) é introduzido no circuito, o transistor  $Q_1$  será forçado à condição de saturação e consequentemente a saturação de  $Q_2$  ( $S_1$  está no nível lógico baixo e  $S_2$  no nível lógico alto). Neste momento o capacitor  $C_1$  se descarregará através de  $R_2$ , condição essa imposta por  $Q_1$  saturado, até que  $R_2$  volte novamente a fornecer a corrente de base para o transistor  $Q_2$  (Capacitor  $C_1$  totalmente descarregado). Nesse período do funcionamento do multivibrador monoestável o transistor  $Q_1$  volta para o estado de corte, o transistor  $Q_2$  volta para o estado de saturação e o capacitor  $C_1$  volta a ser carregado. As saídas  $S_1$  e  $S_2$  voltarão para o nível lógico alto e baixo respectivamente.

Pode-se projetar o circuito multivibrador monoestável levando em consideração as especificações dos transistores a serem utilizados.

Como exemplo, será projetado um circuito multivibrador monoestável considerando as seguintes especificações:

$$V_{CC} = +V = 10 \text{ V};$$

$$I_{C(sat)} = 10 \text{ mA};$$

$$V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V};$$

$$V_{BE} = 0,7 \text{ V};$$

$$\beta = 100;$$

$$T_{instável} = 0,1 \text{ ms}.$$

Considerando que inicialmente o transistor  $Q_1$  está saturado e o transistor  $Q_2$  está em corte:

$$V_{R1} = V_{CC} - V_{CE(sat)} = 10 - 0,2 = 9,8 \text{ V}$$

$$I_{C1} = V_{R1} / R_1 \rightarrow R_1 = 9,8 / 10 \times 10^{-3} = 980 \Omega \text{ (valor comercial de } 1 \text{ k } \Omega)$$

Pode-se considerar que:

$$R_1 = R_3 = 1 \text{ k } \Omega \text{ (resistências de coletor)}$$

$$I_{b(on)} = I_C / \beta = 10 \times 10^{-3} / 100 = 100 \times 10^{-6} \text{ ou } 100 \mu\text{A}$$

$$V_{R4} = V_{CC} - V_{R3} - V_{BE} = V_{CC} - (R_3 \cdot I_{b(on)}) - V_{BE} = 10 - (1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}) - 0,7 = 9,2 \text{ V}$$

$$R_4 = V_{R4} / I_{b(on)} = 9,2 / 100 \cdot 10^{-6} = 92 \cdot 10^3 \text{ ou } 92 \text{ k } \Omega \text{ (valor comercial de } 91 \text{ k } \Omega)$$

Considerando agora que o transistor  $Q_1$  está em corte e o transistor  $Q_2$  está em saturação:

$$V_{R2} = V_{CC} - V_{BE} = 10 - 0,7 = 9,3 \text{ V}$$

$$R_2 = V_{R2} / I_{b(on)} = 9,3 / 100 \cdot 10^{-6} = 93 \times 10^3 \Omega \text{ ou } 93 \text{ k } \Omega \text{ (valor comercial de } 91 \text{ k } \Omega)$$

O tempo do estado instável ( $S_2$  no nível lógico alto) pode ser determinado pela constante RC, da mesma forma em que foi abordado no multivibrador monoestável do capítulo anterior:

$$t = 0,9 \cdot R_2 \cdot C_1$$

Considerando o exemplo descrito anteriormente, e determinando um tempo de 1 segundo na transição, pode-se determinar que  $C_1$  deverá possuir um valor de 16  $\mu\text{F}$ .

O comportamento das saídas  $S_1$  e  $S_2$  em relação ao disparo do gatilho está ilustrado no gráfico da figura 2.

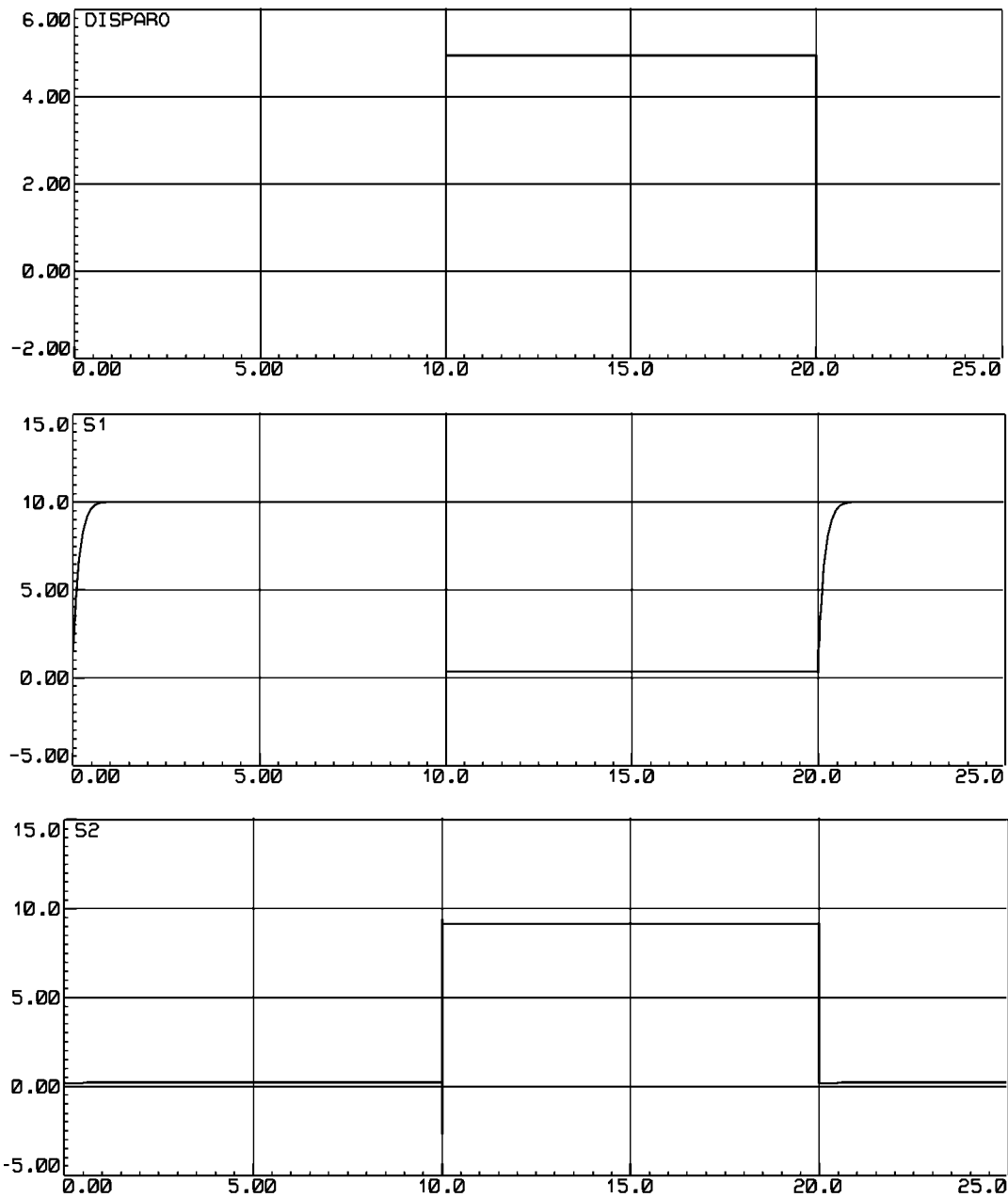


Figura 2 – Gráfico do circuito multivibrador monoestável com transistores bipolares (saídas com relação ao disparo do gatilho).

### 3 Multivibrador Biestável

O multivibrador biestável como visto no capítulo anterior, apresenta em sua saída dois estados estáveis que se alternam conforme o disparo no gatilho. Esse circuito também pode ser chamado de flip-flop. A figura 3 mostra o esquemático do circuito multivibrador biestável com transistores bipolares.

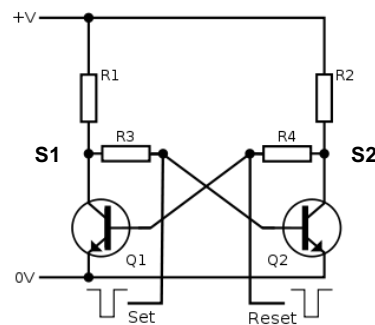


Figura 3 – Esquemático do circuito multivibrador biestável (com set e reset).

Esse circuito funciona introduzindo sinais nos terminais chamados de Set e Reset. Quando é inserido o nível lógico baixo no terminal Set, o transistor  $Q_2$  vai para o estado de corte levando a saída  $S_2$  para o nível lógico alto. Quando é inserido o nível lógico baixo no Reset, o transistor  $Q_1$  vai para o estado de corte levando a saída  $S_1$  para o nível lógico alto. Nesse caso existem estados proibidos, quando o Set e Reset recebem os mesmos sinais, como em um flip-flop RS.

Outra configuração de circuito multivibrador biestável é a ilustrada na figura 4, que possui apenas um terminal de gatilho. Para demonstrar o funcionamento desse circuito supõe-se que o estado inicial do circuito apresente o transistor  $Q_1$  cortado e  $Q_2$  saturado, quando existir a transição do sinal de gatilho para o nível lógico baixo, o diodo  $D_2$  estará momentaneamente polarizado diretamente até carregar o capacitor  $C_2$ . Essa condição deverá forçar o transistor  $Q_2$  para o corte e consequentemente o transistor  $Q_1$  para a saturação, pois receberá uma corrente na base gerada pelas resistências formadas pelas por  $R_2$  e  $R_6$ . Essa condição deverá resultar nas saídas  $S_1$  e  $S_2$ , o nível lógico baixo e nível lógico alto respectivamente. Na próxima transição do sinal de gatilho para o nível lógico baixo, o diodo  $D_1$  estará momentaneamente polarizado diretamente até carregar o capacitor  $C_1$ . O Transistor  $Q_1$  ficará em corte e o  $Q_2$  em saturação, resultando nas saídas  $S_1$  e  $S_2$  no nível lógico alto e baixo respectivamente.

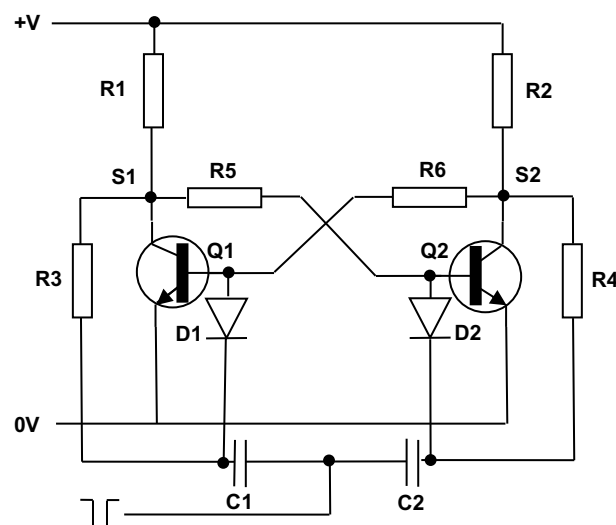


Figura 4 – Esquemático do circuito multivibrador biestável (com gatilho).

Pode-se projetar o circuito multivibrador biestável das figuras 3 e 4, levando em consideração as especificações dos transistores a serem utilizados.

Como exemplo, será projetado um circuito multivibrador biestável considerando as seguintes informações:

$$V_{CC} = +V = 10 \text{ V};$$

$$I_{C(sat)} = 10 \text{ mA};$$

$$V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V};$$

$$V_{BE} = 0,7 \text{ V};$$

$$\beta = 100.$$

Considerando que inicialmente o transistor  $Q_1$  está saturado e o transistor  $Q_2$  está em corte:

$$V_{R1} = V_{CC} - V_{CE(sat)} = 10 - 0,2 = 9,8 \text{ V}$$

$$I_{C1} = V_{R1} / R_1 \rightarrow R_1 = 9,8 / 10 \times 10^{-3} = 980 \Omega \text{ (valor comercial de } 1 \text{ k } \Omega)$$

Pode-se considerar que:

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ k } \Omega \text{ (resistências de coletor)}$$

$$I_{b(on)} = I_C / \beta = 10 \times 10^{-3} / 100 = 100 \times 10^{-6} \text{ ou } 100 \mu\text{A}$$

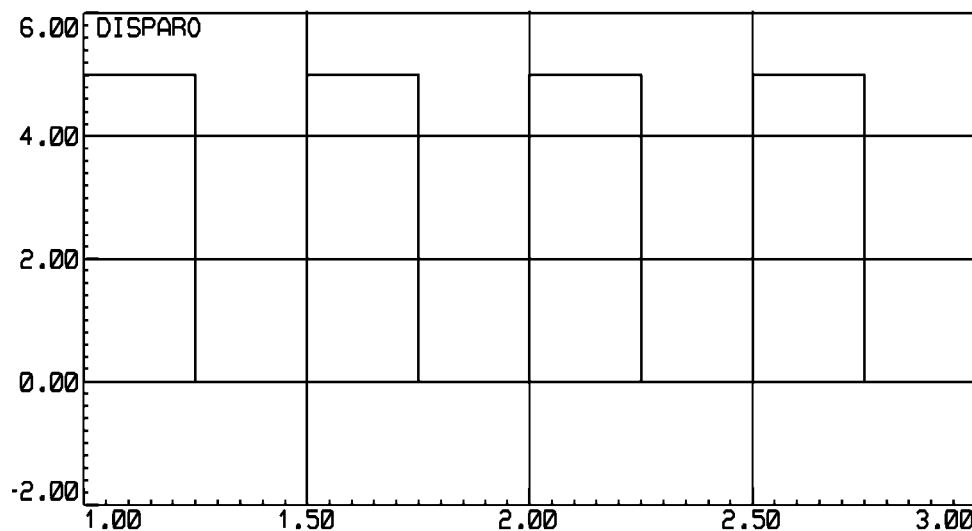
$$V_{R4} = V_{CC} - V_{R2} - V_{BE} = V_{CC} - (R_2 \cdot I_{b(on)}) - V_{BE} = 10 - (1 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-6}) - 0,7 = 9,2 \text{ V}$$

$$R_4 = V_{R4} / I_{b(on)} = 9,2 / 100 \times 10^{-6} = 92 \times 10^3 \Omega \text{ ou } 92 \text{ k } \Omega \text{ (valor comercial de } 91 \text{ k } \Omega)$$

Considerando que:

$$R_4 = R_3 = 91 \text{ k } \Omega$$

O comportamento das saídas  $S_1$  e  $S_2$  em relação ao disparo do gatilho está ilustrado no gráfico da figura 5.



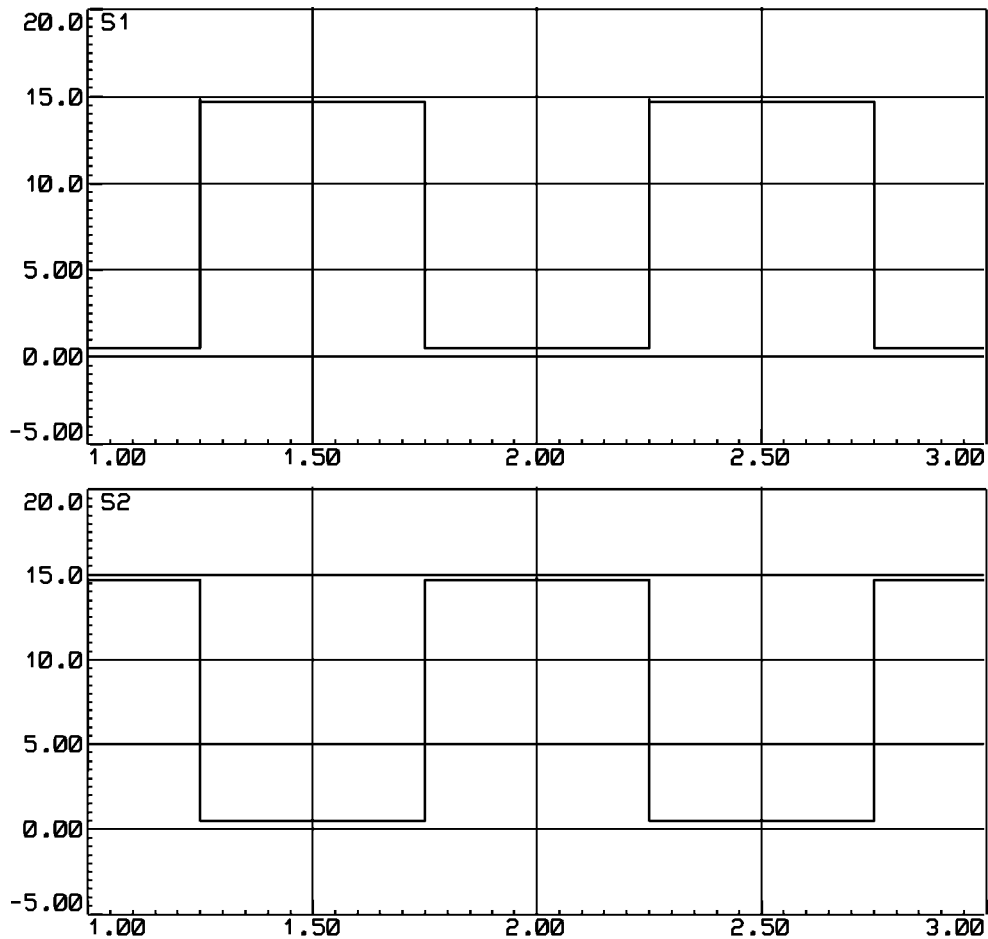


Figura 5 – Gráfico do circuito multivibrador biestável com transistores bipolares (saídas com relação ao disparo do gatilho).

## 4 Multivibrador Astável

O multivibrador astável é um circuito que possui dois estados instáveis que se alternam em um determinado tempo. A sua característica principal é gerar uma forma de onda quadrada sem a necessidade de utilização do gatilho. A figura 6 mostra o esquemático do circuito multivibrador astável com transistores bipolares.

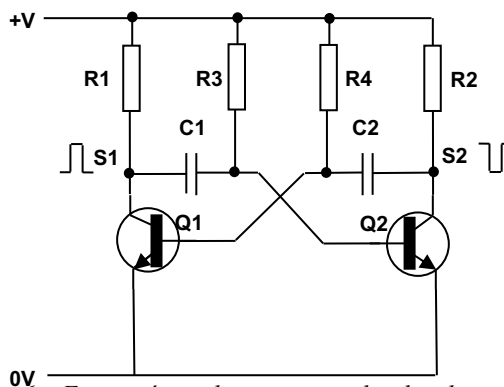


Figura 6 – Esquemático do circuito multivibrador astável.

O funcionamento do multivibrador astável consiste no constante corte e saturação dos transistores de forma alternada, ou seja, quando o transistor  $Q_1$  está em corte o transistor  $Q_2$  está em saturação e vice e versa. Considerando que inicialmente o transistor  $Q_1$  está em corte e o transistor  $Q_2$  em saturação (saídas  $S_1$  e  $S_2$  estão em nível lógico alto e nível lógico baixo respectivamente), o capacitor  $C_1$  nessa condição, será carregado com o valor da tensão de alimentação ( $+V$ ), mantendo o transistor  $Q_2$  na saturação através da resistência  $R_3$ . Já o capacitor  $C_2$  se carrega através da resistência  $R_4$  até o valor de  $0,7\text{ V}$ , ou seja, valor de tensão  $V_{BE}$  necessária para forçar a condição de saturação de  $Q_1$ . Essa nova condição faz com que o capacitor  $C_1$  se descarregue e leve a tensão  $V_{BE}$  do transistor  $Q_2$  a zero, forçando a condição de corte no transistor. Nesse momento a condição do transistor  $Q_1$  é de saturação e do transistor  $Q_2$  de corte, promovendo na saída  $S_1$  o nível lógico baixo e na saída  $S_2$  o nível lógico alto. O capacitor  $C_2$  se carregará com o valor de tensão ( $+V$ ), mantendo agora o transistor  $Q_1$  na saturação através da resistência  $R_4$  e o capacitor  $C_1$  também se carregará através da resistência  $R_3$  até chegar ao valor de  $0,7\text{ V}$  no  $V_{BE}$  do transistor  $Q_2$ . Então, o transistor  $Q_1$  ficará no corte e  $Q_2$  na saturação e as saídas  $S_1$  e  $S_2$  ficarão no nível lógico alto e nível lógico baixo respectivamente, com o ciclo sempre se repetindo.

Pode-se projetar o circuito multivibrador astável da figura 6, levando em consideração as especificações dos transistores a serem utilizados.

Como exemplo será projetado um circuito multivibrador astável considerando as seguintes informações:

$$V_{CC} = +V = 10\text{ V};$$

$$I_{C(sat)} = 10\text{ mA};$$

$$V_{CE(sat)} = 0,2\text{ V};$$

$$V_{BE} = 0,7\text{ V};$$

$$\beta = 100.$$

Considerando que inicialmente o transistor  $Q_1$  está saturado e o transistor  $Q_2$  está em corte:

$$V_{R1} = V_{CC} - V_{CE(sat)} = 10 - 0,2 = 9,8\text{ V}$$

$$I_{C1} = V_{R1} / R_1 \rightarrow R_1 = 9,8 / 10 \times 10^{-3} = 980\ \Omega \text{ (valor comercial de } 1\text{ k } \Omega)$$

Pode-se considerar que:

$$R_1 = R_2 = 1\text{ k } \Omega \text{ (resistências de coletor)}$$

$$I_{b(on)} = I_C / \beta = 10 \times 10^{-3} / 100 = 100 \times 10^{-6} \text{ ou } 100\ \mu\text{A}$$

$$V_{R4} = V_{CC} - V_{BE} = V_{CC} - V_{BE} = 10 - 0,7 = 9,3\text{ V}$$

$$R_4 = V_{R4} / I_{b(on)} = 9,3 / 100 \times 10^{-6} = 93 \times 10^3\ \Omega \text{ ou } 93\text{ k } \Omega \text{ (valor comercial de } 91\text{ k } \Omega)$$

Considerando que:

$$R_4 = R_3 = 91 \text{ k}\Omega$$

Pode-se também alterar o tempo de oscilação modificando os valores RC do circuito, conforme as expressões abaixo:

$$t_1 = 0,69 \cdot R_4 \cdot C_2$$

$$t_2 = 0,69 \cdot R_3 \cdot C_1$$

$$t_{total} = t_1 + t_2$$

Considerando o exemplo descrito anteriormente, e determinando um período de 1 segundo na transição, pode-se determinar que  $C_1$  e  $C_2$  deverá possuir o valor de  $8 \mu\text{F}$ .

Devido à rápida carga do capacitor  $C_1$  por  $R_1$  e  $C_2$  por  $R_2$ , existirá uma deformação na forma de onda das saídas  $S_1$  e  $S_2$  conforme mostra a figura 7.

Para evitar essa distorção indesejada, pode-se utilizar um resistor em paralelo com as resistências de coletores e um diodo retificador, como mostra a figura 8. Agora são essas resistências que promoverão a carga de  $C_1$  e  $C_2$  em um menor tempo, quando o diodo estiver bloqueado.

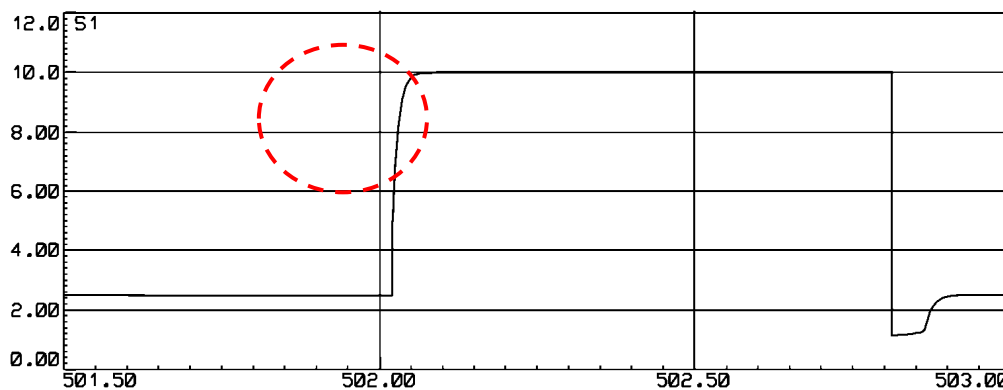


Figura 7 – Detalhe da deformação do sinal de saída do multivibrador astável com transistores bipolares.

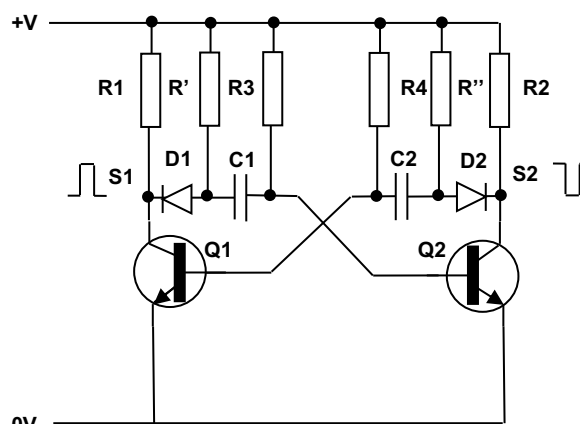


Figura 8 – Esquemático do circuito multivibrador astável com diminuição da distorção do sinal de saída.

O comportamento das saídas  $S_1$  e  $S_2$  em relação ao disparo do gatilho está ilustrado no gráfico da figura 9.

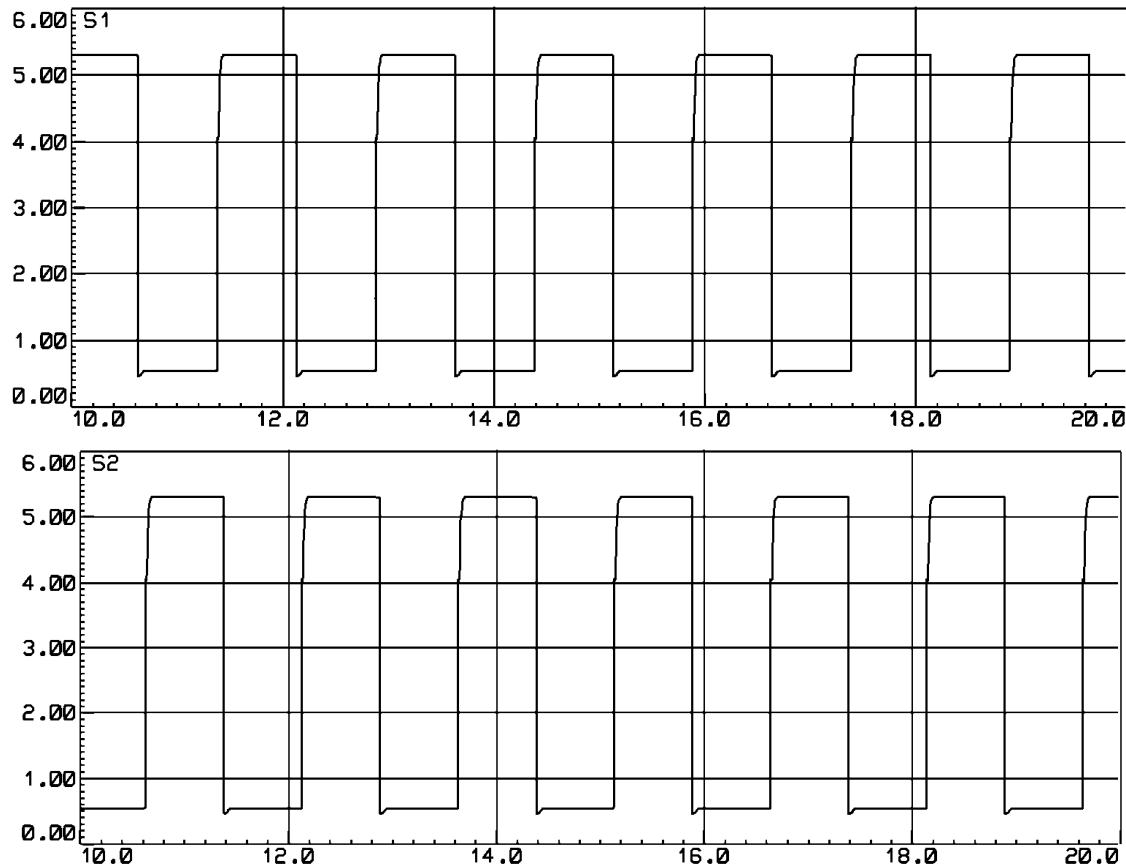


Figura 9 – Gráfico do circuito multivibrador astável com transistores bipolares (saídas em relação ao tempo).

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Projete um circuito multivibrador monoestável com transistores bipolares, considerando que o tempo de acionamento (nível lógico alto) de 10 s.

Dados:  $V_{CC} = +V = 15\text{ V}$ ;  $I_{C(sat)} = 14\text{ mA}$ ;  $V_{CE(sat)} = 0,2\text{ V}$ ;  $V_{BE} = 0,7\text{ V}$ ;  $\beta = 100$ .

### Exercício 02:

Projete um circuito multivibrador biestável com transistores bipolares.

Dados:  $V_{CC} = +V = 15\text{ V}$ ;  $I_{C(sat)} = 14\text{ mA}$ ;  $V_{CE(sat)} = 0,2\text{ V}$ ;  $V_{BE} = 0,7\text{ V}$ ;  $\beta = 100$ .

### Exercício 03:

Projete um circuito multivibrador astável com transistores, para que o mesmo oscile em uma frequência de 6 Hz.

Dados:  $V_{CC} = +V = 15\text{ V}$ ;  $I_{C(sat)} = 14\text{ mA}$ ;  $V_{CE(sat)} = 0,2\text{ V}$ ;  $V_{BE} = 0,7\text{ V}$ ;  $\beta = 100$ .

---

## 5 Referências

- [1] A. P. MALVINO. Eletrônica. Volumes 1 e 2. Editora McGraw Hill do Brasil, São Paulo, 1987.
- [2] LALOND, David E.; Ross, John A. Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos – volumes 1 e 2. Makron Books. São Paulo, 1999.
- [4] SOBRINHO, J. P. F.; Carvalho, J. A. D. Osciladores. Editora Érica. São Paulo, 1992.

# 14

## Capítulo

## Osciladores Controlados por Tensão

### Meta deste capítulo

Entender o princípio de funcionamento de osciladores controlados por tensão.

### objetivos

- Entender o princípio de funcionamento de osciladores controlados por tensão;
- Analisar osciladores controlados por tensão;
- Projetar os componentes de osciladores controlados por tensão;
- Avaliar o funcionamento por simulação de osciladores controlados por tensão;
- Implementar e ensaiar osciladores controlados por tensão.

### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo sobre multivibradores.

### Continuidade

A continuidade no estudo de osciladores e multivibradores se dará pela revisão geral dos assuntos abordados.

Prof. Clóvis Antônio Petry.  
Florianópolis, março de 2013.

## 1 Introdução

Os osciladores estudados até o presente momento apresentavam frequência fixa de oscilação e tensão de saída indeterminada ou fixa. Em muitas situações é desejável que a frequência e/ou tensão de saída possam ter seus valores alterados pelo usuário. A frequência pode ser alterada modificando-se a constante de tempo do oscilador, seja alterando o valor do resistor, capacitor ou indutor, conforme o caso.

Por outro lado, em diversas aplicações, como por exemplo em áudio, recepção de sinais, etc., é interessante que a frequência da oscilação seja controlada por uma tensão presente no circuito. Isso tem aplicação em circuitos de sintonia automática, seja em rádio-receptores, televisores e outros equipamentos do gênero. Neste caso empregam-se os osciladores controlados por tensão (VCO).

O objetivo deste capítulo é o estudo de osciladores controlados por tensão (VCO), utilizando-se para tal um componente específico, o circuito integrado 566.

## 2 Oscilador Controlado por Tensão com CI 566

Um oscilador controlado por tensão (VCO) é um circuito que oferece um sinal variável de saída (normalmente uma forma de onda quadrada ou triangular) cuja frequência é controlada por uma tensão em corrente contínua [1].

O circuito integrado 566 é dedicado para osciladores controlados por tensão, ou seja, com poucos componentes externos é possível se obter um VCO, apresentando na saída formas de onda quadrada e triangular. A frequência de oscilação é determinada por um conjunto de resistor e capacitor, conectados externamente. Da precisão destes componentes depende a estabilidade da frequência com a qual o circuito irá oscilar.

Na Figura 1 mostra-se o diagrama de blocos do circuito integrado 566. Pode-se notar pela figura que o 566 apresenta uma fonte de corrente que provocará a carga e descarga do capacitor. A velocidade de carga e descarga do capacitor dependerá da corrente controlada pelo resistor, o que afetará diretamente a frequência de oscilação. Além disso, pode ser aplicada uma tensão externa que irá alterar a velocidade de carga e descarga do capacitor, daí possibilitando a implementação de osciladores controlados por tensão.

O comparador com histerese (Schmitt Trigger) é responsável por resetar o processo de carga e iniciar o processo de descarga do capacitor em determinados momentos, e resetar o processo de descarga e iniciar o processo de carga do mesmo capacitor no momento seguinte. Tanto a onda triangular (carga e descarga no capacitor) como a quadrada (saída do comparador

com histerese) estão presentes nas saídas do circuito integrado. Estes sinais são amplificados antes de serem disponibilizados nas saídas do 566.

Em linhas gerais, as características elétricas do circuito integrado 566 podem ser resumidas como segue:

- Valor do resistor  $R_1$ :  $2\text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 20\text{ k}\Omega$ ;
- Tensão de modulação:  $0,75 \cdot V_{cc} \leq v_c \leq V_{cc}$ ;
- Frequência de oscilação:  $F_o \leq 1\text{ MHz}$ ;
- Tensão de alimentação:  $10\text{ V} \leq V_{cc} \leq 24\text{ V}$ .

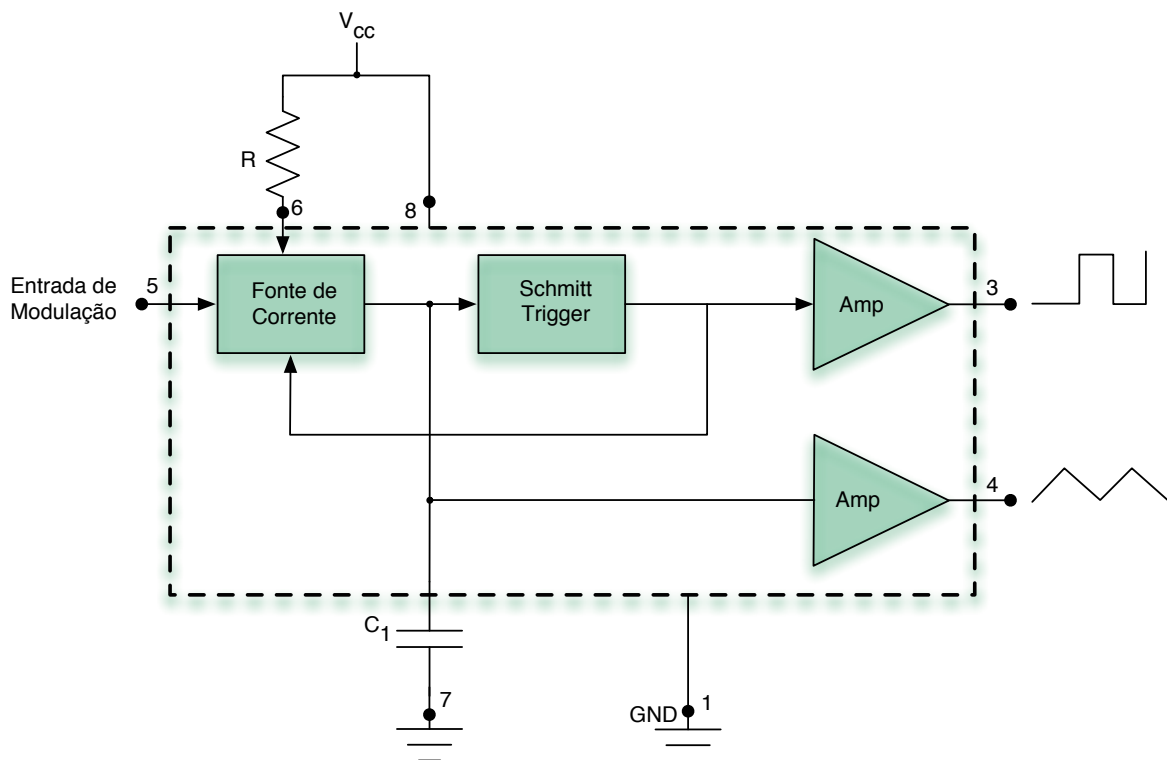


Figura 1 - Estrutura básica do circuito integrado 566.

A frequência de oscilação (central quando for VCO) é determinada por:

$$F_o = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right)$$

### 3 VCO com CI 566 e Frequência Fixa

Na Figura 2 mostra-se um oscilador controlado por tensão com o circuito integrado 566, onde a tensão de modulação ( $v_c$ ) é fixada pelo divisor de tensão formado por  $R_2$  e  $R_3$ .

A tensão de controle será:

$$v_c = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{cc} = \frac{10\text{ k}}{1,5\text{ k} + 10\text{ k}} \cdot 12 = 10,4\text{ V}$$

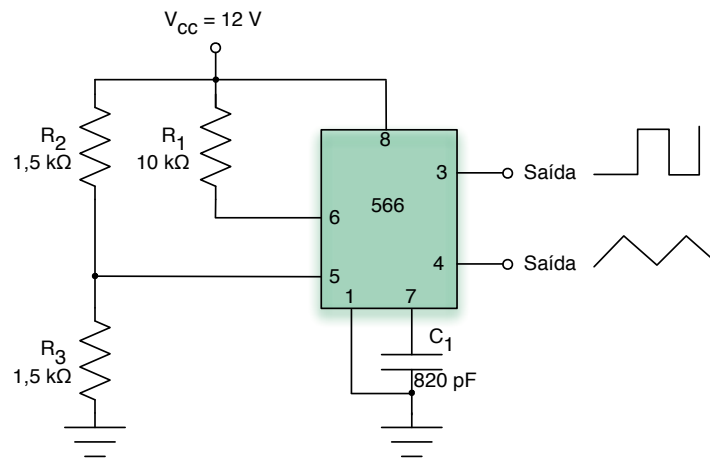


Figura 2 – VCO com integrado 566 e frequência fixa.

Portanto, a frequência de oscilação será:

$$F_o = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right) = \frac{2}{10k \cdot 820p} \cdot \left( \frac{12 - 10,4}{12} \right) = 32,5kHz$$

#### 4 VCO com CI 566 e Ajustável com Potenciômetro

Na Figura 3 mostra-se um oscilador controlado por tensão com o circuito integrado 566, onde a tensão de modulação ( $v_c$ ) é obtida pelo divisor de tensão formado por  $R_2$  e  $R_4$  e o potenciômetro  $R_3$ . Neste caso a frequência de saída será alterada pela posição do potenciômetro.

A tensão de controle será:

$$v_C^{low} = \frac{R_4}{R_2 + R_3 + R_4} \cdot V_{cc} = \frac{18k}{0,51k + 18k + 5k} \cdot 12 = 9,19V$$

$$v_C^{high} = \frac{R_4 + R_3}{R_2 + R_3 + R_4} \cdot V_{cc} = \frac{18k + 5k}{0,51k + 18k + 5k} \cdot 12 = 11,74V$$

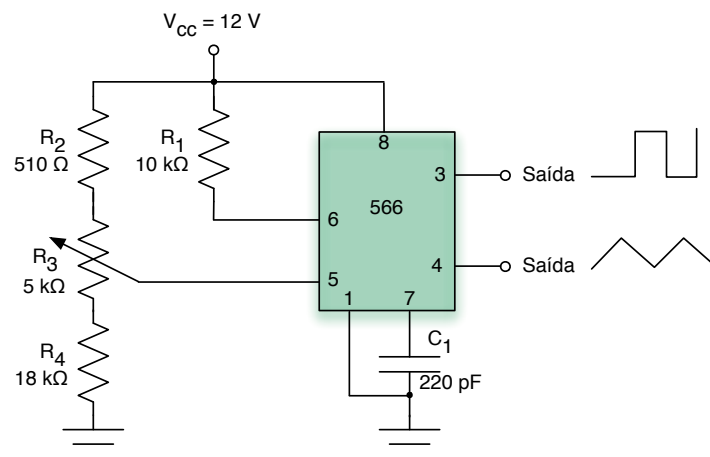


Figura 3 – VCO com integrado 566 e frequência ajustável por potenciômetro.

Portanto, a frequência de oscilação será:

$$F_o^{low} = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right) = F_o = \frac{2}{10k \cdot 220p} \cdot \left( \frac{12 - 11,74}{12} \right) = 19,7 \text{ kHz}$$

$$F_o^{high} = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right) = F_o = \frac{2}{10k \cdot 220p} \cdot \left( \frac{12 - 9,19}{12} \right) = 212,9 \text{ kHz}$$

Assim, pode-se variar a frequência de oscilação da saída como:

$$19,7 \text{ kHz} \leq F_o \leq 212,9 \text{ kHz}$$

Note que a variação da frequência dos sinais de saída é de aproximadamente dez (10) vezes. Isso ocorre pelos valores adotados para os resistores, que devem respeitar o critério  $2 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 20 \text{ k}\Omega$ , que apresenta uma relação justamente de dez vezes.

## 5 VCO com CI 566 e Tensão Modulante

Na Figura 4 mostra-se um oscilador controlado por tensão com o circuito integrado 566, onde a tensão de modulação ( $v_c$ ) é inserida externamente. Neste caso a frequência de saída será alterada pelo valor aplicado na entrada.

O valor da tensão de controle sem sinal externo será:

$$v_C^{central} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{cc} = \frac{10k}{1,5k + 10k} \cdot 12 = 10,4 \text{ V}$$

Lembrando que a tensão de controle pode assumir:

$$0,75 \cdot V_{cc} \leq v_C \leq V_{cc}$$

$$0,75 \cdot 12 \leq v_C \leq 12$$

$$9 \text{ V} \leq v_C \leq 12 \text{ V}$$

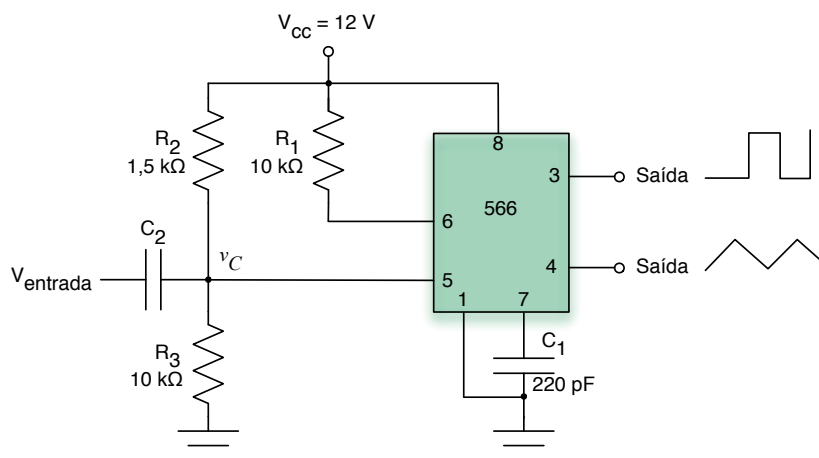


Figura 4 – VCO com integrado 566 e tensão modulante.

Portanto, a frequência de oscilação será:

Assim, a tensão de entrada poderia ser uma senóide com amplitude de 1,4 V (10,4 – 9), fazendo a tensão de controle variar de aproximadamente 9 V até 11,8 V, variando a frequência como:

$$F_o^{v_c=9V} = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right) = F_o = \frac{2}{10k \cdot 220p} \cdot \left( \frac{12-9}{12} \right) = 227,272 \text{ kHz}$$

$$F_o^{v_c=10,4V} = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right) = F_o = \frac{2}{10k \cdot 220p} \cdot \left( \frac{12-10,4}{12} \right) = 121,212 \text{ kHz}$$

$$F_o^{v_c=12V} = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \cdot \left( \frac{V_{cc} - v_c}{V_{cc}} \right) = F_o = \frac{2}{10k \cdot 220p} \cdot \left( \frac{12-11,8}{12} \right) = 15,151 \text{ kHz}$$

## Exercícios Gerais

### Exercício 01:

Calcule a frequência central de um VCO, utilizando o circuito integrado 566, como mostrado na Figura 5, com  $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$  e  $C_1 = 0,001 \text{ }\mu\text{F}$ .

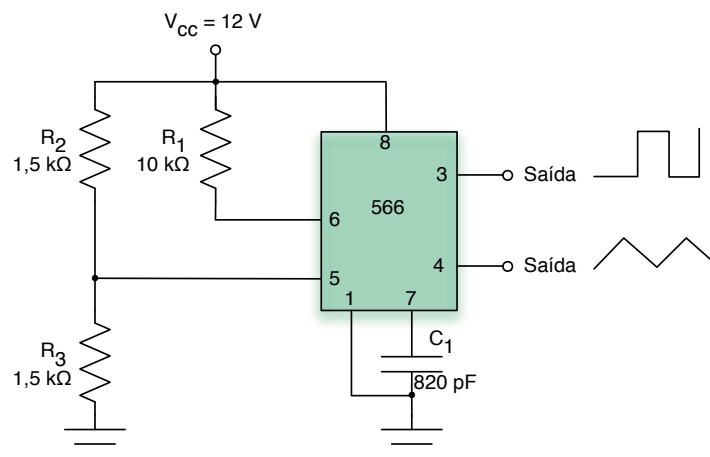


Figura 5 – Circuito do exercício 01.

### Exercício 02:

Que valor de capacitor para  $C_1$  é requerido no circuito da Figura 6 para obter uma frequência central de 100 kHz.

### Exercício 03:

Determine o capacitor necessário no circuito da Figura 5 para uma saída de 200 kHz.

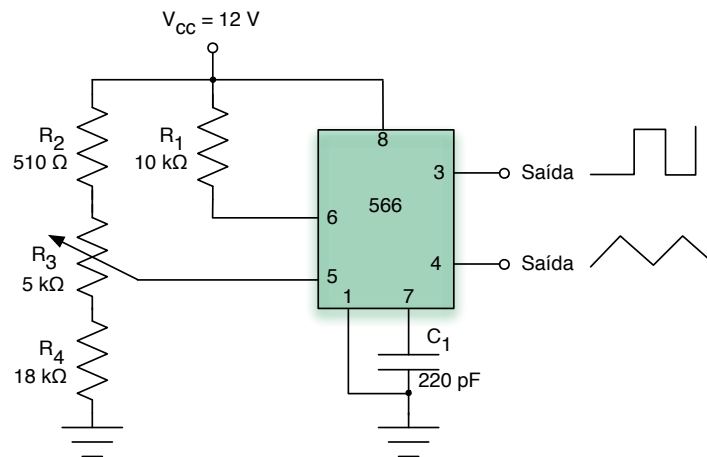


Figura 6 – Circuito do exercício 02.

## 6 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.

## Polarização de Transistores

### Meta deste capítulo

Relembrar os principais circuitos de polarização de transistores bipolares.

## objetivos

- Apresentar a importância dos circuitos de polarização;
- Analisar os principais circuitos de polarização;
- Resolver exercícios envolvendo circuitos de polarização de transistores;
- Iniciar o contato com circuitos osciladores e multivibradores.

### Pré-requisitos

Não há pré-requisitos para este capítulo.

### Continuidade

A continuidade desta etapa de revisão de conteúdos, antes de iniciar-se a análise de circuitos osciladores e multivibradores, se dará com um estudo de revisão de amplificadores operacionais.

## 1 Introdução

O emprego de transistores bipolares de junção (BJTs) em circuitos eletrônicos é muito frequente, o que também ocorre com circuitos osciladores e multivibradores.

Especialmente em circuitos osciladores discretos, operando em altas frequências, é usual a utilização de transistores bipolares de junção, além de outras tecnologias de transistores e amplificadores operacionais.

Este capítulo pretende relembrar ao estudante os principais circuitos de polarização e sua análise, principais características, além de exemplos em circuitos osciladores e multivibradores.

## 2 Considerações Iniciais

Os transistores bipolares de junção podem ser divididos, quanto a sua construção e portanto funcionamento, em transistores npn ou pnp. Nas figuras Figura 1 e Figura 2 mostram-se os dois modelos e as variáveis principais nestes componentes.

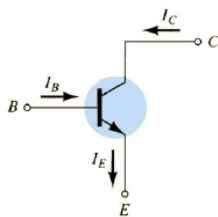


Figura 1 - Transistor npn.

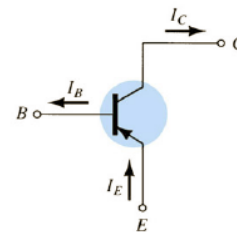


Figura 2 - Transistor pnp.

As principais relações básicas no transistor são:

- Tensão base-emissor ( $V_{BE}$ );
- Tensão coletor-emissor ( $V_{CE}$ );
- Corrente de emissor ( $I_E$ );
- Corrente de coletor ( $I_C$ );
- Ganho ( $\beta$ ).

Algumas considerações são importantes para a análise dos circuitos de polarização, que será realizada adiante. Estas considerações são apresentadas abaixo, correspondendo a tensão base-emissor, característica da queda de tensão de uma junção pn; a corrente de base é muito pequena em relação a corrente de coletor, podendo-se aproximar  $I_E = I_C$ ; a corrente de base é a corrente de coletor dividida pelo ganho do transistor.

$$V_{BE} = 0,7V ;$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B \cong I_C ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B .$$

A partir dos valores destas variáveis pode-se determinar se o transistor está operando em uma de suas três regiões de polarização, quais sejam:

- Região de corte – o transistor não estará conduzindo;
- Região ativa - o transistor estará operando na região de amplificação linear;
- Região de saturação – o transistor estará conduzindo em sua capacidade plena.

Na Figura 3 são apresentadas, em destaque, as três regiões de operação dos transistores bipolares de junção.

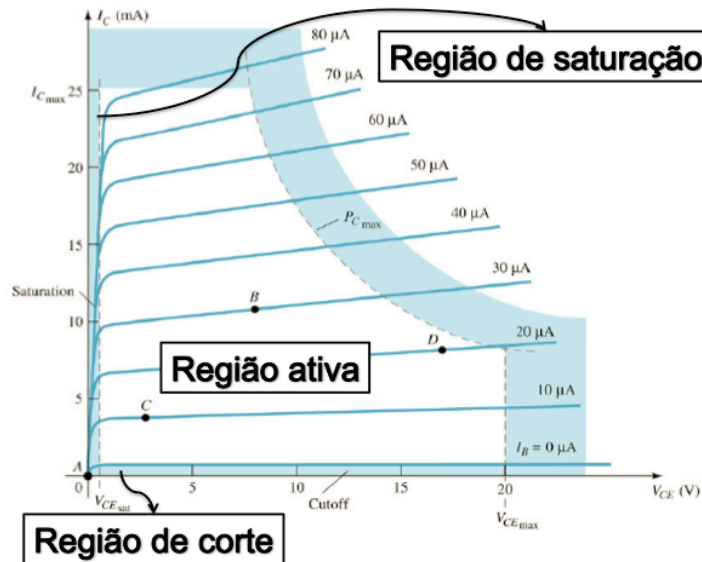


Figura 3 - Regiões de polarização de um transistor bipolar.

### 3 Configuração Emissor-Comum com Polarização Fixa

Um dos circuitos mais simples para polarização de transistores bipolares de junção é a configuração emissor-comum com polarização fixa.

O circuito apresentado na Figura 4 é um exemplo do emprego desta técnica de polarização em um amplificador de sinais. Note que a tensão de entrada do circuito é  $v_i$  e a tensão de saída é  $v_o$ . Se considerarmos que para operação com frequência nula (tensão e corrente contínua) um capacitor se comporta como um circuito aberto e um indutor como um curto-circuito, podemos obter o circuito da Figura 5.

$$|X_L| = \omega \cdot L = 2\pi \cdot F \cdot L = 2\pi \cdot 0 \cdot L = 0\Omega ;$$

$$|X_c| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot F \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 0 \cdot C} = \infty \Omega.$$

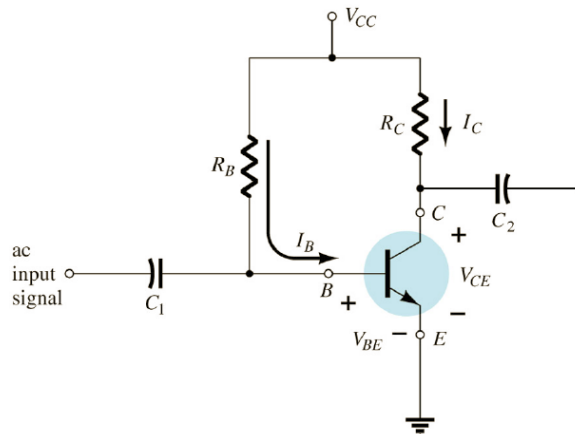


Figura 4 - Configuração emissor-comum com polarização fixa.

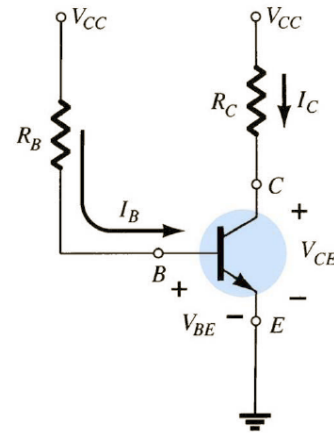


Figura 5 - Circuito de polarização em CC.

Fazendo-se a análise da malha de base-emissor, pode-se desenhar o circuito da Figura 6, obtendo-se:

$$+V_{CC} - I_B \cdot R_B - V_{BE} = 0;$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}.$$

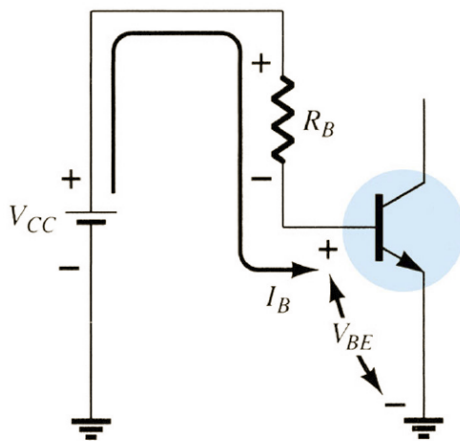


Figura 6 - Malha base-emissor.

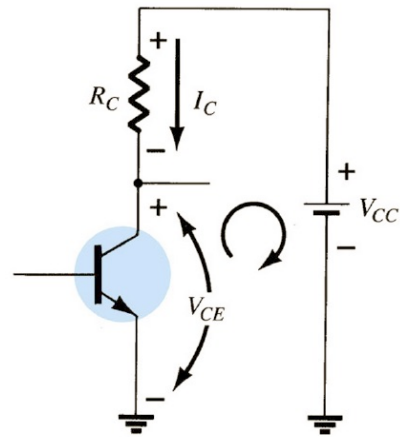


Figura 7 - Malha coletor-emissor

Do mesmo modo, analisando a malha coletor-emissor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$V_{CE} + I_C \cdot R_C - V_{CC} = 0;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C.$$

## Exemplo Resolvido

Seja o circuito da Figura 8, a partir do que foi estudado anteriormente, pode-se determinar as variáveis do circuito conforme segue.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0,7}{240k} = 47,08 \mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 50 \cdot 47,08 \mu = 2,35 mA;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 12 - 2,35m \cdot 2,2k = 6,83V;$$

$$V_{BE} = V_B = 0,7V;$$

$$V_{CE} = V_C = 6,83V;$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0,7 - 6,83 = -6,13V.$$

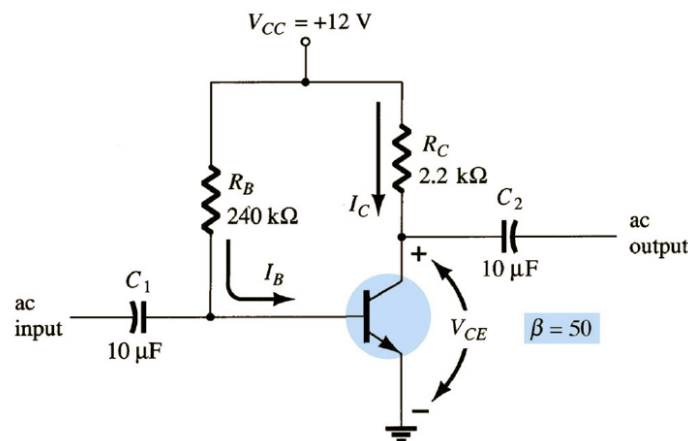


Figura 8 – Circuito de amplificador para o exemplo resolvido.

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Considerando o circuito da Figura 8 e que a tensão de alimentação seja de 5 V, determine:

- $I_B, I_C$ ;
- $V_{BE}, V_{CE}, V_{CB}$ ;
- $V_B, V_C$ .

### 3.1 Operação na região de saturação

Se o transistor estiver operando na região de saturação, conforme mostrado na Figura 3, então pode-se considerar que a tensão coletor-emissor tenda a zero, como mostrado na Figura 9.

A corrente de saturação pode ser determinada por:

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

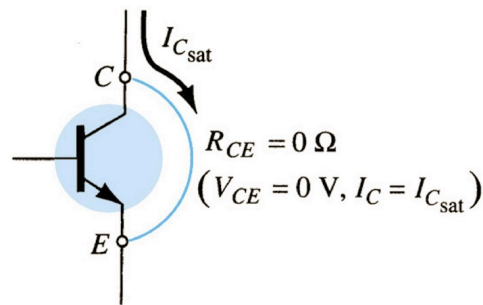


Figura 9 - Transistor operando na saturação.

Lembre que, em oposição à operação na saturação, tem-se a operação na região de corte, onde pode-se considerar:

$$I_C = 0;$$

$$V_{CE} = V_{CC}$$

Utilizando estes limites de operação ( $I_{C_{sat}}$  e  $V_{CE} = V_{CC}$ ) tem-se a reta de carga do circuito, como está mostrado na Figura 10.

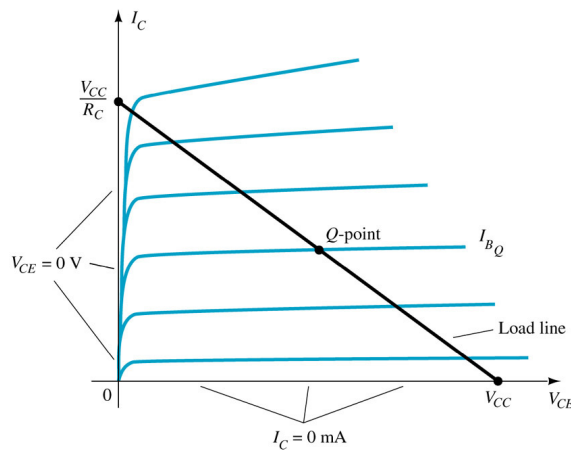


Figura 10 - Reta de carga para polarização fixa.

## Exemplo Resolvido

Considerando o circuito da Figura 11, determinar-se-á a corrente de coletor, caso o transistor esteja saturado, por:

$$I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C};$$

$$I_{C_{sat}} = \frac{12}{3k} = 4mA.$$

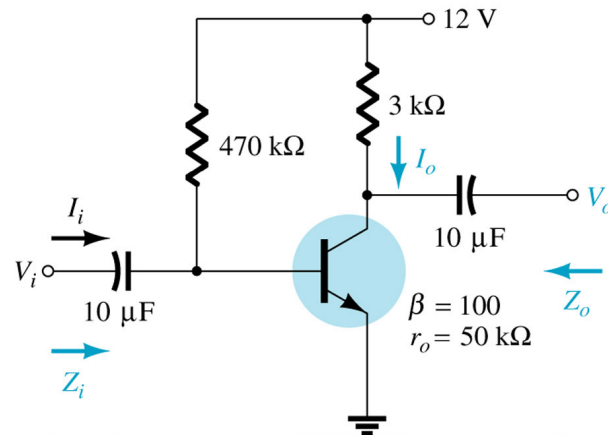


Figura 11 - Circuito exemplo para transistor operando na saturação.

## Exercícios Específicos

### Exercício 02:

Para o circuito da Figura 12 operando na região de saturação, determine a corrente de coletor.

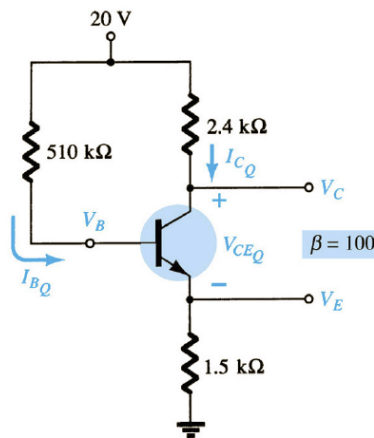


Figura 12 - Circuito para exercício considerando transistor na região de saturação.

## 4 Polarização Estável de Emissor

O principal problema da configuração emissor-comum com polarização fixa é a dependência da corrente de base com o ganho do transistor. Isso pode ser notado pelas expressões abaixo:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \text{ e } I_C = \beta \cdot I_B.$$

Para diminuir a dependência da corrente de base do ganho do transistor, que é muito dependente da temperatura de operação e da fabricação do semicondutor, insere-se um resistor de emissor ao circuito de polarização fixa, originando o circuito de polarização estável de emissor, mostrado na Figura 13.

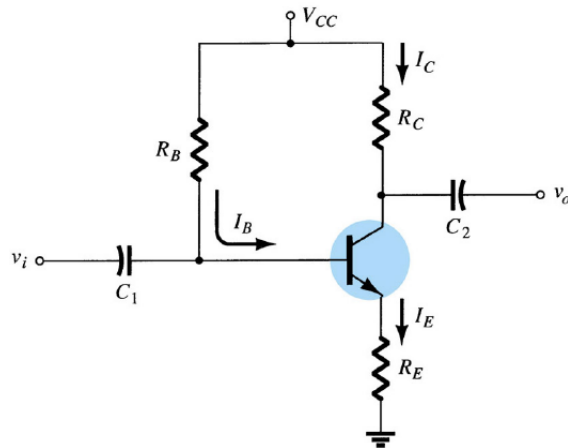


Figura 13 - Circuito de polarização estável de emissor.

Fazendo-se a análise da malha de emissor, pode-se escrever que:

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \cdot R_E};$$

$$I_C = \beta \cdot I_B.$$

A resistência de entrada, vista pela fonte  $v_i$ , considerando o capacitor um curto-circuito, será:

$$R_i = (\beta + 1) \cdot R_E.$$

Note que enquanto a corrente de base na polarização fixa é dada pela tensão dividida pela resistência de base ( $R_B$ ). Já na polarização estável de emissor, o denominador para determinar a corrente de base é  $R_B + (\beta + 1) \cdot R_E$ .

## Exercícios Específicos

### Exercício 03:

Considere o circuito de polarização fixa apresentado na Figura 14 e o circuito de polarização estável de emissor da Figura 15. Faça uma análise do comportamento das principais

variáveis do circuito ( $I_B$ ,  $I_C$ ,  $V_{CE}$ ) considerando um aumento de 90% no ganho dos transistores.

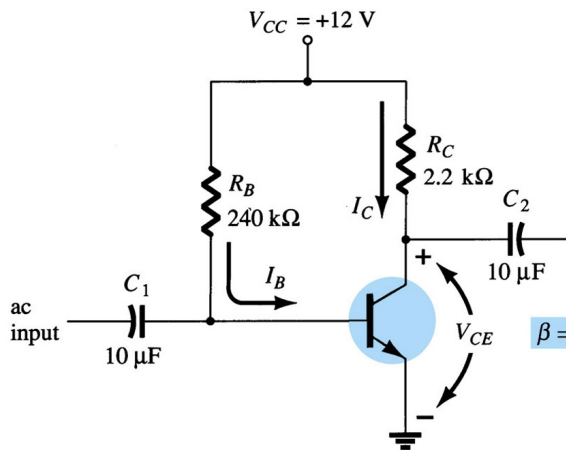


Figura 14 - Circuito com polarização fixa.

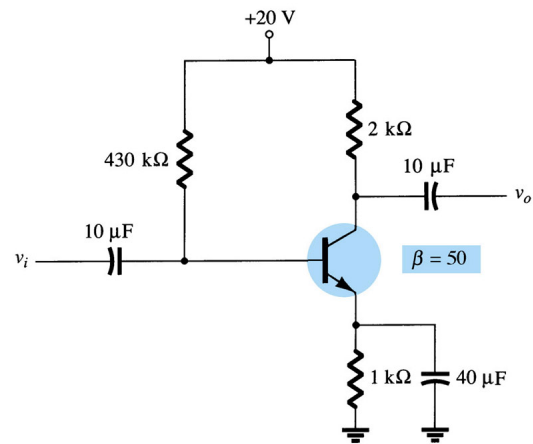


Figura 15 - Circuito de polarização estável de emissor.

**Exercício 04:**

Faça a análise do circuito de polarização do oscilador mostrado na Figura 16. Determine também as variáveis principais do circuito considerando a região de saturação e corte, para fins de desenho da reta de carga do mesmo.

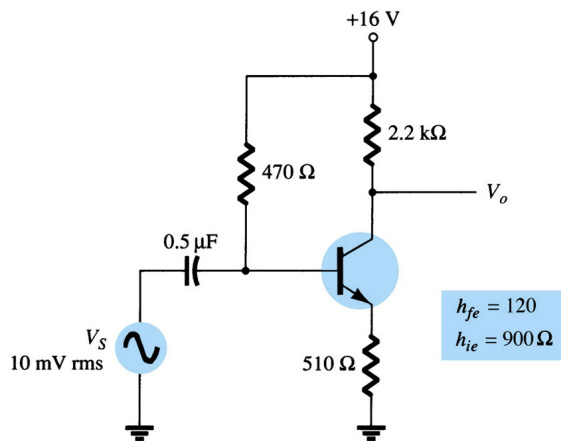


Figura 16 - Circuito de polarização de oscilador.

## 5 Polarização por Divisor de Tensão

O circuito mais utilizado para polarização de transistores, por possuir excelentes características quanto a independência da corrente de base com o ganho do transistor, é o divisor de tensão para geração da tensão de base, como está mostrado na Figura 17.

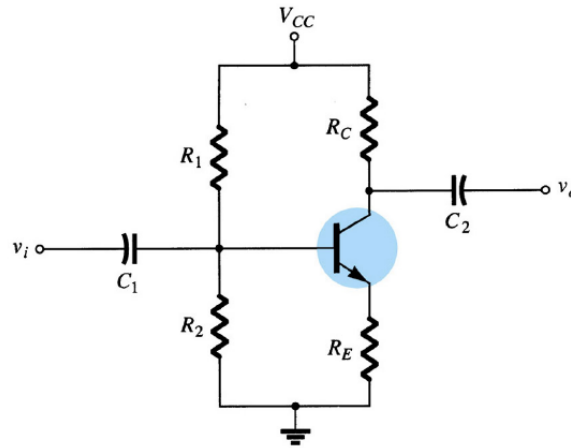


Figura 17 - Circuito de polarização por divisor de tensão.

Pode-se utilizar o circuito equivalente de Thévenin para determinar a tensão de base e a resistência equivalente deste circuito, de acordo com a Figura 18.

A resistência equivalente a tensão da fonte de Thévenin serão:

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

$$V_{TH} = V_{R2} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2}.$$

Portanto, a corrente de base e a tensão coletor-emissor serão:

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

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot (R_C + R_E).$$

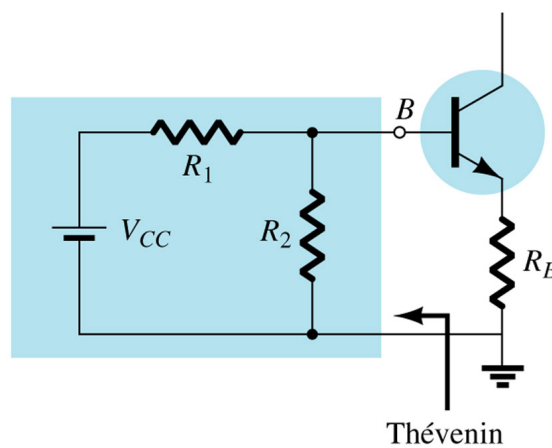


Figura 18 - Circuito equivalente de Thévenin.

Note que a corrente de base é determinada considerando a resistência equivalente de Thévenin e a parcela dependente do ganho ( $\beta$ ).

## Exercícios Específicos

### Exercício 05:

Determine a corrente de base, corrente de coletor e tensão coletor-emissor para o circuito da Figura 19.

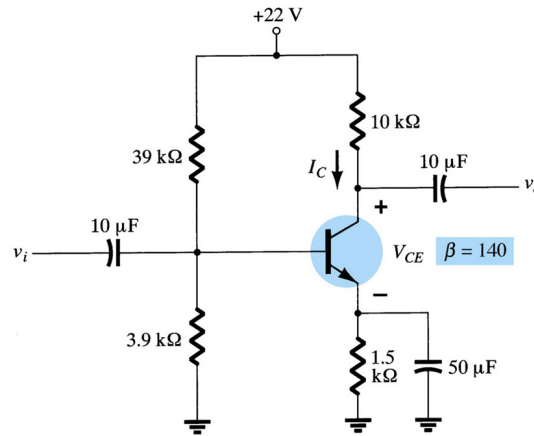


Figura 19 - Circuito de polarização por divisor de tensão para exercícios.

### Exercício 06:

Considere ainda o circuito da Figura 19. Refaça a análise supondo que o ganho do transistor sofreu uma variação de +100%. Compare os resultados obtidos com o exercício anterior.

## 6 Polarização com Realimentação de Tensão

Uma alternativa para melhorar a estabilidade do circuito de polarização em relação ao ganho do transistor é inserir uma realimentação de coletor para a base, como pode ser observado na Figura 20.

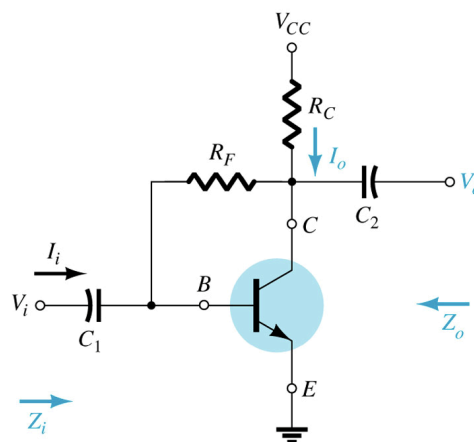


Figura 20 - Circuito de polarização com realimentação de coletor.

A análise fica um pouco mais trabalhosa, mas facilmente pode-se obter:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta \cdot (R_C + R_E)};$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot (R_C + R_E).$$

## Exercícios Gerais

### Exercício 07:

Para o oscilador Colppits mostrado na Figura 21, determine as principais variáveis do circuito de polarização.

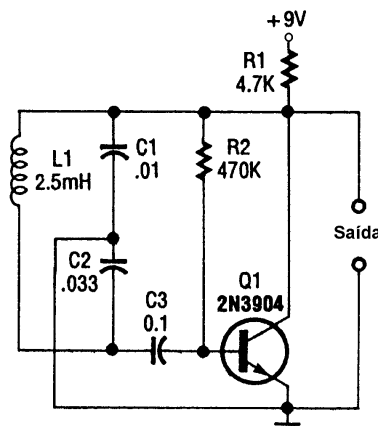


Figura 21 - Oscilador Colppits para estudo da polarização.

### Exercício 08:

Para o oscilador Clapp mostrado na Figura 22, determine as principais variáveis do circuito de polarização.

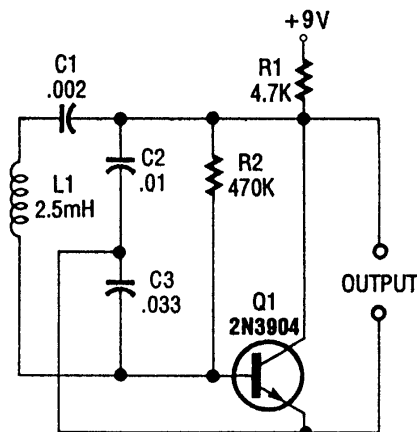


Figura 22 - Oscilador Clapp para estudo da polarização.

**Exercício 09:**

Para o oscilador por deslocamento de fase mostrado na Figura 23, determine as principais variáveis do circuito de polarização.

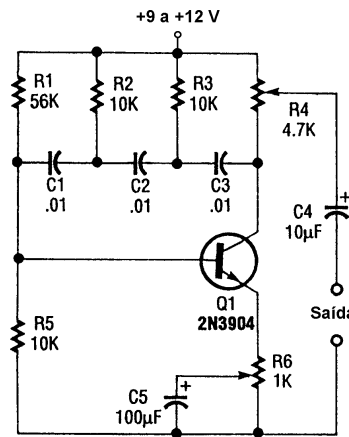


Figura 23 - Oscilador por deslocamento de fase para estudo da polarização.

**Exercício 10:**

Para o oscilador Ponte de Wien mostrado na Figura 24, determine as principais variáveis do circuito de polarização.

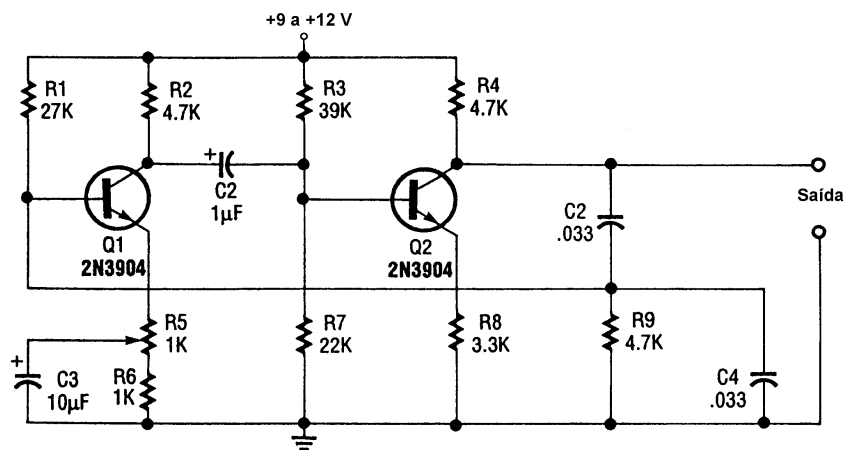


Figura 24 - Oscilador Ponte de Wien para estudo da polarização.

**Exercício 11:**

Para o oscilador Hartley mostrado na Figura 25, determine as principais variáveis do circuito de polarização.

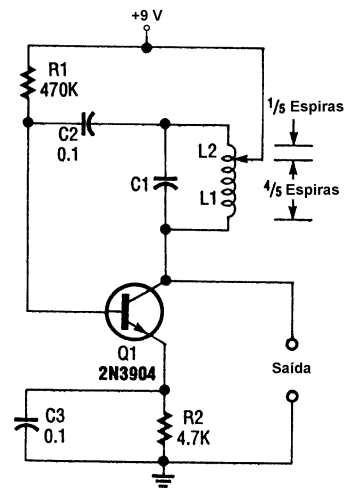


Figura 25 - Oscilador Hartley para estudo da polarização.

## 7 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.



Anexo

## Amplificadores Operacionais

### Meta deste capítulo

Relembrar os principais conceitos e circuitos envolvendo amplificadores operacionais.

## objetivos

- Identificar as principais características dos amplificadores operacionais;
- Analisar circuitos e aplicações de amplificadores operacionais;
- Resolver exercícios envolvendo circuitos com amplificadores operacionais;
- Iniciar o contato com circuitos osciladores e multivibradores.

### Pré-requisitos

Não há pré-requisitos para este capítulo.

### Continuidade

A partir da revisão de circuitos de polarização de transistores bipolares de junção e de amplificadores operacionais, pode-se iniciar o estudo de osciladores e multivibradores.

## 1 Introdução

Amplificadores operacionais são circuitos eletrônicos amplamente utilizados nas mais diversas aplicações, desde um simples amplificador de áudio de baixa potência até eletrônica embarcada em satélites, aeronaves, equipamentos médico-hospitalares, veículos elétricos, dentre outras aplicações.

Nos primeiros estágios de desenvolvimento de circuitos integrados, o desenho de amplificadores operacionais passou a incorporar o dia a dia das equipes de projeto e das empresas de fabricação e comercialização destes componentes.

Do mesmo modo, circuitos osciladores e multivibradores podem ser implementados facilmente com o emprego de amplificadores operacionais convencionais e de baixo custo.

Assim, este capítulo pretende lembrar ao estudante os principais conceitos envolvendo amplificadores operacionais, suas características, principais aplicações e alguns osciladores empregando estes componentes.

## 2 Considerações Iniciais

O circuito elétrico de um amplificador operacional possui dezenas de componentes, dentre transistores, resistores e capacitores. Neste trabalho não tem-se o objetivo de estudar o interior de um amplificador operacional, mas por outro lado, entender seu comportamento e aplicação considerando-o um circuito integrado, com terminais de entrada, saída e alimentação, conforme mostrado na Figura 1.

Os terminais de alimentação do amplificador operacional (AmpOp) costumam não ser representados nos desenhos esquemáticos, a não ser em esquemáticos completos visando a implementação ou o desenho de placas de circuito impresso. Vale lembrar também que, dependendo da aplicação, a alimentação do AmpOp deverá ser simétrica, por exemplo,  $\pm 12\text{ V}$ .

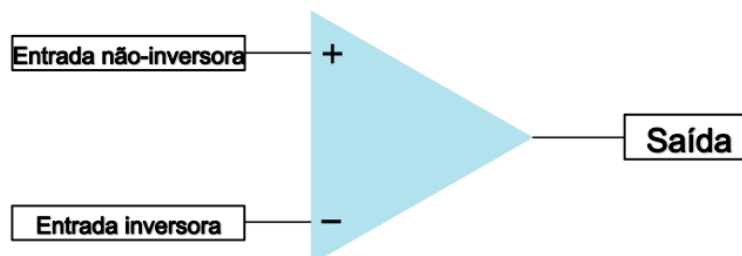


Figura 1 - Principais terminais de um amplificador operacional.

Conectando a entrada inversora no potencial zero (terra do circuito) e a entrada não-

inversora em uma fonte de sinal se obtêm o circuito mostrado na Figura 2 ao lado esquerdo. Do contrário, conectando a entrada inversora na fonte de sinal, ocorre o mostrado na Figura 2, lado direito. Note que no primeiro caso o sinal de saída está em fase com o sinal de entrada, já no segundo caso ocorre a inversão de fase. Daí a denominação de entrada inversora e não-inversora.

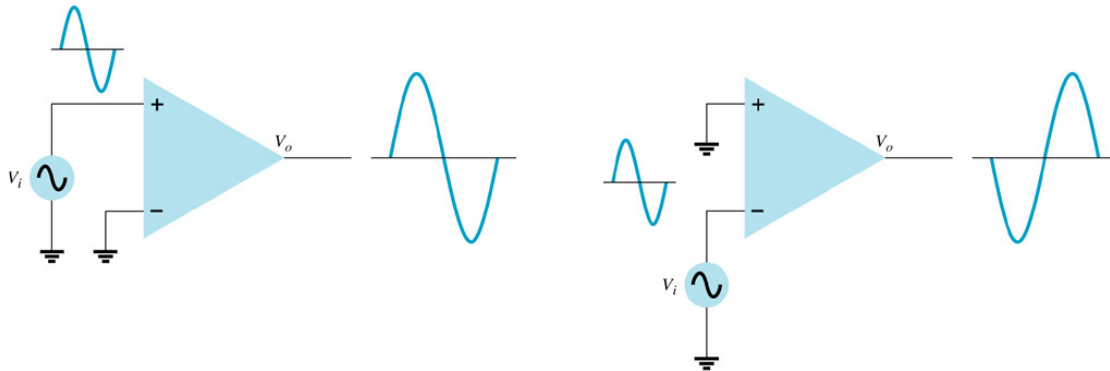


Figura 2 - Operação do AmpOp com entradas simples.

Os amplificadores operacionais podem estar integrados em encapsulamentos variados, mas é comum se encontrar os mesmos em componentes de 6 ou 8 pinos, como se pode ver na Figura 3.

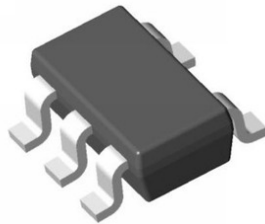


Figura 3 - Encapsulamento comum de amplificador operacional.

Algumas considerações importantes, que devem ser lembradas e utilizadas na análise de circuitos com amplificadores operacionais:

- $I_+ = I_- = 0$  - A corrente de entrada nos terminais inversor e não-inversor pode ser considerada zero, devido a alta impedância de entrada do AmpOp;
- $V_+ = V_-$  - A tensão nas entradas inversora e não-inversora é igual, ou seja, há um curto-circuito virtual entre estes dois terminais.

Para reforçar estas considerações mostram-se as mesmas na Figura 4.

Na Figura 5 mostra o modelo equivalente para análise de circuitos com amplificadores operacionais. Após alguns exercícios, não será necessário utilizar o modelo equivalente, pois a familiaridade com a análise das variáveis e cálculo das grandezas de interesse poderá ser feita diretamente considerando o símbolo convencional de AmpOp.

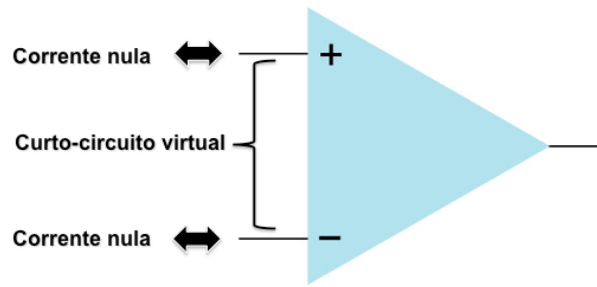


Figura 4 - Considerações sobre os terminais de entrada do AmpOp.

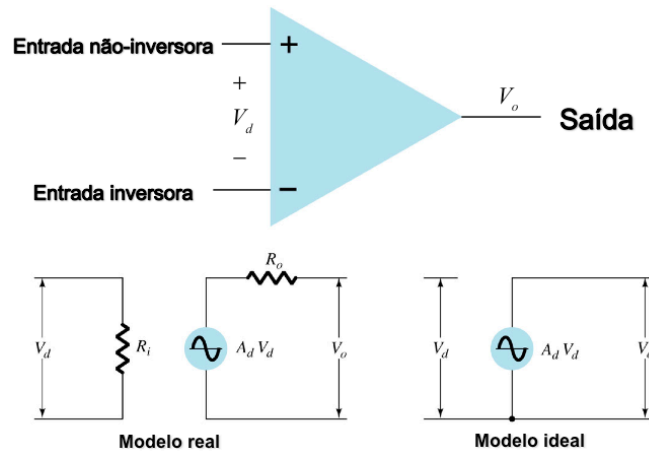


Figura 5 - Modelos do AmpOp.

### 3 Operação Básica

Inicialmente será feita uma análise de um circuito simples com AmpOp, conforme mostrado na Figura 6. Visando facilitar a análise do circuito, considere a utilização do modelo equivalente do AmpOp real, como está mostrado na Figura 7.

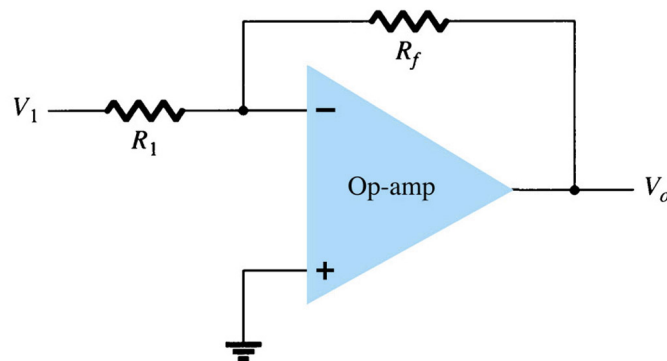


Figura 6 - Operação básica do AmpOp.

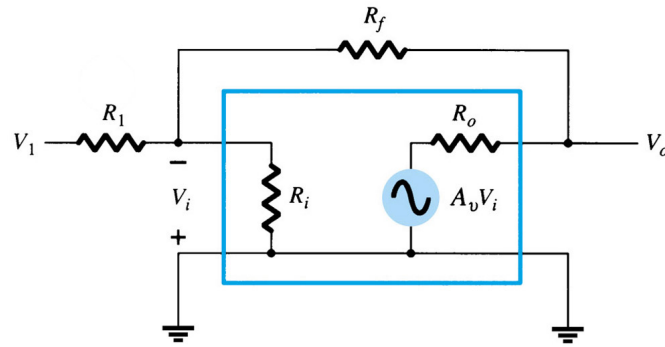


Figura 7 - Operação básica considerando circuito equivalente real.

Considerando que o AmpOp seja ideal, ter-se-á:

$$R_i = \infty \Omega;$$

$$R_o = 0$$

Assim, a tensão de entrada  $V_i$  poderá ser determinada a seguir, aplicando superposição:

$$V_{i1} \Big|_{V_o=0} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} \cdot V_1;$$

$$V_{i2} \Big|_{V_1=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot V_o = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot (-A_v \cdot V_i);$$

$$V_i = V_{i1} + V_{i2} = \frac{R_f}{R_1 + R_f} \cdot V_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot (-A_v \cdot V_i);$$

$$V_i = \frac{R_f}{R_f + (1 + A_v) \cdot R_1} \cdot V_1.$$

O ganho normalmente é muito maior que a unidade ( $A_v \gg 1$ ), o que leva a:

$$A_v \cdot R_1 \gg R_f;$$

$$V_i = \frac{R_f}{A_v \cdot R_1} \cdot V_1.$$

Assim, pode-se obter a relação entre a tensão de saída e a entrada:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-A_v \cdot V_i}{V_i} = \frac{-A_v \cdot R_f \cdot V_1}{V_i \cdot A_v \cdot R_1} = -\frac{R_f}{R_1} \frac{V_1}{V_i};$$

$$\frac{V_o}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1}.$$

Conclui-se então que, desde que o ganho  $A_v$  do AmpOp seja elevado, a relação entre a

tensão de saída e entrada do circuito depende apenas dos componentes externos.

## 4 Amplificador Inversor

A análise do circuito da Figura 6 pode ser realizada de forma simples e direta, considerando que a corrente nas entradas dos terminais do AmpOp é nula e que a tensão entre os terminais inversor e não-inversor é igual.

$$V_- = V_+ = 0;$$

$$I_{R1} = \frac{V_1}{R_1};$$

$$I_{Rf} = \frac{0 - V_o}{R_f} = \frac{-V_o}{R_f};$$

$$I_{R1} = I_{Rf};$$

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{-V_o}{R_f};$$

$$\frac{V_o}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1}.$$

## Exercícios Específicos

### Exercício 01:

Determine o ganho (relação entre a tensão de saída e entrada) do circuito mostrado na Figura 8.

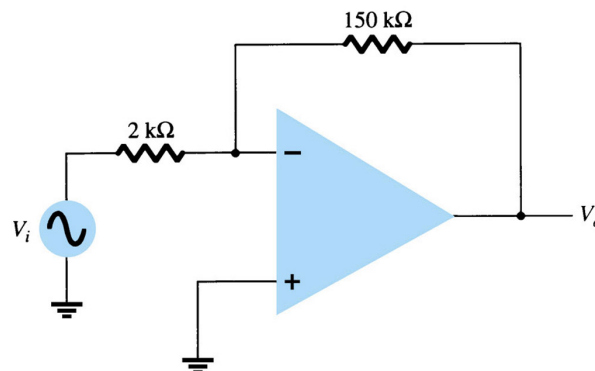


Figura 8 - Circuito do exercício 01.

## 5 Amplificador Não-Inversor

Seja o circuito com amplificador operacional mostrado na Figura 9. A relação  $V_o/V_1$  pode ser determinada conforme segue.

$$V_{R1} = V_1;$$

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_1}{R_1};$$

$$I_{Rf} = \frac{V_o - V_{R1}}{R_f} = \frac{V_o - V_1}{R_f};$$

$$I_{R1} = I_{Rf} = \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_o - V_1}{R_f};$$

$$\frac{V_o}{V_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}.$$

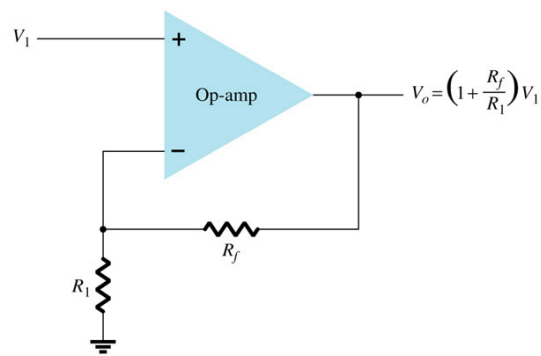


Figura 9 - Amplificador não-inversor.

## Exercícios Específicos

### Exercício 02:

Determine o ganho (relação entre a tensão de saída e entrada) do circuito mostrado na Figura 10.

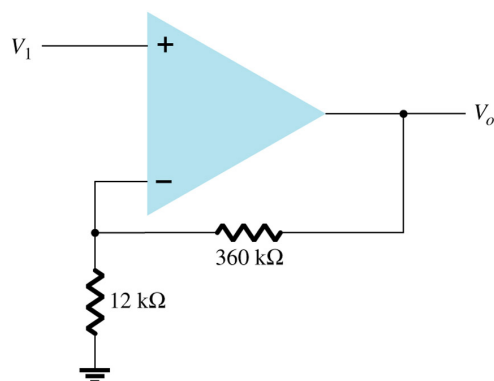


Figura 10 - Circuito para exercício com amplificador não-inversor.

## 6 Seguidor de Tensão

Um circuito muito utilizado em instrumentação eletrônica é o seguidor de tensão, no qual a tensão de saída é igual a tensão de entrada, com a particularidade de que a impedância na entrada é muito alta e na saída é muito baixa. Este circuito é mostrado na Figura 11. Verifica-se facilmente que:

$$V_- = V_o = V_1;$$

$$V_o = V_1.$$

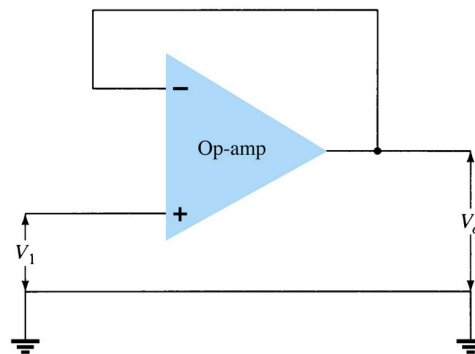


Figura 11 - Seguidor de tensão.

## 7 Amplificador Somador

Os amplificadores operacionais são muito utilizados para se efetuar operações matemáticas com circuitos analógicos. Um exemplo disso é o amplificador somador, mostrado na Figura 12.

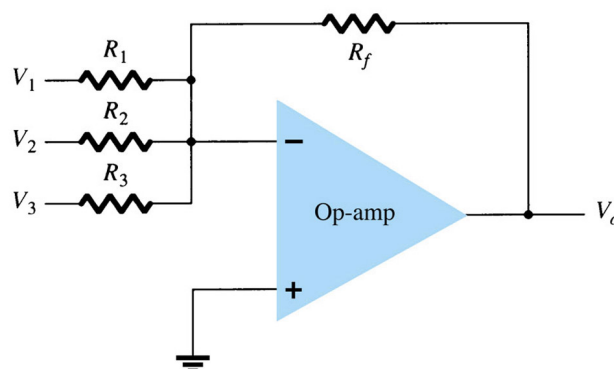


Figura 12 - Amplificador somador.

Considerando a contribuição de cada tensão para a corrente na junção que conecta  $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$  com  $R_f$ :

$$I_{R1} = \frac{V_1}{R_1}, I_{R2} = \frac{V_2}{R_2}, I_{R3} = \frac{V_3}{R_3};$$

$$I_{Rf} = \frac{0 - V_o}{R_f};$$

$$I_{Rf} = I_{R1} + I_{R2} + I_{R3};$$

$$-\frac{V_o}{R_f} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3};$$

$$V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot V_2 + \frac{R_f}{R_3} \cdot V_3\right).$$

## Exercícios Específicos

### Exercício 03:

Considerando um resistor de realimentação de  $R_f=100 \text{ k}\Omega$ , determine a tensão de saída para o circuito da Figura 13.

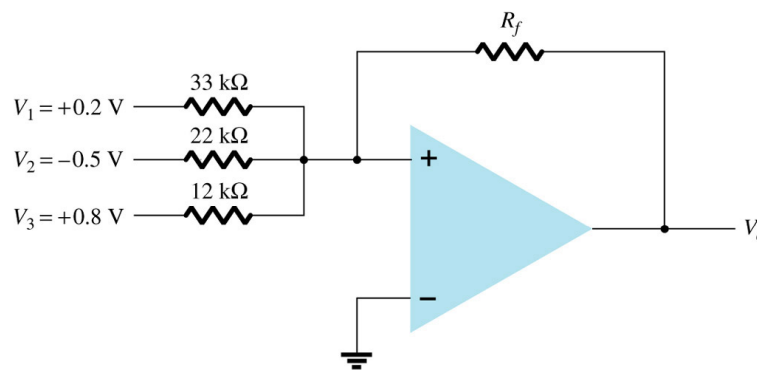


Figura 13 - Amplificador somador.

## 8 Integrador

Um circuito muito utilizado em circuitos de controle é o integrador, que carrega um capacitor eletrolítico conforme a tensão de entrada, representando um efeito de memória. Na Figura 14 mostra-se um exemplo de integrador com amplificador operacional.

Considerando que este circuito é um amplificador inversor, pode-se considerar a impedância de entrada e a impedância no ramo de realimentação, simplificando sobremaneira a análise do mesmo:

$$Z_i = R;$$

$$Z_f = X_C = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = \frac{1}{s \cdot C} \text{ onde } s = j \cdot \omega \text{ da Transformada de Laplace.}$$

Assim:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{1}{s \cdot C \cdot R};$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{s \cdot R \cdot C}.$$

Esta expressão no domínio do tempo pode ser escrita por:

$$v_o(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \int v_i(t) \cdot dt.$$

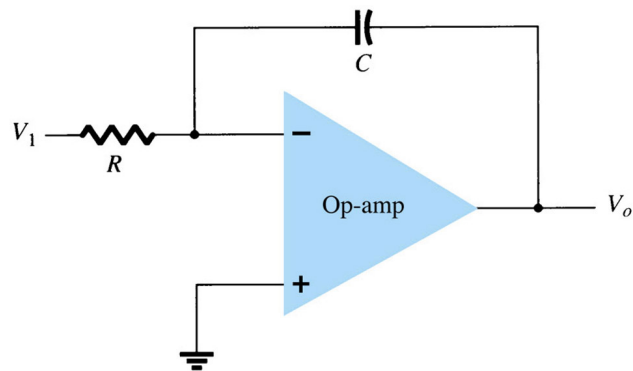


Figura 14 - Integrador com AmpOp.

## Exercícios Específicos

### Exercício 04:

Determine a tensão na saída do integrador da Figura 15 após transcorrido um tempo de 1 segundo.

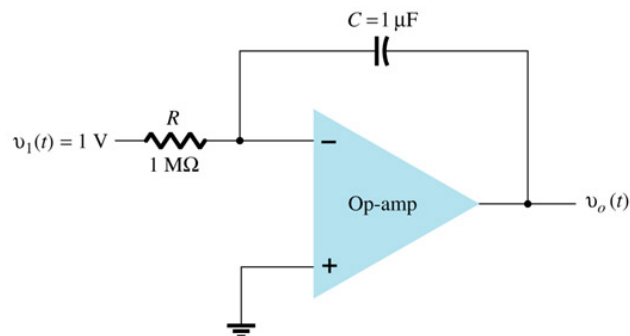


Figura 15 - Circuito para exercício de integrador.

## 9 Diferenciador

Analogamente ao que foi desenvolvido com o integrador, pode-se obter um circuito diferenciador (derivador), como está mostrado na Figura 16.

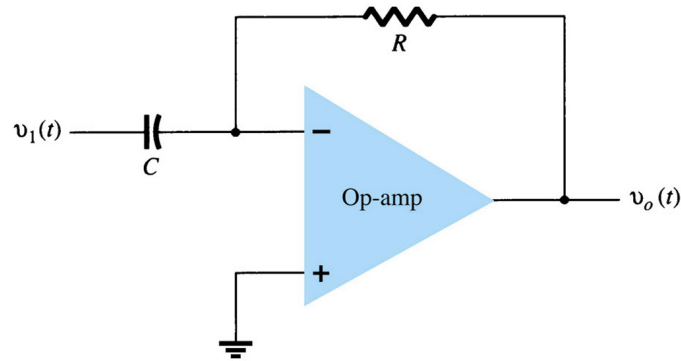


Figura 16 - Diferenciador.

A tensão de saída pode ser obtida por:

$$Z_i = X_C = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = \frac{1}{s \cdot C} \text{ onde } s = j \cdot \omega \text{ da Transformada de Laplace;}$$

$$Z_f = R;$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{R}{\frac{1}{s \cdot C}};$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -s \cdot R \cdot C.$$

Esta expressão no domínio do tempo pode ser escrita por:

$$v_o(t) = -R \cdot C \frac{d(v_i(t))}{dt}.$$

## Exercícios Gerais

Para resolver os exercícios a seguir, considere encontrar a relação entre  $v_o$  e  $v_i$  no domínio da frequência. Para tal, considere:

$$Z_C = X_C = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = \frac{1}{s \cdot C} \text{ } [\Omega], \text{ impedância para um capacitor;}$$

$$Z_L = X_L = j \cdot \omega \cdot L = s \cdot L \text{ } [\Omega], \text{ impedância para um indutor;}$$

$$Z_R = R[\Omega], \text{ impedância para um resistor.}$$

**Exercício 05:**

Determine a relação entre a tensão de saída e de entrada do circuito da Figura 17.

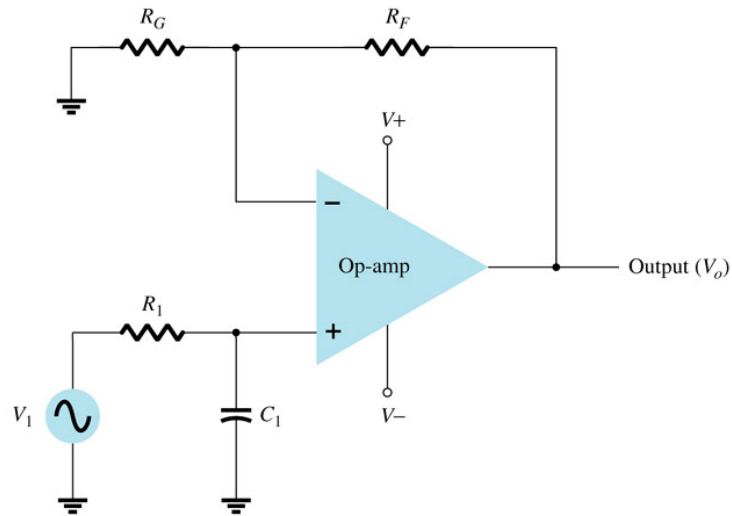


Figura 17 - Aplicação com AmpOp.

**Exercício 06:**

Determine a relação entre a tensão de saída e de entrada do circuito da Figura 18.

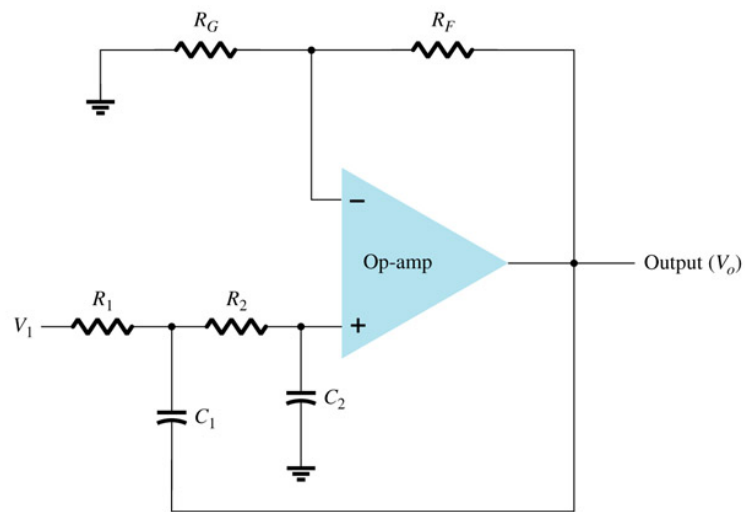


Figura 18 - Circuito com AmpOp para exercício 06.

**Exercício 07:**

Determine a relação entre a tensão de saída e de entrada do circuito da Figura 19.

**Exercício 08:**

Determine a relação entre a tensão de saída e de entrada do circuito da Figura 20.

**Exercício 09:**

Determine a relação entre a tensão de saída e de entrada do circuito da Figura 21.

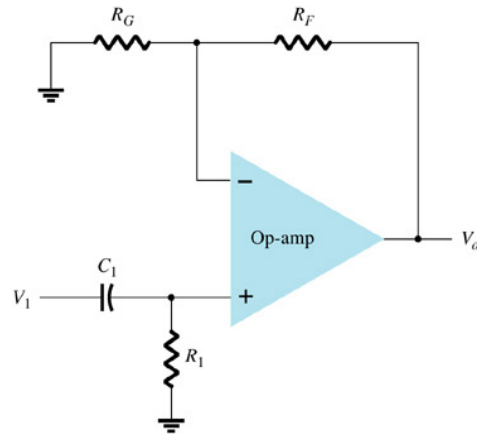


Figura 19 - Aplicação com AmpOp para exercício 07.

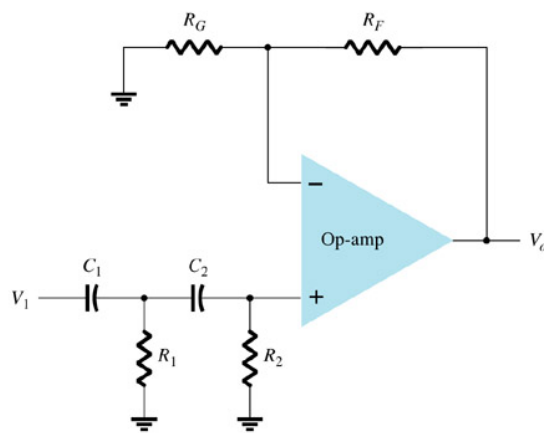


Figura 20 - Circuito para exercício 08.

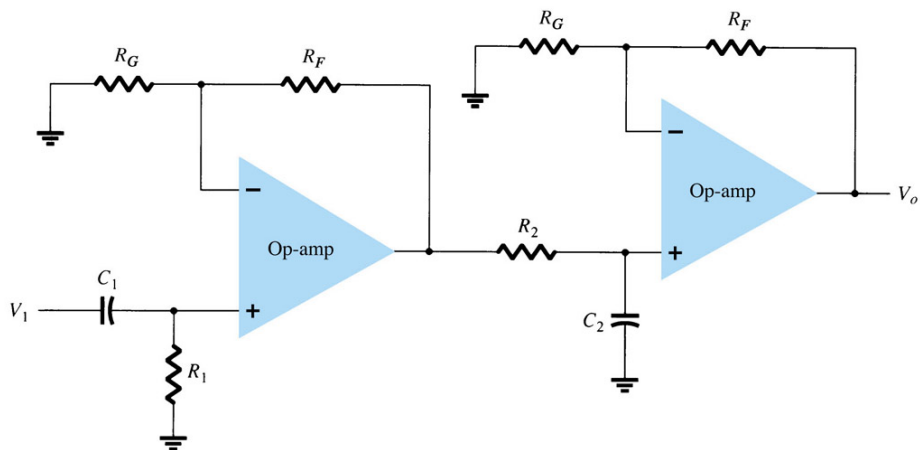
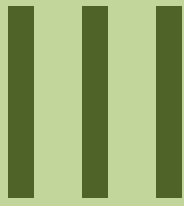


Figura 21 - Aplicação com AmpOps para o exercício 09.

---

## 10 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.



Anexo

## Análise de Pequenos Sinais do BJT

### Meta deste capítulo

Relembrar os principais conceitos e técnicas envolvidos na análise de pequenos sinais de transistores bipolares.

## objetivos

- Apresentar a importância da análise de pequenos sinais;
- Analisar alguns circuitos com transistores bipolares de junção;
- Resolver exercícios envolvendo análise de pequenos sinais;
- Realizar a simulação de circuitos de amplificadores com BJT.

### Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente a análise em corrente contínua (polarização) de transistores bipolares de junção.

### Continuidade

A continuidade deste estudo se dará pela análise de outros modelos de pequenos sinais de transistores bipolares de junção.

Prof. Clóvis Antônio Petry.  
Florianópolis, outubro de 2012.

## 1 Introdução

O emprego de transistores bipolares de junção (BJTs) em circuitos eletrônicos é muito frequente, o que também ocorre com circuitos osciladores e multivibradores.

Especialmente em circuitos osciladores discretos, operando em altas frequências, é usual a utilização de transistores bipolares de junção, além de outras tecnologias de transistores e amplificadores operacionais.

Além disso, circuitos amplificadores de pequenas, médias ou altas potências utilizam comumente transistores bipolares de junção no estágio principal ou de pré-amplificação, o que torna a análise em corrente alternada de conhecimento obrigatório ao estudante de eletrônica.

Este capítulo pretende lembrar ao estudante os principais conceitos e técnicas envolvidos na análise de pequenos sinais com transistores bipolares de junção.

## 2 Considerações Iniciais

Aproveitando-se os conteúdos revisados no anexo I, referente a polarização de circuitos com transistores bipolares de junção, deve-se ter em mente que:

- Em circuitos amplificadores e osciladores, podem ser empregados transistores do tipo NPN ou PNP, indistintamente;
- A polarização do transistor deve proporcionar sua operação na região ativa (linear);
- O transistor deve operar na faixa de frequências em que o circuito irá funcionar.

Na Figura 1 mostra-se um amplificador com transistor bipolar de junção, onde nota-se a presença dos capacitores de acoplamento/desacoplamento  $C_1$  e  $C_2$ , que tem como funções principais:

- Acoplamento CA – O sinal em corrente alternada da entrada deve ser conduzido ao amplificador, assim como o sinal amplificado deve ser conduzido para a saída;
- Desacoplamento CC – As tensões e correntes de polarização do transistor não devem ser aplicadas ao circuito de origem do sinal (microfone, receptor, mp3 player, etc.) e a carga do circuito (fone de ouvido, alto-falante, amplificador de potência, etc.);
- Desacoplamento CC – As tensões e correntes dos circuitos de geração de sinais, ligados à entrada do amplificador em estudo, e dos circuitos de carga, ligados na saída do amplificador, não devem interferir na polarização CC do transistor bipolar de junção.

No circuito da Figura 1, idealmente, os capacitores deveriam ser considerados circuitos abertos para corrente contínua e curto-circuito para corrente alternada. Isso aconteceria na frequência zero (CC) e na frequência infinita em corrente alternada. Na prática, como os amplificadores e osciladores operam em frequências com valores finitos, os capacitores deveriam ter valores grandes para apresentarem pequena impedância em corrente alternada, o que aumenta o volume e custo do equipamento. Assim, o valores destes capacitores deve ser escolhido em função da frequência de operação do circuito e da impedância desejada, evitando que a mesma provoque quedas de tensão significativas no circuito. Em outras palavras, a impedância do capacitor deve ser bem menor (dez vezes) do que a menor impedância em corrente alternada no mesmo ramo do circuito. Este critério ficará mais claro ao final deste capítulo, quando ter-se-á condições de determinar a impedância dos elementos do circuito de entrada e de saída do amplificador.

$$|X_c| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot F \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot \infty \cdot C} = 0\Omega;$$

$$|X_c| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot F \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 0 \cdot C} = \infty\Omega.$$

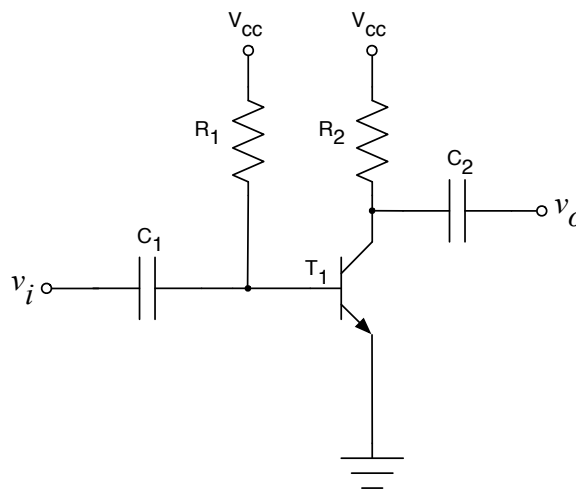


Figura 1 – Amplificador simples com transistor bipolar de junção.

### 3 Amplificador com Polarização Simples

Em virtude de sua simplicidade, inicialmente será feita análise do circuito amplificador com polarização simples, mostrado na Figura 1.

Antes de se iniciar a análise de pequenos sinais (em corrente alternada), deve-se garantir que a polarização do transistor esteja na região ativa. Deste modo, precisa-se primeiramente fazer a análise em corrente contínua do amplificador mostrado na Figura 1.

### 3.1 Análise CC

A partir do circuito da Figura 1, pode-se obter o circuito da Figura 2, que será utilizado para análise em corrente contínua do amplificador em estudo.

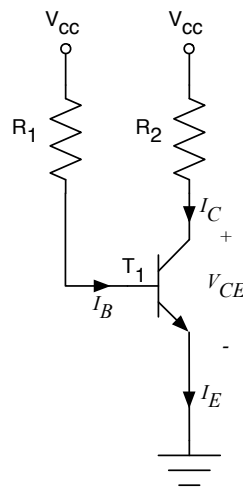


Figura 2 – Circuito em corrente contínua do amplificador simples com BJT.

Na malha da base, pode-se escrever:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}.$$

Já na malha do coletor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_2 \cdot I_C;$$

$$I_E = I_C + I_B.$$

### 3.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 1, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 3.

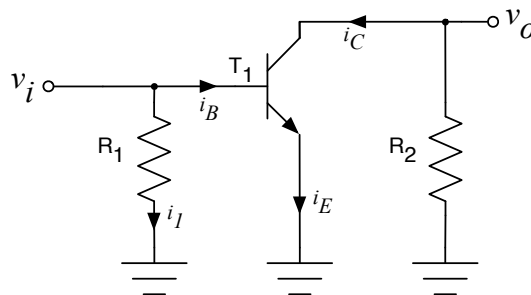


Figura 3 – Circuito em corrente alternada do amplificador simples com BJT.

Observando a malha da base do transistor, nota-se que não há impedância que limite a corrente de base, pois:

$$v_{BE} = v_i \cdot$$

Deste modo, se considerarmos um modelo linear para o transistor bipolar de junção, a corrente de base seria infinita, levando a uma corrente de coletor também com valor infinito, o que na prática não condiz com a realidade.

Assim, neste trabalho será utilizado o modelo apresentado por Ebers-Moll, largamente utilizado na análise de pequenos sinais de circuitos com transistores bipolares de junção [1, 2].

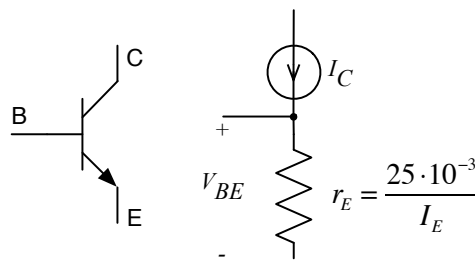


Figura 4 – Circuito equivalente CA do BJT conforme o modelo de Ebers-Moll.

Na Figura 4, a resistência que aparece no emissor ( $r_E$ ) é uma resistência interna ao transistor, definida pelo circuito de polarização do mesmo, determinada por:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} \cdot$$

Esta resistência é representada por  $r_E$  e não por  $R_E$ , pois aparece apenas no modelo de pequenos sinais (CA) do transistor.

Aplicando o modelo de Ebers-Moll ao circuito da Figura 3, obtém-se o circuito para análise de pequenos sinais do transistor conforme a Figura 5.

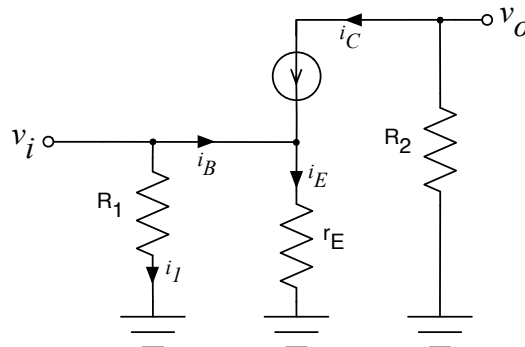


Figura 5 – Circuito para análise CA do amplificador simples empregando o modelo de Ebers-Moll.

Proceder-se-á a análise do circuito da Figura 5. Inicialmente, pode-se determinar a tensão sobre o resistor de emissor e sua corrente:

$$v_E = v_i;$$

$$i_E = \frac{v_E}{r_E} = \frac{v_i}{r_E}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_E = i_B + i_C;$$

$$i_E = \frac{i_C}{\beta} + i_C = i_C \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_C = -\frac{v_o}{R_2}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do circuito, ou seja, a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$\frac{v_i}{r_E} = -\frac{v_o}{R_2} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta};$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}.$$

Normalmente o ganho do transistor ( $\beta$ ) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta \gg 1;$$

$$1 + \beta \approx \beta;$$

$$\frac{(1 + \beta)}{\beta} \approx \frac{\beta}{\beta} = 1;$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta} = -\frac{R_2}{r_E} \cdot 1;$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E}.$$

Conclui-se daí que o ganho do circuito dependerá da resistência de coletor ( $R_2$ ) e da corrente de polarização do transistor, visto  $r_E$  ser calculado em função de  $I_E$ .

### 3.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 6 no *software* de simulação de circuitos Multisim.

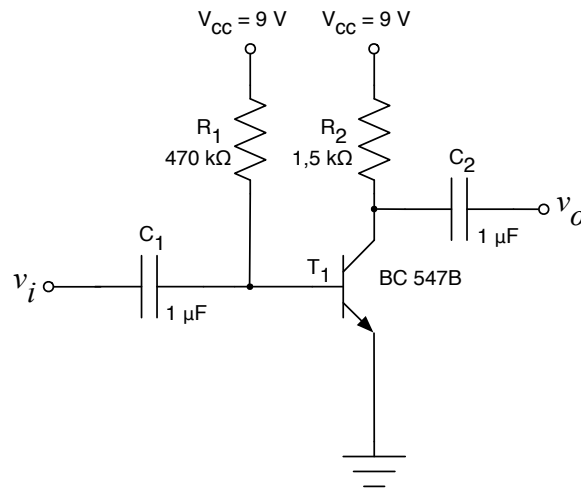


Figura 6 – Circuito para simulação do amplificador simples.

Procedendo-se a análise em corrente contínua, obtém-se os resultados a seguir.

Considerou-se o ganho do transistor BC547B como sendo de 200.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{9 - 0,7}{470k} = 17,6 \mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 17,6 \mu = 3,5 mA;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_2 \cdot I_C = 9 - 1,5k \cdot 3,5m = 5,3V;$$

$$I_E = I_C + I_B = 3,5m + 17,6 \mu = 3,52 mA.$$

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{3,52m} = 7 \Omega;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E} = -\frac{1,5k}{7} = -214,3V/V.$$

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o_{max}} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 5,3 = 3,7V = v_{o_{pico}};$$

$$v_{o_{min}} = 0V.$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i_{\max}} = \frac{v_{o_{\max}}}{G} = \frac{3,7}{214,3} = 17,3mV ;$$

$$v_{i_{\text{rms}}} = \frac{v_{i_{\max}}}{\sqrt{2}} = \frac{17,3m}{\sqrt{2}} = 12,2mV .$$

Por fim, o circuito da Figura 6 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado na Figura 7. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 8. Nota-se que a corrente na base está com valor muito próximo do calculado, enquanto a corrente de coletor está maior, o que significa que o ganho do transistor está acima do considerado ( $\beta=200$ ). Por isso, a tensão entre coletor e emissor é menor do que a calculada.

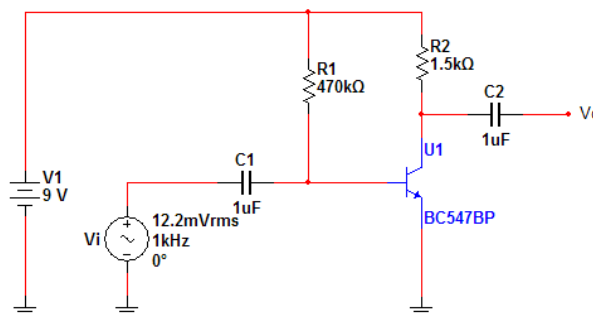


Figura 7 – Circuito simulado no Multisim.

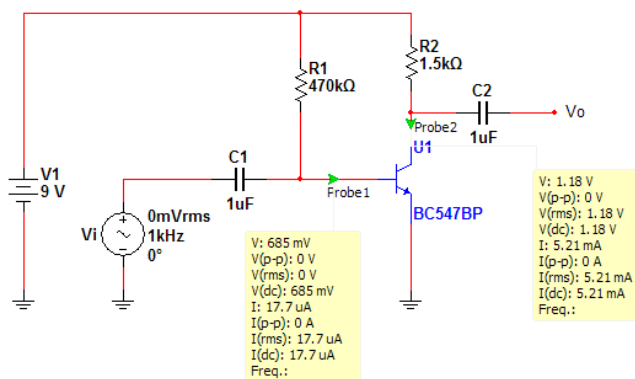


Figura 8 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador simples.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 12,2 mV, obtêm-se as formas de onda mostradas na Figura 9. Nota-se uma distorção no sinal de saída, justamente no semiciclo negativo, ou seja, quando  $v_i$  tem sua amplitude máxima, visto o amplificador ter ganho negativo (inverte o sinal de entrada). Esta distorção ocorre pelo fato do ganho do transistor ( $\beta$ ) estar acima do considerado ( $\beta=200$ ). Assim, deve-se diminuir o sinal de entrada para 3 mV, obtendo-se então uma tensão de saída sem distorção, conforme mostrado na Figura 10. Observando os valores mostrados na figura, nota-se que a tensão de entrada foi multiplicada por 1000, para facilitar a

visualização. As amplitudes máximas foram, respectivamente:

$$v_{o\max} = 984,6 \text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 4,24 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{984,6 \text{ m}}{4,24 \text{ m}} = -232,2 \text{ V/V} .$$

Portanto confirma-se que o ganho é maior do que o esperado inicialmente, conforme comentado na simulação em corrente contínua. Assim, a resistência de emissor, utilizada pelo simulador Multisim para simular o transistor BC547B foi:

$$r_E = \left| -\frac{R_2}{G = \frac{v_o}{v_i}} \right| = \left| \frac{1500}{232,2} \right| = 6,46 \Omega .$$

Este valor está próximo daquele calculado na análise teórica (de  $7 \Omega$ ), comprovando o que era esperado, visto a corrente de coletor, e por conseguinte a de emissor, terem sido maiores na simulação do que na análise teórica.

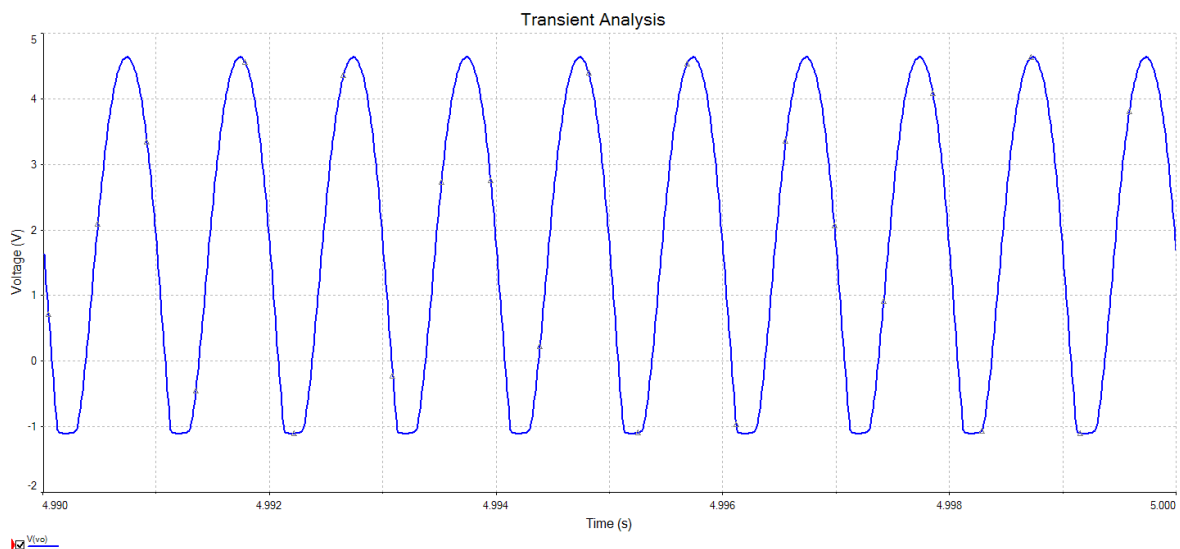


Figura 9 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador simples.

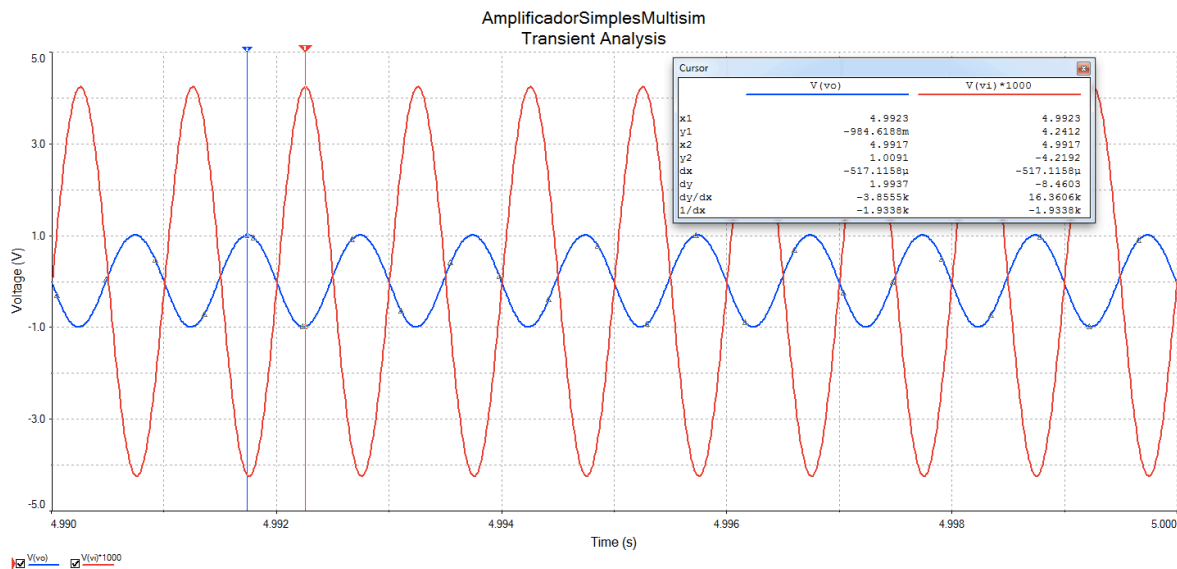


Figura 10 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

### 3.4 Considerações Finais

Pelos resultados obtidos na análise teórica e por simulação, notou-se que o ganho do amplificador simples com transistor bipolar de junção é alto, pois é inversamente proporcional ao valor da resistência de emissor, obtida com o modelo de Ebers-Moll. Este valor de resistência é baixo, levando a altos valores de ganho.

O ganho CA do amplificador em estudo pode ser diminuído inserindo-se um resistor externo de emissor, o que será estudado na sequência.

Além disso, a estabilidade do circuito com a temperatura pode ser melhorada utilizando outros circuitos de polarização do transistor. Portanto, no próximo item será estudado o circuito de polarização do transistor com divisor de tensão na base.

## 4 Amplificador com Polarização por Divisor de Tensão

O amplificador com transistor bipolar de junção e polarização de base por divisor de tensão é mostrado na Figura 11. Além do divisor de tensão na base, também foi inserido um resistor de emissor para diminuir o ganho CA e melhorar a estabilidade do circuito para variações de temperatura.

Do mesmo modo como foi feito com o amplificador do item anterior, quando foi realizada inicialmente a análise em corrente contínua, seguida da análise de pequenos sinais empregando o modelo de Ebers-Moll, também para este circuito será utilizada esta metodologia.

As dificuldades no entendimento e estudo do circuito de polarização podem ser diminuídas estudando cuidadosamente o capítulo referente a polarização de transistores bipolares de junção.

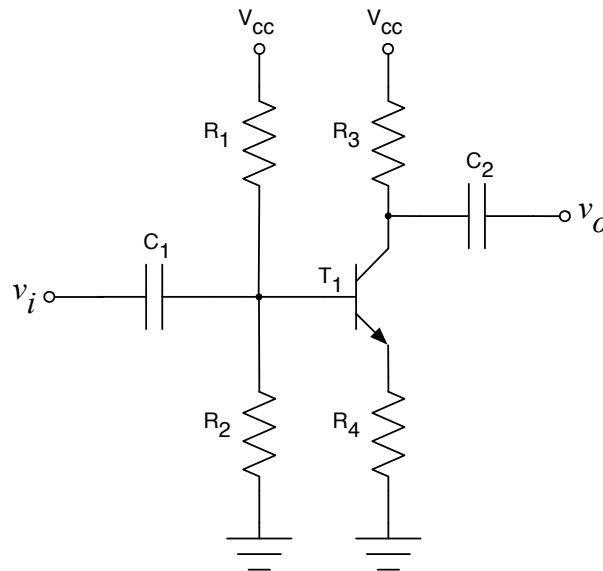


Figura 11 – Amplificador com BJT e divisor de tensão na base e resistor de emissor.

#### 4.1 Análise CC

A partir do circuito da Figura 11, pode-se obter o circuito da Figura 12, que será utilizado para análise em corrente contínua do amplificador em estudo.

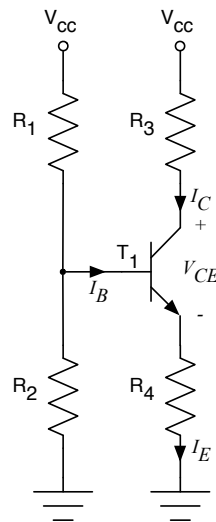


Figura 12 – Circuito em corrente contínua do amplificador com divisor de tensão e resistor de emissor.

Com o objetivo de simplificar a análise deste circuito, será substituído o circuito de polarização de base por seu equivalente de Thévenin, conforme mostrado na Figura 12.

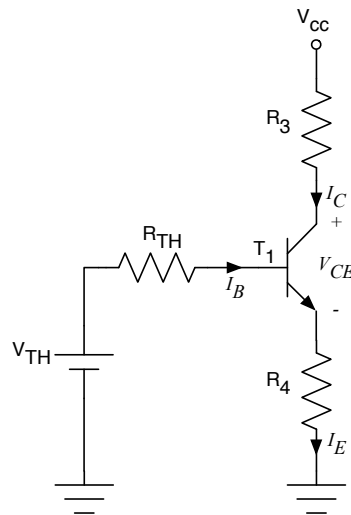


Figura 13 – Equivalente de Thévenin do circuito da Figura 12.

A tensão e resistência de Thévenin serão:

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

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

A tensão sobre o resistor de emissor será:

$$V_E = R_4 \cdot I_E.$$

Na malha da base, pode-se escrever:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{R_{TH}}.$$

Já na malha do coletor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_E = I_C + I_B;$$

$$I_E = I_C + I_B;$$

$$I_E = \beta \cdot I_B + I_B = I_B \cdot (1 + \beta).$$

Então pode-se escrever:

$$\frac{V_E}{R_4} = I_B \cdot (1 + \beta);$$

$$V_E = R_4 \cdot I_B \cdot (1 + \beta).$$

Portanto, a corrente de base será:

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} - \frac{V_E}{R_{TH}};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} - \frac{R_4 \cdot I_B \cdot (1 + \beta)}{R_{TH}};$$

$$I_B \cdot \left( 1 + \frac{R_4}{R_{TH}} \cdot (1 + \beta) \right) = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_{TH}} \cdot (1 + \beta)};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + R_4 \cdot (1 + \beta)}.$$

As demais variáveis serão:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_E = I_C + I_B;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_3 \cdot I_C - R_4 \cdot I_E.$$

## 4.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 11, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 14.

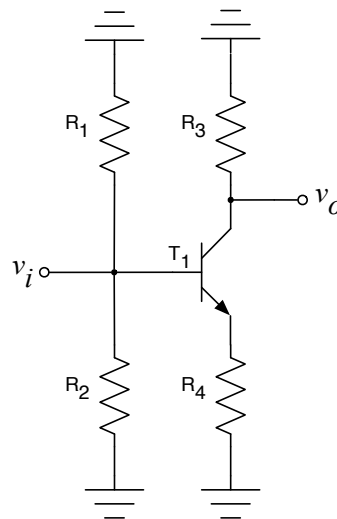


Figura 14 – Circuito para análise CA.

Aplicando o modelo de Ebers-Moll ao circuito da Figura 14 obtém-se o circuito equivalente para análise de pequenos sinais da Figura 15.

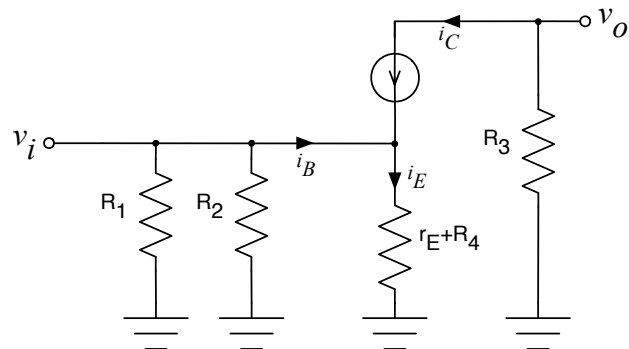


Figura 15 – Circuito para análise CA do amplificador em estudo empregando o modelo de Ebers-Moll.

Inicialmente, pode-se determinar a tensão sobre o resistor de emissor e sua corrente:

$$v_E = v_i;$$

$$i_E = \frac{v_E}{r_E + R_4} = \frac{v_i}{r_E + R_4}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_E = i_B + i_C;$$

$$i_E = \frac{i_C}{\beta} + i_C = i_C \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_C = -\frac{v_o}{R_3}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do circuito, ou seja, a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$\frac{v_i}{r_E + R_4} = -\frac{v_o}{R_3} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta};$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}.$$

Normalmente o ganho do transistor ( $\beta$ ) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta \gg 1;$$

$$1 + \beta \approx \beta;$$

$$\frac{(1 + \beta)}{\beta} \approx \frac{\beta}{\beta} = 1;$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} \cdot 1;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4}.$$

Conclui-se daí que o ganho do circuito dependerá da resistência de coletor ( $R_2$ ) e da resistência total no emissor, ou seja, da soma da resistência interna ( $r_E$ ) e a resistência externa ( $R_4$ ).

O ganho deste circuito, quando comparado ao amplificador simples estudado anteriormente, será menor, pois o elemento  $R_4$  no divisor da expressão tende a diminuir seu resultado.

Outro ponto a destacar é o fato de que o divisor de tensão da base não afeta o ganho de pequenos sinais do amplificador, mas apenas o ponto de operação em corrente contínua do circuito.

### 4.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 16 no *software* de simulação de circuitos Multisim.

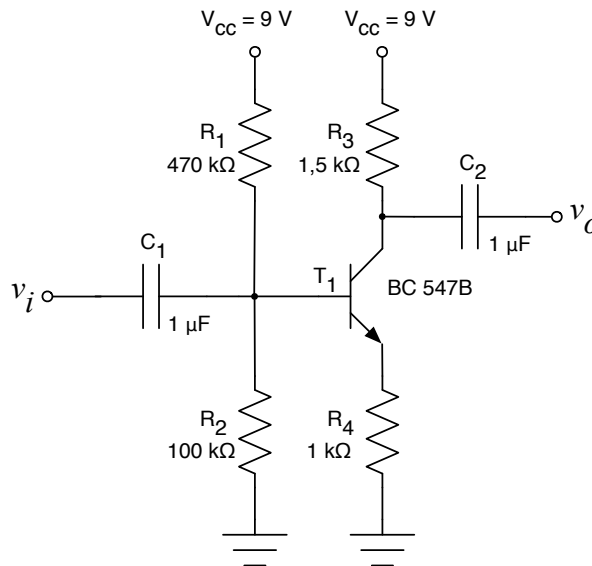


Figura 16 – Circuito para simulação do amplificador com divisor de tensão e resistor de emissor.

Procedendo-se a análise em corrente contínua, obtém-se os resultados a seguir. Considerou-se o ganho do transistor BC547B como sendo de 200.

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 100k}{470k + 100k} = 1,58V ;$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{470k \cdot 100k}{470k + 100k} = 82,46k\Omega ;$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + R_4 \cdot (1 + \beta)} = \frac{1,58 - 0,7}{82,46k + 1k \cdot (1 + 200)} = 3,1\mu A ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 3,1\mu = 0,62mA ;$$

$$I_E = I_C + I_B = 0,62m + 3,1\mu = 0,623mA ;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_3 \cdot I_C - R_4 \cdot I_E = 9 - 1,5k \cdot 0,62m - 1k \cdot 0,623m = 7,45V .$$

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13\Omega ;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} = -\frac{1,5k}{40,13 + 1k} = -1,44V/V .$$

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o\max} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 7,45 = 1,55V = v_{o\_pico} ;$$

$$v_{o\min} = 0V .$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i\max} = \frac{v_{o\max}}{G} = \frac{1,55}{1,44} = 1,08V ;$$

$$v_{i\text{rms}} = \frac{v_{i\max}}{\sqrt{2}} = \frac{1,08}{\sqrt{2}} = 0,76V .$$

Por fim, o circuito da Figura 16 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado na Figura 17. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 18. Nota-se que os valores estão próximos, mas abaixo, dos valores calculados.

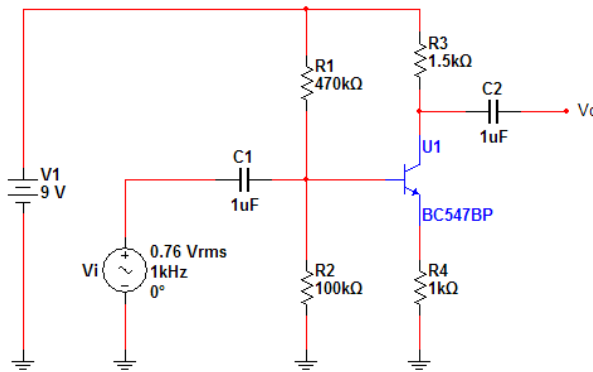


Figura 17 – Circuito simulado no Multisim.

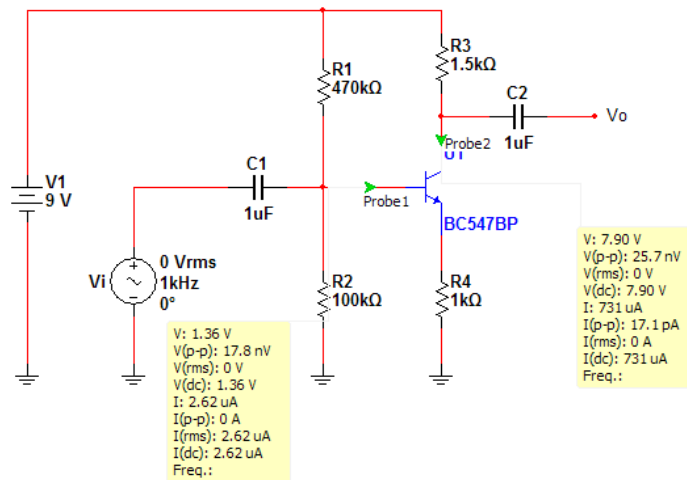


Figura 18 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador com divisor de tensão e resistor de emissor.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 0,76 V, obtêm-se as formas de onda mostradas na Figura 19. Nota-se uma distorção no sinal de saída, justamente no semiciclo positivo, ou seja, quando  $v_i$  tem sua amplitude mínima, visto o amplificador ter ganho negativo (inverte o sinal de entrada). Esta distorção já era esperada, pois o ponto de operação do circuito está muito próximo da tensão de alimentação ( $V_{CE} \rightarrow V_{CE}$ ). Assim, deve-se diminuir o sinal de entrada para 0,5 V, obtendo-se então uma tensão de saída sem distorção, conforme mostrado na Figura 20.

O ganho do circuito na simulação foi:

$$v_{o\max} = 972 \text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 706,87 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{972\text{m}}{706,87\text{m}} = -1,38 \text{ V/V} .$$

O ganho obtido é inferior ao calculado, assim como ocorreu com as variáveis em corrente

contínua, houve uma diminuição dos valores da simulação em relação aqueles calculados.

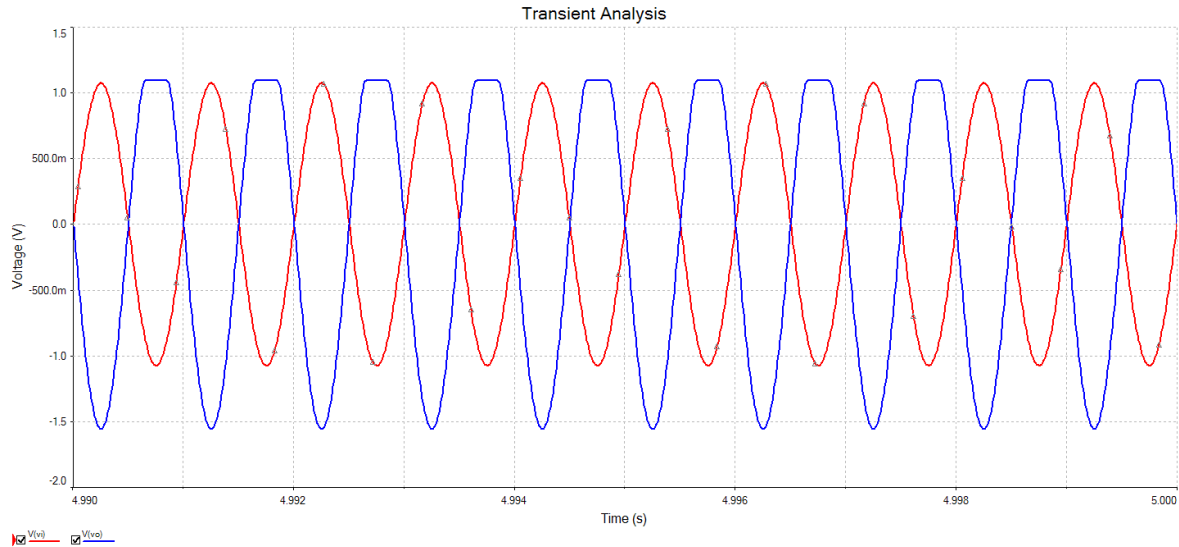


Figura 19 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador com divisor de tensão.

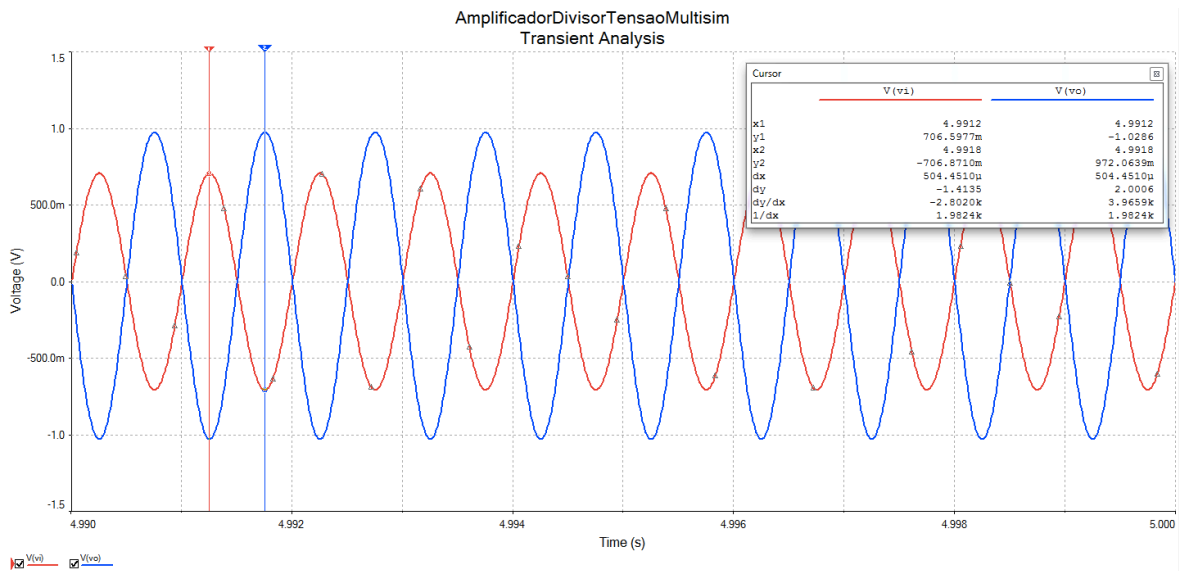


Figura 20 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

## 5 Amplificador com Desacoplamento de Emissor

O amplificador estudado anteriormente tem ganho bem inferior ao primeiro estudado, o amplificador simples. Para aumentar o ganho em corrente alternada, sem perder os benefícios obtidos com o uso do divisor de tensão e do resistor de emissor, pode-se inserir um capacitor de desacoplamento CA em paralelo com o resistor de emissor, conforme mostrado na Figura 21.

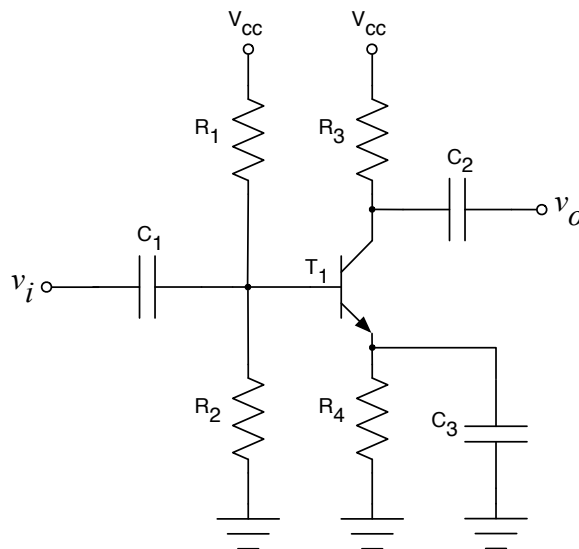


Figura 21 – Amplificador capacitor de desacoplamento no emissor.

### 5.1 Análise CC

A análise em corrente contínua do circuito da Figura 21 é idêntica aquela realizada para o amplificador do item anterior, pois o capacitor de emissor é considerado um circuito aberto em corrente alternada. Deste modo, valem as mesmas expressões obtidas anteriormente, não sendo repetidas aqui.

### 5.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 21, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 22.

O capacitor  $C_3$  curto-circuita o resistor  $R_4$  em altas frequências, ou seja, na faixa de frequências de interesse para análise de pequenos sinais do amplificador. Deste modo, elimina-se o resistor  $R_4$  da análise em corrente alternada, resultando em ganho elevado, assim como ocorreu para o amplificador simples, estudado anteriormente.

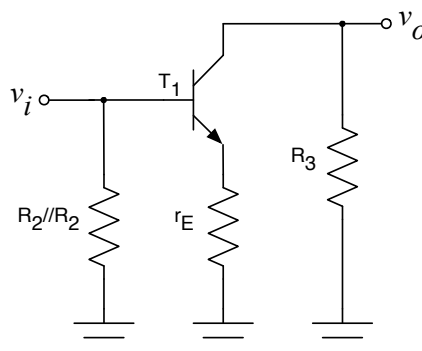


Figura 22 – Circuito para análise CA.

O ganho deste amplificador será:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E}$$

### 5.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 21 no *software* de simulação de circuitos Multisim. Note que o capacitor  $C_3$  tem alto valor, para que sua impedância seja muito baixa na faixa de frequências de interesse para amplificadores e osciladores.

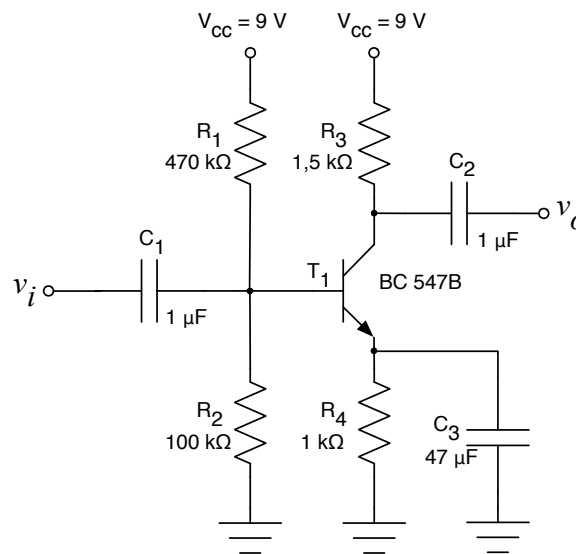


Figura 23 – Circuito para simulação do amplificador com capacitor de desacoplamento de emissor.

A análise em corrente contínua resulta nos mesmos valores obtidos para o circuito estudado anteriormente, conforme segue.

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 100k}{470k + 100k} = 1,58V;$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{470k \cdot 100k}{470k + 100k} = 82,46k\Omega;$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + R_4 \cdot (1 + \beta)} = \frac{1,58 - 0,7}{82,46k + 1k \cdot (1 + 200)} = 3,1\mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 3,1\mu = 0,62mA;$$

$$I_E = I_C + I_B = 0,62m + 3,1\mu = 0,623mA;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_3 \cdot I_C - R_4 \cdot I_E = 9 - 1,5k \cdot 0,62m - 1k \cdot 0,623m = 7,45V.$$

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13 \Omega ;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E} = -\frac{1,5k}{40,13} = -37,4 V/V .$$

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o_{\max}} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 7,45 = 1,55V = v_{o\_pico} ;$$

$$v_{o_{\min}} = 0V .$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i_{\max}} = \frac{v_{o_{\max}}}{G} = \frac{1,55}{37,4} = 41,44 mV ;$$

$$v_{i_{\text{rms}}} = \frac{v_{i_{\max}}}{\sqrt{2}} = \frac{41,44m}{\sqrt{2}} = 29,3 mV .$$

Por fim, o circuito da Figura 23 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado na Figura 24. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 25. Nota-se que os valores estão próximos, mas abaixo, dos valores calculados.

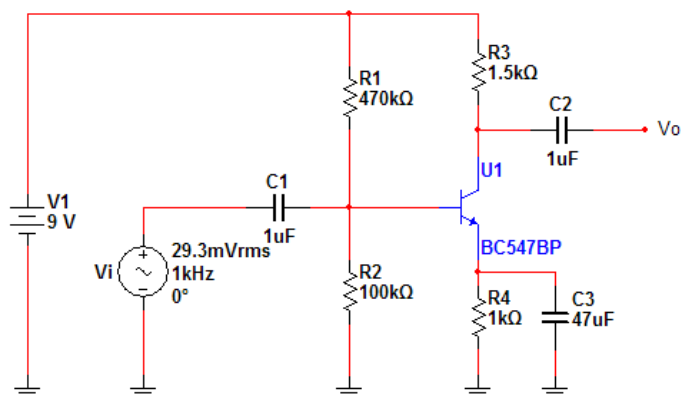


Figura 24 – Circuito simulado no Multisim.

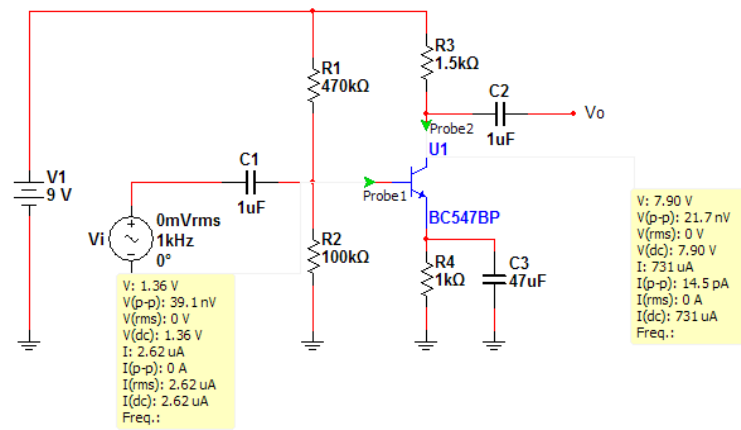


Figura 25 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador com capacitor de desacoplamento de emissor.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 29,3 mV, obtém-se as formas de onda mostradas na Figura 26. A tensão de saída está bastante distorcida, o que significa que o amplificador está operando fora da região ativa e linear de amplificação do transistor. Deve-se diminuir a amplitude do sinal de entrada para se operar na região linear. Após ajustar o sinal de entrada para 1 mV, obtiveram-se as formas de onda mostradas na Figura 27.

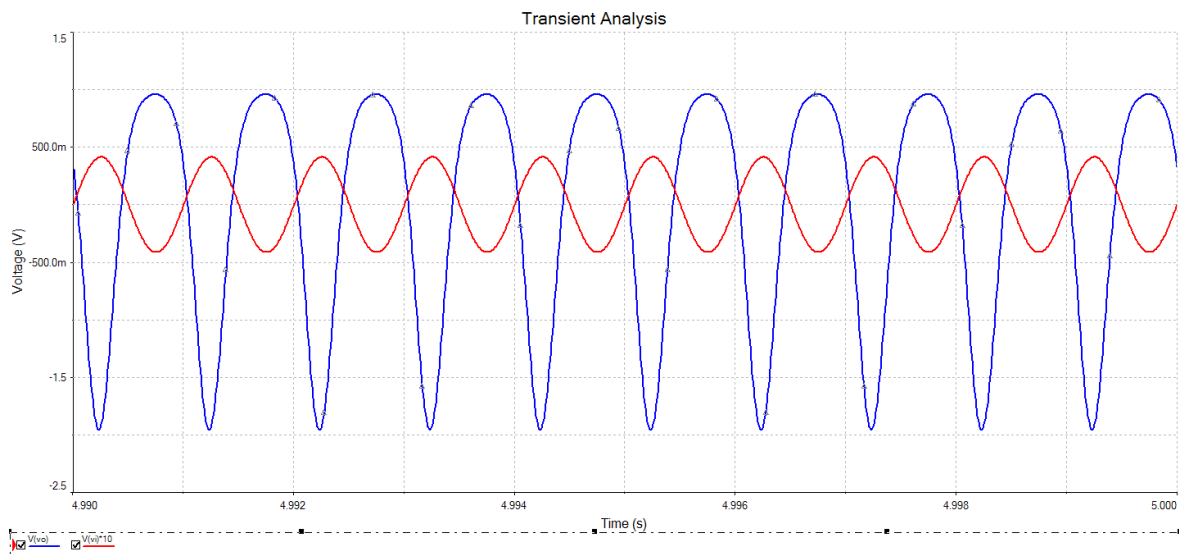


Figura 26 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador com capacitor de desacoplamento de emissor.

O ganho do circuito na simulação foi:

$$v_{o\max} = 56,87 \text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 1,41 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{56,87 \text{ m}}{1,41 \text{ m}} = -40,33 \text{ V} / \text{V} .$$

O ganho obtido é próximo do calculado, mostrando que a análise realizada com o modelo equivalente de Ebers-Moll permite a obtenção de bons resultados.

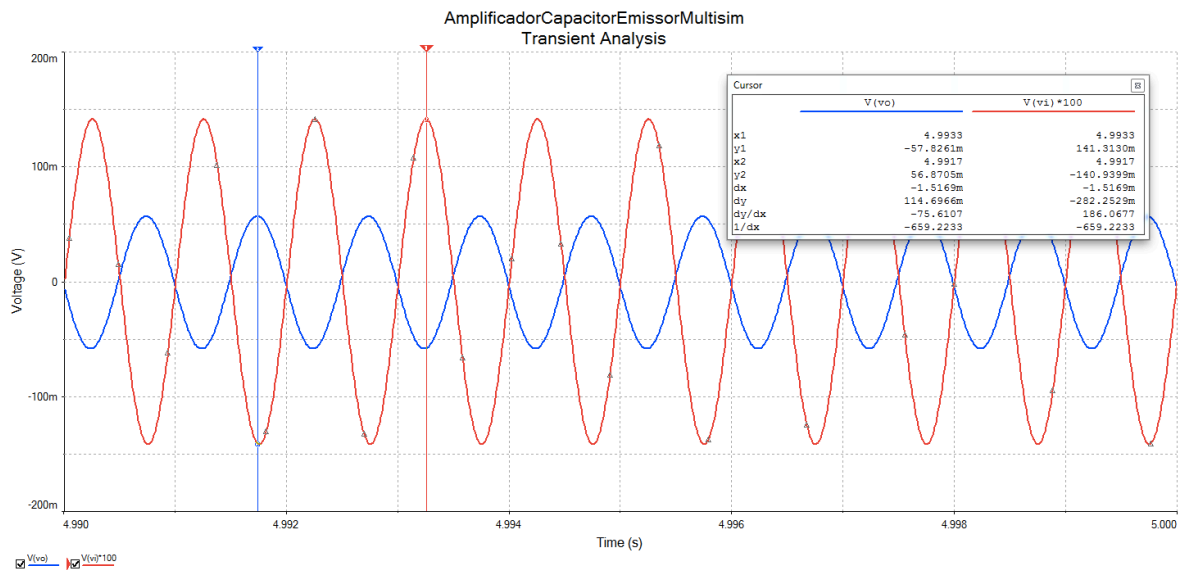


Figura 27 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

## 6 Amplificadores em Cascata (Múltiplos Estágios)

Os amplificadores estudados até aqui foram de estágio único. No entanto, é muito comum, visando obter valores maiores de ganho ou amplificação de potência (corrente e tensão), se associar diversos estágios em cascata, ou seja, um seguido do outro.

A análise de amplificadores de múltiplos estágios é realizada do mesmo modo que foi procedido para os seguintes analisados anteriormente, iniciando-se pela análise em corrente contínua de cada estágio, o que ocorre de forma independente, seguida da análise de pequenos sinais, o que ocorre de forma simultânea para todos os estágios.

Na Figura 28 é mostrado um amplificador de dois estágios, obtidos a partir da associação de dois amplificadores com divisor de tensão e resistor de emissor, exatamente aquele da Figura 11.

É importante destacar pela observação da Figura 28 que tem-se um sinal de entrada ( $v_i$ ), um sinal de saída amplificado pelo primeiro estágio ( $v_{o1}$ ) que é aplicado ao segundo estágio pelo capacitor  $C_2$ , resultando em nova amplificação e no sinal de saída final ( $v_o$ ).

Intuitivamente pode-se afirmar que o resultado final deve ser uma amplificação maior do sinal ( $G_{total} = G_1 \times G_2$ ), possivelmente pelo fator de amplificação do primeiro estágio ( $G_1$ ), multiplicado pelo fator de amplificação do segundo estágio ( $G_2$ ), como será demonstrado em seguida.

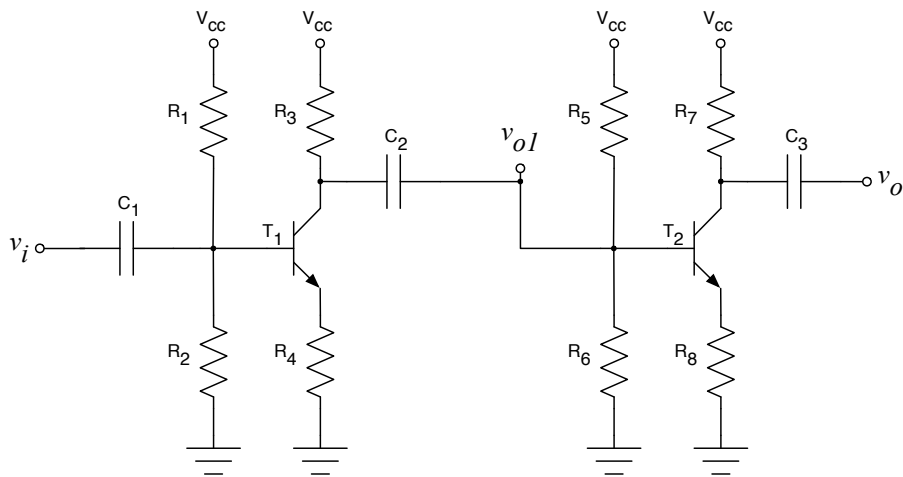


Figura 28 – Amplificador com BJT e divisor de tensão na base e resistor de emissor.

### 6.1 Análise CC

A partir do circuito da Figura 25, podem ser obtidos os circuitos das Figura 29 e Figura 31, que são semelhantes, mas devem ser analisados individualmente.

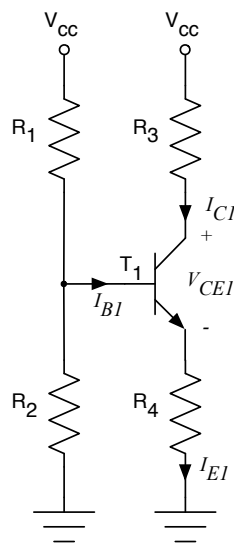


Figura 29 – Circuito em corrente contínua do 1º estágio do amplificador.

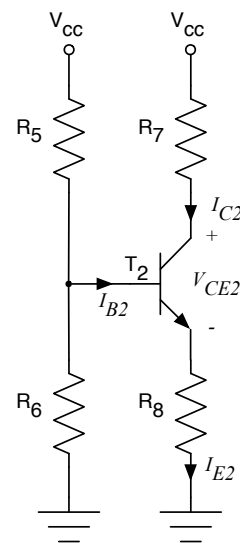


Figura 30 – Circuito em corrente contínua do 2º estágio do amplificador.

A análise dos circuitos das Figura 29 e Figura 30 é realizada aplicando-se o equivalente de Thévenin nos circuitos de base, conforme feito para os amplificadores estudados anteriormente, resultando nos circuitos das Figura 31 e Figura 32.

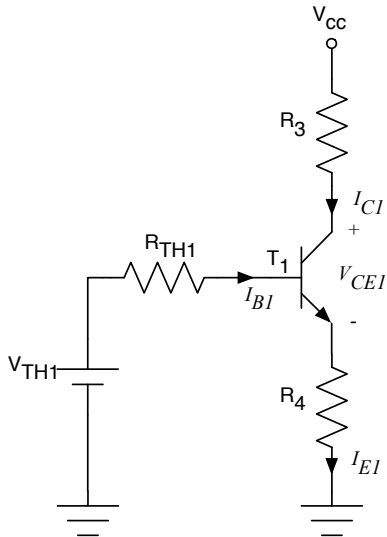


Figura 31 – Equivalente de Thévenin do 1º estágio do amplificador.

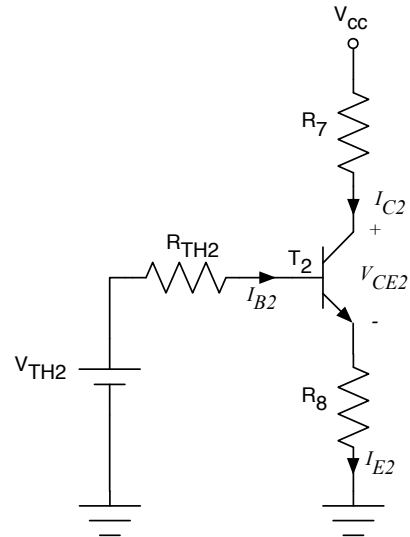


Figura 32 – Equivalente de Thévenin do 2º estágio do amplificador.

A tensão e resistência de Thévenin serão:

$$V_{TH1} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$V_{TH2} = \frac{V_{CC} \cdot R_6}{R_5 + R_6};$$

$$R_{TH1} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{TH2} = R_5 // R_6 = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6}.$$

Procedendo como feito na análise dos circuitos anteriores, obtém-se:

$$I_{B1} = \frac{V_{TH1} - V_{BE1}}{R_{TH1} + R_4 \cdot (1 + \beta_1)};$$

$$I_{B2} = \frac{V_{TH2} - V_{BE2}}{R_{TH2} + R_8 \cdot (1 + \beta_2)}.$$

As demais variáveis serão:

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1};$$

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2};$$

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1};$$

$$I_{E2} = I_{C2} + I_{B2};$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_3 \cdot I_{C1} - R_4 \cdot I_{E1};$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_7 \cdot I_{C2} - R_8 \cdot I_{E2}.$$

### 6.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 28, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 33, ao qual pode-se aplicar o modelo equivalente de Ebers-Moll para os transistores T<sub>1</sub> e T<sub>2</sub>, resultando no circuito da Figura 34. Simplificando este circuito, pela associação dos resistores que estão em paralelo, obtém-se o circuito da Figura 35.

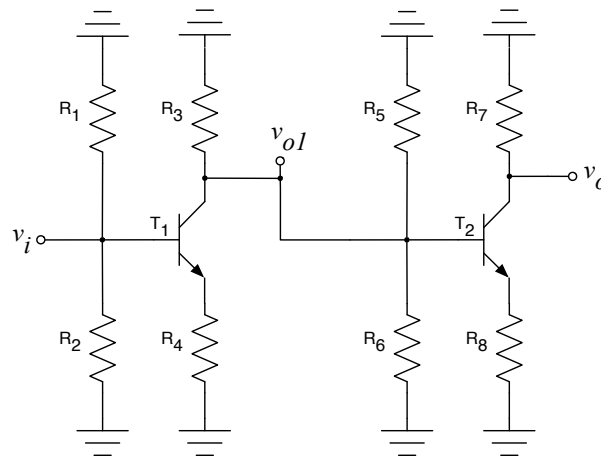


Figura 33 – Circuito do amplificador de múltiplos estágios para análise CA.

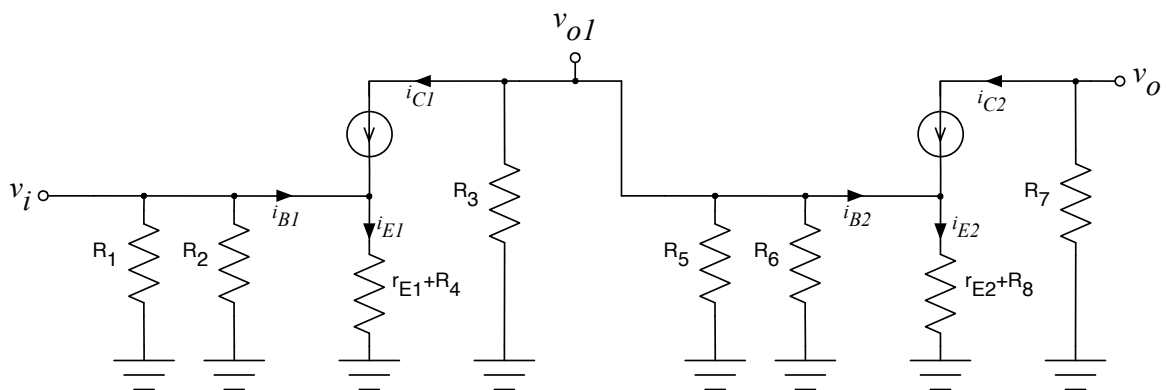


Figura 34 – Circuito do amplificador de múltiplos estágios empregando o modelo de Ebers-Moll.

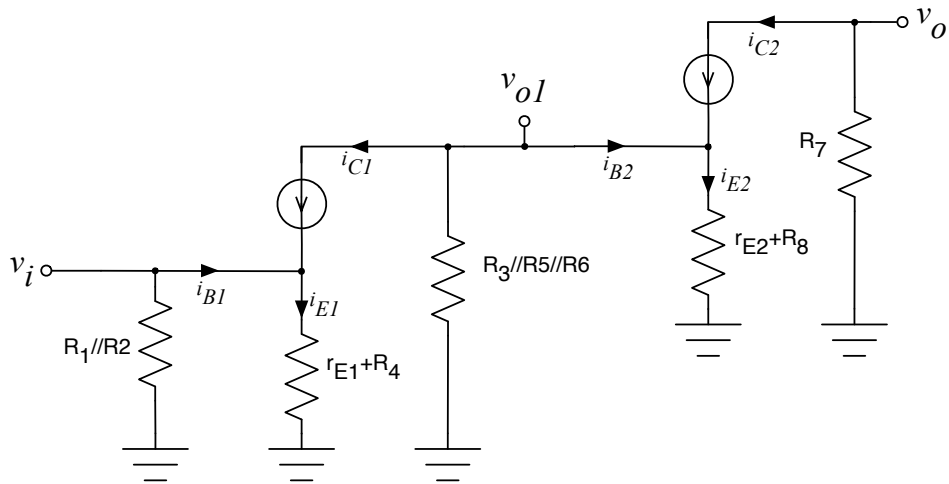


Figura 35 – Simplificação do circuito da Figura 34.

Inicialmente, pode-se obter o ganho do primeiro estágio. Escrevendo a tensão sobre o resistor de emissor tem-se:

$$v_{E1} = v_i;$$

$$i_{E1} = \frac{v_{E1}}{r_{E1} + R_4} = \frac{v_i}{r_{E1} + R_4}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_{E1} = i_{B1} + i_{C1};$$

$$i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\beta_1} + i_{C1} = i_{C1} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_{C1} = -\frac{v_{o1}}{R_{eq}};$$

$$R_{eq} = R_3 // R_5 // R_6 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do primeiro estágio, ou seja, a relação entre a tensão de saída do primeiro transistor e sua tensão de entrada:

$$\frac{v_i}{r_{E1} + R_4} = -\frac{v_{o1}}{R_{eq}} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1};$$

$$\frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1}.$$

Normalmente o ganho do transistor ( $\beta$ ) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta_1 \gg 1;$$

$$1 + \beta_1 \approx \beta_1;$$

$$\frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1} \approx \frac{\beta_1}{\beta_1} = 1;$$

$$\frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot 1;$$

$$G_1 = \frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4}.$$

Do mesmo modo pode-se proceder para o segundo estágio. Escrevendo a tensão sobre o resistor de emissor tem-se:

$$v_{E2} = v_{o1};$$

$$i_{E2} = \frac{v_{E2}}{r_{E2} + R_8} = \frac{v_{o1}}{r_{E2} + R_8}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_{E2} = i_{B2} + i_{C2};$$

$$i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\beta_2} + i_{C2} = i_{C2} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_{C2} = -\frac{v_o}{R_7}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do segundo estágio, ou seja, a relação entre a tensão de saída do segundo transistor e sua tensão de entrada:

$$\frac{v_{o1}}{r_{E2} + R_8} = -\frac{v_o}{R_7} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2};$$

$$\frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2}.$$

Normalmente o ganho do transistor ( $\beta$ ) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta_2 \gg 1;$$

$$1 + \beta_2 \approx \beta_2;$$

$$\frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2} \approx \frac{\beta_2}{\beta_2} = 1;$$

$$\frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \cdot 1;$$

$$G_2 = \frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8}.$$

O ganho total do circuito amplificador de múltiplos estágios pode ser obtido por:

$$G = G_1 \cdot G_2 = \frac{v_o}{v_{o1}} \cdot \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{v_o}{v_i};$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \left( -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \right) \cdot \left( -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \right);$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot \frac{R_7}{r_{E2} + R_8}.$$

Comprova-se então que o ganho total do amplificador de múltiplos estágios é a multiplicação dos ganhos individuais de cada estágio. Além disso, o amplificador com dois estágios não inverte o sinal de saída, ou seja, a tensão de saída está em fase com a tensão de entrada.

### 6.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 28 no *software* de simulação de circuitos Multisim, conforme mostrado na Figura 36.

Os valores em corrente contínua são os mesmos obtidos para os circuitos semelhantes simulados anteriormente.

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_{E1} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_{E1}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13\Omega;$$

$$r_{E2} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_{E2}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13\Omega;$$

$$R_{eq} = R3 // R5 // R6 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}} = \frac{1}{\frac{1}{1,5k} + \frac{1}{470k} + \frac{1}{100k}} = 1,47k\Omega;$$

$$G_1 = \frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} = -\frac{1,47k}{40,13 + 1k} = -1,41V/V;$$

$$G_2 = \frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} = -\frac{1,5k}{40,13 + 1k} = -1,44V/V;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = G_1 \cdot G_2 = (-1,41) \cdot (-1,44) = 2,03V/V.$$

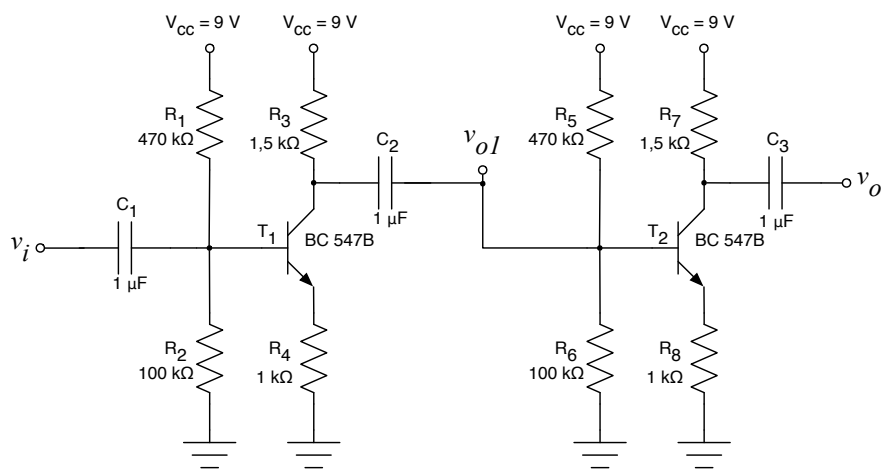


Figura 36 – Circuito para simulação do amplificador de múltiplos estágios.

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o\max} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 7,45 = 1,55V = v_{o\_pico};$$

$$v_{o\min} = 0V.$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i\max} = \frac{v_{o\max}}{G} = \frac{1,55}{2,03} = 0,76V;$$

$$v_{i\text{rms}} = \frac{v_{i\max}}{\sqrt{2}} = \frac{0,76}{\sqrt{2}} = 0,54V.$$

Por fim, o circuito da Figura 36 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado

na Figura 37. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 38, comprovando que os valores obtidos por simulação estão próximos dos valores calculados.

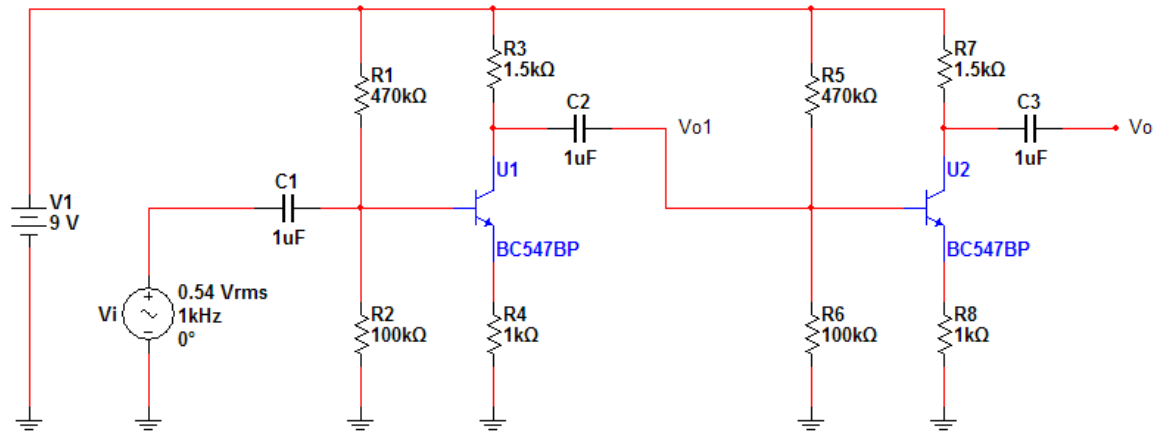


Figura 37 – Circuito simulado no Multisim.

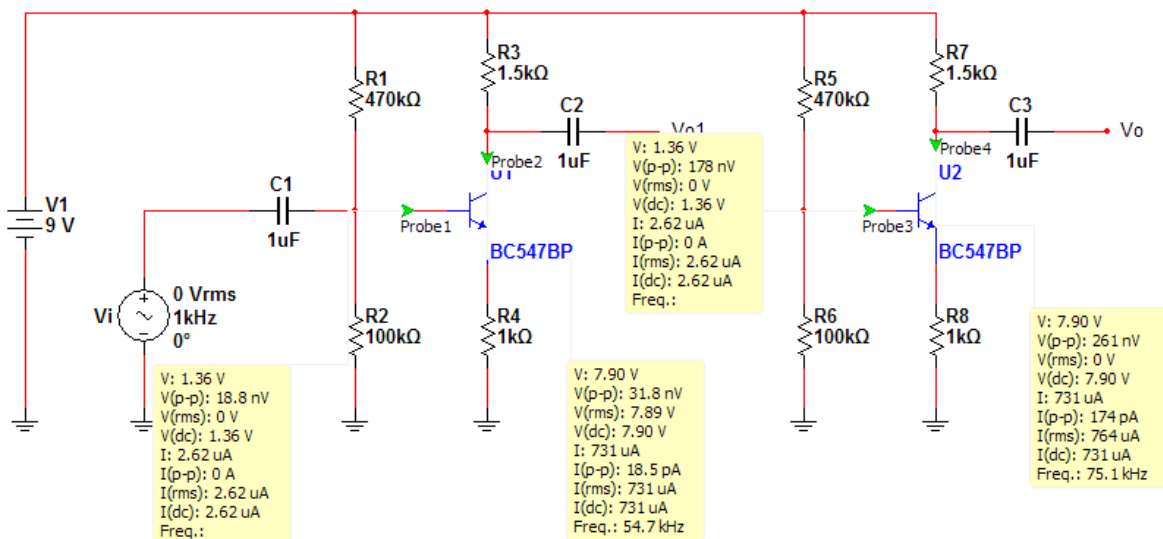


Figura 38 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador de múltiplos estágios.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 0,54 V, obtêm-se as formas de onda mostradas na Figura 39, as quais apresentam distorção, seja na tensão de saída do primeiro estágio, como da tensão de saída do segundo estágio de amplificação.

Para eliminar a distorção presente no sinal de saída, deve-se diminuir a amplitude do sinal de entrada. Após ajustar a amplitude do sinal de entrada para 0,1 V, obtiveram-se as formas de onda da Figura 40.

O ganho do circuito na simulação foi:

$$v_{o_{\max}} = 286,16 \text{ mV} ;$$

$$v_{i_{\max}} = 141,32 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{286,16m}{141,32m} = 2,025V/V.$$

O ganho obtido é bem próximo do valor calculado, comprovando que a metodologia de análise do amplificador de múltiplos estágios é válida e pode ser empregada para circuitos de amplificadores e osciladores com transistores bipolares de junção.

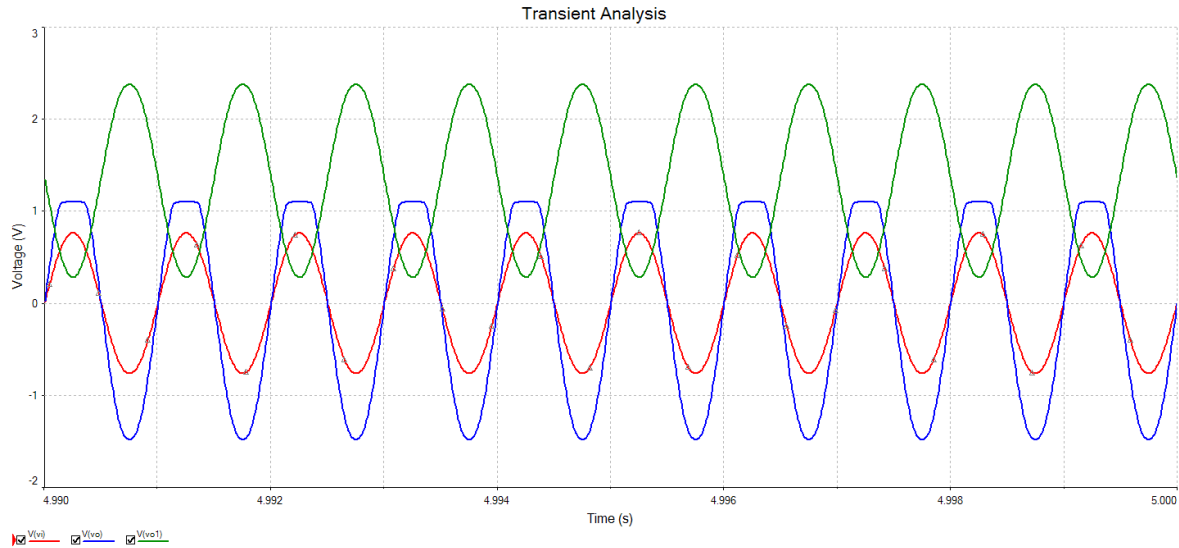


Figura 39 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador de múltiplos estágios.

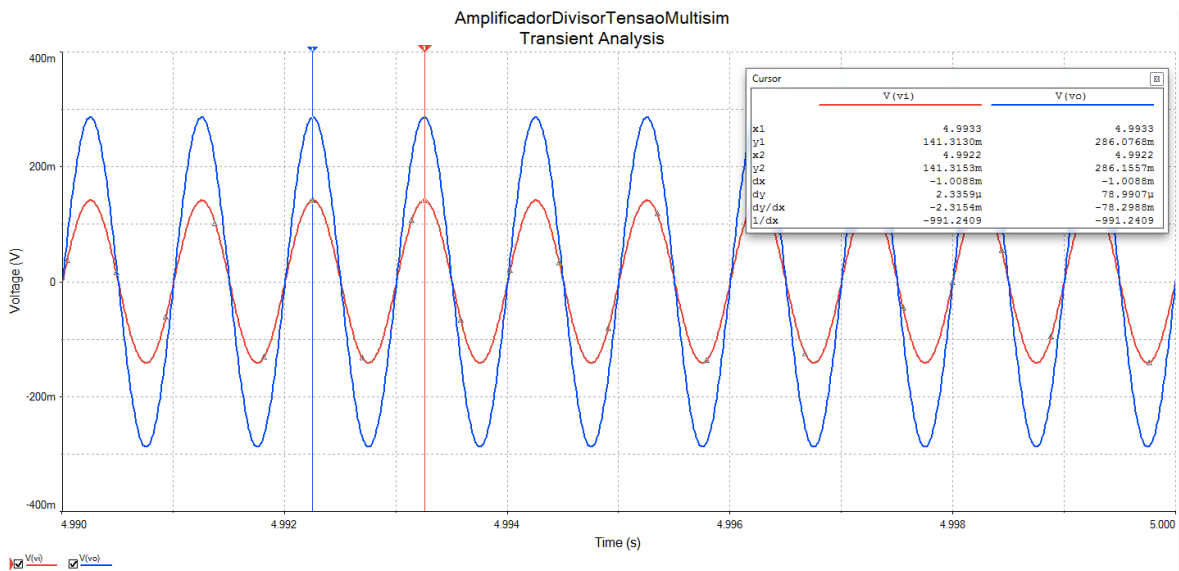


Figura 40 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

## 7 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.