

João Baptista Bayão Ribeiro

TELECOMUNICAÇÕES
3º Volume
Parte 1

1ª Edição

Rio de Janeiro

J. B. Bayão

2012

Curriculum do Autor

João Baptista Bayão Ribeiro é formado em Engenharia de Telecomunicações pela UFF (Universidade Federal Fluminense) em 1971. Trabalhou na Philips do Brasil como Engenheiro Instalador, na Divisão de Equipamentos Científicos e Industriais e simultaneamente como professor da UFF em tempo parcial. Depois ingressou no Laboratório de Desenvolvimento da antiga Telerj, onde trabalhou em Normas Técnica de Operação e de Sistemas. É pós-graduado em Engenharia Elétrica pelo COPPE-UFRJ, onde obteve o título de MsC em 1979. Na década de 80 trabalhou no CpqD em Campinas, na especificação do projeto Trópico, como Engenheiro da Telecom, de S. Paulo. De volta à Telerj, trabalhou no Planejamento de Redes Telefônicas e de Dados. Fez inúmeros trabalhos para a antiga Telebrás, tendo participado ativamente do processo de digitalização do Sistema Telefônico no Brasil. Participou de vários Congressos e foi Professor em várias turmas de técnicos e engenheiros do SBT no Centro Nacional de Treinamento da Telebrás, em Brasília. Aposentou-se como professor em DE pela Escola de Engenharia da UFF, onde lecionou por vários anos após a privatização do Sistema Telebrás e extinção da antiga Telerj. Foi também Professor Substituto no IME, e Professor do curso à distância “Tecnologias Modernas de Telecomunicações”, promovido pelo Centro de Estudos de Pessoal (CEP) do Exército Brasileiro em convênio com a UFF.

Sumário

Na Parte 1 e Parte 2 deste Volume 3 apresentamos ao estudante de engenharia de Telecomunicações, alguns aspectos relativos a modulação em amplitude (AM), utilizada principalmente em sistemas de radiodifusão (ondas médias, ondas curtas, faixa do cidadão, rádios da polícia, militares, etc) e televisão analógica.

Palavras Chave

Modulação em amplitude, AM, portadora, banda básica, espectro, sinal modulado, largura de banda, LB, portadora suprimida, banda lateral dupla, detecção, detecção síncrona, AM-DSB-SC, detetor, portadora inserida, AM-DSB-IC, envoltória, detetor de envoltória, transformada de Hilbert, detecção homódina, sinal analítico, SSB, rede de desvio de fase, moduladores balanceados, moduladores SSB.

Direitos Autorais

Este documento é protegido por Copyright © 2010 por seu autor listado abaixo. Você pode distribuir e/ou modificar este trabalho, tanto sob os termos da Licença Pública Geral GNU (<http://www.gnu.org/licenses/gpl.html>), versão 3 ou posterior, ou da Licença de Atribuição Creative Commons (<http://creativecommons.org/licenses/by/3.0/>), versão 3.0 ou posterior.

Autor: João Baptista Bayão Ribeiro

Feedback: jribeiro@telecom.uff.br

Índice

Introdução.....	7
Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla e Portadora Suprimida (AM-DSB-SC)..	9
Potência Média Transmitida pelo Sinal AM-DSB-SC.....	14
Demodulação de Sinais AM-DSB-SC.....	15
EXERCÍCIOS - Sequência A.....	17
Efeito das Variações de Frequência e Fase da Portadora Local do Receptor.....	21
EXERCÍCIOS - Sequência B.....	22
Demodulador Síncrono.....	25
Detecção homódina.....	27
Simulação 3.1.....	28
Objetivo:	28
Diagrama em blocos:	28
Procedimento:.....	28
EXERCÍCIOS - Sequência C.....	31
Laboratório 3.1.....	32
Objetivo:	32
Aplicação:.....	32
Material:.....	33
Equipamento:.....	33
Montagem:.....	33
Procedimento:.....	34
Comportamento esperado:.....	37
EXERCÍCIOS - Sequência D.....	38
Moduladores para AM-DSB-SC.....	39
Moduladores a Chaveamento.....	39
Moduladores Multiplicadores.....	39
Moduladores Balanceados.....	39
EXERCÍCIOS - Sequência E.....	42
Transformada de Hilbert.....	45
Definição:.....	45
EXERCÍCIOS - Sequência F.....	47
Laboratório 3.2.....	48
Objetivo:.....	48
Justificativa:.....	48
Material:.....	49
Equipamento:.....	49
Montagem:.....	50
Procedimento:.....	50
Comportamento esperado:.....	52
EXERCÍCIOS - Sequência G.....	53
Sinal Analítico.....	56
EXERCÍCIOS - Sequência H.....	59
Modulação AM-SSB-SC.....	60
A Geração do Sinal SSB por Filtro Passa Faixa (FPF).....	61
O Sinal Analítico e a Geração de SSB.....	62
EXERCÍCIOS - Sequência I.....	65
Geração De Sinais SSB por Dupla Conversão.....	67
EXERCÍCIOS - Sequência J.....	69

Simulação 3.2.....	71
Objetivo:.....	71
Justificativa:.....	71
Procedimento:.....	72
Comportamento esperado:.....	75
Bibliografia.....	76

Introdução

Nestes Volume 3 – Parte 1 e Parte 2 estudamos um processo de modulação onde a informação contida no sinal de banda básica é transportada através do meio de transmissão por um outro sinal, denominado portadora, pela variação analógica da amplitude da portadora em conformidade com a amplitude do sinal modulante (banda básica de entrada). Este processo é chamado modulação em amplitude. Ver [http://pt.wikipedia.org/wiki/Modulação_em_amplitude](http://pt.wikipedia.org/wiki/Modula%C3%A7%C3%A3o_em_amplitude)

Na modulação em amplitude, existe uma relação linear entre a qualidade do sinal demodulado e a potência total do sinal modulado recebido (isto é, o sinal que chega na entrada do receptor). Assim, aumentando-se a potência do sinal modulado na entrada do receptor amplia-se linearmente a qualidade do sinal demodulado e vice-versa, uma vez que sinais modulados em amplitude atuam superpondo a amplitude relativa do sinal modulante na portadora. Por isso é também classificada como uma modulação linear.

A denominação “modulação em amplitude” é geral, cobrindo algumas variantes, que atendem aplicações específicas. Por exemplo, a transmissão radiofônica é feita com modulação em amplitude, banda lateral dupla e portadora inserida (AM-DSB-IC). Os transmissores para rádio PX e faixa do cidadão empregam a modulação em amplitude com banda lateral singela e portadora suprimida. (AM-SSB-SC).

Nesta Parte 1 veremos a modulação AM-DSB-SC e AM-SSB-SC. Os demais tipos correntemente usados serão discutidos no Volume 3 -Parte 2.

As aplicações acima correspondem ao tipo geral analógico. Nos casos acima, o sinal modulante, ou a banda básica de entrada no modulador, é um sinal analógico. A banda básica de saída também é um sinal analógico.

A modulação em amplitude pode ser digital. A modulação digital será vista em outros volumes desta série.

É desejável também o conhecimento e a possibilidade de uso de pelo menos um dos *softwares* matemáticos, como o *Scilab* (“free” -pode ser baixado gratuitamente da Internet), *Matlab*®, *Maple*® ou *MathCad*® (esses são pagos).

Conforme Wikipedia, em <http://pt.wikipedia.org/wiki/Scilab> ; “O **Scilab** é um *software científico para computação numérica semelhante ao Matlab que fornece um poderoso ambiente computacional aberto para aplicações científicas*”.

Essa possibilidade irá facilitar a realização de alguns Exercícios propostos ao longo do texto.

A realização desses Exercícios, apesar de ser uma tarefa um tanto cansativa para o leitor, é uma atividade muito importante ao perfeito entendimento da matéria exposta, pois proporcionará a oportunidade para a realização de pesquisas e a fixação de conceitos relativos ao assunto em pauta. Portanto, recomendamos que não tenham pressa e tentem realizar os exercícios na sequência proposta. Alguns exercício se apresentam com respostas expostas para conferência , porém destaca-se que o mais importante é o processo empregado em sua execução, e a realização dos gráficos pedidos.

O uso de recursos informáticos para acesso à Internet também é fundamental para o estudo dos assuntos tratados no livro, pois permite a consulta de referências e fontes disseminadas pela rede, além das citadas no texto. Esses recursos podem vir na forma de um PC Desktop, Laptop, Notebook, Netbook ou Tablet.

Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla e Portadora Suprimida (AM-DSB-SC).

Este tipo de modulação em amplitude é uma das mais simples de ser formulada matematicamente, por isso iniciaremos o nosso estudo por ela.

O conjunto de siglas AM-DSB-SC significa modulação em amplitude (do inglês “amplitude modulation” - AM), com banda lateral dupla (“double sidebands” – DSB) e portadora suprimida (“supressed carrier” - SC). Esta denominação decorre de características do sinal modulado, que veremos a seguir.

Do ponto de vista de um modelo matemático, uma modulação AM-DSB-SC pode ser realizada simplesmente pela multiplicação, no domínio do tempo, do sinal modulante $x(t)$ pela portadora.

Assim,

$$\varphi_{AM-DSB-SC}(t) = x(t) \times \cos \omega_p t \quad (3-1)$$

No domínio da frequência, temos uma operação de convolução, entre $X(\omega)$ e $\mathcal{F}\{\cos \omega_p t\}$. Mas a transformada de $\cos \omega_p t$ é representada por impulsos na frequência localizados em $\pm \omega_p$, traduzindo o fato de que um sinal senoidal só possui uma única frequência no espectro, no caso ω_p . Portanto, como resultado da convolução, temos que o espectro do sinal modulado consiste no deslocamento do espectro de $x(t)$ para $\pm \omega_p$.

O resultado final é:

$$\phi_{AM-DSB-SC}(\omega) = \frac{1}{2} [X(\omega + \omega_p) + X(\omega - \omega_p)] \quad (3-2)$$

A Figura 3-1 apresenta, apenas para termos uma visualização gráfica, uma possível forma de onda para um sinal modulante, $x(t)$, que por hipótese é limitado em frequência, e a Figura 3-2 uma portadora hipotética $\cos \omega_p t$, de frequência $\omega_p \gg \omega_{\max}$ de $x(t)$.

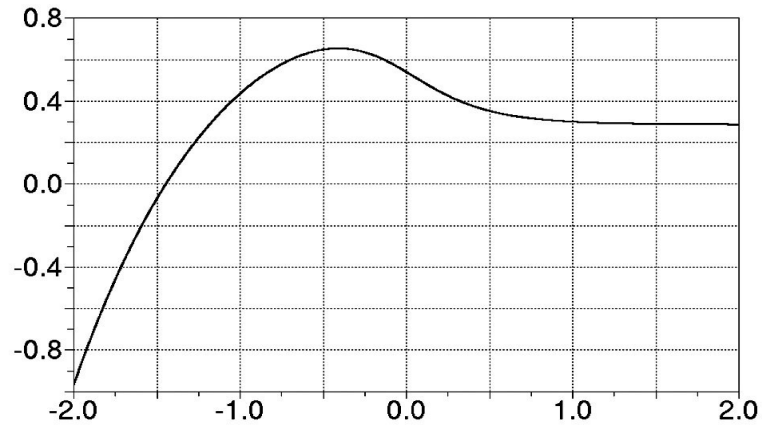


Figura 3-1

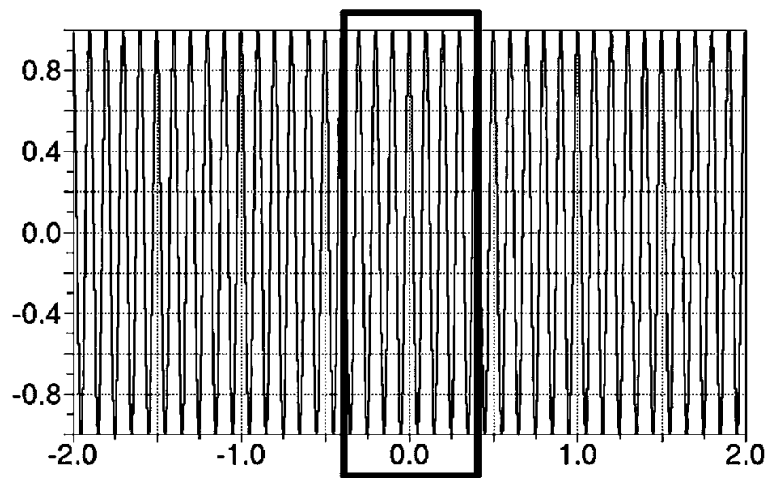


Figura 3-2

O fato do gráfico da Figura 3-2 não parecer de um sinal senoidal, deve-se a imprecisão da plotagem.

A Figura 3-3 apresenta um zoom da área assinalada na Figura 3-2, demonstrando assim o caráter senoidal da portadora.

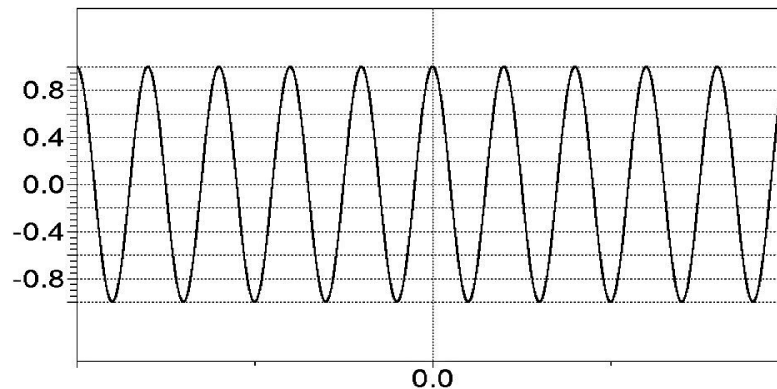


Figura 3-3

O sinal modulante, $x(t)$, é o sinal de banda básica. Genericamente, é um sinal aleatório, seu espectro sendo obtido através de uma densidade espectral de potência.

Aqui, seu espectro será representado por sua transformada de Fourier, $X(\omega)$. Sua forma real não está estabelecida. Mais importante, agora, do que a forma são as frequências de corte do espectro.

Geralmente, o sinal modulante é formado na saída de um filtro, denominado filtro de banda básica. Ele tem as características de um FPF, onde a frequência de corte superior determina ω_{\max} e a frequência de corte inferior determina ω_{\min} , sendo sua largura de banda $W = [(\omega_{\max} - \omega_{\min}) / 2\pi]$ Hz.

Para melhor visualização, a Figura 3-4 apresenta uma forma hipotética do espectro $X(\omega)$ do sinal de banda básica de entrada, ou sinal modulante. Para melhor caracterização do tipo de modulação AM sendo estudada neste item (AM-DSB-SC), vamos exemplificar com $\omega_{\min} > 0$, a forma exata do espectro não sendo importante, bastando que tenhamos a certeza de que ele atende aos limites de ω_{\min} e ω_{\max} na saída do filtro de banda básica.

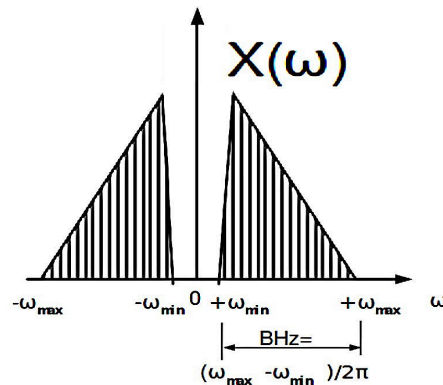


Figura 3-4

O sinal modulado em AM-DSB-SC tem seu espectro formado a partir do deslocamento de $X(\omega)$, resultado apresentado graficamente na Figura 3-5 conforme a Equação 3-2.

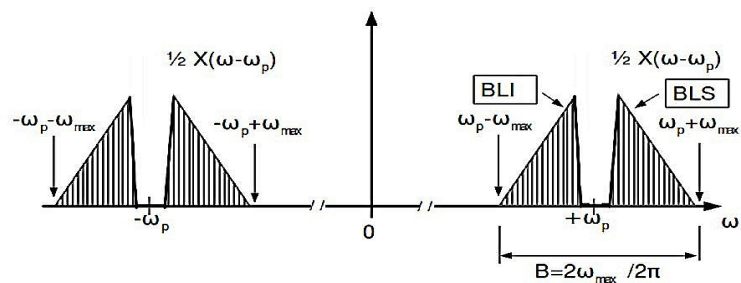


Figura 3-5

O sinal modulado em AM-DSB-SC, no domínio do tempo, é dado pela Equação 3-1, podendo, conforme as figuras apresentadas, ser graficamente representado pelo produto do gráfico da Figura 3-1, que representa uma possível forma de onda para o sinal modulante, $x(t)$, pela portadora no gráfico da Figura 3-2, conforme apresentado na Figura 3-6.

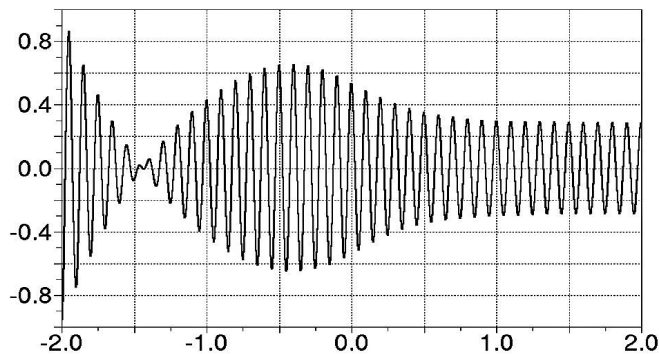


Figura 3-6

Assim, a Figura 3-5 representa o sinal AM-DSB-SC no domínio da frequência, e a Figura 3-6 representa o sinal AM-DSB-SC no domínio do tempo. É evidente que as figuras acima citadas representam apenas exemplos para que se verifique as características gerais da modulação.

Examinando-se a Figura 3-5, descobre-se então a razão para a denominação contida nas siglas DSB e SC:

DSB porque o espectro do sinal modulado resultante apresenta duas bandas de frequências simétricas em relação a $|\omega_p|$, a BLS composta da parte do espectro para o qual $|\omega| > \omega_p$ e a BLI composta da parte do espectro para o qual $|\omega| < \omega_p$, para frequências positivas. A parte negativa do espectro é simétrica em relação ao eixo em $\omega=0$, se o sinal modulado for real. A largura de banda do sinal modulado é igual ao dobro da máxima frequência do espectro de $x(t)$, isto é, $B=2f_{\max}=2\omega_{\max}/2\pi = \omega_{\max}/\pi$. Isto é resultado direto do deslocamento espectral sofrido pelo sinal modulante $x(t)$.

Note que, como $x(t)$, em princípio, tem valor médio igual a zero, $x(t)\cos\omega_p t$, ou seja, o sinal modulado, também tem valor médio nulo, e portanto $|x(t)| \neq x(t)$. Portanto, de um modo geral, neste tipo de modulação, a envoltória do sinal modulado é diferente de $x(t)$, o sinal modulante. Veja também a Figura 2-51 e o texto correspondente.

A sigla SC é porque o espectro do sinal modulado não contém energia em ω_p , se o valor médio de $x(t)=0$.

Potência Média Transmitida pelo Sinal AM-DSB-SC

Podemos calcular a potência média total de um sinal pela Equação (2-4). Isto corresponde, genericamente falando, ao valor médio quadrático do sinal, que doravante representaremos por $\langle x^2(t) \rangle$.

$$P = \langle x^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt$$

Assim

Para o sinal AM-DSB-SC

$$\begin{aligned} P_T &= \langle \varphi_{\text{AM-DSB-SC}}^2(t) \rangle = \langle (x(t) \cos \omega_p t)^2 \rangle = \\ &= \langle x^2(t) \cos^2 \omega_p t \rangle = \langle x^2(t) \times \frac{1}{2} [1 + \cos 2\omega_p t] \rangle = \\ &= \langle \frac{1}{2} x^2(t) \rangle + \frac{1}{2} \langle x^2(t) \cos(2\omega_p t) \rangle \end{aligned}$$

O segundo termo, quando $T \rightarrow \infty$, tende a zero.

Portanto,

$$P_T = \frac{1}{2} \langle x^2(t) \rangle \quad (3-3)$$

P_T é a potência transmitida.

Como temos duas bandas laterais iguais e simétricas em relação a ω_p (no sentido do espectro unilateral), P_T se divide igualmente entre ambas, e

$$P_{\text{BLS}} = P_{\text{BLI}} = \frac{P_T}{2} = \frac{1}{4} \langle x^2(t) \rangle$$

Demodulação de Sinais AM-DSB-SC

A modulação AM-DSB-SC essencialmente realiza uma translação do espectro de $x(t)$, deslocando-o e centrado-o em $\mp\omega_p$ (frequência da portadora). Para recuperar $x(t)$ do sinal modulado, é necessário tornar a deslocar o espectro de $x(t)$ para sua posição original.

Para tanto, o receptor multiplica novamente o sinal modulado, que está sendo recebido, por um sinal senoidal de mesma frequência e fase que a portadora original. A Figura 3-7 ilustra esta operação:

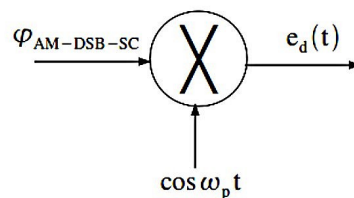


Figura 3-7

Desta forma:

$$e_d(t) = \varphi_{AM-DSB-SC}(t) \times \cos \omega_p t$$

$$e_d(t) = [x(t) \cos \omega_p t] \times \cos \omega_p t$$

$$e_d(t) = x(t) \times \cos^2 \omega_p t$$

$$e_d(t) = x(t) \times \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_p t)$$

$$e_d(t) = \frac{1}{2} x(t) + \frac{1}{2} x(t) \cos 2\omega_p t$$

A segunda parcela do resultado acima representa um sinal modulado com uma portadora $2\omega_p$, e portanto seu espectro está contido na faixa $2\omega_p \mp \omega_{max}$. A primeira parcela é o próprio sinal modulante $x(t)$, a menos de um fator de amplitude. Como

as duas parcelas acima citadas ocupam diferentes regiões do espectro, podem ser separadas por filtragem. Na verdade, deseja-se obter na saída do demodulador apenas o sinal original $x(t)$, e portanto um FPB, com frequência de corte $\omega_c > \omega_{\max}$ para deixar passar a 1ª parcela $\frac{1}{2} x(t)$ e eliminar a 2ª parcela $\frac{1}{2} x(t)\cos 2\omega_p t$, resolve o problema.

Assim, a Figura 3-8 apresenta o diagrama em blocos final do demodulador para AM-DSB-SC:

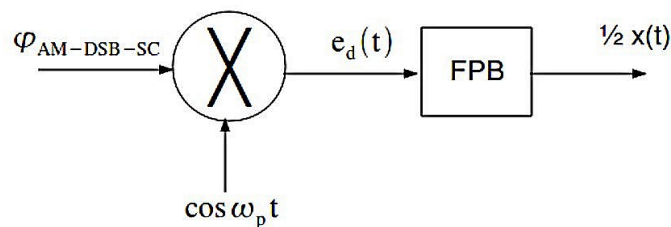


Figura 3-8

O processo de demodulação de sinais AM-DSB-SC, acima descrito utiliza um esquema semelhante ao utilizado no modulador, onde um sinal senoidal de frequência ω_p multiplica o sinal de entrada. A diferença está na filtragem posterior, e no sinal de entrada, que no modulador é o sinal modulante $x(t)$, cujo espectro de frequências está contido em faixas inferiores à ω_p , e no demodulador é o sinal modulado AM-DSB-SC, cujo espectro está localizado em torno de ω_p .

O sinal senoidal de mesma frequência que a portadora, utilizado no demodulador para multiplicar com o sinal recebido AM-DSB-SC, é chamado *portadora local*.

Se a portadora local não possuir exatamente a mesma frequência e a mesma fase que a portadora sendo recebida, sérias distorções poderão ocorrer ao sinal demodulado, conforme será visto adiante.

Todo tipo de demodulação em que se torna necessário o conhecimento da fase da portadora, além da frequência, é chamado demodulação coerente. É o que acontece com a demodulação de sinais AM-DSB-SC.

EXERCÍCIOS - Sequência A

A-3.1-Estabeleça um diagrama em blocos funcional, simplificado, de um sistema de comunicações empregando modulação em amplitude AM-DSB-SC.

A-3.2-Descreva, no domínio do tempo e da frequência, a operação matemática entre os sinais modulante e portadora que caracteriza a modulação AM-DSB-SC. Apresente uma justificativa para a Equação 3-2.

A-3.3-Descreva o processo de demodulação de um sinal AM-DSB-SC, sob o ponto de vista do espectro de frequências. Apresente gráficos demonstrativos.

A-3.4-Considerando que $\omega_p \gg \omega_{\max}$, estabeleça requisitos gerais para o FPB utilizado no demodulador da Figura 3-8.

A-3.5-Descreva o processo de demodulação de um sinal AM-DSB-SC, no domínio do tempo. Apresente gráficos demonstrativos.

A-3.6-Um sistema de telemetria utiliza a modulação AM-DSB para transmissão. O espectro de frequências do sinal modulante (parte positiva) tem o aspecto nominal da Figura 3-9.

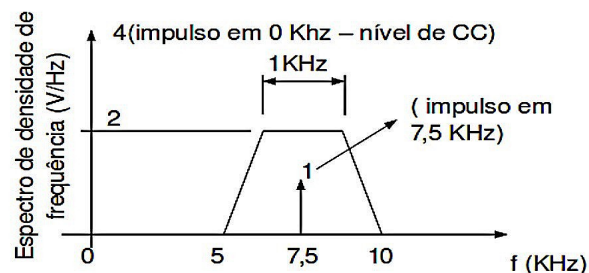


Figura 3-9

Responda, justificando adequadamente suas respostas:

- a) Qual a largura de banda do sinal modulante? E a frequência máxima?
- b) Qual a largura de banda do sinal modulado AM-DSB-SC?
- c) Qual a potência na frequência da portadora?

A-3.7- Porque se chama a demodulação usada no sistema AM-DSB-SC como síncrona, e qual a relação entre ω_m e ω_p , e das larguras de banda dos sinais modulados e modulante?

A-3.8- Um sistema utiliza modulação AM-DSB-SC para transmissão. Supondo que o espectro de frequências do sinal modulante seja semelhante ao da Figura 3.4, com $\omega_{\min}=300\text{Hz}$ e $\omega_{\max}=3400\text{Hz}$, responda:

- a) Qual a largura de banda do sinal modulante? E a frequência máxima?
- b) Qual a largura de banda do sinal modulado?
- c) Qual a potência média na faixa $f_p \pm 50\text{Hz}$?

d) Trace o gráfico do espectro bilateral de densidade de frequências do sinal AM-DSB-SC destacando os parâmetros acima calculados.

A-3.9- Uma portadora de frequência $f_p=100\text{KHz}$ é modulada em AM-DSB-SC por um trem de pulsos retangulares periódicos $x_T(t)=A\Pi_T(t/\tau)$, sendo $T=10^{-4}\text{s}$, $\tau=4 \times 10^{-5}\text{s}$ e $A=10\text{V}$. Faça um gráfico do espectro de frequências do sinal modulado, calculando sua largura de banda, as frequências de maior potência no espectro e a separação entre raias adjacentes. Calcule a potência na portadora em dBW.

*Sugestão: Para a largura de banda, despreze as componentes espectrais com amplitude inferior a 10% da maior raia.

R: LB do sinal AM-DSB-SC = 120KHz. As frequências de maior potência correspondem a $\pm 100\text{KHz}$ e o intervalo entre raias é de 10KHz. A potência na

portadora é aproximadamente 19dBW.

A-3.10-A portadora de 100KHz do Exercício A-3.9 foi agora modulada em AM-DSB-SC pelo trem de pulsos retangulares definido por $x_{\tau}(t)=A\Pi_{\tau}(t/\tau)-a_0$, onde $a_0=A\tau/T$, sendo $T=10^{-4}s$, $\tau=4\times 10^{-5}s$ e $A=10V$. Calcule a potência na frequência da portadora (em W). Interprete o resultado, comparando com o obtido no exercício A-3.9.

R: Potência em $\omega_p=0W$.

A-3.11- A mesma portadora do Exercício A-3.9 foi modulada em AM-DSB-SC por um sinal senoidal $x(t)=a\cos\omega_1t$, sendo $\omega_1=2\pi\times 10^4\text{rad/s}$ e $a=2V$ (modulação tonal).

a)Determine uma expressão matemática, no domínio do tempo, para o sinal modulado AM-DSB-SC.

b)Faça um gráfico do sinal modulado no domínio do tempo. Este gráfico deve abranger pelo menos dois períodos de $x(t)$. Mostre um zoom deste gráfico para a região de amplitudes $\mp\Delta$, sendo $\Delta=0,1V$ com uma duração próxima de $5,0\times 10^{-5}s$ (ou seja, deve mostrar cerca de 5 períodos da portadora com o sinal modulado se anulando próximo ao centro da região ampliada pelo zoom). Que fato característico ocorre com a fase da portadora no instante em que o sinal cruza o eixo das abscissas quando $x(t)=0V$? Com que frequência ocorrem os zeros do sinal modulado?

c)Escreva a expressão matemática e faça um gráfico do espectro de densidade de frequências do sinal modulado. Quais as LB do sinal modulante e do sinal modulado?

d)Calcule a potência média do sinal modulante $x(t)$. Em que frequências ela aparece? Faça um gráfico de seu espectro de densidade de potência¹.

e)Calcule a potência do sinal modulado. Em que frequências ela ocorre? Faça um gráfico de seu espectro de densidade de potência.

f)Calcule a potência de cada banda lateral, e suas frequências, a partir das expressões do sinal AM-DSB-SC no domínio do tempo e do seu espectro de densidade de potência.

1 O modelo matemático do espectro de densidade de potência já foi exaustivamente tratado no Volume 2. Informações adicionais, específicas a este Exercício, podem ser encontradas na Bibliografia ou na Internet

A potência do sinal modulado deve ser igual à soma das potências das bandas laterais mais a potência na portadora. Comprove este fato.

A-3.12-A potência média de um sinal modulado AM-DSB-SC, dado por $x(t)\cos\omega_p t$ é dada pela Equação 3-3. Comprove esta equação a partir do espectro de densidade de potência do sinal modulado. Identifique as potências da BLI e BLS a partir do espectro de densidade de potência do sinal modulado.

*Sugestão: Aplique a propriedade da modulação ao espectro de densidade de potência $S_x(\omega)$ de um sinal $x(t)$; $x(t)$ é um sinal limitado em frequência, cujo espectro de frequências é como na Figura 3-4.

Efeito das Variações de Frequência e Fase da Portadora Local do Receptor

Teoricamente, o esquema de demodulação representado na Figura 3-8 é muito simples. Na prática, ele se complica. O "X" do problema é *sincronização*, ou seja a capacidade de manter uma frequência gerada localmente no receptor sincronizada em frequência e fase com a portadora sendo recebida, a qual inclusive pode não aparecer explicitamente no sinal modulado (esta frequência gerada localmente é chamada de *portadora local*).

Seja a portadora local produzindo o sinal:

$$\cos(\omega_p t + \Delta \omega t + \Delta \phi)$$

onde

$$\Delta \omega \quad \text{e} \quad \Delta \phi$$

representam desvios de frequência e fase do gerador local em relação à portadora sendo recebida, situação muito provável de ocorrer, uma vez que o sinal do gerador local foi produzido independentemente da portadora.

Desta forma, após o multiplicador local no receptor teremos:

$$e_d(t) = x(t) \cos \omega_p(t) \cos(\omega_p t + \Delta \omega t + \Delta \phi)$$

Portanto

$$e_d(t) = x(t) \frac{1}{2} [\cos(2\omega_p t + \Delta \omega t + \Delta \phi) + \cos(\Delta \omega t + \Delta \phi)]$$

Após o FPB, apenas as componentes em baixa frequência são recuperadas, e na saída do filtro temos:

$$e_0(t) = x(t) \frac{1}{2} [\cos(\Delta \omega t + \Delta \phi)]$$

que representa uma séria distorção para o sinal $x(t)$.

EXERCÍCIOS - Sequência B²

B-3.1-Conforme visto, a demodulação de sinais AM-DSB-SC exige a geração de um sinal senoidal no receptor sincronizado em frequência e fase com a portadora sendo recebida. Uma das formas de se conseguir a frequência e a fase da portadora na recepção é através da utilização do esquema indicado na Figura 3.10, chamado “circuito quadrador”, (o 1º elemento deste sistema também é chamado “quadrador”) para extração da portadora à partir do sinal sendo recebido.

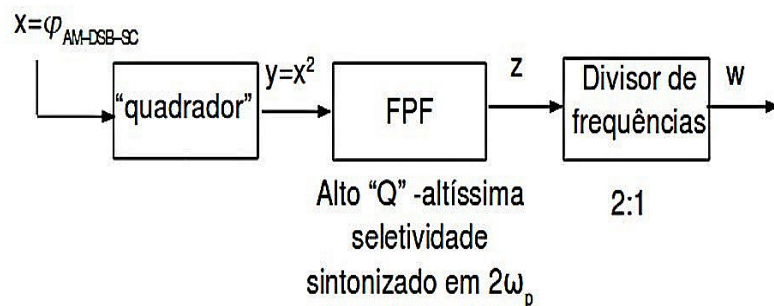


Figura 3-10

Analise seu funcionamento, sabendo que:

O filtro passa faixa FPF tem tanta seletividade que praticamente só deixa passar a frequência $2\omega_p$ (o dobro da frequência da portadora).

Este subsistema funciona mesmo quando o sinal modulante tem valor de $CC=0$, isto é, um espectro com as características gerais da Figura 3.4, gerando um sinal AM-DSB-SC como em 3.5. Este fato deve ser apreciado na sua solução.

O objetivo do subsistema da Figura 3-10 é obter em sua saída um sinal que é proporcional à portadora sendo recebida. Mas como assim, se não é recebida portadora alguma, como o espectro da Figura 3.5 indica? Como identificar a frequência e a fase de um sinal que não é recebido? Isto também deve ser bem explicado em sua solução.

2 Sugestão geral para todos os Exercícios: Pesquise a Bibliografia apresentada ou faça uma busca na Internet.

B-3.2-O sinal na saída do subsistema da Figura 3-10 pode ser usado para gerar uma portadora local, em sincronismo de frequência e fase com a portadora sendo recebida. Uma das formas mais eficientes de se realizar este propósito é com o uso de um circuito “PLL” (“Phase Locked Loop”), cujo esquema está indicado na Figura 3-11. Analise seu funcionamento.

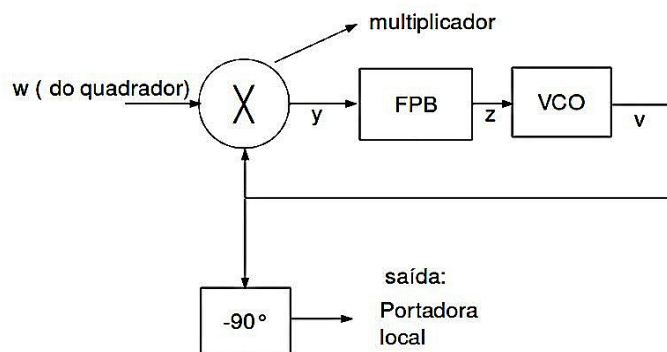


Figura 3-11

B-3.3-Dê uma razão lógica para uso do circuito PLL, já que o sinal que ele produz é idêntico, em forma, frequência e fase, ao sinal w na saída do quadrador.

B-3.4-Um demodulador para AM-DSB-SC, como o da Figura 3-8, utiliza uma portadora local que apresenta um desvio de fase com variação tão lenta que podemos considerar $\Delta\omega=0$. Analise a distorção no sinal demodulado devida a este desvio de fase.

B-3.5-Um demodulador para AM-DSB-SC, como o da Figura 3-8, utiliza uma portadora local com um desvio de frequência $\Delta\omega \neq 0$. Supondo que a portadora local seja igual a $A\cos[(\omega_p + \Delta\omega)t]$, e $\phi_{AM-DSB-SC}(t) = x(t)\cos(\omega_p t)$, sendo $x(t)$ o sinal modulante com o espectro nominal conforme a Figura 3-4, analise a distorção introduzida pelo desvio $\Delta\omega$ no sinal demodulado.

B-3.6-Um demodulador para AM-DSB-SC, como o da Figura 3-8, utiliza uma portadora local que apresenta um desvio de fase $\Delta\phi$ cujo valor apresenta certa variação, não tão lenta quanto no exercício B-3.4. Analise a distorção no sinal demodulado devida a este desvio de fase, com estas características.

*Sugestão: Utilize o fato de que ω , frequência angular de rotação de um fasor, pode ser considerada a derivada da fase instantânea desse fasor, em relação ao tempo.

Demodulador Síncrono

Do exposto acima, concluímos que a frequência e a fase da portadora local, na demodulação de sinais AM-DSB-SC, devem estar exatamente iguais à frequência e à fase da portadora sendo recebida.

Uma forma de se conseguir esse sincronismo seria a utilização de osciladores independentes e altamente estáveis, tanto no transmissor quanto no receptor. Desta forma, eles poderiam trabalhar por longos períodos de tempo sem a necessidade de reajustes para reigular suas fases e frequências.

Esta solução, apesar de ser simples à primeira vista, acaba sendo complicada e cara, face à complexidade e custo para a construção desses osciladores.

Uma solução frequentemente adotada é gerar, no receptor, informações que permitam saber qual a frequência e a fase instantânea da portadora sendo recebida em um dado instante, e utilizar essas informações para sincronizar a portadora local em frequência e fase. Isto permite a utilização de circuitos osciladores mais simples, mesmo no transmissor, e conseqüentemente mais baratos.

Um exemplo de como isso pode ser feito é dado no exercício B-3.1, que trata do circuito "quadrador".

Uma outra forma, bastante utilizada, de permitir a obtenção dessas informações, é adicionar, ao sinal modulado, uma pequena parcela da portadora. Como essa parcela é pequena, não envolve o gasto de altas potências em sinal, e compensa face à simplificação dos circuitos utilizados no receptor para recuperá-las.

Esta pequena parcela da portadora é denominada *piloto*. A idéia é que o piloto percorra, na transmissão pelo meio, os mesmos caminhos que o sinal modulado, e sofra os mesmos processo que este, que sejam capazes de alterar instantaneamente a frequência e a fase da portadora recebida. Desta forma, uma amostra do piloto, que seja capturada pelo receptor, é capaz de sincronizar a portadora local.

Evidentemente, o alcance do sistema fica limitado pela capacidade do receptor em recuperar o piloto. Geralmente, a recuperação do piloto é feita por filtragem seletiva, em que um FPF de alto Q, conseqüentemente bem seletivo (isto é, possui

uma largura de banda bem estreita, praticamente deixando passar sem atenuação apenas a frequência do piloto) é utilizado em conjunto com um amplificador de RF. Mesmo assim, em certas situações, pode-se prever a perda do piloto, e durante algum tempo ficar sem as informações da fase e da frequência instantânea do mesmo. Estas situações podem ocorrer em condições críticas de operação do sistema, como em longos trechos de propagação, sujeitos a situações adversas (como, por exemplo, a ocorrência de distúrbios atmosféricos).

Quando ocorre a perda do piloto, o sistema fica sem sincronismo, e começa a haver desvios de fase e frequência de oscilador local, a uma certa taxa, a qual depende da estabilidade desse oscilador. Esta taxa de desvio é tanto menor quanto maior for a estabilidade do oscilador, e ocorrerão distorções durante esse intervalo de tempo

Se a ausência do piloto permanecer durante muito tempo, a distorção irá aumentando. Por isso, é implantado um sistema de supervisão, o qual interrompe a comunicação, no caso de ausências muito prolongadas do piloto. Naturalmente, ao retornar, é necessário que o piloto consiga recuperar o sincronismo. Geralmente, emprega-se um PLL (ver Exercício B-3.2) para manter o sincronismo em um oscilador local, a partir de um piloto ou um sinal de portadora recuperada, conforme mostra a Figura 3-12.

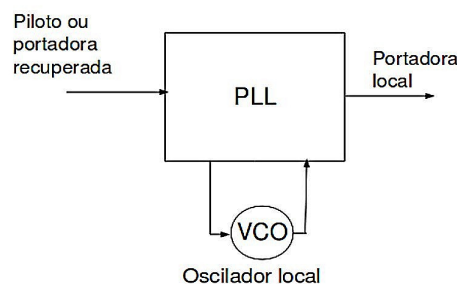


Figura 3.12

A utilização do circuito da Figura 3-12 tem vantagens:

1-A frequência do piloto não precisa necessariamente ser igual á da portadora,

pois a frequência do oscilador local pode utilizar como referência para sincronismo um submúltiplo da frequência final. Desta forma, o mesmo piloto pode ser usado para sincronizar diversos valores de frequências de várias portadoras locais, desde que múltiplas de um valor comum.

2-O receptor fica bem resistente quanto à variação da amplitude do piloto ou da portadora recuperada, que pode acontecer em virtude de eventuais variações na propagação do sinal transmitido. Inclusive o sincronismo pode ser mantido por certo tempo na ausência da referência, através de um mecanismo que memoriza os valores mais recentes de fase e frequência da portadora, e usa esses valores memorizados na ausência da referência. É claro que, com o passar do tempo, essa informação vai se tornando inexata, mas mesmo assim é possível manter o sincronismo na ausência temporária de referência.

Deteção homódina

Na deteção homódina, o piloto ou a portadora recuperada é amplificada e utilizada diretamente como portadora local, sem a utilização do PLL. Esse esquema é mais simples de ser implementado, entretanto não possui as vantagens do PLL, relacionadas acima. O receptor fica muito sensível às variações de potência do piloto recebido ou da portadora recuperada, que ocorrerão com maior intensidade no caso de propagação no espaço livre, variações essas que podem levar à perdas frequentes de sincronismo.

Simulação 3.1

Objetivo:

Verificar a Equação (3-2).

Diagrama em blocos:

Conforme a Figura 3-13.

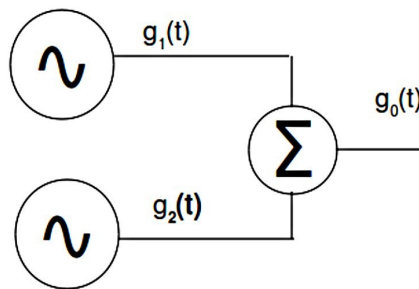


Figura 3-13

Procedimento:

1-Utilizando um software matemático (tipo Scilab, Matlab, Maple, Fortran, etc) elaborar uma rotina que simule o diagrama em blocos da Figura 3.13, plotando os sinais $g_1(t)$, $g_2(t)$ e $g_0(t)$.

2-Ajustar os parâmetros da rotina de modo que a geração e a plotagem do sinal $g_1(t)$ consiga uma boa visualização, de aproximadamente 1 período para uma frequência de 790KHz, indicando um sinal semelhante ao da Figura 3-14.

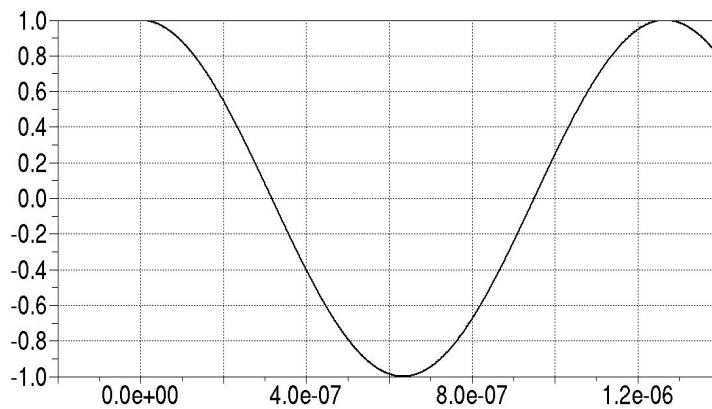


Figura 3-14

3-Ajustar a geração e a plotagem do sinal $g_2(t)$ para uma boa visualização de aproximadamente 1 período para uma frequência de 800KHz, indicando um sinal semelhante ao da Figura 3-15.

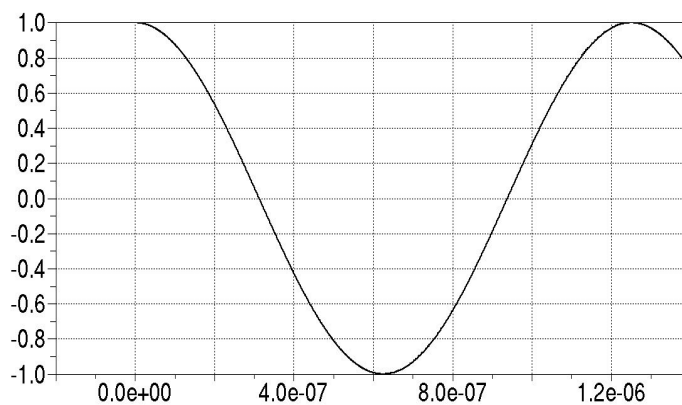


Figura 3-15

4-Plotar o sinal $g_0(t)$. O resultado deve ser como na Figura 3-16, indicando uma portadora de 795KHz modulada em AM-DSB-SC por um sinal modulante de 5KHz.

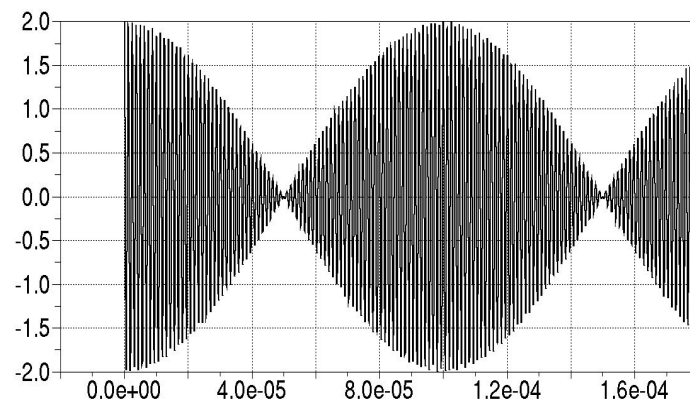


Figura 3-16

5-Varie a frequência de $g_1(t)$ (aproximadamente até +10Khz). Verifique o que ocorre com $g_0(t)$.

EXERCÍCIOS - Sequência C

C-3.1-Justifique, à luz da teoria, usando inclusive a Equação (3-2), a imagem ilustrada na Figura 3-16.

C-3.2-Justifique, à luz da teoria, usando inclusive a Equação (3-2), a imagem obtida no passo 9 do Procedimento acima especificado.

C-3.3-Imaginando que os dois sinais $g_1(t)$ e $g_2(t)$ sejam independentes, podemos imaginar que os sinais gerados estejam defasados aleatoriamente. Assim, arbitrando uma fase zero para um deles, digamos o de maior frequência, 800Khz, podemos escrever que $g_1(t)=\cos[2\pi 790 t+\theta]$ e $g_2(t)=\cos[2\pi 800 t]$. Nestas condições, justifique a imagem obtida na Figura 3-16, e escreva uma expressão compatível para o sinal $\varphi_{AM-DSB-SC}(t)$.

C-3.4-Faça um diagrama em blocos de um sistema para recepção de sinais AM-DSB-SC empregando detecção homódina. Discuta sua implementação, destacando os pontos relevantes em comparação com outros sistemas.

C-3.5-Faça um diagrama em blocos de um sistema para recepção de sinais AM-DSB-SC empregando detecção com gerador local. Discuta sua implementação, destacando os pontos relevantes em comparação com outros sistemas.

Laboratório 3.1

Objetivo:

Verificar um benefício obtido com a translação de frequência proporcionada pela modulação.

Aplicação:

Algumas vezes, é necessário amplificar sinais de baixíssima frequência, praticamente CC. Esta situação ocorre, por exemplo na amplificação de sinais decorrentes de sensores de temperatura, como pares termoelétricos usados em ambientes com temperatura controlada, as chamadas câmaras térmicas.

Essa amplificação pode ser feita por amplificadores operacionais altamente realimentados, para evitar o "drift" (desvio de CC) inerente a esses circuitos eletrônicos, que pode mascarar a amplificação do sinal de entrada.

Além disso, é necessário o uso de componentes eletrônicos (principalmente resistores) de alta precisão e fontes de alimentação bem reguladas e estáveis.

Uma alternativa é o uso do amplificador "chopper", que utiliza princípios de modulação para realizar essa amplificação.

A ideia básica é deslocar o espectro de frequências do sinal de entrada, que é muito concentrado em torno de 0Hz, para regiões mais altas do espectro, onde pode ser amplificado facilmente, sem preocupação com características de drift de amplificadores ou precisão e estabilidade de fontes de alimentação.

Depois de amplificado, o sinal é reconvertido para a região original do espectro, em torno de CC, numa operação de demodulação.

Material:

- 2 resistores de 500Ω - $\frac{1}{4}$ W ou mais.
 - 1 resistor de 1K - $\frac{1}{4}$ W ou mais.
 - 1 resistor de 10K - $\frac{1}{4}$ W ou mais.
 - 3 resistores de 100K - $\frac{1}{4}$ W ou mais.
 - 2 capacitores de poliéster de $3\ \mu\text{F}$ -50V (ou composição equivalente).
 - 1 potenciômetro de 500Ω de fio.
 - 1 amplificador operacional (CI) 741.
 - 1 relé CC 12V -1 contato de transferência 1A.
 - 2 pilhas 1,5V tamanho AA.
 - 1 diodo silício 1N4004 ou equivalente.
 - 1 porta fusível com fusível de ação rápida 500mA.
 - 1 interruptor 110V-1A mínimo.
 - 1 cabo alimentação com tomada 110V-1A mínimo.
- Material básico de montagens em Laboratório de Eletrônica.

Equipamento:

- Duas fontes de alimentação 12V – CC – 100 mA (não precisa de regulagem ou estabilização).
- Um multímetro analógico ou eletrônico convencional.
- 1 osciloscópio 1 canal – 10 MHz ou mais. (ou equivalente).

Montagem:

Conforme a Figura 3-17:

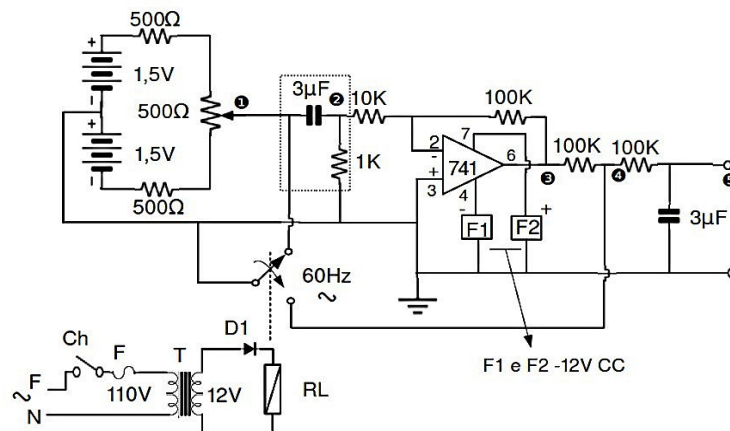


Figura 3-17

Procedimento:

- 1-Montar o circuito da Figura 3-17.
- O relé RL deve ser posicionado no circuito de modo que seu contato de transferência seja ligado ao ponto 1 (ou seja, com a chave Ch aberta, o ponto 1 não é aterrado).
- 2-Ligar as fontes F1 e F2, alimentando o operacional.
- 3-Manter a chave Ch desligada.
- 4-Com o multímetro, medir a tensão no ponto 1 da Figura 3-17. Deve ser função da posição do cursor do potenciômetro de 500Ω, variando entre +0.5V e -0.5V.
- 5-Medir, também, a tensão de saída do circuito, no ponto 5. Deve ser 0V.
- 6-Ligar a chave Ch.
- 7-O relé de 12 V CC deverá vibrar na frequência de rede, 60 Hz, alternando entre os contatos de repouso e transferência.
- 8-Com o osciloscópio, verificar a forma de onda no ponto 1. Observar como ela varia com a posição do cursor do potenciômetro de 500Ω.

9-Posicionar este de modo que a forma de onda se aproxime da ilustrada na Figura 3-18.

10-Verificar a forma de onda no ponto 2. Deve ser semelhante à ilustrada na Figura 3-19. Registrar qualquer deformação observada.

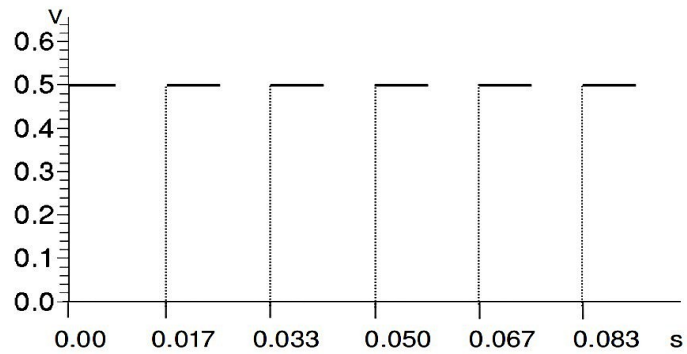


Figura3-18

11-Verificar a forma de onda no ponto 3. Deve ser semelhante à ilustrada na Figura 3-20. Registrar qualquer deformação observada.

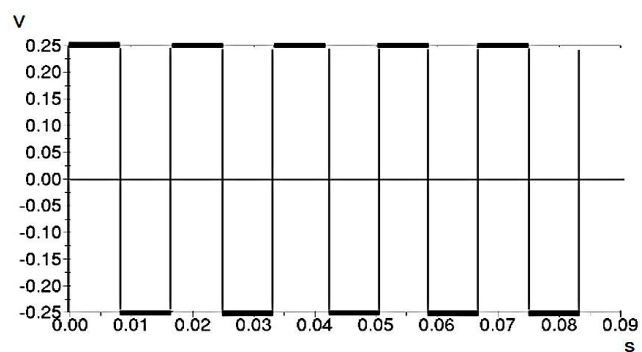


Figura 3-19

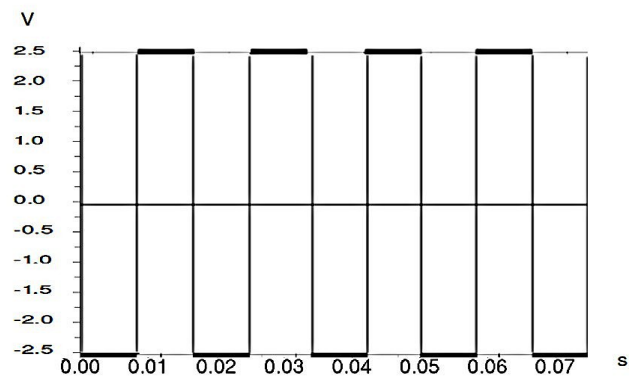


Figura 3-20

12-Verificar a forma de onda no ponto 4. Deve ser semelhante à ilustrada na Figura 3-21. Registrar qualquer deformação observada.

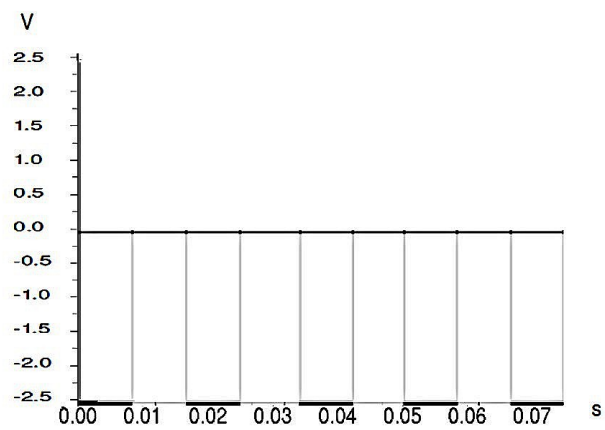


Figura 3-21

13-Medir, com o multímetro, a tensão de saída. Anotar valores e correlacionar com a tensão CC medida com o multímetro no ponto 1, quando a chave Ch estiver desligada.

Comportamento esperado:

O circuito da Figura 3-17 deve amplificar, sem a ocorrência de “drifts” ou desvios, a tensão na saída do sensor, que é simulado pelas duas pilhas de 1.5V, os dois resistores de 500Ω e o potenciômetro.

Essa tensão é praticamente CC, de variação muito lenta, tem seu espectro concentrado na origem. Esta variação lenta pode ser simulada girando-se devagar o eixo do potenciômetro. O fator de amplificação do circuito da Figura 3-17 é de aproximadamente 10 vezes, para frequências desde 0Hz até praticamente 10KHz ou mais.

Pelo fato de empregar um operacional na configuração de circuito inversor, a tensão de saída é o negativo da tensão de entrada.

A ação do relé, ao vibrar, é multiplicar o sinal de saída do sensor por um sinal retangular, com fundamental em torno de 60Hz e vários harmônicos, efetivamente implementando um modulador por chaveamento. O espectro original é então deslocado no espectro. A seguir, este sinal é filtrado (FPA), eliminando-se o nível CC, e amplificado. A amplificação não é feita mais em CC, mas sim em CA.

Na saída do operacional, o sinal CA amplificado é retificado pela ação do outro contato do relé, restaurando o nível CC, já amplificado. A seguir, é filtrado e integrado, eliminando as componentes acima de 60Hz (FPB).

Na saída do circuito, deve-se observar uma tensão CC cerca de 10 vezes maior, em módulo.

EXERCÍCIOS - Sequência D

D-3.1-Analise o funcionamento do amplificador “chopper”, empregando o enfoque da análise no domínio da frequência. Baseie sua análise em gráficos de espectro de densidade de frequência dos sinais nos pontos assinalados da Figura 3-17.

D-3.2-Se o sinal no ponto 1 do circuito da Figura 3-17 puder ser expresso por $0.1\cos(2\pi 10t)$, como se escreveria o sinal de saída?

D-3.3-Se o sinal no ponto 1 do circuito da Figura 3-17 puder ser expresso por $0.1\cos(2\pi 40t)$, como se escreveria o sinal de saída?

D-3.4-Em sua opinião, qual a função do capacitor C na região assinalada do circuito da Figura 3-17, em torno do ponto 2?

D-3.5-Apresentar as formas de onda observadas nos diversos pontos do circuito conforme especificado no ítem Procedimento do Laboratório 3-1 e comentá-las.

D-3.6-Faça uma pesquisa procurando aplicações e circuito de amplificadores com funções semelhantes ao da Figura 3-17. Apresente resumo com referência às fontes consultadas.

Moduladores para AM-DSB-SC

A ideia básica é proporcionar a translação de frequências do sinal modulante. Isto é feito adotando-se esquemas onde o produto entre os sinais $x(t)$ e $\cos\omega_p t$ pode ser individualizado na frequência.

Moduladores a Chaveamento

São obtidos multiplicando-se $x(t)$ (o sinal modulante), por um sinal periódico $s_T(t)$, cuja fundamental seja ω_p ; após um FPF obteremos o sinal modulado AM-DSB-SC .

Moduladores Multiplicadores

Implementam diretamente o produto $x(t)\cos\omega_p t$. Empregam um circuito multiplicador analógico, cuja saída é proporcional ao produto de dois sinais de entrada. Geralmente, funcionam em baixo nível de modulação.

Moduladores Balanceados

Existe um elemento multiplicador, porém o sinal gerado na saída do multiplicador possui outras componentes além do simples produto $x(t)\cos\omega_p t$, que não podem ser eliminadas por filtragem, pois ocupam a mesma região do espectro que este. A solução é um esquema de balanceamento, onde as parcelas idênticas são eliminadas por diferenças.

Vamos supor o subsistema apresentado na Figura 3-22. Neste esquema, o sinal de entrada $x(t)$ varia o ganho G do amplificador de RF, de acordo com a expressão:

$$G = G_0 + a \times x(t)$$

Para eliminar a parcela da portadora que aparece no sinal de saída da Figura 3-22, adota-se o esquema conhecido como balanceado, apresentado na Figura 3-23.

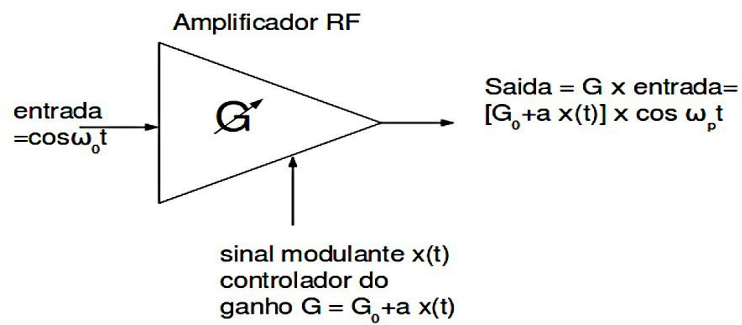


Figura 3-22

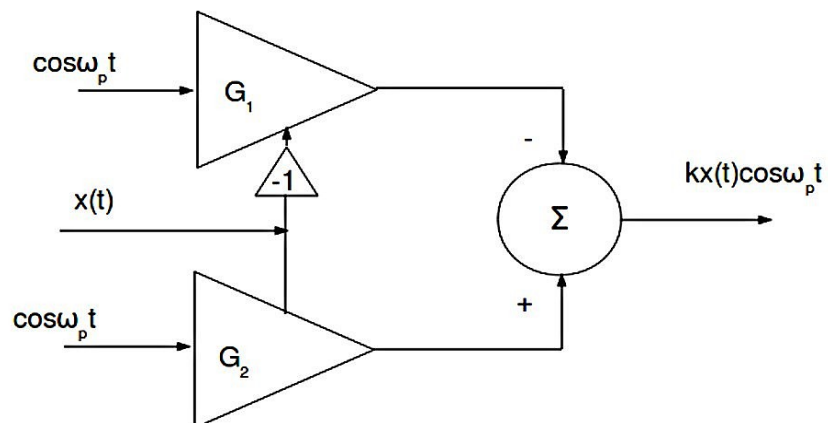


Figura 3-23

Nesta Figura 3-23, $G_1 = G_2 = G_0 + ax(t)$. Entretanto, no amplificador superior o sinal $x(t)$ modulante é inserido multiplicado por -1 (isto é, invertido), provocando a ação contrária à do amplificador inferior.

Assim, a saída superior seria $G_1 \cos \omega_p t = [G_0 - ax(t)] \cos \omega_p t$, e no inferior seria $G_2 \cos \omega_p t = [G_0 + ax(t)] \cos \omega_p t$.

Após o somador algébrico de saída, que realiza a diferença entre os dois sinais, a

parcela das portadoras se anulam, restando apenas $2ax(t)\cos\omega_p t$, ou mais genericamente $kx(t)\cos\omega_p t$, que é o sinal AM-DSB-SC.

Naturalmente, para bom funcionamento, o circuito tem que ser muito bem regulado, a amplificação do ramo superior sendo exatamente igual, em módulo, à amplificação do ramo inferior.

Daí, a denominação “modulador balanceado”.

EXERCÍCIOS - Sequência E

E-3.1-Analise, no domínio do tempo e da frequência, o funcionamento do modulador balanceado apresentado na Figura 3-24.

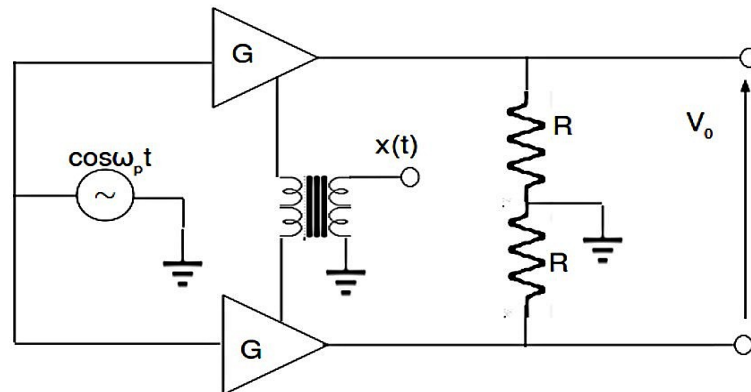


Figura 3-24

E-3.2-A Figura 3-25 apresenta o diagrama de blocos básico de um certo tipo de modulador AM, chamado de “modulador chaveado a ponte de diodos”.

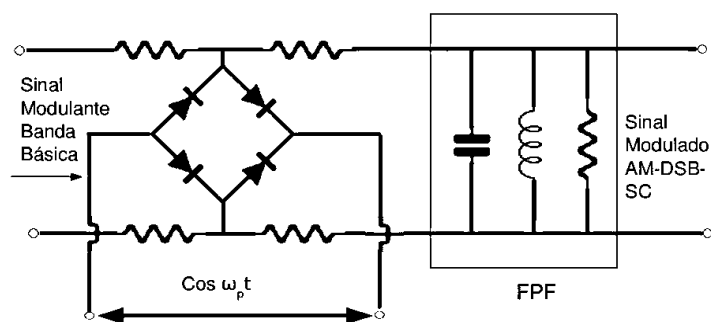


Figura 3-25

A ponte de diodos na Figura 3-25 age como uma chave eletrônica, que comuta à frequência da portadora, ω_p . Para meio período da portadora, ela está aberta, e para o outro meio período ela está fechada.

O efeito final da atuação da ponte de diodos, sob o efeito da aplicação da portadora, é como se estivéssemos multiplicando o sinal modulante $x(t)$ por um trem de pulsos periódico $\Pi_\tau(\tau/T)$, onde $\tau=T/2$ e $T=\omega_p/2\pi$.

a) Explique, em detalhes, o funcionamento da ponte de diodos. O que aconteceria se, ao invés da portadora, fosse aplicado um trem de pulsos retangulares periódicos (isto é, um sinal $\Pi_\tau(\tau/T)$ ao invés de $\cos\omega_p t$, (onde $T=\omega_p/2\pi$).

τ não necessariamente é igual a $T/2$.

b) Analise no domínio do tempo e da frequência.

c) Explique, com detalhes, o papel do filtro passa faixas FPF.

E-3.3-Outra forma, muito utilizada, de se obter o produto entre dois sinais, consiste em aproveitar a não linearidade da curva de transferência de certos dispositivos, principalmente semicondutores operando com grandes sinais, cuja excursão ultrapassa a região linear para o ponto de operação escolhido. Podemos aproximar essa característica por uma equação quadrática do tipo:

$$e_0 = a_1 \times e_i + a_2 \times e_i^2$$

Na equação acima, e_0 representa o sinal de saída e e_i o sinal de entrada no dispositivo não linear, que é igual a $x(t) + \cos \omega_p t$. Assim

$$e_0 = a_1 x(t) + a_1 \cos \omega_p t + a_2 x^2(t) + a_2 \cos^2 \omega_p t + 2a_2 x(t) \cos \omega_p t$$

Analise, no domínio do tempo e da frequência, o modulador balanceado apresentado na Figura 3-26.

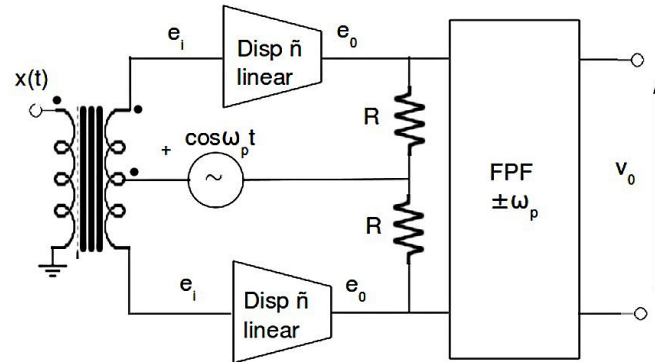


Figura 3-26

E-3.4-Faça uma pesquisa buscando exemplos de moduladores balanceados para AM-DSB-SC. Apresente resumo com referência às fontes consultadas.

Transformada de Hilbert

Vamos agora apresentar o conceito de “Transformada de Hilbert”, o qual será utilizado posteriormente em vários aspectos da teoria, inclusive na definição de modelos para um outro tipo de modulação em amplitude, denominado AM-SSB-SC, o qual veremos adiante.

Definição:

A Transformada de Hilbert do sinal real $s(t)$ é definida como:

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi t} * s(t) \quad (3-4)$$

Observe que a Transformada de Hilbert não muda o domínio da variável livre. $\hat{s}(t)$ pode ser encarada como sendo a resposta de um sistema linear de função característica $h(t) = 1/\pi t$ ao sinal de entrada $s(t)$.

Assim sendo, no domínio da frequência temos:

$$\hat{S}(\omega) = H(\omega) S(\omega) \quad (3-5)$$

onde

$$H(\omega) = \mathcal{F}\{1/\pi t\}$$

$H(\omega)$ pode ser obtido como segue:

Partindo-se do par de transformadas:

$$u(t) \leftrightarrow \pi \delta(\omega) + \frac{1}{j\omega}$$

Podemos escrever que:

$$u(-t) \leftrightarrow \pi \delta(\omega) - \frac{1}{j\omega}$$

Daí

$$u(t) - u(-t) \leftrightarrow \frac{2}{j\omega}$$

Pela propriedade da simetria podemos escrever:

$$\frac{2}{jt} \leftrightarrow 2\pi[u(-\omega) - u(\omega)]$$

ou

$$\frac{1}{\pi t} \leftrightarrow j[u(-\omega) - u(\omega)] = H(\omega)$$

A Figura 3-27 apresenta uma representação da fórmula acima, ou seja, da função de transferência $H(\omega)$ da Transformada de Hilbert.

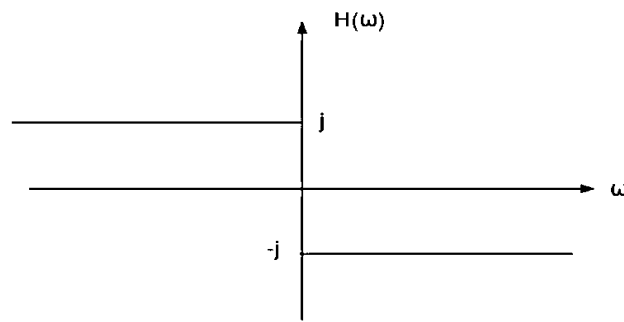


Figura 3-27

Portanto, $H(\omega)$ representa a função de transferência que, como mostra a Figura 3-27, provoca um deslocamento de -90° a todas as frequências do sinal de entrada. Esta $H(\omega)$ é também conhecida como rede de *desvio de fase*, ou rede de *quadratura*.

$\hat{s}(t)$ é também chamado de *conjugado harmônico* de $s(t)$.

EXERCÍCIOS - Sequência F

F-3.1- Calcule a Transformada de Hilbert de $\cos \omega t$.

F-3.2- Prove que

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\cos(\tau)}{t-\tau} d\tau = \text{sen}(t)$$

F-3.3- Prove que a transformação de Hilbert aplicada recursivamente provê a transformação inversa, ou seja:

$$x(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\hat{x}(\tau)}{t-\tau} d\tau$$

F-3.4- Ache e trace um gráfico do sinal $x(t) = 2 \cos 3t + 5 \cos(2t+2) + 3 \text{sen}(2,5t+5,1)$ e de sua transformada de Hilbert.

F-3.5- Faça uma pesquisa sobre a transformada de Hilbert e suas aplicações. Apresente resumo com referência às fontes consultadas.

Laboratório 3.2

Objetivo:

Obter a Transformada de Hilbert de um cosseno.

Justificativa:

A Transformada de Hilbert pode ser representada pela equação característica de um sistema que forneça um defasamento constante de -90° à todas as frequências do espectro de um sinal $x(t)$.

Portanto

$$\hat{x}(t) = \cos(\theta - 90^\circ) = \text{sen}(\theta)$$

Mas, considerando que

$$\text{sen}(\theta) = \int \cos(\theta) d\theta$$

podemos crer que um circuito integrador de ganho unitário, aplicado a um sinal cosseno, produza um sinal seno, que seria a Transformada de Hilbert do cosseno.

Portanto, conforme mostra a Figura 3-28, a transformada de Hilbert do cosseno pode ser obtida por um integrador de ganho unitário.

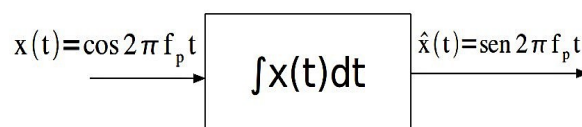


Figura 3-28

Isto pode ser feito através do circuito apresentado na Figura 3-29.

Este circuito implementa um integrador calculado para ganho unitário em torno de 10kHz. Portanto, sendo inserido na entrada um sinal $x(t) = \cos(\omega_p t)$, na saída teremos $y(t) = \text{sen}(\omega_p t)$. O ajuste do ganho é feito pelo trim-pot de 1M.

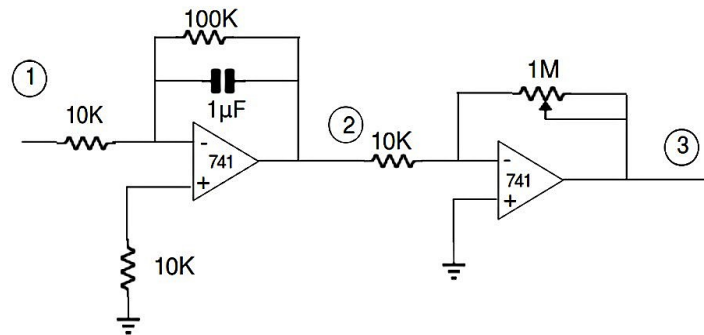


Figura 3-29

Material:

2 resistores de 10K - ¼ W ou mais.

1 resistor de 100K - ¼ W ou mais.

1 capacitor de poliéster de 1 µF -50V (ou composição equivalente)

1 trim-pot de 1M (ou um potenciômetro).

2 operacionais 741

Material básico de montagem em Laboratório de Eletrônica.

Equipamento:

2 fontes de 12V -CC - (não precisa serem fontes reguladas) -100mA ou mais.

1 gerador senoidal variável na faixa de audio -capaz de gerar 10 kHz e variar a frequência, com amplitude de até aproximadamente 1V para impedância de saída alta.

Um osciloscópio 2 canais 10 MHz ou mais (ou equivalente), com linha de retardo.

Um multímetro analógico ou eletrônico convencional.

Montagem:

Conforme a Figura 3-30:

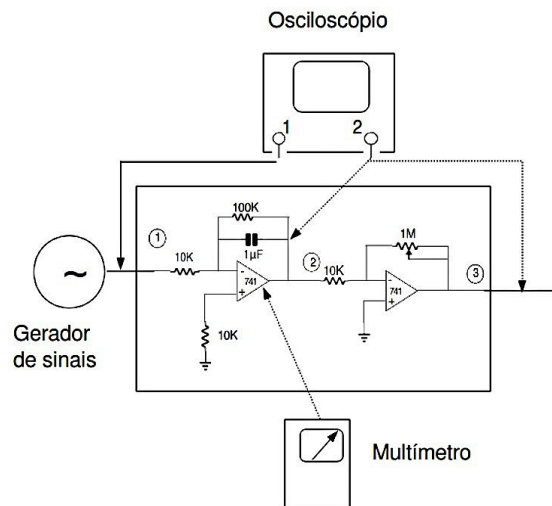


Figura 3-30

Procedimento:

- 1-Montar o circuito da Figura 3-30.
- 2-Alimentar o circuito.
- 3-Com o multímetro, testar a alimentação dos operacionais.
- 4-Ligar o oscilador e após a estabilização, ajustar para uma frequência de saída de 10kHz. Ajustar o nível de saída do oscilador para meia potência.
- 5-Ligar o canal 1 do osciloscópio ao ponto 1 do circuito da Figura 3-30, reajustando o nível do oscilador para 1V pico a pico. Ajustar o osciloscópio para captura de sincronismo a partir do canal 1, e a base de tempo do canal 1 para mostrar 1 período do sinal de 10kHz do oscilador, conforme mostra a Figura 3-31.

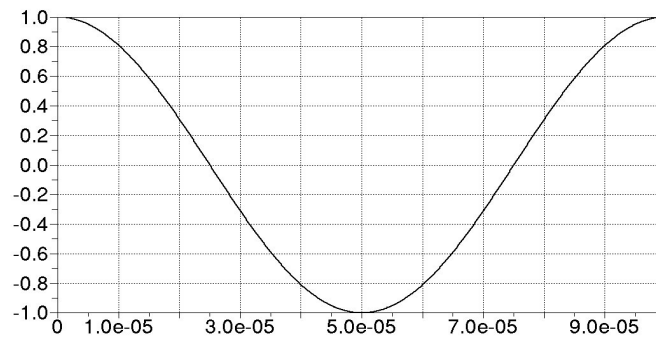


Figura 3-31

6-Ligar o canal 2 do osciloscópio ao ponto 2 do circuito da Figura 3-31. Manter o sinal no canal 1 ligado ao ponto 1, para extração do sincronismo. Deve ser observado o sinal conforme a Figura 3-32.

7-Ligar o canal 2 do osciloscópio ao ponto 3 do circuito da Figura 3-30, mantendo o sincronismo no canal 1.

8-Ajustar o trim-pot de 1M para observar no ponto 3 um sinal como na Figura 3-33, no canal 2 do osciloscópio. O canal 1, que deve continuar ligado ao ponto 1, deve indicar um sinal como o da Figura 3-31³.

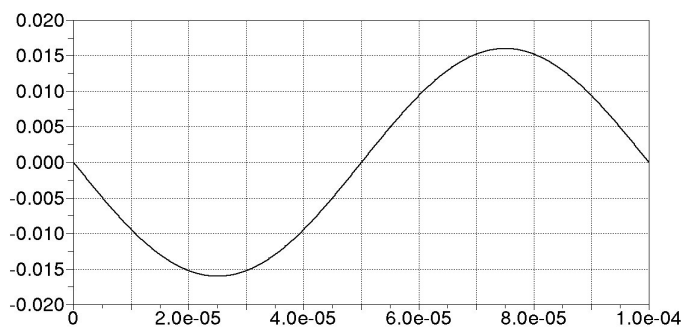


Figura 3-32

³ O importante é que a defasagem entre os sinais no ponto 1 e no ponto 3 seja de 90° , isto é, $\theta_{0,3} - \theta_{0,1} = -90^\circ$, pois estamos supondo que o sinal do gerador seja um cosseno, como na Figura 3-30, o qual após a integração fornece um sinal defasado de -90° , ou seja, um seno. O osciloscópio de linha de retardo permite observar exatamente as formas de onda das Figuras 3-31 a 3-33, sendo que esta linha de retardo é dispensável desde que se observe na saída um sinal senoidal de amplitude igual ao da entrada, defasado de -90° .

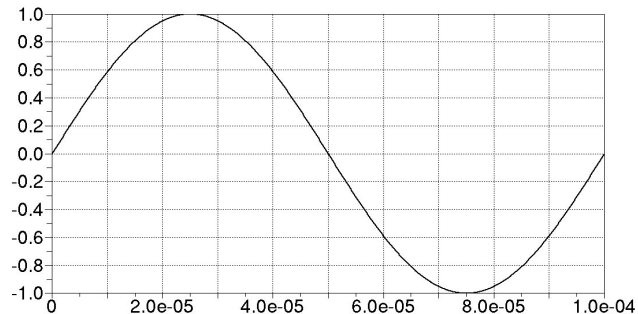


Figura 3-33

Comportamento esperado:

O sinal no ponto 2 em relação ao sinal no ponto 1, para um sinal senoidal de frequência f , do circuito da Figura 3-29 é dado por:

$$V_2/V_1 = -\frac{100K/10K}{1 + j2\pi f 10K 10^{-6}}$$

Se $f=10\text{kHz}$, $V_2/V_1 = -0,0000253 + j 0,0159155$

Em relação à saída, considerando o trim-pot ajustado para $628.183,1\Omega$, temos:

$H(\omega) = V_3/V_1 = -(628.183,1/10K) \times (-0,0000253 + j0,0159155) = 0.0015896 - j0,9999997$ para $f=10\text{kHz}$, ou aproximadamente $H(\omega) = -j$, para uma representação unilateral do espectro. Portanto, temos uma defasagem de -90° , o que caracteriza a Transformada de Hilbert.

Assim, se $V_1(t) = (\cos\omega_1 t + \theta_0)$, $V_3(t) = \cos(\omega_1 t + \theta_0 - 90^\circ) = \text{sen}(\omega_1 t + \theta_0)$. O ângulo inicial θ_0 pode ter qualquer valor, inclusive zero, sem perda de generalidade.

EXERCÍCIOS - Sequência G

G-3.1-Variando a frequência do oscilador senoidal na montagem da Figura 3-30, em aproximadamente 5kHz, para mais e para menos, o que você espera que aconteça? Explique.

G-3.2-Em sua opinião, o circuito da Figura 3-29 poderia ser usado para se obter a Transformada de Hilbert de outras formas de onda, além da senoidal? Justifique sua resposta.

G-3.3-Apresente uma justificativa para a Nota de rodapé nº 3.

G-3.4-Seja $x(t)$ uma onda quadrada periódica $x(t)=\Pi_1(t)$, conforme representado na Figura 3-34. Faça o seguinte:

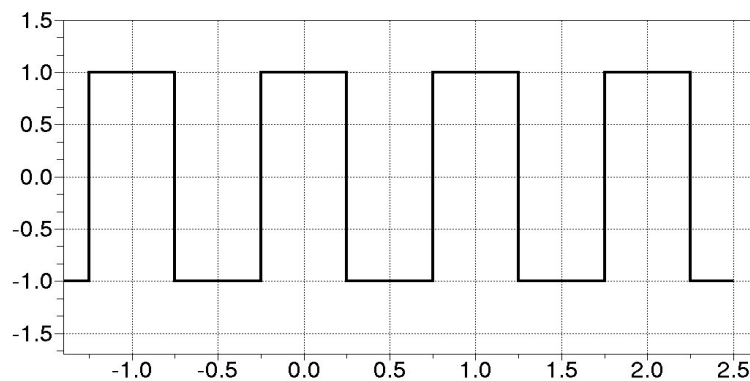


Figura 3-34

a) Calcule os 20 primeiros coeficientes da série exponencial de Fourier deste sinal.

b) Faça uma reconstituição de aproximada de $x(t)$, usando os coeficientes calculados.

c) Supondo $x(t)$ sendo processado por uma rede de defasamento de -90° , obtenha

uma representação aproximada para as 20 primeiras componentes da Transformada de Hilbert de $x(t)$. Apresente os detalhes de seu cálculo, explicando os passos realizados, inclusive apresente também o fluxograma comentado de uma listagem de alguma rotina em computador que porventura tenha sido usada para resolver este Exercício.

d) Sendo $F_n = \alpha + j\beta$, sendo α e β constantes, o valor do coeficiente complexo de $x(t)$ para a n -ésima componente, qual o valor para o coeficiente correspondente da Transformada de Hilbert de $x(t)$?

Resposta do item b) Conforme a Figura 3-35

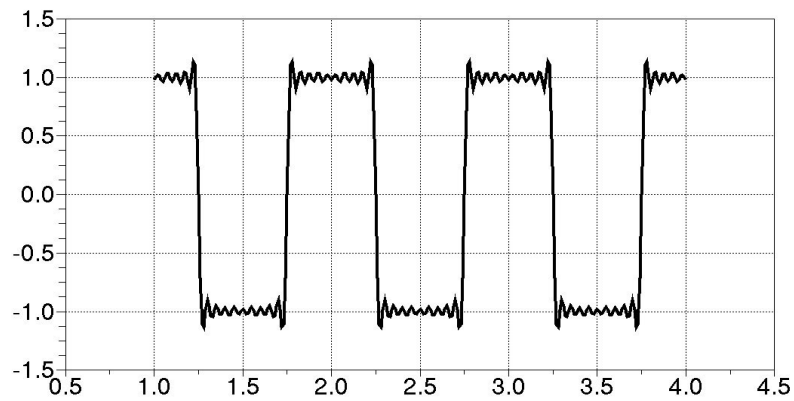


Figura 3-35

Resposta do item c) Conforme a Figura 3-36

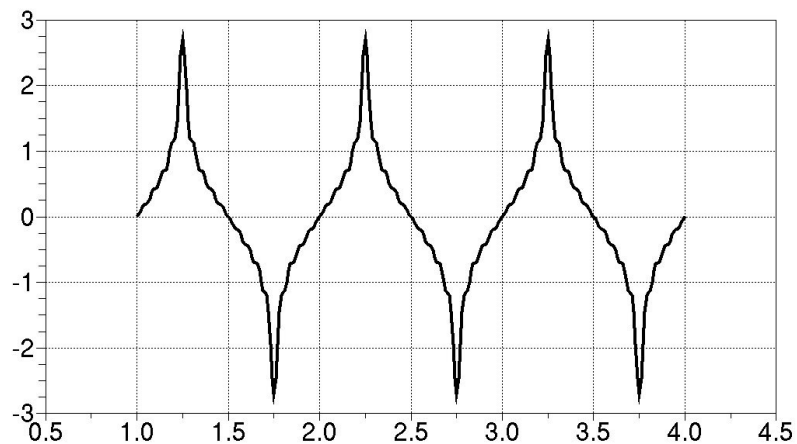


Figura 3-36

G-3.5-Repita os itens a), b) e c) de G-3.4 para um sinal tipo dente de serra.

G-3.6-Repita os itens a), b) e c) de G-3.4 para um sinal tipo onda senoidal retificada.

G-3.7-Apresente uma explicação para os cálculos feito no item *Comportamento esperado* de Laboratório 3.2 acima.

Sinal Analítico

Consideremos um sinal real $x(t)$ limitado em frequência, cujo espectro é $X(\omega)$. Este espectro atende às seguintes condições:

Se $x(t)$ é real (ou seja, é representado por uma seqüência de números pertencentes ao campo dos números reais, seja esta seqüência aleatória ou determinística), então:

$$|X(\omega)| = |X(-\omega)| \quad (3-6)$$

e

$$\theta(\omega) = -\theta(-\omega) \quad (3-7)$$

A função de transferência que atende às condições acima é chamada Hermitiana.

A Figura 3-37 apresenta graficamente as condições de uma função Hermitiana. A forma exata do espectro não é importante, sendo simbolicamente representada como na Figura 3-37⁴.

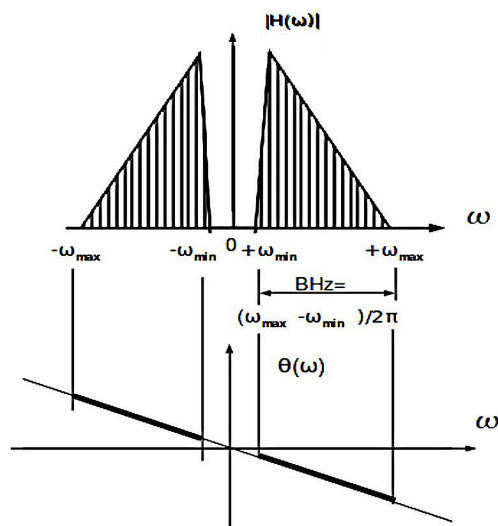


Figura 3-37

⁴ Apesar da representação de fase da Figura 3-37 indicar uma função com característica de fase linear, isto não é absolutamente necessário. A fase pode ser não linear, bastando que as relações em 3-6 e 3-7 sejam atendidas, para a função ser Hermitiana.

Vamos imaginar um sinal cujo espectro não atenda às condições de uma função Hermitiana. Em particular, a Figura 3-38 apresenta um exemplo: (por simplificação, foi ilustrado apenas um gráfico, simbolizando módulo e fase). Este sinal, que possui somente uma banda do espectro de $X(\omega)$, é chamado sinal "analítico" em relação a $X(\omega)$.

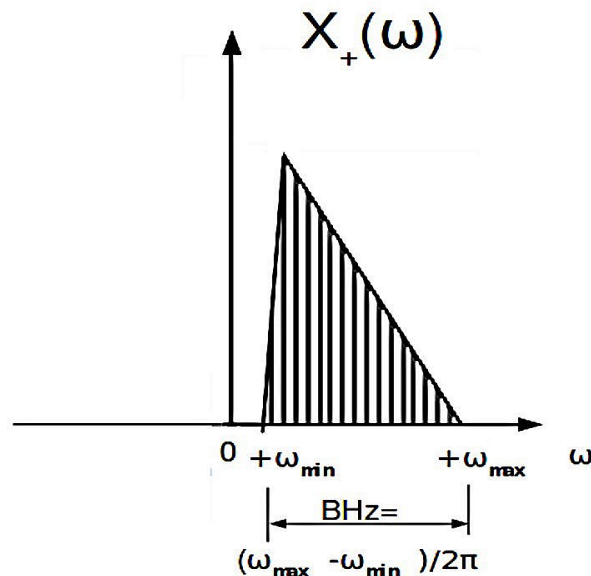


Figura 3-38

É evidente que o sinal analítico não é real. Mas como seria formado? Qual é a transformada inversa do espectro da Figura 3-38?

Podemos escrever:

$$X_+(\omega) = \frac{1}{2} [1 + \text{sgn}(\omega)] X(\omega)$$

onde $X_+(\omega)$ é o espectro do sinal analítico. Portanto

$$\mathcal{F}^{-1}\{X_+(\omega)\} = \frac{1}{2} \mathcal{F}^{-1}\{X(\omega)\} + \frac{1}{2} \mathcal{F}^{-1}\{\text{sgn}(\omega)X(\omega)\}$$

Mas já vimos que a Transformada de Hilbert equivale a processar o sinal $x(t)$ por uma rede defasadora de -90° , cuja função de transferência $H(\omega) = j[u(-\omega) - u(\omega)]$, o que é o mesmo que $-j\text{sgn}(\omega)X(\omega)$. Logo

$$j\hat{x}(t) \leftrightarrow \text{sgn}(\omega)X(\omega)$$

e portanto

$$\mathcal{F}^{-1}\{X_+(\omega)\} = \frac{1}{2}x(t) + \frac{1}{2}j\hat{x}(t) \quad (3-8)$$

Esta é a função analítica de $x(t)$. É um sinal complexo. Sua parte real é o próprio $x(t)$, e sua parte imaginária sua Transformada de Hilbert (a menos de uma constante, $\frac{1}{2}$)

O complexo conjugado deste sinal é :

$$\frac{1}{2}x(t) - \frac{1}{2}j\hat{x}(t)$$

cuja transformada é:

$$\frac{1}{2}X(\omega) - \frac{1}{2}\text{sgn}(\omega)X(\omega)$$

que é igual a:

$$\frac{1}{2}[1 - \text{sgn}(\omega)]X(\omega) = X_-(\omega)$$

A Figura 3-39 ilustra graficamente como se chegou à equação acima.

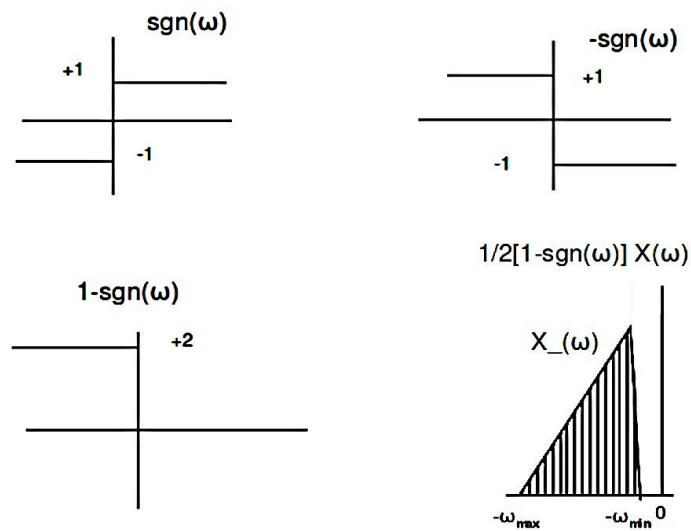


Figura 3-39

EXERCÍCIOS - Sequência H

H-3.1-Interprete a transformada de Hilbert de um sinal real $x(t)$ no domínio da frequência.

H-3.2-Defina adequadamente um sinal de banda de passagem (“passband signal”).

H-3.3-Calcule o sinal equivalente de baixa frequência⁵, $s_l(t)$, a partir do espectro $S(f)$ de um sinal de banda de passagem mostrado na Figura 3-43. O eixo das frequências de $S(f)$ está calibrado em Hz. Apresente seus cálculos.

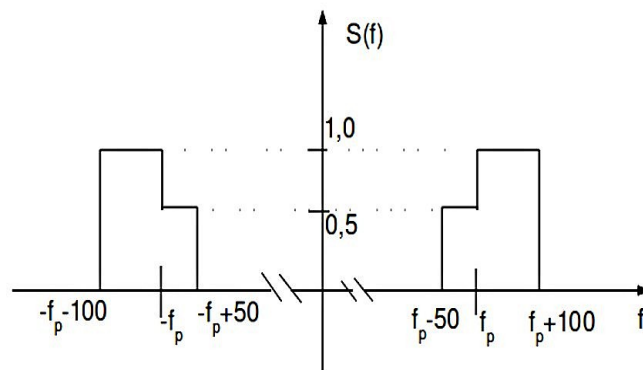


Figura 3-43

R:

$$s_e(t) = x(t) + jy(t) \quad \text{onde}$$

$$x(t) = 50\text{sinc}(100t) + 200\text{sinc}(200t) \quad y(t) = \frac{2\text{sen}^2(100\pi t) - \text{sen}^2(50\pi t)}{\pi t}$$

⁵ O equivalente em baixa frequência pode ser suposto como um sinal cujo espectro é igual $S(f-f_p)u(f-LB)$.

Modulação AM-SSB-SC

No esquema de modulação anterior, AM-DSB-SC, o espectro do sinal modulado (ver Figura 3-5) continha duas bandas laterais simétricas em relação à frequência da portadora, a BLS e a BLI.

Como eram simétricas carregavam a mesma informação. Assim, podemos dizer que a modulação AM-DSB-SC é redundante na frequência, levando a mesma informação em duas bandas de frequência diferentes. Pensando assim, imaginou-se criar um outro tipo de modulação AM em que fosse transmitida apenas uma das bandas laterais, a BLS ou a BLI.

Desta forma, se eliminaria a redundância, diminuindo à metade a largura de banda do sinal modulado, para transmitir o mesmo sinal modulante.

Efetivamente, no DSB, um sinal modulante com um largura de banda nominal de 5kHz ocupa 10kHz no espectro do sinal modulado, enquanto no SSB ocupa a metade, ou seja 5kHz. Isto é muito importante em regiões do espectro já muito congestionadas, como a faixa para PX, PY (radioamadorismo), faixa do cidadão, polícia

O SSB não é usado comercialmente, na radio difusão em “broadcasting” (também conhecida como difusão em Ondas Médias, ou mais comumente faixa de AM), por motivos que veremos adiante.

A sigla SSB deriva do termo “Single Side Band” - Banda Lateral Única, podendo ser usada a BLS (“Banda Lateral Superior”) ou a BLI (“Banda Lateral Inferior”).

Evidentemente, para que o SSB tenha utilidade prática, é necessário que o sinal $x(t)$ possa ser recuperado numa operação de demodulação.

A Geração do Sinal SSB por Filtro Passa Faixa (FPF)

Talvez a maneira mais fácil de compreendermos como pode ser gerado um sinal SSB seja a utilização de filtragem seletiva (um filtro passa faixas) aplicado sobre um sinal DSB. A Figura 3-44 apresenta um exemplo, onde um sinal SSB-BLI é gerado por filtragem, a partir de um sinal DSB. Da mesma forma poderia ser gerado um sinal SSB-BLS, bastando utilizar o filtro passa faixa adequado.

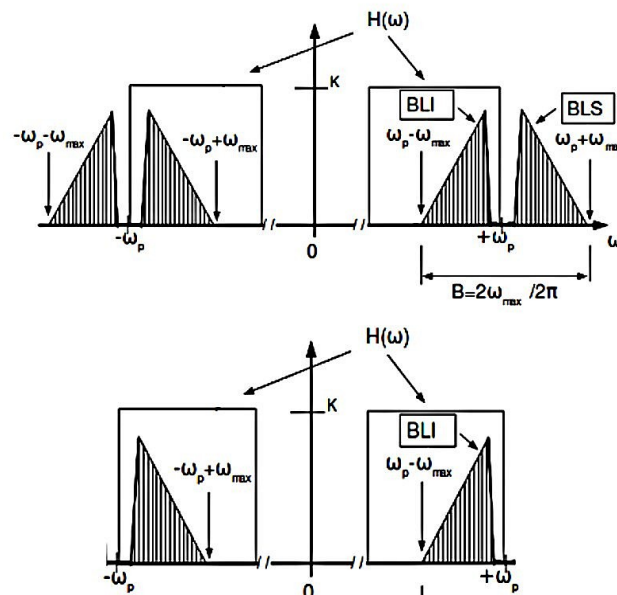


Figura 3-44

O FPF utilizado para separar a banda desejada ($H\omega$) na Figura 3-44 pode ser um pouco mais largo que a própria banda em si.

O Sinal Analítico e a Geração de SSB

O enfoque da filtragem permite compreender a geração do sinal SSB no domínio da frequência, assim como fornece uma forma prática para sua obtenção. Entretanto, não fornece uma modelagem simples no domínio do tempo.

Com o uso de conceitos já estudados, relativos à sinais analíticos e transformada de Hilbert, será possível essa modelagem bem como a obtenção de esquemas alternativos para a geração de sinais SSB.

Vamos recordar: Um sinal real $x(t)$ é Hermitiano, possuindo um espectro simétrico, como na Figura 3-37.

Já o sinal analítico, derivado de $x(t)$, possui apenas uma banda do espectro, como na Figura 3-38, representando $X_+(\omega)$, cuja representação no tempo é dada pela Equação 3-8.

A Figura 3-39 ilustra a formação do espectro de $X_-(\omega)$, cuja representação no tempo é o complexo conjugado da Equação 3-8.

Para obter uma expressão no domínio do tempo para o sinal SSB, basta fazer adequadamente o deslocamento espectral do sinal analítico ou do seu complexo conjugado.

Assim, no domínio da frequência, temos:

$$SSB_{BLS} = X_+(\omega - \omega_p) + X_-(\omega + \omega_p)$$

$$SSB_{BLI} = X_+(\omega + \omega_p) + X_-(\omega - \omega_p)$$

A Figura 3-45 ilustra a formação da bandas laterais conforme especificado nas equações acima:

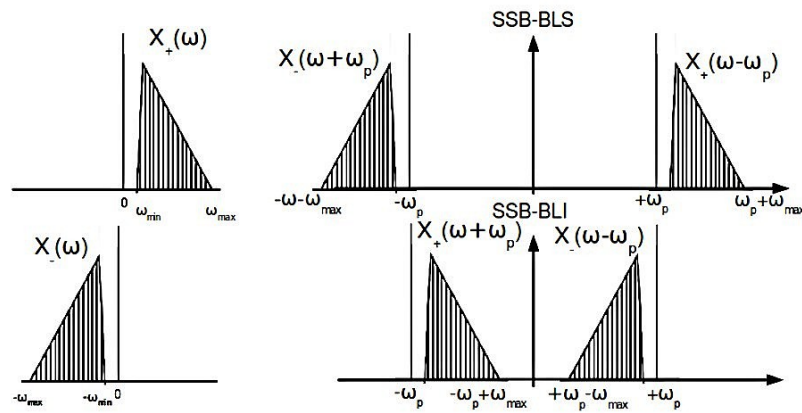


Figura 3-45

Considerando que:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}x(t) + \frac{1}{2}j\hat{x}(t) &\leftrightarrow X_+(\omega) \\ \frac{1}{2}x(t) - \frac{1}{2}j\hat{x}(t) &\leftrightarrow X_-(\omega) \end{aligned}$$

Então

$$\begin{aligned} \left[\frac{1}{2}x(t) + \frac{1}{2}j\hat{x}(t)\right]e^{j\omega_p t} &\leftrightarrow X_+(\omega - \omega_p) \quad \text{❶} \\ \left[\frac{1}{2}x(t) + \frac{1}{2}j\hat{x}(t)\right]e^{-j\omega_p t} &\leftrightarrow X_+(\omega + \omega_p) \quad \text{❷} \\ \left[\frac{1}{2}x(t) - \frac{1}{2}j\hat{x}(t)\right]e^{j\omega_p t} &\leftrightarrow X_-(\omega - \omega_p) \quad \text{❸} \\ \left[\frac{1}{2}x(t) - \frac{1}{2}j\hat{x}(t)\right]e^{-j\omega_p t} &\leftrightarrow X_-(\omega + \omega_p) \quad \text{❹} \end{aligned}$$

De acordo com a Figura 3-45, se queremos gerar SSB-BLS, basta somarmos ❶ e ❹ nas equações acima. Assim, o sinal SSB-BLS é obtido somando-se:

$$\begin{aligned} &\left[\frac{1}{2}x(t) + \frac{1}{2}j\hat{x}(t)\right]e^{j\omega_p t} + \left[\frac{1}{2}x(t) - \frac{1}{2}j\hat{x}(t)\right]e^{-j\omega_p t} = \\ &= \frac{1}{2}x(t)[e^{j\omega_p t} + e^{-j\omega_p t}] + \frac{1}{2}j\hat{x}(t)[e^{j\omega_p t} - e^{-j\omega_p t}] = \\ &= x(t)\cos[\omega_p t] - \hat{x}(t)\text{sen } \omega_p t \end{aligned}$$

Esta é a representação matemática do sinal SSB-BLS no domínio do tempo.

Da mesma forma, somando-se ❷ e ❸ obtém-se a representação do SSB-BLI no domínio do tempo:

$$x(t)\cos[\omega_p t] + \hat{x}(t)[\text{sen } \omega_p t]$$

Em resumo:

$$\text{SSB-BLS: } \varphi(t) = x(t)[\cos \omega_p t] - \hat{x}(t)[\text{sen } \omega_p t] \quad (3-11)$$

$$\text{SSB-BLI: } \varphi(t) = x(t)[\cos \omega_p t] + \hat{x}(t)[\text{sen } \omega_p t] \quad (3-12)$$

As Equações (3-11) e (3-12) não só estabelecem um modelo matemático para a expressão no domínio do tempo com também fornecem um esquema alternativo para a geração de sinais SSB, baseado na utilização de circuitos em quadratura de fase. A Figura 3-46 apresenta um sistema alternativo à utilização de FPF na geração de SSB.

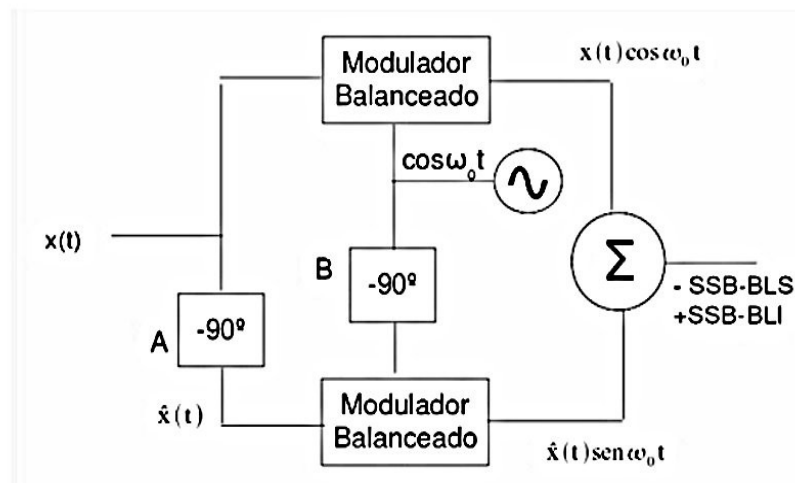


Figura 3-46

EXERCÍCIOS - Sequência I

I-3.1-Faça uma pesquisa na bibliografia disponível e em artigos e sites da Internet, procurando aplicações para o AM-SSB-SC. Apresente as fontes (apenas a referência) consultadas.

I-3.2-Estabeleça a potência média de um sinal AM-SSB-SC e de suas bandas laterais.

$$R: P_{SSB} = 1/4 \langle x^2(t) \rangle$$

$$P_{(SSB-BLI)} = [1/8 + 1/8] \langle x^2(t) \rangle$$

$$P_{(SSB-BLS)} = [1/8 + 1/8] \langle x^2(t) \rangle$$

I-3.3-Mostre que o mesmo esquema de demodulador coerente, apresentado na Figura 3-8 para a modulação AM-DSB-SC, pode ser usado para o AM-SSB-(BLS ou BLI). Apresente a análise no domínio do tempo e no domínio da frequência. Considerando $x(t)$ o sinal modulante, qual a constante de proporcionalidade aplicada ao sinal recuperado na saída do FPB?

I-3.4-Analise a ocorrência de erros de frequência e de fase na demodulação síncrona de sinais SSB. Compare com DSB. Considere a portadora local $\cos[(\omega_p + 2\pi\Delta f)t + \Delta\phi]$, sendo Δf o erro de frequência e $\Delta\phi$ o erro de fase.

I-3.5-Mostre que um esquema de transmissão de piloto pode ser usado para a demodulação de sinais SSB, assim como em DSB.

I-3.6-Uma das aplicações de SSB se constitui na implantação de multiplex FDM. Apresente uma descrição conceitual do FDM, e faça uma pesquisa relativa à aplicações atuais. Apresente um resumo da pesquisa junto com as referências usadas.

I-3.7-Suponha uma modulação AM-SSB (BLI ou BLS) onde o sinal modulante tem a forma $x(t)=a\cos\omega_m t$ (modulação tonal). Suponha $\omega_m=1600\pi$ rad/s. Compare a forma de onda do sinal modulado em DSB com o SSB, e comprove que o simples exame do sinal modulado SSB não permite comprovar a modulação nem $x(t)$.

I-3.8-Suponha uma modulação AM-SSB (BLI ou BLS) onde o sinal modulante tem a forma $x(t)=a\cos\omega_m t$ (modulação tonal). Suponha $\omega_m=1600\pi$ rad/s. Faça um gráfico do espectro de frequências do sinal modulado para ambos os casos (BLI e BLS). Utilize o espectro bilateral.

I-3.9-Um sinal AM-SSB-BLI é modulado por um $x(t)=a\cos\omega_m t$ (modulação tonal). Suponha $\omega_m=1600\pi$ rad/s. O oscilador local, no demodulador, apresenta um desvio de frequência de +20Hz. Como será o sinal demodulado?

Geração De Sinais SSB por Dupla Conversão

Uma das formas práticas de geração de sinais SSB é por meio de filtragem, usando-se um FPF para separar a banda desejada a partir do sinal DSB, conforme ilustrado pela Figura 3-44.

A utilização de FPF, entretanto, fica condicionada ao emprego de filtros fisicamente realizáveis, os quais necessitam de inclinação na característica de corte.

Desta forma, para separar a BLI ou a BLS, é necessário um certo “espaço de guarda” entre as duas bandas laterais. Assim, não se pode cortar verticalmente frequências próximas da frequência da portadora, ou seja, o sinal modulante não pode conter energia em frequências muito baixas, próximas de zero.

Na verdade deve existir um “gap” em torno de zero, para que o FPF fisicamente realizável possa atuar com eficiência na separação da BLI ou BLS, gerando o SSB. Vamos chamar de β Hz o “gap” até zero do sinal modulante $x(t)$, conforme mostra a Figura 3-47.

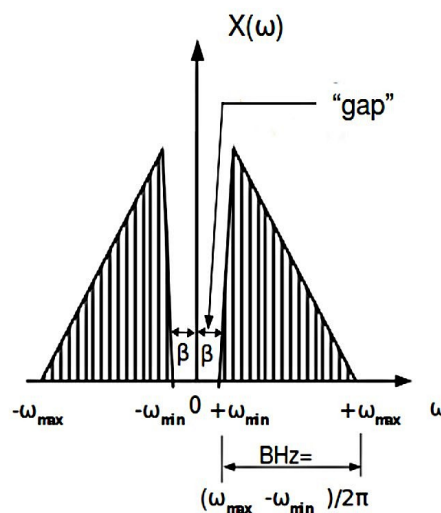


Figura 3-47

Para um valor de β de 100Hz a 200Hz, como regra típica temos uma limitação máxima para a frequência da portadora em torno de $200 \times \beta$, o que leva a valores insuficientemente baixos de frequência de portadora.

Valores mais altos de portadora leva a inclinações percentuais muito altas para o FPF da banda lateral, causando dificuldades práticas para sua realização.

O esquema da Figura 3-48, conhecido como “dupla conversão”, supera esta dificuldade.

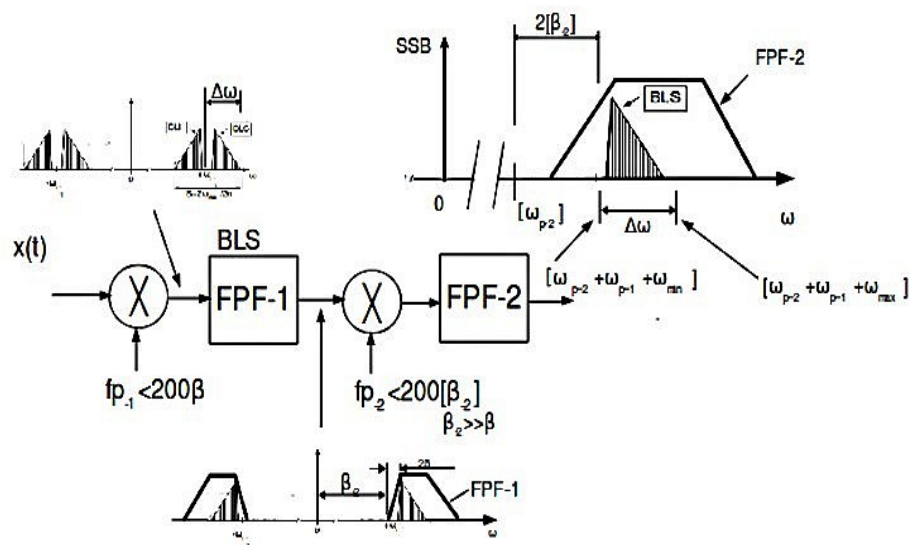


Figura 3-48

No exemplo apresentado na Figura 3-48, a BLS é gerada. Para gerar este sinal, são realizadas duas conversões de frequência: a 1ª conversão eleva a banda do valor f_{p-1} , que é calculado de modo a possibilitar a construção do FPF-1, que possui uma inclinação de corte 2β (podemos considerar $\beta = f_{\min}$).

Com isto, já é separada a BLS e gerado um novo “gap”, $\beta_2 \gg \beta$.

A 2ª conversão eleva a BLS até seu valor final, já utilizando o novo “gap” β_2 , que pelo fato de ser muito maior que β permite com maior facilidade a construção do filtro final FPF-2 em frequência bem elevada.

EXERCÍCIOS - Sequência J

J-3.1-Mostre que, para compatibilizar as representações no domínio da frequência do sinal SSB obtido por filtragem com o SSB obtido pela rede de desvio de fase, é necessário que na representação do desvio de fase o sinal modulante seja multiplicado por $\frac{1}{2}$.

Sugestão: Faça a transformada da equação do sinal SSB no domínio do tempo, obtido pelo sistema da quadratura de fase, e compare com o espectro do SSB obtido por filtragem.

J-3.2-Mostre a representação fasorial de um sinal SSB (BLS ou BLI). Exemplifique para modulação tonal ($x(t)=\cos\omega_m t$).

J-3.3-Considere que um sistema SSB seja utilizado na transmissão de música. Como teste do sistema, é transmitido um acorde musical com 2 notas em um intervalo de uma oitava. A nota mais baixa tem a frequência de 1kHz. Para gerar o sinal SSB, é empregado o processo de dupla conversão da Figura 3-48. $f_{p1}=20\text{kHz}$ e $f_{p2}=4\text{MHz}$ (SSB-BLS). Considerando uma distorção máxima em uma oitava de 5%, supondo que seja usado o demodulador síncrono da Figura 3.8, qual deve ser o valor, (nominal mais tolerância, em Hz) da portadora local? Supondo um FPF-2 com características de corte simétricas (pode supor que o filtro tenha a forma trapezoidal, como na Figura 3-48), qual será sua largura de banda total?

*Nota: A LB da BLS é de 15KHz.

J-3.4-Um sistema de dupla conversão, como na Figura 3-48, é usado na geração de um sinal SSB-BLI. O sinal modulante $x(t)$ tem um "gap" próximo de zero de 300Hz. Calcule f_{p1} e f_{p2} tal que a frequência final de portadora seja 10MHz. Desenhe o espectro do sinal resultante.

J-3.5-Um sinal SSB-BLS é gerado usando o sistema de dupla conversão da Figura 3-48. O sinal $x(t)$ transmite a faixa de frequências de 500Hz a 2500Hz. O FPF-2 é realizado pela conjugação da resposta de 2 FPF RLC, iguais aos do Exercício N-2.1 com frequências de ressonância respectivamente iguais a f_{r1} e f_{r2} , sendo $(f_{r1}+f_{r2})/2=f_{p2}$, conforme mostra apenas como exemplo a Figura 3-49. Calcule f_{r1} e f_{r2} para a banda de $x(t)$. Como critério de f_c usar os pontos de -3 dB. $f_{p2}=10\text{MHz}$.

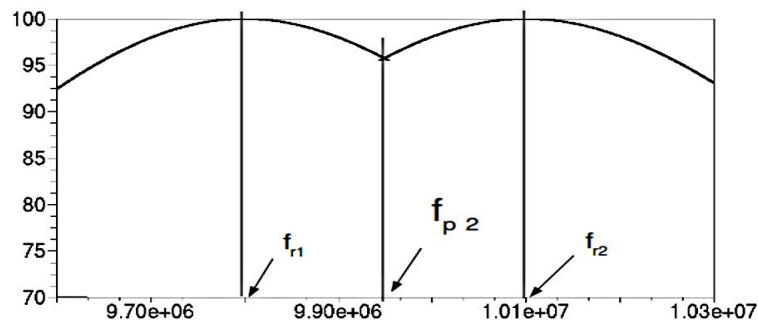


Figura 3-49

J-3.6-Um modulador SSB necessita operar na transmissão de 12 canais de sinais de voz, cuja faixa vai de 200Hz à 2500Hz cada canal. Para tanto, é empregado um esquema de multiplexação na frequência. Idealize um esquema capaz de realizar este propósito. A Banda Básica para 12 canais de largura nominal de 3 KHz cada vai de 0Hz à 36KHz. A portadora final é em torno de 500MHz. Utilize os parâmetros de "gap" já definidos na dupla conversão para estabelecer as inclinações de corte dos filtros formadores de banda. Preocupe-se apenas com a parte de transmissão (de A para B). Estabeleça um esquema de geração de frequências portadoras e piloto.

J-3.7-Considere um sistema SSB. O sinal modulante $x(t)$ é proveniente de um gerador senoidal (sinal de teste). Estabeleça uma representação fasorial (gráfico e fórmula correspondente) para a SSB-BLI e SSB-BLS neste caso particular de modulação tonal.

Simulação 3.2

Objetivo:

Demonstrar a formação de uma banda lateral numa modulação AM-SSB-SC para a modulação tonal, conforme a Figura 3-46.

Justificativa:

A ideia básica desta simulação é demonstrar o funcionamento do modelo da Figura 3-46. Não é intenção montar um modulador SSB. Não se pretende montar moduladores balanceados, nem redes de desvios de fase. Isto é um problema de implementação de circuitos eletrônicos, não de uma cadeira que trata da modelagem inicial de sistemas em comunicações.

Portanto, temos que simular a saída nos moduladores balanceados da Figura 3-46 para a modulação tonal. Podemos usar as seguintes identidades trigonométricas:

$$z1 = \cos a \cos b = \frac{1}{2} \cos(a-b) + \frac{1}{2} \cos(a+b)$$

$$z2 = \sin a \sin b = \frac{1}{2} \cos(a-b) - \frac{1}{2} \cos(a+b)$$

$z1$ representa a saída do modulador balanceado no ramo superior do modelo da Figura 3-46, e $z2$ a saída do modulador balanceado no ramo inferior.

Daí, temos que:

$$z1 = \frac{1}{2} \text{BLI} + \frac{1}{2} \text{BLS}$$

$$z2 = \frac{1}{2} \text{BLI} - \frac{1}{2} \text{BLS}$$

e conseqüentemente

$$BLI = z1 + z2 \quad e$$

$$BLS = z1 - z2$$

Assim, o funcionamento do modelo da Figura 3-46 pode ser simulado implementando-se as equações acima. Esse fluxograma é apresentado na Figura 3-50, que é praticamente uma repetição da Figura 3-46

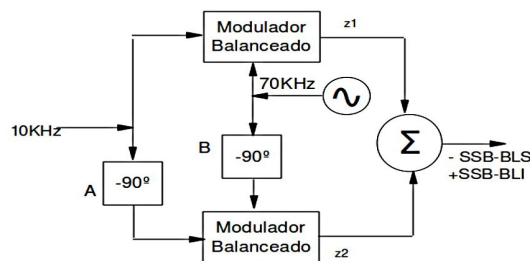


Figura 3-50

Assim, supondo $x(t) = \cos(2\pi 10^4 t)$ e uma portadora $\cos(2\pi 7 \times 10^4 t)$, temos que $BLI = 60\text{KHz}$ e $BLS = 80\text{KHz}$

Procedimento:

1-Utilizando um software matemático (tipo Scilab, Matlab, Maple, Fortran, etc), plotar o sinal $z1$ (correspondendo à saída do modulador balanceado no ramo superior da Figura 3-46). A Figura 3-51 apresenta um exemplo da forma de onda em $z1$. A forma de onda real depende da defasagem entre BLI e BLS . Mas entretanto será parecida com a forma de onda da Figura 3-51.

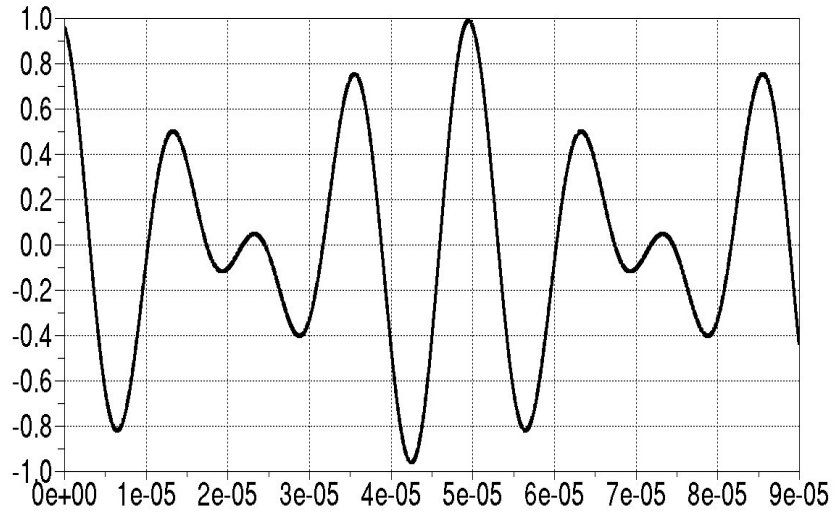


Figura 3-51

2-Plotar a forma de onda z_2 (correspondendo à saída do modulador balanceado no ramo inferior da Figura 3-46). Será parecida com a forma de onda na Figura 3-52. Valem as mesmas considerações que para a Figura 3-51.

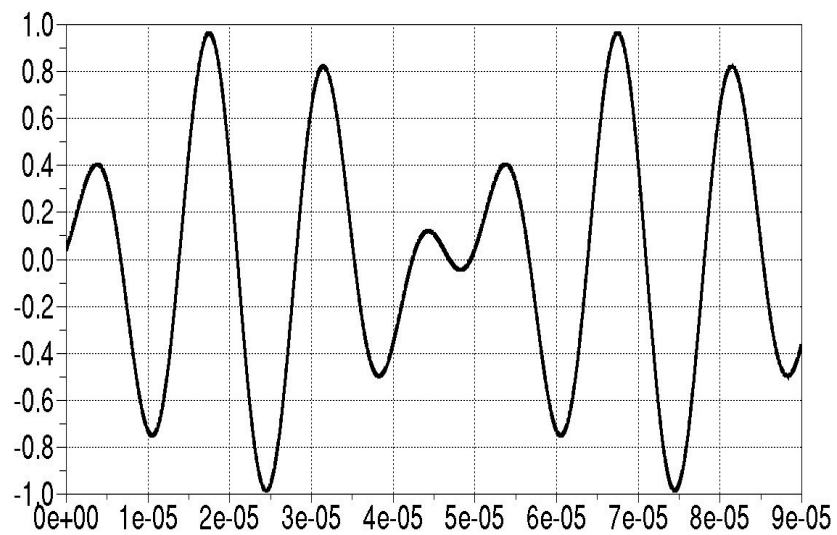


Figura 3-52

3-Plotar o sinal igual a $z_1 - z_2$. Deverá ser a própria BLS, no caso correspondendo a uma frequência de 80KHz .

A Figura 3-53 apresenta um exemplo dessa forma de onda.

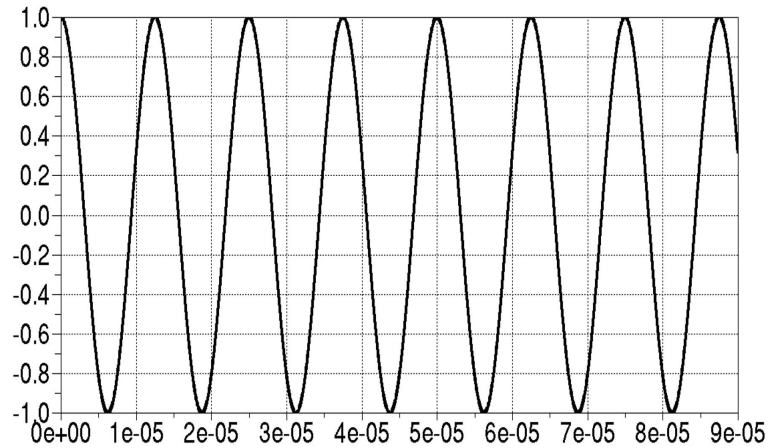


Figura 3-53

4-Plotar o sinal correspondendo a $z_1 + z_2$. Deverá ser igual à BLI (60KHz). A Figura 3-54 apresenta um exemplo dessa forma de onda.

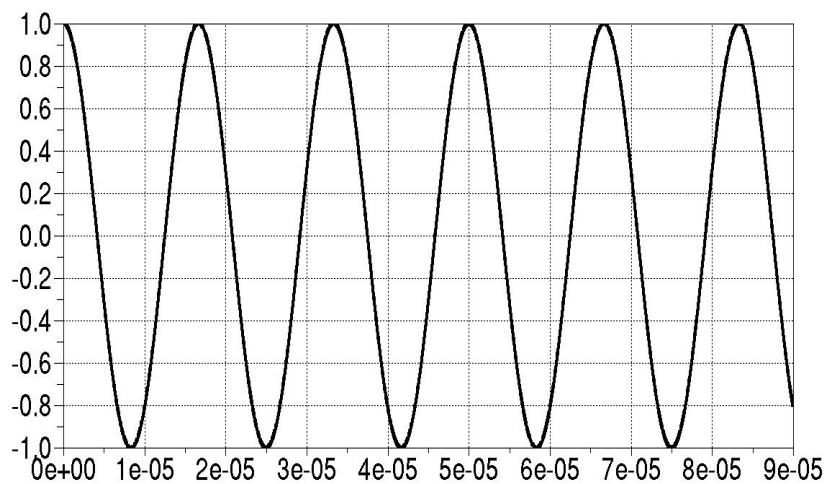


Figura 3-54

Comportamento esperado:

O sinal z_1 representa a saída do modulador balanceado no ramo superior da Figura 3-46. Portanto, é igual a $\cos 2\pi(10\text{KHz})t \times \cos 2\pi(70\text{KHz})t$.

O sinal z_2 representa a saída do modulador balanceado no ramo inferior do circuito da Figura 3-46, portanto $\sin 2\pi(10\text{KHz})t \times \sin 2\pi(70\text{KHz})t$. As formas de onda são apenas exemplos. As verdadeiras dependem da defasagem entre os sinais senoidais, pois não são sincronizados.

Independentemente da defasagem, a soma z_1+z_2 deve produzir BLI, e a diferença z_1-z_2 BLS.

Bibliografia

1-Autor: A.B. CARLSON

Título: Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication

Editoria: McGraw-Hill, 1968

2-Autor: S. HAYKIN

Título: An Introduction to Analog and Digital Communications

Editoria: John Wiley and Sons, 1989

3-Autor: S. HAYKIN

Título: Communication Systems Third Edition

Editoria: John Wiley & Sons, 1994

Outros livros de interesse:

Proakis & Salhe (Ing. de sist. de com. em geral);

B. P. Lathi (Telecommunication Systems);

Clark Hess (circuitos eletrônicos para realizar modulação).

