

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

Dissertação de Mestrado

**GERAÇÃO DE SINAIS COM BANDA
LATERAL VESTIGIAL USANDO
FILTRAGEM COMPLEXA**

HENRY DOUGLAS RODRIGUES

AGOSTO/ 2008

Geração de sinais com banda lateral vestigial usando filtragem complexa

HENRY DOUGLAS RODRIGUES

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

Orientador: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO

Santa Rita do Sapucaí
2008

Dissertação defendida e aprovada em 01/08/2008, pela comissão julgadora:

José Antônio Justino Ribeiro - Inatel

Geraldo Gil Raimundo Gomes - Inatel

Maurício Silveira - PUC-Campinas

Coordenador do Curso de Mestrado

Porque dele, e por meio dele, e para ele são todas as coisas. A ele, pois, a glória eternamente. Amém!

Romanos 11.36

Agradecimentos

A Deus primeiramente. À minha namorada Daniely pelo enorme companheirismo, carinho e toda a força que me foi dada para a conclusão deste trabalho. Aos meus pais pelo apoio incondicional. Ao professor Maurício Silveira pela consideração e incentivo ao estudo. Ao professor Justino pelo profissionalismo durante a orientação. À empresa Linear Equipamentos Eletrônicos que foi e tem sido uma escola, e pelo fomento financeiro para o mestrado. À CAPES pela bolsa cedida no primeiro ano do curso.

Índice

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	ix
Lista de Abreviaturas e Siglas	xi
Lista de Símbolos	xiii
1 Apresentação	1
1.1 Introdução	1
1.2 Motivação	1
1.3 Desenvolvimento do tema	2
1.4 Os padrões de TV digital	2
2 Geração de sinais com banda lateral única	4
2.1 Introdução	4
2.2 Método da força bruta	5
2.3 Método de Weaver	7
2.4 Geração de sinais analíticos discretos	9
2.4.1 Transformada de Hilbert discreta	10
2.4.2 Processamento de FFT e IFFT	12
3 Filtragem complexa	13
3.1 Introdução	13
3.2 Resposta impulsiva para o filtro complexo	13
3.3 Generalização para sinais com banda lateral vestigial	20
3.4 Filtragem complexa em sistemas recursivos	21
3.5 Formação do sinal de FI	24
4 Simulações e ensaios	28
4.1 Introdução	28
4.2 Padrão ATSC para modulação 8VSB	28

4.3	TV analógica para modulação AM-VSB	35
4.4	Comparação entre métodos de Weaver e de filtragem complexa . .	38
4.5	Redução da largura de faixa da modulação 8VSB	40
4.6	Misturadores de rejeição de frequência imagem	43
4.7	Implementação do protótipo	46
5	Comentários e conclusões	48
5.1	Comentários	48
5.2	Contribuições relevantes	48
5.3	Sugestões para trabalhos futuros	50
A	Propriedades da Transformada de Fourier de Tempo Discreto	51
A.1	Propriedade da simetria	51
A.2	Propriedade do deslocamento na frequência	52
A.3	Propriedade da fase linear	52
B	Simulações em MATLAB	54
B.1	Filtro complexo para modulação AM-SSB	54
B.2	Filtro complexo para modulação AM-VSB	54
C	Artigos publicados relativos ao desenvolvimento	56
C.1	Implementation of an AM-VSB modulator using the Hilbert trans- form	56
C.2	Generation and analysis of vestigial sideband signals	56
	Bibliografia	58

Lista de Figuras

2.1	Sinal modulante limitado em banda, representado no domínio da frequência.	4
2.2	Processo de mistura entre dois sinais puramente reais.	5
2.3	Resultado da modulação da portadora pelas componentes em banda base puramente reais.	6
2.4	Diagrama em blocos de um modulador AM-DSB com filtro passa-faixa.	6
2.5	Diagrama em blocos do modulador de Weaver.	7
2.6	Primeiro par de osciladores. Chamados de osciladores de dobramento, localizados nos pontos A e B do modulador Weaver.	8
2.7	Sinais nos pontos C e D do modulador Weaver, após a combinação com a saída do primeiro oscilador local.	8
2.8	Sinais nos pontos E e F do modulador Weaver.	9
2.9	Sinais nos pontos G e H do modulador Weaver.	9
2.10	Resposta em frequência de um filtro analítico ideal.	10
2.11	Sistema transformador de Hilbert usado na geração de sinais analíticos. Conhecido também como filtro analítico.	12
2.12	Sinal analítico gerado a partir do sistema transformador de Hilbert.	12
3.1	Resposta em frequência do filtro complexo desejado. Este filtro elimina as componentes de frequência $-\pi \leq \omega < 0$, gerando um sinal analítico.	14
3.2	Resposta em frequência do filtro passa-baixa ideal com coeficientes puramente reais. Sua função de transferência foi sobreposta ao sinal modulante no domínio da frequência para salientar a relação entre a frequência de corte e a largura de faixa do sinal.	15
3.3	a) Diagrama de zeros e pólos de um filtro passa-baixa de meia banda de coeficientes reais. b) Diagrama de zeros e pólos de filtro de meia banda modulado por um tom complexo produzindo um filtro analítico de coeficientes complexos.	16

3.4	Sinais que compõem a parte real da multiplicação de (3.5). Uma vez empregado o valor ótimo de ϕ_i , as funções $\Re \{h_c(n)\}$ e $\cos(\omega_s n + \phi_i)$ apresentam uma característica simétrica, em um mesmo instante $(N - 1)/2$	17
3.5	Sinais que compõem a parte imaginária da multiplicação em (3.5). Uma vez empregado o valor ótimo de ϕ_i , as funções $\Im \{h_c(n)\}$ e $\sin(\omega_s n + \phi_i)$ apresentam uma característica simetria e anti-simétrica, respectivamente, em um mesmo instante $(N - 1)/2$	18
3.6	Coeficientes da parte real do filtro complexo. Corresponde a um filtro de variação linear de fase devido a existência de uma característica simétrica.	19
3.7	Coeficientes da parte imaginária do filtro complexo. Corresponde a um filtro de variação linear de fase devido a existência de uma característica anti-simétrica.	19
3.8	Sinal complexo em banda base apresentando banda lateral vestigial. Usado para obter-se uma modulação AM-VSB.	21
3.9	Diagrama em blocos de um filtro recursivo.	22
3.10	Processo de modelagem. O sistema de referência corresponde ao filtro FIR. O sistema a ser modelado corresponde ao filtro recursivo IIR.	23
3.11	Diminuição do NMSE com o aumento da ordem do filtro recursivo. O filtro original é de 64 ^ª ordem.	24
3.12	Erro da resposta em frequência do sistema identificado em função da ordem do filtro e da frequência.	25
3.13	Resposta em frequência de um filtro FIR de 64 ^ª ordem sobreposta à do filtro IIR identificado de 32 ^ª ordem.	25
3.14	Diagrama em blocos representando a filtragem complexa em banda base, seguido pelo misturador complexo. Usados na modulação com banda lateral suprimida.	26
3.15	Sinal complexo com banda lateral suprimida localizado na faixa de FI.	27
3.16	Seleção da banda lateral a ser suprimida. As bandas laterais superior e inferior localizam-se em torno da frequência de translação.	27
4.1	Diagrama em blocos de um modulador 8VSB, empregando o método de filtragem complexa para formação de um sinal de FI, com banda lateral vestigial.	29
4.2	Exemplo de um sinal modulante composto por 8 níveis de amplitude e uma parcela DC. Gráfico feito com retenção de traço.	30

4.3	Medida do sinal modulante 8VSB em banda base. Medida feita com um osciloscópio com o retraço habilitado.	30
4.4	Simulação dos sinais 8DSB e 8VSB sobrepostos. Uma das bandas laterais foi filtrada em banda base.	31
4.5	Medida dos sinais 8DSB e 8VSB sobrepostos, ilustrando a filtragem de uma das bandas laterais.	31
4.6	Densidade espectral de potência do sinal de FI, modulação 8VSB, com espectro invertido gerado a partir do método de filtragem complexa.	32
4.7	Sinal de FI ATSC com banda suprimida, obtido a partir da montagem experimental. Supressão de $59,61dB$ da frequência imagem.	32
4.8	Simulação da seleção entre as bandas laterais superior e inferior para o método de filtragem complexa no sistema ATSC 8VSB.	33
4.9	Resultado de duas medidas sobrepostas mostrando a seleção entre as bandas laterais superior e inferior para o método de filtragem complexa no sistema ATSC 8VSB.	33
4.10	Densidade espectral de potência dos sinais 8VSB, com seu espectro da posição normal e invertida, segundo a modulação Weaver.	34
4.11	Espectro das bandas laterais. Ora superior, ora inferior, de acordo com o método de Weaver.	34
4.12	Diagrama em blocos de um modulador de vídeo composto. Esta é uma aplicação de DSP para sinais analógicos.	35
4.13	Sinal de vídeo composto <i>NTC7</i> . Sinal modulante de teste para o sistema de TV analógica.	36
4.14	Medida de um sinal <i>NTC7 composto</i> com um osciloscópio. Deverá ser digitalizado para possibilitar o processamento digital.	36
4.15	Sinal de vídeo composto modulado com banda lateral vestigial.	37
4.16	Sinal de vídeo composto modulado com banda lateral vestigial, no padrão M/N. Medida extraída de um modulador analógico implementado digitalmente através do método de filtragem complexa.	37
4.17	Medida do espectro do canal ATSC equivalente para os métodos de filtragem complexa e Weaver. Realizada com o instrumento Tektronix RFA-300A.	38
4.18	Portadora pura usando método de filtragem complexa.	39
4.19	Transmissão de portadora usando o método de Weaver. Vazamentos de oscilador aparecem na forma de espúrios devido a erros de quantização no processamento digital.	39
4.20	Resposta em frequência do filtro formatador de pulso, raiz de cosseno elevado.	40

4.21	Respostas em frequência do filtro raiz de co-seno elevado e sua versão atenuada e compensada na banda de transição da modulação 8VSB.	41
4.22	Resultado do processo de estreitamento de largura de faixa da modulação 8VSB. Melhoria de 13,6 dB na adjacência do canal. . .	42
4.23	Sinal de FI com redução de largura de faixa. A resposta impulsiva do filtro RRC estreito compensado foi incorporada à do filtro complexo.	42
4.24	Misturador de rejeição de frequência imagem.	43
4.25	Sinal resultante da mistura com rejeição de frequência imagem. . .	44
4.26	Rejeição da imagem em função das relações de amplitude e fase. .	44
4.27	Resultado da mistura com rejeição de frequência imagem. Erros de amplitude e fase limitaram o valor relativo da rejeição em 34,73 dB.	45
4.28	Resultado da mistura com rejeição de frequência imagem. O erro de amplitude foi compensado, restando somente a influência do erro de fase, que limitou o valor relativo da rejeição em 42,04 dB. .	45
4.29	Resultado da mistura com rejeição de frequência imagem. Os erros de amplitude e fase foram otimizados ao máximo, resultando em um rejeição de 53,14 dB.	45
4.30	Conjunto de células lógicas de um FPGA, agrupadas por função desempenhada. Todo o conjunto representa a implementação de um modulador de TV digital ATSC 8VSB.	46
4.31	Montagem usada no desenvolvimento do protótipo, com a FPGA fabricada pela Altera [23].	47
5.1	Mapa dos Estados Unidos onde os logotipos da empresa Linear representam os transmissores ATSC instalados e em operação até a presente data.	49

Lista de Tabelas

1.1	Padrões de TV digital ao redor do mundo.	3
-----	--	---

Lista de Abreviaturas e Siglas

8VSB	<i>8-level Vestigial Side Band</i> - banda lateral vestigial de 8 níveis
A-VSB	<i>Advanced Vestigial Side Band</i> - banda lateral vestigial avançada
AM-DSB	<i>Amplitude Modulation - Double Side Band</i> - modulação em amplitude com banda lateral dupla
AM-SSB	<i>Amplitude Modulation - Single Side Band</i> - modulação em amplitude com banda lateral única
AM-VSB	<i>Amplitude Modulation - Vestigial Side Band</i> - modulação em amplitude com banda lateral vestigial
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit</i> - circuito integrado de aplicação específica
ATSC	<i>Advanced Television Systems Committee</i> - comitê de sistemas de televisão avançada
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> - processamento digital de sinais
DTFT	<i>Discrete Time Fourier Transform</i> - transformada de Fourier de tempo discreto
FCC	<i>Federal Communications Commission</i> - comissão federal de comunicações
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> - transformada rápida de Fourier
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> - resposta impulsiva finita
FI	<i>Frequência Intermediária</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> - matriz de portas lógicas programáveis em campo
I	<i>In-phase</i> - em fase

IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> - resposta impulsiva infinita
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> - transformada rápida de Fourier inversa
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> - instituto de engenheiros elétricos e eletrônicos
LO	<i>Local Oscillator</i> - oscilador local
LS	<i>Least Squares</i> - mínimos quadrados
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i> - linear invariante no tempo
MPH	<i>Mobile-Pedestrian-Handheld</i> - móvel pedestre portátil
NMSE	<i>Normalized Mean Squared Error</i> - erro quadrático médio normalizado
NTSC	<i>National Television Systems Committee</i> - comitê de sistemas de televisão nacional
Q	<i>Quadrature</i> - quadratura
RRC	<i>Root Raised Cosine</i> - raiz de co-seno elevado
SAW	<i>Surface Acoustic Wave</i> - superfície de onda acústica

Lista de Símbolos

$*$	Convolução
$(\cdot)^*$	Indicação do conjugado de um número complexo
∂	Derivada
$\mathcal{F}\{\cdot\}$	Indicação da transformada de Fourier
$\mathcal{H}\{\cdot\}$	Indicação da transformada de Hibert
$\Im\{\cdot\}$	Operador que seleciona a parte imaginária de um sinal complexo
$\Re\{\cdot\}$	Operador que seleciona a parte real de um sinal complexo
$ \cdot $	Representação do módulo de um sinal
$\angle\cdot$	Símbolo que indica o argumento de um sinal
$(\cdot)^T$	Indicação de matriz transposta
$(\cdot)^H$	Indicação de matriz transposta e conjugada
z^{-1}	Operador que atrasa uma amostra
ϕ	Argumento inicial de uma grandeza com variação harmônica no tempo
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular da portadora
ω_d	Frequência angular do oscilador de dobramento
ω_m	Largura da banda lateral principal
ω_s	Frequência angular para deslocamento do filtro real
ω_v	Largura da banda lateral vestigial
$\mathbf{J}(\mathbf{w})$	Função custo
\mathbf{U}	Matriz de regressão linear
\mathbf{y}	Vetor com as amostras da saída do filtro recursivo
\mathbf{z}	Vetor com as amostras da saída do filtro não recursivo
\mathbf{w}	Vetor com os coeficientes do filtro recursivo

a_i	Coefficientes da seção recursiva de um filtro IIR
b_i	Coefficientes da seção não recursiva de um filtro IIR
$c(n)$	Sinal sinusoidal
$h(n)$	Resposta impulsiva do filtro transformador de Hilbert
$H(\omega)$	Função de transferência do filtro transformador de Hilbert
$H_a(\omega)$	Função de transferência de um filtro analítico
$h_c(n)$	Resposta impulsiva do filtro complexo
$h_r(n)$	Resposta impulsiva do filtro passa-baixa puramente real
$h_{rrc}(n)$	Resposta impulsiva do filtro raiz de co-seno elevado
j	Unidade imaginária
n	Amostra discreta
R	Fator de decaimento do filtro raiz de co-seno elevado
S_R	Taxa de símbolo da modulação 8VSB
$x(n)$	Sinal modulante puramente real em banda base no domínio do tempo
$X(\omega)$	Sinal modulante puramente real em banda base no domínio da frequência
$x_a(n)$	Sinal analítico
$y(n)$	Sinal modulado no domínio do tempo
$Y(\omega)$	Sinal modulado no domínio da frequência

Resumo

Alguns sistemas de comunicação de portadora única requerem uma modulação em amplitude com banda lateral vestigial ou única, conhecidas como AM-VSB e AM-SSB, respectivamente. Serão apresentados diferentes métodos que desempenham esta função. O objetivo da dissertação é estudar o método de *filtragem complexa*, apresentado simulações e resultados experimentais. O trabalho será focado no padrão americano de modulação 8VSB, adotado pelo ATSC para transmissão de TV digital. Será mostrado como otimizar a ocupação de largura de faixa para este sistema assim como técnicas de mistura com rejeição de frequência imagem. A notação de sinais de tempo discreto foi adotada, visando sua implementação em circuitos digitais de lógica programável.

Palavras-chave: Filtros complexos, transformada de Fourier de tempo discreto, sinais analíticos, transformada de Hilbert, 8VSB.

Abstract

Some single carrier communication systems require a vestigial or single sideband amplitude modulation, known as AM-VSB and AM-SSB, respectively. It will be presented different methods that accomplish this function. The main purpose of this dissertation is to study the *complex filtering* method, presenting simulations and experimental measurements. This work will focus on 8VSB modulation, adopted by ATSC as the american standard for digital TV. It will be presented how to reduce the bandwidth for this modulation as well as image rejection converting techniques. The discrete-time signal notation has been adopted, aiming the implementation on programmable logic digital circuits.

Keywords: Complex filters, discrete-time Fourier transform, analitic signals, Hilbert transform, 8VSB.

Capítulo 1

Apresentação

1.1 Introdução

O objetivo deste trabalho é apresentar um método para modulação em amplitude com banda lateral vestigial, empregando processamento de sinais digitais. A notação de sinais de tempo discreto foi adotada ao longo de todo o texto. Esta modulação é usada, por exemplo, no sistema de TV digital americano ATSC (*Advanced Television Systems Committee*) 8VSB (*8-level Vestigial Side Band*). Serão estudados filtros digitais com coeficientes complexos, empregados em banda base, que permitem eliminar uma das bandas laterais comuns neste tipo de modulação. Inicialmente, é realizado o cálculo analítico para a geração resposta impulsiva de um filtro não-recursivo do tipo resposta impulsiva finita FIR (*Finite Impulse Response*). Em seguida, mostra-se como calcular o filtro recursivo correspondente, do tipo resposta impulsiva infinita IIR (*Infinite Impulse Response*). Este processo gera sinais analíticos, para várias outras aplicações. Serão abordados outros temas pertinentes à implementação de um modulador 8VSB tais como a redução da largura de faixa do sinal modulado e a otimização de misturadores de rejeição de frequência imagem.

1.2 Motivação

A TV digital envolve a transmissão e recepção de imagens e sons comprimidas por meio de sinais discretos. Introduzida no final dos anos 90, esta tecnologia oferece novos modelos de negócio para os radiodifusores, oportunidades para a indústria eletrônica e novas experiências para o usuário final. As estatísticas mostram que existem mais de 112,8 milhões de lares com receptores ATSC somente nos Estados Unidos [1]. As primeiras implementações dos moduladores 8VSB empre-

gavam circuitos analógicos. Usavam um misturador simples seguido de um filtro passa-faixa de onda acústica SAW. As desvantagens deste filtro são: dispersão, alta perda de inserção, ondulações na banda passante e nenhum controle sobre o formato da faixa de transição. O processamento digital de sinais não apresenta os problemas anteriores e possui as vantagens de integração da codificação de canal com o modulador, maior relação sinal ruído, estabilidade térmica e possibilidade de uso pré-correção para distorções lineares e não-lineares. Em função das características deste novo sistema, procurou-se implementar um modulador 8VSB empregando unicamente processamento de sinais digitais.

1.3 Desenvolvimento do tema

Para desenvolvimento dos estudos, os temas foram apresentados em capítulos com o conteúdo reunido de maneira a estabelecer uma seqüência que justificasse e fundamentasse o projeto. No Capítulo 2 são apresentados alguns procedimentos para geração de sinais com banda lateral suprimida. Descrevem-se os métodos da força bruta, de Weaver, da geração de sinais analíticos através da transformada de Hilbert. O Capítulo 3 destaca o tema central que é o estudo analítico para gerar uma resposta impulsiva de um filtro FIR complexo. Na seqüência, mostra-se o método dos mínimos quadrados na identificação de um filtro IIR complexo recursivo, a partir do FIR anteriormente calculado e interpretam-se os sinais com banda lateral vestigial como caso geral. Finalmente, discute-se como misturadores complexos concluem o processo de modulação, em que o sinal de banda básica passa a ocupar um canal na faixa de freqüência intermediária (FI), em um primeiro momento. No Capítulo 4 é feita uma comparação entre os métodos de Weaver e o de filtragem complexa. Apresenta-se uma maneira de reduzir a largura de faixa da modulação 8VSB, mantendo a compatibilidade com receptores padronizados. Depois, salienta-se a importância nas relações de amplitude e fase entre os sinais resultantes da filtragem complexa, em misturadores de rejeição de freqüência imagem. Para cada simulação, efetuou-se uma medida experimental correspondente. O Capítulo 5 dedica-se aos comentários, conclusões e sugestões de estudos para evolução do trabalho.

1.4 Os padrões de TV digital

Até a presente data, os padrões de TV digital foram adotados ou estão sendo testados pelos países ou regiões como mostra a Tabela 1.1 [2]. A recepção móvel empregando demoduladores 8VSB é difícil ou impossível de realização devido às rápidas variações das características do canal causadas pelos problemas de

múltiplos percursos e efeito Doppler [3]. Para contornar esse problema, dois padrões propõem melhorar a recepção móvel, identificados pelas siglas A-VSB (Advanced-VSB) e o MPH (Mobile-Pedestrian-Handheld). Ambos mantêm compatibilidade retroativa com os receptores padronizados. As mudanças estão na formação do feixe de transporte de dados, na codificação de canal e na alteração da estrutura do quadro, acrescentando mais seqüências de treinamento para equalização. A modulação 8VSB propriamente dita permanece a mesma. Assim, o estudo apresentado continuará válido, independente do padrão que venha a ser adotado.

Tabela 1.1: *Padrões de TV digital ao redor do mundo.*

Padrões	Países ou Regiões
ATSC	Estados Unidos, Canadá, México, Coréia do Sul, Argentina, Colômbia, Chile, Bahamas, Honduras, Porto Rico, entre outros
DVB-T	Europa, Austrália, Índia, Indonésia, Israel, Nova Zelândia, Emirados Árabes, Egito, entre outros
ISDB-T	Japão e Brasil
DMB-T	China

Capítulo 2

Geração de sinais com banda lateral única

2.1 Introdução

Seja um sinal modulante puramente real em banda base, representado no domínio do tempo discreto por $x(n)$, limitado em frequência. Tomou-se uma distribuição arbitrária de suas componentes e a Figura 2.1 representa sua transformada de Fourier de tempo discreto (*Discrete-Time Fourier Transform - DTFT*).

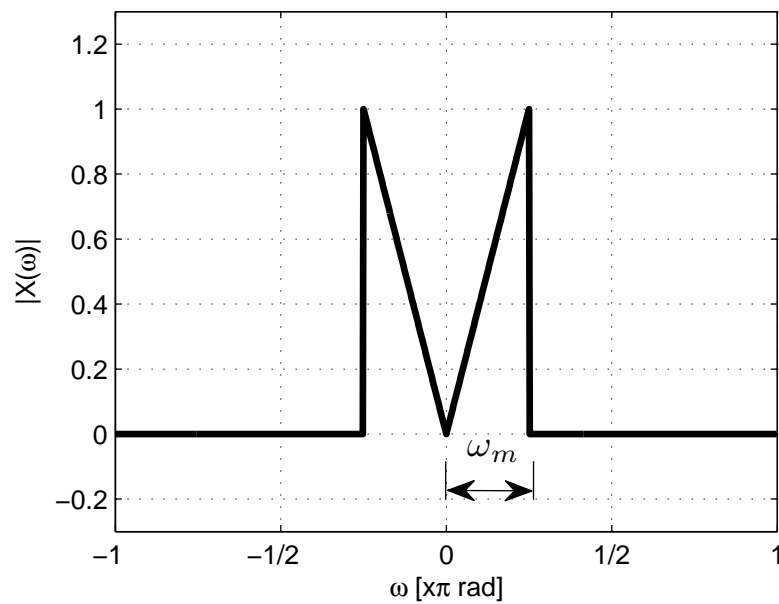


Figura 2.1: Sinal modulante limitado em banda, representado no domínio da frequência.

Em processos de mistura e modulação comuns, onde o sinal em banda base é multiplicado por um sinal sinusoidal, identificado como portadora, o resultado é a geração de outro sinal com banda lateral dupla. As faixas laterais localizam-se em torno da portadora e o processo é conhecido como modulação em amplitude com banda lateral dupla (AM-DSB, *Amplitude Modulation - Double Side Band*). Em outras palavras, ocorre o deslocamento do sinal original em banda base para as novas frequências em torno da portadora. As Figuras 2.2 e 2.3 mostram o esquema proposto e o resultado produzido.

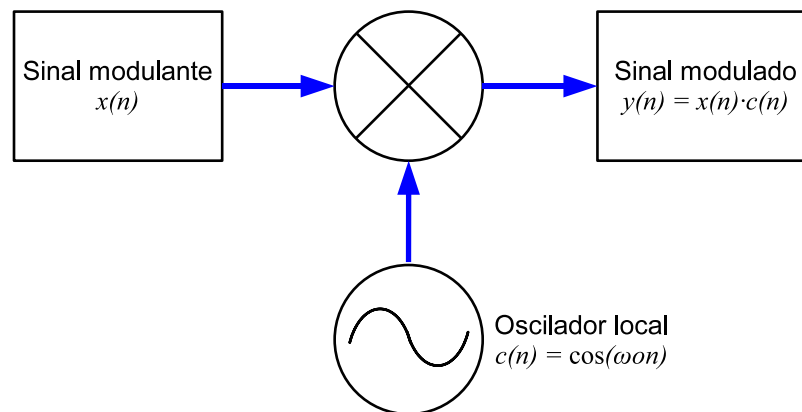


Figura 2.2: Processo de mistura entre dois sinais puramente reais.

Serão apresentados vários métodos para geração de sinais com banda lateral suprimida (AM-SSB, *Amplitude Modulation - Single Side Band*). Todos levam em consideração uma implementação no domínio digital usando técnicas de processamento digital de sinais (DSP).

2.2 Método da força bruta

Este método consiste em implementar um modulador de banda lateral dupla seguido por um filtro passa-faixa (Figura 2.4). Esta modulação pode ser obtida empregando DSP, porém é ineficiente, exigindo muitos recursos computacionais. Requer um filtro digital com um grande número de coeficientes (da ordem de milhares), para uma frequência de amostragem suficientemente alta para acomodar a formação da frequência intermediária (FI).

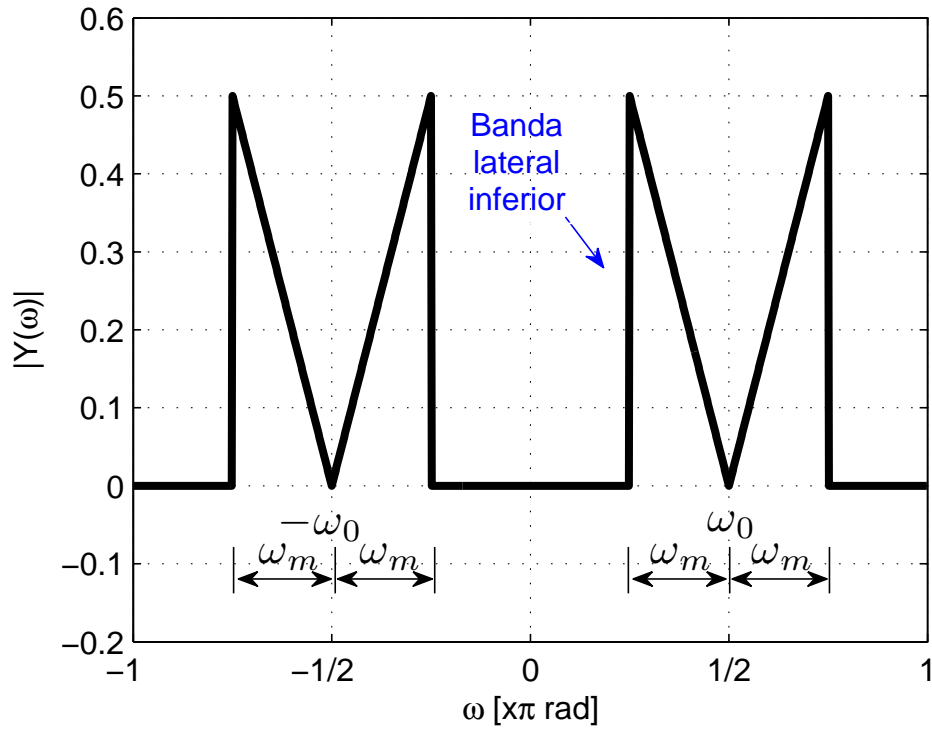


Figura 2.3: Resultado da modulação da portadora pelas componentes em banda base puramente reais.

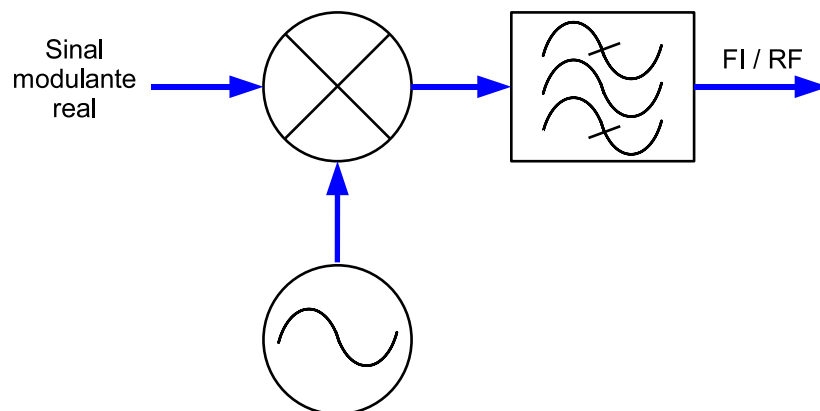


Figura 2.4: Diagrama em blocos de um modulador AM-DSB com filtro passa-faixa.

2.3 Método de Weaver

O método de Weaver [4] para geração de sinais de banda lateral única não foi muito usado em circuitos analógicos pois requer dois filtros e dois caminhos de sinais exatamente idênticos. Contudo, utilizando DSP, é simples a obtenção desta igualdade entre os caminhos de sinal [5]. A forma tradicional desta modulação é mostrada na Figura 2.5. A supressão da banda lateral indesejável ocorre devido às características das funções seno e co-seno. O tratamento baseia-se no desenvolvimento segundo a fórmula de Euler, em que

$$\cos(\omega_d n) = \Re \{ e^{j\omega_d n} \} = \frac{1}{2} e^{j\omega_d n} + \frac{1}{2} e^{-j\omega_d n} \quad (2.1)$$

$$\text{sen}(\omega_d n) = \Im \{ e^{j\omega_d n} \} = \frac{1}{2j} e^{j\omega_d n} - \frac{1}{2j} e^{-j\omega_d n} \quad (2.2)$$

onde as componentes de frequência positiva e negativa estão em fase para a função co-seno e em contra-fase para a função seno.

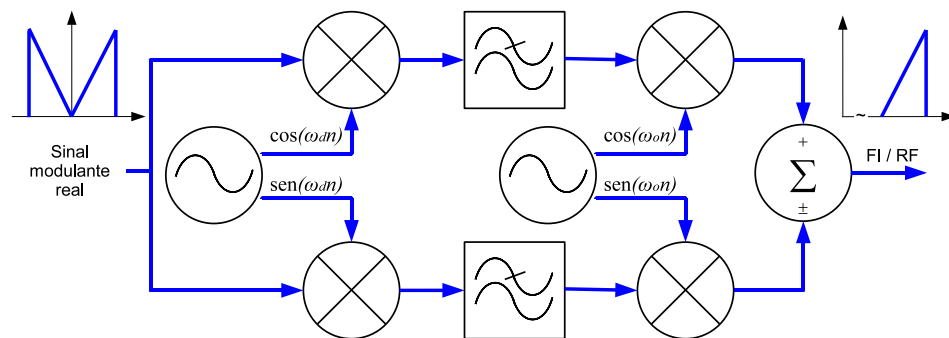


Figura 2.5: Diagrama em blocos do modulador de Weaver.

A Figura 2.6 ilustra a relação entre estas funções. A característica de contra-fase entre as duas componentes de frequência do seno permitirá posteriormente um cancelamento de sinais. Na Figura 2.5 o processo inicia-se com a multiplicação do sinal modulante em banda base puramente real com o par de sinais sinusoidais em quadratura. Quando se desejar sinais com banda lateral única, a frequência do primeiro par de osciladores locais é metade da largura de faixa do sinal modulante. Portanto se ω_m for a largura de faixa, ω_d será igual a $\omega_m/2$. A frequência ω_d é chamada de frequência de dobramento. Esta multiplicação produz um par de sinais ortogonais em banda base, como mostrado na Figura 2.7. Um filtro passa-baixas após cada multiplicador restringe a largura de faixa de cada sinal em metade da largura de faixa original do sinal modulante. Isto não provoca perda de informação, pois a outra metade ocupa, agora, a parte negativa do espectro (Figura 2.8). Neste ponto, o sinal modulado foi dobrado, ou seja, a

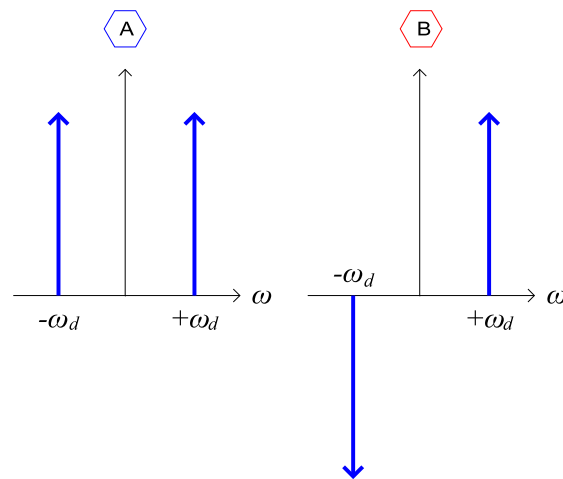


Figura 2.6: Primeiro par de osciladores. Chamados de osciladores de dobramento, localizados nos pontos A e B do modulador Weaver.

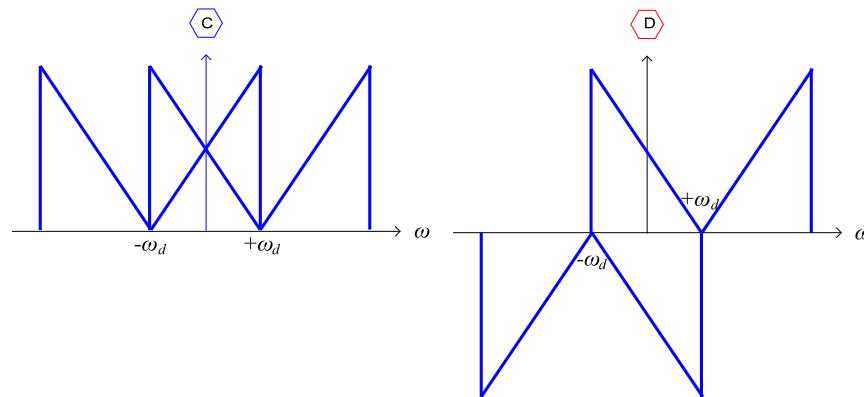


Figura 2.7: Sinais nos pontos C e D do modulador Weaver, após a combinação com a saída do primeiro oscilador local.

versão de espectro invertida foi sobreposta ao próprio sinal. Desta forma, a componente do sinal modulante de frequência igual a ω_d é transladada para o valor nulo (componente DC), enquanto que a maior e a menor componente do sinal modulante são transladadas para a maior frequência do espectro dobrado. Os dois sinais em banda base mais uma vez modulam um par de portadoras em quadratura, agora com frequência de translação ω_0 , em valor de FI ou outro qualquer desejado. Antes dessa conversão, a informação útil ocupava as partes negativa e positiva do espectro. Agora, porém, toda a informação ocupa somente a parte positiva do espectro, como na Figura 2.9.

Se cada um dos dois pares de sinusoidais estiver em perfeita quadratura, se os dois filtros forem idênticos e se o ganho, a fase e o atraso dos dois caminhos forem exatamente iguais, a soma dos sinais modulados nos pontos G e H da Figura 2.5 dará uma resultante em banda lateral única (SSB). Um dos sinais (G) é formado

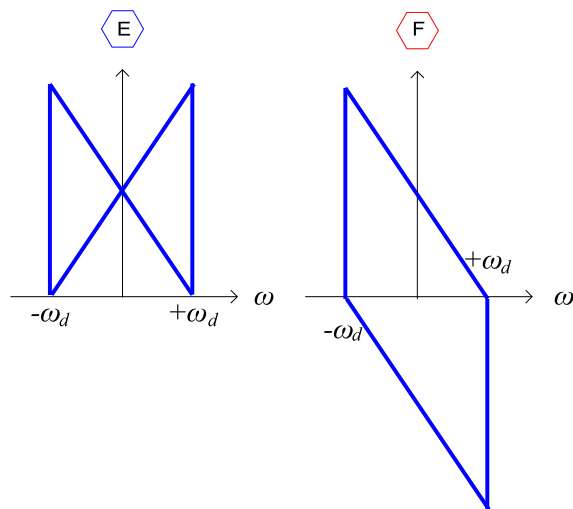


Figura 2.8: Sinais nos pontos *E* e *F* do modulador Weaver.

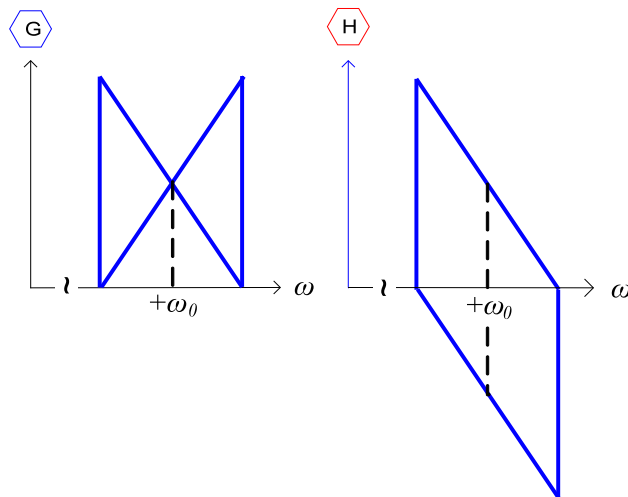


Figura 2.9: Sinais nos pontos *G* e *H* do modulador Weaver.

pela sobreposição (ou dobramento) de uma banda lateral e sua versão invertida no espectro, enquanto que o outro (H) é composto pela sobreposição de duas bandas laterais, uma delas invertida no espectro e também em contrafase. Por sua vez, a contrafase é a característica necessária para promover o cancelamento de umas das bandas laterais. Também é possível selecionar qual das bandas será cancelada dependendo se o combinador final irá somar ou subtrair os dois sinais.

2.4 Geração de sinais analíticos discretos

Sinais analíticos discretos, possuem uma transformada de Fourier com valores nulos para frequências tais que no domínio angular estivessem nos limites $(-\pi, 0)$

[6]. Esta afirmação será importante para entender o processo de modulação AM-SSB usando sinais analíticos. Em um sinal AM-DSB (Figura 2.3) sabe-se que as bandas laterais inferior e superior resultam, respectivamente, das partes negativa e positiva do espectro do sinal em banda base (Figura 2.1). Logo, para suprimir a banda lateral inferior, por exemplo, é necessário eliminar a parte negativa do espectro do sinal puramente real. Para tal, é necessário que o sinal em banda base passe em um filtro cuja resposta em frequência é ilustrada na Figura 2.10, conhecido como filtro analítico ideal.

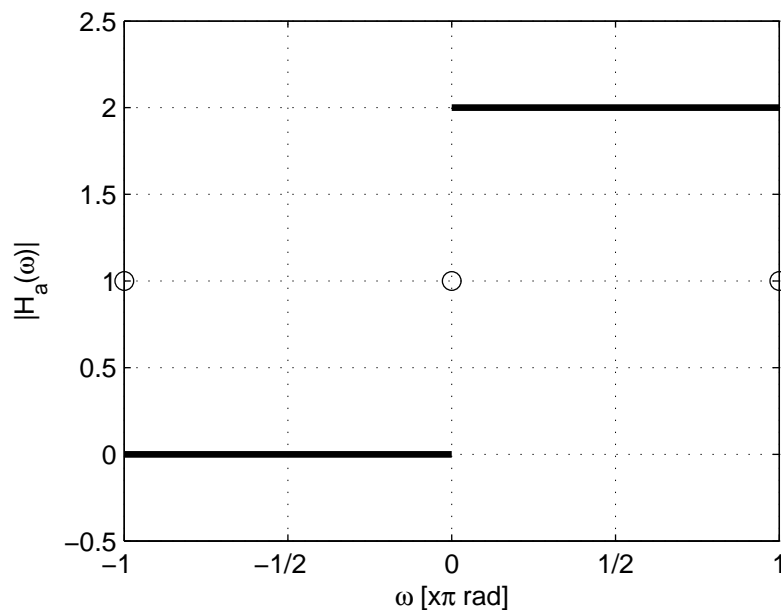


Figura 2.10: Resposta em frequência de um filtro analítico ideal.

Além de modulação com banda lateral única, existem outras aplicações para tais tipos de sinais [7]. São úteis na representação de sinais de banda passante, quando um sinal analítico em banda passante é decimado até que suas componentes ocupem o espectro de $-\pi$ a $+\pi$ otimizando a frequência de amostragem, na detecção de envoltórias e na estimação de frequências instantâneas. Serão mostradas algumas maneiras de gerar um sinal analítico, também conhecido como envoltória complexa.

2.4.1 Transformada de Hilbert discreta

A transformada de Hilbert é uma ferramenta matemática que pode ser usada para descrever um sinal analítico, $x_a(n)$, a partir de um sinal puramente real $x(n)$. Estes sinais estão relacionados pela equação [8]:

$$x_a(n) = x(n) + j \cdot \mathcal{H}\{x(n)\} \quad (2.3)$$

onde $\mathcal{H}\{x(n)\}$ é a transformada de Hilbert de $x(n)$, obtida da convolução:

$$\mathcal{H}\{x(n)\} = x(n) * h(k) \quad (2.4)$$

Esta transformação pode ser implementada como a saída de um sistema LTI (*Linear Time-Invariant*) com entrada $x(n)$ e resposta impulsiva $h(k)$ dada por:

$$h(k) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\operatorname{sen}^2\left(\frac{\pi k}{2}\right)}{k} & , \text{ para } k \neq 0 \\ 0 & , \text{ para } k = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

As partes real e imaginária de $x_a(n)$ apresentam uma relação ortogonal de fase, necessária para a supressão da banda lateral, após a translação por misturador complexo. Isto acontece devido ao comportamento da resposta em frequência do sistema linear transformador de Hilbert. Usando a transformada de Fourier para a resposta impulsiva,

$$\mathcal{F}\{h(n)\} = H(\omega) = \begin{cases} -j & , 0 \leq \omega < \pi \\ +j & , -\pi \leq \omega < 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

onde $H(\omega)$ é a transformada de Fourier de $h(n)$. Nota-se que a transformada de Hilbert produz deslocamento das componentes de frequência $-\pi \leq \omega < 0$ de $x(n)$ de $+90^\circ$ e das componentes de frequência positiva de -90° . A Figura 2.11 mostra o diagrama em blocos de um sistema transformador de Hilbert. A resposta impulsiva $\delta(n)$ corresponde ao delta de Kronecker

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & , n = 0 \\ 0 & , n \neq 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

que representa um filtro passa-tudo. Ou seja, a projeção do sinal analítico sobre o eixo real corresponde ao sinal puramente real original. A distribuição em frequência do sinal analítico resultante está ilustrado na Figura 2.12. Na resposta impulsiva de (2.5), encontra-se um sistema não-causal, pois estende-se de $-\infty$ a $+\infty$. Na limitação desta resposta, deve-se escolher um número ímpar de coeficientes para que o atraso do caminho real tenha um número inteiro de amostras. A partir do sinal analítico, $x_a(n)$, pode-se implementar um modulador SSB [9].

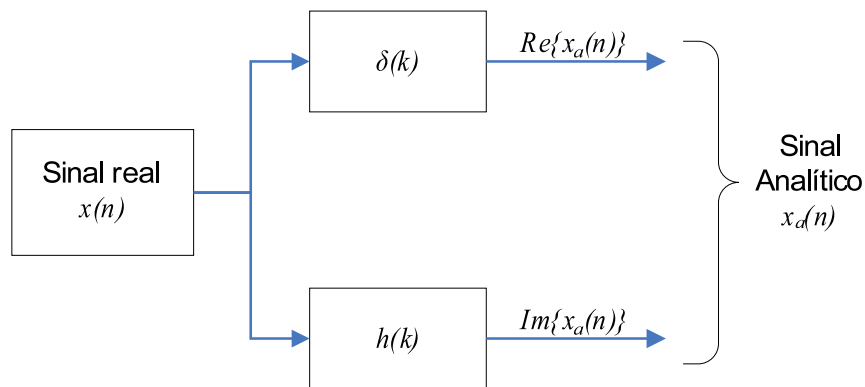


Figura 2.11: Sistema transformador de Hilbert usado na geração de sinais analíticos. Conhecido também como filtro analítico.

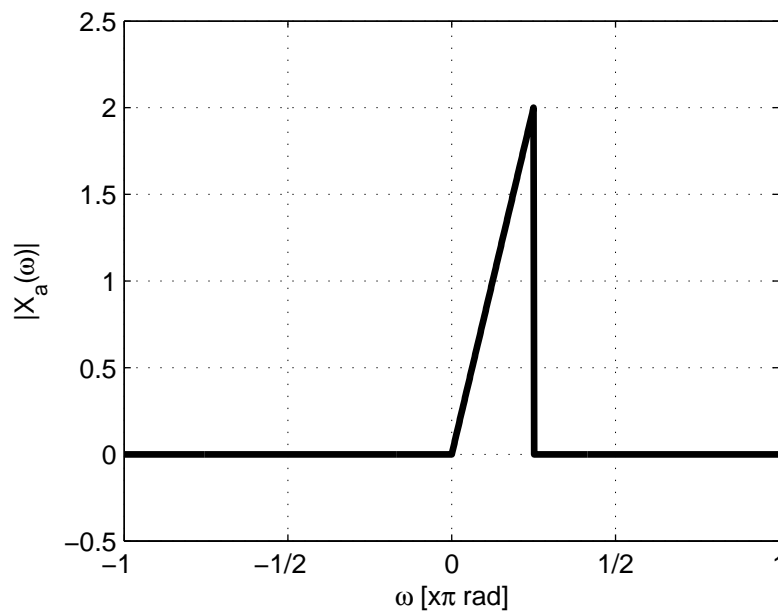


Figura 2.12: Sinal analítico gerado a partir do sistema transformador de Hilbert.

2.4.2 Processamento de FFT e IFFT

Marple apresentou um método de geração de sinais analíticos onde primeiramente toma-se a transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal real, levando-o para o domínio da frequência. Em seguida, todas as componentes de frequência negativa têm suas amplitudes zeradas. Finalmente, é feita a transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) levando o sinal de volta para o domínio do tempo [10]. Não é aconselhável usar este esquema em aplicações de tempo real, pois todo o sinal deve ser processado uma única vez.

Capítulo 3

Filtragem complexa

3.1 Introdução

Será mostrada a geração de um sinal de frequência intermediária de tempo discreto, com banda lateral única ou vestigial, a partir de um sinal puramente real em banda base. Um filtro capaz de eliminar as componentes de frequência $-\pi \leq \omega < 0$ do sinal modulante, permitirá o cancelamento da banda lateral inferior [11]. A saída deste filtro resultará em um sinal analítico. Serão apresentados o desenvolvimento para o cálculo dos coeficientes deste filtro e os cuidados para evitar distorções de fase. Adicionalmente, o processo é generalizado para sinais com banda lateral vestigial. Discute-se ainda o uso de estruturas recursivas no processo de filtragem complexa.

3.2 Resposta impulsiva para o filtro complexo

O filtro a ser calculado deverá apresentar uma resposta em frequência como da Figura 3.1, capaz de discriminar as frequências positivas das negativas. Para obter sua resposta impulsiva, será feita a análise das propriedades da transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT). Considera-se um sinal modulante $x(n)$, representado no domínio da frequência na Figura 2.1 tal que

$$\sum_{-\infty}^{+\infty} |x(n)| < \infty \quad (3.1)$$

cuja DTFT é

$$X(\omega) \equiv \mathcal{F}\{x(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot e^{-j\omega n} \quad (3.2)$$

Expandindo a função complexa na forma:

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot \cos(\omega n) - j \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot \sin(\omega n) \quad (3.3)$$

como $\cos(\omega n) = \cos(-\omega n)$ e $\sin(\omega n) = -\sin(-\omega n)$, se $x(n)$ for real, $X(\omega)$ é conjugado simétrico. Esta é a propriedade da simetria, que satisfaz:

$$\begin{aligned} X(-\omega) &= X^*(\omega) \\ \Re\{X(-\omega)\} &= \Re\{X(\omega)\} \\ \Im\{X(-\omega)\} &= -\Im\{X(\omega)\} \\ |X(-\omega)| &= |X(\omega)| \\ \angle X(-\omega) &= -\angle X(\omega) \end{aligned} \quad (3.4)$$

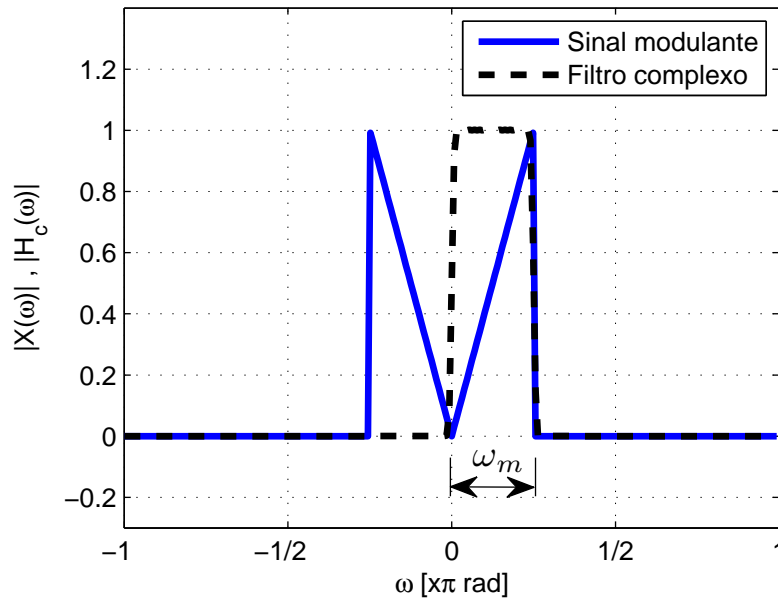


Figura 3.1: Resposta em frequência do filtro complexo desejado. Este filtro elimina as componentes de frequência $-\pi \leq \omega < 0$, gerando um sinal analítico.

Nota-se que a resposta em frequência para o filtro desejado (Figura 3.1) não é conjugada simétrica. Ou seja, não apresenta simetria par em torno de $\omega = 0$. Desta propriedade, conclui-se que com uma resposta impulsiva puramente real não é possível implementar o sistema desejado, pois sua resposta em frequência não é conjugada simétrica. Para obter o filtro é necessário usar uma resposta impulsiva complexa, explicando por que é chamado de filtro complexo. Seus coe-

ficientes complexos serão calculados a partir da propriedade do deslocamento em frequência da DTFT, acompanhando o raciocínio a seguir. Parte-se de um filtro passa-baixa ideal com frequência de corte ω_c e resposta impulsiva $h_r(n)$ puramente real, do tipo FIR não-recursivo, com N coeficientes, onde $0 \leq n \leq N - 1$ e variação linear de fase. A Figura 3.2 mostra a resposta em frequência e sua frequência de corte deverá ser metade da largura de faixa do sinal modulante, ou seja, $\omega_c = \omega_m/2$.

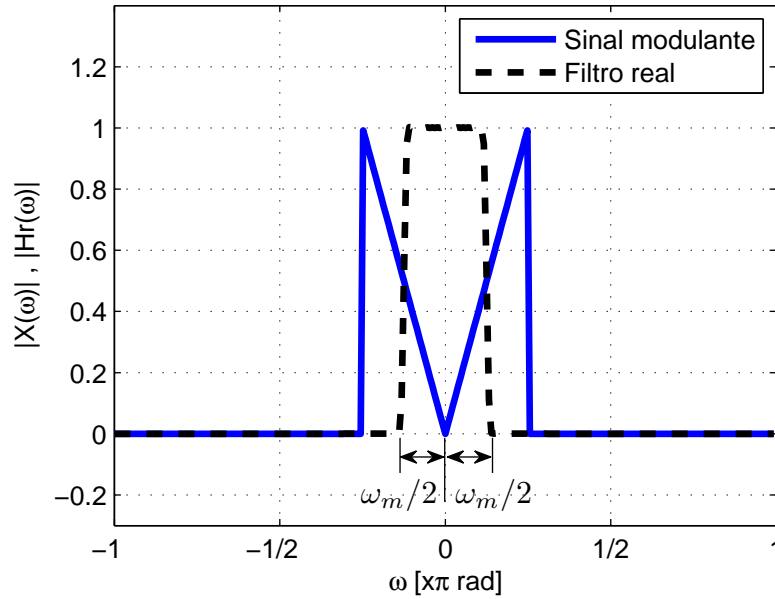


Figura 3.2: Resposta em frequência do filtro passa-baixa ideal com coeficientes puramente reais. Sua função de transferência foi sobreposta ao sinal modulante no domínio da frequência para salientar a relação entre a frequência de corte e a largura de faixa do sinal.

O filtro complexo será obtido multiplicando a resposta $h_r(n)$ pela função complexa de frequência ω_s , onde $\omega_s = \omega_m/2$. Resultará em uma resposta impulsiva de valores complexos, $h_c(n)$, tal que

$$h_c(n) = h_r(n) \cdot e^{j(\omega_s n + \phi_i)} = h_r(n) \cdot \left[\cos(\omega_s n + \phi_i) + j \cdot \text{sen}(\omega_s n + \phi_i) \right] \quad (3.5)$$

onde o fator exponencial representa o argumento, também chamado de tom complexo. Logo, a multiplicação pelo tom complexo, fez com que o filtro real que ocupava a banda de $-\omega_m/2$ a $+\omega_m/2$ (Figura 3.2), passasse a ocupar a banda de 0 a $+\omega_m$, levando a resposta em frequência $H_c(\omega)$ a ser igual à da Figura 3.1. No domínio da frequência, este deslocamento fica representado por:

$$H_c(\omega) = H_r(\omega - \omega_s) \quad (3.6)$$

Esta multiplicação produz o efeito de rotacionar todos os zeros e pólos do sistema base, como ilustrado na Figura 3.3. Deve-se provocar um atraso na resposta impulsiva $h_r(n)$ para torná-la causal, satisfasendo a condição $h_r(n) = 0$ para $n < 0$. Este atraso gera um deslocamento de fase indesejável na resposta do filtro, e, conseqüentemente, no sinal modulante [12]. Este deslocamento de fase corresponde à uma rotação no diagrama de constelação, para a modulação 8VSB. Para modulações síncronas, onde a relação de fase do sinal modulante deve se manter fixa em fase com a portadora, esta rotação na constelação é proibitiva.

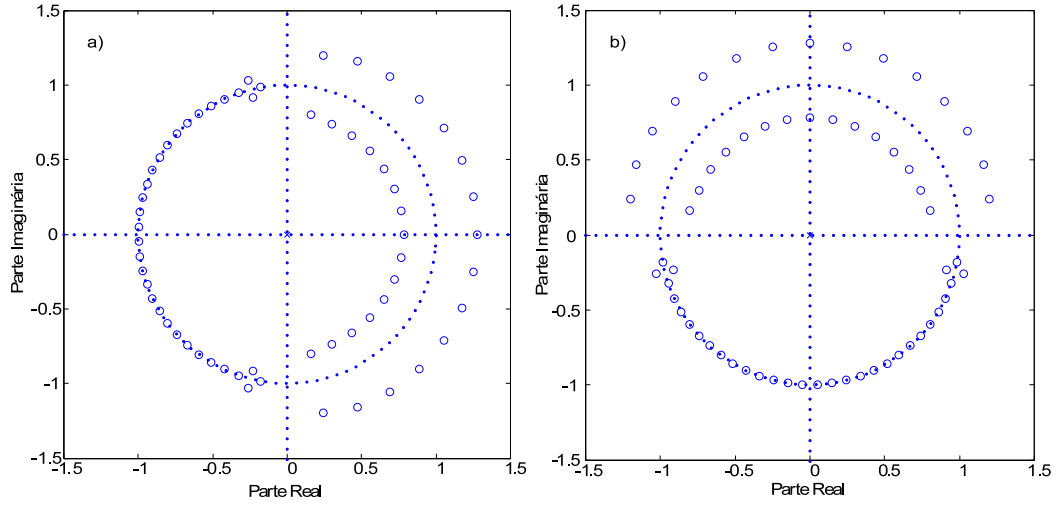


Figura 3.3: a) Diagrama de zeros e pólos de um filtro passa-baixa de meia banda de coeficientes reais. b) Diagrama de zeros e pólos de filtro de meia banda modulado por um tom complexo produzindo um filtro analítico de coeficientes complexos.

Para compensar este efeito, utiliza-se a fase inicial ϕ_i da função complexa para a qual existe um valor ótimo que garante a formação do sinal analítico sem as distorções de fase. Para um filtro ser com variação linear de fase, deve haver um ponto de simetria na sua resposta impulsiva. O valor de ϕ_i deve ser calculado de maneira que as partes real e imaginária de $h_c(n)$ apresentem uma característica simétrica e anti-simétrica, respectivamente, da forma

$$\begin{aligned} \Re \left\{ h_c \left(-n + \frac{N-1}{2} \right) \right\} &= \Re \left\{ h_c \left(n + \frac{N-1}{2} \right) \right\} \\ \Im \left\{ h_c \left(-n + \frac{N-1}{2} \right) \right\} &= -\Im \left\{ h_c \left(n + \frac{N-1}{2} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde N é o número de coeficientes (ímpar) e $(N-1)/2$ corresponde ao ponto de simetria. Em (3.5) observa-se que $\Re \{h_c(n)\}$ e $\Im \{h_c(n)\}$ são o resultado de um produto de duas funções, onde um dos fatores é $h_r(n)$. Para este produto apresentar um ponto de simetria, seus fatores também devem apresentar. O produto será anti-simétrico se um dos fatores for simétrico e o outro anti-simétrico.

Como $h_r(n)$ apresenta variação linear de fase, possui um ponto de simetria em $(N-1)/2$. Então, basta calcular ϕ_i para que $\cos(\omega_s n + \phi_i)$ e $\sin(\omega_s n + \phi_i)$ sejam funções simétrica e anti-simétrica para o mesmo ponto de simetria, $(N-1)/2$, respectivamente (Figuras 3.4 e 3.5). Para tal, o argumento das funções co-seno e seno devem ser nulos no ponto de simetria, como

$$\omega_s n + \phi_i = 0 \Big|_{n=\frac{(N-1)}{2}} \quad (3.8)$$

e garante-se a condição de (3.7). Substituindo o valor de n , ϕ_i fica

$$\phi_i = -\frac{\omega_s(N-1)}{2} \quad (3.9)$$

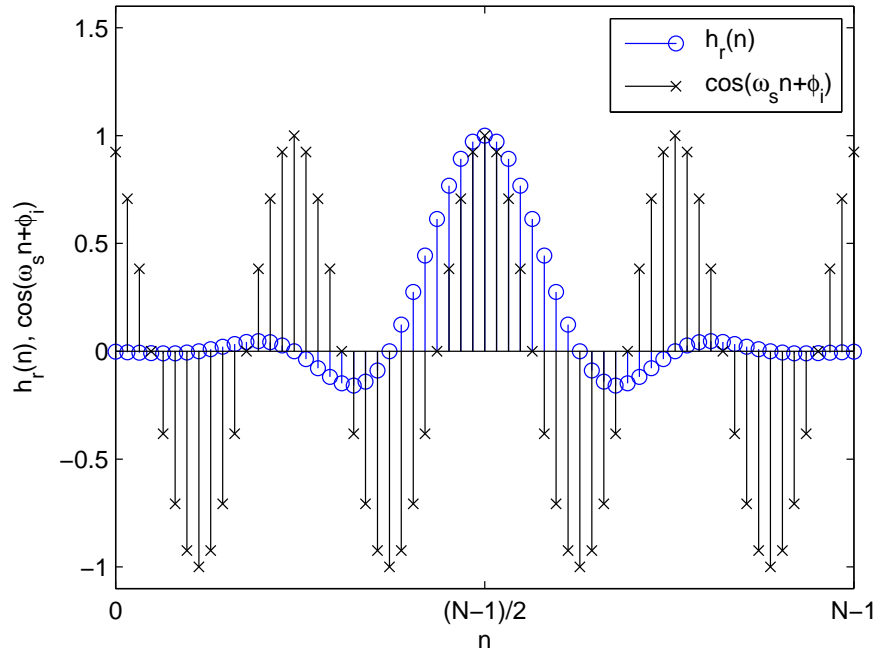


Figura 3.4: Sinais que compõem a parte real da multiplicação de (3.5). Uma vez empregado o valor ótimo de ϕ_i , as funções $\Re\{h_c(n)\}$ e $\cos(\omega_s n + \phi_i)$ apresentam uma característica simétrica, em um mesmo instante $(N-1)/2$.

Finalmente, a expressão geral da resposta impulsiva complexa é apresentada considerando o valor ótimo de fase inicial:

$$h_c(n) = h_r(n) \cdot e^{j \cdot \left(\omega_s n - \frac{\omega_s(N-1)}{2} \right)} \quad (3.10)$$

As Figuras 3.6 e 3.7 ilustram as partes real e imaginária de $h_c(n)$. Uma vez calculado o filtro complexo, o sinal analítico $x_a(n)$ pode ser obtido como sendo

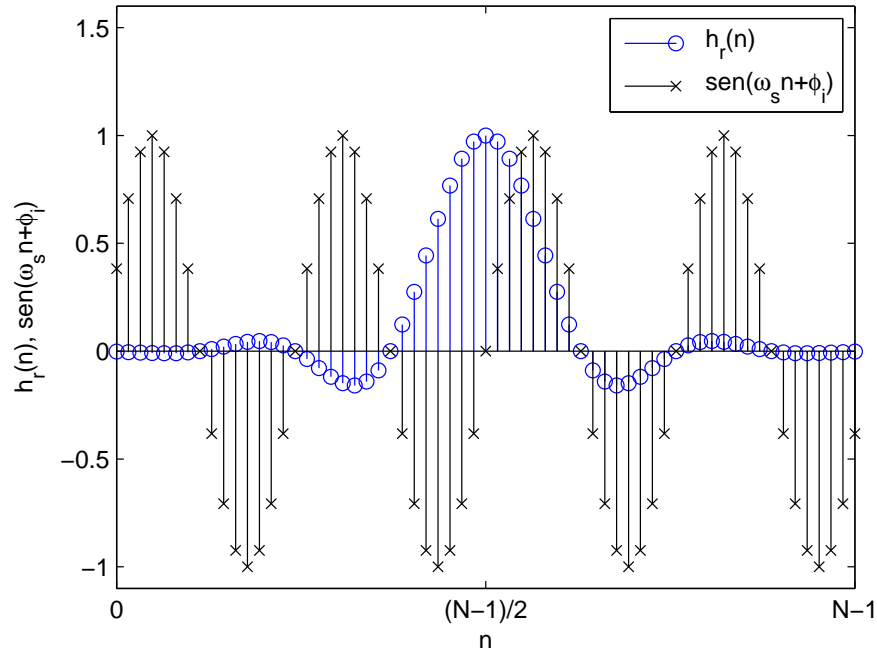


Figura 3.5: Sinais que compõem a parte imaginária da multiplicação em (3.5). Uma vez empregado o valor ótimo de ϕ_i , as funções $\Im\{h_c(n)\}$ e $\text{sen}(\omega_s n + \phi_i)$ apresentam uma característica simetria e anti-simétrica, respectivamente, em um mesmo instante $(N - 1)/2$.

a saída do filtro cuja resposta impulsiva é $h_c(n)$ e entrada $x(n)$. Ou através da convolução:

$$x_a(n) = x(n) * h_c(n) \quad (3.11)$$

O filtro analítico ideal da Figura 2.10, obtido através do sistema transformador de Hilbert, é um caso particular da filtragem complexa onde $\omega_c = \pi/2$ e $\omega_s = \pi/2$. A prova parte da função de transferência de um filtro passa-baixa ideal com frequência de corte ω_c :

$$H_r(\omega) = \begin{cases} 2 & \text{para } |\omega| < \omega_c \\ 0 & \text{para } \omega_c < |\omega| \leq \pi \end{cases} \quad (3.12)$$

Sua resposta impulsiva é determinada pela transformada de Fourier de tempo discreto inversa:

$$h_r(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_r(\omega) e^{j\omega n} d\omega = \frac{2\text{sen}(\omega_c n)}{\pi n}, \quad -\infty < n < \infty \quad (3.13)$$

Para obtenção da resposta impulsiva do filtro complexo, multiplica-se a res-

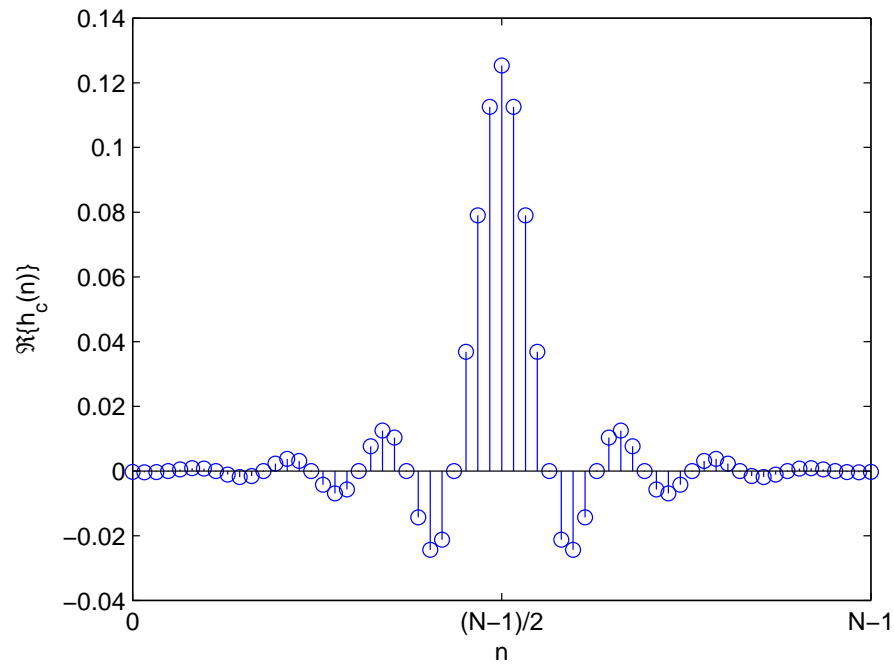


Figura 3.6: Coeficientes da parte real do filtro complexo. Corresponde a um filtro de variação linear de fase devido a existência de uma característica simétrica.

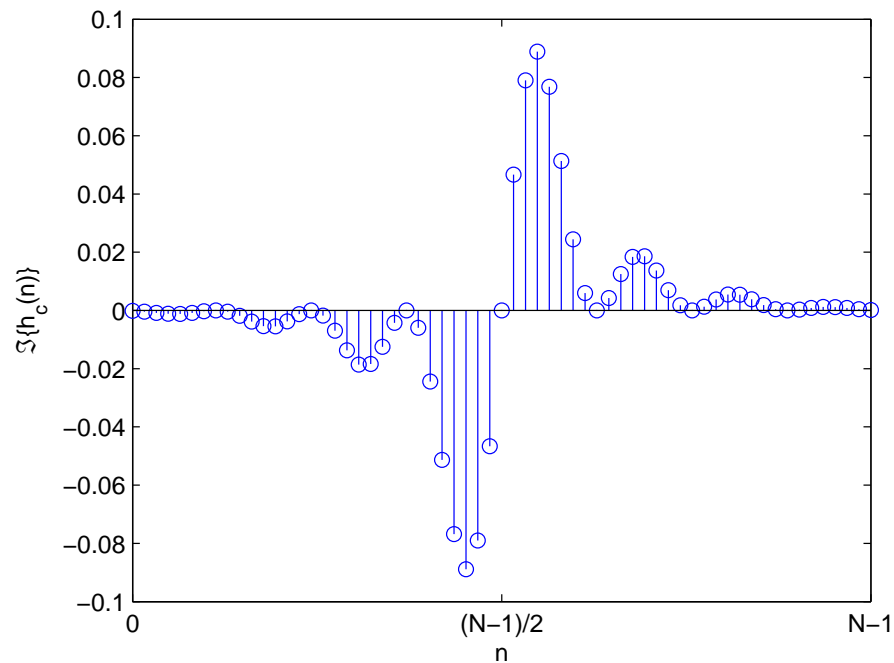


Figura 3.7: Coeficientes da parte imaginária do filtro complexo. Corresponde a um filtro de variação linear de fase devido a existência de uma característica anti-simétrica.

posta real pelo tom complexo, como em (3.5):

$$h_c(n) = h_r(n) \cdot e^{j(\omega_s n + \phi_i)} = \frac{2\text{sen}(\omega_c n)}{\pi n} \cdot [\cos(\omega_s n + \phi_i) + j\text{sen}(\omega_s n + \phi_i)] \quad (3.14)$$

A fase inicial ϕ_i é nula, pois o ponto de simetria encontra-se na origem. Para $\omega_c = \pi/2$ e $\omega_s = \pi/2$, vem

$$\Re\{h_c(n)\} = \frac{2\text{sen}(\frac{\pi n}{2}) \cdot \cos(\frac{\pi n}{2})}{\pi n} = \frac{\text{sen}(\pi n)}{\pi n} = \delta(n) \quad (3.15)$$

$$\Im\{h_c(n)\} = \frac{2}{\pi} \frac{\text{sen}^2(\frac{\pi n}{2})}{n} \quad (3.16)$$

As equações (3.15) e (3.16) correspondem às partes real e imaginária do sistema transformador de Hilbert ou filtro analítico ideal. A filtragem complexa difere do método de Hilbert por dois fatores. Primeiramente, ao contrário do filtro de Hilbert, o filtro complexo pode apresentar qualquer formato na banda de transição, como por exemplo a de um raiz de co-seno elevado. Segundo, porque a frequência de corte e o deslocamento em frequência do filtro passa-baixas real podem acontecer para quaisquer valores. Isto será útil em modulações AM-VSB, mostrado no próximo item.

3.3 Generalização para sinais com banda lateral vestigial

Alguns sistemas de comunicação, como o de TV analógica, empregam modulação AM-VSB (*Amplitude Modulation - Vestigial Side Band*). Em tais sistemas, deseja-se suprimir apenas uma parcela de uma das bandas laterais. O processo descrito no item 3.2 pode ser generalizado para esses sinais. Seja ω_m a largura de faixa de uma banda lateral completa e ω_v a largura de faixa da banda lateral vestigial. A Figura 3.8 mostra a resposta em frequência do sinal complexo $X_{vsb}(\omega)$ do qual se deseja obter um canal AM-VSB, a partir de um sinal puramente real, $X(\omega)$ (Figura 2.1). A banda passante deste filtro inclui as frequências $\omega_v \leq \omega < 0$. Portanto, o sinal em sua saída não pode ser identificado como analítico, pois não condiz com sua definição. Ou seja, conterà componentes de frequência no intervalo de $-\pi \leq \omega < 0$.

Se $h_r(n)$ for a resposta impulsiva de um filtro passa-baixa puramente real com N coeficientes e frequência de corte igual a $(\omega_m + \omega_v)/2$, onde $0 \leq n \leq N - 1$, o sinal em banda base da Figura 3.8 pode ser gerado a partir de um filtro complexo

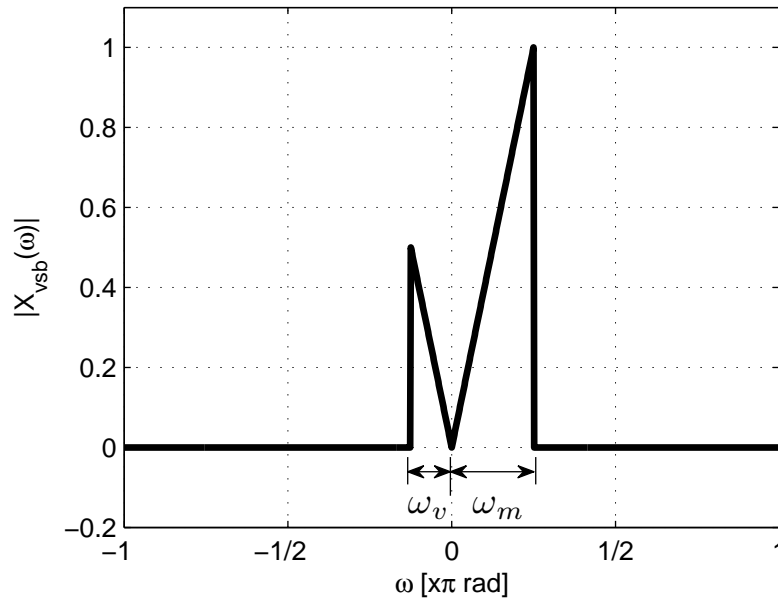


Figura 3.8: Sinal complexo em banda base apresentando banda lateral vestigial. Usado para obter-se uma modulação AM-VSB.

$h_c(n)$ definido como:

$$h_c(n) = h_r(n) \cdot e^{j \cdot \left(\frac{\omega_m - \omega_v}{2} n - \frac{(\omega_m - \omega_v)(N-1)}{4} \right)} \quad (3.17)$$

Finalmente, o sinal de saída $x_{vsb}(n)$ é obtido a partir da convolução

$$x_{vsb}(n) = x(n) * h_c(n) \quad (3.18)$$

3.4 Filtragem complexa em sistemas recursivos

O estudo dos itens 3.3 e 3.2 foi aplicado a um filtro de resposta impulsiva finita (FIR). Será mostrado como utilizar filtros IIR na geração de envoltórias complexas. O objetivo será transformar um filtro não-recursivo em um recursivo. Ou seja, dado um mesmo sinal de entrada para os dois sistemas, deve-se ter o mesmo sinal de saída. Parte-se do sistema recursivo representado pela equação

de diferenças [6],[8].

$$\begin{aligned}
 & y(n) + a_1y(n-1) + \dots + a_{M-1}y(n-(M-1)) = \\
 & = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_{N-1}x(n-(N-1)) \\
 & y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot x(n-i) - \sum_{j=1}^{M-1} a_j \cdot y(n-j)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

onde $y(n)$ e $x(n)$ correspondem a saída e entrada, respectivamente. Existem diferentes maneiras de implementação deste processamento. O diagrama em blocos da Figura 3.9 ilustra esta estrutura na forma direta.

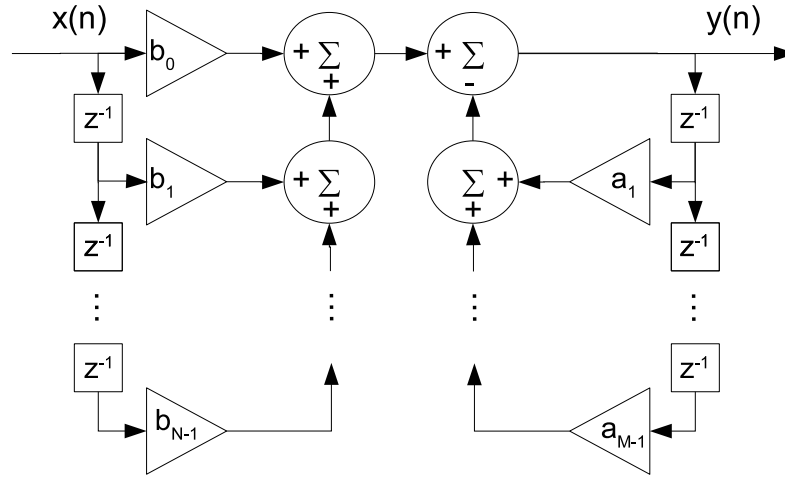


Figura 3.9: Diagrama em blocos de um filtro recursivo.

Os N coeficientes b_i e $M - 1$ coeficientes a_j serão identificados de forma indireta, através de regressão linear, usando o método de mínimos quadrados (LS - *Least Squares*). Este processo minimiza o erro quadrático entre as saídas dos sistemas de referência e o identificado (Figura 3.10). O sistema de referência corresponde ao filtro FIR complexo, previamente calculado. Será identificado o filtro recursivo IIR, cujos coeficientes também serão números complexos.

A formulação do problema é feita na notação de matrizes e vetores [13]. A saída do sistema a ser identificado é descrita na forma matricial, com as informações de (3.19), da forma

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{w} \tag{3.20}$$

onde \mathbf{y} é o vetor que contém K amostras da saída do sistema, \mathbf{U} é a matriz de regressão linear e \mathbf{w} é o vetor que contém os coeficientes a serem estimados. Estas grandezas ficam explícitas como:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(0) & y(1) & \dots & y(K-1) \end{bmatrix}^T \tag{3.21}$$

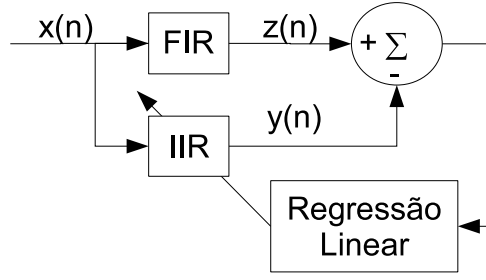


Figura 3.10: Processo de modelagem. O sistema de referência corresponde ao filtro FIR. O sistema a ser modelado corresponde ao filtro recursivo IIR.

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} x(0) & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ x(1) & \dots & 0 & y(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-1) & \dots & x(0) & y(M-2) & \dots & y(0) \\ x(N) & \dots & x(1) & y(M-1) & \dots & y(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(K-1) & \dots & x(K-N) & y(K-2) & \dots & y(K-M) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\mathbf{w} = \left[b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{N-1} \quad a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{M-1} \right]^T \quad (3.23)$$

sendo $K > N$ e $K > M - 1$. A função custo ou erro quadrático é definida como

$$\mathbf{J}(\mathbf{w}) = \sum_{n=0}^{K-1} |z(n) - y(n)|^2 = (\mathbf{z} - \mathbf{U}\mathbf{w})^H (\mathbf{z} - \mathbf{U}\mathbf{w}) \quad (3.24)$$

onde o vetor \mathbf{z} corresponde às amostras na saída do FIR e o operador $(\cdot)^H$ indica a necessidade a transpor e conjugar a matriz. A solução do método dos mínimos quadrados [14] é encontrada derivando a função custo em relação aos coeficientes \mathbf{w} e anulando o resultado:

$$\frac{\partial \mathbf{J}(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = -\mathbf{U}^H \mathbf{z} + \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{w} = 0 \quad (3.25)$$

A solução para \mathbf{w} é única se, e somente se, as colunas de \mathbf{U} forem linearmente independentes. Assim, a equação normal é satisfeita pelo valor estimado \mathbf{w} , encontrado como:

$$\mathbf{w} = (\mathbf{U}^H \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \quad (3.26)$$

Para avaliar o desempenho do processo de identificação, será definido um coeficiente de mérito chamado de erro quadrático médio normalizado (NMSE -

Normalized Mean Squared Error). Este valor verifica a similaridade das saídas dos dois sistemas, amostra por amostra, e, portanto, a precisão com que o sistema foi identificado. Expresso em decibels, este parâmetro é:

$$NMSE = 10 \log \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{K-1} |z(n) - y(n)|^2}{\sum_{n=0}^{K-1} |z(n)|^2} \right\} \quad (3.27)$$

Naturalmente, o sistema recursivo aproximar-se-á do filtro FIR com o aumento do número de coeficientes b_i , $0 \leq i \leq N - 1$ e a_j , $1 \leq j \leq M - 1$. A Figura 3.11 apresenta o valor do NMSE em função do número de coeficientes. A precisão

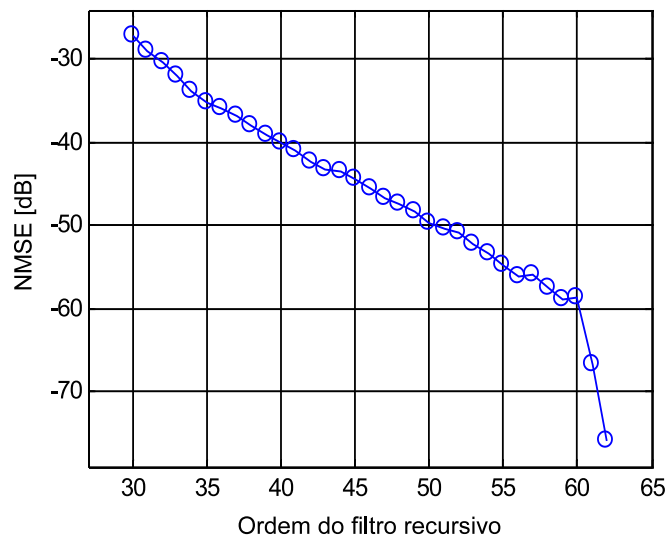


Figura 3.11: Diminuição do NMSE com o aumento da ordem do filtro recursivo. O filtro original é de 64^a ordem.

com que o IIR foi identificado pode também ser avaliada através do erro de sua função de transferência em função da ordem do filtro e da frequência (Figura 3.12). Como exemplo, um filtro FIR de 64^a ordem foi representado por um IIR de 32^a ordem (Figura 3.13). Com a metade do número de pólos a resposta em frequência do filtro recursivo se aproximou do não-recursivo com sucesso.

3.5 Formação do sinal de FI

Nos itens 3.2, 3.3 e 3.4 foi mostrado como calcular os coeficientes de filtros complexos. O objetivo agora é gerar um sinal de FI com uma das bandas laterais

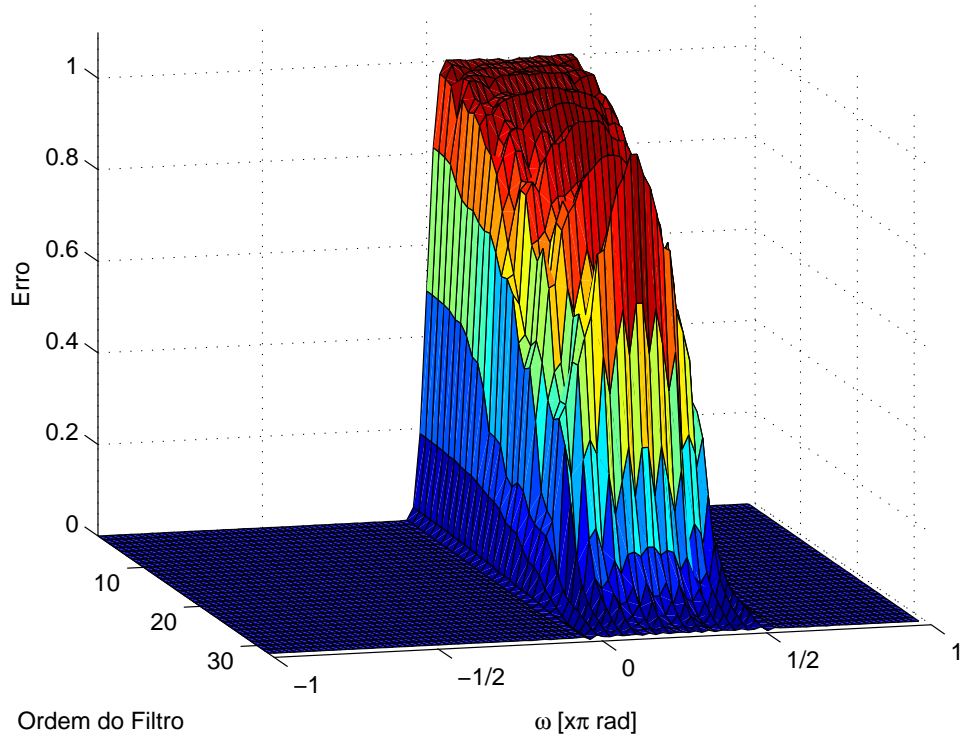


Figura 3.12: Erro da resposta em frequência do sistema identificado em função da ordem do filtro e da frequência.

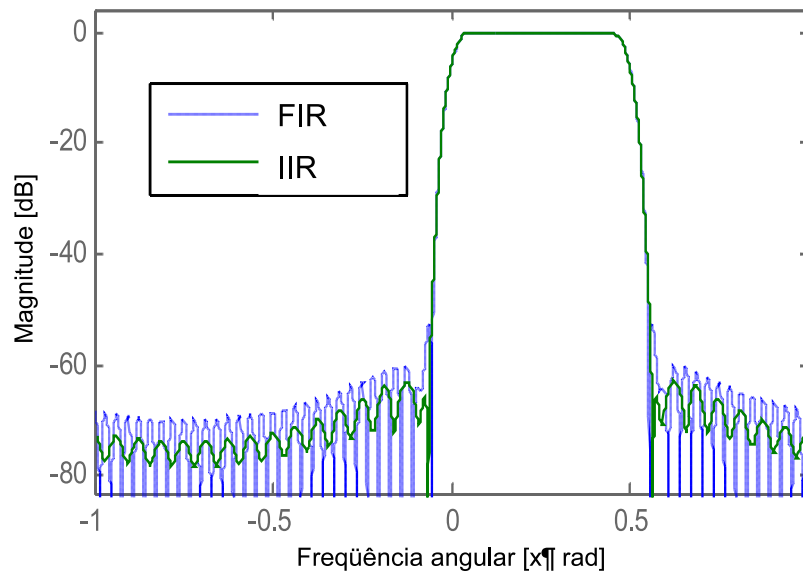


Figura 3.13: Resposta em frequência de um filtro FIR de 64^a ordem sobreposta à do filtro IIR identificado de 32^a ordem.

suprimidas ou vestigiais, a partir do sinal de saída do filtro complexo. Tomou-se como exemplo o sinal analítico $x_a(n)$ calculado no ítem 3.2. Para obter o sinal modulado em FI é necessário fazer uma mistura complexa, transladando o espectro de $X_a(\omega)$ a partir de um tom complexo. A modelagem deste processo obedece à equação:

$$y(n) = x_a(n) \cdot e^{j\omega_0 n} \quad (3.28)$$

ou na forma trigonométrica:

$$y(n) = [\Re\{x_a(n)\} + j \cdot \Im\{x_a(n)\}] \cdot [\cos(\omega_0 n) + j \cdot \text{sen}(\omega_0 n)] \quad (3.29)$$

O diagrama em blocos da Figura 3.14 ilustra os processos descritos em (3.11) e (3.29). Uma vez gerado o sinal de FI, $y(n)$, pode-se usar a parte real ou a imaginária para sua transmissão. Como na maioria dos sistemas que usam dupla conversão para a canalização do sinal de FI, ambas as partes devem ser usadas para subseqüentes misturas complexas. Obtém-se, novamente, a rejeição da frequência imagem. A Figura 3.15 mostra o sinal complexo $y(n)$ no domínio do frequência.

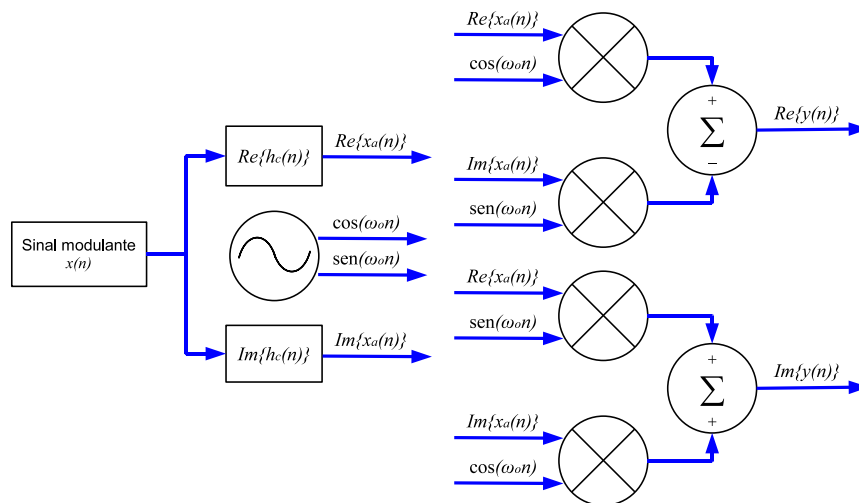


Figura 3.14: Diagrama em blocos representando a filtragem complexa em banda base, seguido pelo misturador complexo. Usados na modulação com banda lateral suprimida.

É possível selecionar qual das bandas laterais será suprimida sem recalculer a resposta impulsiva $h_c(n)$, ou seja, se a geração do espectro de FI será normal ou invertido. Em (3.28), conjuga-se o sinal analítico $x_a(n)$. Reescrevendo a equação, obtém-se:

$$y(n) = x_a^*(n) \cdot e^{j\omega_0 n} \quad (3.30)$$

onde a conjugação corresponde à obtenção da banda lateral inferior. A Figura 3.16 ilustra o resultado desta seleção. Ao se optar pela supressão de uma das

bandas laterais, o sinal de FI espelha-se em torno da frequência da portadora, alterando sua frequência central. Difere do método de Weaver no qual esta alternância faz com que o sinal se espelhe em torno da frequência central, alterando a frequência da portadora.

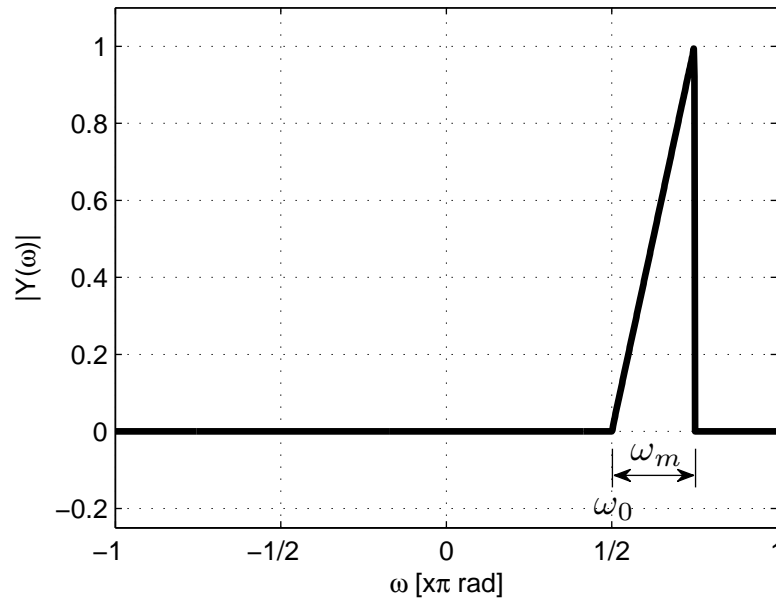


Figura 3.15: Sinal complexo com banda lateral suprimida localizado na faixa de FI.

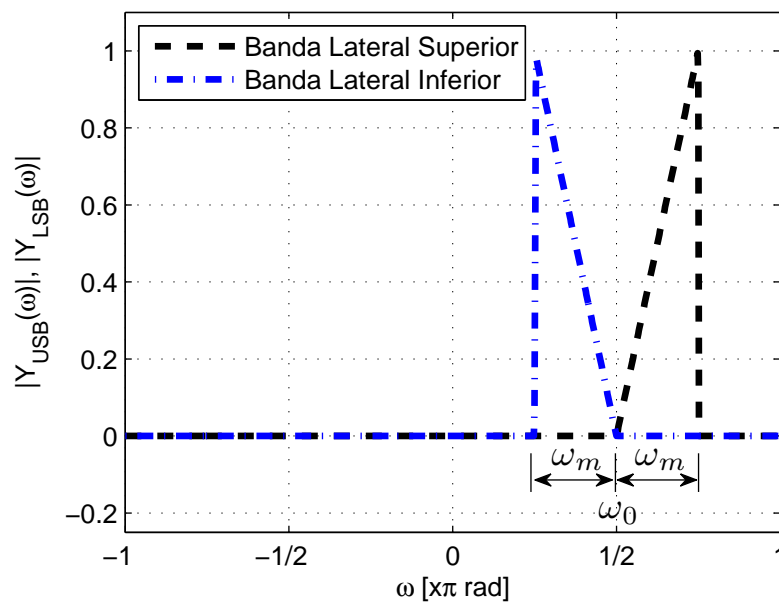


Figura 3.16: Seleção da banda lateral a ser suprimida. As bandas laterais superior e inferior localizam-se em torno da frequência de translação.

Capítulo 4

Simulações e ensaios

4.1 Introdução

Serão apresentadas as simulações referentes à geração dos sinais modulados e suas respectivas medidas experimentais. O desenvolvimento analítico do Capítulo 3 será aplicado em dois tipos de sistemas de transmissão para televisão com modulação em amplitude com banda lateral vestigial. O sistema de TV digital no padrão americano estabelecido pelo *Advanced Television Systems Committee* (ATSC) que usa modulação 8VSB, assim como o de TV analógica. Posteriormente, apresenta-se uma técnica da redução de largura de faixa do sinal 8VSB mantendo a compatibilidade com receptores padronizados. Finalmente, mostra-se um estudo de misturadores analógicos complexos, salientando a otimização da rejeição da frequência imagem.

4.2 Padrão ATSC para modulação 8VSB

A sigla 8VSB significa *8 level Vestigial Side Band* e corresponde a uma modulação em amplitude com banda lateral vestigial. O diagrama em blocos da Figura 4.1 mostra esta modulação usando o método de filtragem complexa. O filtro com resposta impulsiva puramente real para obtenção do filtro complexo é o de *raiz de co-seno elevado* previsto no sistema. Portanto,

$$h_c(n) = h_{rrc}(n) \cdot e^{j \left(\frac{\omega_m}{2} n - \frac{\omega_m(N-1)}{4} \right)} \quad (4.1)$$

onde ω_m deverá ser metade da taxa de símbolo, S_R , e $h_{rrc}(n)$ é a resposta impulsiva do filtro [15], definida como:

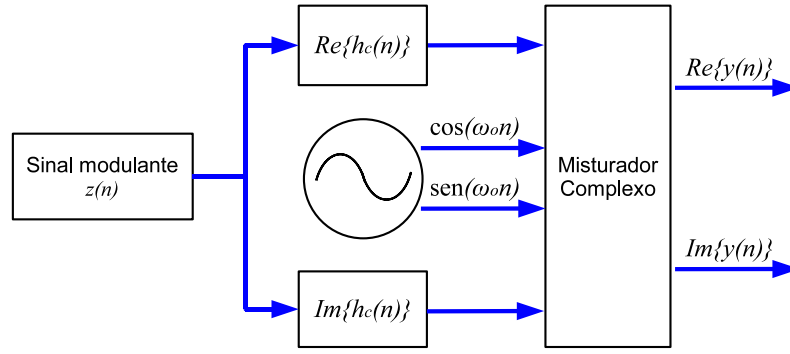


Figura 4.1: Diagrama em blocos de um modulador 8VSB, empregando o método de filtragem complexa para formação de um sinal de FI, com banda lateral vestigial.

$$h_{rrc}(n) = \begin{cases} -\frac{\sqrt{2f_c}}{\pi f_s} \cdot (\pi(R-1) - 4R), & \text{para } n = 0 \\ \frac{\sqrt{2f_c}}{2\pi f_s} \cdot (\pi(R+1) \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi(R+1)}{4R}\right) - 4R \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi(R-1)}{4R}\right) + \pi(R-1) \cdot \text{cos}\left(\frac{\pi(R-1)}{4R}\right)), & \text{para } |n| < \frac{1}{8Rf_c} \\ -\frac{4R}{f_s} \cdot \frac{\text{cos}((1+R)2\pi f_c n) + \frac{\text{sen}((1-R)2\pi f_c n)}{8Rf_c n}}{\pi \sqrt{\frac{1}{2f_c}} \cdot ((8Rf_c n)^2 - 1)}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.2)$$

sendo f_s a frequência de amostragem, f_c a frequência de corte e R o fator de decaimento (*roll-off*). De acordo com as normas [16], S_R e R são definidos como:

$$S_R = \frac{286 \cdot 4,5 \cdot 10^6}{684} = 10,762237...MHz \quad (4.3)$$

$$R = 1 - \left(\frac{12}{S_R}\right) \quad (4.4)$$

A modulação 8VSB é considerada de banda lateral vestigial apenas devido ao fator de decaimento deste filtro. Para o cálculo da resposta impulsiva do filtro complexo, considera-se este sistema como de banda lateral única. Se fosse possível obter filtros ideais, com decaimento nulo, o sistema poderia ser chamado de 8SSB. O sinal modulante $z(n)$ é puramente real e composto por oito amplitudes distintas, somado a um nível de corrente contínua (DC) para geração de uma parcela de portadora pura, chamada portadora piloto. As Figuras 4.2 e 4.3 mostram a simulação e a medida deste sinal. Para ilustrar o efeito da supressão da imagem, as Figuras 4.4 e 4.5 mostram o sinal 8VSB em uma banda de 6 MHz, sobreposto ao sinal com banda lateral dupla, identificado como 8DSB. Em um

esquema de dupla conversão, o sinal de FI é comumente gerado com seu espectro invertido, como na simulação (Figure 4.6) e na medida experimental (Figura 4.7). Como mostrado em (3.30), é possível selecionar qual das bandas laterais será suprimida. No método de filtragem complexa, as Figuras 4.8 e 4.9 apresentam esta seleção, onde a frequência da portadora piloto é mantida, alterando-se a frequência central. Finalmente, para comparação, a seleção de qual banda lateral será suprimida no método de Weaver é apresentada nas Figuras 4.10 e 4.11. Neste caso, a frequência central se mantém fixa, alterando-se a frequência da portadora piloto.

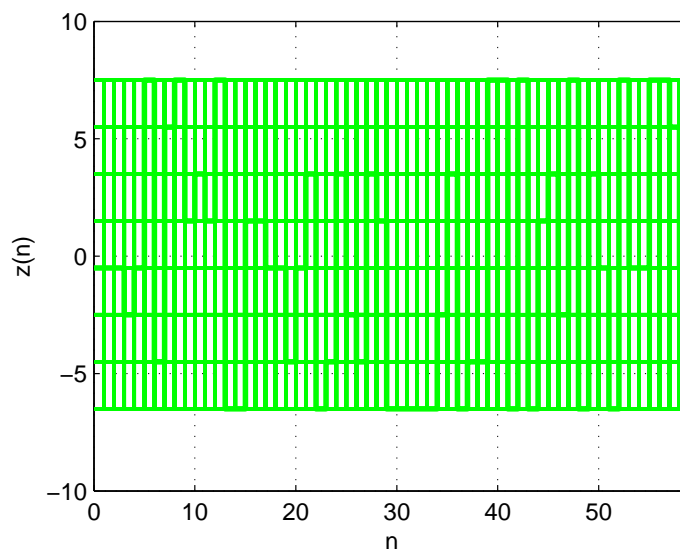


Figura 4.2: Exemplo de um sinal modulante composto por 8 níveis de amplitude e uma parcela DC. Gráfico feito com retenção de traço.

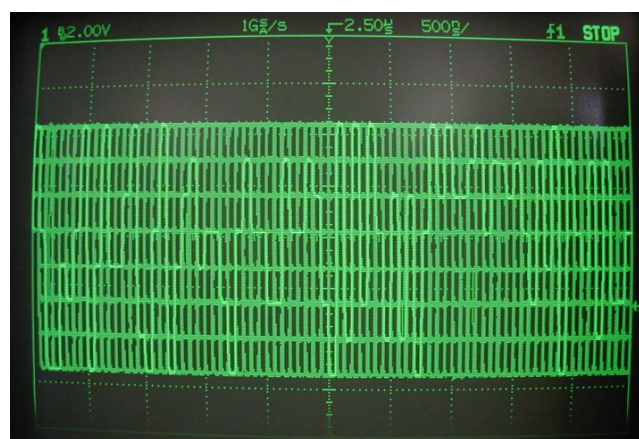


Figura 4.3: Medida do sinal modulante 8VSB em banda base. Medida feita com um osciloscópio com o retraço habilitado.

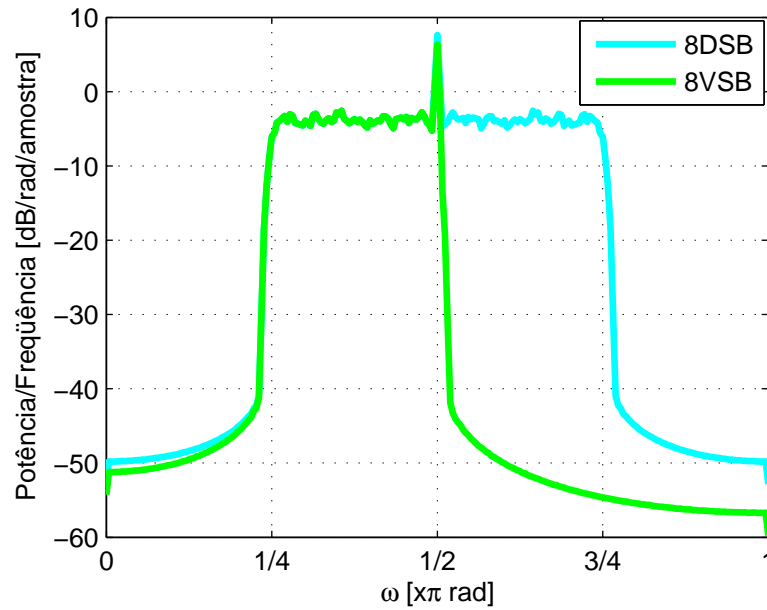


Figura 4.4: Simulação dos sinais 8DSB e 8VSB sobrepostos. Uma das bandas laterais foi filtrada em banda base.

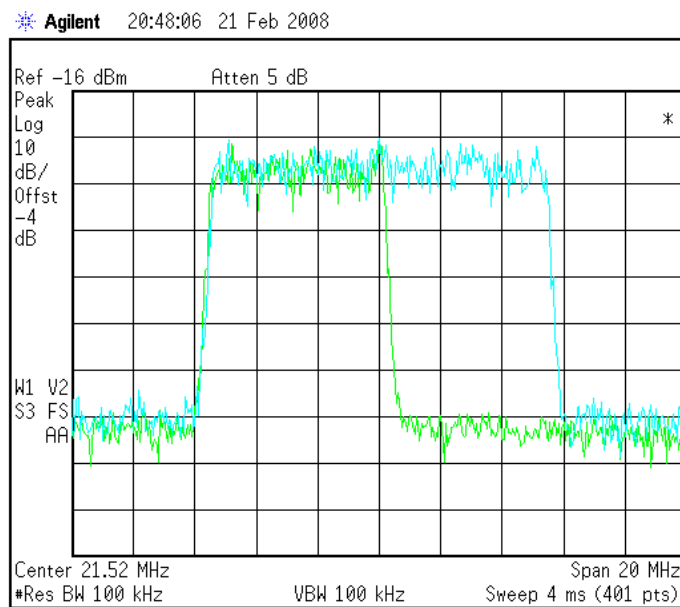


Figura 4.5: Medida dos sinais 8DSB e 8VSB sobrepostos, ilustrando a filtragem de uma das bandas laterais.

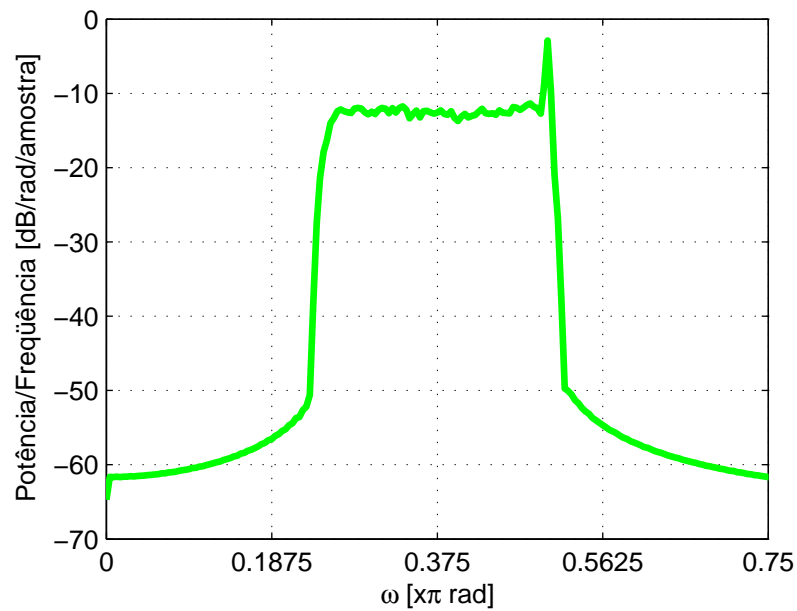


Figura 4.6: Densidade espectral de potência do sinal de FI, modulação 8VSB, com espectro invertido gerado a partir do método de filtragem complexa.

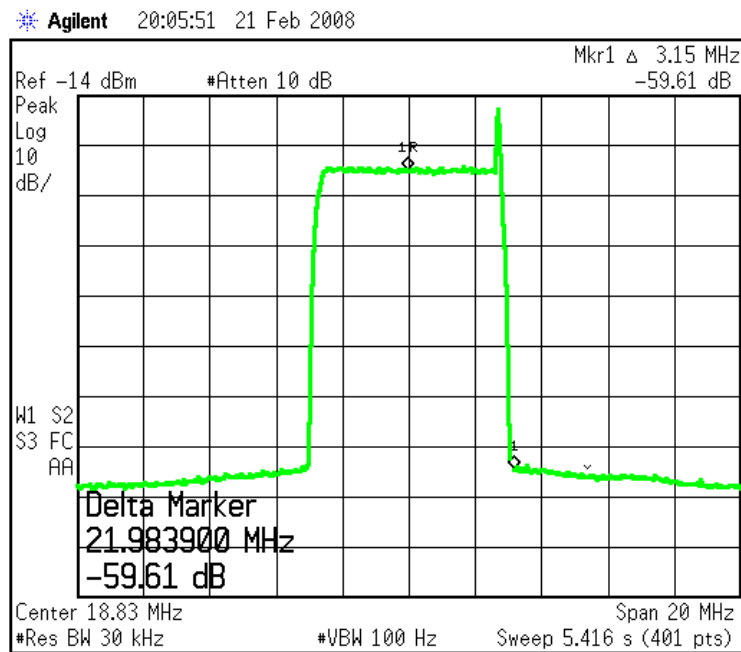


Figura 4.7: Sinal de FI ATSC com banda suprimida, obtido a partir da montagem experimental. Supressão de 59,61dB da frequência imagem.

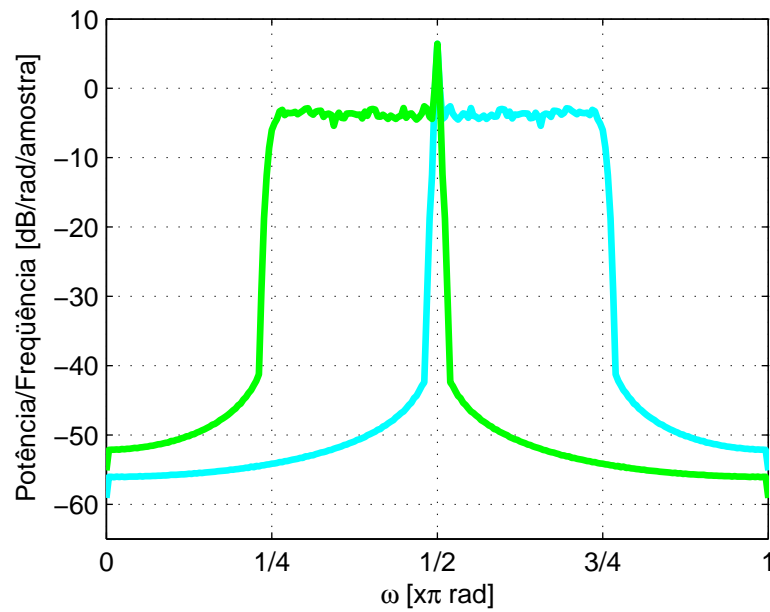


Figura 4.8: Simulação da seleção entre as bandas laterais superior e inferior para o método de filtragem complexa no sistema ATSC 8VSB.

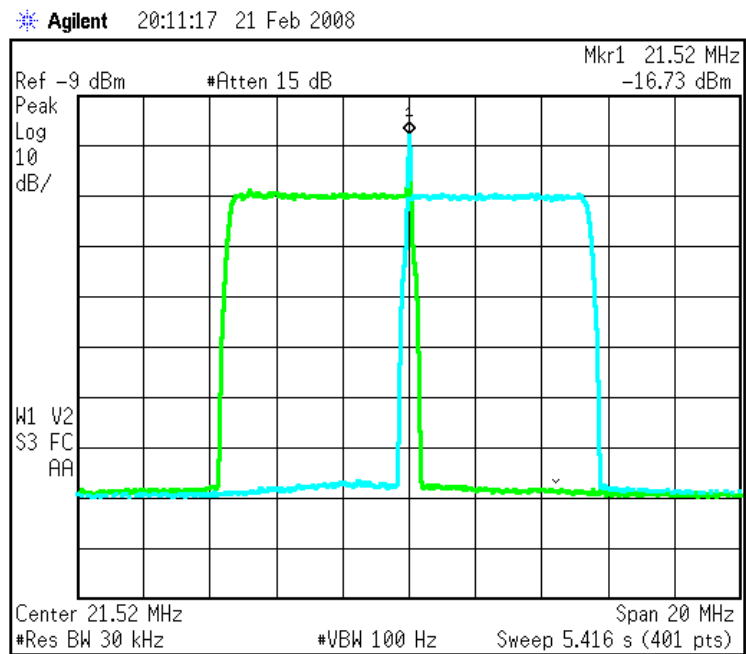


Figura 4.9: Resultado de duas medidas sobrepostas mostrando a seleção entre as bandas laterais superior e inferior para o método de filtragem complexa no sistema ATSC 8VSB.

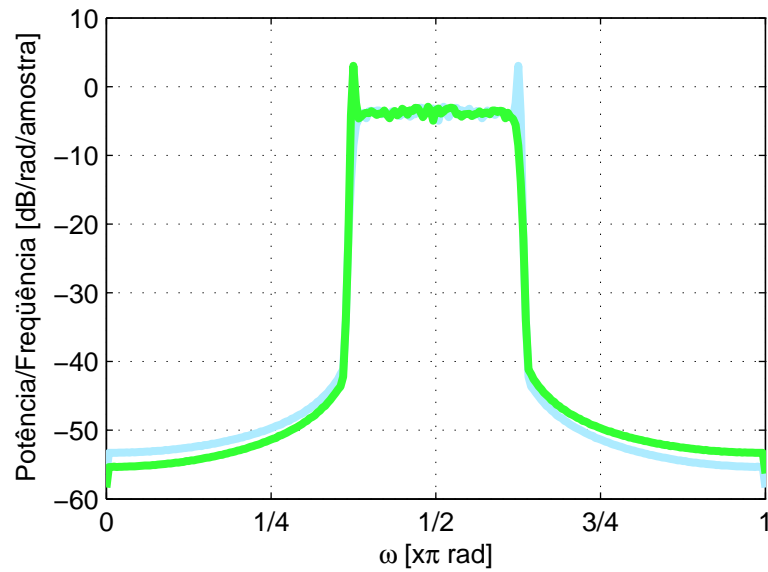


Figura 4.10: Densidade espectral de potência dos sinais 8VSB, com seu espectro da posição normal e invertida, segundo a modulação Weaver.

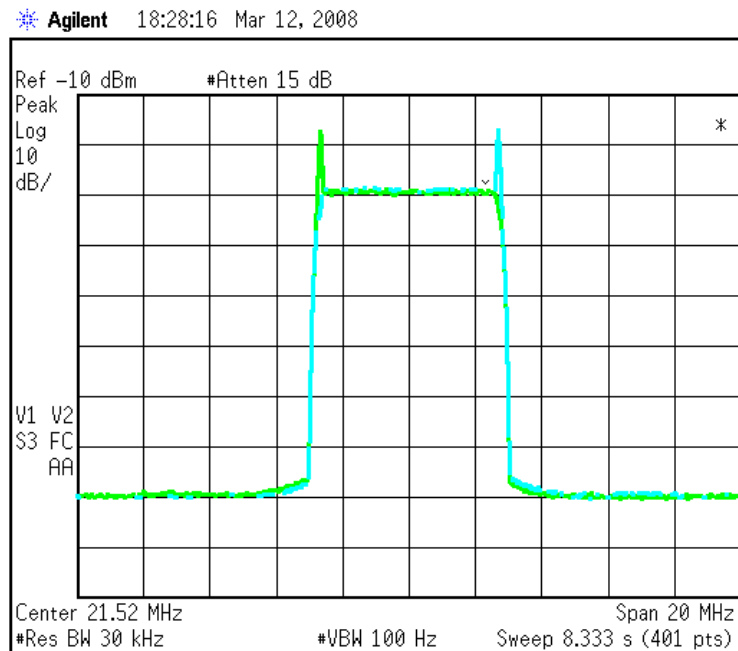


Figura 4.11: Espectro das bandas laterais. Ora superior, ora inferior, de acordo com o método de Weaver.

4.3 TV analógica para modulação AM-VSB

De forma equivalente, o sinal de FI do sistema NTSC (*National Television Systems Committee*) de TV analógica pode ser obtido usando a filtragem complexa, como mostrado no item 3.3. O diagrama em blocos de um modulador de vídeo composto é mostrado na Figura 4.12. Para o sistema M, usado no Brasil, a largura de faixa de uma banda lateral é de 4,2 MHz e a da banda lateral vestigial é de 1,25 MHz. A frequência de amostragem, neste caso, pode ser qualquer uma, desde que respeite o teorema da amostragem de *Nyquist*. Normalmente usa-se quatro vezes a frequência da subportadora de cor. Para o padrão de cor NTSC, esta frequência é $4 \times 3,579545 = 14,318181$ MHz. Também é possível incluir a modulação do sinal de áudiofrequência nesta arquitetura, sendo a geração do sinal AM-VSB o foco de estudo. As Figuras 4.13 e 4.14 ilustram uma linha ativa de um sinal de vídeo composto em banda base, o sinal de teste *NTC7 Composto*. As Figuras 4.15 (simulação) e 4.16 (medida) ilustram o sinal de vídeo modulado com banda lateral vestigial. A implementação digital de um modulador de TV analógica traz algumas vantagens, tais como a possibilidade de pré-correção das distorções do vídeo composto, a ausência de modulação cruzada entre os portadores de áudio e vídeo e maior seletividade na frequência sem introduzir atraso de grupo.

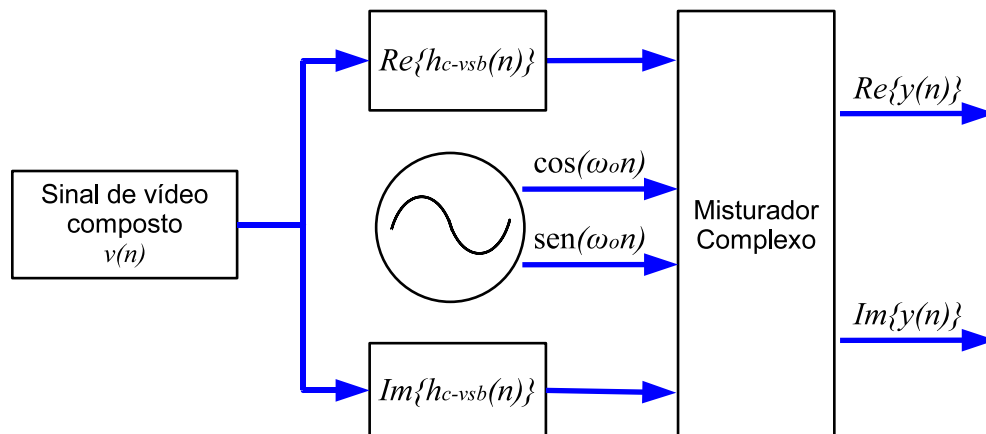


Figura 4.12: Diagrama em blocos de um modulador de vídeo composto. Esta é uma aplicação de DSP para sinais analógicos.

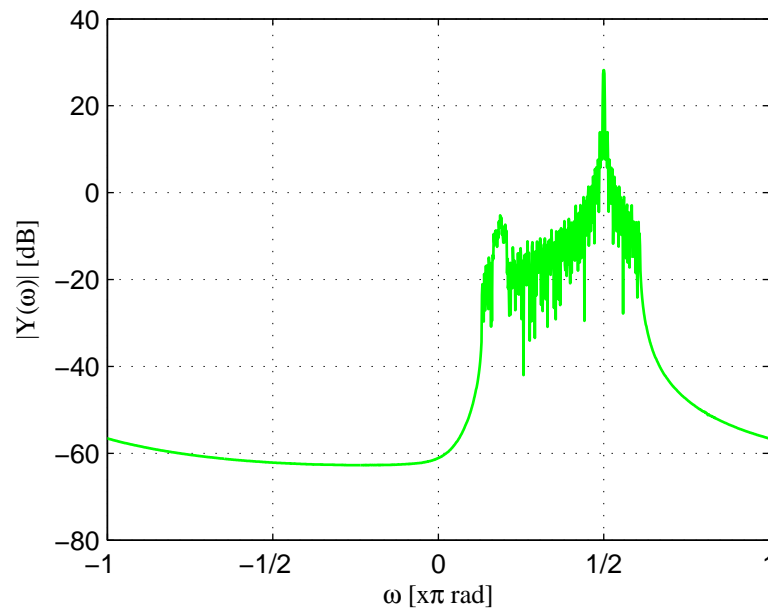


Figura 4.15: Sinal de vídeo composto modulado com banda lateral vestigial.

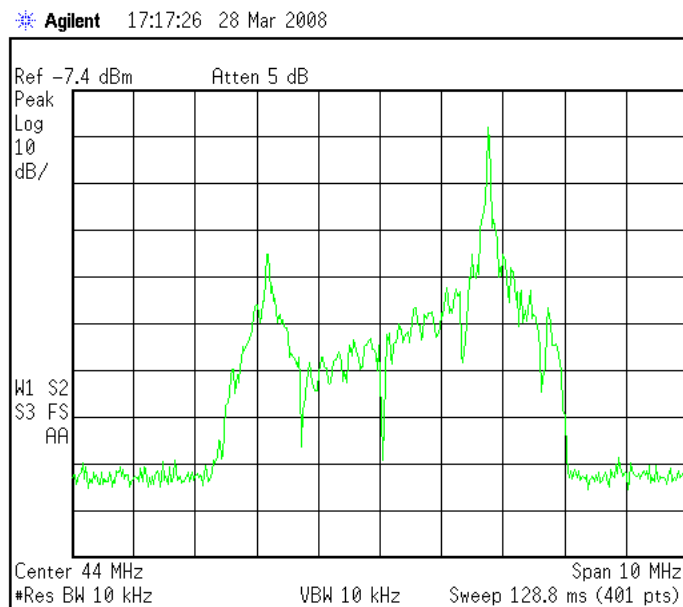


Figura 4.16: Sinal de vídeo composto modulado com banda lateral vestigial, no padrão M/N. Medida extraída de um modulador analógico implementado digitalmente através do método de filtragem complexa.

4.4 Comparação entre métodos de Weaver e de filtragem complexa

Foi realizado um experimento comparativo entre os métodos de filtragem complexa e de Weaver. Usando o analisador de sinais *Tektronix RFA-300A* para medir o espectro do canal (Figura 4.17), aparentemente não se encontrou diferença de desempenho. Contudo, quando um único símbolo for usado como sinal modulante, transmitindo assim a portadora pura, aparece a diferença. Desta maneira, é possível visualizar a presença de espúrios dentro da banda do canal em ambos os métodos. Isto se deve, por exemplo, a erros de quantização do processamento digital. Em Weaver (Figura 4.19), os espúrios aparecem de maneira acentuada comparado com a filtragem complexa (Figura 4.18). Existem duas causas que explicam esta diferença. Primeiramente, em cada conversão uma pequena quantidade de nível DC presente, devido aos erros de arredondamento, produz um vazamento de oscilador. Na filtragem complexa, que usa uma única conversão para formar o sinal de FI, esse vazamento coincide com a frequência da portadora piloto. Em Weaver o vazamento surge no meio do canal, a partir do espectro de dobramento. A segunda é que qualquer não cancelamento da banda lateral na filtragem complexa aparece *fora do canal*, enquanto que em Weaver aparece *dentro do canal*.

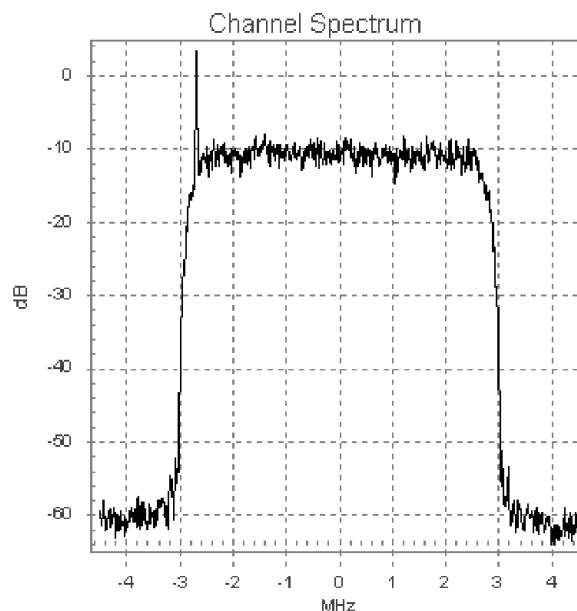


Figura 4.17: Medida do espectro do canal ATSC equivalente para os métodos de filtragem complexa e Weaver. Realizada com o instrumento *Tektronix RFA-300A*.

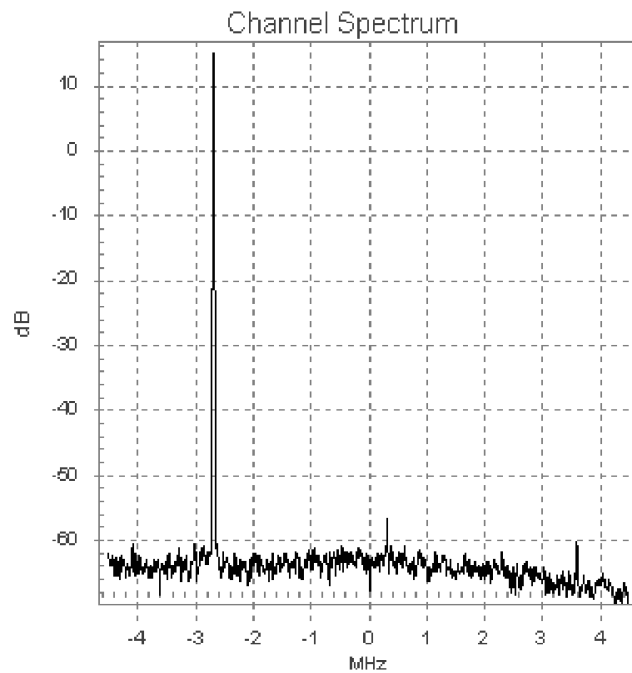


Figura 4.18: *Portadora pura usando método de filtragem complexa.*

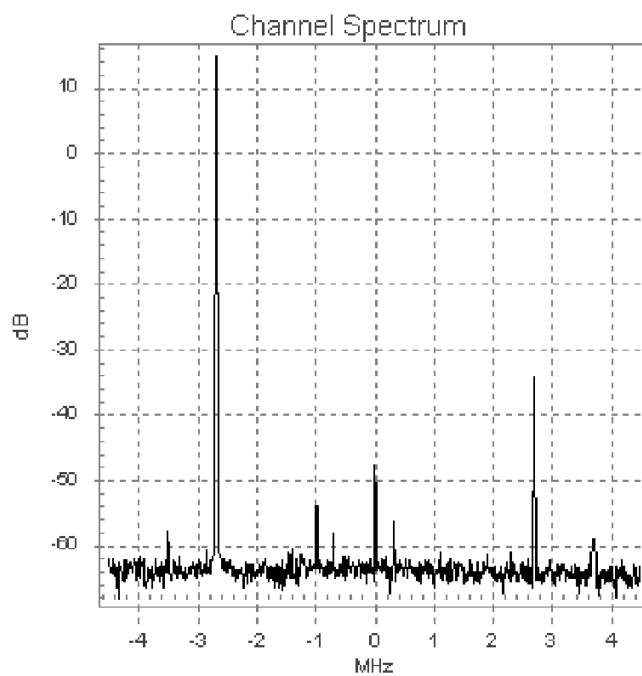


Figura 4.19: *Transmissão de portadora usando o método de Weaver. Vazamentos de oscilador aparecem na forma de espúrios devido a erros de quantização no processamento digital.*

4.5 Redução da largura de faixa da modulação 8VSB

Um estudo [17] mostra que é possível reduzir a largura de faixa da modulação 8VSB, mantendo a compatibilidade com os receptores padronizados. O canal, originalmente com 6 MHz de banda, tem uma redução de 100 a 200 kHz em cada banda lateral. Este método possibilita uma filtragem mais seletiva, diminuindo a interferência no canal adjacente. Serão apresentadas as simulações e medidas referentes ao processo, que foi incorporado à filtragem complexa.

A taxa de símbolo do sistema é 10,762237... MHz. Segundo o critério de Nyquist [18], a mínima largura de faixa necessária para transmissão digital sem interferência intersimbólica, é metade da taxa de símbolo, 5,381118... MHz. Naturalmente o filtro casado formatador de pulso, raiz de co-seno elevado, possuirá um fator de decaimento (R) não-nulo. Com $R = 11,5\%$, são geradas duas bandas de transição de aproximadamente 618,881... kHz cada, como ilustradas na Figura 4.20.

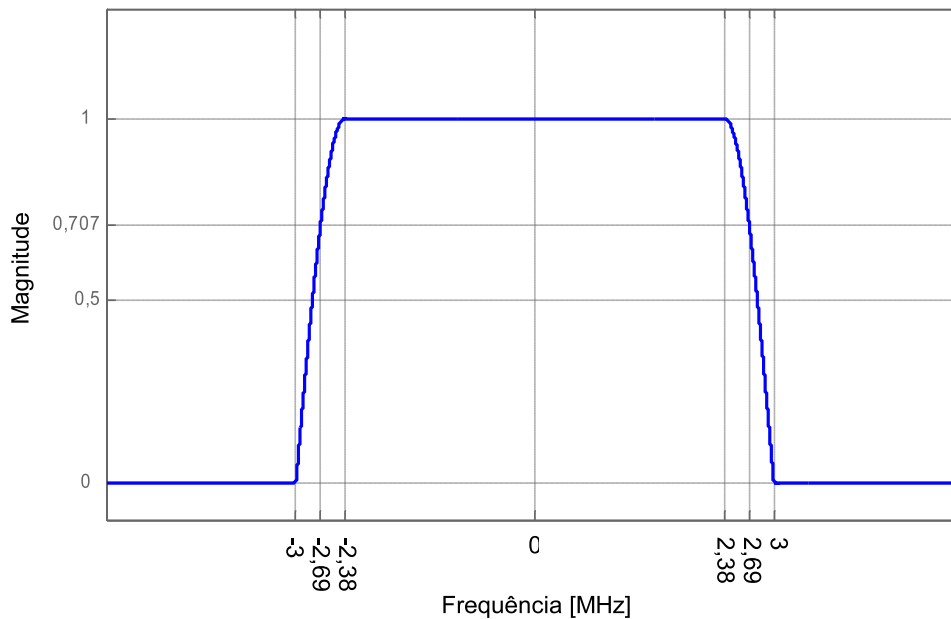


Figura 4.20: Resposta em frequência do filtro formatador de pulso, raiz de co-seno elevado.

Na função de transferência do conjunto transmissor e receptor, correspondendo ao filtro co-seno elevado, existem dois pontos de simetria vestigial. Localizam-se no centro de cada banda de transição, ou a $\pm 2,690559$ MHz do centro do canal. Ao redor destes pontos, existem componentes de frequência imagem em

uma banda de $\pm 309,440$ kHz. Tomou-se a banda de transição do lado da portadora piloto. A idéia foi atenuar as componentes além desta portadora (ponto central das frequências imagens), compensando a energia perdida nas componentes do outro lado da banda. Na recepção, após a filtragem casada, o sinal é levado para banda base. Isto faz com que as frequências imagens da banda de transição sejam sobrepostas. Feita a compensação, garante-se que a resposta em frequência do canal seja plana, como se não houvesse redução na largura de faixa. Isto faz com que a compatibilidade entre transmissor e receptor seja mantida. A atenuação de uma das bandas é feita da forma:

$$N_U(f) = RRC(f) \cdot G(f) \quad (4.5)$$

onde $RRC(f)$ é a resposta normal do filtro raiz de co-seno elevado e $G(f)$ é a função atenuadora que produz a redução na largura de faixa. A lógica para a compensação na outra banda lateral deve obedecer ao seguinte critério:

$$N_L(f) = RRC(-f) + \frac{RRC^2(f) \cdot (1 - G(f))}{RRC(-f)} \quad (4.6)$$

Usando IFFT para calcular a resposta impulsiva do filtro descrito em (4.5) e (4.6), basta tratá-la como a resposta real de (3.10) para obter o filtro complexo. As Figuras 4.21 e 4.22 apresentam a simulação e o resultado experimental deste processo, respectivamente. A redução na largura de faixa torna-se visível no sinal de FI (Figura 4.23).

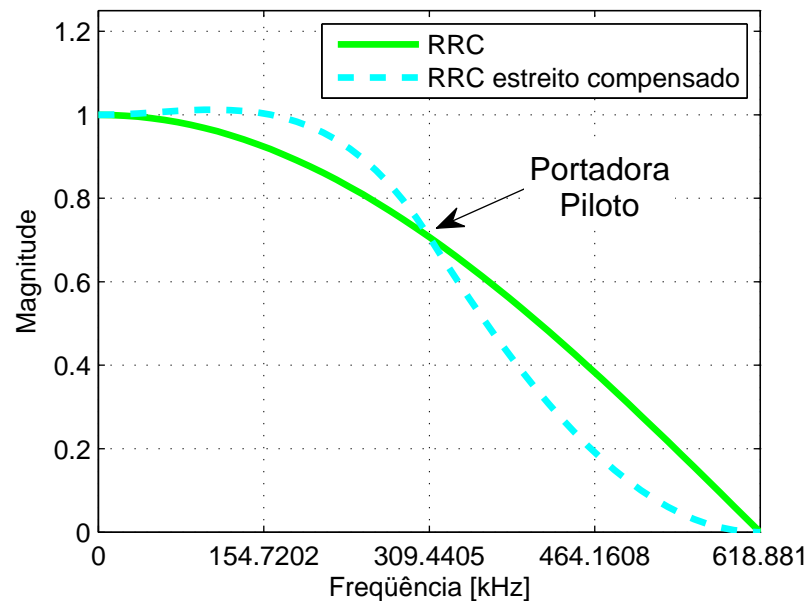


Figura 4.21: Respostas em frequência do filtro raiz de co-seno elevado e sua versão atenuada e compensada na banda de transição da modulação 8VSB.

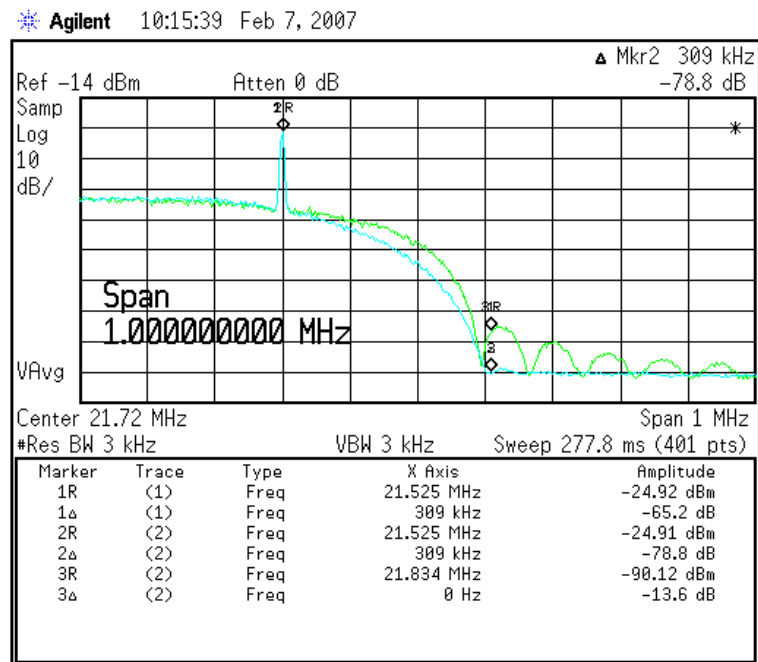


Figura 4.22: Resultado do processo de estreitamento de largura de faixa da modulação 8VSB. Melhoria de 13,6 dB na adjacência do canal.

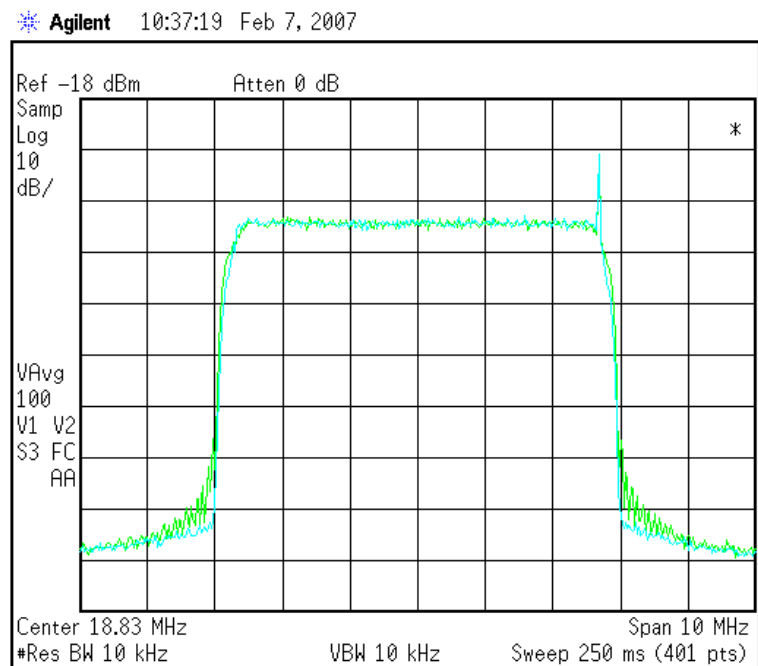


Figura 4.23: Sinal de FI com redução de largura de faixa. A resposta impulsiva do filtro RRC estreito compensado foi incorporada à do filtro complexo.

4.6 Misturadores de rejeição de frequência imagem

Alguns sistemas de transmissão utilizam dupla conversão, uma de banda base para FI seguida de outra de FI para canal. Usando um sinal de FI complexo, tira-se vantagem da segunda conversão fazendo uma mistura com *rejeição de frequência imagem* (Figura 4.24). Este processo é feito no domínio analógico, devido às limitações de DSP em processar sinais com frequências tão altas quanto 800 MHz, correspondente ao final da faixa de TV em UHF. No mundo real, os sinais complexos não existem, sendo uma abstração criada para representação matemática [19]. Para incluir este procedimento em um circuito eletrônico, as partes real e imaginária de um sinal complexo são dois sinais reais presentes em caminhos diferentes. Portanto, um sinal de FI complexo é composto por uma parte real e outra imaginária, correspondendo às componentes I (*In-phase*) e Q (*Quadrature*), respectivamente. Um dos batimentos pode ser suprimido, permitindo o emprego de um filtro menos seletivo ou até mesmo eliminando sua presença.

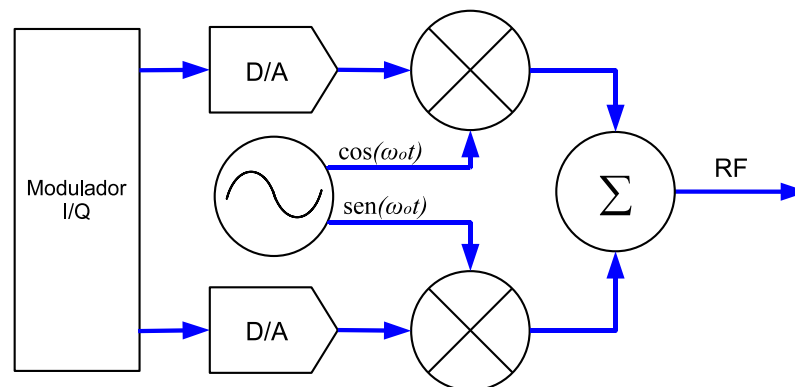


Figura 4.24: Misturador de rejeição de frequência imagem.

A Figura 4.25 ilustra o resultado de uma conversão onde a frequência imagem superior foi rejeitada, sem filtragem. Fica evidente a presença de um nível em corrente contínua na entrada do misturador ou da FI. Esta componente provoca o aparecimento de uma componente de baixa amplitude referente à frequência do oscilador local (LO). Este problema costuma ser denominado vazamento de oscilador local [20]. A rejeição de um dos batimentos depende das relações de amplitude e fase existentes entre os caminhos I e Q. Para atingir uma rejeição total, não pode haver diferença nas amplitudes e a diferença de fase deve se manter exatamente em $+90^\circ$. Os sinais indesejáveis são o batimento superior e o vazamento de oscilador.

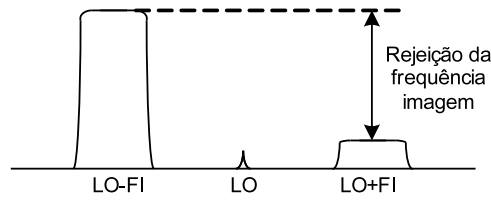


Figura 4.25: Sinal resultante da mistura com rejeição de frequência imagem.

A primeira conversão acontece no domínio discreto, como mostrado no item 3.5. A segunda conversão ocorre no domínio analógico para que sejam atingidas frequências mais altas e se cubra, por exemplo, a banda de *UHF* para TV. A dispersão entre os caminhos I e Q altera as relações de amplitude e fase, acarretando em menor rejeição. A Figura 4.26 mostra rejeições típicas em função dos erros de amplitude e fase, para um misturador complexo. [21]

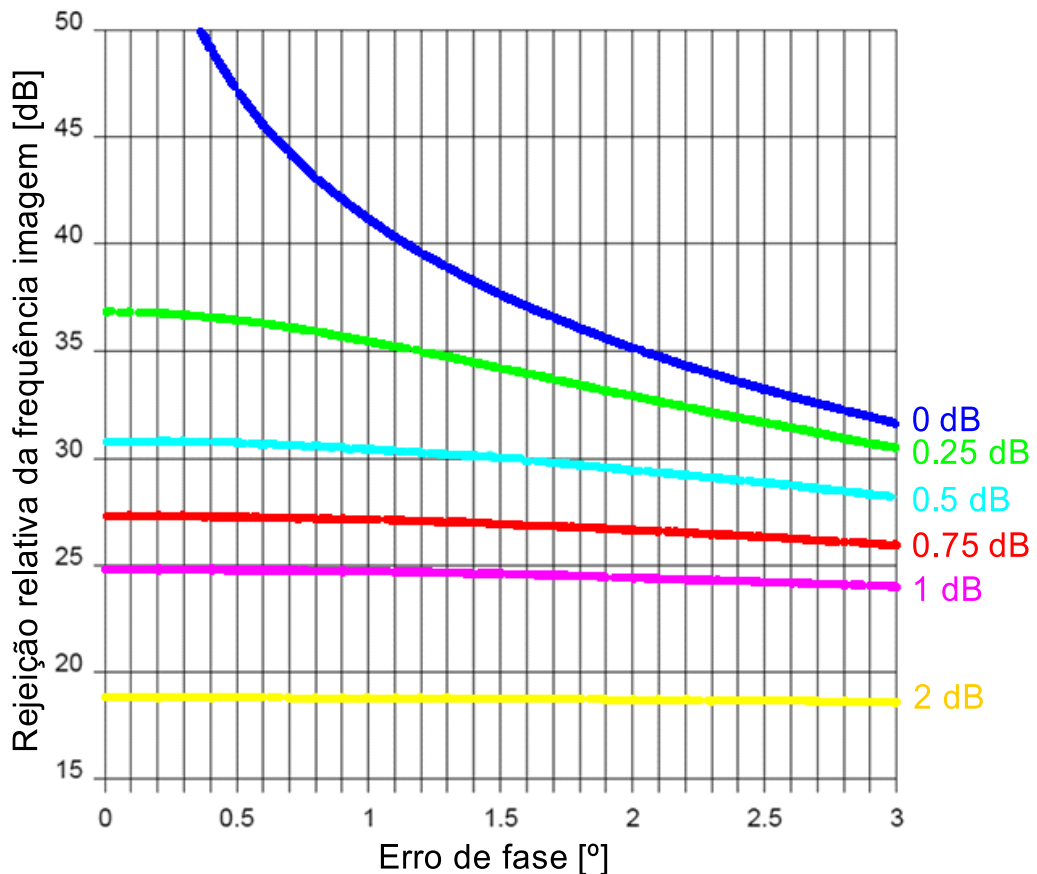


Figura 4.26: Rejeição da imagem em função das relações de amplitude e fase.

Para otimizar a rejeição da imagem, empregam-se circuitos que compensem as diferenças de amplitude e fase, alguns de forma automática, [22]. As Figuras 4.27, 4.28 e 4.29 mostram esta otimização com o circuito compensador.

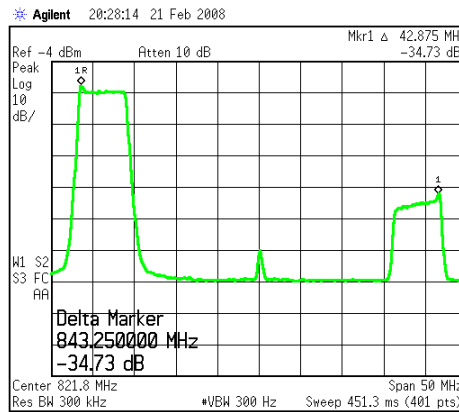


Figura 4.27: Resultado da mistura com rejeição de frequência imagem. Erros de amplitude e fase limitaram o valor relativo da rejeição em 34,73 dB.

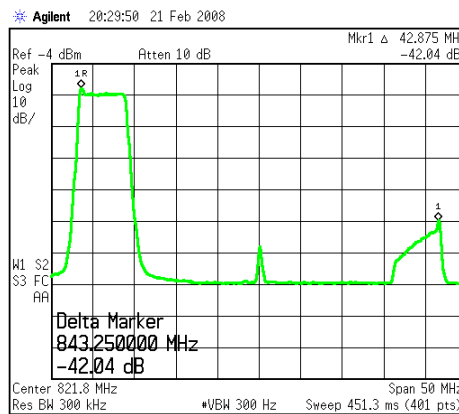


Figura 4.28: Resultado da mistura com rejeição de frequência imagem. O erro de amplitude foi compensado, restando somente a influência do erro de fase, que limitou o valor relativo da rejeição em 42,04 dB.

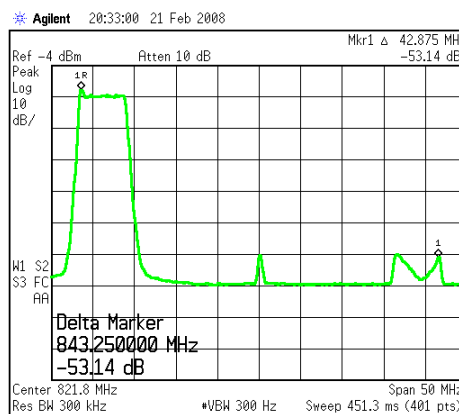


Figura 4.29: Resultado da mistura com rejeição de frequência imagem. Os erros de amplitude e fase foram otimizados ao máximo, resultando em um rejeição de 53,14 dB.

4.7 Implementação do protótipo

Na implementação do modulador 8VSB com técnicas de processamento digital de sinais, usou-se a matriz de portas lógicas programáveis em campo, FPGA, (*Field Programmable Gate Array*). Antes da lógica programável, circuitos digitais eram projetados e construídos com portas lógicas padronizadas, ou utilizando circuitos integrados de aplicação específica (ASIC - *Application Specific Integrated Circuit*). A FPGA é um circuito integrado que contém muitas células lógicas vistas como componentes padronizados. Cada célula lógica desempenha determinada função. As células individuais são interconectadas por uma matriz de fios e chaves programáveis. O projeto do usuário é implementado através da especificação da função de cada célula e do fechamento das chaves na matriz de interconexão. O arranjo de células lógicas é, então, interconectada para formar blocos básicos de circuitos lógicos. Projetos complexos são criados pela combinação destes blocos. A Figura 4.30 ilustra uma matriz de células agrupadas, onde cada grupo desempenha uma função diferente. A montagem usada (Figura 4.31) emprega uma FPGA com aproximadamente 70.000 células lógicas.

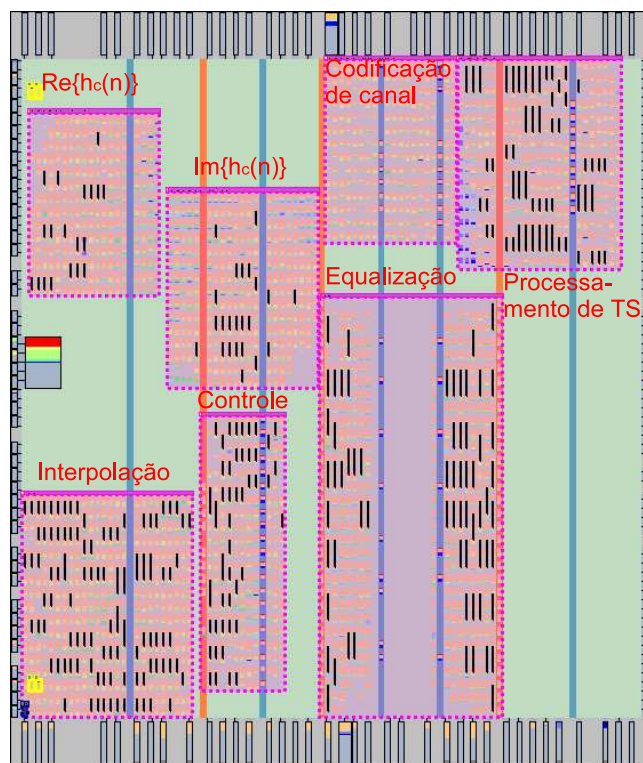


Figura 4.30: Conjunto de células lógicas de um FPGA, agrupadas por função desempenhada. Todo o conjunto representa a implementação de um modulador de TV digital ATSC 8VSB.

Usou-se a linguagem de descrição de montagem para circuitos integrados de alta velocidade VHDL (*Very high speed integrated circuits Hardware Descrip-*

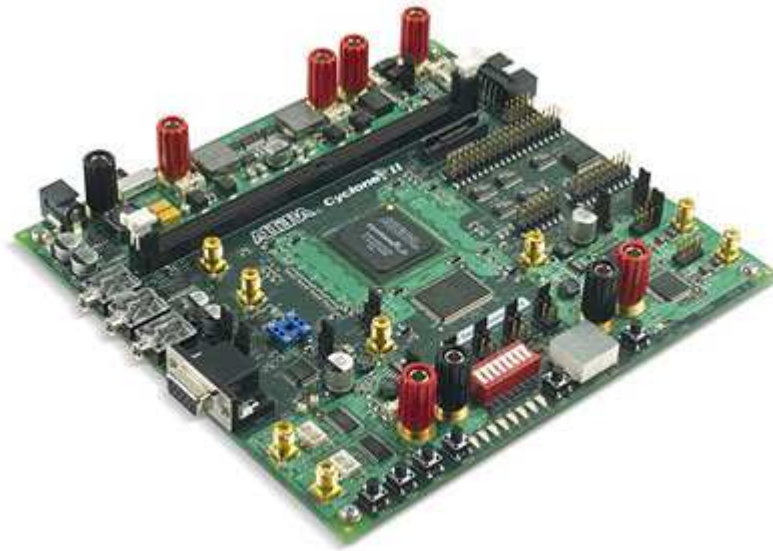


Figura 4.31: Montagem usada no desenvolvimento do protótipo, com a FPGA fabricada pela Altera [23].

tion Language) para programar a FPGA. A medida em que os circuitos digitais ficaram complexos, tornou-se impossível representá-los e gerenciá-los com esquemas elétricos. O VHDL surgiu para resolver este problema. Um circuito digital escrito em VHDL pode ser simulado e sintetizado usando plataformas de desenvolvimento como o *Quartus II*. Esta linguagem foi desenvolvida pelo departamento de defesa dos Estados Unidos e é padronizada pelo Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos (IEEE, de *Institute of Electrical and Electronic Engineers*) desde 1987. A principal vantagem do VHDL é não necessitar de descrever exatamente como o circuito é, mas apenas como se comporta. O compilador traduz a linguagem para os recursos de uma FPGA, tais como portas lógicas, fios, memórias, multiplicadores, etc. O resultado de um código escrito em VHDL é um circuito digital, diferindo-se dos programas de sistemas micro-processados onde o código é executado por um processador.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Comentários

Utilizaram-se técnicas de processamento de sinais digitais na construção de um modulador de TV digital no padrão 8VSB. No Capítulo 2 foram apresentados vários métodos para geração de sinais com banda lateral suprimida, incluindo o método de Weaver e o de Hilbert. No Capítulo 3 mostrou-se como calcular a resposta impulsiva de um filtro complexo, para os casos SSB e VSB. Provou-se que o sistema transformador de Hilbert é um caso particular da filtragem complexa. Em seguida, filtros IIR complexos são estimados a partir do método de mínimos quadrados. O método de Weaver e o de filtragem complexa foram estudados detalhadamente e implementados. No Capítulo 4 uma comparação foi feita a partir do resultado dos ensaios experimentais. A filtragem complexa superou Weaver em termos de limpeza espectral. O filtro complexo, ou passa-baixas rotacionado, é usado na geração de sinais analíticos. Apesar do estudo ter sido focalizado na modulação SSB, existem várias outras aplicações para estes sinais, [24].

5.2 Contribuições relevantes

Para cumprir os objetivos do desenvolvimento proposto, foram necessárias algumas inovações em relação ao que se encontra usualmente. Representam contribuições que auxiliarão em futuros projetos. Efetuou-se um estudo da geração de uma resposta impulsiva complexa, usada em filtros analíticos, que evitam distorções de fase. Concluiu-se como a transformada de Hilbert é um caso particular do método da filtragem complexa. Fez-se uma comparação entre os métodos de Weaver e de filtragem complexa, comprovando as vantagens do procedimento ado-

tado. Mostrou-se que uma modulação 8VSB de largura de faixa reduzida, compatível com receptores padronizados, pode ser integrada ao método de filtragem complexa. Depois, foi apresentado o resultado do desenvolvimento de uma técnica de compensação das imperfeições de um misturador analógico, com o objetivo de otimizar a rejeição da frequência imagem. A geração de sinais analíticos possibilitou a implementação de outras funcionalidades de um transmissor de TV. Tais como a pré-correção de distorções lineares e não-lineares. Todas previsões realizadas através de simulação concretizaram-se quando confrontadas com as medidas experimentais.

Este trabalho passou por várias fases. A pesquisa e desenvolvimento da teoria, implementação de um protótipo, criação de um produto, homologação pelo órgão regulamentador americano FCC (*Federal Communications Commission*), industrialização, assim como a comercialização deste produto no mercado norte-americano. Até a presente data, foram produzidos e instalados pela empresa *Linear Equipamentos Eletrônicos S.A.* em conjunto com sua filial americana *Linear Industries Inc.* oitenta transmissores ATSC. A Figura 5.1 mostra a localização exata destes equipamentos. Portanto, uma das principais contribuições deste trabalho é o fato de que o método de filtragem complexa é usado no modulador de cada um destes transmissores de televisão digital.

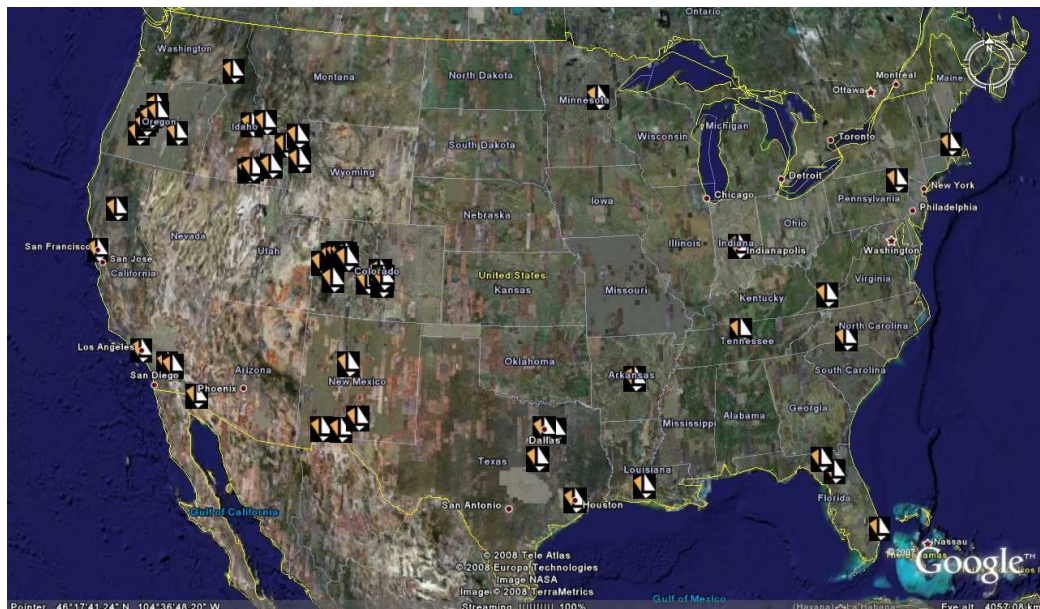


Figura 5.1: Mapa dos Estados Unidos onde os logotipos da empresa Linear representam os transmissores ATSC instalados e em operação até a presente data.

5.3 Sugestões para trabalhos futuros

O trabalho pode ser estendido implementando filtros complexos em estruturas recursivas do tipo IIR, investigando as vantagens que este processo pode apresentar na otimização de recursos lógicos em uma FPGA. Na aplicação de estimar uma frequência instantânea na análise de um sinal, admite-se que o sinal seja analítico. Pode-se investigar se existem vantagens usando a filtragem complexa nesta aplicação, para gerar os sinais analíticos a partir de um sinal puramente real. Este raciocínio pode ser estendido para quaisquer outras aplicações que não a modulação com banda lateral vestigial.

Anexo A

Propriedades da Transformada de Fourier de Tempo Discreto

A seguir serão apresentadas todas as propriedades da transformada de Fourier de tempo discreto usadas no desenvolvimento do tema [25].

A.1 Propriedade da simetria

Se $x(n)$ for real, $X(\omega)$ é conjugado simétrico. Ou seja, a parte real e o módulo de $X(\omega)$ possuem simetria par. A parte imaginária e o argumento de $X(\omega)$ possuem simetria ímpar.

$$\begin{aligned} X(-\omega) &= X^*(\omega) \\ \Re\{X(-\omega)\} &= \Re\{X(\omega)\} \\ \Im\{X(-\omega)\} &= -\Im\{X(\omega)\} \\ |X(-\omega)| &= |X(\omega)| \\ \angle X(-\omega) &= -\angle X(\omega) \end{aligned} \tag{A.1}$$

Prova:

$$\begin{aligned} X(\omega) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j\omega n} \\ X(\omega) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)\cos(\omega n) - j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)\sen(\omega n) \\ X(\omega) &= \Re\{X(\omega)\} - j \cdot \Im\{X(\omega)\} \end{aligned} \tag{A.2}$$

Substituindo ω por $-\omega$ vem

$$X(-\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)\cos(-\omega n) - j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)\sen(-\omega n) \quad (\text{A.3})$$

como $\cos(-\omega n) = \cos(\omega n)$ e $\sen(-\omega n) = -\sen(\omega n)$, conclui-se que

$$\begin{aligned} X(-\omega) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)\cos(\omega n) + j \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)\sen(\omega n) \\ X(-\omega) &= \Re\{X(\omega)\} + j \cdot \Im\{X(\omega)\} \\ X(-\omega) &= X^*(\omega) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

A.2 Propriedade do deslocamento na frequência

A multiplicação no domínio do tempo de um sinal por uma sinusóide complexa, corresponde ao deslocamento do sinal na frequência. Se:

$$\mathcal{F}\{x(n)\} = X(\omega) \quad (\text{A.5})$$

então:

$$\mathcal{F}\{e^{j\omega_0 n}x(n)\} = X(\omega - \omega_0) \quad (\text{A.6})$$

Prova:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{e^{j\omega_0 n}x(n)\} &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j\omega_0 n}x(n)e^{-j\omega n} \\ \mathcal{F}\{e^{j\omega_0 n}x(n)\} &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j(\omega - \omega_0)n} \\ \mathcal{F}\{e^{j\omega_0 n}x(n)\} &= X(\omega - \omega_0) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

A.3 Propriedade da fase linear

Um filtro com resposta impulsiva $h(k)$, onde $0 \leq k \leq N - 1$, N ímpar, com a restrição de fase linear implica em condições de simetria. Sua resposta impulsiva deve obedecer a regra:

$$h\left(-k + \frac{N-1}{2}\right) = h\left(k + \frac{N-1}{2}\right) \quad (\text{A.8})$$

para apresentar uma resposta simétrica. Para um comportamento anti-simétrico vale que:

$$h\left(-k + \frac{N-1}{2}\right) = -h\left(k + \frac{N-1}{2}\right) \quad (\text{A.9})$$

Isto garante um ponto de simetria central. Conseqüentemente, o primeiro coeficiente será igual ao último, o segundo igual ao penúltimo e assim sucessivamente.

Anexo B

Simulações em MATLAB

A seguir são exibidos trechos de códigos usados no cálculo de filtros complexos.

B.1 Filtro complexo para modulação AM-SSB

```
% Parâmetros configuráveis  
N = 127; % número de coeficientes do filtro complexo  
Fs = 4.5/286*684*2; % Frequência de amostragem  
BWssb = 4.5/286*684/2; % Largura de faixa do sinal SSB
```

```
% Parâmetros não configuráveis  
wm = 2*pi*BWssb/Fs;
```

```
% Filtro Real  
hreal = fir1(N-1,wm/2/pi);
```

```
% Exponencial complexa  
n = 0:N-1;  
ct = exp(j*( wm/2*n - wm*(N-1)/4 ));
```

```
% Rotação de polos e zeros  
hcomplexo = hreal .* ct;
```

B.2 Filtro complexo para modulação AM-VSB

```
% Parâmetros configuráveis  
N = 127; % Número de coeficientes do filtro complexo
```



```
Fs = 4.5/286*455/2*4; % Freqüência de amostragem
BWm = 4.2; % Largura de faixa da banda lateral superior
BWv = 1.25; % Largura de faixa da banda lateral inferior

% Parâmetros não configuráveis
wm = 2*pi*BWm/Fs;
wv = 2*pi*BWv/Fs;

% Filtro Real
hreal = fir1(N-1,(wm+wv)/2/pi);

% Exponencial complexa
n = 0:N-1;
ct = exp(j*((wm-wv)/2*n-(wm-wv)*(N-1)/4));

% Filtro complexo
hcomplexo = hreal .* ct;
```

Anexo C

Artigos publicados relativos ao desenvolvimento

C.1 Implementation of an AM-VSB modulator using the Hilbert transform

2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Antonio, TX, USA

Abstract - Nowadays the world passes for a change process in the definition of the standard to be adopted for the television signals broadcasting. Around the entire world many concentrate efforts have been doing for the most important centers of research to get the answer for the question: What is the more convenient digital transmission system that can substitute the conventional analog one. During many years, a great number of telecommunication companies have been acquiring a large experience to modeling, implementing and testing efficient devices. The purpose of this paper is to show the implementation of an AM-VSB modulator with digital technology using the Hilbert Transform, [9].

C.2 Generation and analysis of vestigial side-band signals

2005 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Sushou, China

Abstract - In this paper, two methods for generating vestigial side band signals are presented and we procedure an accurate analysis of the results by including

the laboratory measurements. It is so much important to emphasize that both methods use Digital Signal Processing (DSP) techniques for the optimization of the amplitude and phase imbalance between In-Phase and Quadrature components and as a consequence, we can obtain the image frequency canceling. A performance comparison of this theoretical and experimental approach is accomplished at the end of this paper, [11].

Referências Bibliográficas

- [1] MEDIA LIFE: News shorts *Nielsen bumps number of TV households to 112.8M*. Disponível em: <<http://www.medialifemagazine.com/ml/ac/ns082407.asp>>. Acesso em: 05 maio 2008.
- [2] DVB: country-by-country reports. *Deployment Data Spreadsheet*. Disponível em: <http://www.dvb.org/about_dvb/dvb_worldwide/index.xml>. Acesso em: 26 fev. 2008.
- [3] EORY, F. Comparison of adaptive equalization methods for the ATSC and DVB-T digital television broadcast systems. *Third IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems Proceedings*, p. T107/1 - T107/7, 2000.
- [4] WEAVER, D. K. A third method of generation and detection of single-side band signals. *Proc. IRE*, v. 44, p. 1703-1705, Dec. 1956.
- [5] LIMA, J. de S. *Implementação e análise numérica de um modulador para sistema de HDTV usando a técnica das bandas laterais assimétricas*. Dissertação de mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, 2004.
- [6] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Digital Signal Processing*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1975.
- [7] REILLY, A.; FRAZER, G.; BOASHASH, B. Analytic signal generation - Tips and traps. *IEEE Trans. on Signal Proc.*, v. 42, n. 11, p. 3241-3245, Nov. 1994.
- [8] OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-Time Signal Processing*. Picastaway, Prentice-Hall, 1989.
- [9] RODRIGUES, Henry Douglas; SILVEIRA, M.; LIMA, J. de S.; PEREIRA, B. A. Implementation of an AM-VSB Modulator using the Hilbert Trans-

- form. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, v. 2, p. 1575-1578, Jun. 2004.
- [10] MARBLE, S. L. Jr. Computing the discrete-time ‘analytic’ signal via FFT. *Conf. on Signals, Systems & Computers*, v. 2, p. 1322-1325, Nov. 1997.
- [11] RODRIGUES, Henry Douglas; SILVEIRA, M. Generation and analysis of vestigial side band signals. *Asia-Pacific Microwave Conference Proc.*, v. 5, n. 4-7, Dec. 2005.
- [12] VANBEYLEN, L.; SCHOUKENS, J. Comparison of Filter Design Methods to generate Analytic Signals. *Instrumentation and Measurement*, p. 883-887, abr. 2006.
- [13] WESTWICK, D. T.; KEARNEY, R. E. *Identification of Nonlinear Physiological System*. Picastaway: IEEE Press, 2003.
- [14] SAYED, A. H. *Fundamentals of Adaptive Filtering*. Los Angeles: IEEE Press and Wiley-Interscience, 2003.
- [15] LOSADA, R.; OROFINO, D. *Raised cosine FIR filter design*. MATLAB 7.4.0.287 Signal Processing Toolbox, 2007.
- [16] Advanced Television System Committee, *RF/Transmission System Characteristics*. A/53: ATSC Digital Television Standard, 2007.
- [17] HERSHBERGER, D. L. *A Compatible Narrowband 8VSB Transmission System* Disponível em: <www.broadcastpapers.com>. Acesso em: 10 out. 2007.
- [18] HAYKIN, S. *Digital Communications - Fundamentals and Applications*. Picastaway, Prentice Hall, 1998.
- [19] MARTIN, K. W. Complex Signal Processing is Not Complex. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, v. 51, n. 9, p. 1823-1836, Sep. 2004.
- [20] LIU, J. J.; DO, M. A.; MA, J. G.; YEO, K. S. Analysis of LO leakage due to LO mismatch in CMOS Gilbert mixer for direct conversion application. *IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, 2004.
- [21] IMP2: folha de dados do componente. *Merrimacind Total Integrated Packaging Solutions*. Disponível em: <http://www.merrimacind.com/rfmw/data_sheets/I/IMP2.pdf>. Acesso em 13 nov. 2008.
- [22] DESJARDINS, G. M. *Adaptive Digital Signal Processing Algorithms for Image-Rejection Mixer Self-Calibration*. Berkley: Universidade de Berkeley.

- [23] ALTERA: placas de desenvolvimento *Placa de desenvolvimento DSP, edição Cyclone II*. Disponível em: <<http://www.altera.com/products/devkits/altera/kit-dsp-2C70.html>>. Acesso em: 20 dez. 2007.
- [24] HAHN, S. L. The History of Applications of Analytic Signals in Electrical and Radio Engineering. *EUROCON International Conference on Computer as a Tool*, 2007.
- [25] PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. *Digital Signal Processing - Principles, Algorithms, and Applications*. Picastaway, Prentice Hall, 1996.