



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANTHONY JOSEAN CORDEIRO CALDAS

Estudo e Análise de um Circuito Multiplicador para Sinais Analógicos

Campina Grande - PB
Outubro de 2013

ANTHONY JOSEAN CORDEIRO CALDAS

Estudo e Análise de um Circuito Multiplicador para Sinais Analógicos

Trabalho de conclusão de curso-TCC
apresentado à Unidade Acadêmica de
Engenharia Elétrica como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título
de bacharel em engenharia elétrica.

EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO, DR., UFCG
ORIENTADOR

CAMPINA GRANDE - PB
OUTUBRO DE 2013

ANTHONY JOSEAN CORDEIRO CALDAS

Estudo e Análise de um Circuito Multiplicador para Sinais Analógicos

Trabalho de conclusão de curso - TCC
apresentado à Unidade Acadêmica de
Engenharia Elétrica como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título
de bacharel em engenharia elétrica.

Aprovado em ____/____/2013.

EURICO BEZERRA DE SOUZA FILHO Dr., UFCG

JOSÉ GUTEMBERGUE DE ASSIS LIRA Dr., UFCG

CAMPINA GRANDE - PB

OUTUBRO DE 2013

À minha mãe, Maria Benigna Cordeiro
Cabral, pelos seus ensinamentos de vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família, em especial a minha mãe, Maria Benigna Cordeiro Cabral, pelo apoio e suporte incondicional.

Agradeço ao professor Eurico Bezerra de Souza Filho pela oportunidade de ser seu orientando.

Agradeço ao professor José Gutemberg de Assis Lira pela presença na banca examinadora.

Agradeço aos professores e funcionários que fazem o departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

Agradeço ao professor Pedro Luiz do Nascimento da Unidade Acadêmica de Física (UAFísica) pelas oportunidades.

Agradeço ao técnico de laboratório Waldemir da Unidade Acadêmica de Física (UAFísica) pelo apoio.

Agradeço aos colegas de curso, Tiago Balbino, Wallyson, Luciano Duarte, Márcio Rilton Cláudio, Francisco, Miquéias e os demais pela contribuição direta ou indireta que permitiram, de alguma forma, que eu lograsse concluir o curso.

Agradeço a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram em minha formação pessoal e profissional.

RESUMO

Circuitos multiplicadores são comumente empregados em aplicações envolvendo controle analógico ou digital. Para a obtenção da operação de multiplicação de sinais analógicos é possível a utilização de circuitos integrados dedicados a este fim. Uma alternativa é o emprego de Amplificadores Operacionais que podem implementar a mesma função com um custo reduzido.

Palavras-chave: Multiplicador. Controle. Analógico. Elementos discretos. Amplificadores Operacionais. Custo.

ABSTRACT

Multiplier circuits are commonly used in applications involving analog or digital control. To obtain the multiplication operation signal is possible using integrated circuits dedicated to this purpose. An alternative is the use of Operational Amplifiers that can implement the same function with a reduced cost.

Keywords : Multiplier. multiplication Control. Analog. Discrete elements. Operational Amplifiers. Cost

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1	Circuito multiplicador log-anti log.....	12
Figura 1.2	Diagrama de blocos de um multiplicador quarter square.....	12
Figura 1.3	Circuito multiplicador de transcondutância.....	13
Figura 2.1	Retificador trifásico não controlado.....	15
Figura 2.2	Formas de onda do retificador trifásico não controlado.....	15
Figura 2.3	Retificador trifásico controlado.....	16
Figura 2.4	Diagrama de blocos de um circuito multiplicador largura de pulso - altura de pulso.....	17
Figura 2.5	Formas de onda de um circuito multiplicador largura de pulso - altura de pulso.....	17
Figura 2.6	Formas de onda de um circuito multiplicador largura de pulso - altura de pulso.....	18
Figura 2.7	Circuito empregando amplificador operacional sem realimentação.....	20
Figura 2.8	Circuito empregando amplificador operacional com realimentação positiva.....	20
Figura 2.9	Circuito empregando amplificador operacional com realimentação negativa.....	21
Figura 2.10	Circuito amplificador inversor.....	21
Figura 2.11	Circuito amplificador não inversor.....	22
Figura 2.12	a) Circuito comparador b) forma de onda de saída do comparador.....	23
Figura 2.13	a) Disparador de Schmitt inversor b) Característica de saída do Disparador de Schmitt inversor.....	23
Figura 2.14	Circuito gerador de onda triangular.....	24
Figura 2.15	Circuito disparador de Schmitt não inversor.....	24
Figura 2.16	Formas de onda do circuito gerador de onda triangular.....	25
Figura 2.17	Resposta de um filtro com aproximação de Butterworth.....	28
Figura 2.18	Resposta de um filtro com aproximação de Butterworth para várias ordens.....	28
Figura 2.19	Resposta de um filtro com aproximação de Chebyshev a) Ordem par b) Ordem ímpar.....	20
Figura 2.20	Filtro ativo com estrutura Sallen e Key.....	30
Figura 2.21	Diagrama de blocos ilustrando o uso de um circuito deslocador de fase.....	31
Figura 2.22	Circuito deslocador de fase utilizando estrutura MFB.....	32
Figura 3.1	Circuito do multiplicador prático.....	34
Figura 3.2	Bancada para o desenvolvimento das atividades.....	35
Figura 3.3	Circuito do gerador de onda triangular.....	35
Figura 3.4	Onda triangular obtida.....	36

Figura 3.5	Circuito comparador.....	36
Figura 3.6	a) Entrada do circuito comparador b) Saída do circuito comparador.....	36
Figura 3.7	Circuito Modulador altura de pulso.....	37
Figura 3.8	Diagrama de circuito de cada chave analógica.....	38
Figura 3.9	Diagrama de blocos CI 4066.....	38
Figura 3.10	Interface do software para projeto de filtros ativos FilterPro V 2.0 Texas Instruments.....	39
Figura 3.11	Diagrama de circuito do filtro passa baixa utilizando uma estrutura Sallen Key frequência de corte 100Hz e ganho 2	40
Figura 3.12	Diagrama de Bode para o filtro passa baixa.....	40
Figura 3.13	Formas de onda de entrada e da saída do filtro.....	41
Figura 3.14	Circuito Deslocador de fase.....	41
Figura 3.15	Diagrama de bode do circuito deslocador de fase.....	42
Figura 3.16	Formas de onda do circuito multiplicador após correção de fase.....	43
Figura 3.17	Visualização em 3D da placa de circuito impresso gerada pelo software Proteus 7.7.....	43
Figura 4.1	Harmônicos de saída para o circuito multiplicador.....	45
Figura 4.2	Tempo para resposta do circuito multiplicador.....	46
Figura 4.3	Tempo para resposta de regime do circuito multiplicador.....	46
Figura 5.1	Amplificador inversor	47
Figura 5.2	Interface do software Filter Pro V2 para o projeto do filtro passa baixa com aproximação de Butterworth.....	48
Figura 5.3	Circuito deslocador de primeira ordem a) saída atrasada b) saída adiantada.....	48

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	12
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	15
2.1	Multiplicador em um Circuito Retificador Trifásico PWM.....	15
2.2	Circuito Multiplicador Largura de Pulso-Altura de Pulso.....	17
2.3	Amplificadores Operacionais.....	19
2.3.1	Circuitos Lineares Básicos.....	21
2.3.1.1	Amplificador Inversor.....	21
2.3.1.2	Amplificador Não Inversor.....	22
2.3.2	Circuitos Não Lineares Básicos.....	22
2.3.2.1	Circuito Comparador	22
2.3.2.2	Comparador de Histerese.....	23
2.3.2.3	Gerador de Onda Triangular	24
2.3.3	Slew-Rate.....	26
2.4	Filtros Ativos.....	26
2.4.1	Filtro de Butterworth.....	27
2.4.2	Filtro de Chebyshev.....	29
2.5	Projeto de Filtros Ativos.....	30
2.6	Circuitos Deslocadores de Fase.....	31
3	PROJETO DO CIRCUITO MULTIPLICADOR.....	34
3.1	Circuito Prático do Multiplicador Implementado.....	34
3.2	Gerador de Onda Triangular.....	35
3.3	Circuito Comparador.....	36
3.4	Modulador Altura de Pulso.....	37
3.5	Chave Analógica.....	37
3.6	Filtro Passa Baixa.....	39
3.7	Circuito Deslocador de Fase.....	40
3.6	Projeto da Placa de Circuito Impresso.....	43
4	RESULTADOS OBTIDOS.....	44
4.1	Multiplicação de Sinal AC por Sinal DC.....	44
4.2	Conteúdo Harmônico do Sinal de Saída.....	45
4.3	Tempo de Resposta.....	46

5	MELHORIAS PARA PROJETOS FUTUROS	47
5.1	Circuito Comparador	47
5.2	Amplificador.....	47
5.3	Filtro Ativo	47
5.4	Deslocador de Fase	48
6	CONCLUSÕES.....	49
	REFERÊNCIAS.....	50
	ANEXO 1 - Gerador Triangular.....	51
	ANEXO 2 - Circuito Deslocador de Fase.....	53
	ANEXO 3 - Layout Placa de Circuito Impresso.....	55
	ANEXO 4 - Resultados de Multiplicação.....	56

Capítulo 1 – INTRODUÇÃO

Em alguns casos faz-se necessário utilizar circuitos com o objetivo de realizar operações matemáticas entre sinais analógicos como, por exemplo, a operação de multiplicação de dois sinais. A multiplicação de sinais analógicos é aplicada em vários campos da eletrônica. Dentre esses campos podemos citar alguns típicos:

- ✓ Modulação de amplitude
- ✓ Sistema de controle analógico
- ✓ Filtro trifásico PWM
- ✓ Medidores de potência (wattímetros)

Diferentes métodos podem ser empregados para realizar a multiplicação analógica de sinais desde a multiplicação de um só quadrante que utiliza da técnica de implementação logarítmica até o emprego de técnica mais complexas como:

- a) Método de quadrante quadrado
- b) Método da transcondutância variável
- c) Método de modulação por largura de pulso - altura de pulso

Multiplicação Log - anti log

É possível utilizar amplificadores logarítmicos combinados com circuitos anti-log para implementar a multiplicação de duas variáveis. O circuito da figura 1.1 a seguir pode ser utilizado para essa finalidade:

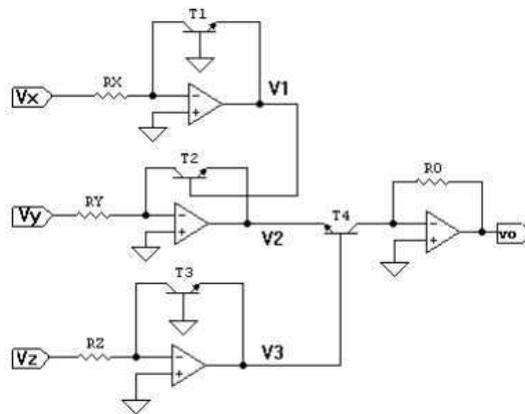


Figura 1.1 – Circuito multiplicador log-anti log

A expressão para a saída deste circuito é dado a seguir :

$$V_o = \frac{v_x v_y}{v_z} \frac{R_o R_z}{R_x R_y}$$

Multiplicação Quarter Square (Quadrante Quadrado)

O multiplicador Quarter Square se baseia na equação abaixo:

$$V_o = (x + y)^2 - (x - y)^2 = x^2 + y^2 + 2xy - x^2 - y^2 + 2xy = 4xy$$

A partir da relação acima observa-se que a multiplicação entre dois sinais, x e y , é obtida adicionando-se um amplificador de ganho $1/4$. O diagrama de blocos a seguir ilustra o funcionamento desse tipo de circuito :

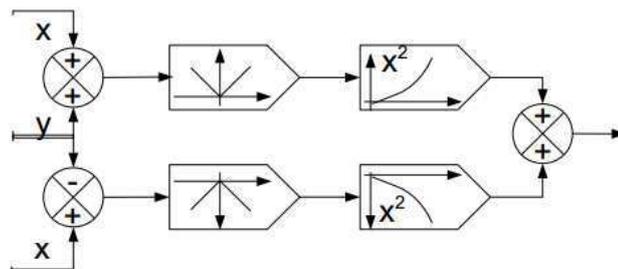


Figura 1.2 – Diagrama de blocos de um multiplicador quarter square

Multiplicação por Transcondutância Variável

A seguir tem-se um circuito que ilustra essa técnica de multiplicação.

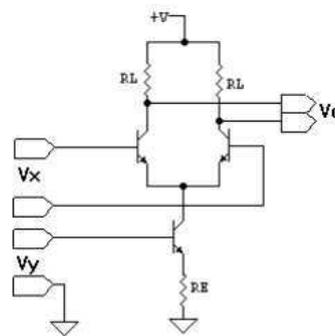


Figura 1.3 – Circuito multiplicador de transcondutância

A relação de saída é dada pela seguinte expressão

$$V_o = \frac{R_L}{R_E V_T} v_x v_y$$

É comum o uso de circuitos multiplicadores em sistemas de controle com realimentação (feedback) onde geralmente utiliza-se de tal recurso para se obter um sinal de referência na estratégia de controle . O texto que segue versa acerca do método de multiplicação de largura de pulso-altura de pulso em uma aplicação específica de sistemas de controle analógico.

Capítulo 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Multiplicador em um Circuito Retificador Trifásico PWM

Um circuito retificador trifásico pode ser construído a partir do diagrama de circuito dado na figura 2.1 a seguir:

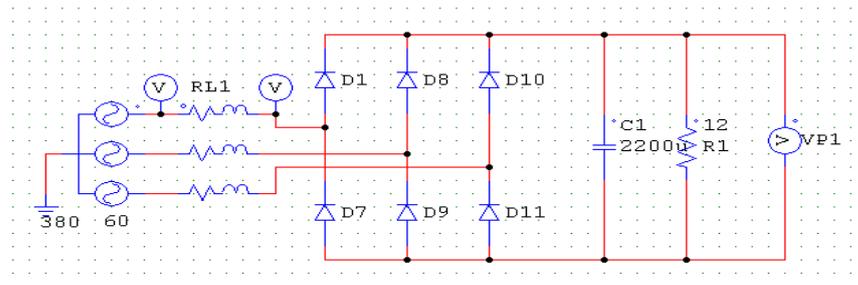


Figura 2.1 – Retificador trifásico não controlado

Tal circuito mostra-se constituído de uma ponte retificadora ligada a uma fonte trifásica não ideal dotada de um filtro capacitivo na saída alimentando uma carga R1. Geralmente utiliza-se tal configuração em inversores de frequência nos quais constituem de equipamentos destinados ao controle de velocidade em motores.

Em um circuito retificador típico como o mostrado na figura 2.1 têm-se alguns inconvenientes que podem ser ilustrados nas formas de onda para os principais parâmetros elétricos envolvidos.

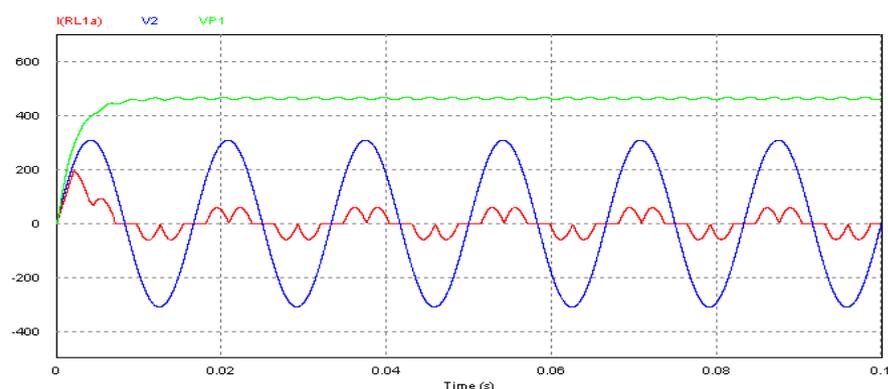


Figura 2.2 – Formas de onda do retificador trifásico não controlado

No início da aplicação da tensão há um pico de corrente (forma de onda de cor vermelha) extremamente elevado, que pode danificar o diodo. Algumas técnicas são empregadas para evitar este pico, como, por exemplo, a introdução de uma

resistência para limitar a corrente no início da condução com o capacitor descarregado. Quando o capacitor atinge a tensão adequada, o resistor é retirado de operação. Outro problema a ser citado é a forma de onda não senoidal da corrente em regime permanente. Esse tipo de forma de onda piora o fator de potência e introduz harmônicos indesejáveis de baixa ordem na corrente de fase.

Com o objetivo de mitigar os inconvenientes citados anteriormente é proposto um circuito retificador trifásico dotado de uma estratégia de controle. A seguir tem-se o diagrama de circuito desse retificador.

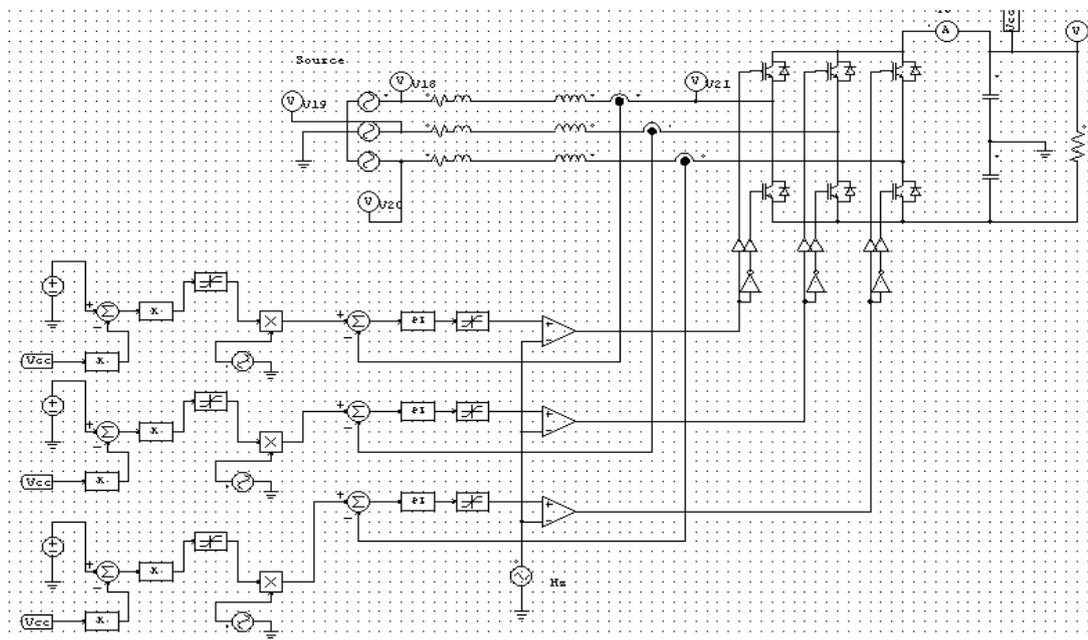


Figura 2.3 – Retificador trifásico controlado

Observa-se que há a presença de duas malhas de controle no circuito retificador. Uma malha está relacionada com a tensão do barramento CC sobre o capacitor na tentativa de manter constante a tensão em um valor desejado e outra malha de controle da corrente que será responsável em fornecer a corrente com um fator de potência unitário. Nota-se que a saída do controlador PI da malha de corrente é enviada aos comparadores que por sua vez é comparada com uma onda triangular na frequência da ordem de 10kHz no intuito de minimizar o “ripple” de corrente em alta frequência.

Na malha de controle da tensão, a saída do controlador fornece um valor que deve ser multiplicada por um sinal senoidal de amplitude unitária, na frequência da

rede elétrica. O sinal obtido dessa forma será o sinal de referência para a malha de corrente. Para realizar a função de multiplicação é possível a utilização de um circuito multiplicador construído a partir de Amplificadores Operacionais.

2.2 Circuito Multiplicador Largura de Pulso-Altura de Pulso

Nesse tipo de multiplicador os sinais operandos v_1 e v_2 são as entradas do circuito. A entrada v_1 controla a largura do pulso enquanto que a entrada v_2 modula a amplitude do trem de pulsos gerado pela entrada v_1 . O sinal obtido passa por um filtro passa baixa com frequência de corte ajustada conforme tipo de entrada. O diagrama de blocos da figura 2.4 ilustra o funcionamento do circuito multiplicador em questão:

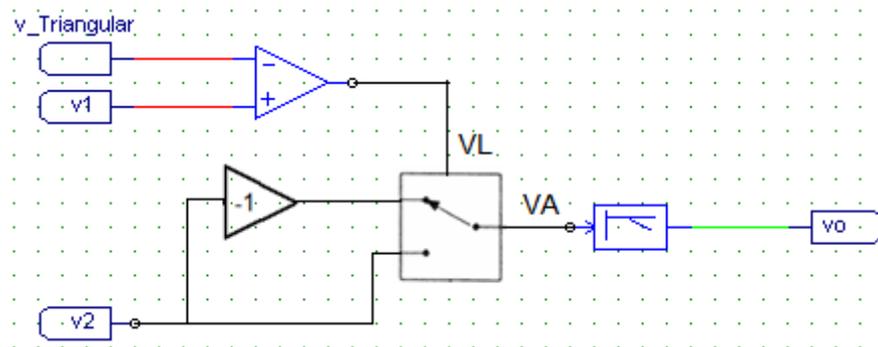


Figura 2.4 – Diagrama de blocos de um circuito multiplicador largura de pulso - altura de pulso

Supondo que o sinal v_1 e v_2 sejam dois sinais DC a serem multiplicados, a partir do diagrama da figura 2.4 e das considerações feitas é possível perceber as seguintes formas de onda:

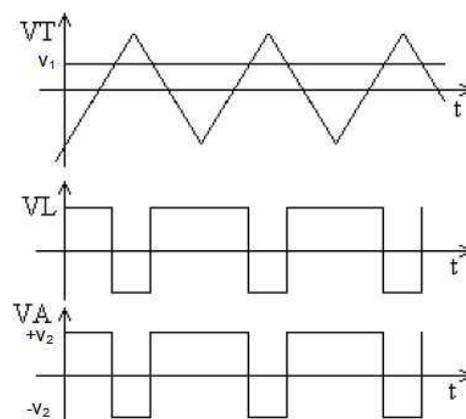


Figura 2.5 – Formas de onda de um circuito multiplicador largura de pulso-altura de pulso

Desse modo para um sinal que se assemelha a VA, como o representado na figura 2.6 é possível demonstrar que o valor médio é proporcional a multiplicação dos valores médios.

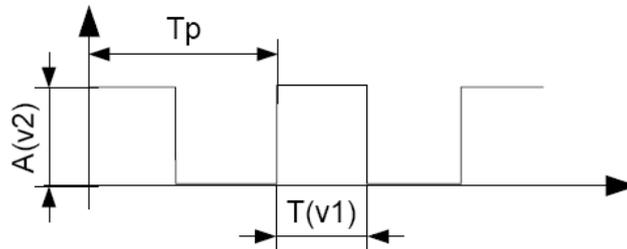


Figura 2.6 – Formas de onda de um circuito multiplicador largura de pulso-altura de pulso

Da forma de onda da figura 2.6 percebe-se que a largura de pulso e a altura de pulso são funções de v_1 e v_2 respectivamente, de forma que podemos escrever:

$$T = k_1 v_1$$

e

$$A = k_2 v_2$$

Calculando-se o valor médio do sinal de saída tem-se então:

$$v_o = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} v_A(t) \cdot dt$$

$$v_o = \frac{1}{T_p} \left[\int_0^T v_A(t) \cdot dt + \int_T^{T_p} v_A(t) \cdot dt \right]$$

$$v_o = \frac{1}{T_p} \left[\int_0^{k_1 v_1} k_2 v_2 \cdot dt + 0 \right]$$

$$v_o = \frac{1}{T_p} k_2 v_2 \int_0^{k_1 v_1} dt$$

$$v_o = \frac{k_1 k_2}{T_p} v_1 v_2$$

Logo o valor médio é proporcional ao produto dos dois sinais entrada.

Supondo que a amplitude máxima da forma de onda seja K e o período da mesma seja T a referência [8] mostra que o valor médio do sinal de saída do circuito multiplicador é dado por:

$$v_o = \frac{V_1 V_2}{K}$$

2.3 Amplificadores Operacionais

Acerca dos amplificadores operacionais Pertence (1996, p.3): “O AOP é um amplificador CC multistágio com entrada diferencial cujas características se aproximam das de um amplificador ideal”. A seguir tem-se as principais características ideais de um amplificador operacional:

- a) Resistência de entrada infinita;
- b) Resistência de saída nula;
- c) Ganho de tensão infinito;
- d) Resposta em frequência infinita (CC a infinitos Hz)
- e) Insensibilidade á temperatura (drift nulo)

Os amplificadores operacionais são empregados em uma enorme variedade de circuitos.

Segundo Pertence (1996, p. 4):

“É muito difícil enumerar a totalidade das aplicações desse fantástico circuito(ou componente) denominado de amplificador operacional. De modo geral, podemos dizer, que suas aplicações estão presentes nos sistemas eletrônicos de controle industrial, na instrumentação industrial, na instrumentação nuclear ,na instrumentação médica(eletromedicina ou bioeletronica), nos computadores analógicos nos equipamentos de telecomunicações, nos equipamentos de áudio nos sistemas de aquisição de dados, etc.”

Em geral o amplificador operacional pode trabalhar de três modos:

- a) Sem realimentação

b) Com realimentação positiva

c) Com realimentação negativa

Sem realimentação

É modo de operação conhecido como malha aberta onde o ganho do circuito onde o amplificador está inserido é estipulado pelo próprio fabricante do amplificador operacional. Particularmente este modo de operação é útil em circuitos comparadores.

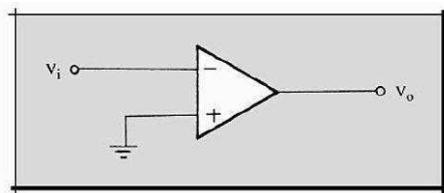


Figura 2.7 – Circuito empregando amplificador operacional sem realimentação

Com realimentação positiva

Trata-se de um tipo de realimentação em que se obtém uma resposta não linear. A realimentação positiva é aplicada em circuitos osciladores

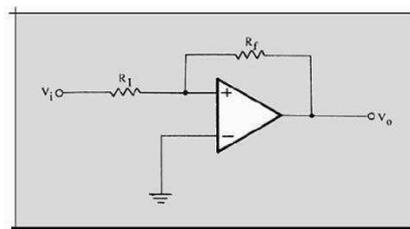


Figura 2.8 – Circuito empregando amplificador operacional com realimentação positiva

Nota-se que a saída é reaplicada à entrada não inversora do AOP através de um resistor de realimentação R_f

Com realimentação negativa

É considerado o modo de operação mais importante em circuitos envolvendo o uso amplificadores operacionais. Obtem-se, nesse caso, uma resposta linear com o ganho de malha fechada controlador pelo projetista .

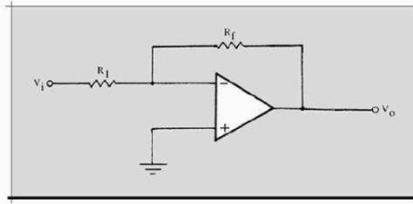


Figura 2.9 – Circuito empregando amplificador operacional com realimentação negativa

Observa-se que a saída é reaplicada a entrada inversora do AOP através de R_f . Pode-se elencar como aplicações do AOP com realimentação negativa:

- ✓ Seguidor de tensão
- ✓ Amplificador não-inversor
- ✓ Amplificador inversor
- ✓ Somador
- ✓ Amplificador diferencial ou subtrator;
- ✓ Diferenciador;
- ✓ Integrador;
- ✓ Filtros ativos, etc.

2.3.1 Circuitos Lineares Básicos

Algumas configurações básicas são utilizadas na maioria das aplicações envolvendo os amplificadores operacionais. A seguir é descrito de forma resumida algumas topologias típicas envolvendo o uso de amplificadores operacionais:

2.3.1.1 Amplificador Inversor

Nessa configuração tem-se uma defasagem de 180° entre a entrada e a saída do circuito.

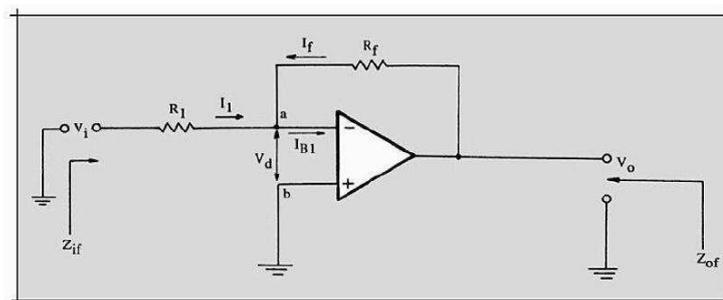


Figura 2.10 – Circuito amplificador inversor

Observa-se que há uma realimentação negativa e que a entrada do sinal é dado na entrada inversora do amplificador operacional. O ganho do circuito, a impedância de entrada, e a impedância de saída é dada por:

$$A_{VF} = -\frac{R_f}{R_1}$$

$$Z_i = R_1$$

$$Z_o = \frac{R_o}{1 + \beta A_{V_o}}$$

Onde $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

2.3.1.2 Amplificador Não Inversor

Nesse circuito não há defasagem do sinal de saída em relação a entrada. O sinal de entrada é aplicado na entrada não inversora.

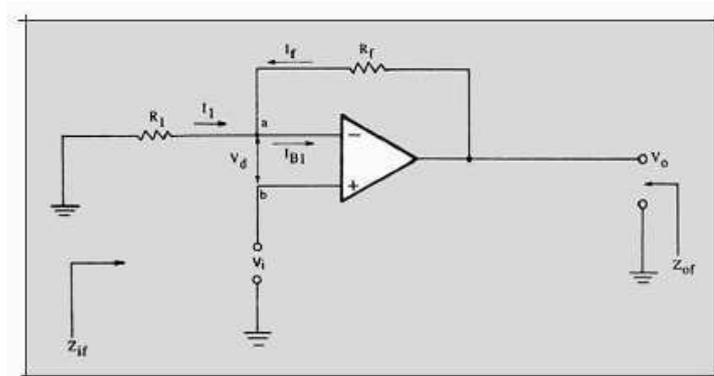


Figura 2.11 – Circuito amplificador não inversor

2.3.2 Circuitos Não Lineares Básicos

2.3.2.1 Circuito Comparador

Um comparador, como o próprio nome sugere, é um circuito que efetua uma comparação entre dois sinais de entrada e apresenta um resultado que depende da comparação efetuada. O circuito comparador utiliza-se da característica do alto ganho do amplificador operacional em malha aberta em sua operação.

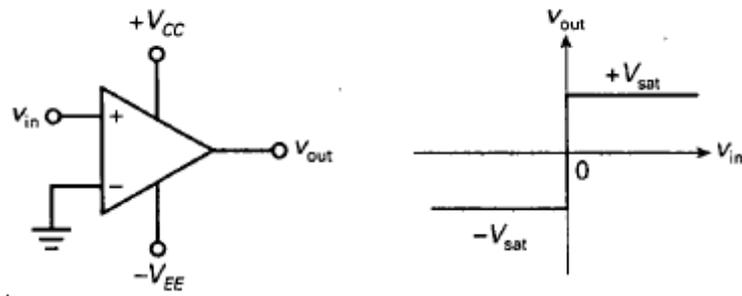


Figura 2.12 – a) Circuito comparador b) forma de onda de saída do comparador

Se a tensão de entrada V_{in} for ligeiramente maior que zero ocorre uma saturação positiva do amplificador operacional. Por outro lado se V_{in} for menor que zero ocorre uma saturação negativa conforme mostra a figura 2.12 (b).

2.3.2.2 Comparador de Histerese

O circuito comparador de Histerese, ou Schmitt trigger como também é conhecido, é um tipo de circuito comparador no qual a tensão de referência é uma fração da tensão de saída.

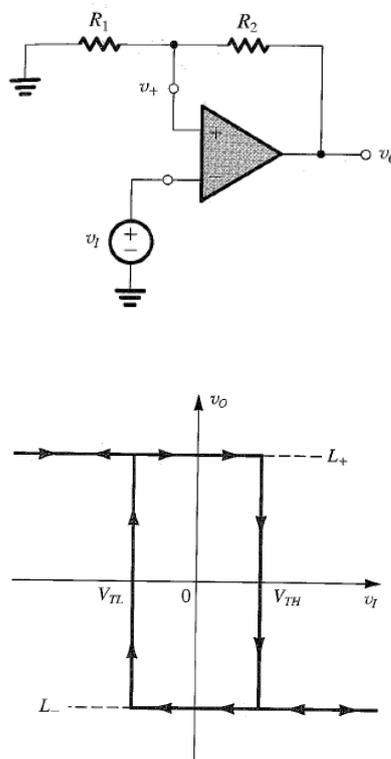


Figura 2.13 –a) Schmitt trigger inversor b) Característica de saída do Schmitt trigger

Verifica-se que a tensão de referência é obtida por meio da realimentação positiva do sinal de saída. A saída é forçada ao seu limite de saturação positivo ou negativo toda vez que V_{in} exceder a tensão de referência.

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} L_+$$

$$V_{TL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} L_-$$

2.3.2.3 Gerador de Onda Triangular

A partir de um circuito Schmitt trigger é possível obter um gerador de onda triangular de modo que para tal objetivo faz-se necessário acrescentar um circuito integrador.

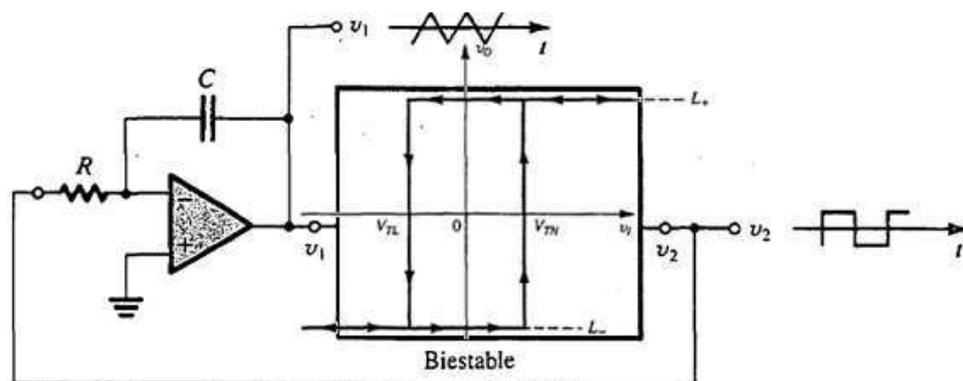


Figura 2.14 – Circuito gerador de onda triangular

Como pode ser visto na figura 2.14 acima o circuito biestável utilizado é do tipo não inversor conforme esquema do circuito dado na figura 2.15 a seguir:

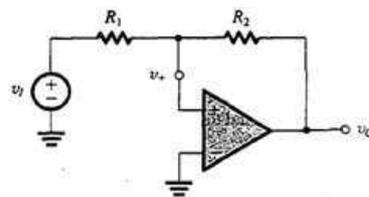


Figura 2.15 – Circuito disparador de Schmitt não inversor

Para esse circuito tem-se que :

$$V_{TL} = -L_+ \frac{R_1}{R_2}$$

e

$$V_{TH} = -L_- \frac{R_1}{R_2}$$

O Schmitt trigger, também conhecido com circuito biestável, pelo fato de ser capaz de variar sua saída em dois estados estáveis, gera uma onda quadrada que por sua vez é integrada por um circuito integrador formando assim uma onda triangular.

Para o circuito gerador de onda triangular da figura 2.14 as formas de onda v_2 e v_1 são dadas por:

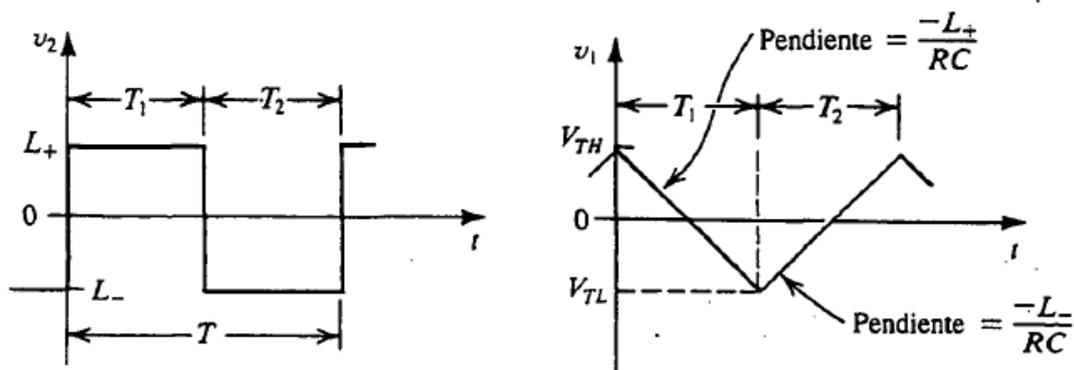


Figura 2.16 – Formas de onda do circuito gerador de onda triangular

Desse modo os tempos T_1 e T_2 são dados por:

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+}$$

e

$$T_2 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{-L_-}$$

Mediante as considerações feitas até aqui se verifica que é possível projetar um gerador de onda triangular a partir das especificações de frequência e amplitude desejadas.

2.3.3 Slew – Rate

O Slew-Rate(SR) de um amplificador operacional é definido como sendo a máxima taxa de variação da tensão de saída por unidade de tempo. Quanto maior o SR melhor será o amplificador. Desse modo é um parâmetro que mede a “velocidade” de resposta de um operacional.

O amplificador operacional implementado pelo CI 741 apresenta $SR=0,5V/\mu s$. Já LF351 e o TL074 o $SR =13V/\mu s$. Estes últimos são considerados rápidos.

2.4 Filtros Ativos

Segundo Pertence (1996, p. 189): “Um filtro elétrico é um quadripolo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro do sinal de entrada e permitir a passagem das demais”.

Em geral, quanto a construção, tem-se dois tipos de filtros: Passivos e ativos. Os filtros passivos são aqueles construídos apenas com elementos passivos, tais como: resistores, capacitores e indutores. Os filtros ativos são aqueles construídos com alguns elementos passivos associados a elementos ativos (válvulas, transistores ou amplificadores operacionais).

Os filtros ativos possuem uma série de vantagens em relação aos filtros passivos:

- a) Eliminação de indutores, os quais em baixa frequência são volumosos, pesados e caros;
- b) Facilidade de projetos de filtros complexos através da associação em cascata de estágios simples;
- c) Possibilidade de se obter grande amplificação do sinal de entrada (ganho), principalmente quando este for um sinal de nível muito baixo.
- d) Grande flexibilidade de projetos.

Como desvantagens pode-se citar:

- a) Exigem fonte de alimentação;
- b) A resposta em frequência está limitada a resposta dos amplificadores operacionais utilizados;

- c) Não podem ser aplicados em sistemas de média e alta potência (como nos filtros utilizados para conversores e inversores tiristorizados utilizados em acionamentos industriais).

Os filtros ativos podem ser classificados quanto à função executada em três tipos básicos:

- ✓ Filtro Passa baixa
- ✓ Filtros Passa alta
- ✓ Filtro Passa faixa
- ✓ Filtro rejeita faixa

Quanto a aproximação da função resposta utilizada tem-se entre as mais comuns:

- ✓ Butterworth
- ✓ Chebyshev

Cada aproximação apresenta um tipo de função matemática específica através da qual é possível obter uma curva de resposta aproximada para um determinado tipo de filtro.

2.4.1 Filtro de Butterworth

A função de módulo para um filtro Butterworth passa baixa de n-ésima ordem, com a borda da faixa de passagem, ω_p , é dada por:

$$|T(\omega j)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2N}}}$$

Na figura 2.17 a seguir tem-se a resposta em módulo de um filtro Butterworth

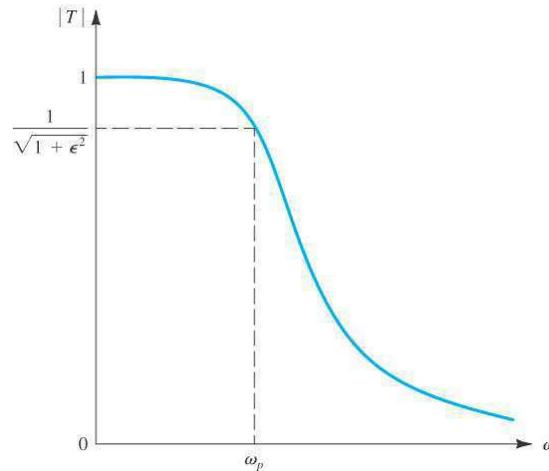


Figura 2.17 – Resposta de um filtro com aproximação de Butterworth

O parâmetro ϵ determina a variação máxima da transmissão na faixa de passagem, e está relacionado ao parâmetro $A_{\text{máx}}$, de acordo com:

$$A_{\text{máx}} = 20 \log \sqrt{1 + \epsilon^2}$$

Observa-se que na resposta do filtro de butterworth, o desvio máximo da transmissão na faixa de passagem ocorre na borda da faixa de passagem e próximo da frequência de corte. Isso mostra uma característica particular desse tipo de filtro no que se refere ao fato de o mesmo apresentar uma resposta plana na região de passagem. Quanto maior for à ordem do filtro de butterworth mais plana será sua resposta na faixa de passagem. A figura 2.18 a seguir ilustra esse fato:

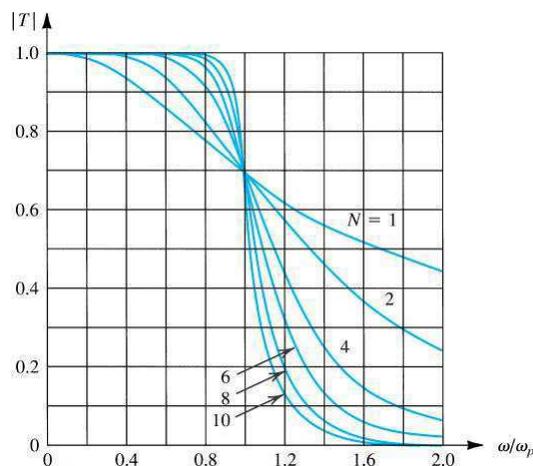


Figura 2.18 – Resposta de um filtro com aproximação de Butterworth para várias ordens

2.4.2 Filtro de Chebyshev

O módulo da amplitude da função de transferência de um filtro Chebyshev de n-esima ordem com uma borda da faixa de passagem ω_p é dada por:

$$\omega \leq \omega_p$$

$$|T(\omega j)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cos^2 [N \cos^{-1}(\omega/\omega_p)]}}$$

$$\omega \geq \omega_p$$

$$|T(\omega j)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cosh^2 [N \cosh^{-1}(\omega/\omega_p)]}}$$

As figuras a seguir ilustram o módulo das funções de transmissão para um filtro Chebyshev de ordem par e ímpar:

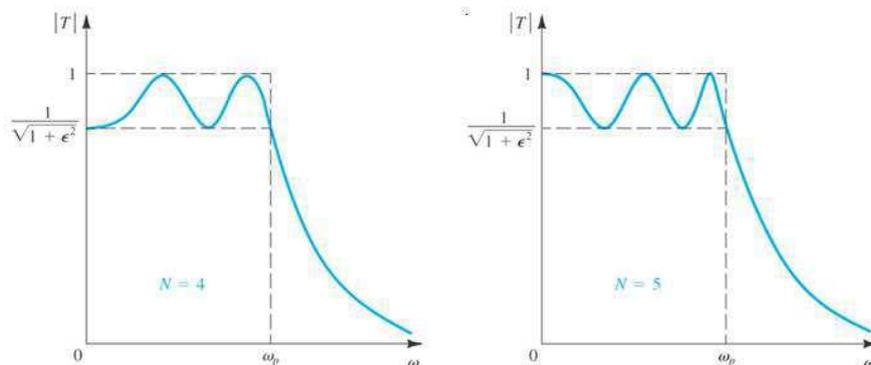


Figura 2.19 – Resposta de um filtro com aproximação de Chebyshev a) Ordem par B) Ordem ímpar

O parâmetro ε determina a ondulação da faixa de passagem de acordo com

$$A_{\text{máx}} = 10 \log 1 + \varepsilon^2$$

Verifica-se a partir da figura 2.19 que o filtro de Chebyshev apresenta uma ondulação na faixa de passagem. Se o filtro for de ordem par essa ondulação apresentara um desvio máximo em $\omega = 0$. Se o filtro for de ordem ímpar, em $\omega = 0$ a resposta do filtro será unitária (ou máxima). O número total de valores máximos e mínimos da faixa de passagem é igual a ordem N do filtro .

2.5 Projeto de Filtros Ativos

Algumas estruturas de circuitos podem ser usadas na implementação prática dos filtros ativos. Dentre as estruturas mais comuns podemos citar duas:

- ✓ Estrutura de realimentação múltipla - MFB (Multiple Feed-Back)
- ✓ Estrutura de fonte de tensão controlada por tensão – VCVS (Voltage Controlled Voltage Source)

Segundo Pertence (1996, p. 213): “Ambas as estruturas possuem algumas vantagens que as tornam muito usuais na prática: boa estabilidade, baixa impedância de saída, facilidade de ajuste de ganho e de frequência, requerem poucos componentes externos etc.”.

A estrutura MFB apresenta polaridade de saída invertida, ou seja, apresenta ganho invertido $-K$ ($K > 0$). A estrutura VCVS costuma ser também conhecida como estrutura de Sallen e Key.

Um filtro ativo de segunda ordem utilizando-se uma estrutura VCVS é dado pelo circuito da figura 2.20 abaixo:

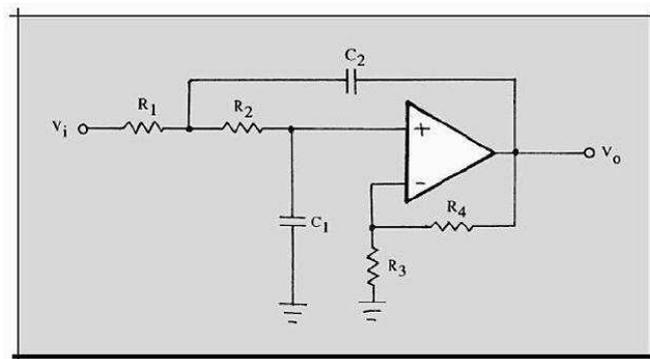


Figura 2.20 – Filtro ativo com estrutura Sallen e Key

Pertence (1996, p. 220), fornece as equações para o cálculo dos valores de R e C desse circuito.

$$K = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_1 = \frac{2}{[aC_2 + \sqrt{[a^2 + 4b(K-1)]C_2^2 - 4bC_1C_2}] \omega_c}$$

$$R_2 = \frac{1}{bC_1C_2R_1 \omega_c^2}$$

$$R_3 = \frac{K(R_1 + R_2)}{K-1}$$

$$R_4 = K(R_1 + R_2)$$

Os parâmetros “a” e “b” são obtidos por meio de tabelas apropriadas, pois definem o tipo de função – resposta ou aproximação desejada. Após a escolha de um valor comercial de C_2 podemos determinar o máximo valor comercial de C_1 de modo que atenda a seguinte condição:

$$C_1 \leq \frac{[a^2 + 4b(K-1)]C_2}{4b}$$

A função de transferência desse filtro é dada por:

$$H(s) = \frac{K}{R_1C_1R_2C_2s^2 + [(1-K)R_1C_2 + R_1C_1 + R_2C_1]s + 1}$$

2.6 Circuitos Deslocadores de Fase

Em alguns casos faz-se necessário o emprego de circuitos com a finalidade de “deixar” em fase os sinais de entrada e saída. Tais circuitos não afetam a amplitude dos sinais transmitidos e possibilitam que em uma determinada frequência exista um determinado deslocamento de fase entre o sinal de entrada e saída. A figura 2.21 tem-se uma ilustração acerca do funcionamento deste tipo de circuito:

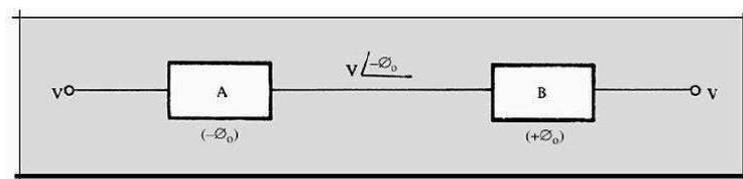


Figura 2.21 – Diagrama de blocos ilustrando o uso de um circuito deslocador de fase

Um sinal v ao passar por um circuito A sofre um deslocamento de $-\Phi_0$. Para corrigir o atraso provocado por A é adicionado em cascata um circuito deslocador de

fase B que promova um novo deslocamento de tal modo que seja compensado o defasamento inicial e o sinal de saída volte a ficar em fase com o sinal de entrada.

Pertence (1996, p. 240), sugere um projeto de circuito deslocador de fase utilizando de uma estrutura MFB:

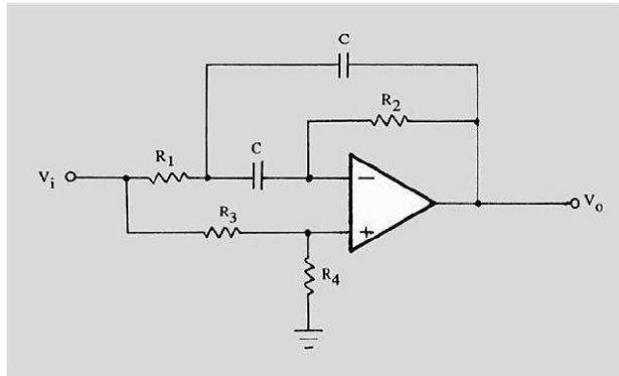


Figura 2.22 – Circuito deslocador de fase utilizando estrutura MFB

Os parâmetros R e C devem ser calculados de forma a obter o deslocamento desejado na frequência desejada. O ganho do circuito é dado por:

$$K = \frac{R_4}{R_3 + R_4} < 1$$

Para um ganho K de $\frac{1}{2}$ temos as seguintes relações de R e C:

$$R_1 = \frac{1}{2a\omega_0 C}$$

$$R_2 = 4R_1$$

$$R_3 = R_4 = 8R_1$$

A frequência f_0 tal que $\omega_0 = 2\pi f_0$ é a frequência na qual o projetista deseja que ocorra o defasamento Φ_0 necessário ao projeto. Em face de esse deslocamento é possível ter dois casos:

$$0 < \phi_0 < 180$$

e

$$180^\circ < \phi_0 < 0$$

Para cada um desses casos deve-se determinar o valor do parâmetro “a”. No primeiro caso tem-se:

$$a = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \operatorname{tg}^2(\phi_0/2)}}{2 \operatorname{tg}(\phi_0/2)}$$

E no segundo caso

$$a = \frac{-1 - \sqrt{1 + 4 \operatorname{tg}^2(\phi_0/2)}}{2 \operatorname{tg}(\phi_0/2)}$$

A função de transferência do circuito da figura 2.22 é dada por :

$$H(s) = \frac{R_1 R_2 R_4 C^2 s^2 + (2 R_1 R_4 C - R_2 R_3 C) s + R_4}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) C^2 s^2 + (2 R_1 R_3 C + 2 R_1 R_4 C) s + R_3 + R_4}$$

Capítulo 3 PROJETO DO CIRCUITO MULTIPLICADOR

3.1 Circuito Prático do Multiplicador Implementado

Na figura 3.1 tem-se o circuito do multiplicador montado.

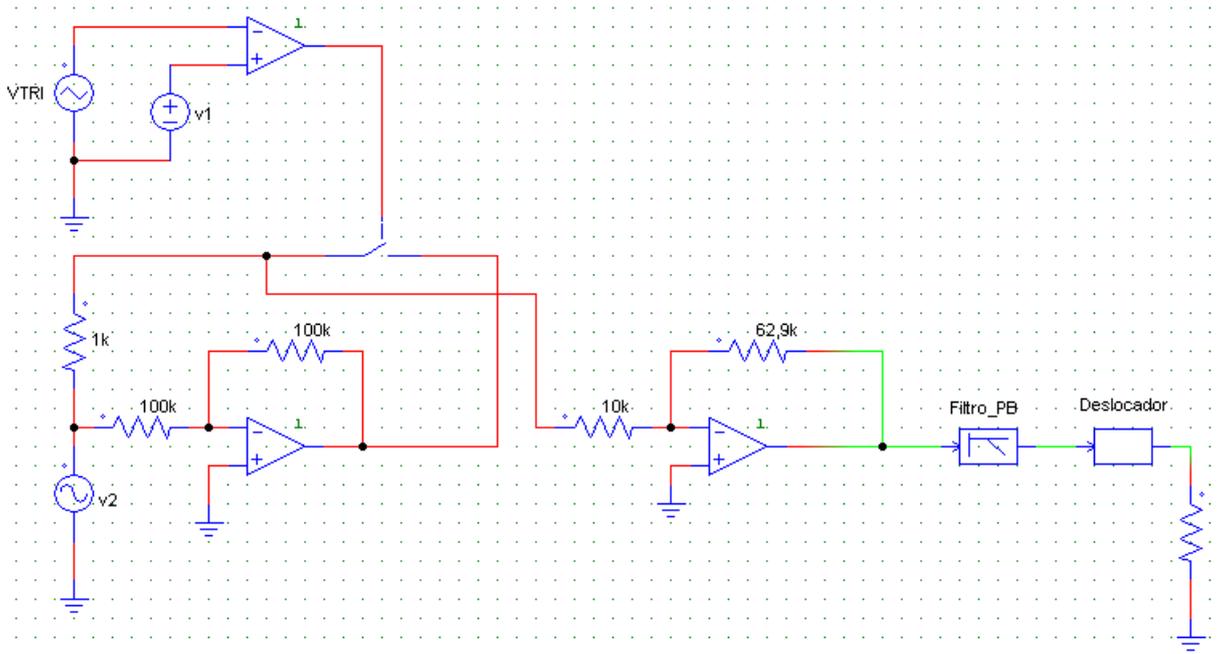


Figura 3.1 – Circuito do multiplicador prático

No diagrama de circuito da figura 3.1 um dos operandos (entrada v_1) é proveniente da entrada do circuito comparador. A saída do bloco comparador faz o controle da chave s que por sua vez permite o controle do sinal senoidal de saída.

O sinal de saída é obtido após uma etapa amplificadora seguida de um circuito deslocador de fase e por fim de um filtro passa baixa. Os ganhos envolvidos em cada etapa para uma onda triangular de amplitude $K=5,6$ são dados a seguir:

$$V_{Saída_Modulador} = \frac{v_1 v_2}{K}$$

$$G_{Amplificador} = \frac{62,9}{10} = 6,29$$

$$G_{Filtro} = \frac{1}{2}$$

$$G_{Deslocador} = 2$$

O valor médio da saída é dado por:

$$V_{Saída_Multiplicador} = \left(\frac{v_1 v_2}{K}\right) \cdot 6,29 \cdot 2 \cdot \frac{1}{2} \approx v_1 v_2$$

A fotografia abaixo mostra a bancada utilizada no desenvolvimento das atividades:

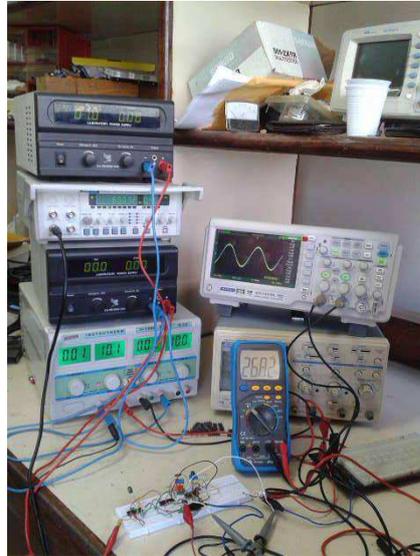


Figura 3.2 – Bancada para o desenvolvimento das atividades

3.2 Gerador de Onda Triangular

Para gerar a onda triangular necessária ao circuito comparador empregou-se uma técnica clássica para essa finalidade onde utilizou-se de um circuito biestável obtido por amplificadores operacionais seguido de um circuito integrador. A implementação foi obtida utilizando-se o CI TL074 em face a seu alto Slew – Rate que é desejável nesse caso. O cálculo dos parâmetros R e C do circuito encontra-se em anexo (Anexo 1).

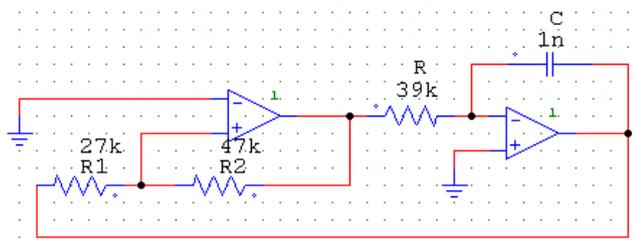


Figura 3.3 – Circuito do gerador de onda triangular

A figura 3.4 ilustra a forma de onda triangular obtida.

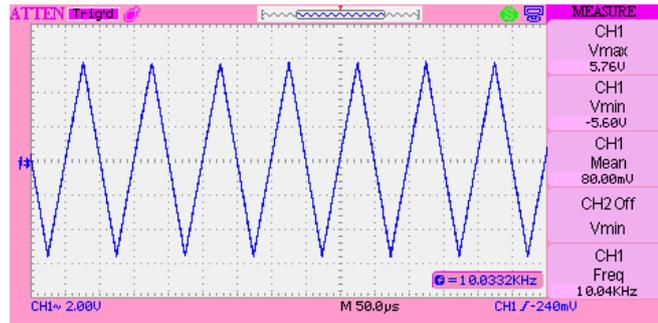


Figura 3.4 – Onda triangular obtida

3.3 Circuito Comparador

Uma das entradas do circuito multiplicador é formada por um comparador. Este comparador “recebe” um dos operandos dos dois sinais a serem multiplicados. O circuito comparador é obtido utilizando amplificador operacional. Empregou-se o CI TL074 para estabelecer o circuito comparador na prática.

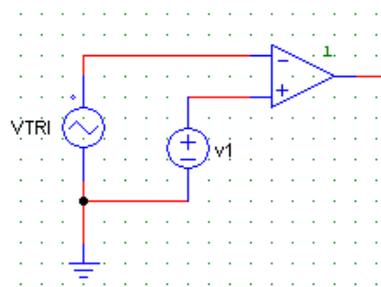


Figura 3.5 – Circuito comparador

O circuito compara uma onda triangular de amplitude de próximo de 5,0 V com um sinal DC.

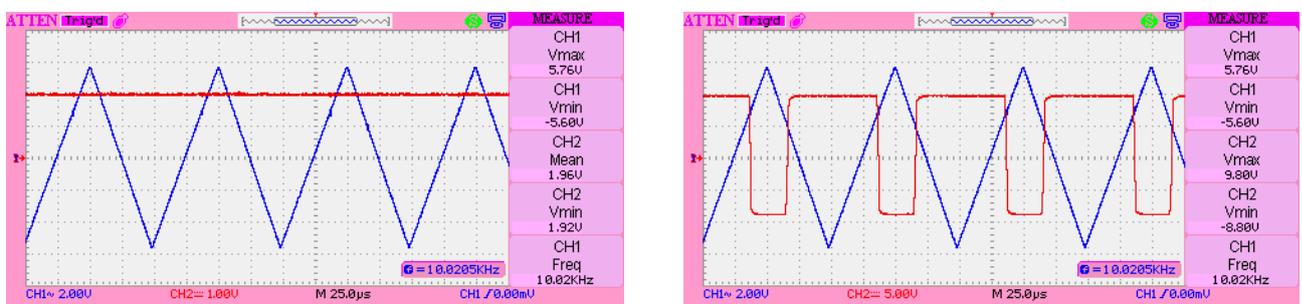


Figura 3.6 – a) Entrada do circuito comparador b) Saída do circuito comparador

A partir da comparação dos dois sinais de entrada, o amplificador operacional satura colocando na saída uma tensão que varia de um mínimo a um máximo. O sinal DC, portanto, que é um dos operandos da operação de multiplicação, modula a largura do pulso gerado.

3.4 Modulador Altura de Pulso

A saída da etapa comparadora serve de controle para o circuito modulador de altura de pulso.

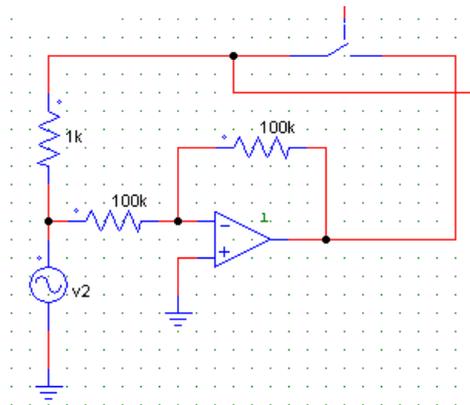


Figura 3.7 – Circuito Modulador altura de pulso

3.5 – Chave Analógica

O chaveamento do circuito modulador altura de pulso é baseado no circuito integrado 4066. Trata-se de um CI de 14 pinos, que utiliza tecnologia CMOS, dotado de 4 chaves analógicas bilaterais controladas que, conforme orientação no datasheet da maioria dos fabricantes, pode ser utilizado na transmissão e multiplexação de sinais analógicos ou digitais. Cada chave tem dois terminais (entrada e saída) e um de controle de abertura e fechamento. A seguir tem-se o diagrama da implementação de cada chave neste CI bem como o seu funcionamento.

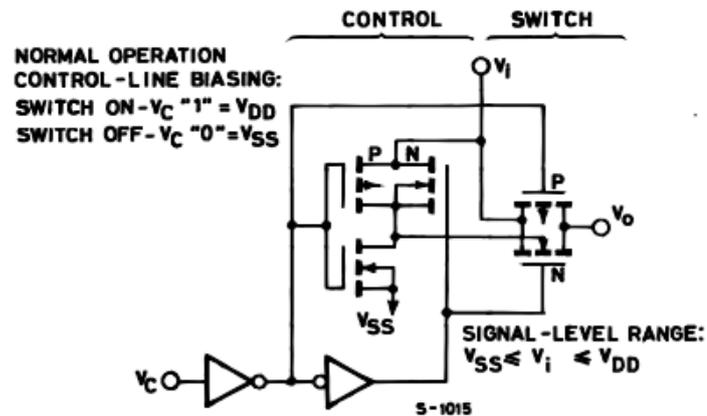


Figura 3.8 – Diagrama de circuito de cada chave analógica

Observa-se então que para um sinal V_i , que varia entre V_{SS} e V_{DD} , a chave é fechada (baixa resistência) fazendo-se a entrada de controle V_C igual a V_{DD} e aberta (alta resistência) fazendo V_C igual a V_{SS} .

Na figura 3.9 é possível visualizar o diagrama de blocos do circuito integrado onde os pinos IN/OUT representam a entrada ou saída de cada chave e CONTROL o respectivo sinal de controle.

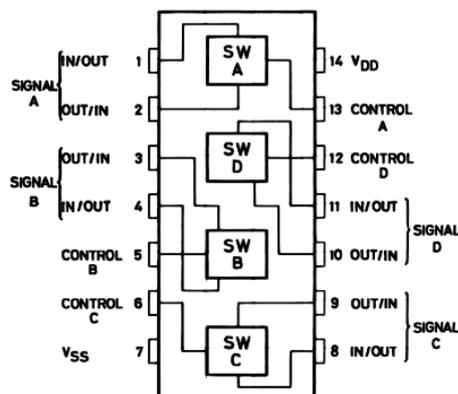


Figura 3.9 – Diagrama de blocos CI 4066

3.5 Filtro Passa Baixa

Foi utilizado na implementação do circuito multiplicador um filtro ativo passa baixa de segunda ordem com frequência de corte de 100Hz onde empregou-se uma aproximação de Chebyshev e uma estrutura VCVS (Voltage Controlled Voltage Source). Para o dimensionamento do filtro em questão utilizou-se do recurso de software dedicado.

Com o auxílio do software FilterPro V 2.0 da Texas Instruments fez-se o dimensionamento do filtro ativo. Trata-se de um software bem intuitivo onde o usuário fornece as principais características desejáveis do filtro tais como tipo de filtro, frequência de corte, ganho, aproximação utilizada, configuração de circuito dentre outros. A seguir é possível observar a interface do usuário do programa bem como o circuito fornecido contendo os valores dos componentes e características do filtro obtidas.

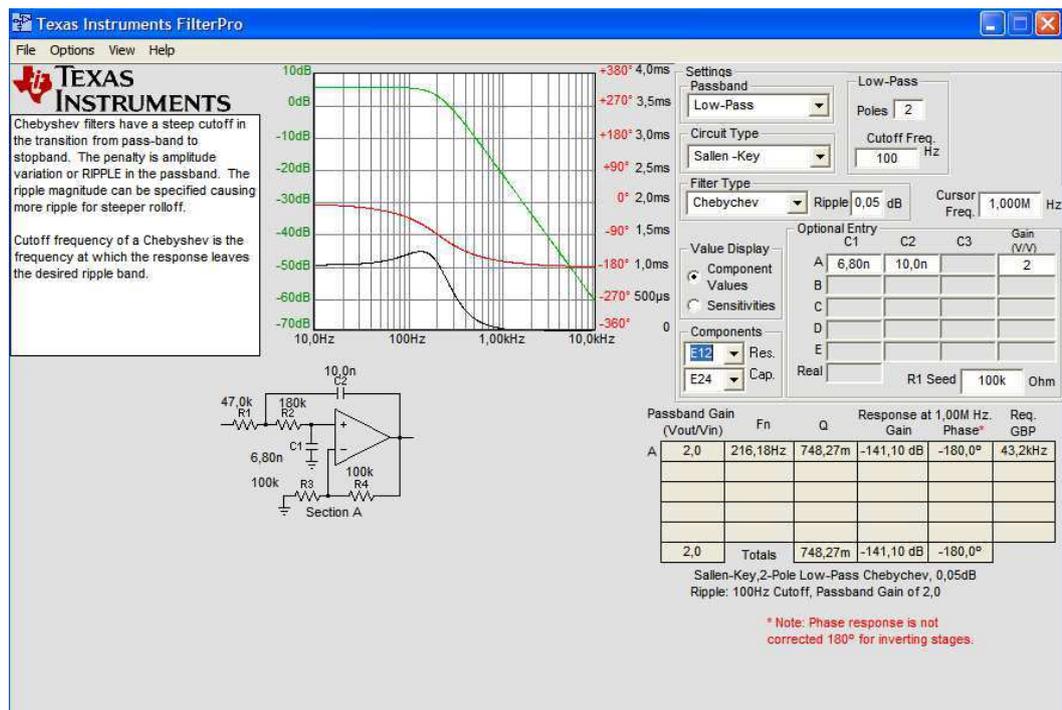


Figura 3.10 – Interface do software para projeto de filtros ativos FilterPro V2.0 Texas Instruments

Desse modo o circuito obtido com o software bem como os respectivos valores de R e C é dado na figura 3.11:

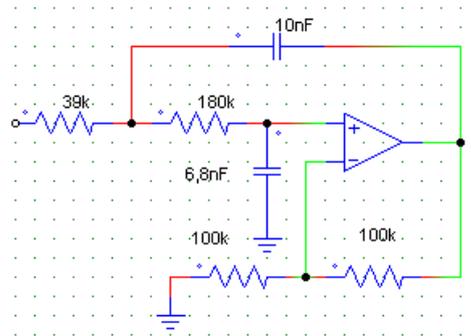


Figura 3.11 – Diagrama de circuito do filtro passa baixa utilizando uma estrutura Sallen Key frequência de corte 100Hz e ganho 2 .

A função de transferência desse filtro é dada por :

$$H(s) = \frac{2}{5,753 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,001074s + 1}$$

O diagrama de Bode obtido com o auxílio do Matlab pode ser observado na figura 3.12.

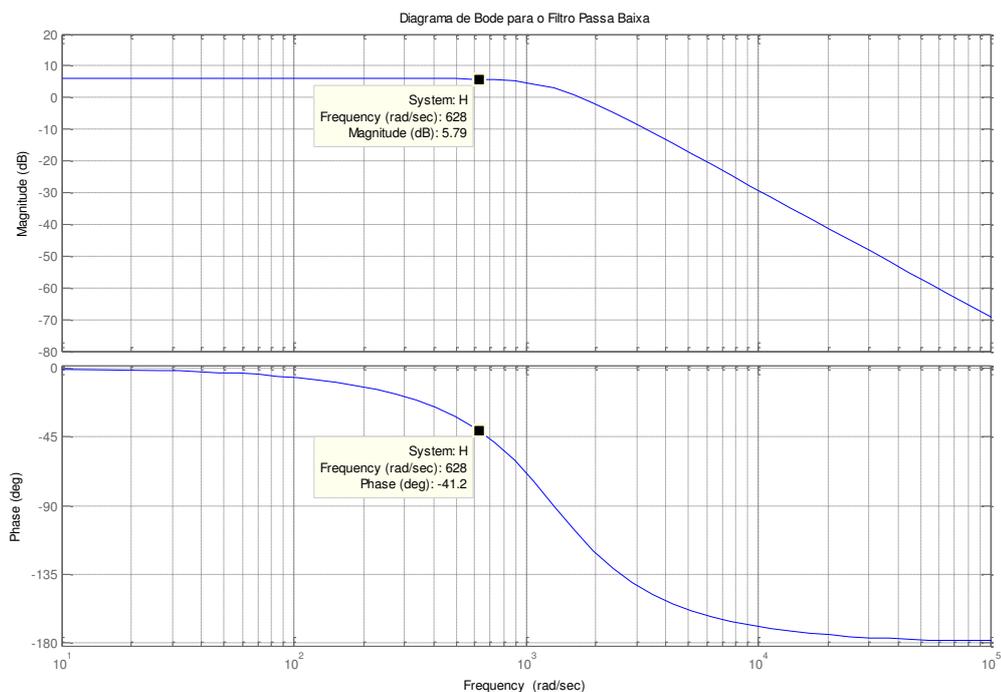


Figura 3.12 – Diagrama de Bode para o filtro passa baixa

Observa-se então que para o diagrama de Bode obtido os pontos em destaque correspondem a magnitude de 5,79dB (ganho 1,94) e fase de $-41,2^\circ$ na frequência de corte 628rad/sec (ou 100Hz) do filtro projetado.

3.6 Circuito Deslocador de Fase

A seguir tem-se um comparativo entre a defasagem do sinal obtido na saída do filtro ativo com o sinal senoidal de entrada.

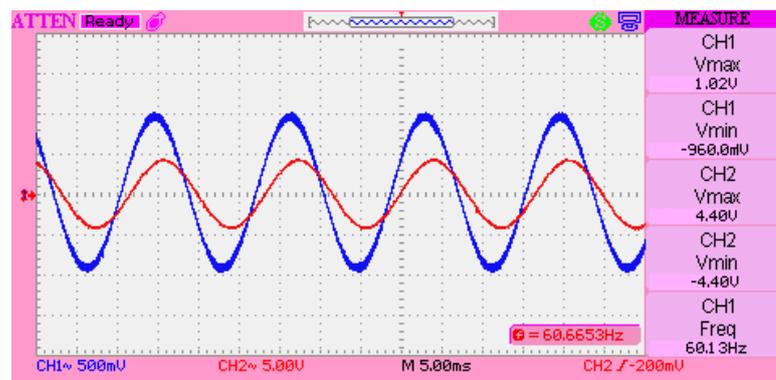


Figura 3.13 – Formas de onda de entrada e da saída do filtro

Com o objetivo de deixar a senoide resultante do circuito multiplicador em questão em fase com a senoide de entrada utilizou-se de um circuito deslocador de fase.

Depois de obtido o valor da defasagem calculou-se os parâmetros de R e C para o circuito da figura 2.22. Os cálculos encontram-se no anexo 2. O circuito montado na prática é dado na figura 3.14 a seguir:

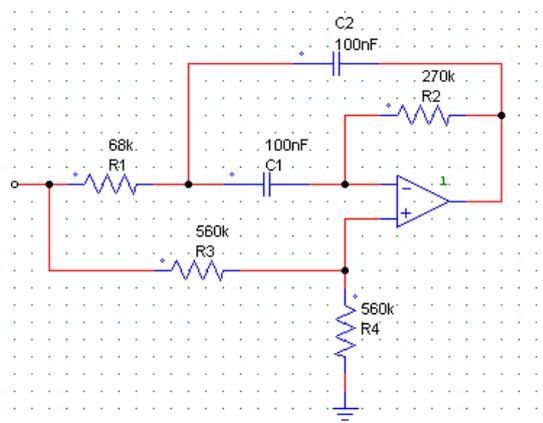


Figura 3.14 – Circuito Deslocador de fase

A função de transferência desse circuito é dada a seguir:

$$H(s) = \frac{102,8s^2 - 7804s + 560000}{205,6s^2 + 15232s + 1,12 \cdot 10^6}$$

O diagrama de Bode obtido para essa função de transferência é dado na figura 3.15:

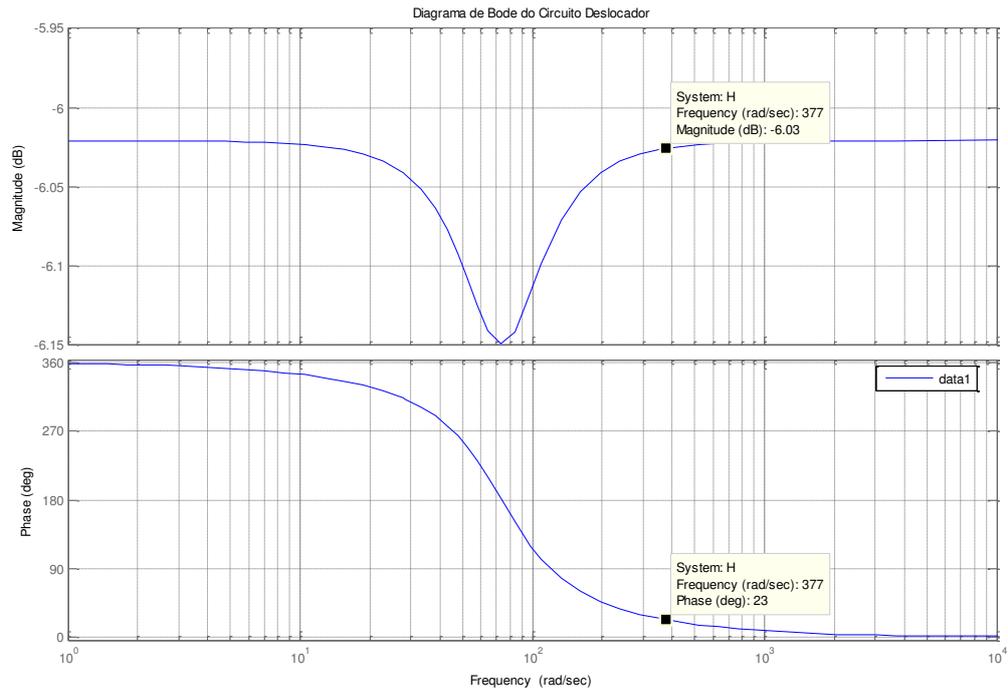


Figura 3.15 – Diagrama de bode do circuito deslocador de fase

A partir do diagrama de Bode observa-se que os pontos destacados correspondem a magnitude de -6,03dB (ganho de aproximadamente 1/2) e fase de $23,0^\circ$ na frequência de 377 rad/sec (ou aproximadamente 60Hz) do circuito deslocador de fase projetado.

Desse modo utilizando-se do circuito acima obteve-se então a forma de onda da senoide de entrada e da saída :

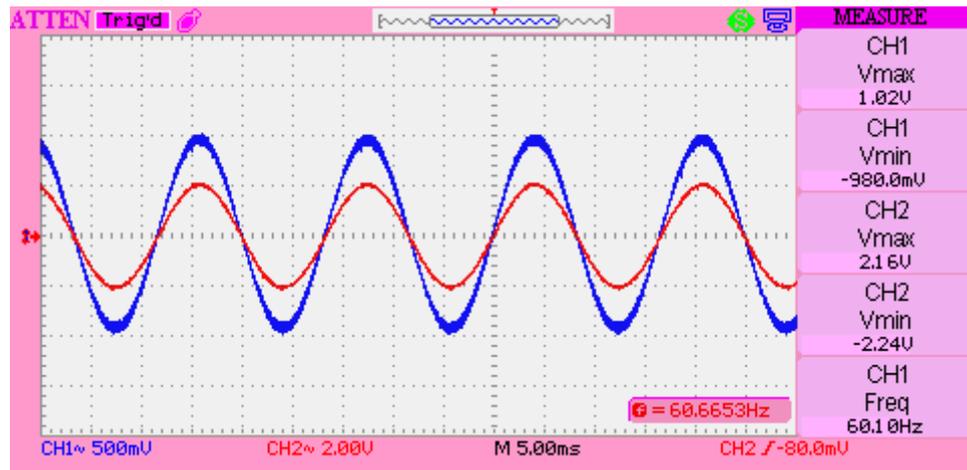


Figura 3.16 – Formas de onda do circuito multiplicador após correção de fase

3.6 Projeto da Placa de Circuito Impresso

Para criação da placa de circuito impresso do circuito multiplicador em questão, utilizou-se do auxílio do software Proteus versão 7.7. Tal software permite a montagem simulação de circuitos eletrônicos bem como obtenção do respectivo layout da placa de circuito impresso PCI além de permitir sua visualização em 3D.

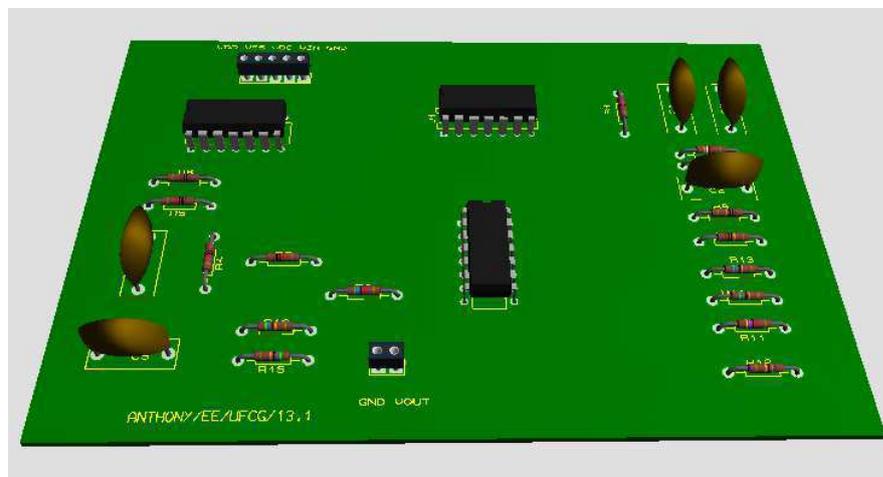


Figura 3.17 – Visualização em 3D da placa de circuito impresso gerada pelo software Proteus

7.7

No anexo 3 tem-se o layout obtido para a placa de circuito impresso. VDD e VSS correspondem a tensão de +10V e -10 V de alimentação do circuito. VDC e VIN são as tensões DC e senoidal a serem multiplicadas e GND é a referência do circuito.

Capítulo 4 RESULTADOS OBTIDOS

4.1 Multiplicação de Sinal AC por Sinal DC

A seguir no quadro 4.1 tem-se alguns resultados obtidos para o circuito multiplicador montado onde multiplicou-se um sinal AC por um sinal DC.

Quadro 4.1 – Resultados da operação de multiplicação

VDC(V)	V _{AC(pico)} (V)	V _{Esperado(pico)} (V)	V _{Medido(pico)} (V)	Erro(%)
0,5	1,08	0,54	0,72	33,3
1,0	1,08	1,08	1,20	11,11
1,5	1,08	1,62	1,64	1,23
2,0	1,08	2,16	2,16	0
2,5	1,08	2,70	2,64	-2,22
3,0	1,08	3,24	3,12	-3,70
3,5	1,08	3,78	3,60	-6,87
4,0	1,08	4,32	3,80	-4,76
4,5	1,08	4,86	4,2	-13,58
5,0*	1,00	5,0	4,8	-4,0
5,5*	1,00	5,5	4,8	-12,72
6,0*	1,00	6,0	4,8	-20,0
6,5*	1,00	6,5	4,8	-26,15

*Sinal distorcido obtido na saída

As formas de onda destes resultados estão no anexo 4.

Quadro 4.2 – Resultados da operação de multiplicação

VDC(V)	V _{AC(pico)} (V)	V _{Esperado(pico)} (V)	V _{Medido(pico)} (V)	Erro(%)
-0,5	1,08	-0,54	-0,72	33,33
-1,0	1,08	-1,08	-1,06	-1,85
-1,5	1,08	-1,62	-1,32	-18,51
-2,0	1,08	-2,16	-1,96	-9,25
-2,5	1,08	-2,7	-2,16	-20
-3,0	1,08	-3,24	-2,72	-16,04
-3,5	1,08	-3,78	-3,12	-17,46
-4,0	1,08	-4,32	-3,6	-16,66
-4,5	1,08	-4,86	-4,60	-5,34
-5,0	1,08	-5,4	-4,8	-11,1
-5,5*	1,08	-5,94	-5,2	-12,45
-6,0*	1,08	-6,48	-5,2	-19,75
-6,5*	1,08	-7,02	-5,6	-20,22

*Sinal distorcido obtido na saída

4.2 Conteúdo Harmônico do Sinal de Saída

Na figura 4.1 tem-se a representação no domínio do tempo e no domínio da frequência do sinal de saída onde multiplicou-se uma constante de 2 V por uma senoide de 1 V de amplitude aproximadamente .

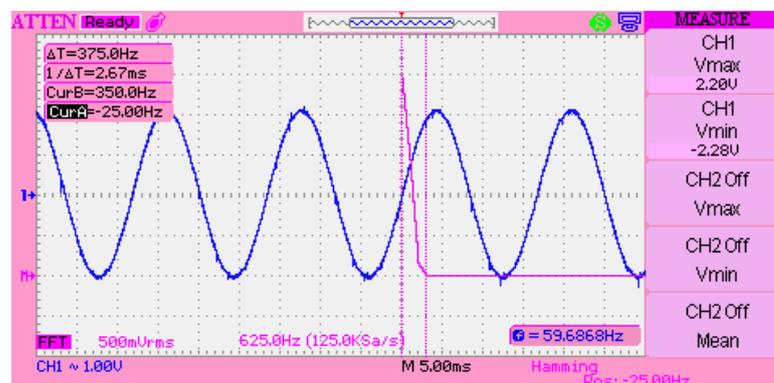


Figura 4.1 – Harmônicos de saída para o circuito multiplicador

Destaca-se então o limite da frequência na faixa de passagem de aproximadamente 375 Hz.

4.3 Tempo de Resposta

Com o objetivo de obter o tempo de resposta do circuito multiplicador em questão fez-se uma das entrada assumir alternadamente valores constantes e nulos em baixa frequência mantendo-se a outra entrada um sinal senoidal de amplitude de aproximadamente 1 V. Desse modo obteve-se as formas de onda abaixo:

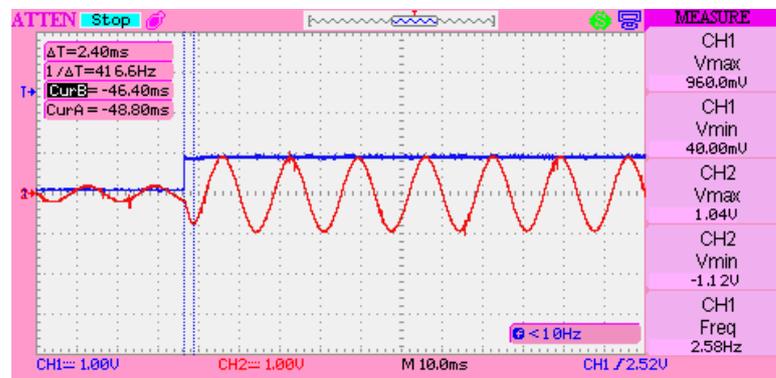


Figura 4.2 – Tempo para resposta do circuito multiplicador

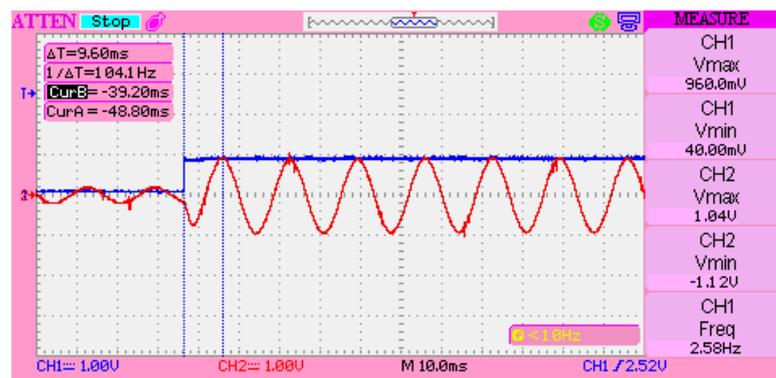


Figura 4.3 – Tempo para resposta de regime do circuito multiplicador

Observa-se um tempo de resposta de cerca de 2,4ms e um tempo pra atingir o valor de regime é de aproximadamente 9,6ms.

CAPÍTULO 5 – MELHORIAS PARA PROJETOS FUTUROS

5.1 Circuito Comparador

Com o objetivo de aumentar a faixa de valores para a expansão do quadro 4.1 é possível aumentar a amplitude da onda triangular.

5.2 Amplificador

É possível utilizar de um amplificador inversor com uma relação de resistores maior que o sugerido na saída do circuito modulador montado.

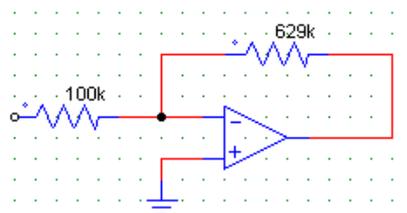


Figura 5.1 – Amplificador inversor

Para a saída do circuito amplificador inversor é possível verificar que para os casos de chave aberta e fechada do circuito tem-se então :

$$V_{\text{Amplificador}} = v_2 \left(-\frac{629}{101} \right) = -6,2v_2$$

$$V_{\text{Amplificador}} = -v_2 \left(-\frac{629}{10} \right) = 6,2v_2$$

5.3 Filtro Ativo

A escolha de um filtro utilizando-se de uma aproximação de Butterworth pode mostrar-se mais interessante sob o ponto de vista dos erros uma vez que esta aproximação apresenta maior planicidade de sua resposta na faixa de passagem. Um filtro de Butterworth com as características semelhantes ao filtro de Chebyshev montado no projeto é dado na figura 5.2 seguir:

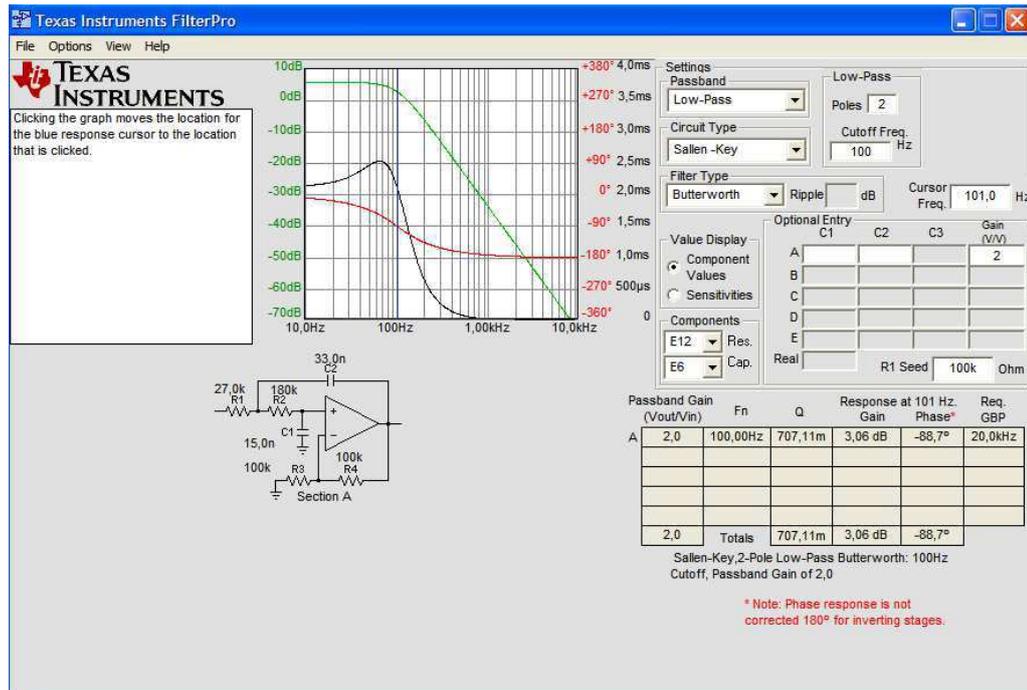


Figura 5.2 – Interface do software Filter Pro V2 para o projeto do filtro passa baixa com aproximação de Butterworth

5.4 Deslocador de Fase

A utilização de um deslocador mais simples que o sugerido no projeto, pode se mostrar mais conveniente em alguns casos podendo ser utilizando um deslocador de fase utilizando uma rede RC ou mesmo um deslocador de ordem 1.

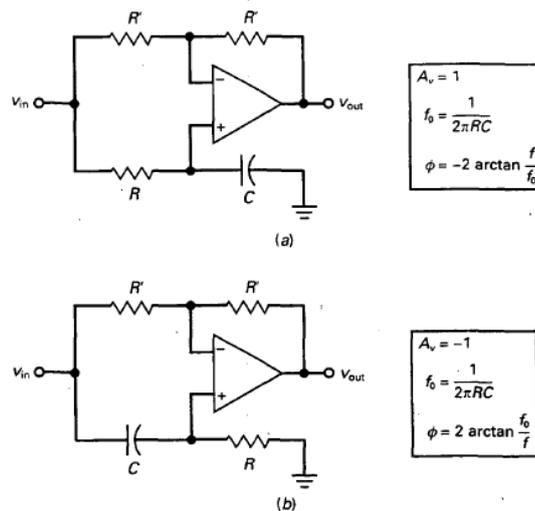


Figura 5.3 – Circuito deslocador de primeira ordem a) saída atrasada b) saída adiantada

Fonte: Malvino. 2000. p 863.

6 – CONCLUSÕES

O circuito proposto visa obter um circuito multiplicador analógico de baixo custo utilizando-se de componentes comuns e de fácil aquisição. Tal circuito poderá ser empregado em um esquema de controle em um circuito de um retificador trifásico PWM onde faz-se necessário um processo de multiplicação de sinais.

A partir dos dados do quadro 4.1 observa-se que o multiplicador em questão realiza bem sua função cujo sinal apresenta uma saída de no máximo 4,5 V, ou seja, próximo da amplitude da onda triangular do circuito comparador. Além desse limite a saída passa a apresentar uma forma de onda distorcida devido às características intrínsecas não ideais dos componentes reais como pode ser observado nos resultados das formas de onda em anexo.

Das figuras 4.2 e 4.3 tem-se os tempos de resposta do circuito multiplicador. O circuito responde com um tempo de aproximadamente 9,6ms o que corresponde a cerca de 0,5 constante de tempo.

REFERÊNCIAS

- [1] BOGART JÚNIOR, Theodore, F. Dispositivos e circuitos eletrônicos- Volume 2. São Paulo : editora Makron Books, 2001. 463p.
- [2] SERGIO, Franco. Design With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. 3ed international edition. New York: editora McGraw-Hill, 2002. 658p.
- [3] HORENSTEIN, Mark N. Microeletronica : Circuitos & Dispositivos. Rio de Janeiro: editora Prentice-Hall do Brasil, 1996. 689p.
- [4] HOROWITZ, Paul; WINFIELD, Hill. The Art of Electronics. Cambridge: Editora Cambridge University Press, 1989. 1041p.
- [5] MALVINO, Albert, Paul. Principios de electronica. 6ed. Madrid: editora McGraw-Hill Interamericana de Espana, 2000, 1111p.
- [6] PERTENCE JÚNIOR, Antonio. Amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório. 5ed. São Paulo: editora McGraw-Hill LTDA, 1996. 359p.
- [7] SEDRA, Adel, S.; SMITH, Kenneth, C. Microeletrônica. 4 ed. São Paulo: editora Pearson Makron Books, 2000. 1270p.
- [8] Notas de aula do professor Márcio Holsbach Costa
<http://eel.ufsc.br/~costa/EEL7300/Textos/EletronicaLinear052823.pdf>
- [9] Notas de aula UFRJ – Instrumentação e Técnicas de Medidas
http://eel.ufsc.br/~costa/EEL7300/Textos/EEL710_EletronicaP2_V1.pdf
- [10] Multiplicadores y sus aplicaciones
<http://www.depeca.uah.es/depeca/repositorio/assignaturas/30827/Multiplicadores.pdf>
- [11] Datasheet TL074 - Texas Instruments
- [12] Datasheet HCF4066 - STMicroelectronics

ANEXOS

Anexo 1 - Gerador Triangular

Dados : Deseja-se obter gerador de onda triangular com amplitude de cerca de 5 V e frequência de 10kHz a partir de amplificadores operacionais e fonte com alimentação $\pm 10V$.

Circuito Biestavel

$$V_{TH} = -L \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$5 = \frac{R_1}{R_2} 10$$

$$R_1 = 0,5 R_2$$

Circuito Integrador

$$f=10\text{kHz}$$

$$T = \frac{1}{10000} = 100\mu\text{s}$$

$$T_1 = 50\mu\text{s}$$

Sabendo que metade do período é dado por:

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+}$$

Usando um capacitor de 1nF e supondo uma saturação positiva de 9V

$$50 \cdot 10^{-6} = 10^{-9} R \frac{10}{9}$$

$$R = 45 \text{ k}\Omega$$

Ajustando os valores dos resistores com valores comerciais obteve-se então:

$$R_2 = 47k\Omega$$

$$R_1 = 27k\Omega$$

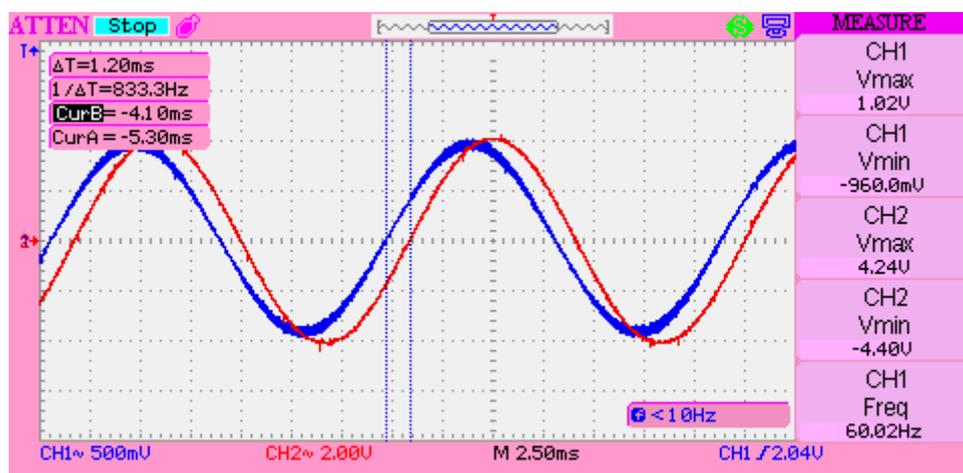
$$R = 39k\Omega$$

ANEXOS

Anexo 2 - Circuito Deslocador de Fase

Dados : Deseja-se obter um circuito deslocador de fase na frequência de 60Hz e com ganho de $\frac{1}{2}$.

Do circuito obteve-se então o defasamento :



$$16,66 \text{ ms} \rightarrow 360^\circ$$

$$1,2 \text{ ms} \rightarrow x$$

$$x = \frac{360 \cdot 1,2}{16,66} = 25,9^\circ$$

Calculando o valor do parâmetro a :

$$a = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \operatorname{tg}^2(\phi_o / 2)}}{2 \operatorname{tg}(\phi_o / 2)}$$

$$a = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \operatorname{tg}^2(12,9^\circ)}}{2 \operatorname{tg}(12,9^\circ)}$$

$$a = \frac{-1 + 1,09}{0,45}$$

$$a = 0,2014$$

Calculando os valores dos resistores para um valor de $C=100\text{nF}$

$$R_1 = \frac{1}{2a\omega_0 C} = \frac{1}{2.0,2014194.2.\pi.60.100.10^{-9}} = 65,847 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 \approx 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 4R_1 = 4.68 \text{ k}\Omega = 272 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 \approx 270 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 8R_1 = 8.68 \text{ k}\Omega = 544 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 \approx 560 \text{ k}\Omega$$

Desse modo escolheu-se então com valores comerciais mais próximos:

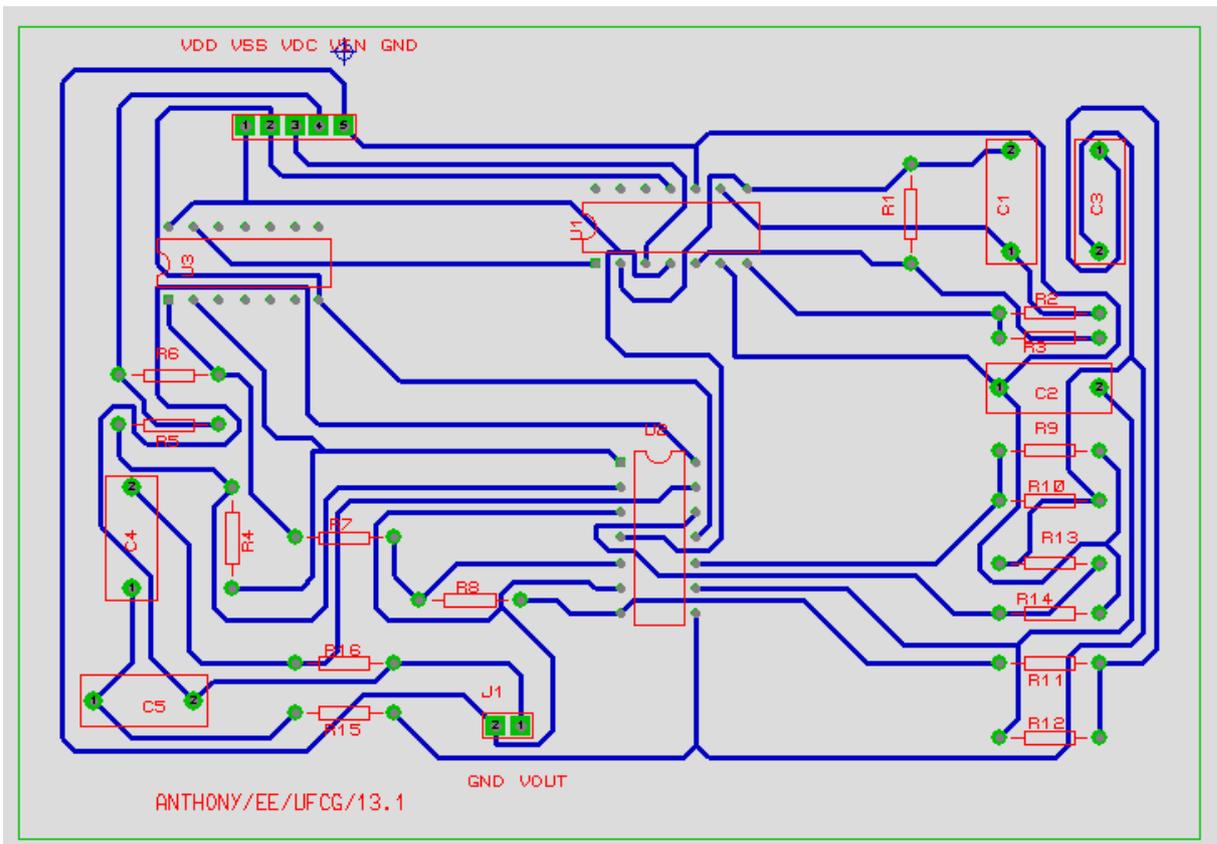
$$R_1 = 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 270 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 560 \text{ k}\Omega$$

ANEXOS

Anexo 3 – Layout Placa de circuito impresso



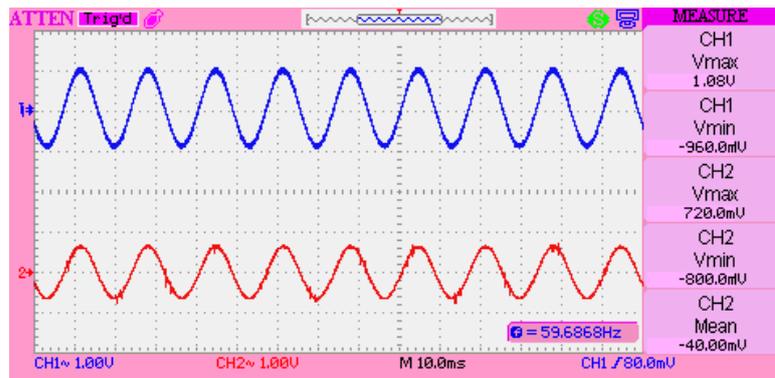
ANEXOS

Anexo 4 – Resultados de Multiplicação

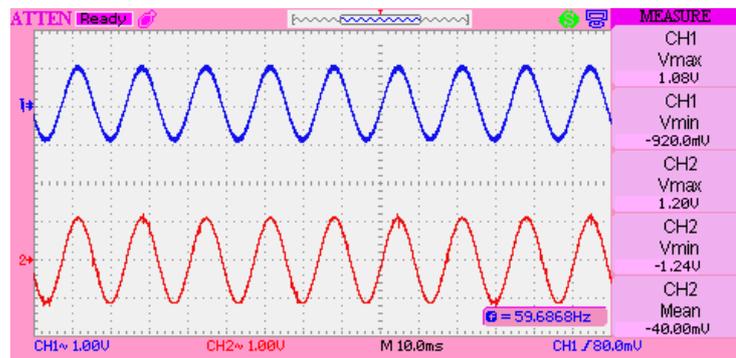
Canal 1 (CH1) - Senoide de amplitude de aproximadamente 1 V

Canal 2 (CH2) - Resultado da multiplicação pela respectiva constante VDC

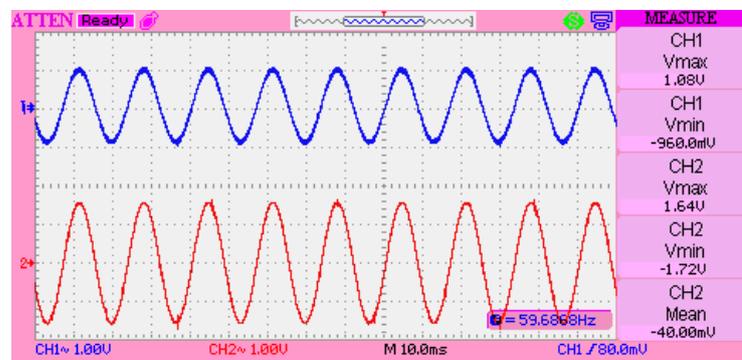
VDC = 0,5 V



VDC=1 V



VDC=1,5 V



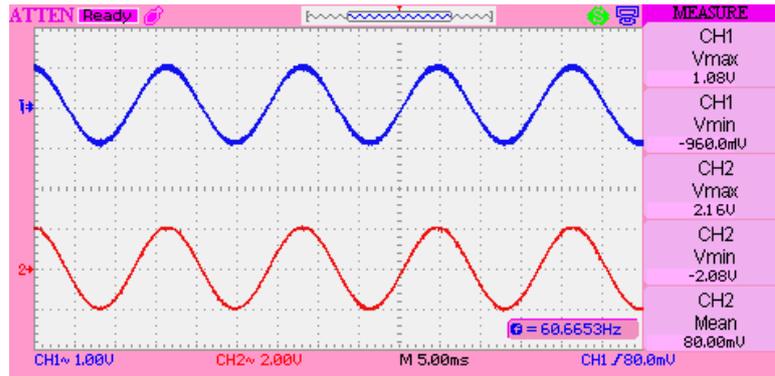
ANEXOS

Anexo 4 – Resultados de Multiplicação

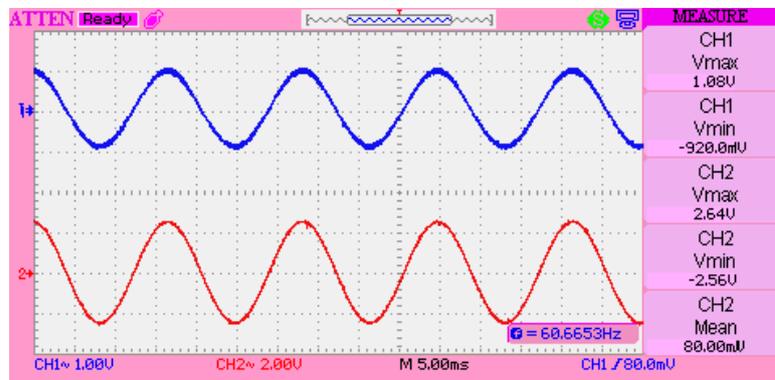
Canal 1 (CH1) - Senoide de amplitude de aproximadamente 1 V

Canal 2 (CH2) - Resultado da multiplicação pela respectiva constante VDC

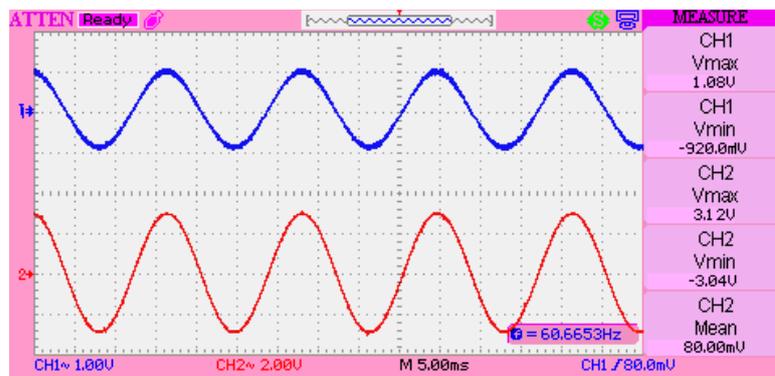
VDC= 2,0 V



VDC = 2,5 V



VDC = 3,0 V



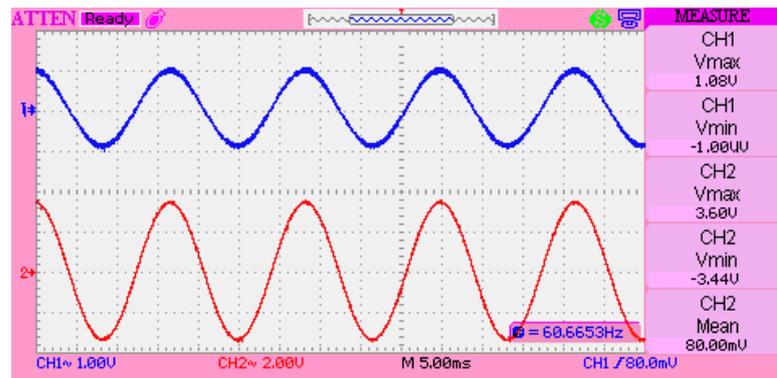
ANEXOS

Anexo 4 – Resultados de Multiplicação

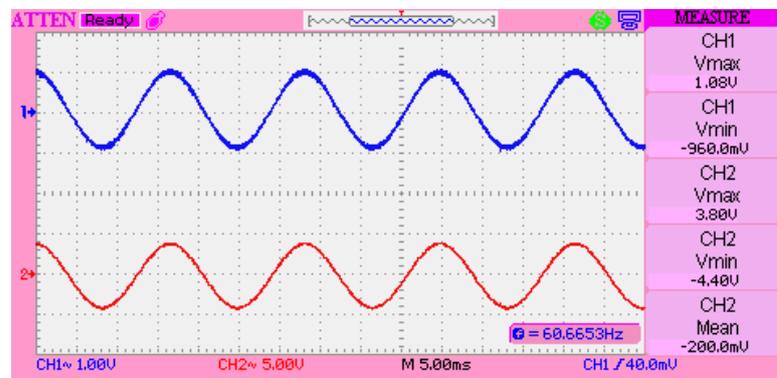
Canal 1 (CH1) - Senoide de amplitude de aproximadamente 1 V

Canal 2 (CH2) - Resultado da multiplicação pela respectiva constante VDC

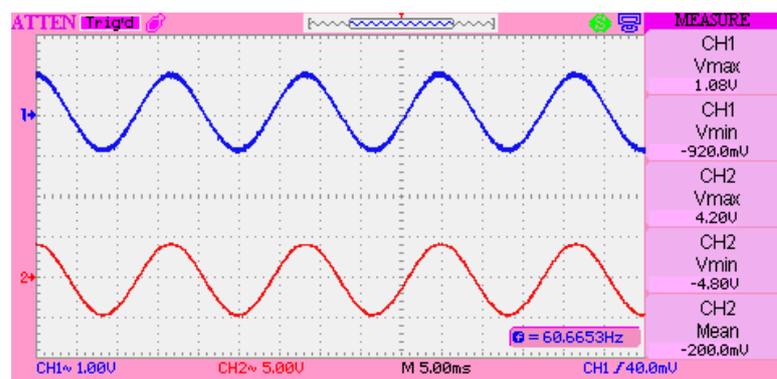
VDC = 3,5 V



VDC = 4,0 V



VDC = 4,5 V



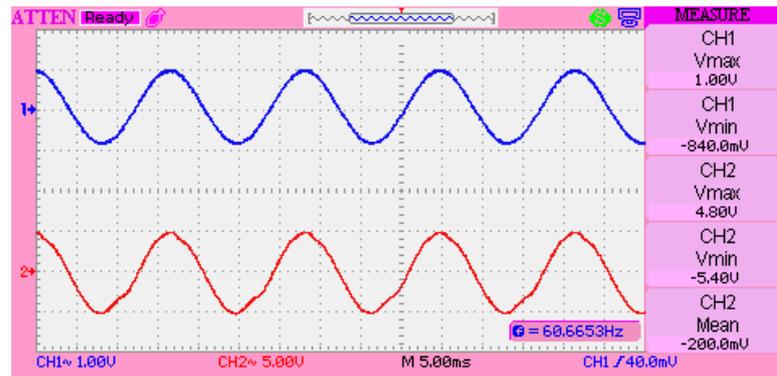
ANEXOS

Anexo 4 – Resultados de Multiplicação

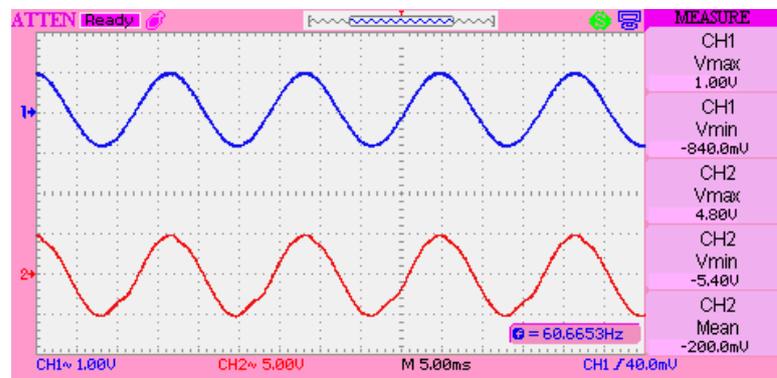
Canal 1 (CH1) - Senoide de amplitude de aproximadamente 1 V

Canal 2 (CH2) - Resultado da multiplicação pela respectiva constante VDC

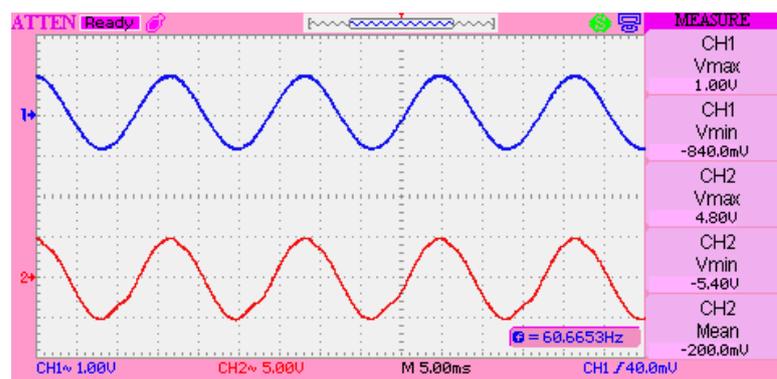
VDC= 5,0 V



VDC= 5,5 V



VDC= 6,0 V



ANEXOS

Anexo 4 – Resultados de Multiplicação

Canal 1 (CH1) - Senoide de amplitude de aproximadamente 1 V

Canal 2 (CH2) - Resultado da multiplicação pela respectiva constante VDC

VDC= 6,5 V

