

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____ / ____ / ____, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Maurício Silveira
DTE/INATEL

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin
DETC - EPUSP

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
DTE/INATEL

Prof. Dr. Adonias Costa da Silveira
Coordenador do Curso de Mestrado

JOSÉ DE SOUZA LIMA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Maurício Silveira

Santa Rita do Sapucaí

2004

DEDICATÓRIA.

A Deus nosso criador, pois me deu saúde, inteligência e uma vida cheia de graças e realizações, fazendo de mim um vencedor em seu Santo nome.

Aos meus pais, Vicente de Souza Lima e Maria da Assumpção de Souza Lima, pelo incentivo, o imenso amor e o belo exemplo com que me criaram.

À minha esposa Cidinha, pelo carinho e apoio, e aos meus filhos Vanessa, Bruno e Érica.

AGRADECIMENTOS.

Esta dissertação é dedicada primeiramente aos meus pais, que contribuíram em todos os aspectos da minha formação escolar e forneceram todo o apoio para concretizar mais esse passo em minha vida.

Agradeço a Deus por toda a paciência e garra que pedi a Ele em minhas orações, aos meus pais, pelo amor incondicional e apoio fornecido, ao grande amor da minha vida, Cidinha, pela paciência, atenção nos momentos mais difíceis e por toda a compreensão que precisei para encontrar forças para continuar a caminhada, e aos meus filhos, pelo auxílio na redação deste trabalho.

Agradeço ao meu orientador, Maurício Silveira, pelo apoio e orientação na execução deste trabalho e ao professor Carlos Alberto Ynoguti pelos conselhos e pelo auxílio na finalização deste trabalho.

Finalmente, agradeço aos amigos Henry, Fernanda, Cristiano e Eliézer pelo auxílio tanto na redação desta dissertação quanto na implementação do protótipo.

“Na mudez do circuito, a eloquência da técnica”.

ÍNDICE.

Lista de Símbolos.	IX
Lista de Siglas e Abreviaturas.	XIII
Resumo.	XV
Abstract.	XVI
Capítulo 1	1
Iniciais	1
1.1 – Introdução	1
1.2 – Aplicações	1
1.3 – Objetivos e contribuições do Trabalho	3
1.4 – Conteúdo da dissertação	4
Capítulo 2	6
Geração De Sinais Modulados	6
2.1 – Geração de Sinais <i>SSB</i>	6
2.1.1 – Introdução	6
2.1.2 – Modulação em Amplitude	6
2.1.3 – Modulação <i>AM-DSB-SC</i>	12
2.1.4 – Transformada de Hilbert	14
2.1.5 – Sinal Analítico ou Pré-envoltória	17
2.1.6 – Modulação <i>SSB</i>	20
Capítulo 3	26
Geração De Sinais Modulados em Amplitude com Banda Lateral Vestigial Pelo Método de Weaver	26
3.1 – Introdução	26
3.2 – Evolução do Método de Weaver	27
3.3 – Translado de Frequências	43
Capítulo 4	50
Desenvolvimento de um protótipo para modulação <i>8-VSB</i>	50

4.1 – Introdução	50
4.2 – Dispositivos Lógicos Programáveis	51
4.3 – Detalhamento do Protótipo	52
4.4 – Desenvolvimento do Protótipo	53
4.4.1 – Introdução	53
4.4.2 – Filtros Digitais	53
4.4.2.1 – O Uso da Megafunção	54
4.4.2.1.1 – Filtro Passa-baixa	55
4.4.2.1.2 – Filtros Interpoladores	55
4.4.3 – Misturadores Digitais	57
4.4.3.1 – Misturador de Dobramento	57
4.4.3.2 – Misturador de Translação	58
4.5 – Medidas	59
4.5.1 – Introdução	59
4.5.2 – Medida do Sinal após a Primeira Interpolação	59
4.5.3 – Medida do Sinal 8-VSB com Cancelamento pela Soma	61
4.5.4 – Medida do Sinal 8-VSB com Cancelamento pela Subtração	61
4.5.5 – Evolução no Desenvolvimento do Protótipo do Modulador 8-VSB	62
4.5.5.1 – Resultados da Primeira Fase	62
4.5.5.2 – Resultados da Segunda Fase	64
4.5.5.3 – Resultados da Terceira Fase	65
4.5.5.4 – Comparação dos Resultados obtidos nas Três Etapas	66
4.5.5.5 – Resultados obtidos nos Equipamentos <i>Rhode & Schwartz</i>	66
Capítulo 5	70
Considerações Finais	70
5.1 - Conclusões	70
5.2 – Trabalhos Publicados Relacionados à Dissertação	71
5.3 – Trabalhos Submetidos Relacionados à Dissertação	73
5.4 – Trabalhos Publicados Não Relacionados à Dissertação	73
[1] J.S. Lima et al., “A didactic and efficient study of the techniques of impedance adaptation and signals couplings in broadband”, IEEE WCETE 2004 World Congress on Engineering and Technology Education, Guarujá, Brasil. _____	73
Bibliografia	LXXIV

ÍNDICE DE FIGURAS.

<i>Figura 2. 1 - Processo de modulação em amplitude</i>	9
<i>Figura 2. 2 - Espectro do sinal em banda base e espectro da onda modulada</i>	10
<i>Figura 2. 3 - Modulador analógico; (1) Multiplicador; (2) Somador; (3) Filtro passa-faixa; (4) Amplificador linear; (5) Antena.</i>	11
<i>Figura 2. 4 - Modulador em amplitude digital; (1) Filtro passa-faixa para limitar o espectro de $m(t)$ e prevenir aliasing; (2) Conversor analógico-digital; (3) Conversor digital-analógico; (4) Filtro de reconstrução.</i>	12
<i>Figura 2. 5 - Onda modulada de um sinal AM-DSB-SC</i>	13
<i>Figura 2. 6 - Espectro do sinal modulado</i>	13
<i>Figura 2. 7 - Característica de fase de um dispositivo linear de duas portas</i>	16
<i>Figura 2. 8 - Comportamento do pré-convolutor de um sinal real $g(t)$</i>	18
<i>Figura 2. 9 - Comportamento da transformada de Fourier</i>	19
<i>Figura 2. 10 - Parte real I e parte imaginária Q de $g_+(t)$ ou $g_-(t)$</i>	20
<i>Figura 2. 11 - Transformadas de Fourier</i>	21
<i>Figura 2. 12 - Implementação do modulador SSB</i>	22
<i>Figura 2. 13 - Ilustração das diversas etapas para se obter o sinal SSB $s(t)$</i>	24
<i>Figura 2. 14 - Implementação digital do modulador SSB</i>	25
<i>Figura 3. 1 - Espectro do sinal modulante $m(t)$</i>	27
<i>3. 2 - Sinal SSB com banda lateral superior e Sinal VSB com banda lateral vestigial inferior</i>	28
<i>Figura 3. 3 - Diagrama básico para implementação de qualquer modulação linear</i>	29
<i>Figura 3. 4 - Diagrama para obter os sinais I e Q no modulador de Weaver</i>	29
<i>Figura 3. 5 - Espectro $M(f)$ e $D(f)$ do sinais $m(t)$ e $d(t)$</i>	30
<i>Figura 3. 6 - Espectro obtido nos pontos A e B do diagrama da Figura 3.4, mostrando o dobramento do espectro em torno da origem</i>	31
<i>Figura 3. 7 - Espectros obtidos após os filtros passa-baixa para os sinais I e Q</i>	31
<i>Figura 3. 8 - Sinal SSB com banda lateral superior</i>	32
<i>Figura 3. 9 - Espectro complexo de $I + jQ$</i>	33
<i>Figura 3. 10 - Diagrama para implementação do modulador de Weaver</i>	33
<i>Figura 3. 11 - Sinal modulado em amplitude com bandas laterais assimétricas</i>	37

<i>Figura 3. 12 - Sinal modulado em amplitude com bandas laterais assimétricas</i>	39
<i>Figura 3. 13 - Esquema para geração da portadora piloto</i>	41
<i>Figura 3. 14 - Modulador de Weaver com pré-corretor incluído</i>	43
<i>Figura 3. 15 - Esquema básico para translado de frequência, com $f_o > f_c'$</i>	44
<i>Figura 3. 16 - Espectro resultante da eq. (3.26)</i>	44
<i>Figura 3. 17 - Translado de frequência usando o princípio da modulação em SSB</i>	45
<i>Figura 3. 18 - Translado de frequência usando-se a mesma técnica para geração de sinais SSB</i>	46
<i>Figura 3. 19 - Esquema de um conversor de frequências usando transformador de Hilbert</i>	47
<i>Figura 3. 20 – Sinal SSB com $f_c = 25\text{MHz}$, $f_d = 3\text{MHz}$, $B_F = 3\text{MHz}$ e $\frac{w}{2\pi} = 6\text{MHz}$</i>	47
<i>Figura 3. 21 - Sinal VSB com $f_c = 25\text{MHz}$, $f_d = 2\text{MHz}$, $B_F = 3\text{MHz}$ e $\frac{w}{2\pi} = 5\text{MHz}$, gerado a partir da soma de $s_5(t)$ e $s_6(t)$</i>	48
<i>Figura 3. 22 - Sinal VSB com $f_c = 25\text{MHz}$, $f_d = 2\text{MHz}$, $B_F = 3\text{MHz}$ e $\frac{w}{2\pi} = 5\text{MHz}$, gerado a partir da subtração de $s_5(t)$ e $s_6(t)$</i>	48
<i>Figura 3. 23 – Sinal modulado em 8-VSB com taxa de símbolo de 10,76224 Megahertz e filtros passa-baixa com rolloff igual a zero</i>	49
<i>Figura 4. 1 – Diagrama em blocos do transmissor 8-VSB da ATSC</i>	50
<i>Figura 4. 2 - Tela do software Quartus II.2</i>	51
<i>Figura 4. 3 - Encapsulamento externo de um FPGA</i>	52
<i>Figura 4. 4 - Parte interna de um FPGA</i>	52
<i>Figura 4. 5 - Tela de seleção de filtros</i>	54
<i>Figura 4. 6 – Resposta em frequência do filtro Root Raised Cosine</i>	55
<i>Figura 4. 7 - Primeiro filtro interpolador</i>	56
<i>Figura 4. 8 - Segundo filtro interpolador</i>	57
<i>Figura 4. 9 - Misturador de dobramento</i>	58
<i>Figura 4. 10 - Misturador de translação.</i>	58
<i>Figura 4. 11 – Sinal a ser modulado com 8 níveis</i>	59

<i>Figura 4. 12 - Sinal na saída da primeira placa contendo o FPGA, medido com resolução de 30Kilohertz.</i>	60
<i>Figura 4. 13 - Sinal na saída da primeira placa contendo o FPGA medido com resolução de 3Kilohertz.</i>	60
<i>Figura 4. 14 - Sinal na saída da segunda placa contendo o FPGA</i>	61
<i>Figura 4. 15 - Sinal na saída da segunda placa contendo o FPGA</i>	62
<i>Figura 4. 16 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela subtração</i>	63
<i>Figura 4. 17 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela soma</i>	63
<i>Figura 4. 18 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela soma</i>	64
<i>Figura 4. 19 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela soma</i>	64
<i>Figura 4. 20 – Sinal modulado 8-VSB com relação sinal ruído de 72 dB</i>	65
<i>Figura 4. 21 – Medidas de relação sinal ruído no sinal modulado 8-VSB</i>	65
<i>Figura 4. 22 – Comparação entre os resultados obtidos nas três etapas</i>	66
<i>Figura 4. 23 – Sinal modulado do equipamento Rhode & Schwartz, com span de 10 Megahertz</i>	67
<i>Figura 4. 24 – Sinal modulado do equipamento Rhode & Schwartz</i>	67
<i>Figura 4. 25 – Sinal modulado do equipamento Rhode & Schwartz, com Span de 20 Megahertz</i>	68
<i>Figura 4. 26 – Superposição do sinal modulado do protótipo (azul) e o</i>	68
<i>Figura 4. 27– Rígida máscara de emissão proposta pelo FCC – Cortesia FCC</i>	69

LISTA DE SÍMBOLOS.

A_c	Amplitude da Onda Portadora.
E_n	Amplitude Máxima do Sinal $m(t)$.
$\text{Arg}\{x\}$	Argumento de x .
*	Complexo Conjugado.
λ_g	Comprimento de Onda Guiado.
l	Comprimento Físico do Trecho de Linha.
β	Constante de Fase da Linha de Transmissão.
$\phi(t)$	Fase da Onda Portadora.
f_c	Frequência da Onda Portadora.
f_s	Frequência de Amostragem.
f_o	Frequência de uma Onda Portadora maior que f_c' .
f_n	Frequência do Sinal $m(t)$.
f_d	Frequência do Sinal de Dobramento $[d(t)]$.
f_c'	Frequência Efetiva da Onda Portadora no Modulador de Weaver.
$f_{c_{USB}}'$	Frequência Efetiva da Onda Portadora para o Sinal AM com Banda Lateral Superior.
$f_{c_{LSB}}'$	Frequência Efetiva da Onda Portadora para o Sinal AM com Banda Lateral Inferior.
f	Frequência.
$\text{sgn}(x)$	Função Sinal de x .

$\delta(f \pm f_c)$	Impulso Unitário Deslocado no Domínio da Frequência.
B_F	Largura de Faixa do Filtro Passa-baixa do Modulador de Weaver.
B_{USB}	Largura de Faixa da Banda Lateral Inferior.
B_{LSB}	Largura de Faixa da Banda Lateral Superior.
2ω	Largura de Faixa do Sinal Modulado em AM-DSB ou AM-DSB-SC.
B_M	Largura de Faixa do Sinal Modulado.
ω	Máxima Componente de Frequência do Sinal de Mensagem [$m(t)$].
Mps	Mega Samples per Second.
$s(t)$	Onda Modulada em Amplitude.
$c(t)$	Onda Portadora Senoidal.
$\text{Re}\{ \}$	Parte Real de um Número Complexo.
$s_1(t)$	Produto de $m(t)$ por $d_i(t)$.
$s_2(t)$	Produto de $m(t)$ por $d_q(t)$.
f'_o	Diferença de Frequência entre f'_c e f_o .
$e^{j2\pi \cdot f_c \cdot t}$	Representação Complexa da Onda Portadora.
$H(j\omega)$	Resposta em Frequência dos Filtros Passa-baixa.
$s_5(t)$	Resultado da Translação em Frequência do Sinal $s_3(t)$ pelo Sinal $c_i(t)$.
$s_6(t)$	Resultado da Translação em Frequência do Sinal $s_4(t)$ pelo Sinal $c_q(t)$.
k_a	Sensitividade do Modulador.
$s_3(t)$	Sinal $s_1(t)$ após a Filtragem Passa-baixa.

$s_4(t)$	Sinal $s_2(t)$ após a Filtragem Passa-baixa.
$s_o(t)$	Sinal $s(t)$ Transladado em Frequência por f_o .
$s_{LSB}(t)$	Sinal AM com Banda Lateral Inferior gerada pela Subtração de $s_5(t)$ e $s_6(t)$.
$s_{USB}(t)$	Sinal AM com Banda Lateral Superior gerada pela Soma de $s_5(t)$ e $s_6(t)$.
$g_+(t)$	Sinal Analítico ou Pré-Envoltória Superior de $g(t)$.
$g_-(t)$	Sinal Analítico ou Pré-Envoltória Inferior de $g(t)$.
$m_+(t)$	Sinal Analítico ou Pré-Envoltória Superior de $m(t)$.
$m_-(t)$	Sinal Analítico ou Pré-Envoltória Inferior de $m(t)$.
$d_i(t)$	Sinal de Dobramento em Fase (I).
$d_q(t)$	Sinal de Dobramento em Quadratura (Q).
$d(t)$	Sinal de Dobramento.
$m(t)$	Sinal de Mensagem em Banda Base.
$c_i(t)$	Sinal de Onda Portadora em Fase (I) com a Frequência f_c .
$c_q(t)$	Sinal de Onda Portadora em Quadratura (Q) com a Frequência f_c .
$g(t)$	Sinal Qualquer no Domínio do Tempo.
Σ	Somatório de Sinais.
t	Tempo.
V_d	Tensão Contínua.
$S(f)$	Transformada de Fourier da Onda Modulada em Amplitude.
$\hat{G}(f)$	Transformada de Fourier de $\hat{g}(t)$.

$G(f)$	Transformada de Fourier de $g(t)$.
$G_+(f)$	Transformada de Fourier de $g_+(t)$.
$G_-(f)$	Transformada de Fourier de $g_-(t)$.
$M_+(f)$	Transformada de Fourier de $m_+(t)$.
$M_-(f)$	Transformada de Fourier de $m_-(t)$.
$M(f \pm f_c)$	Transformada de Fourier do Sinal $m(t)$ deslocado no Domínio da Freqüência.
$M(f)$	Transformada de Fourier do Sinal $m(t)$.
$D(f)$	Transformada de Fourier do Sinal de Dobramento.
F	Transformada de Fourier.
$\hat{g}(t)$	Transformada de Hilbert do Sinal $g(t)$.
$\hat{m}(t)$	Transformada de Hilbert do Sinal $m(t)$.
$\hat{s}(t)$	Transformada de Hilbert do Sinal $s(t)$.
H	Transformada de Hilbert.
τ	Variável Auxiliar para realizar Transformações.

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS.

8-VSB	8-Level Vestigial Sideband.
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações.
ATSC	Advanced Television Systems Committee.
AM-DSB-SC	Amplitude Modulation - Double Sideband with Suppressed Carrier.
AM-DSB	Amplitude Modulation - Double Sideband.
AM	Amplitude Modulation.
ADC	Analog to Digital Converter.
AM-AM	Conversão de Modulação em Amplitude em Modulação em Amplitude.
AM-PM	Conversão de Modulação em Amplitude em Modulação em Fase.
BTSC	Broadcasting Television System Committee.
DAC	Digital to Analog Converter.
FCC	Federal Communications Commission.
FPGA	Field Programmable Gate Array.
FIR	Filtro de Resposta ao Impulso Finita.
IIR	Filtros de Resposta ao Impulso Infinita.
FI	Frequência Intermediária.
HDTV	High Definition Television
I	In Phase Component.
I/O	Input/Output.
LSB	Lower Side Band.
M-VSB	M-level Vestigial Side Band.
MPEG	Moving Pictures Experts Groups.

NTSC	National Television System Committee.
NCO	Numeric Controlled Oscillator.
MPEG-2	Padrão para Compressão de Vídeo.
PAL	Phase Alternating Line.
PLL	Phase Locked Loop.
PM	Phase Modulation.
PLD	Programmable Logic Devices.
Q	Quadrature component.
RSR	Relação Sinal Ruído.
SECAM	Système Electronique Couleur Avec Memoire.
SSB	Single Sideband.
SMPTE	Society of Motion Picture and Television Engineers.
SAW	Surface Acoustic Waves.
SMPTE-310	Synchronous Serial Interface for MPEG-2 Digital Transport Stream.
USB	Upper Side Band.
VSB	Vestigial Side Band.
VHDL	VHSIC Hardware Description Language.
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit.
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio.

RESUMO.

LIMA, J. S. Implementação e Análise Numérica de um Modulador para Sistemas de HDTV usando a técnica das Bandas Laterais Assimétricas. Santa Rita do Sapucaí, 2004. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho tem por finalidade apresentar um modulador digital para *High Definition Television (HDTV)* no sistema *8-Level Vestigial Sideband (8-VSB)*, usando o Método de Weaver para modulação e, embora o trabalho apresente os resultados para o sistema 8-VSB, o mesmo hardware pode ser usado para se gerar sinais modulados em *National Television System Committee (NTSC)*, *Phase Alternating Line (PAL)* ou *Système Electronique Couleur Avec Memoire (SECAM)*, além de permitir a inclusão de circuitos pré-corretores de distorção lineares e não-lineares, até mesmo de forma adaptativa, obtendo-se resultados muito superiores aos obtidos com a técnica de implementação atualmente em uso.

Palavras-chave: Modulação Digital, Modulação 8-VSB, Método de Weaver, Modulação em Amplitude, Banda lateral única.

ABSTRACT.

LIMA, J. S. Implementation and Numerical Analysis of a Modulator for HDTV Systems using the technique of the Anti-symmetrical Lateral Bands. Santa Rita do Sapucaí, 2004. Instituto Nacional de Telecomunicações.

The purpose of this thesis is to present an HDTV digital modulator in the 8-VSB system, using the Method of Weaver for the modulation. Even though the results here obtained are for the 8-VSB system, the same hardware can be used to generate signals modulated in National Television System Committee (NTSC), Phase Alternating Line (PAL) or Systeme Electronique Couleur Avec Memoire (SECAM), allowing the inclusion of pre-corrector circuits for linear and non-linear distortions, all of them in the adaptive form, achieving much better results than those ones obtained with the technique of implementation currently in use.

Key Words: Digital Modulation, 8-VSB Modulation, Method of Weaver, Amplitude Modulation, Single Sideband.

CAPÍTULO 1

INICIAIS

1.1 – INTRODUÇÃO

A principal motivação para a elaboração deste trabalho vem da necessidade de se implementar um modulador de banda lateral vestigial de oito níveis (*8-VSB*) para televisão de alta definição (*HDTV*), proposto pela *Advanced Television Systems Committee (ATSC)* pelas razões expostas a seguir ⁷. Esses sistemas encontram-se em fase de implantação nos Estados Unidos e no Canadá. Vários países na América Latina estão realizando testes comparativos com os outros sistemas antes de fazerem sua opção por um deles. O projeto da Área de Livre Comércio das Américas (ALCA) e as posições já firmadas por países como México, Chile e Argentina fazem com que o Brasil não possa ignorar o sistema de televisão digital, levando sua comunidade científica a se preocupar com o domínio dessa tecnologia.

O conhecimento dos diversos sistemas, não somente em termos teóricos, mas também em termos de implementação prática, utilizando o estado da arte da tecnologia, poderá colocar o Brasil em condições de concorrer com um mundo cada vez mais globalizado e contribuirá para reduzir a dependência tecnológica. Desta maneira, ainda que o Brasil não adote o sistema de televisão digital proposto pela *ATSC*, a indústria brasileira certamente deverá participar desse enorme mercado.

1.2 – APLICAÇÕES

Grande parte da motivação para a realização deste trabalho vem, também, da constatação de que o desenvolvimento dos circuitos digitais, principalmente dos

Field Programmable Gate Array (FPGA), encontra-se tão avançado e com custos tão baixos, que a implementação de muitos sistemas passa a ser feita de forma digital, mesmo quando o objetivo é uma aplicação analógica. O que se percebe é que não importa se o sistema é analógico ou digital, pois a implementação está tendendo a ser sempre digitalizada. Isto representa uma enorme mudança na indústria e na forma de se ensinar nas faculdades, pois conceitos como conservação de *hardware* e tempo médio para giro de estoque, entre outros, ganham uma grande importância.

Estes fatos provocaram mudanças também, na forma de abordar os projetos, pois algumas soluções conhecidas do ponto de vista matemático não podiam ser implementadas fisicamente devido à natureza imprecisa das técnicas disponíveis e ao tempo gasto com a tecnologia analógica. Pode-se citar, como exemplo, o modulador de Weaver, principal objeto deste trabalho, que é conhecido há décadas, mas não havia sido usado em larga escala pela indústria pelas dificuldades citadas acima. Por isso, muitas vezes é citado na literatura como um método inviável por sua complexidade de implementação. Fato semelhante ocorreu com o *Phase Locked Loop (PLL)* e com o receptor homodino fazendo uso de *PLL*, que apesar de conhecidos na teoria, encontraram aplicação prática apenas após certo desenvolvimento tecnológico.

O outro ponto importante a ser considerado é o fato da desigualdade no mundo verificar-se também no tipo de tecnologia empregada. Ao mesmo tempo em que a cidade de Berlim, na Alemanha, praticamente finalizou a transição da televisão analógica para a digital, em muitos países da África ainda não existe sequer a televisão analógica. Na Ásia, muitos países apresentam uma rede de televisão bastante deficiente se comparada com a existente no Brasil. A Indonésia, por exemplo, que é formada por milhares de ilhas, somente agora começou a implantação da televisão analógica.

Esses aspectos, somados ao fato de que a televisão analógica deverá co-existir durante determinado tempo com a televisão digital, levaram a indústria ao conceito de transmissor "*Pronto para o Digital*" (*Digital Ready*). O transmissor digital tem especificações bem mais rígidas a serem atendidas, como ruído de fase dos

osciladores, estabilidade de frequência, atraso de grupo e alta linearidade dos amplificadores, devido à alta relação entre a potência de pico e a potência média do sinal digital. Deve-se acrescentar que existe uma legislação com respeito ao tempo máximo que uma estação pode ficar fora do ar, dependendo de sua classe, o que leva à necessidade de transmissores sobressalentes, que devem estar prontos para substituir o transmissor em operação, em caso de falha.

Considerando todos estes fatores, a pressão para minimizar os custos da transição da televisão analógica para a digital é enorme, fazendo com que a busca por soluções idênticas em termos de *hardware*, se torne muito grande. Isto ocorre porque o ideal é que uma estação de televisão opere com sinais analógicos e digitais, fazendo uso dos mesmos equipamentos, pois é sabido que o hibridismo quase sempre leva à redução da eficiência e da competitividade.

1.3 – OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Um ponto importante deste trabalho é o fato de se mostrar a possibilidade dos filtros digitais substituírem, com vantagens, os filtros de onda acústica ou os filtros de onda de superfície (*Surface Acoustic Wave-SAW*) em aplicações que utilizem moduladores de vídeo.

Os filtros de onda acústica e toda a tecnologia associada aos dispositivos de onda de superfície podem ser encontrados em inúmeras aplicações como osciladores, discriminadores de frequências, entre outros.

A tecnologia dos filtros de onda de superfície provocou grande impacto na engenharia eletrônica, pois tornou possível obter filtros com um fator de forma próximo do ideal com um tamanho reduzido. As primeiras publicações desses filtros chamavam a atenção para o número de elementos passivos, como capacitores e indutores, necessários para se obter um filtro com características semelhantes às de um filtro *SAW*. Além disso, esses filtros se caracterizam por apresentar uma resposta ao impulso finita (*FIR*), podendo ser projetados para apresentar baixo atraso de grupo. Entretanto, apresentam desvantagens como:

- Perda por inserção bastante elevada, dependendo do seu fator de forma;

- Variação de suas características com a temperatura, principalmente em se tratando dos filtros mais seletivos;
- Dificuldade de se obter um bom casamento de impedâncias e dificuldades em se fazer os *lay-outs* de placas para evitar a interação entre entrada e saída, principalmente com modelos muito seletivos e com alta perda por inserção.
- Alto custo para aplicações profissionais.
- Prazo de entrega elevado, provocando giro de estoque mais lento e, por conseqüência, um custo mais alto.

Até o momento, os filtros de onda acústica mostravam-se insubstituíveis em aplicações como moduladores de vídeo com banda lateral vestigial, pois a máscara de referência recomendada pela Agência Nacional de Telecomunicações (*ANATEL*) e pelo *Federal Communications Commission (FCC)*, com respeito à resposta em frequência e o atraso de grupo, era extremamente difícil de ser atendida com filtros convencionais, que utilizariam grande número de bobinas e capacitores, além de exigirem, na indústria, uma rotina bem planejada com instrumentos de medida adequados para proceder os ajustes necessários.

Entretanto, com a frequência de operação dos *FPGAs* atingindo a marca de centenas de *Megahertz* e a redução do custo, verificou-se a possibilidade de se implementar não apenas os filtros, como também moduladores de vídeo e áudio, sistemas de geração estéreos, entre outros, de forma totalmente digital.

1.4 – CONTEÚDO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho tem por finalidade apresentar um modulador digital para *HDTV* no sistema *8-VSB*, usando o Método de Weaver para modulação. Embora o trabalho apresente os resultados para o sistema *8-VSB*, o mesmo *hardware* pode ser usado para se gerar sinais modulados em *National Television System Committee (NTSC)*, *Phase Alternating Line (PAL)* ou *Systeme Electronique Couleur Avec Memoire*

(*SECAM*), além de permitir a inclusão de circuitos pré-corretores de distorção lineares e não-lineares, até mesmo de forma adaptativa, obtendo-se resultados muito superiores aos obtidos com a técnica de implementação atualmente em uso ⁷.

A dissertação está dividida em duas partes principais a saber:

A parte teórica está contida nos capítulos 2 e 3, nos quais são abordados, respectivamente, os conceitos de Modulação em Amplitude com Faixa Lateral única e o Método de Weaver. A parte experimental apresenta os resultados obtidos no protótipo de um modulador como parte integrante de um sistema de transmissão para sinais digitais. O padrão adotado neste protótipo foi o *8-VSB*, e o mesmo foi desenvolvido na Empresa Linear Equipamentos Eletrônicos S.A.

CAPÍTULO 2

GERAÇÃO DE SINAIS MODULADOS

2.1 – GERAÇÃO DE SINAIS *SSB*

2.1.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo será abordada a geração de sinais *SSB* (*Single Side Band*), pois sua teoria representa uma ferramenta indispensável para compreender os processos de translado de frequências com rejeição de bandas, como, por exemplo, no projeto de conversores de frequência intermediária (*FI*) para canal, e conversores de canal para *FI* com rejeição de frequência imagem, além de suas características interessantes como forma de modulação, devido a sua eficiência no uso do espectro de frequência e potência.

Embora a finalidade principal seja apresentar a implementação de um modulador *M-VSB*, onde *M* representa o número de níveis desejados, a teoria básica de geração de sinais *SSB* deve ser abordada, pois representa também a base para se gerar inúmeras outras formas de modulação, incluindo a modulação com banda lateral vestigial (*VSB*). Para tanto, é indispensável o conhecimento, também, da *Transformada de Hilbert*.

2.1.2 – MODULAÇÃO EM AMPLITUDE

A modulação *SSB* está presente nas telecomunicações desde o início do século passado, tendo sido amplamente utilizada nas primeiras transmissões transoceânicas na Segunda Guerra Mundial (também como forma de criptografar comunicações entre os governos americano e inglês), e no radioamadorismo.

Com o enorme desenvolvimento dos circuitos digitais com alta escala de integração (*VHSIC - Very High Speed Integrated Circuit*) e o advento dos *FPGA's (Field Programmable Gate Array)*, inúmeras técnicas já conhecidas de geração de sinais *SSB*, que não se adaptavam à implementação analógica, puderam ser implementadas digitalmente, incluindo o Método de Weaver, abordado no próximo capítulo.

A modulação *SSB* foi concebida a partir da modulação em amplitude com bandas laterais duplas (*AM-DSB*), à medida que a teoria matemática mostrou a redundância de informações contidas nas bandas laterais e ainda pelo fato da portadora não transportar informação e ser responsável por grande parte da potência transmitida^{3, 9, 10, 12, 14, 15}. Portanto, para se chegar à modulação *SSB* é conveniente detalhar a modulação em amplitude com bandas laterais duplas (*AM-DSB*). Seja uma portadora senoidal $c(t)$, definida por:

$$c(t) = A_c \cos[2\pi \cdot f_c t + \phi(t)] \quad (2.1)$$

onde A_c , f_c e $\phi(t)$ representam a amplitude, a frequência e a fase da onda portadora, respectivamente. Por conveniência, admite-se que a fase $\phi(t)$ da onda portadora seja zero na eq. (2.1). Logo,

$$c(t) = A_c \cos[2\pi \cdot f_c t] \quad (2.2)$$

O sinal em banda base que contém a mensagem a ser transmitida será representado por $m(t)$. A onda portadora $c(t)$ é completamente independente do sinal de informação $m(t)$. Pode-se generalizar a modulação como um processo no qual um ou mais parâmetros de uma onda portadora são variados em função de um outro sinal. Tal dependência é determinada pelo tipo de modulação empregado. No caso da modulação em amplitude, os parâmetros frequência f_c e fase $\phi(t)$ são mantidos fixos e somente a amplitude A_c da onda portadora $c(t)$ é variada

linearmente sobre um valor médio, em função de um sinal em banda base $m(t)$. A onda modulada em amplitude pode então ser descrita como uma função do tempo, da forma:

$$s(t) = A_c [1 + k_a m(t)] \cos(2\pi \cdot f_c t) \quad (2.3)$$

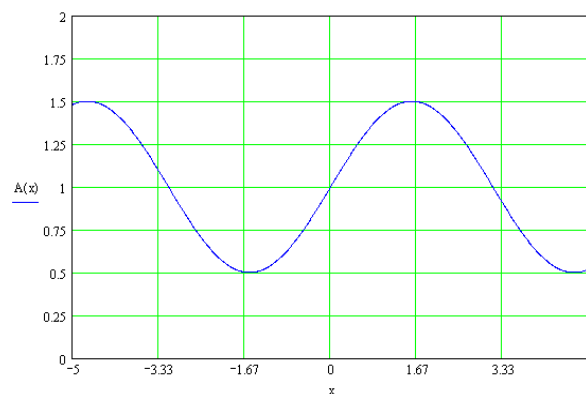
onde k_a é uma constante chamada de sensibilidade do modulador.

A Figura 2.1 ilustra o processo de modulação em amplitude no domínio do tempo. A Figura 2.1(a) mostra o sinal em banda base $m(t)$ e nas Figuras 2.1(b) e 2.1(c) visualiza-se a onda modulada $s(t)$ para dois valores diferentes de sensibilidade k_a , mantendo-se a amplitude da onda portadora (A_c igual a 1 volt).

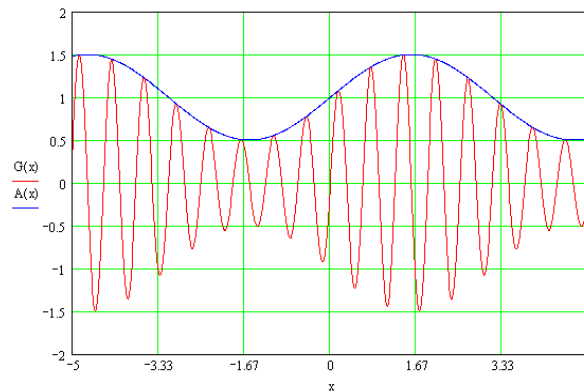
Pode-se observar que a envoltória de $s(t)$ possui o mesmo formato do sinal em banda base $m(t)$, quando as duas condições abaixo são satisfeitas:

1 - A amplitude $k_a m(t)$ deve ser sempre menor que a unidade, isto é $|k_a m(t)| < 1$, para todo t.

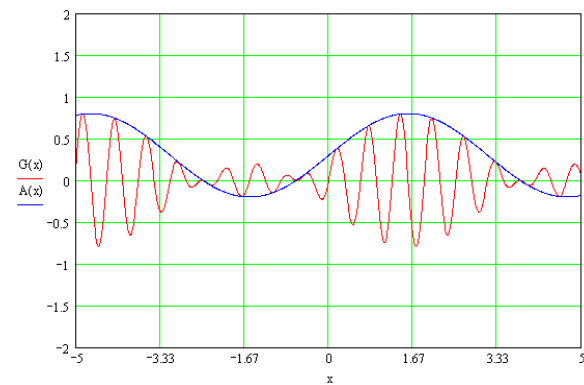
Esta condição é ilustrada na Figura 2.1(b) e assegura que a função $[1 + k_a m(t)]$ seja sempre positiva. Desta forma, podemos expressar a envoltória da onda $s(t)$ como sendo $A_c [1 + k_a m(t)]$.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.1 - Processo de modulação em amplitude

(a) Sinal em banda base $m(t)$

(b) Onda AM para $|k_a m(t)| < 1$, para todo t

(c) Onda AM para $|k_a m(t)| > 1$, para alguns valores de t

Quando a sensibilidade do modulador k_a for grande o suficiente para fazer $|k_a m(t)| > 1$, para algum valor de t , a onda ficará sobre-modulada, resultando em inversões de fase da portadora sempre que o fator $[1 + k_a m(t)]$ cruzar o zero. Neste caso, a onda modulada apresenta a distorção da envoltória, como mostra a Figura 2.1(c). O valor máximo absoluto de $k_a m(t)$ define a profundidade ou porcentagem de modulação.

2 – A frequência da onda portadora f_c deve ser maior que a máxima componente de frequência ω do sinal de mensagem $m(t)$, para evitar a distorção da envoltória, isto é, $f_c \gg \omega$, onde ω representa a largura de faixa do sinal de mensagem $m(t)$. Posteriormente, será mostrado que esta condição pode ser violada em determinadas situações, sem que haja distorção da envoltória.

A transformada de Fourier da equação (2.3), que representa a onda modulada $s(t)$, é dada por:

$$F\{s(t)\} = S(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{k_a A_c}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)] \quad (2.4)$$

sendo $m(t)$ o sinal em banda base real e limitado em banda, com transformada de Fourier $M(f)$, como mostra a Figura 2.2(a).

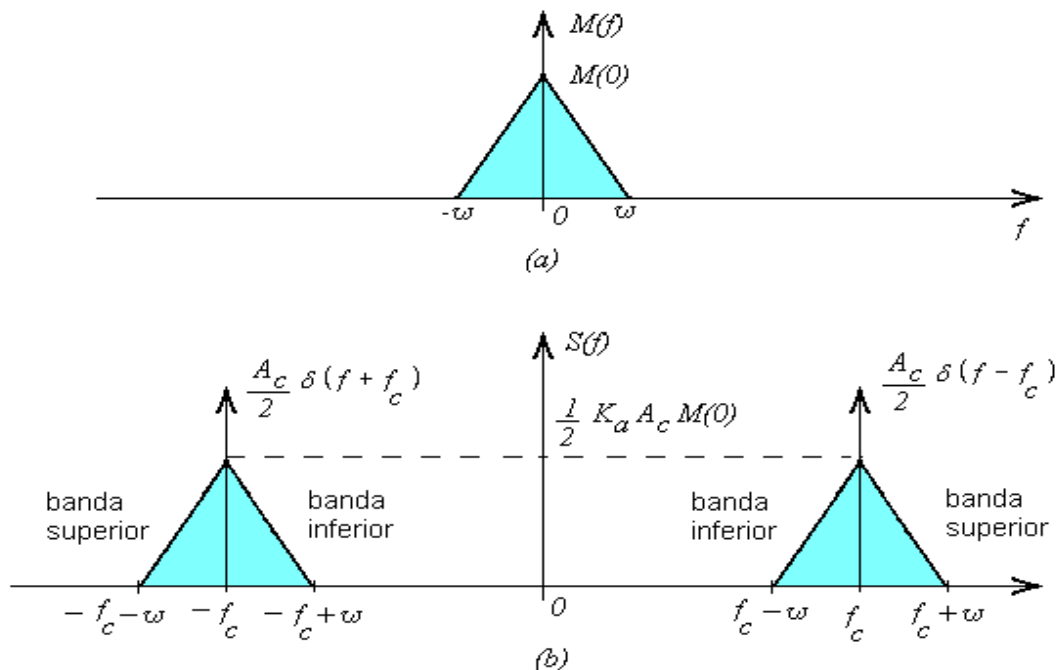


Figura 2. 2 - Espectro do sinal em banda base e espectro da onda modulada

(a) Espectro do sinal em banda base $m(t)$;

(b) Espectro da onda modulada $s(t)$.

A Figura 2.2 mostra que, se o sinal $m(t)$ for real com transformada de Fourier $M(f)$, possuindo componentes de frequências de $-\omega$ a $+\omega$, conforme a Figura 2.2(a), sabe-se que sua multiplicação com outro sinal no domínio do tempo corresponde à convolução do espectro dos mesmos no domínio da frequência. Portanto, a multiplicação do sinal de mensagem $m(t)$ pela onda portadora $c(t)$ produz um espectro de frequência conforme mostrado na Figura 2.2(b), na qual fica evidente que a largura de faixa do sinal modulado $s(t)$ corresponde ao dobro da máxima componente de frequência ω do sinal modulante.

Analisando a eq. (2.3), pode-se perceber que uma possível implementação de um modulador em amplitude, na sua forma analógica, para gerar o espectro mostrado na Figura 2.2(b), é o arranjo mostrado na Figura 2.3, no qual o filtro de canal, que precede o amplificador linear de potência, possui largura de faixa igual a 2ω .

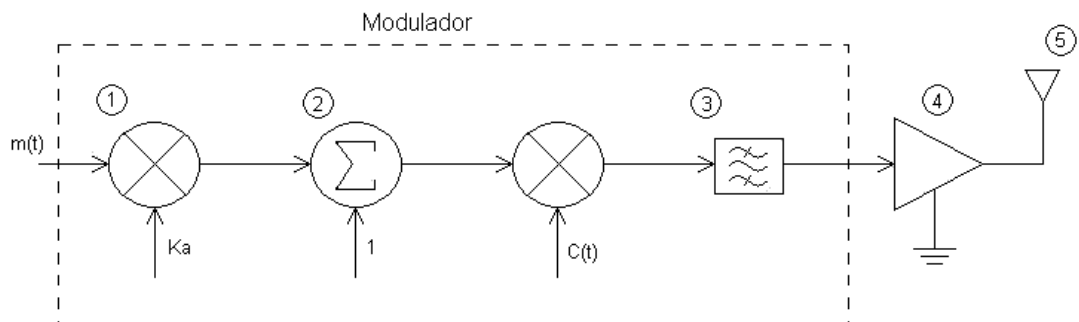


Figura 2.3 - Modulador analógico; (1) Multiplicador; (2) Somador; (3) Filtro passa-faixa; (4) Amplificador linear; (5) Antena.

Pode-se implementar, também, o modulador digital conforme mostra a Figura 2.4. Pode-se observar a semelhança existente entre a implementação analógica e a digital, sendo que, nesta última, a portadora $c(t)$ foi substituída por um sinal digital com um dado número de bits, produzido por um Oscilador Controlado Numericamente (NCO).

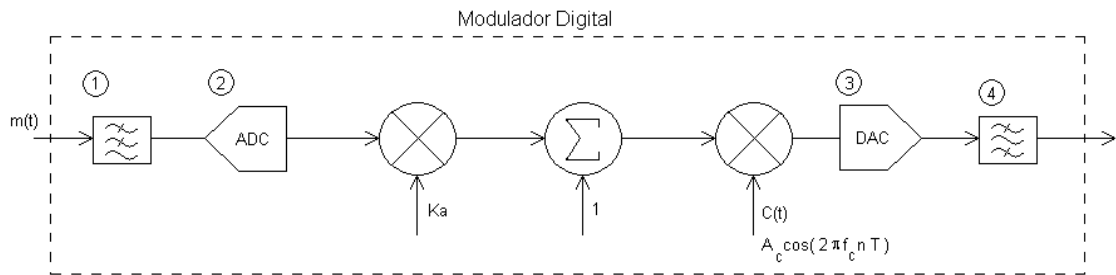


Figura 2. 4 - Modulador em amplitude digital; (1) *Filtro passa-faixa para limitar o espectro de $m(t)$ e prevenir aliasing;* (2) *Conversor analógico-digital;* (3) *Conversor digital-analógico;* (4) *Filtro de reconstrução.*

Pode-se observar a semelhança existente entre a implementação digital e analógica, sendo que, na digital, a portadora $c(t)$ foi substituída por um sinal digital com um dado número de bits, produzido por um Oscilador Controlado Numericamente (NCO).

Pode-se observar ainda que o sinal modulado mostrado na Figura 2.2 apresenta, em torno da portadora f_c , duas bandas laterais idênticas, sendo conhecido como AM-DSB (Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla). Uma vez que a portadora transmitida representa uma parcela importante da potência total do sinal e não transporta informação, a supressão da mesma levou a uma modulação mais eficiente em termos de potência e deu origem à Modulação com Banda Lateral Dupla e Portadora Suprimida (AM-DSB-SC).

2.1.3 – MODULAÇÃO AM-DSB-SC

A onda portadora $c(t)$ é completamente independente do sinal que transporta $m(t)$. Isto significa que a transmissão da onda portadora representa desperdício de potência. Pode-se, então, suprimir a componente onda portadora da onda modulada $s(t)$, obtendo-se o sinal modulado conhecido como AM-DSB-SC. O sinal $s(t)$ pode ser descrito como:

$$s(t) = c(t)m(t) = A_c \cos(2\pi.f_c t)m(t) \tag{2.5}$$

Esta onda modulada tem sua fase invertida sempre que o sinal em banda base $m(t)$ passa pelo zero, como ilustra a Figura 2.5. Portanto, a envoltória do sinal $s(t)$ não se assemelha ao sinal modulante $m(t)$. A Figura 2.6 mostra o espectro $S(f)$ do sinal modulado.

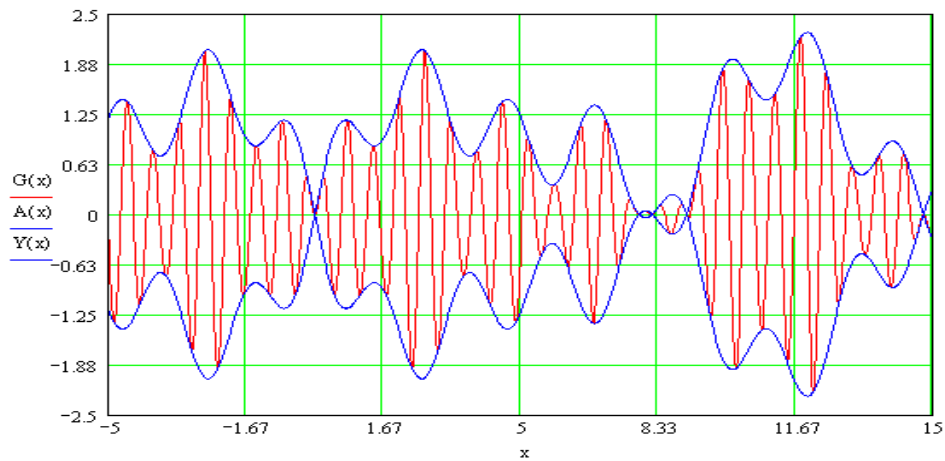


Figura 2.5 - Onda modulada de um sinal AM-DSB-SC

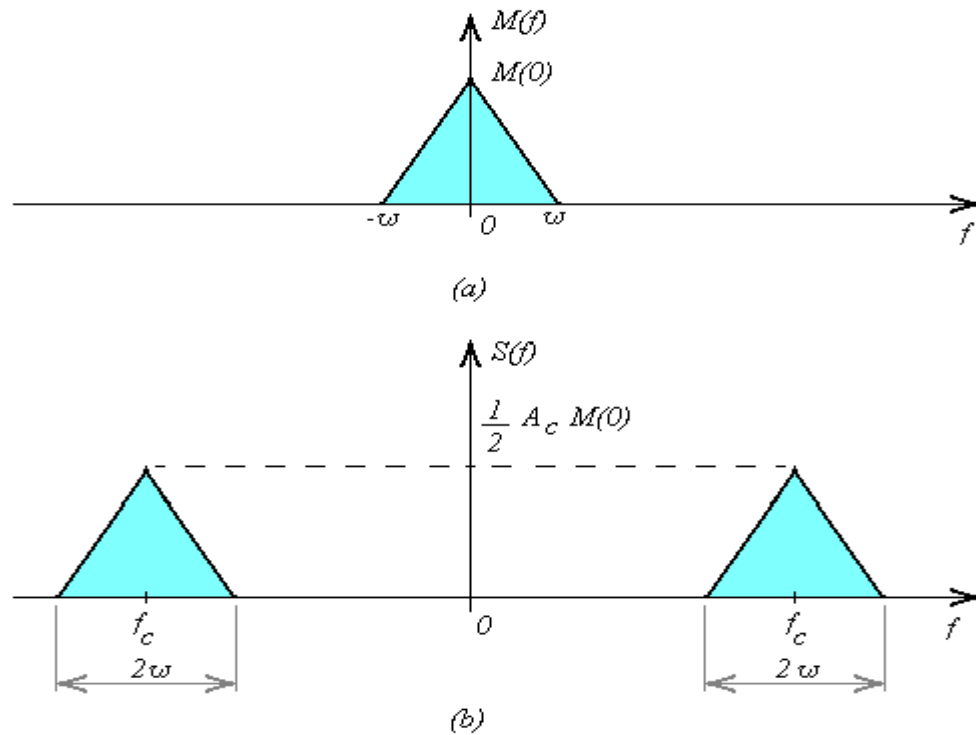


Figura 2.6 - Espectro do sinal modulado

(a) Espectro do sinal em banda base $[m(t)]$;

(b) Espectro do sinal AM-DSB-SC.

A transformada de Fourier de $s(t)$ da eq. (2.5) resulta em:

$$S(f) = \frac{1}{2} A_c [M(f - f_c) + M(f + f_c)] \quad (2.6)$$

Se o sinal $m(t)$ é limitado em banda no intervalo $-\omega \leq f \leq \omega$, como mostrado na Figura 2.6(a), tem-se, então, o espectro $S(f)$ do sinal $s(t)$, que representa a onda modulada mostrada na Figura 2.6(b). Pode-se notar que, exceto pelo fator de escala, o processo de modulação simplesmente translada o espectro do sinal em banda base $m(t)$ para $\pm f_c$. Observa-se que a largura de faixa é 2ω , ou seja, a mesma da modulação anterior.

2.1.4 – TRANSFORMADA DE HILBERT

A transformada de Hilbert constitui uma ferramenta poderosa no estudo de filtros, conversores, moduladores, detectores de fase, entre outros. No estudo da modulação *SSB* é indispensável o conhecimento da transformada de Hilbert. Pode-se fazer uma analogia da transformada de Hilbert com a transformada de Fourier, no sentido de que a transformada de Fourier fornece a base matemática para analisar o conteúdo de frequências de um sinal, da mesma forma que a transformada de Hilbert fornece bases para se analisar o comportamento da fase de um sinal. Tanto a análise no domínio da fase quanto à análise no domínio da frequência facilitam o entendimento e o projeto de circuitos, uma vez que permitem discriminar as diversas componentes de frequência e de fase presentes em um sinal^{11, 18, 19}.

Um outro método de se separar sinais pode ser baseado na seletividade de fase, utilizando o deslocamento de fase entre os sinais para se obter a separação desejada. O deslocamento de fase mais simples de se obter é o deslocamento de 180° , que corresponde a uma simples inversão de fase, no caso de um sinal senoidal. Normalmente, o desafio é obter um deslocamento idêntico para qualquer frequência,

que no caso de 180° , requer o uso de um transformador ideal. Outra possibilidade seria o deslocamento de fase de $\pm 90^\circ$. No caso particular no qual o deslocamento de fase de todas as componentes de frequência de um dado sinal é de $\pm 90^\circ$, a função do tempo resultante é chamada de transformada de Hilbert do sinal.

Seja um sinal $g(t)$ com transformada de Fourier $G(f)$. A transformada de Hilbert de $g(t)$, que se denota como $\hat{g}(t)$ é definida por:

$$\hat{g}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (2.7)$$

Pode-se notar que a transformada de Hilbert de $g(t)$ é uma operação linear. A transformada inversa de Hilbert, que permite recuperar o sinal $g(t)$ sendo dado $\hat{g}(t)$, é definida por:

$$g(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{g}(\tau)}{1 - \tau} d\tau \quad (2.8)$$

As funções $g(t)$ e $\hat{g}(t)$ constituem um par de transformadas. A partir da definição da transformada de Hilbert, $\hat{g}(t)$ pode ser interpretado como sendo a convolução de $g(t)$ com a função do tempo $1/\pi.t$. O teorema da convolução garante que a convolução de duas funções no domínio do tempo equivale à multiplicação das transformadas de Fourier das mesmas no domínio da frequência. Além disso, é válida a relação:

$$F\left\{\frac{1}{\pi.t}\right\} = -j \operatorname{sgn}(f) \quad (2.9)$$

onde $\operatorname{sgn}(f)$ é definida no domínio da frequência como:

$$\text{sgn}(f) = \begin{cases} +1, & f > 0 \\ 0, & f = 0 \\ -1, & f < 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Portanto, a transformada de Fourier $\hat{G}(f)$ de $\hat{g}(t)$ é dada por:

$$\hat{G}(f) = -j \text{sgn}(f) \times G(f) \quad (2.11)$$

A equação (2.11) mostra que dado um sinal $g(t)$, obtém-se sua transformada de Hilbert ao passá-lo por um dispositivo linear de duas portas cuja resposta em frequência seja $-j \text{sgn}(f)$. O comportamento de tal dispositivo pode ser considerado como sendo o de provocar o deslocamento de fase de -90° para todas as componentes de frequência positivas do sinal $g(t)$ e um deslocamento de $+90^\circ$ para todas as componentes de frequência negativas do sinal $g(t)$. Este comportamento é ilustrado na Figura 2.7.

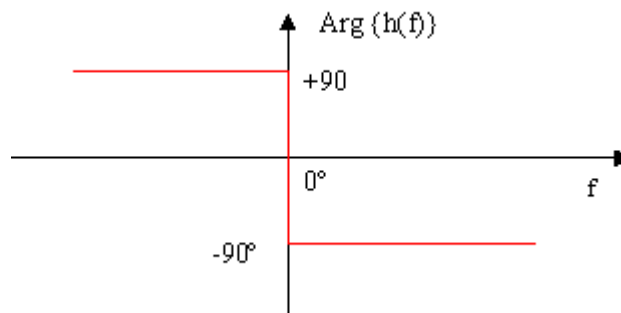


Figura 2.7 - Característica de fase de um dispositivo linear de duas portas para se obter a transformada de Hilbert de um sinal real

É importante observar que tal dispositivo preserva a amplitude de todas as componentes de frequências de $g(t)$. Assim, o sinal $g(t)$, ao passar pelo dispositivo, transforma-se no sinal $\hat{g}(t)$ cujo espectro de frequências é idêntico ao espectro de

$g(t)$. Este dispositivo ideal não pode ser obtido na prática, mas pode ser projetado para aproximar-se das características necessárias para cada aplicação.

A principal limitação do transformador de Hilbert, como é chamado tal dispositivo, ocorre à medida que as componentes de frequências de $g(t)$ aproximam-se de zero.

2.1.5 – SINAL ANALÍTICO OU PRÉ-ENVOLTÓRIA

Seja um sinal real $g(t)$. Pode-se definir um sinal denominado sinal analítico ou pré-envoltória do sinal $g(t)$ como sendo a seguinte função complexa:

$$g_+(t) = g(t) + j\hat{g}(t) \quad (2.12)$$

onde $\hat{g}(t)$ é a transformada de Hilbert de $g(t)$. Nota-se que $g(t)$ representa a parte real de $g_+(t)$ e a transformada de Hilbert representa a parte imaginária de $g_+(t)$.

Uma característica importante da pré-envoltória $g_+(t)$ é o comportamento de sua transformada de Fourier. Seja $G_+(f)$ a transformada de Fourier de $g_+(t)$. Então, pode-se escrever que:

$$G_+(f) = G(f) + \text{sgn}(f).G(f) \quad (2.13)$$

Conclui-se, portanto, que:

$$G_+(f) = \begin{cases} 2G(f), & f > 0 \\ G(0), & f = 0 \\ 0, & f < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

onde $G(0)$ é o valor de $G(f)$ para $f = 0$. Fica evidente que a pré-envoltória de um sinal possui transformada de Fourier igual a zero para componentes negativas de frequência. A Figura 2.8 ilustra o comportamento da pré-envoltória de um sinal real $g(t)$ com transformadas $G_+(f)$ e $G(f)$, respectivamente.

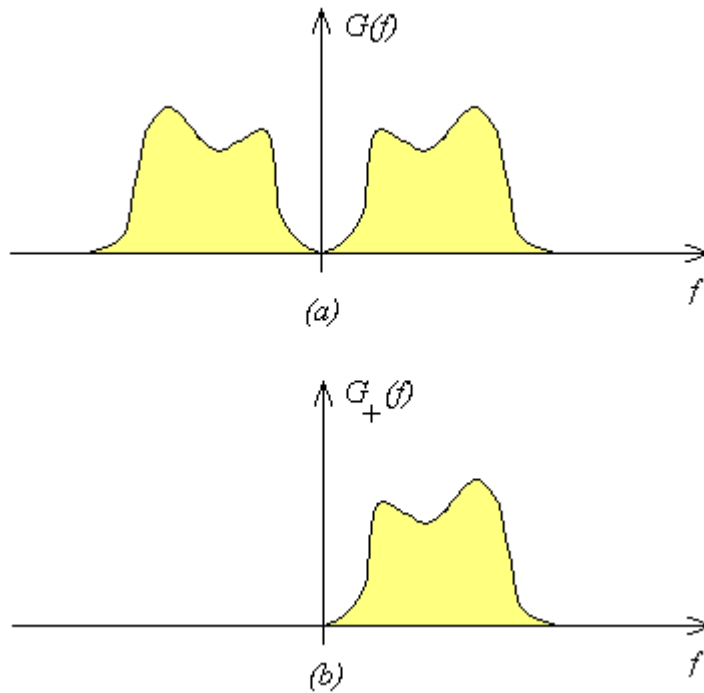


Figura 2. 8 - Comportamento do pré-envoltória de um sinal real $g(t)$

(a) Transformada de Fourier de $g(t)$

(b) Transformada de Fourier de $g_+(t)$

Pode-se também definir a pré-envoltória para componentes negativas de frequência

$$g_-(t) = g(t) - jg(t) \quad (2.15)$$

A pré-envoltória $g_+(t)$ representa o complexo conjugado da pré-envoltória $g_-(t)$, levando a:

$$g_-(t) = g_+^*(t) \quad (2.16)$$

onde * significa conjugado complexo. Conclui-se, então, que:

$$G_-(f) = \begin{cases} 0, & f > 0 \\ G(0), & f = 0 \\ 2G(f), & f < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

Nota-se que a transformada de Fourier de $g_-(t)$ é igual a zero para componentes positivas de frequências. A Figura 2.9 ilustra o comportamento da transformada de Fourier de $g_-(t)$.

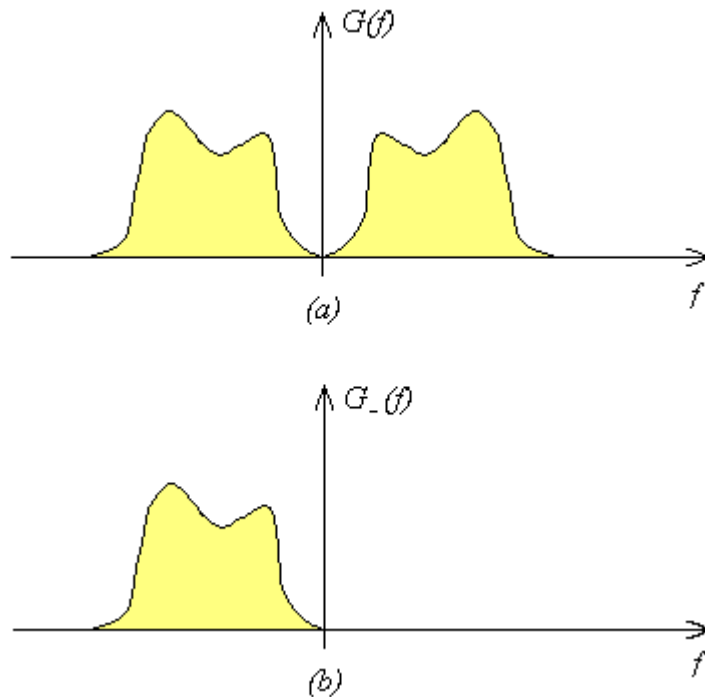


Figura 2.9 - Comportamento da transformada de Fourier

(a) Transformada de Fourier de $g(t)$

(b) Transformada de Fourier de $g_-(t)$

A Figura 2.10 ilustra em bloco como são obtidas a parte real I e a parte imaginária Q dos sinais analíticos, ou pré-envoltórias $g_+(t)$ e $g_-(t)$.



Figura 2.10 - Parte real I e parte imaginária Q de $g_+(t)$ ou $g_-(t)$

2.1.6 – MODULAÇÃO SSB

A modulação *SSB* significa a transmissão de apenas uma das bandas laterais e a justificativa para esta interessante forma de transmitir sinais vem da constatação de que não há necessidade de transmitir a portadora, uma vez que ela não transporta informação. Ainda, pode-se escolher transmitir apenas uma das bandas laterais, tendo em vista que a banda lateral inferior e a banda lateral superior transportam a mesma informação^{3, 9, 10, 12, 14, 15}.

Seja um sinal real $m(t)$, que representa o sinal de banda base que contém a mensagem a ser transmitida. Pode-se, então, obter os sinais analíticos ou pré-envoltórias:

$$m_+(t) = m(t) + j\hat{m}(t) \quad (2.18)$$

$$m_-(t) = m(t) - j\hat{m}(t) \quad (2.19)$$

cujas transformadas de Fourier são mostradas na Figura 2.11.

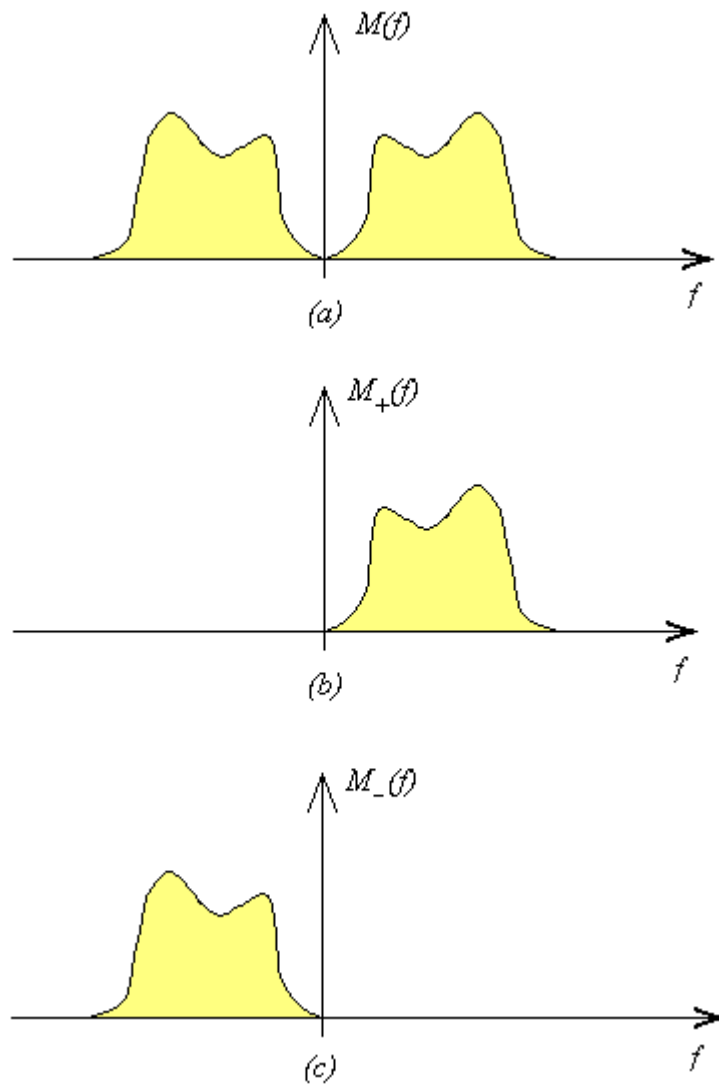


Figura 2. 11 - Transformadas de Fourier

(a) Transformada de Fourier $M(f)$ do sinal real $m(t)$;

(b) Transformada de Fourier de $m_+(t)$;

(c) Transformada de Fourier de $m_-(t)$.

Uma vez obtidos os sinais $m_+(t)$ e $m_-(t)$ basta fazer o translado para a frequência desejada, multiplicando os sinais pela onda portadora $c(t)$, onde

$$c(t) = \text{Re}\{e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.20)$$

A escolha de $m_+(t)$ ou $m_-(t)$ depende da necessidade de se ter no sinal modulado resultante a banda lateral superior ou inferior, respectivamente. Para transmitir o sinal modulado deve-se retirar apenas a parte real do mesmo. Logo:

$$s(t) = \text{Re}[m(t) \pm j\hat{m}(t)]e^{2\pi f_c t} \tag{2.21}$$

$$s(t) = \text{Re}\{[m(t) \pm j\hat{m}(t)][\cos(2\pi f_c t) + j\text{sen}(2\pi f_c t)]\} \tag{2.22}$$

$$s(t) = \text{Re}\{m(t)\cos(2\pi f_c t) + jm(t)\text{sen}(2\pi f_c t) \pm j\hat{m}(t)\cos(2\pi f_c t) \mp \hat{m}(t)\text{sen}(2\pi f_c t)\} \tag{2.23}$$

$$s(t) = m(t)\cos(2\pi f_c t) \mp \hat{m}(t)\text{sen}(2\pi f_c t) \tag{2.24}$$

Uma vez que $m(t)$ representa a parte real I e $\hat{m}(t)$ representa a parte imaginária Q da pré-convolúria, pode-se escrever também que:

$$s(t) = I.\cos(2\pi f_c t) \mp Q.\text{sen}(2\pi f_c t) \tag{2.25}$$

A Figura 2.12 sugere um arranjo para a implementação de $s(t)$, no qual o bloco que contém a letra H significa transformada de Hilbert.

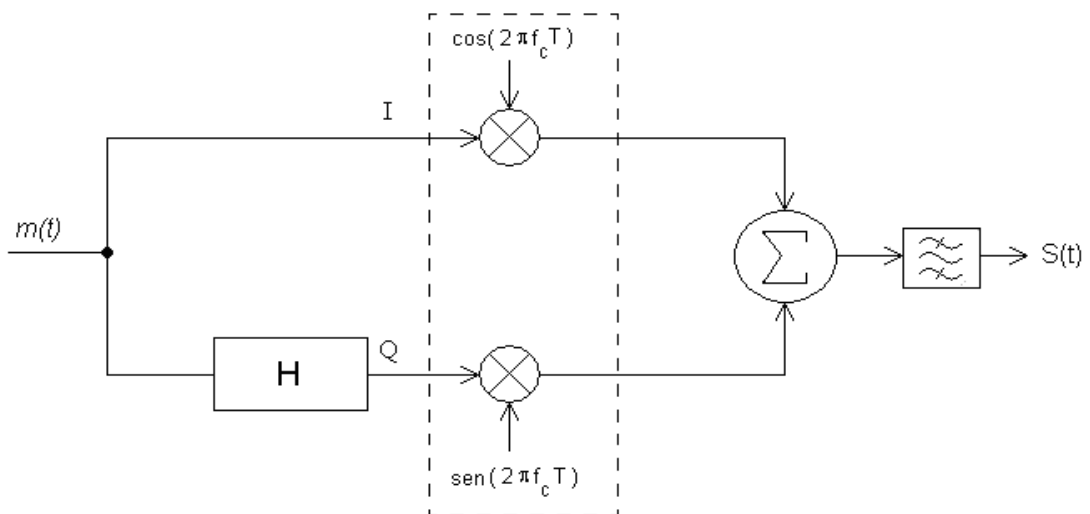
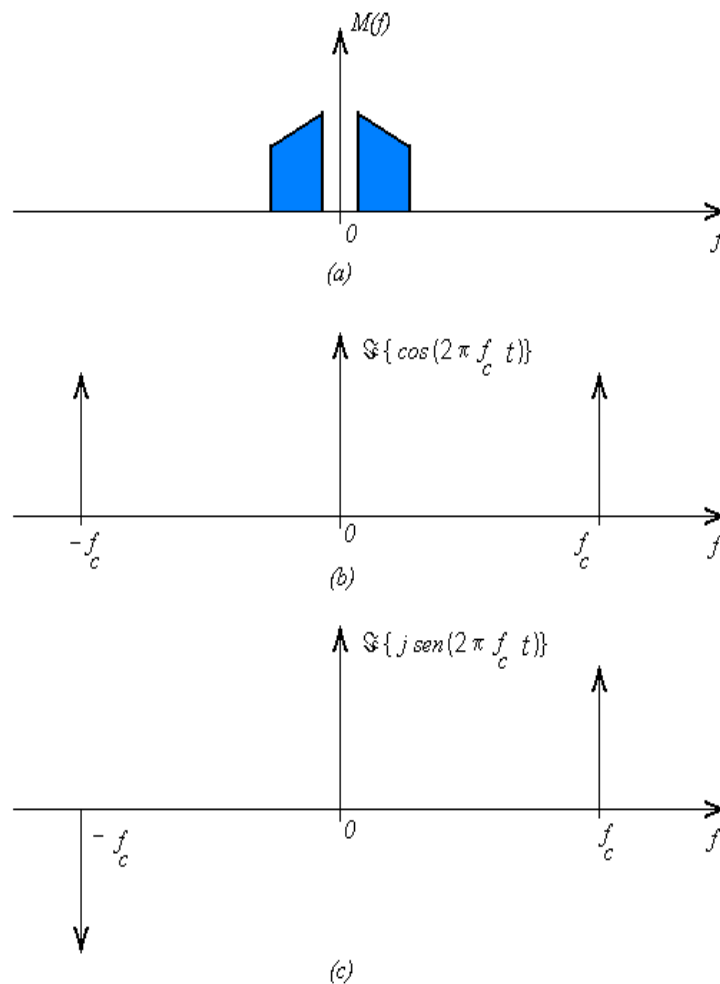


Figura 2. 12 - Implementação do modulador SSB

Fica evidente que, para $s(t)$ ser implementado corretamente, o faseamento dos sinais nos diversos ramos do modulador deve ser preciso. Desta forma, embora não haja impedimento para implementação analógica, considera-se, exclusivamente, a implementação digital, pois esta permite obter resultados excelentes, como será demonstrado no Capítulo 4.

A Figura 2.13 ilustra as diversas etapas para se obter o sinal modulado em amplitude com faixa lateral única (SSB) utilizando o conceito da transformada de Hilbert, sendo o item (g) obtido a partir soma dos itens (d) e (f), e o item (h) obtido a partir subtração dos itens (d) e (f).



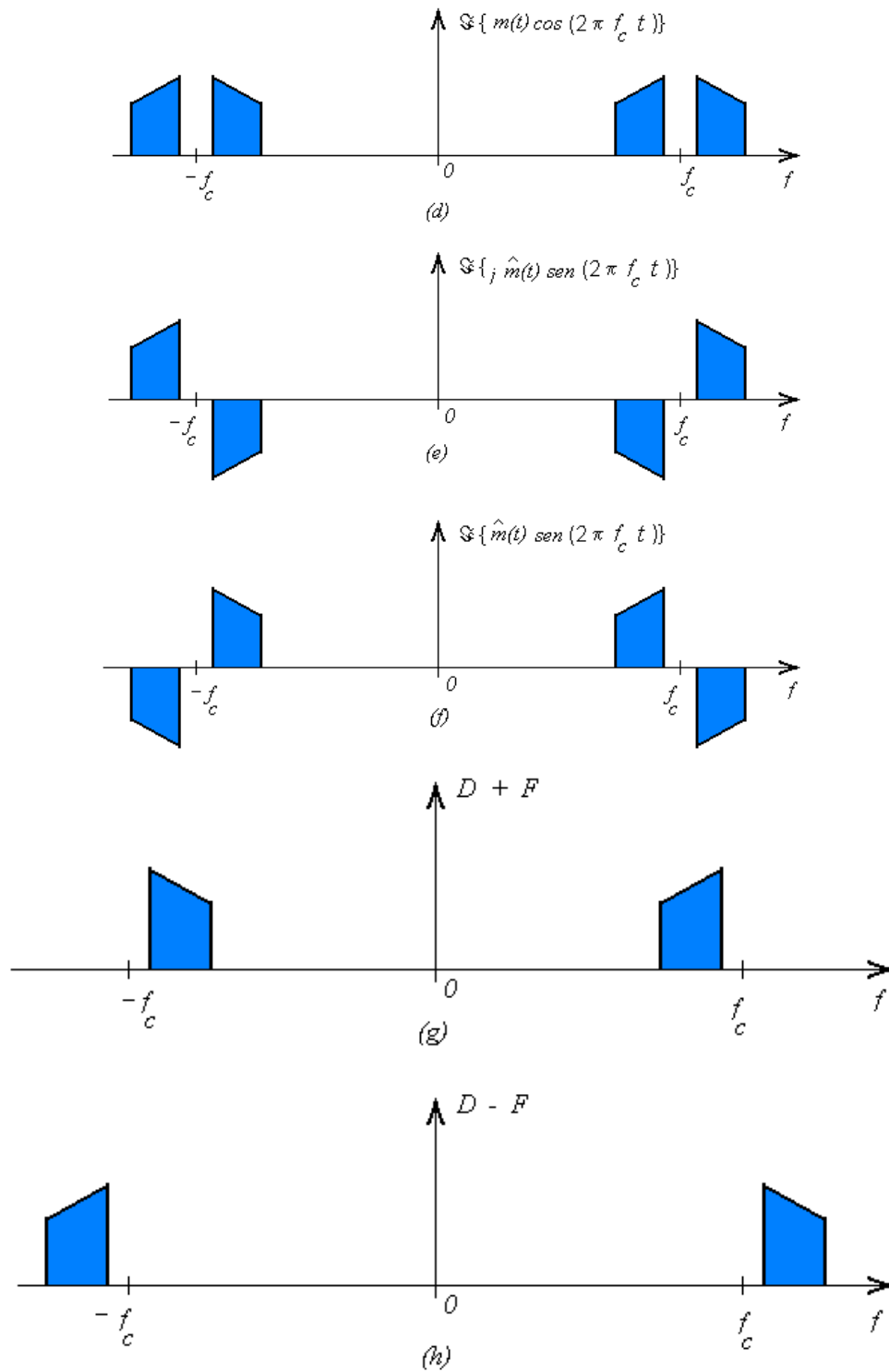


Figura 2. 13 - Ilustração das diversas etapas para se obter o sinal SSB $s(t)$

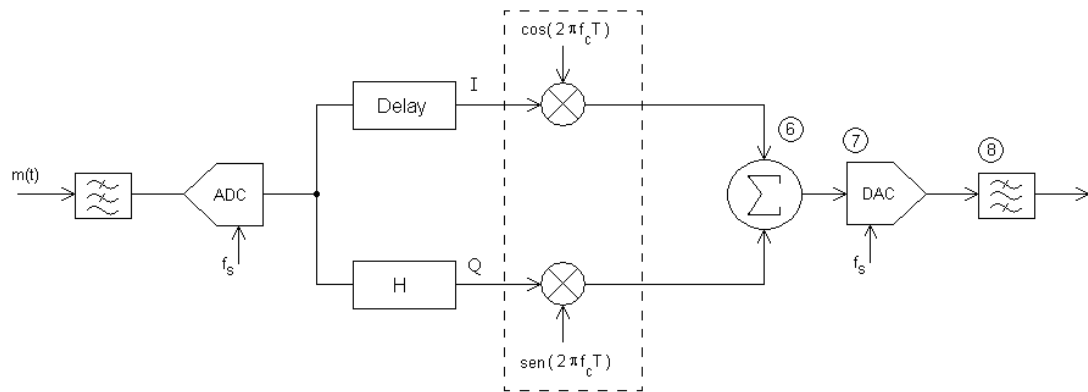


Figura 2. 14 - Implementação digital do modulador SSB

Na Figura 2.14, o bloco de atraso (*Delay*) tem por finalidade fornecer exatamente o mesmo atraso provocado pelo transformador de Hilbert (indicado pela letra *H*), para que o faseamento entre o ramo *I* e o ramo *Q* seja perfeito. Este faseamento é facilmente obtido quando a implementação for digital.

É desejável que a frequência f_c da onda portadora seja a mais alta possível para facilitar o processo de conversão para o canal desejado. Entretanto, em implementações digitais, a frequência obtida é geralmente muito menor que a frequência desejada para transmissão, uma vez que a frequência de amostragem f_s limita a máxima frequência de operação em $f_s/2$. Neste capítulo foi explicada a geração de sinais modulados em amplitude e foi apresentada a transformada de Hilbert como ferramenta indispensável para o entendimento do processo de geração de sinais SSB. No próximo capítulo será apresentado o Método de Weaver para gerar não apenas sinais SSB, como também sinais modulados em amplitude com bandas laterais assimétricas, sendo um método mais geral que o apresentado neste capítulo.

CAPÍTULO 3

GERAÇÃO DE SINAIS MODULADOS EM AMPLITUDE COM BANDA LATERAL VESTIGIAL PELO MÉTODO DE WEAVER

3.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão desenvolvidos os conceitos necessários para se implementar sistemas com modulação em amplitude com bandas laterais assimétricas (ou vestigiais), considerando a modulação *SSB* como um caso particular de implementação utilizando o Método de Weaver. Esta técnica foi apresentada por *Donald K. Weaver*, em dezembro de 1956. Conhecido como modulador de Weaver, e também chamado de terceiro método para implementar moduladores em *SSB*, foi pouco utilizado até o momento em virtude de sua complexidade de implementação de forma puramente analógica ²⁰.

Tratando-se de uma implementação digital, o método passa a ser bastante atrativo, pois muitas das dificuldades apresentadas na implementação analógica passam a não existir.

Como mencionado no Capítulo 1, o sistema de televisão analógica utilizado nas Américas, *NTSC* e *PAL*, usa da modulação em amplitude com banda lateral vestigial. Com o advento da televisão digital e a adoção do sistema *8-VSB* pela *ATSC*, que na verdade constitui um sistema com modulação em amplitude com banda lateral vestigial, e ainda com países como México, Argentina e Chile tomando posições favoráveis ao sistema da *ATSC*, tornou-se muito interessante a idéia de projetar moduladores e transmissores que possam receber sinais analógicos (*NTSC* e *PAL*) e sinais digitais (*SMPTE-310*), utilizando o mesmo *hardware*.

De fato, com o modulador de Weaver é possível, com o mesmo *hardware*, obter as modulações analógica e digital, tornando-se simples a logística de uma estação de televisão, do ponto de vista da legislação, isto é, a exigência de redundância nos transmissores e, por conseguinte, reduzir custos de operação. Outro ponto importante é com relação à característica do sinal digital de televisão, que apresenta elevado valor de pico em relação à potência média, exigindo enorme linearidade dos amplificadores para evitar ceifamento dos picos. Isto resulta em uma degradação na relação sinal-ruído e em uma dificuldade de atender-se à legislação, com respeito à máscara de emissão de espúrios. Novamente o método de Weaver, além de permitir a modulação, pode ser modificado para acomodar, também, sistemas de linearização de grande eficiência. Isto permite que se operem os transistores de potência do transmissor mais próximo do ponto de compressão. Desta forma, consegue-se alcançar maior eficiência do sistema de transmissão^{1, 2, 4, 5, 17, 20}.

3.2 – EVOLUÇÃO DO MÉTODO DE WEAVER

Seja um sinal real $m(t)$ cuja transformada de Fourier está mostrada na Figura 3.1. A máxima frequência angular deste sinal é ω , e as componentes de baixa frequência aproximam-se de zero. É possível obter-se um sinal modulado cuja largura de faixa possa estender-se de ω (*SSB*) até 2ω (*DSB*), com ou sem a presença da portadora.

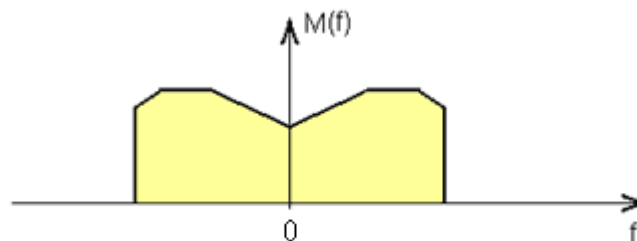
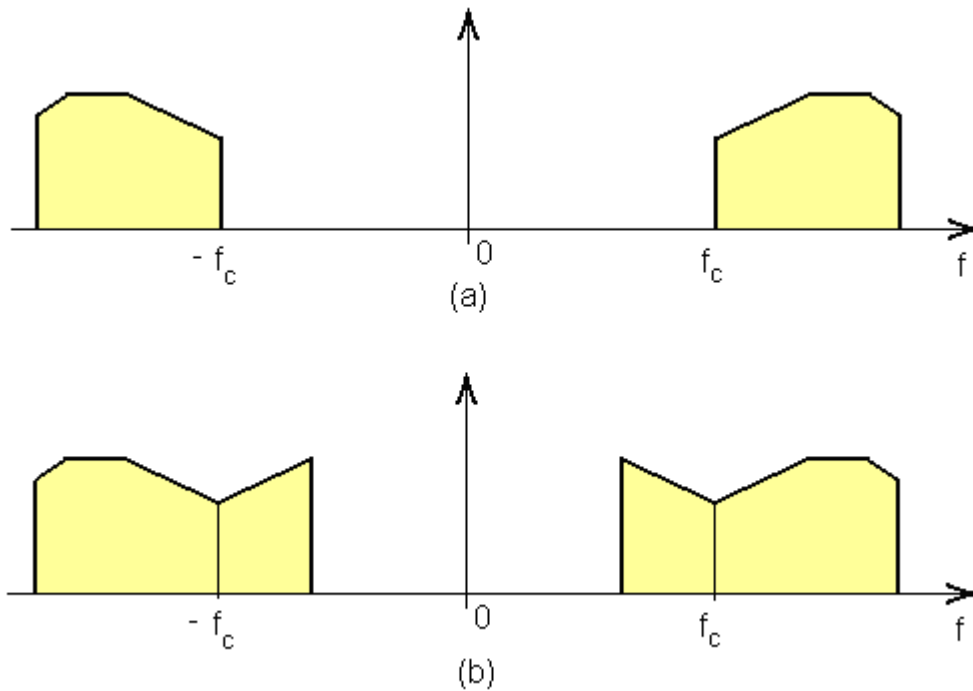


Figura 3. 1 - Espectro do sinal modulante $m(t)$



3. 2 - Sinal SSB com banda lateral superior e Sinal VSB com banda lateral vestigial inferior

(a) Sinal SSB com banda lateral superior

(b) Sinal VSB com banda lateral vestigial inferior

No Capítulo 2 foi demonstrado que um sinal *SSB* pode ser obtido com a eq. (3.1).

$$s(t) = m(t) \cos(2\pi \cdot f_c t) \mp \hat{m}(t) \sin(2\pi \cdot f_c t) \quad (3.1)$$

onde $m(t)$ corresponde à componente I e $\hat{m}(t)$ corresponde à componente Q do sinal modulante. Esta equação leva ao diagrama genérico de implementação, que representa o esquema básico para implementação de qualquer tipo de modulação linear, mostrado na Figura 3.3.

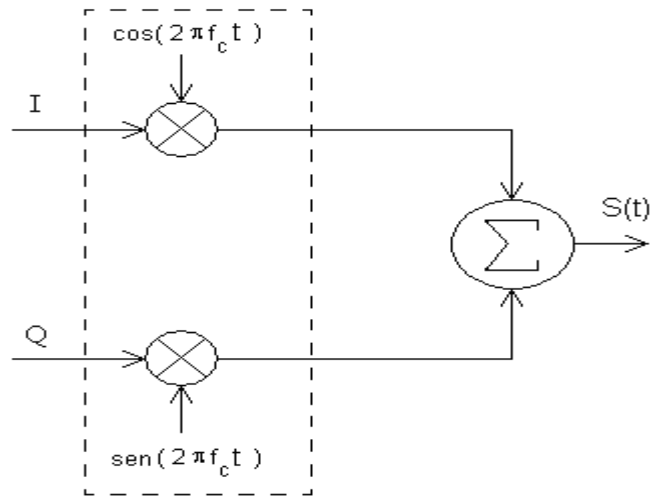


Figura 3.3 - Diagrama básico para implementação de qualquer modulação linear

Os sinais I e Q podem ser analógicos na implementação de uma modulação analógica linear, ou podem apresentar níveis discretos na implementação de uma modulação digital. É evidente que, tanto para modulação analógica quanto para modulação digital, deve-se prover a limitação em banda dos sinais I e Q . O diferencial básico do modulador de Weaver é o processo para se obter os sinais I e Q , mostrado na Figura 3.4.

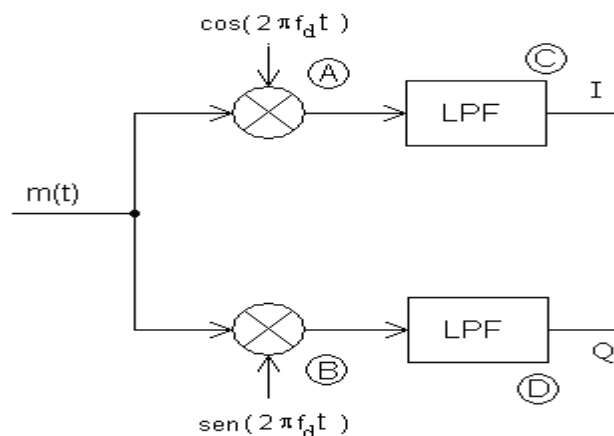


Figura 3.4 - Diagrama para obter os sinais I e Q no modulador de Weaver

Pode-se notar na Figura 3.4 a utilização de filtros passa-baixa substituindo filtros passa-faixa, o que constitui uma vantagem de implementação. Na figura 3.4 f_d é a frequência do sinal de dobramento $d(t)$, e sua determinação tem fundamental

importância nas características do sinal obtido, com respeito à banda vestigial obtida. Para se implementar um modulador com banda lateral vestigial variando de zero até ω , ou seja, para se obter um sinal modulado entre os limites de *SSB* e *DSB*, deve-se ter:

$$\frac{\omega}{4\pi} \leq f_d \leq \frac{\omega}{2\pi} \quad (3.2)$$

onde ω representa a máxima freqüência do sinal modulante $m(t)$.

Para se demonstrar a obtenção dos sinais I e Q considera-se a Figura 3.5, na qual tem-se o espectro $M(f)$ e $D(f)$ do sinais $m(t)$ e $d(t)$, respectivamente. A convolução do espectro de $m(t)$ com o espectro de $d(t)$ resulta no espectro mostrado nos pontos A e B da Figura 3.6, no qual, devido ao fato de f_d ser igual $\frac{\omega}{4\pi}$, ou seja, menor que a máxima freqüência do espectro de $m(t)$, ocorre o dobramento do espectro $M(f)$ sobre si mesmo.

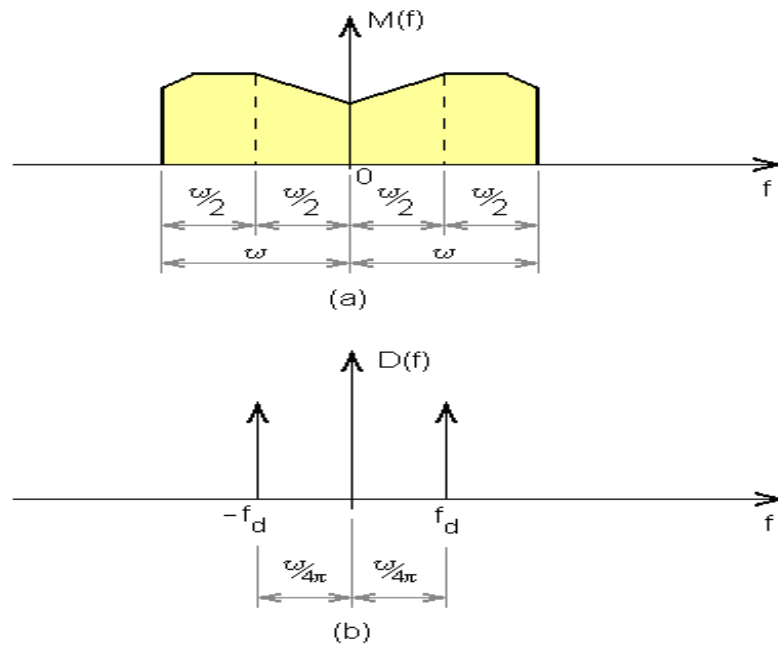


Figura 3. 5 – Espectro $M(f)$ e $D(f)$ do sinais $m(t)$ e $d(t)$

(a) Espectro de $m(t)$ aplicado ao diagrama da Figura 3.4

(b) Espectro de freqüência do sinal de dobramento $d(t)$

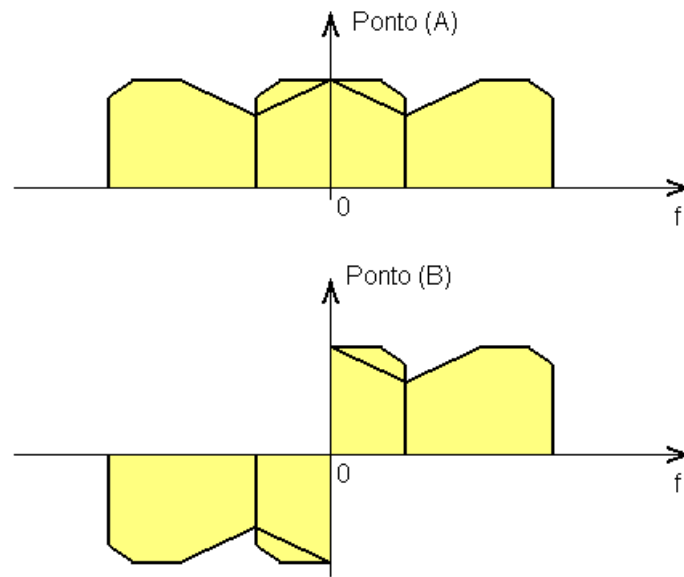


Figura 3. 6 - Espectro obtido nos pontos A e B do diagrama da Figura 3.4, mostrando o dobramento do espectro em torno da origem

Os filtros passa-baixa, que devem ser rigorosamente idênticos quanto à resposta em fase e em frequência, neste exemplo, possuem frequência de corte igual a $\omega/2$, obtendo-se, assim, o espectro mostrado na Figura 3.7.

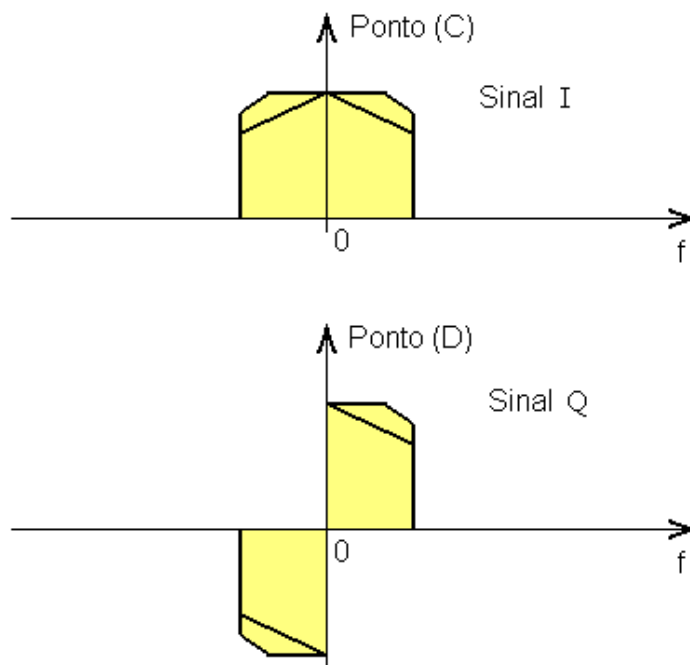


Figura 3. 7 - Espectros obtidos após os filtros passa-baixa para os sinais I e Q

(a) Espectro obtido após o filtro passa-baixa para o sinal I

(b) Espectro obtido após o filtro passa-baixa para o sinal Q

Um aspecto importante no resultado apresentado na Figura 3.7 é o fato de que, embora o espectro $M(f)$, após o dobramento, mapeie uma mesma região, ainda é possível a recuperação do sinal completo após o translado para a frequência final do modulador, uma vez que existe uma relação de ortogonalidade entre os sinais. Aplicando-se os sinais obtidos I e Q no diagrama da Figura 3.3, obtém-se o espectro mostrado na Figura 3.8.

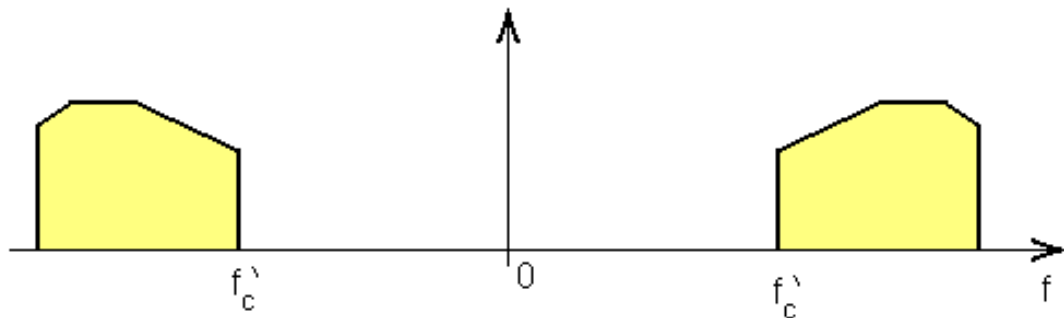


Figura 3. 8 - Sinal SSB com banda lateral superior

Neste caso, tem-se um sinal SSB com banda lateral superior, no qual se deve observar que a frequência f'_c , correspondente à posição que seria ocupada pela portadora em um modulador convencional, é diferente do valor f_c , como será mostrado posteriormente. Desta maneira, a frequência efetiva da onda portadora no modulador de Weaver depende, também, da frequência de dobramento. Deve-se ressaltar que este fato não implica em limitações do processo.

Um ponto interessante é considerar o espectro do sinal $I + jQ$, conforme mostrado na Figura 3.9. Percebe-se que o espectro é complexo, devido a sua assimetria em relação à origem, ou seja, por não haver correspondência entre as componentes negativas e positivas.

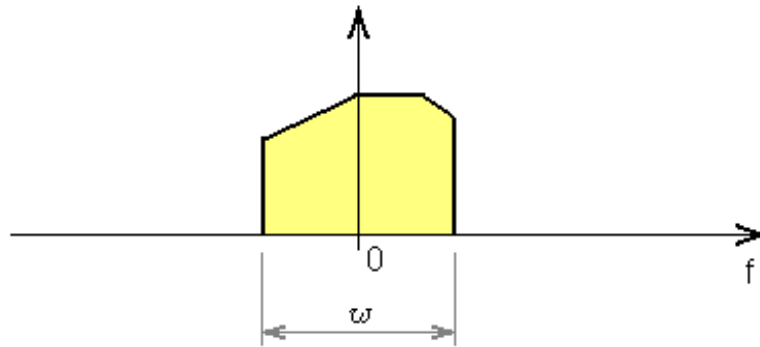


Figura 3. 9 - Espectro complexo de $I + jQ$

O método de Weaver pode ser demonstrado matematicamente como descrito a seguir. Seja o diagrama completo do modulador de Weaver, mostrado na Figura 3.10.

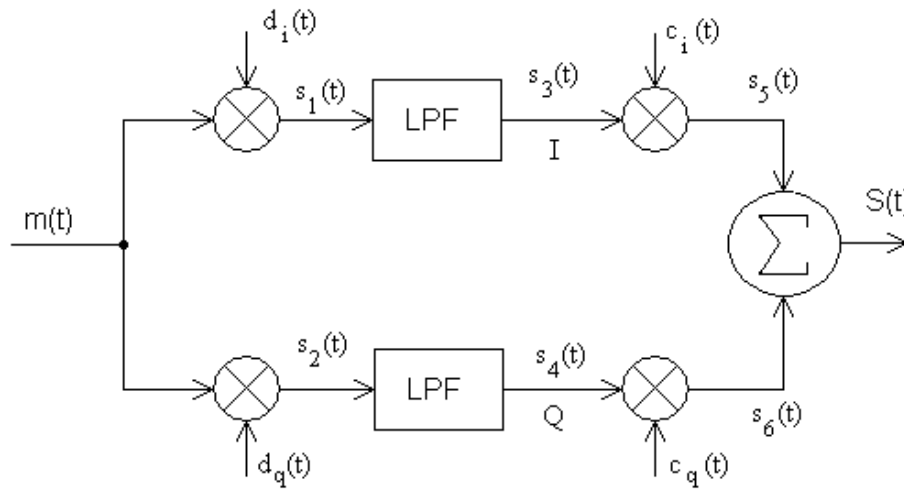


Figura 3. 10 - Diagrama para implementação do modulador de Weaver

onde $d_i(t)$ e $d_q(t)$ representam os sinais de dobramento, em quadratura, com frequência f_d , e $c_i(t)$ e $c_q(t)$ representam os sinais da onda portadora, em quadratura, com a frequência f_c . Pode-se definir o sinal modulante $m(t)$ como sendo o somatório de senóides, da forma:

$$m(t) = \sum_{n=1}^N E_n \cos(2\pi \cdot f_n t) \tag{3.3}$$

Na Figura 3.10, o sinal $s_1(t)$ é dado pelo produto de $m(t)$ por $d_i(t)$. Logo:

$$\begin{aligned}
 s_1(t) &= m(t).d_i(t) \\
 s_1(t) &= \sum_{n=1}^N E_n \cos(2\pi.f_n t). \cos(2\pi.f_d t) \\
 s_1(t) &= \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[2\pi(f_n - f_d)t] + \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[2\pi(f_n + f_d)t]
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

O sinal $s_2(t)$ é dado por:

$$\begin{aligned}
 s_2(t) &= m(t).d_q(t) \\
 s_2(t) &= \sum_{n=1}^N E_n \cos(2\pi.f_n t). \sin(2\pi.f_d t) \\
 s_2(t) &= \sum_{n=1}^N -\frac{E_n}{2} \sin[2\pi(f_n - f_d)t] + \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \sin[2\pi(f_n + f_d)t]
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Considerando que a frequência de dobramento f_d e a largura de faixa do filtro passa-baixa sejam menores que a máxima componente de frequência ω do sinal $m(t)$, os termos em que f_n e f_d se somam em $s_1(t)$ e $s_2(t)$ serão atenuados pelos filtros, resultando nos sinais $s_3(t)$ e $s_4(t)$, que representam os sinais I e Q , respectivamente, dados por:

$$s_3(t) = I = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[2\pi(f_n - f_d)t] \tag{3.6}$$

e

$$s_4(t) = Q = \sum_{n=1}^N -\frac{E_n}{2} \text{sen}[2\pi(f_n - f_d)t] \tag{3.7}$$

Os sinais I e Q são transladados em frequência pelos sinais em quadratura $c_i(t)$ e $c_q(t)$, com frequência f_c , resultando nos sinais $s_5(t)$ e $s_6(t)$.

$$s_5(t) = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{4} \cos[2\pi(f_c + f_n - f_d)t] + \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{4} \cos[2\pi(f_c - f_n + f_d)t] \quad (3.8)$$

e

$$s_6(t) = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{4} \cos[2\pi(f_c + f_n - f_d)t] - \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{4} \cos[2\pi(f_c - f_n + f_d)t] \quad (3.9)$$

Os sinais $s_5(t)$ e $s_6(t)$ são combinados, isto é, somados ou subtraídos, para se obter o sinal $s(t)$ desejado. Deve-se enfatizar que a relação de fase e de amplitude entre estes dois sinais determina o grau de cancelamento dos sinais indesejáveis. Portanto, $d_i(t)$ e $d_q(t)$, assim como $c_i(t)$ e $c_q(t)$, devem estar perfeitamente em quadratura e, ainda, as respostas em frequência $H(j\omega)$ dos filtros Passa-baixa devem ser idênticas.

É importante ressaltar que, na implementação digital, gerar sinais que estejam perfeitamente em quadratura e obter filtros com respostas de frequência idênticas não representam nenhuma dificuldade. Por outro lado, no caso da implementação analógica, pode-se dizer exatamente o contrário, uma vez que é quase impossível assegurar que um projeto tenha boa repetitividade durante o processo produtivo, mesmo quando se trata de projetos bem elaborados. Pode-se perceber, desta forma, porque o método de Weaver só ganhou importância com o desenvolvimento dos *FPGA's*.

Retomando o raciocínio anterior, ao se somar os sinais $s_5(t)$ e $s_6(t)$, obtém-se o sinal $s(t) = s_{USB}(t)$, que representa $s(t)$ quando se deseja uma onda modulada com a banda lateral superior. Portanto:

$$s_{USB}(t) = s_5(t) + s_6(t)$$

$$s_{USB}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[2\pi(f_c + f_n - f_d)t] \quad (3.10)$$

Subtraindo-se $s_5(t)$ e $s_6(t)$, tem-se $s(t) = s_{LSB}(t)$, que representa $s(t)$ quando se deseja uma onda modulada com a banda lateral inferior. Logo:

$$s_{LSB}(t) = s_5(t) - s_6(t)$$

$$s_{LSB}(t) = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[2.\pi(f_c - f_n + f_d)t] \quad (3.11)$$

É importante observar que, nas equações (3.10) e (3.11), a frequência efetiva da portadora no modulador Weaver é afetada pela frequência de dobramento f_d . Se f'_c for a frequência efetiva da portadora, tem-se:

$$f'_{c_{USB}} = f_c - f_d \quad (3.12)$$

$$f'_{c_{LSB}} = f_c + f_d \quad (3.13)$$

O fato da frequência de dobramento afetar a frequência efetiva do sinal modulado não constitui qualquer problema na implementação, pois pode-se compensar esta diferença alterando-se a frequência f_c dos sinais $c_i(t)$ e $c_q(t)$. Quando se trata de implementação digital, f_c é geralmente sintetizada por um *NCO* (*Numeric Controlled Oscillator*), o que permite realizar alterações imediatas em seu valor e, dependendo do número de bits empregados, pode-se ter uma resolução de microhertz (μHz) na frequência gerada e precisão dependendo apenas do gerador dos pulsos de sincronismo.

Para se chegar às equações para $s_{LSB}(t)$ e $s_{USB}(t)$, considerou-se que a frequência de dobramento f_d é igual à metade da largura de faixa do filtro passa-baixa B_F , ou seja $f_d = \frac{B_F}{2}$. Esta consideração permitiu deduzir as equações de sinais modulados em *SSB* com banda lateral inferior e superior. Deve-se, entretanto,

ressaltar a característica do modulador de Weaver ser bastante flexível, gerando não somente sinais *SSB* como também sinais modulados em amplitude com banda lateral vestigial inferior ou superior. Em resumo, o modulador de Weaver pode gerar sinais modulados em amplitude com bandas laterais assimétricas.

A Figura 3.11 permite analisar o comportamento do modulador de Weaver, pois mostra que as faixas laterais inferior e superior dependem da frequência de dobramento f_d , da largura de faixa do filtro passa-baixa B_F e da frequência f_c , quando o modulador estiver configurado para cancelar a banda lateral inferior, conforme a eq. (3.10).

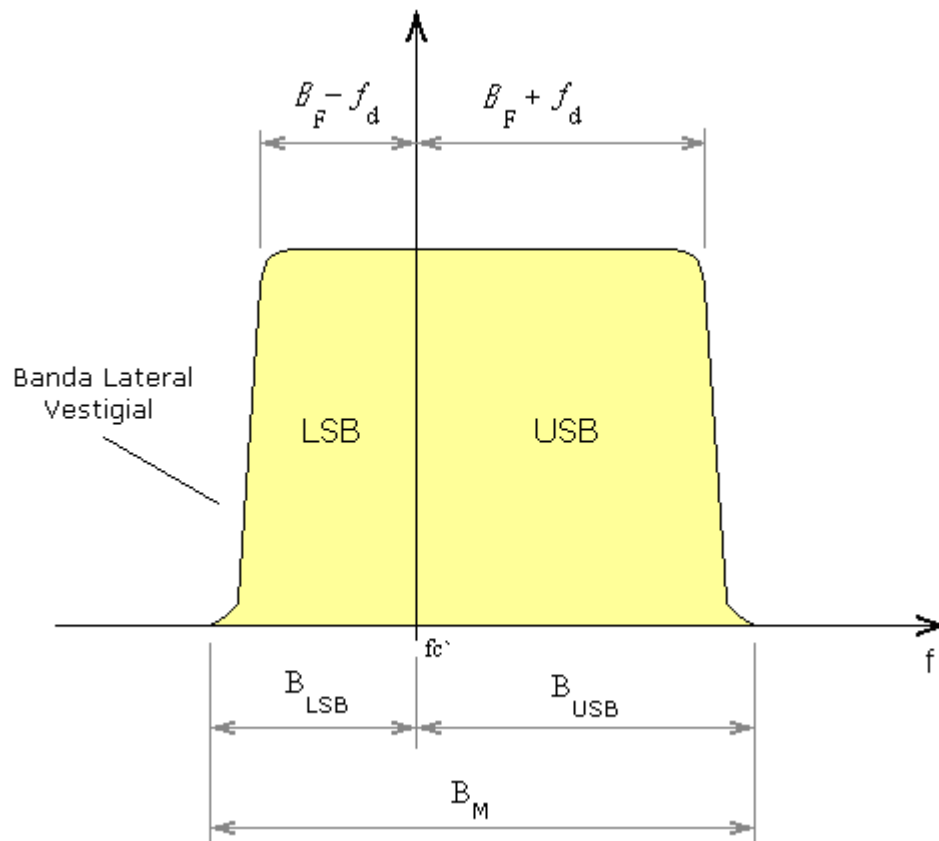


Figura 3. 11 - Sinal modulado em amplitude com bandas laterais assimétricas

A Figura 3.11 permite escrever que a largura de faixa da banda lateral vestigial B_{LSB} e a largura de faixa da banda lateral superior B_{USB} valem, respectivamente:

$$B_{LSB} = B_F - f_d \quad (3.14)$$

$$B_{USB} = B_F + f_d \quad (3.15)$$

Desta forma, tem-se que a largura de faixa do sinal modulado B_M vale:

$$B_M = B_{LSB} + B_{USB} = B_F - f_d + B_F + f_d = 2.B_F \quad (3.16)$$

Isto também acarreta que a frequência efetiva da portadora do sinal modulado f_c' vale:

$$f_c' = f_c - f_d \quad (3.17)$$

Se o modulador estiver configurado para cancelar a banda lateral superior, conforme a eq. (3.10), o resultado obtido é mostrado na Figura 3.12.

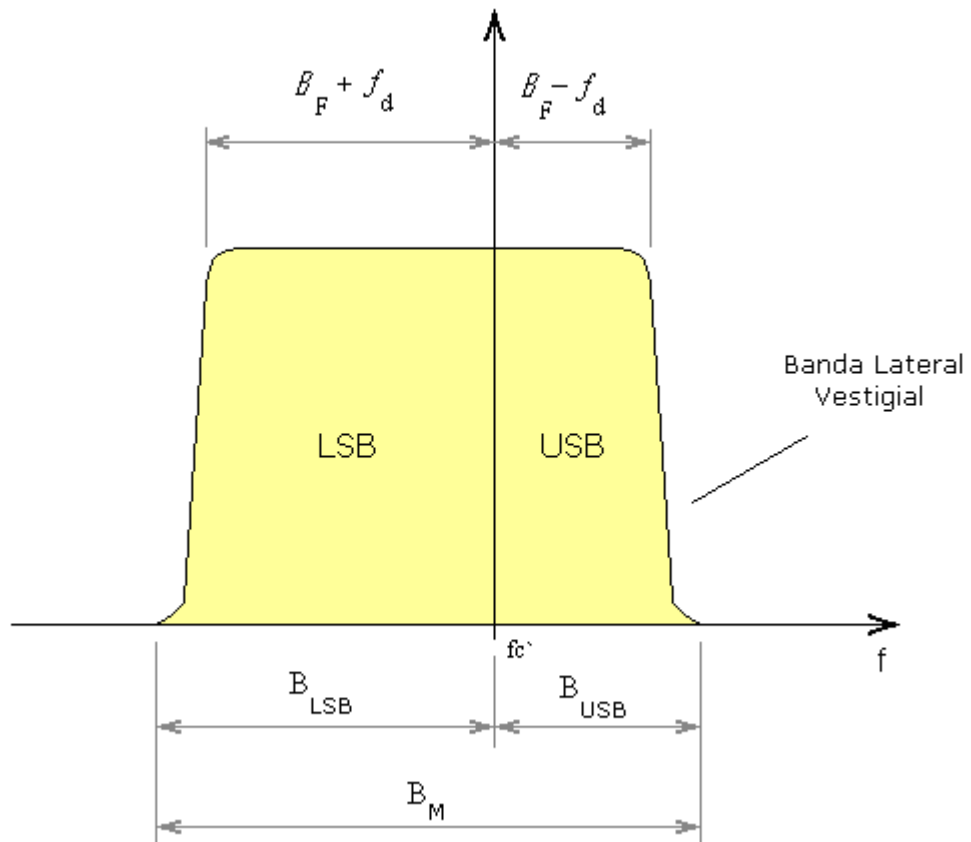


Figura 3. 12 - Sinal modulado em amplitude com bandas laterais assimétricas

Neste caso, a frequência efetiva f_c' da onda portadora vale:

$$f_c' = f_c + f_d \quad (3.18)$$

Pode-se observar que, se $B_F = f_d$, tem-se a banda lateral vestigial igual a zero, obtendo-se o modulador *SSB* como um caso particular do método de Weaver. Para melhor conceituar o aparecimento da banda lateral vestigial é interessante observar o esquema da Figura 3.11, no qual, para todas as componentes de frequência do espectro $M(f)$, se verifica que:

$$f_n + f_d \leq B_F \quad (3.19)$$

Nesta condição não ocorre o dobramento do espectro, pois os termos $\cos[2\pi(f_n - f_d)]$ e $\cos[2\pi(f_n + f_d)]$, da eq. (3.4), e os termos $\sin[2\pi(f_n - f_d)]$ e $\sin[2\pi(f_n + f_d)]$, da eq. (3.5), conseguem passar pelo filtro Passa-baixa. Portanto, tudo se passa como se os sinais I e Q fossem sinais modulados em amplitude com as duas bandas laterais presentes.

Então, sempre que $f_n + f_d \leq B_F$, o modulador de Weaver se comporta como um modulador *AM-DSB*. Sendo assim, é possível antecipar, até mesmo de forma qualitativa, o efeito de decaimento do filtro (*roll-off*), pois a transição entre *SSB* e *DSB* depende das características do mesmo.

Pode-se considerar, também, a possibilidade do modulador de Weaver não suprimir completamente a portadora, obtendo-se assim uma componente na frequência f_c' com a amplitude desejada. Esta componente é chamada de portadora piloto e, quando presente no sinal modulado, facilita enormemente o projeto dos receptores, pois a recuperação da onda portadora, necessária ao processo de demodulação, pode ser feita com um simples *PLL*.

O sistema de televisão digital proposto pela *ATSC (8-VSB)* utiliza a portadora piloto, o que facilita o projeto do receptor, além de aumentar a probabilidade de se receber os sinais sem erros na presença de ruído.

Para gerar a portadora piloto, basta somar ao sinal modulante $m(t)$ um nível de tensão contínua V_d como mostra a Figura 3.13.

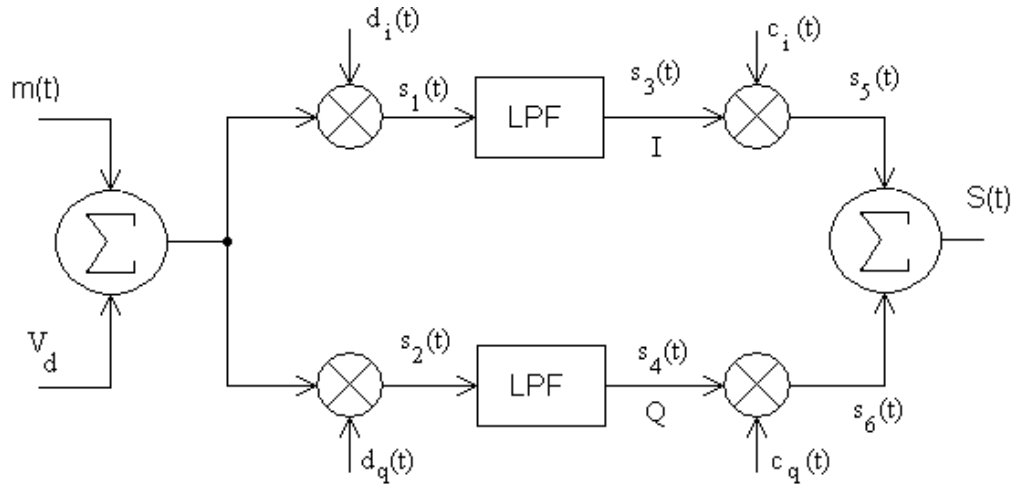


Figura 3. 13 - Esquema para geração da portadora piloto

Uma vez que teoricamente a modulação em amplitude é um processo linear, pode-se fazer $m(t) = 0$ e considerar apenas a influência do nível de tensão contínua V_d . Então:

$$s_1(t) = s_3(t) = V_d \cos(2\pi.f_d t) \quad (3.20)$$

$$s_2(t) = s_4(t) = V_d \sin(2\pi.f_d t) \quad (3.21)$$

$$s_5(t) = s_3(t) \cos(2\pi.f_c t)$$

$$s_5(t) = V_d \cos(2\pi.f_d t) \cos(2\pi.f_c t)$$

$$s_5(t) = V_d \left\{ \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_d + f_c)t] + \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_d - f_c)t] \right\} \quad (3.22)$$

$$s_6(t) = s_4(t) \sin(2\pi.f_c t)$$

$$s_6(t) = V_d \sin(2\pi.f_d t) \sin(2\pi.f_c t)$$

$$s_6(t) = V_d \left\{ -\frac{1}{2} \cos[2\pi(f_d + f_c)t] + \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_d - f_c)t] \right\} \quad (3.23)$$

Assim, o sinal $s(t)$ de saída será dado por:

$$s(t) = s_5(t) + s_6(t)$$

$$s(t) = V_d \cos[2\pi(f_c - f_d)t] , \text{ mas } f'_c = f_c - f_d . \text{ Logo:}$$

$$s(t) = V_d \cos(2\pi.f'_c t) \quad (3.24)$$

Se $s(t) = s_5(t) - s_6(t)$, então:

$$s(t) = V_d \cos[2\pi(f_c + f_d)t] , \text{ mas } f'_c = f_c + f_d . \text{ Desta forma:}$$

$$s(t) = V_d \cos(2\pi.f'_c t) \quad (3.25)$$

Então, analisando as equações (3.24) e (3.25), conclui-se que a amplitude da portadora piloto depende linearmente da intensidade do nível de tensão contínua aplicada.

Foi comentado anteriormente que o sinal digital apresenta, durante parte do tempo, picos elevados de potência em relação à potência média do sinal modulado, exigindo uma alta linearidade dos amplificadores. O modulador de Weaver se adapta perfeitamente à implementação de pré-corretores digitais, os quais compensam a não-linearidade dos amplificadores, obviamente considerando a implementação digital do modulador^{1, 2, 4, 5, 17, 20}. Pode-se fazer a linearização mapeando-se ponto a ponto cada vetor complexo de entrada (*Complex Vector Mapping*), utilizando-se os sinais I e Q que deverão ser somados aos sinais de erro para proceder a linearização.

Pode-se caracterizar o sistema de amplificação pela conversão modulação em amplitude para modulação em amplitude (*AM-AM*) e modulação em amplitude para

modulação em fase (*AM-PM*) e proceder a linearização do ganho e da fase por faixas de excursão do sinal de entrada, processo este conhecido na atual literatura como Mapeamento Complexo de Ganho (*Complex Gain Mapping*)^{1, 2, 4, 5, 17, 20}.

Esta abordagem é mais simples, sendo, portanto, mais utilizada. A Figura 3.14 mostra, de forma simplificada, o ponto no modulador de Weaver no qual deve ser inserido o sistema de linearização.

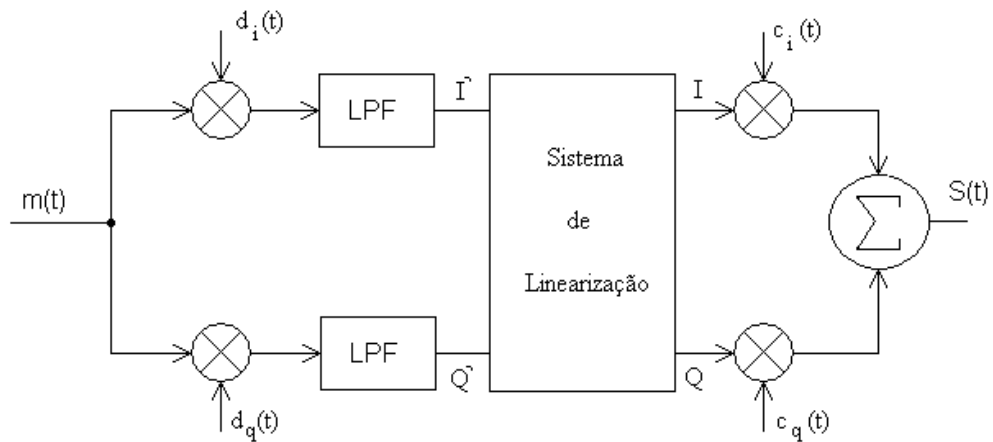


Figura 3. 14 - Modulador de Weaver com pré-corretor incluído

3.3 – TRANSLADO DE FREQUÊNCIAS

Se faz importante também comentar sobre a necessidade de se transladar o sinal obtido na saída do modulador para uma frequência mais alta, apresentando uma forma eficiente de fazê-lo. A frequência da onda portadora obtida na saída dos moduladores, mesmo em se tratando de implementação analógica, quase sempre é muito menor que a frequência desejada na saída do transmissor. Quando se trata de implementação digital o problema se agrava, pois a máxima frequência obtida é uma fração da frequência do relógio (frequência do *clock*). Mesmo considerando o enorme desenvolvimento dos *FPGA*'s quanto à máxima frequência de relógio, ainda assim a frequência obtida está longe de ser confortável para se fazer o translado, como se pode ver a seguir.

O esquema básico para translado de frequência é o mostrado na Figura 3.15, na qual $s(t)$ representa o sinal modulado, cuja frequência efetiva é f_c' com $f_o > f_c'$.

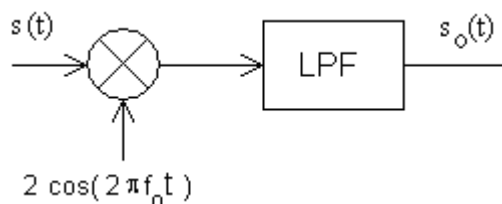


Figura 3. 15 - Esquema básico para translado de frequência, com $f_o > f_c'$

Seja $s(t) = \sum_{n=1}^N E_n \cos[2.\pi(f_c - f_d + f_n)t]$. Tomando o sinal *SSB* com faixa lateral superior como um exemplo, tem-se $s_o(t) = s(t)2\cos(2.\pi f_o't)$, onde f_o' representa a frequência de uma onda portadora maior que f_c' . Portanto:

$$s_o(t) = \sum_{n=1}^N E_n \cos[2.\pi(f_o - f_c - f_n + f_d)t] + \sum_{n=1}^N E_n \cos[2.\pi(f_o + f_c + f_n - f_d)t] \quad (3.26)$$

O espectro resultante dado pela equação (3.26) é mostrado na Figura 3.16, na qual $f_o' = f_o \pm f_c'$.

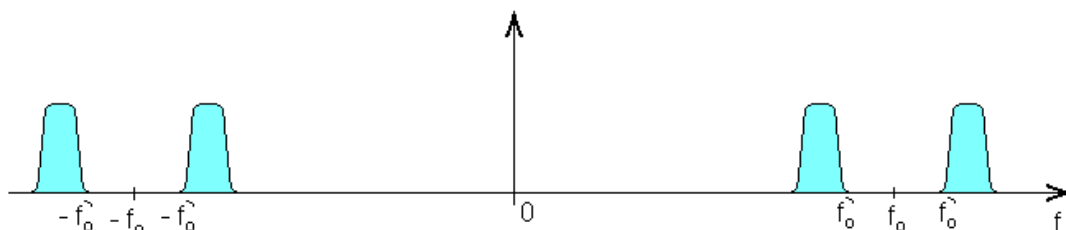


Figura 3. 16 - Espectro resultante da eq. (3.26)

Nota-se, que apenas uma das componentes, $(f_o + f_c')$ ou $(f_o - f_c')$, deverá ser selecionada. Portanto, o filtro passa-faixa deverá prover a atenuação necessária na componente indesejada.

Entretanto, se $f_c' \ll f_o$, as duas faixas de saída, à direita e à esquerda de f_o , estarão muito próximas uma da outra e, o filtro deverá ter um fator de mérito muito elevado. Isto requer um projeto mais elaborado e, provavelmente, de custo mais elevado. Sabe-se, também, que quanto mais seletivo for um filtro, maior será o atraso

de grupo apresentado e, conseqüentemente, maior será a dificuldade de correção das distorções lineares e não-lineares.

Desta maneira, deve-se imaginar um processo de translado semelhante ao usado no modulador de *SSB*, ou seja, deseja-se obter um sistema de translado no qual o cancelamento de uma das faixas laterais ocorra naturalmente, ou que, pelo menos, haja uma atenuação considerável pelo próprio processo de translado, para que a seletividade do filtro passa-faixa seja menor. A equação (3.27) mostra que:

$$s_o(t) = s(t)\cos(2\pi.f_o.t) \mp \hat{s}(t)\text{sen}(2\pi.f_o.t) \tag{3.27}$$

Se a transformada de Hilbert for exata, o sinal $s_o(t)$ terá apenas uma das faixas selecionada, e o translado será feito como mostra a Figura 3.17. A Figura 3.18 mostra o translado de frequência aproveitando a faixa superior, isto é, a faixa com frequências superiores a f_o .

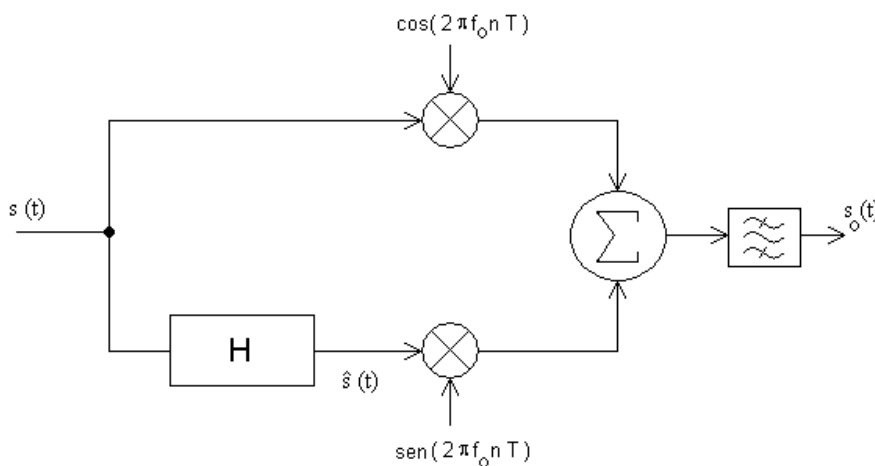


Figura 3. 17 - Translado de frequência usando o princípio da modulação em *SSB*

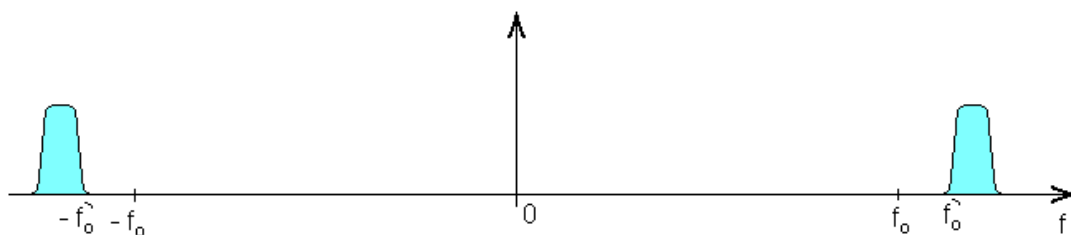


Figura 3. 18 - *Translado de frequência usando-se a mesma técnica para geração de sinais SSB*

Usando esta técnica, mesmo que a transformada de Hilbert não seja perfeita e o cancelamento de uma das faixas laterais não seja perfeito, nota-se que o projeto do filtro torna-se bem mais simples, pois parte da atenuação será obtida naturalmente ao longo do processo. Pode-se obter um transformador de Hilbert simples quando a largura de faixa do sinal $s(t)$ for pequena em relação à frequência efetiva da onda portadora f_c' , usando-se um trecho de linha de transmissão com comprimento elétrico βl igual a $\pi/2$ radianos, onde β representa a constante de fase da linha de transmissão e l representa o comprimento físico do trecho de linha. Então:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3.28)$$

onde λ_g é o comprimento de onda guiado. Logo:

$$\frac{2\pi}{\lambda_g} l = \frac{\pi}{2} \quad \rightarrow \quad l = \frac{\lambda_g}{4}$$

Assim, o comprimento da linha deverá ser igual a um quarto do comprimento de onda guiado. Obtém-se, portanto, o esquema da Figura 3.19.

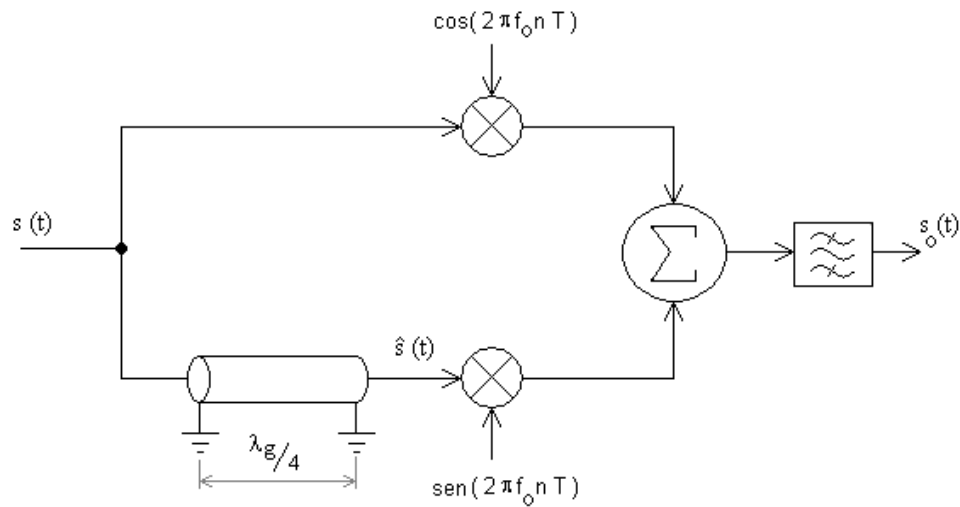


Figura 3. 19 - Esquema de um conversor de frequências usando transformador de Hilbert

A seguir apresentam-se algumas simulações realizadas no simulador *VisSim*, com o objetivo de validar a teoria apresentada neste capítulo. A primeira simulação mostra o modulador de Weaver, gerando um sinal *SSB*. Em seguida, são apresentadas duas simulações com banda lateral vestigial inferior e superior, e por último pode-se observar uma simulação mostrando um sinal δ -*VSB* com a portadora piloto.

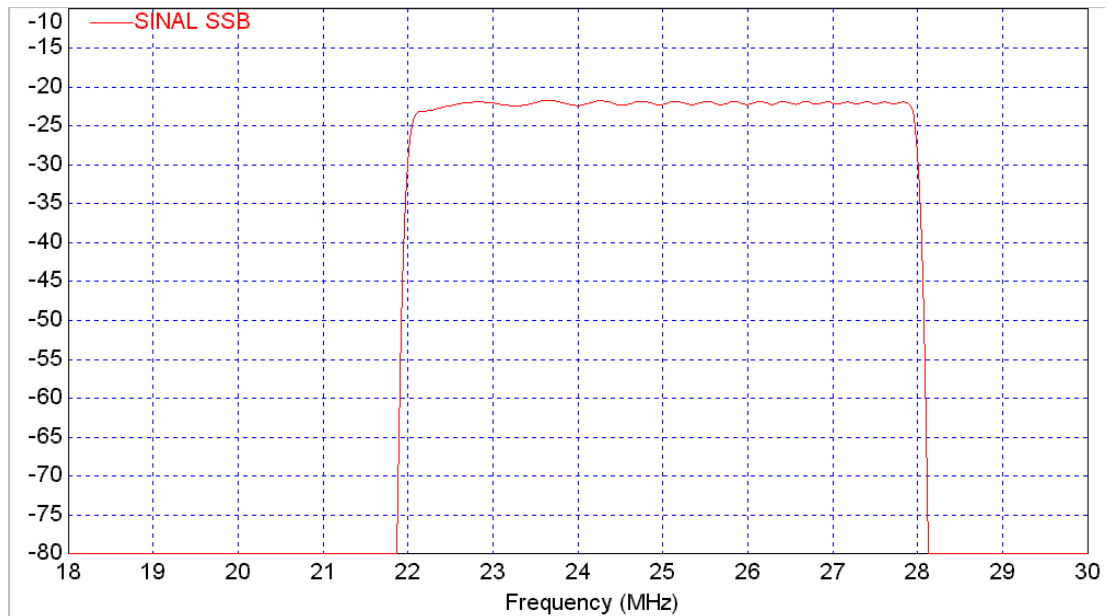


Figura 3. 20 – Sinal SSB com $f_c = 25\text{MHz}$, $f_d = 3\text{MHz}$, $B_F = 3\text{MHz}$ e $\frac{w}{2\pi} = 6\text{MHz}$

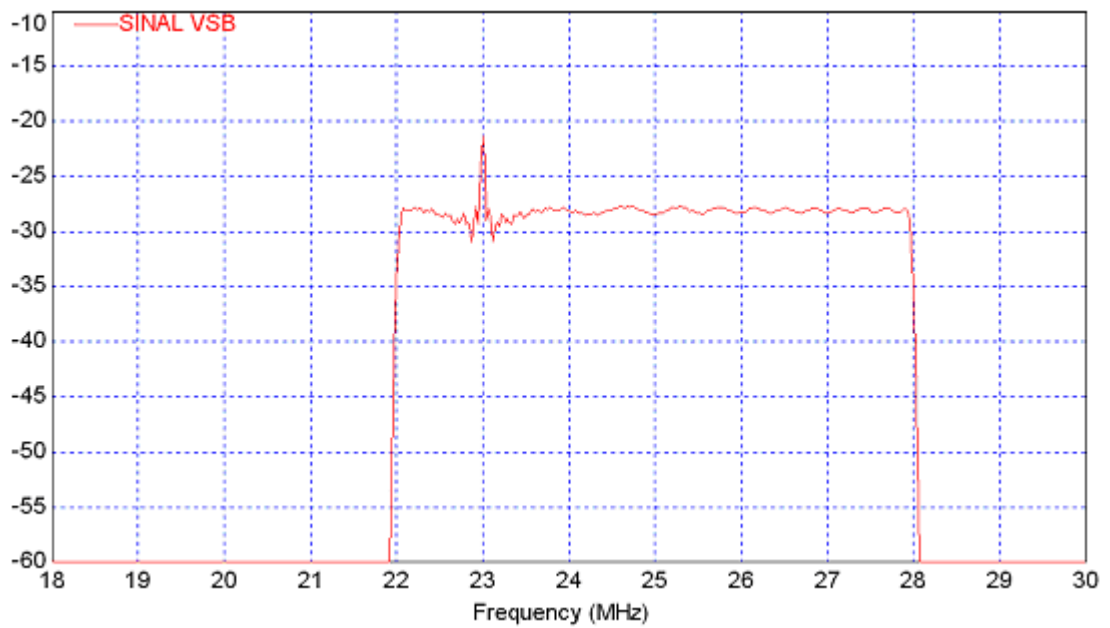


Figura 3. 21 - Sinal VSB com $f_c = 25\text{MHz}$, $f_d = 2\text{MHz}$, $B_F = 3\text{MHz}$ e $\frac{w}{2\pi} = 5\text{MHz}$, gerado a partir da soma de $s_5(t)$ e $s_6(t)$

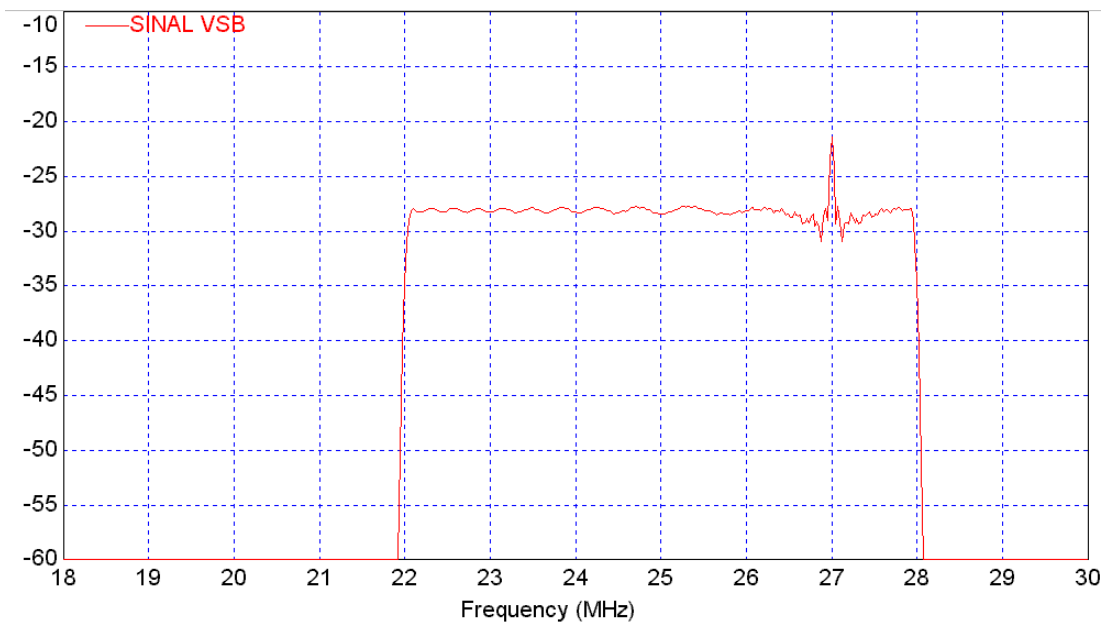


Figura 3. 22 - Sinal VSB com $f_c = 25\text{MHz}$, $f_d = 2\text{MHz}$, $B_F = 3\text{MHz}$ e $\frac{w}{2\pi} = 5\text{MHz}$, gerado a partir da subtração de $s_5(t)$ e $s_6(t)$

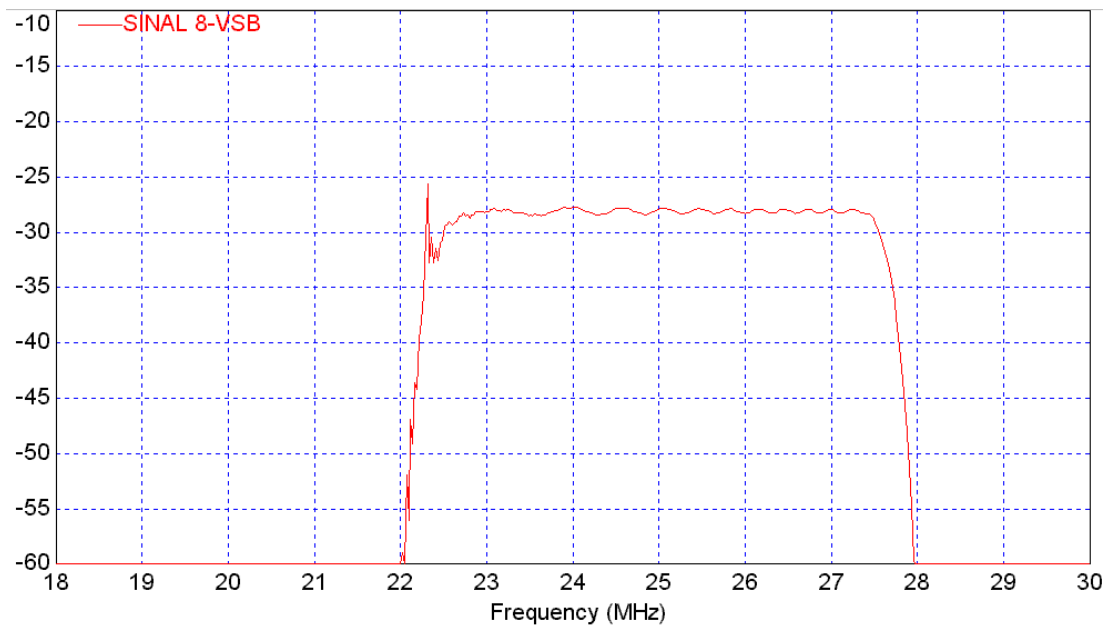


Figura 3. 23 – Sinal modulado em 8-VSB com taxa de símbolo de 10,76224 Megahertz e filtros passa-baixa com fator de roll-off igual a zero

No capítulo seguinte serão apresentados os resultados práticos obtidos com a implementação do método de Weaver para um modulador 8-VSB.

CAPÍTULO 4

DESENVOLVIMENTO DE UM PROTÓTIPO PARA MODULAÇÃO 8-VSB

4.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo será detalhado o desenvolvimento de um protótipo para a modulação 8-VSB, que se faz necessário por ser a etapa que definirá as características da máscara de emissão e a relação sinal ruído obtida para que o sistema atenda a rígida máscara do FCC.

O protótipo apresenta um sinal modulado em 8-VSB, dentro dos padrões exigidos pela ATSC de acordo com o diagrama em bloco proposto pela mesma, mostrado na Figura 4.1. Deste diagrama serão implementados os blocos em laranja, que representam o modulador propriamente dito, desconsiderando o que foi feito anteriormente a essa etapa, ou seja, admitindo que há disponível para modulação, um *feixe de dados* com taxa de símbolo de 10,76224 Megahertz e que a recuperação de relógio já foi realizada ^{6, 8, 13, 16}.

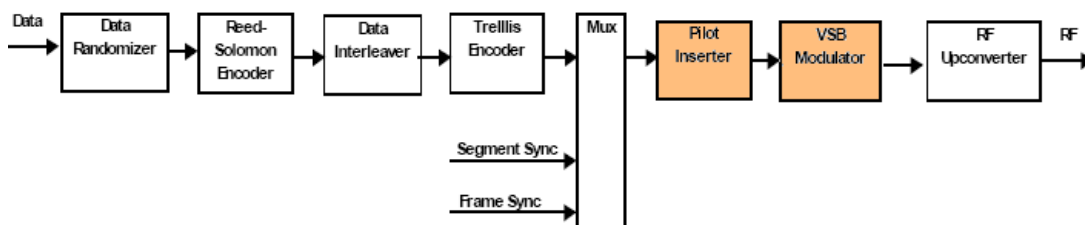


Figura 4. 1 – Diagrama em blocos do transmissor 8-VSB da ATSC

4.2 – DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMÁVEIS

Dispositivos lógicos programáveis *PLD's (Programmable Logic Devices)* são dispositivos utilizados para implementar funções lógicas. A programação destes dispositivos é feita via software *QUARTUS II.2*, fornecido pela *Altera Corporation*.

Para a implementação do protótipo foram utilizados dois *FPGA's* com aproximadamente 6000 elementos lógicos e 96 pinos de *I/O*, cada um. A vista superior da forma de encapsulamento de um dos *FPGA's* é mostrada na Figura 4.2. O grau de utilização de um dos componentes, assim como a distribuição dos elementos lógicos dentro do mesmo podem ser visualizados na Figura 4.4.

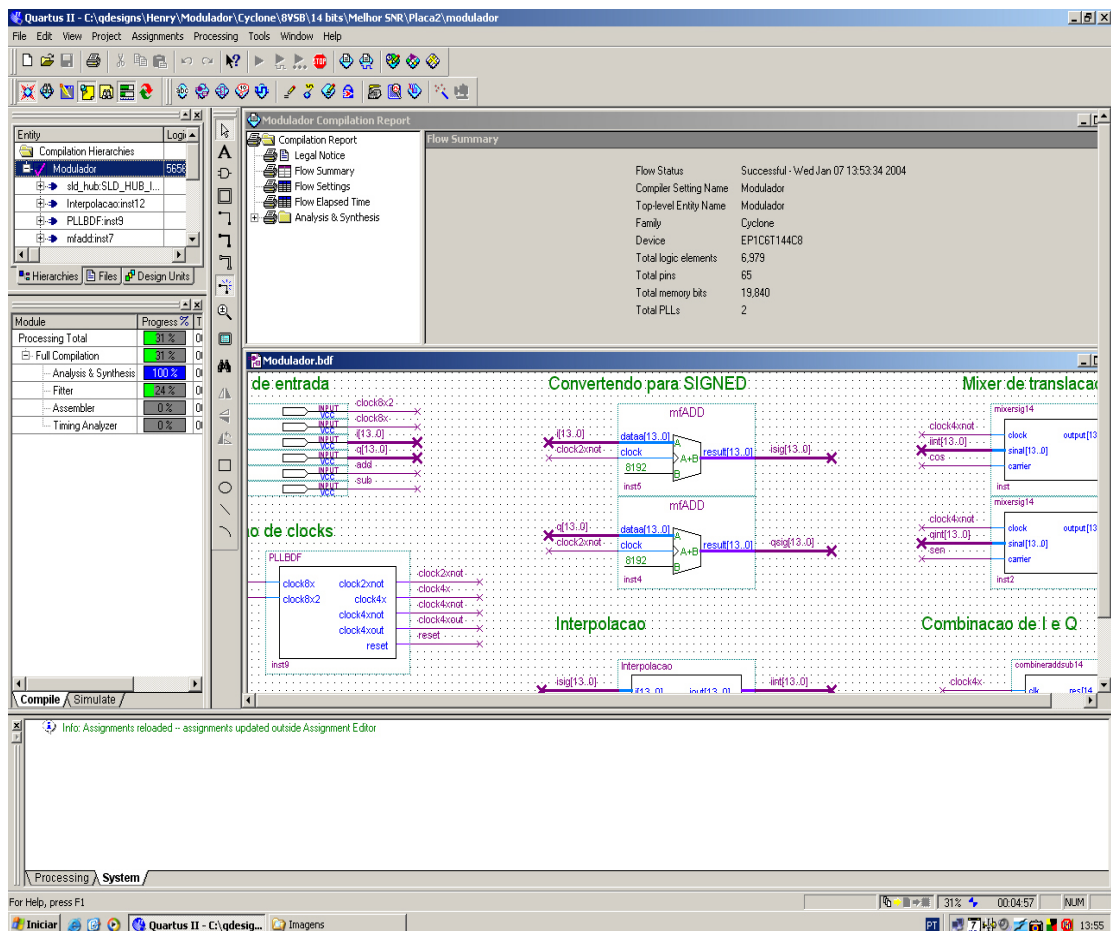


Figura 4. 2 - Tela do software Quartus II.2

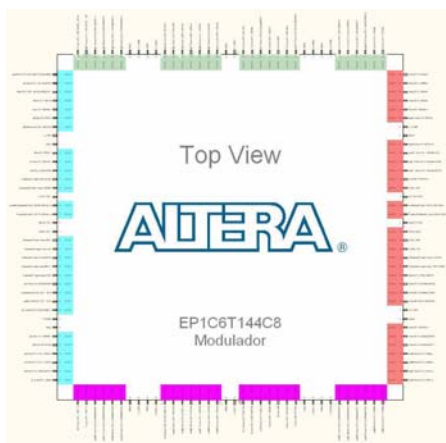


Figura 4.3 - Encapsulamento externo de um FPGA

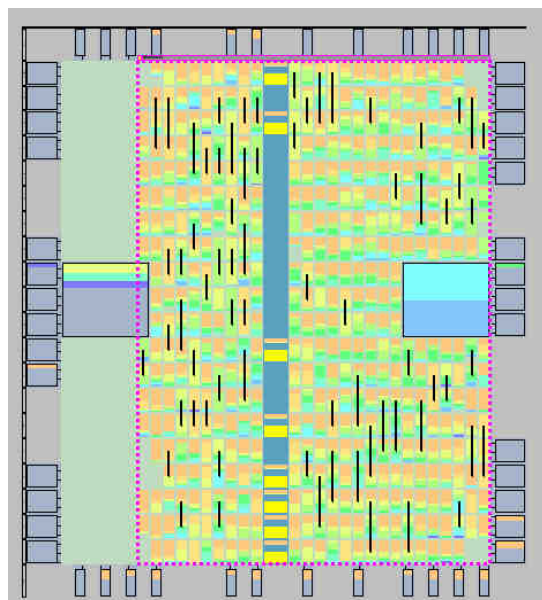


Figura 4.4 - Parte interna de um FPGA

4.3 – DETALHAMENTO DO PROTÓTIPO

O protótipo do Modulador δ -VSB foi implementado em um *hardware* constituído das seguintes partes:

- Uma placa com um *FPGA* que executa a mistura de dobramento, a filtragem passa-baixa e a primeira interpolação;

- Uma placa com um *FPGA* que executa a segunda interpolação e a mistura para canal;
- Uma placa que contém um cristal de 10,76224 *Megahertz* e um *PLL* que eleva esta frequência para 8 vezes o seu valor, gerando a frequência de processamento do sistema;
- Uma placa que contém um *DAC* de 14 *bits* operando na frequência de 43,04 *Megahertz*.

4.4 – DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO

4.4.1 – INTRODUÇÃO

O processo de modulação digital é basicamente uma sucessão de translados e filtragens realizadas digitalmente. Sendo assim, será detalhado o modo de implementação de filtros e misturadores digitais em *FPGA*'s.

4.4.2 – FILTROS DIGITAIS

Muitos sistemas digitais utilizam filtragens para remover o ruído indesejável, para realizar formatação de espectro, ou para realizar detecção ou análise de sinais. Dois tipos de filtros que fornecem essas funções são filtros de resposta ao impulso finita (*FIR*) e filtros de resposta ao impulso infinita (*IIR*)^{11,13}. Os filtros *FIR* são usados em sistemas em que se deseja uma resposta em fase linear e que possuem uma estrutura inerentemente estável. Os filtros *IIR* são usados em sistemas em que a distorção de fase é tolerável. Aplicações típicas destes filtros incluem tratamento de sinais, seleção de banda e filtragem passa-baixa.

As características do filtro *FIR* de resposta em fase linear e estabilidade inerente tornam atrativa a sua utilização em um grande número de sistemas. Entretanto, para uma dada resposta em frequência, a ordem de um filtro *FIR* é muito maior que a de um filtro *IIR*, o que torna o uso de filtros *FIR* mais dispendioso.

4.4.2.1 – O USO DA MEGAFUNÇÃO

Para agilizar o desenvolvimento de protótipos, a *Altera Corporation* disponibiliza uma Megafunção (*FIR Compiler*) que é um código genérico em *VHDL* para síntese de filtros digitais. É possível ajustar o número de conexões (*taps*), a taxa de amostragem, o tipo de filtro e o tipo de janelamento para se obter a resposta em frequência desejada.

O *FIR Compiler* pode sintetizar filtros de até 2047 *taps*, podendo operar com taxa única ou realizar interpolações ou decimações por até 16 vezes. O número de *bits* por coeficiente pode chegar a até 32 *bits*. Os *bits* de saída do filtro podem ser truncados, arredondados ou saturados de acordo com a necessidade do protótipo.

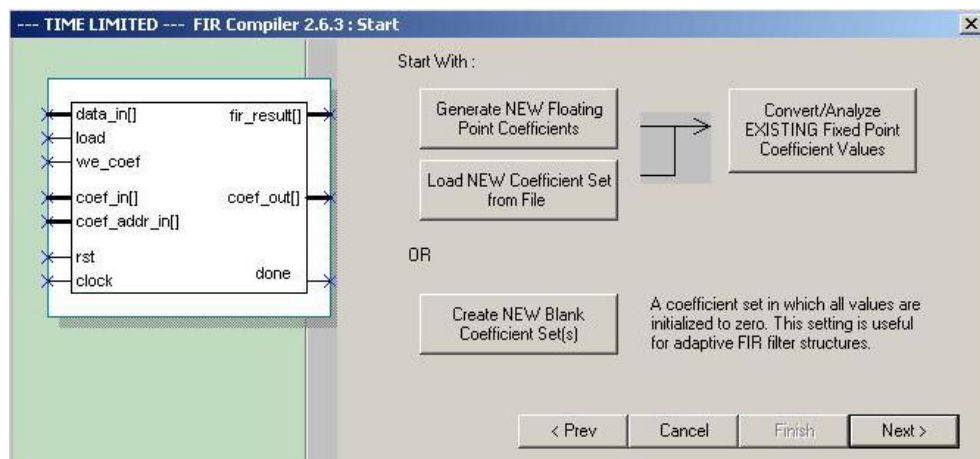


Figura 4.5 - Tela de seleção de filtros

O *FIR Compiler* cria automaticamente os coeficientes, com um dado número de *taps* especificado, para os seguintes tipos de filtros:

- Passa-baixa;
- Passa-alta;
- Passa-faixa;
- Rejeita-faixa;
- Co-seno elevado;
- Raiz de co-seno elevado.

Esta Megafunção permite efetuar os seguintes tipos de janelamento:

- Janela Retangular;
- Janela de Hanning;
- Janela de Hamming;
- Janela de Blackman.

4.4.2.1.1 – FILTRO PASSA-BAIXA

No modulador δ -*VS*B, o Filtro passa-baixa tem a função de filtrar o sinal de saída do misturador de dobramento, removendo a faixa lateral indesejável e promovendo a formatação necessária na faixa lateral desejável. Para este modulador, especificamente, o Filtro passa-baixa na verdade é um filtro do tipo *Root Raised Cossine* com um fator de *roll-off* de 11,5%.

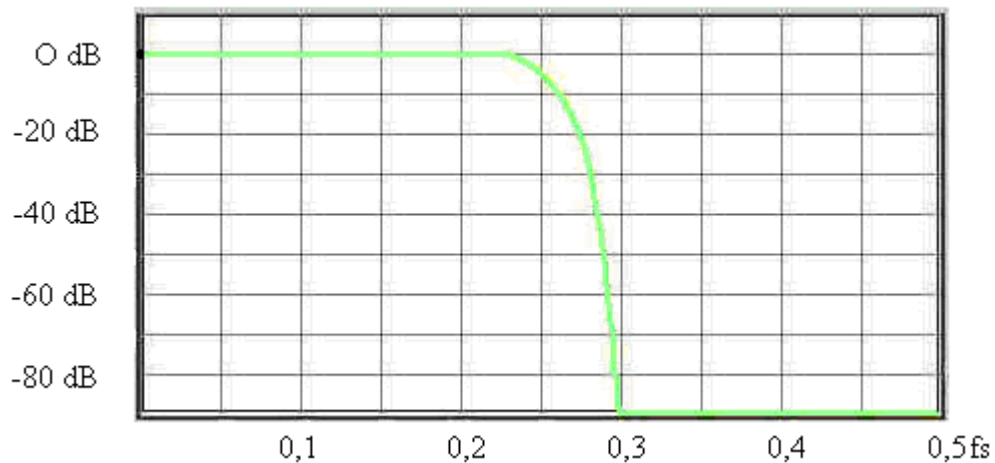


Figura 4. 6 – Resposta em frequência do filtro *Root Raised Cossine*

4.4.2.1.2 – FILTROS INTERPOLADORES

Na implementação do modulador δ -*VS*B faz-se necessário o uso de três filtros interpoladores. O processo de interpolação gera pontos extras entre as amostras

originais elevando a taxa do sinal processado. Quando um sinal é interpolado, zeros são inseridos entre as amostras do dado e em seguida este dado é filtrado para remover componentes espectrais que não estavam presentes no sinal original.

No protótipo desenvolvido, a primeira interpolação eleva a taxa do sinal de 10,76 *Msp*s para 21,52 *Msp*s, distanciando assim as réplicas do sinal modulado e facilitando a filtragem analógica. Na segunda interpolação, a taxa do sinal é elevada para 43,04 *Msp*s, distanciando ainda mais as réplicas espectrais e fazendo com que o sinal modulado esteja centrado em 10,76 *Megahertz*.

A terceira interpolação não foi realizada. Nesta etapa, a frequência de operação seria de 86,08 *Megahertz* e o *hardware* utilizado não suportaria operar nestas condições, uma vez que o sinal, ao trafegar de uma placa para outra por meio de cabos *Ribbon*, sofreria o efeito da indutância distribuída no cabo aumentando assim seu tempo de subida e tornando inviável o seu processamento. Para efetuar a terceira amostragem, se tornaria necessária a utilização de uma placa única na qual o sinal não sofresse os efeitos provocados pelo cabo *Ribbon*.

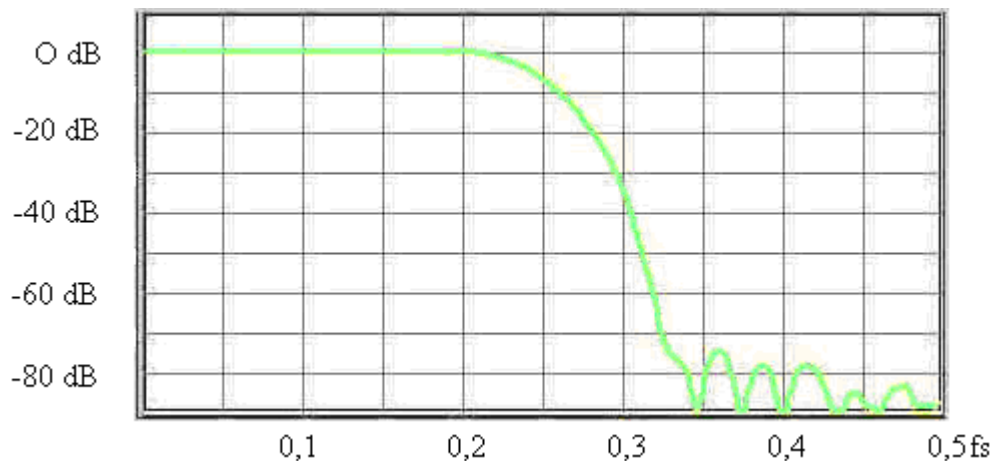


Figura 4.7 - Primeiro filtro interpolador

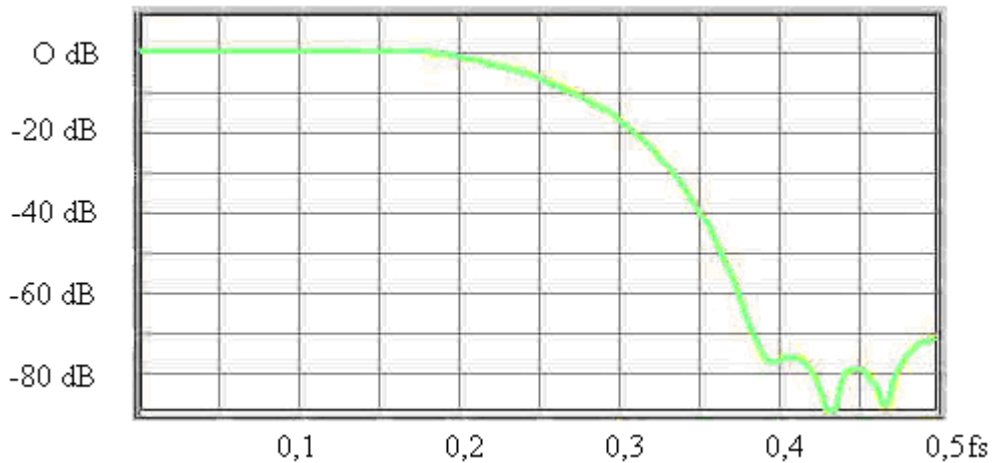


Figura 4.8 - Segundo filtro interpolador

4.4.3 – MISTURADORES DIGITAIS

Os misturadores digitais superam a maioria dos problemas associados aos misturadores analógicos e, em muitos casos, podem ser considerados ideais. Os misturadores digitais complexos, que produzem apenas o produto de saída desejado, são também muito usados no universo tecnológico atual. No modulador em questão, dois tipos de mistura são realizadas: mistura de dobramento e mistura de translação.

4.4.3.1 – MISTURADOR DE DOBRAMENTO

Esta mistura tem por objetivo transladar o sinal de tal forma que uma das faixas laterais fique centrada na frequência zero. Este tipo de misturador é também chamado de semi-complexo (*half-complex*), pois produz um sinal de saída complexo a partir de uma entrada real. A natureza complexa do filtro está associada ao fato de que, no processo de mistura, o sinal em um dos ramos do misturador será multiplicado por um seno e o sinal no outro ramo será multiplicado por um co-seno.

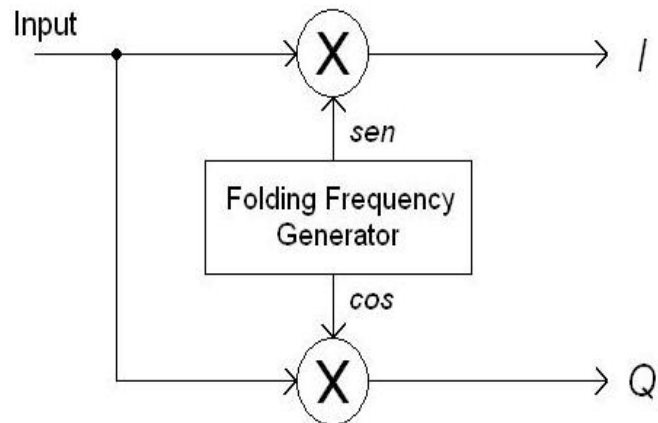


Figura 4.9 - *Misturador de dobramento*

4.4.3.2 – MISTURADOR DE TRANSLAÇÃO

Ao término da mistura de dobramento, da filtragem passa-baixa e das interpolações, os últimos passos a serem executados são a mistura de translação e o cancelamento de uma das faixas laterais. Esta última mistura tem a função única de transladar o sinal já modulado para o canal desejado.

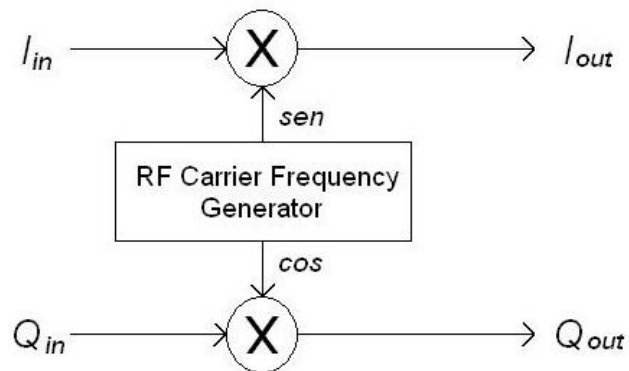


Figura 4.10 - *Misturador de translação*

4.5 – MEDIDAS

4.5.1 – INTRODUÇÃO

Neste tópico serão mostradas algumas medidas efetuadas no protótipo do modulador $8-VSB$ para maior compreensão das etapas do projeto. A Figura 4.11 mostra um sinal modulado $8-VSB$ no domínio do tempo.

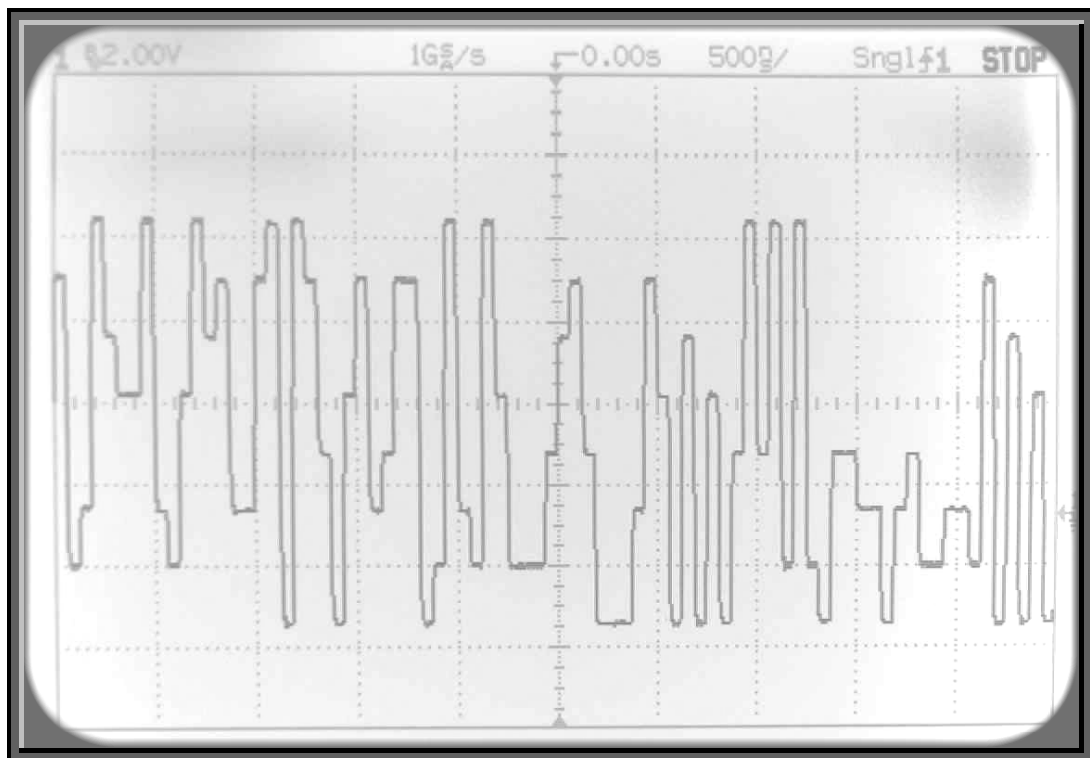


Figura 4. 11 – Sinal a ser modulado com 8 níveis

4.5.2 – MEDIDA DO SINAL APÓS A PRIMEIRA INTERPOLAÇÃO

As Figuras 4.12 e 4.13 mostram o espectro do sinal que foi misturado com dobramento, filtrado com excesso de banda e finalmente interpolado, dobrando sua taxa.

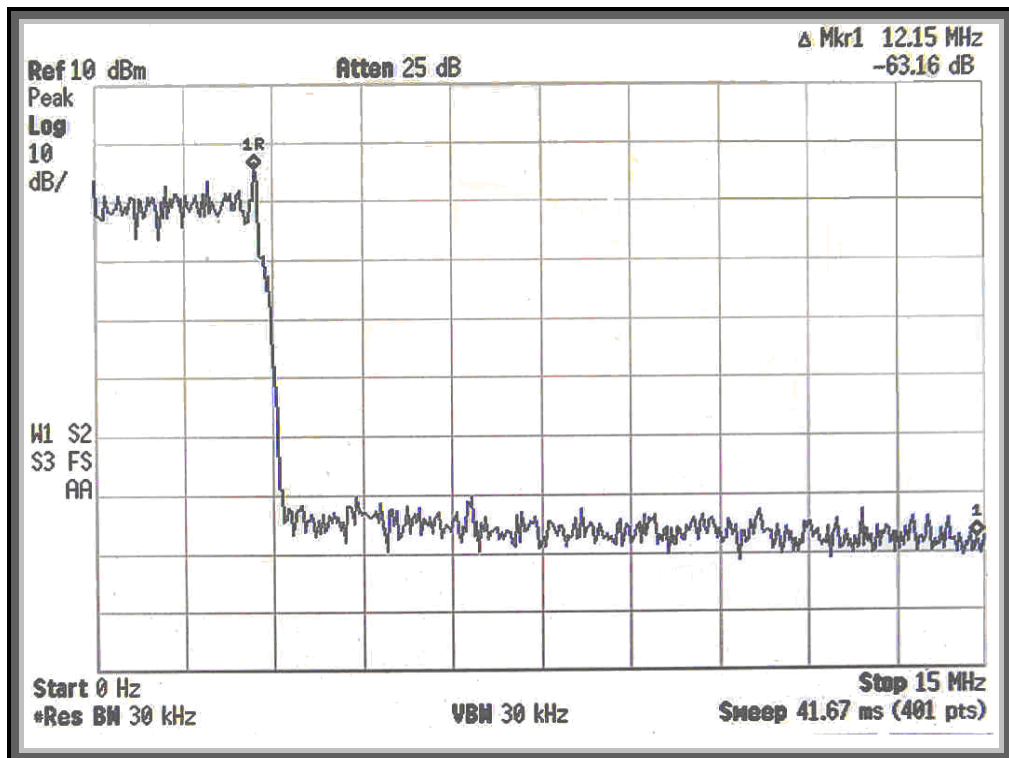


Figura 4. 12 - Sinal na saída da primeira placa contendo o FPGA medido com resolução de 30 KiloHertz.

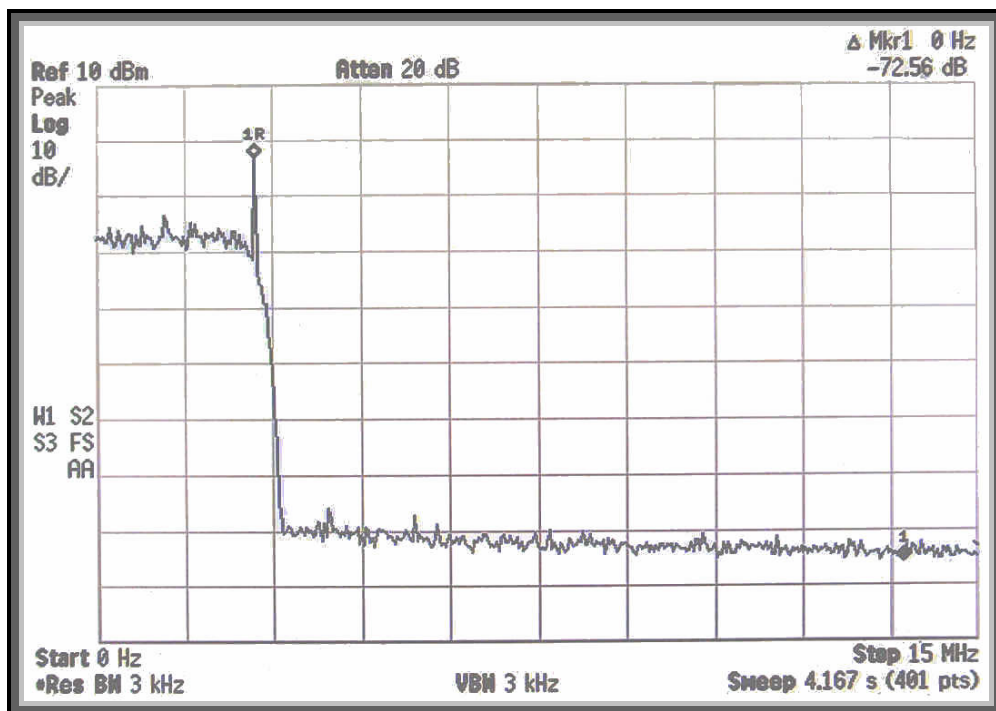


Figura 4. 13 - Sinal na saída da primeira placa contendo o FPGA medido com resolução de 3 KiloHertz

4.5.3 – MEDIDA DO SINAL 8-VSB COM CANCELAMENTO PELA SOMA

A Figura 4.14 mostra o espectro do sinal que foi novamente interpolado, elevando a taxa para 4 vezes o valor da taxa de entrada, e então transladado para o canal centrado em 10,76 *MegaHertz*. O sinal modulado ocupa uma largura de faixa de 6 *MegaHertz* e foi gerado a partir do cancelamento das bandas laterais pela soma dos sinais *I* e *Q*.

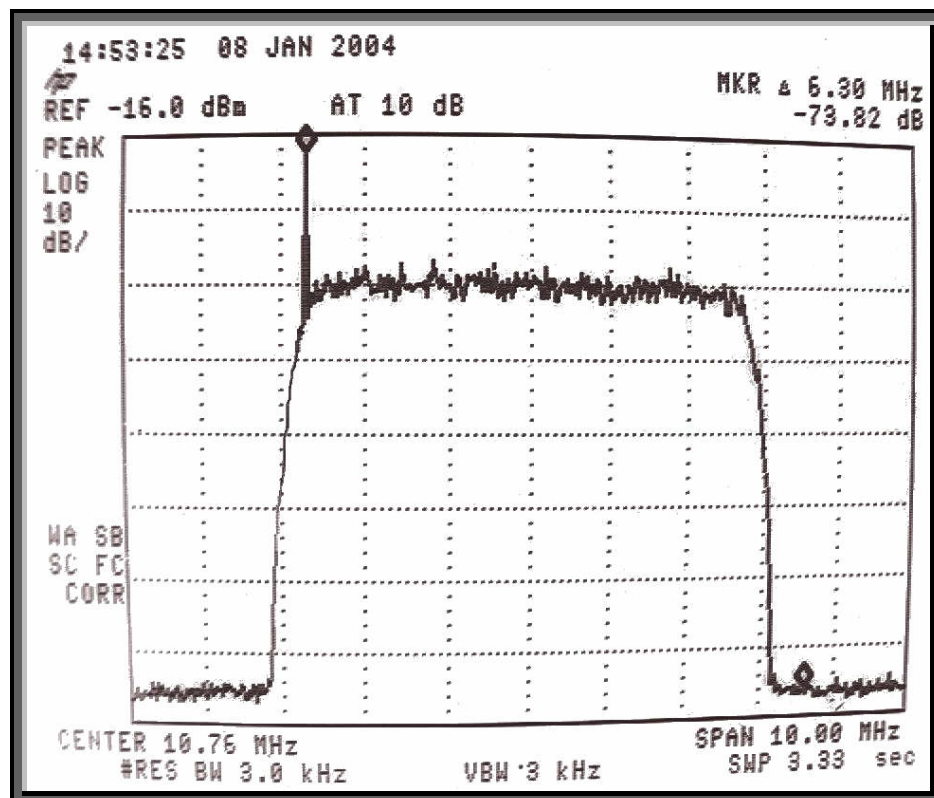


Figura 4. 14 - Sinal na saída da segunda placa contendo o FPGA com cancelamento de bandas pela soma

4.5.4 – MEDIDA DO SINAL 8-VSB COM CANCELAMENTO PELA SUBTRAÇÃO

A Figura 4.15 mostra o espectro do sinal que foi novamente interpolado, elevando a taxa para 4 vezes o valor da taxa de entrada, e então transladado para o canal centrado em 10,76 *MegaHertz*. O sinal modulado ocupa uma largura de faixa de 6 *MegaHertz* e foi gerado a partir do cancelamento das bandas laterais pela subtração dos sinais *I* e *Q*.

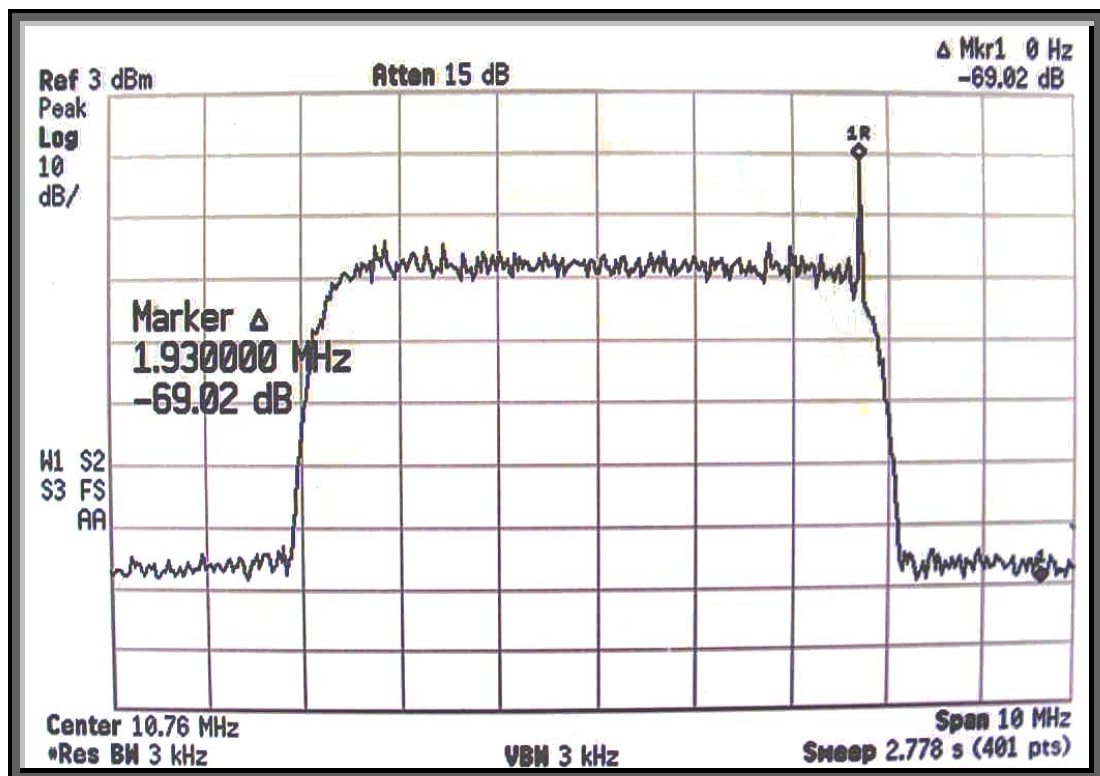


Figura 4. 15 - Sinal na saída da segunda placa contendo o *FPGA* com cancelamento de bandas pela subtração

4.5.5 – EVOLUÇÃO NO DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO MODULADOR 8-*VSB*

Neste tópico serão mostradas as três etapas do desenvolvimento do protótipo do modulador 8-*VSB* e os resultados obtidos em cada fase.

4.5.5.1 – RESULTADOS DA PRIMEIRA FASE

Nesta fase, todo o processamento do sinal dentro do *FPGA* foi feito com 10 *bits* e, portanto, utilizou-se um *DAC* com o mesmo número de bits. Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 4.16 e 4.17.

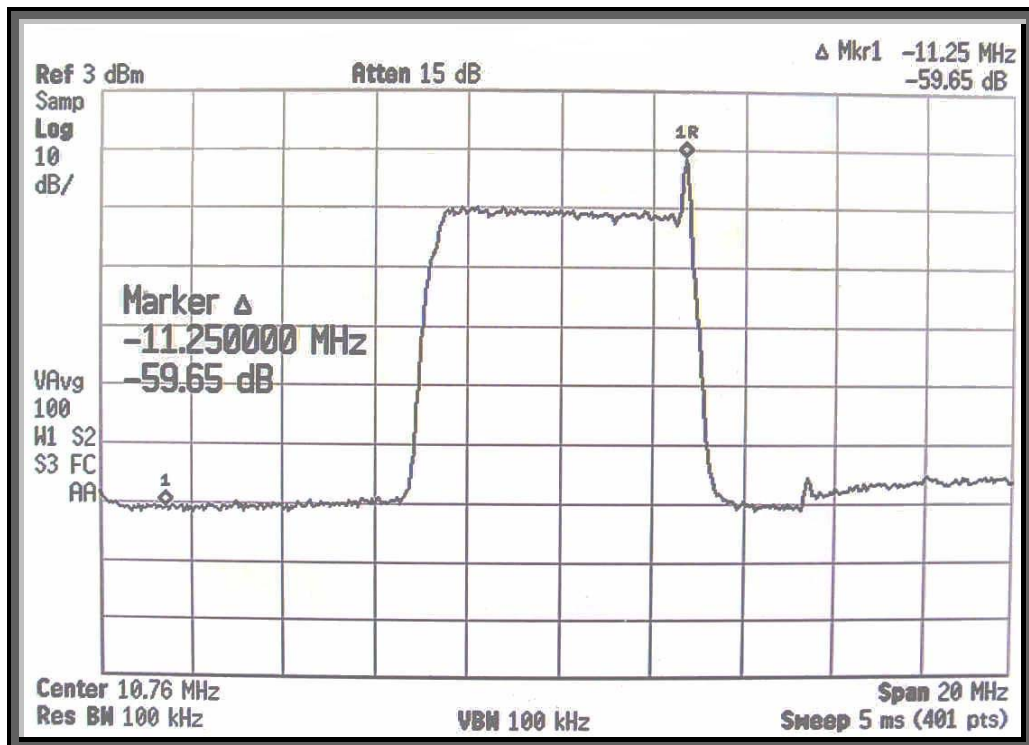


Figura 4. 16 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela subtração

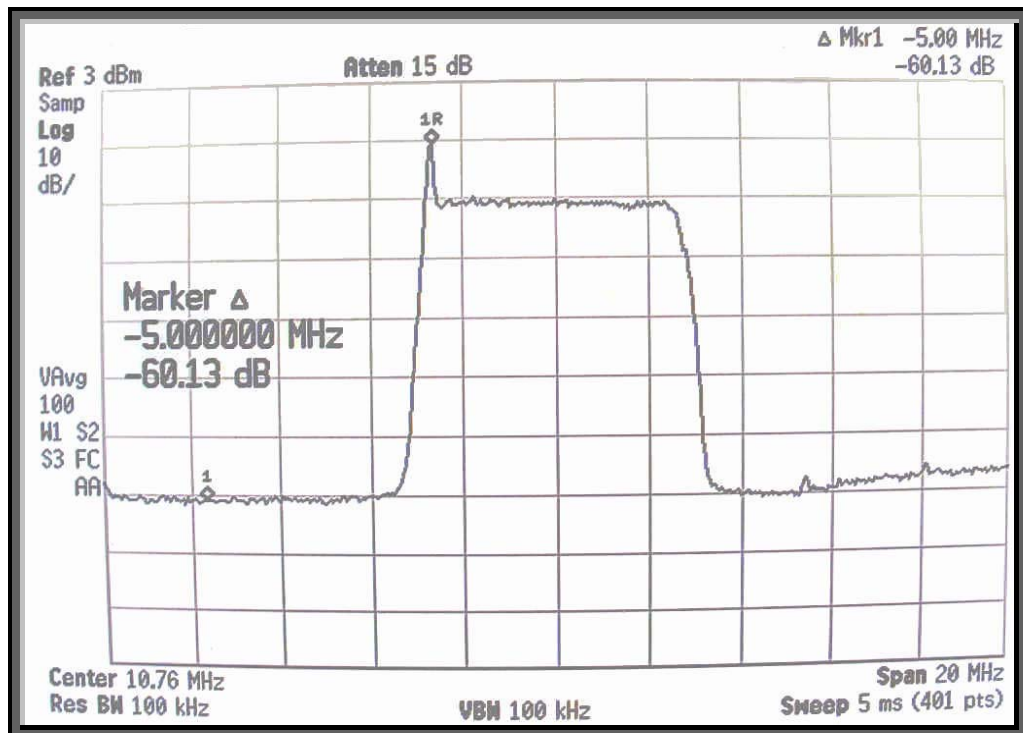


Figura 4. 17 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela soma

4.5.5.2 – RESULTADOS DA SEGUNDA FASE

Na segunda fase, o processamento do sinal dentro do *FPGA* foi feito com 14 *bits* e, portanto, utilizou-se um *DAC* com o mesmo número de *bits*. Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 4.18 e 4.19.

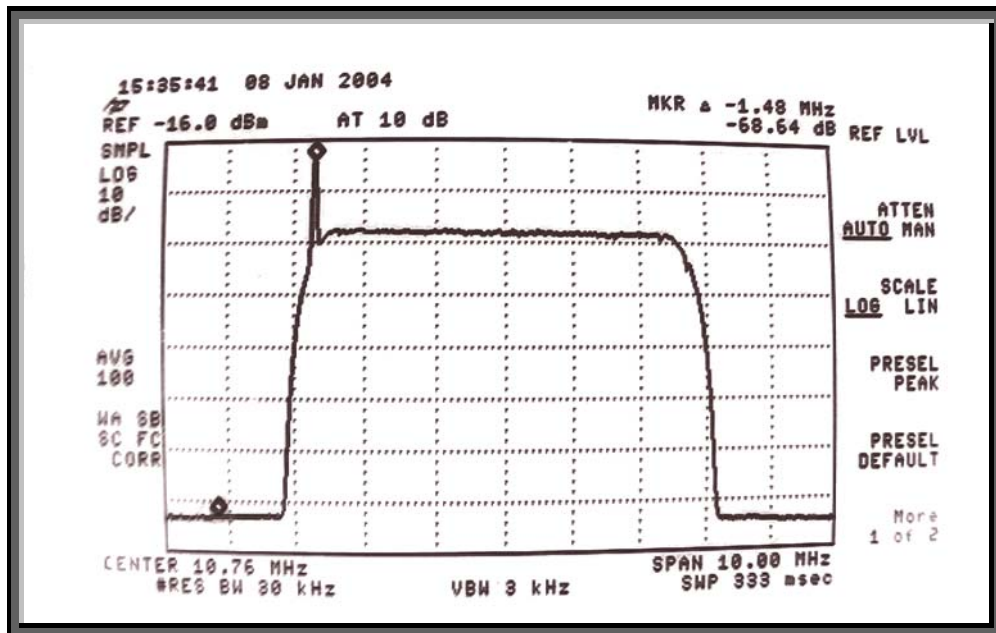


Figura 4. 18 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela soma

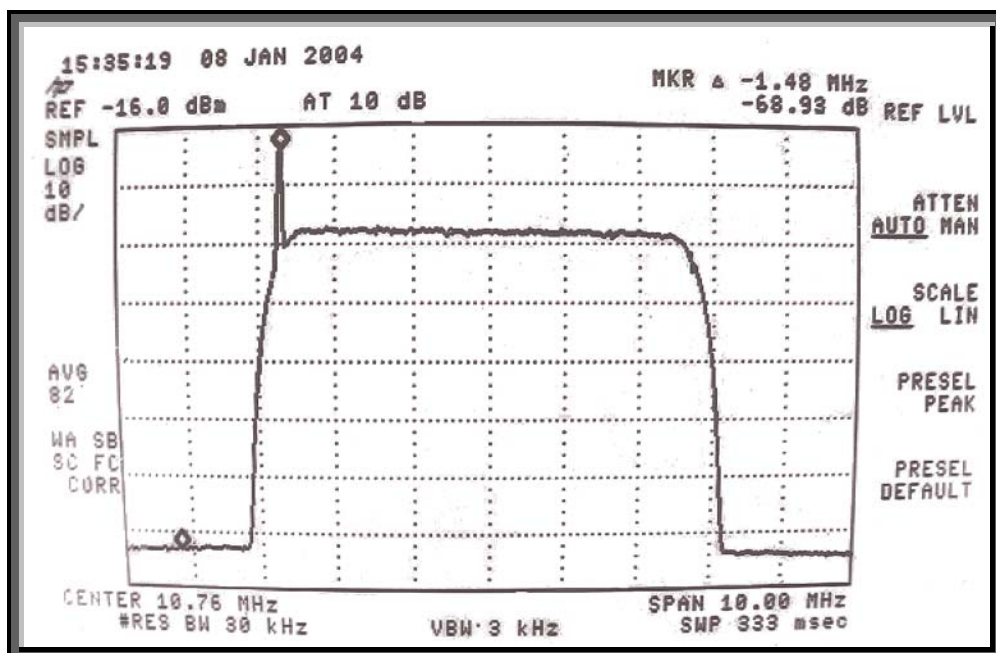


Figura 4. 19 - Sinal modulado com cancelamento de bandas pela soma

4.5.5.3 – RESULTADOS DA TERCEIRA FASE

Nesta última fase, tanto o *DAC* quanto o processamento do sinal dentro do *FPGA* foram feitos utilizando 14 *bits*. Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 4.20 e 4.21.

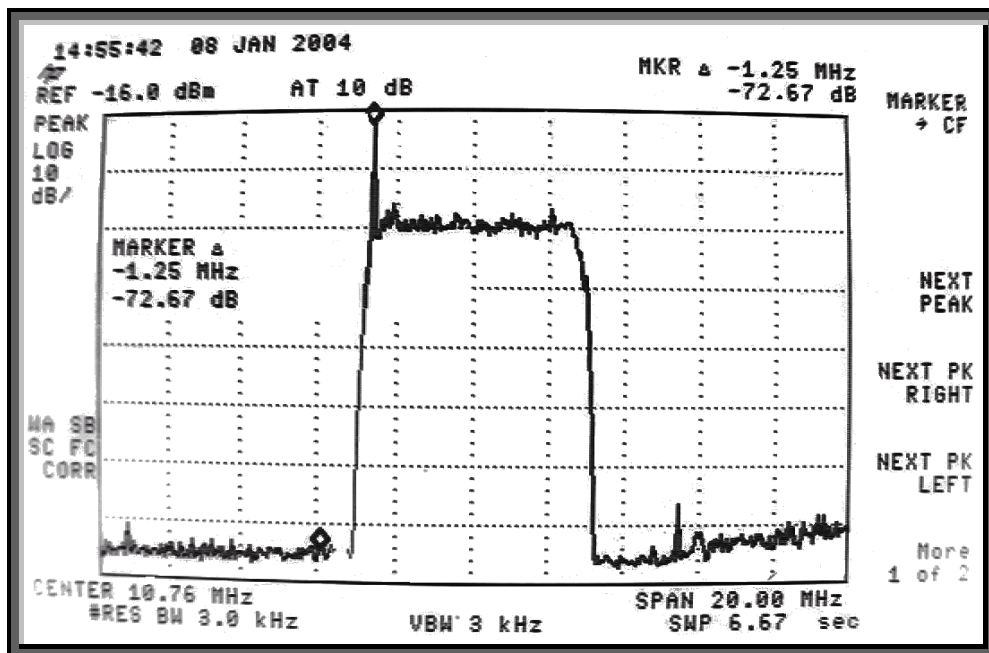


Figura 4. 20 – Sinal modulado 8-VSB com relação sinal ruído de 72 dB

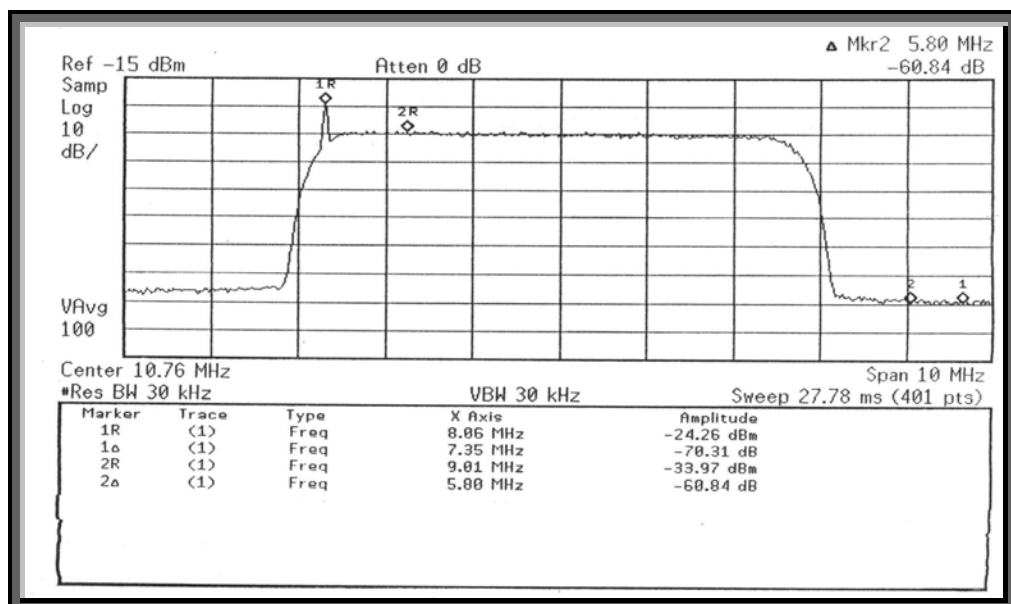


Figura 4. 21 – Medidas de relação sinal ruído no sinal modulado 8-VSB

4.5.5.4 – COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS NAS TRÊS ETAPAS

A Figura 4.22 mostra uma comparação entre os resultados obtidos nas três fases, na qual a marca 1 mostra o resultado da primeira fase, a marca 2 mostra o resultado da terceira fase e a marca 3 mostra o resultado da segunda fase.

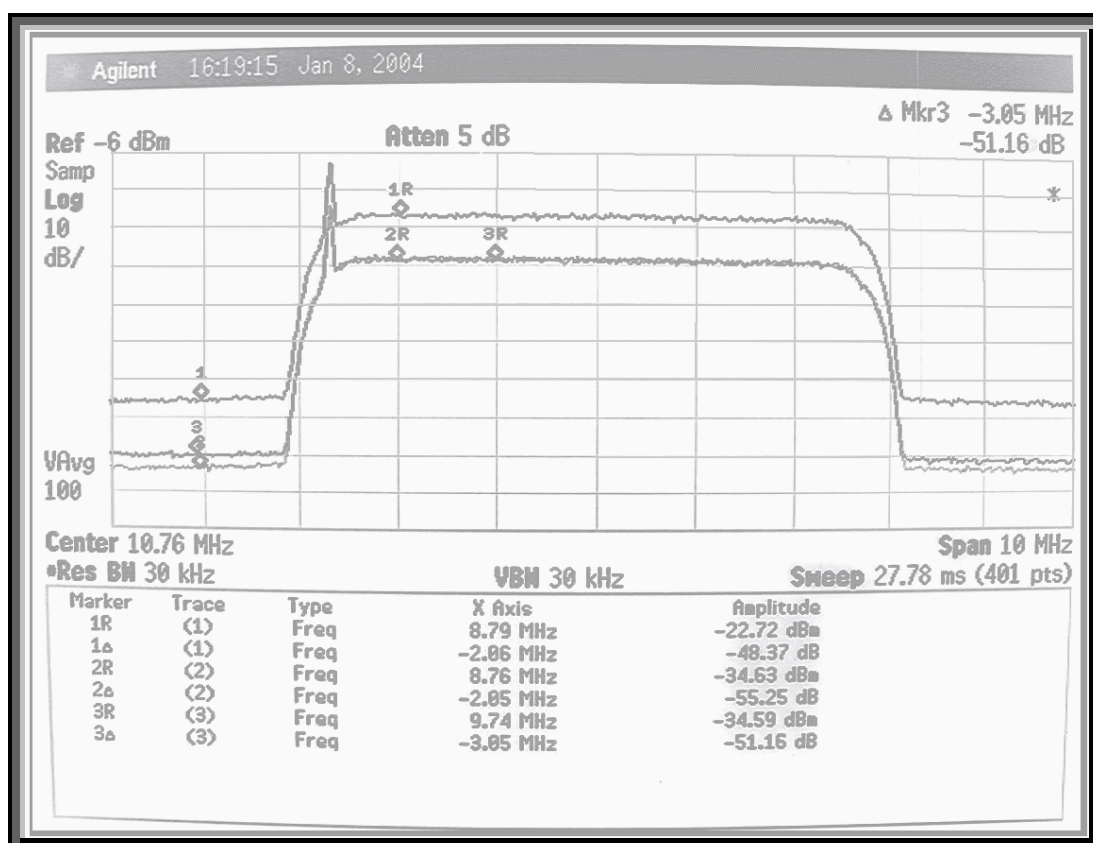


Figura 4.22 – Comparação entre os resultados obtidos nas três etapas

4.5.5.5 – RESULTADOS OBTIDOS NOS EQUIPAMENTOS RHODE & SCHWARTZ

Neste tópico, nas figuras 4.23, 4.24, e 4.25, serão mostradas algumas medidas do sinal 8-VSB gerado no equipamento da Agilent Technologies Co. sob as mesmas condições aplicadas no protótipo desenvolvido, ou seja, com roll-off, taxa de símbolo e frequência de translação idênticas.

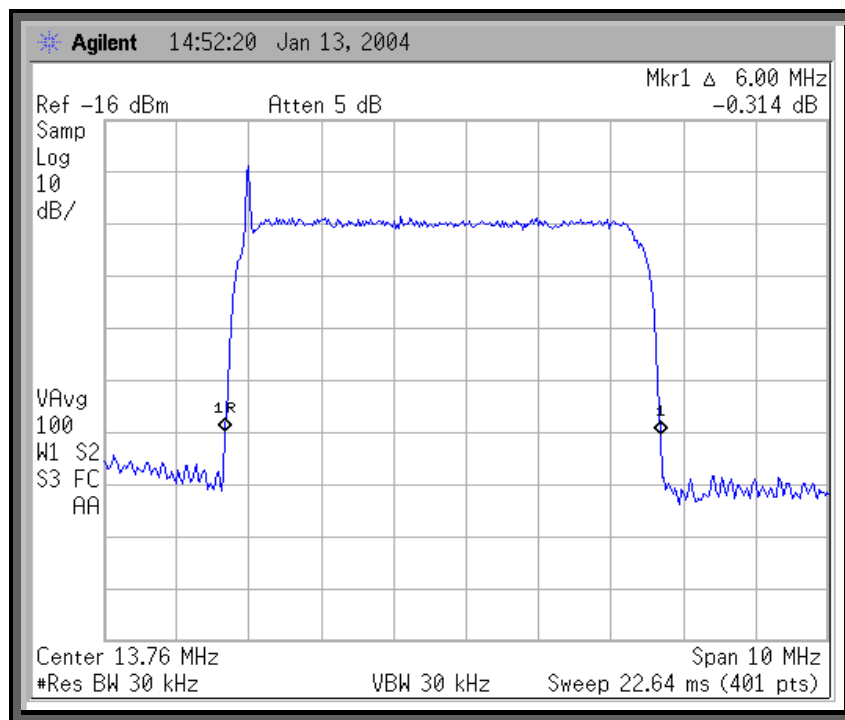


Figura 4. 23 – Sinal modulado do equipamento Agilent Technologies Co. com Span de 10 MegaHertz

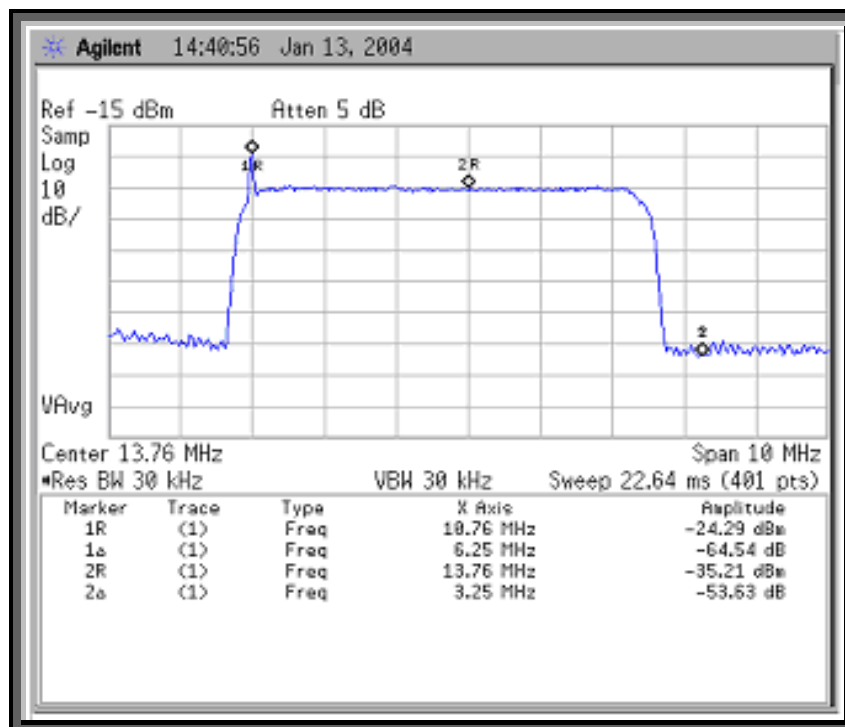


Figura 4. 24 – Sinal modulado do equipamento Agilent Technologies Co. e as medidas da relação sinal-ruído(RSR.)

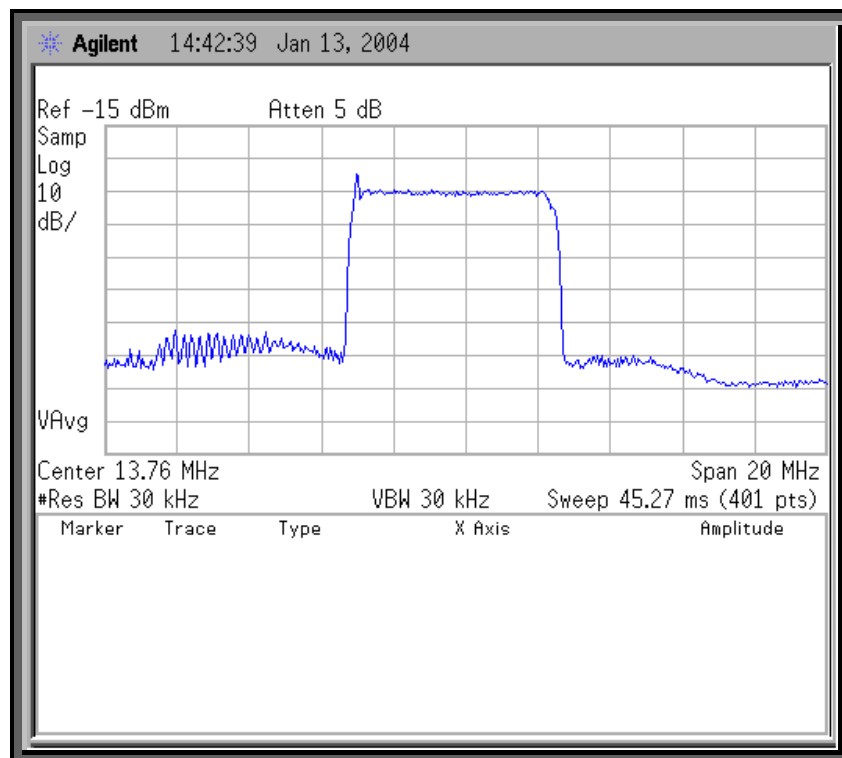


Figura 4. 25 – *Sinal modulado do equipamento Agilent Technologies Co. com Span de 20 Megahertz*

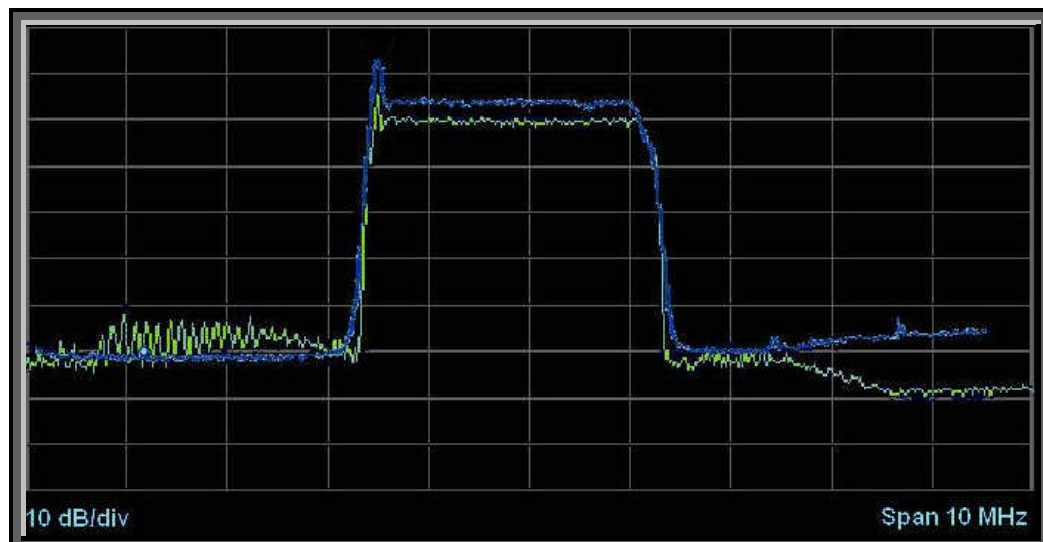


Figura 4. 26 – *Superposição do sinal modulado do protótipo (azul) e o sinal do equipamento Rhode & Schwartz (verde).*

A Figura 4.26 mostra o sinal gerado pelo equipamento *Rhode & Schwartz*, em verde, sobreposto ao sinal gerado pelo protótipo, em azul. Pode-se observar que o piso de ruído fora dos limites do canal atende perfeitamente às exigências da máscara de emissão proposta pela *FCC*, mostrada na Figura 4.27.

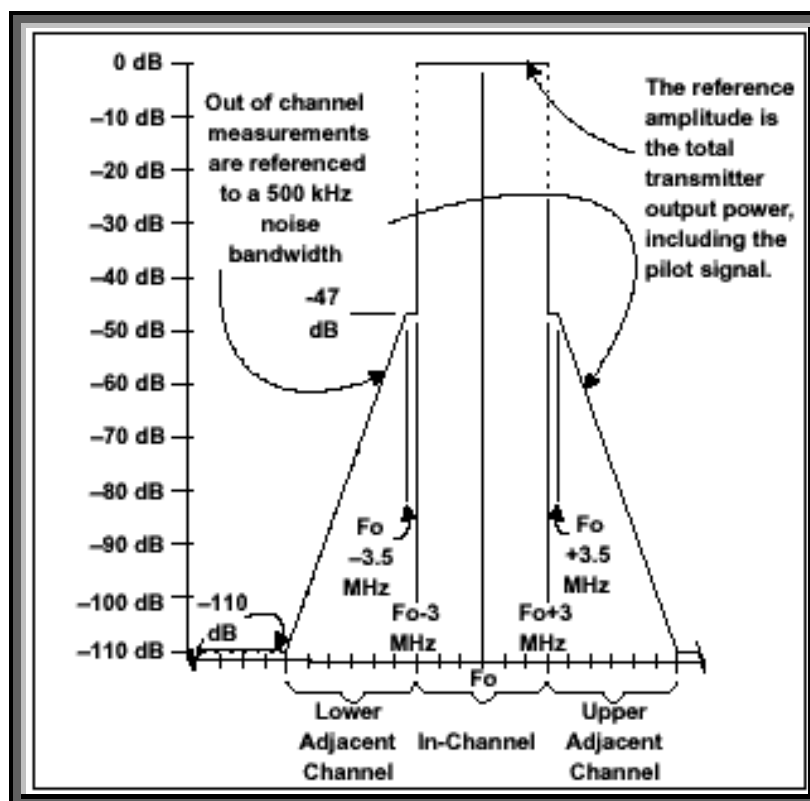


Figura 4. 27– Rígida máscara de emissão proposta pelo *FCC* – Cortesia *FCC*

Deve-se observar que, a partir do centro do canal em $\pm 3,5$ Megahertz, ou seja, 500kilohertz para cima e para baixo dos limites do canal, inicia-se a atenuação proveniente do filtro de saída. Desta forma, o modulador deve apresentar um espectro de saída confinado em 6 MegaHertz, pois não é possível filtrar nas proximidades do canal sem causar sérios problemas com distorções lineares. Pode-se visualizar na Figura 4.26 que, em relação ao nível da portadora piloto, o piso de ruído está atenuado em mais de 60 dB, bem acima dos 47 dB necessários.

Desta maneira, tem-se uma folga de 13 dB para acomodar distorções não lineares de 3ª e 5ª ordem, provocadas pelo sistema de amplificação de saída, sem contar com um eventual sistema de pré-distorção.

CAPÍTULO 5

CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 - CONCLUSÕES

O presente trabalho mostrou alguns aspectos do desafio da engenharia apresentado na implantação de televisão digital. Acredita-se que, devido ao seu potencial, a televisão digital contribuirá enormemente para as transformações inevitáveis que ocorrerão, principalmente na primeira metade do século XXI, assim como aconteceu com a televisão analógica, na segunda metade do século XX. Os desafios são de natureza técnica, política e econômica, e a abordagem da boa engenharia procura, na medida do possível, contemplar os diversos aspectos do problema.

Sendo assim, demonstrou-se a necessidade de se projetarem transmissores de televisão que minimizem os custos de investimentos por parte do radiodifusor e que venham a mitigar os problemas relacionados com a operação simultânea das televisões analógicas e digital, que por força da lei deverá ocorrer por alguns anos a partir da implantação da televisão digital.

Mostrou-se que o modulador é uma das partes mais importantes de um transmissor analógico ou digital, responsável por inúmeras características do sistema, e pode ser implementado completamente de forma digital, usando-se *FPGA's*.

Mostrou-se ainda que o método de Weaver, utilizado para se obter sinais modulados em amplitude com bandas laterais assimétricas, permite também a

obtenção de sinais modulados em amplitude com banda lateral vestigial sem a utilização de filtros de onda acústica (*SAW Filters*), com características superiores às dos moduladores existentes e com menor custo. Comentou-se sobre a possibilidade de se ter modulação analógica ou digital a partir do mesmo *hardware*, o que resulta em menores custos para a emissora de televisão.

Finalmente, foram apresentados os resultados obtidos com o protótipo desenvolvido e algumas medidas, oferecendo oportunidade de se comparar os resultados com o sinal gerado pelo instrumento da *Rhode & Schwartz*. Foram feitas comparações do sinal gerado no protótipo com a rígida máscara de emissão recomendada pelo *FCC*. Acredita-se que este trabalho possa contribuir significativamente com o desenvolvimento da área de televisão e, se este objetivo for alcançado, terá sido válido todo esforço empregado para desenvolvê-lo.

5.2 – TRABALHOS PUBLICADOS RELACIONADOS À DISSERTAÇÃO

- [1] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Utilização de *GPS* para Obtenção de Sincronismo em sistemas de Comunicação”; IEEE GCETE 2005 – Global Conference on Engineering and Technology Education, Atibaia, Brasil.

- [2] J. S. Lima, M. Silveira et al., *Uma Eficiente Abordagem Numérica para a Linearização de Amplificadores de Potência*; Revista Eletrônica do IEEE América Latina – Section 09, Junho 2004.

- [3] J. S. Lima, M. Silveira et al., Adaptive Digital Predistortion using FPGA Electronic Architecture”, IEEE IEE ISAP 2004 – International Symposium on Antennas and Propagation, Sendai, Japan.

- [4] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Implementation of an *AM-VSB* Modulator using the Hilbert Transform”, IEEE APS URSI 2004, Monterrey, CA, USA.
- [5] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Adaptive Linearization Digital Signals: *I* and *Q*”, IEEE APS URSI 2004, Monterrey, CA, USA.
- [6] J. S. Lima, M. Silveira et al., “An efficient analysis of the performance of nonlinear devices using as a tool the Software *ADS*”, IEEE WCETE 2004 – World Congress on Engineering and Technology Education, Guarujá, Brasil.
- [7] J. S. Lima, M. Silveira et al., “A New Numerical Approach in the Linear Analysis of RF Amplifiers”, IEEE, MTT-S 2003 – 33rd European Microwave Conference, Munich, GE.
- [8] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Adaptive Digital Pre-Distortion to Reduce the Power Amplifier Non-Linearity”, IEEE APS URSI 2003, Columbus, Ohio, USA.
- [9] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Transmitter Linearization Using Digital Pre-Distortion”, IEEE APS URSI 2002, San Antonio, Texas, USA.
- [10] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Linearization of the Power Amplifier”, IEEE APS URSI 2002, San Antonio, Texas, USA.
- [11] J. S. Lima, M. Silveira et al., “O uso da técnica de pré-distorção digital na linearização de amplificadores de potência em RF”, International Week of Telecommunication 2002, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, Brasil.

- [12] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Medidas de Desempenho em Sistemas 8SB e COFDM”, International Week of Telecommunication 2002, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, Brasil.

5.3 – ARTIGOS SUBMETIDOS PARA CONGRESSOS INTERNACIONAIS

- [13] J. S. Lima, M. Silveira et al., “The Weaver theoretical approach to generate some important *TV* digital signals for the transmission systems”, IEEE APS URSI 2005, Washington, DC, USA.

- [14] J. S. Lima, M. Silveira et al., “Implementation of oscillators circuits by using the *GPS* Technology”, IEEE APS URSI 2005, Washington, DC, USA.

- [15] J.S. Lima, M. Silveira et al., “An original experimental technique for the implementation of *AM/AM* Digital Pre-Distortion using *FPGA* electronic architecture”, IEEE APS URSI 2005, Washington, DC, USA.

5.4 – TRABALHOS PUBLICADOS NÃO RELACIONADOS À DISSERTAÇÃO

- [17] J.S. Lima, M. Silveira et al., “A didactic and efficient study of the techniques of impedance adaptation and signals couplings in broadband”, IEEE WCETE 2004 World Congress on Engineering and Technology Education, Guarujá, Brasil.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. VUOLEVI, T. RAHKONEN, Distortion in RF power amplifiers, Artech House Microwave Library, Norwood, M.A., 2003.
- [2] S.C. CRIPPS, Advanced techniques in RF power amplifier design, Artech House Microwave Library, Norwood, M.A., 2002.
- [3] S. HAYKIN, Communication systems, John Wiley & Sons, Danvers, M.A., 2001.
- [4] P.B. KENINGTON, High-linearity RF amplifier design, Artech House Microwave Library, Norwood, M.A., 2000.
- [5] N. POTHECARY, Feedforward Linear Power Amplifiers, Artech House Microwave Library, Norwood, M.A., 1999.
- [6] J. WATKINSON, MPEG-2, Focal Press, Woburn, M.A., 1999.
- [7] J. Andrew et al., 1999 broadcast engineering conference proceedings, NAB Office of Science and Technology, Washington, D.C., Apr. 17-22, 1999.
- [8] ATSC DIGITAL TELEVISION STANDARD, A compilation of advanced television systems committee standards, Washington, D.C., Mar., 1998.
- [9] R.G. LYONS, Understanding Digital Signal Processing, Addison Wesley, M.A., 1997.
- [10] P.A. LYNN and W. FUERST, Digital signal processing with computer applications, John Wiley & Sons, 1994.
- [11] M.E. FRERKING, Digital signal processing in communication systems, Chapman & Hall, 1994.
- [12] E.A. LEE, D.G. MESSERSCHMITT, Digital communication, Kluwer Academic Publishers, Norwell, M.A., 1994.
- [13] E.C. IFEACHOR, B.W. JERVIS, Digital signal processing: a practical approach, Addison Wesley, 1994.
- [14] R.L. FANTE, Signal analysis and estimation: an introduction, John Wiley & Sons, 1988.
- [15] R. KUC, Introduction to digital signal processing, McGraw-Hill International Editions, Singapore, 1988.
- [16] F.G. STREMLER, Introduction to communication systems, Addison-Wesley Publishing Company, 1982.

- [17] H. TAUB and D.L. SCHILLING, Principles of communication systems, McGraw-Hill Kogakusha, Japan, 1971.
- [18] N. THRANE, J. WISMER, H. KONSTANTIN-HANSEN and S. GADE, Practical use of the “Hilbert transform”, Brüel&Kjær, Denmark;
- [19] L.C. Andrews and B.K. Shivamoggi, Integral Transforms for engineers and applied mathematicians, Macmillan Publishing Company, New York, N.Y., 1988.
- [20] D.K. WEAVER, A Third Method of Generation and Detection of Single-Sideband Signals, Proceedings of the IRE, pp. 1703-1705, Junho de 1956.