

Uma Proposta para Redução das Frequências Interferentes de Baixa Visibilidade em Receptores de TV-PAL.

Renato Moretti Pereira de Faria $\pi/226$

orientador
prof. Dr. Yuzo Iano

Yano, Z.

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida por Renato Moretti Pereira de Faria pela Comissão Julgadora em 19 09 94.

Orientador

Yano Iano

UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas
FEE- -Faculdade de Engenharia Elétrica
DECOM - Departamento de Comunicações

setembro de 1994

*Aos meus pais,
meu irmão Tião e minha irmãzinha Fer
que deram todo o apoio,
suportando meus momentos difíceis,
muitas vezes mal-humorado devido ao cansaço,
muitas vezes desanimado devido às dificuldades encontradas,
mas sempre seguro e feliz por tê-los.*

A g r a d e c i m e n t o s

*Ao prof. Dr. João Cardoso Pereira Neto, amigo e também
docente da Universidade de Mogi das Cruzes,
que tanto me incentivou a ingressar no curso de mestrado,
dando a alavanca inicial a este feito.*

*Ao prof. Dr. Luis Cesar Martini, meu primeiro orientador,
que por longas conversas abriu meus horizontes
para o mundo da pesquisa.*

*Ao prof. Dr. Yuzo Iano, meu orientador,
sem o qual não seria possível
a realização deste trabalho.*

*A todos aqueles que direta ou indiretamente
contribuíram com meu trabalho e
acreditaram em minha fé e determinação.*

A Deus, sobre todas as coisas.

ÍNDICE ANALÍTICO

Capítulo 1

INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE TV:

As limitações do olho humano e dos transmissores e receptores de TV.

1.1) Do Cinema à Televisão.....	1-01
1.1.1) O Olho Humano: elemento fundamental ao sistema.....	1-03
1.1.2) As Amostras da Imagem em Movimento	1-04
1.1.3) O Princípio de Transmissão para o Receptor de TV.....	1-05
1.2) O Sistema de TV Preto & Branco	1-07
1.2.1) O Cinescópio de TV	1-07
1.2.2) Correção Gama	1-11
1.3) O Sistema de TV a Cores	1-12
1.3.1) Elementos Básicos da Teoria da Luz	1-12
1.3.2) O Sinal de Luminância (Y).....	1-19

Capítulo 2

IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA:

A escolha da frequência do sinal de crominância.

2.1) O Sinal de Crominância.....	2-01
2.1.1) Os Sinais de Diferença de Cor (U e V).....	2-01
2.1.2) A Modulação em Quadratura (QAM)	2-02
2.1.3) O Sinal de Barras Coloridas.....	2-03
2.1.4) O Fator de Redução nos Sinais Diferença de Cor.....	2-04
2.1.5) O Chaveamento PAL.....	2-04
2.1.6) A Intercalação Espectral.....	2-07

2.2) A Determinação da Subportadora de Cor	2-07
2.2.1) Freqüências Interferentes de Baixa Visibilidade	2-08
2.2.2) A Freqüência da Subportadora de Cor no Sistema PAL	2-12
2.3) Comparação entre os Sistemas: NTSC, PAL e SECAM	2-12

Capítulo 3

O SISTEMA CONVENCIONAL UTILIZADO:

Modulação AM/VSB com subportadora suprimida.

.1) A Modulação	3-02
3.1.1) A Modulação em Amplitude.....	3-03
3.1.2) A Modulação AM/SSB.....	3-10
3.1.3) A Modulação AM/VSB	3-12
3.2) Equacionando as Freqüências Interferentes de "Baixa Visibilidade"	3-14
3.2.1) A Modulação e a Filtragem dos Sinais Diferença de Cor.....	3-15
3.2.2) A Detecção do Sinal de Crominância	3-17
3.2.3) O Decodificador PAL.....	3-20

Capítulo 4

O ESQUEMA PROPOSTO:

Um filtro de atraso adicional.

5.1) A "Chave" para a Solução do Problema	4-01
4.1.1) O Equacionamento do Filtro de Atraso	4-01
4.1.2) Alternativas para o Hardware.....	4-04
4.2) Hardware para o Sistema	4-08
4.2.1) O Projeto do Filtro de Atraso Adicional.....	4-08
4.2.2) Esquema Elétrico da Linha de Atraso nos receptores de TV.....	4-15
4.2.3) O Novo Circuito Implementado.....	4-17

4.3) Aplicações e Resultados.....	4-18
4.3.1) Software's para Simulação	4-19
4.3.2) Relação Sinal-Ruído	4-20
4.4) Comentários e Conclusões	4-22
BIBLIOGRAFIA	A-01

C a p í t u l o 1

INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE TV:

As limitações do olho humano e dos transmissores e receptores de TV.

Não fosse o modo como se processam internamente as imagens visualizadas por nós, seres humanos, talvez fosse impossível realizar um sistema que conseguisse reproduzir essas imagens depois de tê-las registrado através de um meio, dando a sensação de imagens em movimento.

1.1) Do Cinema à Televisão.

O que difere o homem dos outros animais é a cultura. Cultura é sinal de inteligência. Não fosse a cultura, não aprenderíamos com as experiências de nossos antepassados. A necessidade de transmitir essa cultura de geração a geração, registrando os fatos ocorridos com gerações anteriores e repassando às seguintes, na constante busca por uma melhor interação, fez com que o homem desenvolvesse técnicas de comunicação visual - os desenhos, que antecederam a fala, na história das civilizações. Os homens das cavernas já faziam seus registros através de pinturas neolíticas. Os egípcios desenhavam suas histórias e contavam suas conquistas através de seus longos pergaminhos. Com o tempo surgiram as histórias em

quadrinhos que, de uma forma ou de outra, têm ligação direta com o advento do cinema.

Já no século XV, **Leonardo da Vinci** inventou a **câmera escura** e, somente no século XVIII, é que foi observada a **persistência da visão** humana. Foi o abade **Nollet** o primeiro a notar essa característica de nosso olho. A retina, quando exposta sob energia luminosa e, em seguida, sob escuro, demora um pequeno intervalo de tempo para perceber esta mudança, ou seja, as mudanças não são sentidas por nós no mesmo instante.

A idéia de projeção de imagens vem de tempos remotos, trazida pela cultura chinesa, pelos **jogos de sombra**. Os movimentos de artistas eram iluminados e suas sombras projetadas em uma parede ou em uma enorme tela branca. Em 1656, o físico alemão **Atanásio Kircher** apresentou (200 anos depois da câmera escura), no Hotel de Liancourt (Paris), a **lanterna mágica** - um aparelho composto de uma placa de vidro desenhada que era iluminada por uma forte lâmpada, responsável por sua projeção. Deslocando-se a placa de um lado para o outro, apresentava-se o desenho. Foi o verdadeiro precursor dos modernos projetores de slides.

A ilusão de movimento a partir de imagens paradas teve seu início em 1832, com a invenção do **fenacistiscópio**, do professor belga **Joseph Plateau**. Consistia de dois discos, um com uma seqüência de imagens de um atleta, cada imagem representando um dado instante de seu movimento (uma corrida ou um salto). O outro disco era composto de várias janelas, correspondentes à posição de cada imagem. Fixando-se o disco com janelas e girando-se rapidamente o disco com imagens, ambos sobre um mesmo eixo, quando observada apenas uma das janelas, tinha-se a sensação do movimento. Nessa mesma época foi inventado o **estroboscópio** (um disco com setores semelhante ao fenacistiscópio), pelo professor austríaco **Simon Ritter von Stampfer**.

Assim, nos anos subseqüentes, vários aparelhos foram inventados, tais como:

[3]

- 1833 - **zootrópio**, por Horner que tomou como base o estroboscópio e o fenacistiscópio, fazendo um aperfeiçoamento, porém com pouca diferença entre eles.
- 1853 - o barão e oficial **Frans von Uchatius** fez a primeira projeção de desenhos animados, associando a lanterna mágica com os discos de Plateau.
- 1882 - **fuzil fotográfico**, por Marey que só não alcançou maior perfeição por insistir em não usar rolos de filmes perfurados, para maior precisão no posicionamento das imagens.

- 1892 - **praxinoscópio**, do francês Emílio Reynald (precursor dos atuais aparelhos de movimento e projeção contínua).
- 1892 - **cinetoscópio**, de Thomas Edison, utilizando um filme de celulóide, com uma série de imagens fotográficas.

Em 1878, o fotógrafo inglês Muybridge, associando várias câmeras fotográficas seguidas, interligadas por um dispositivo especial de disparo, dispostas seqüencialmente, registrou um trecho de uma corrida de cavalos.

Finalmente, em 1895, os irmãos franceses **Auguste e Louis Lumière** inventaram um aparelho capaz de registrar e reproduzir imagens, através de projeções, sobre uma fita sensível, o **cinematógrafo**, sendo este o real ponto de partida para o cinema.

1.1.1) O Olho Humano: Elemento Fundamental do Sistema.

A principal característica do olho humano, responsável pela realização de um sistema de aquisição de imagens em movimento, é a **persistência da visão**.

Esta característica se deve ao fato de nosso sistema de percepção visual levar um certo tempo para registrar e identificar uma determinada imagem. Capturada pelo olho humano, essa imagem será transmitida ao cérebro para que este a identifique e, conseqüentemente, retorne com um estímulo correspondente. Durante esse pequeno intervalo de tempo de processamento, a imagem registrada permanece (é retida) na retina do observador. A essa retenção é que chamamos de **persistência da visão**. Assim disse Li Tsung, sobre a relatividade dos conceitos: "Quando os meus olhos te vêem somos três: primeiro eu, depois você e por fim tu e mim" [7], um tanto quanto romântico mas também, bastante realista, visto a maneira como se processa uma imagem em nosso cérebro. A persistência pode ser observada intuitivamente de várias maneiras.

Na observação fixa de uma imagem bastante iluminada por um instante, fechando-se o olho em seguida, tem-se a sensação, por uma fração de segundos, de que ainda se está a observá-la.

Da mesma forma, não se consegue identificar os raios da roda de uma bicicleta que gire em alta frequência, pois os raios da bicicleta ocupam diferentes posições a cada instante. Sendo este instante menor que o da ação visual, não se consegue observar todas as suas posições, perdendo algumas delas. Caso essa

freqüência de rotação tenha o mesmo período do processamento da visão, pode-se concluir, intuitivamente, que se tem a sensação de que os raios estão parados!

As lâmpadas incandescentes obedecem ao ciclo de uma senóide com freqüência de 60Hz, isto é, sua tensão varia de um valor máximo negativo a zero e de zero a um valor máximo positivo sessenta vezes por segundo, fazendo com que ela acenda, com brilho máximo, e apague sessenta vezes por segundo. E nada disso se percebe. A impressão que se tem é de brilho máximo todo o tempo.

Tudo isto leva a crer na característica da persistência.

Portanto, esse retardo da ação visual - essa limitação - é o grande responsável pela realização do cinema e da televisão.

1.1.2) As Amostras da Imagem em Movimento.

Sabida a limitação da visão humana, a persistência, partiu-se para a idéia da amostragem da imagem em movimento.

Assim como uma reta é definida por infinitos pontos; um corpo, com determinada massa, é formado por infinitos átomos; pode-se concluir que uma imagem em movimento é formada por infinitas imagens paradas.

Desta maneira, bastaria inventar um equipamento que conseguisse registrar as infinitas imagens, o que é inviável!

Então, buscou-se as características peculiares ao olho humano. Como não se consegue registrar as infinitas imagens paradas, para formar a imagem em movimento, não é necessário um equipamento que registre essas infinitas imagens, mas sim, somente um número suficiente para dar a sensação do movimento, sendo assim, possível a realização do invento.

A idéia básica é a de uma câmera fotográfica que, ao invés de registrar apenas um instante de uma cena, faz registros sucessivos dos instantes desta cena.

Observou-se, então, que o número de amostras necessárias para a realização desse sistema seria de **24 amostras por segundo**, ou seja, seria necessário registrar-se 24 amostras de uma cena, em um segundo de ação, para que a reprodução se parecesse ao máximo com a cena real, em movimento.

Cada amostra de uma cena é chamada de **fotograma** e o número de amostras por segundo, chama-se de **freqüência de amostragem**.

Portanto, na reprodução, bastaria apresentar cada fotograma, sendo que o tempo de exposição do mesmo acrescentado do tempo de substituição deste pelo

próximo, deveria ser exatamente o tempo de ação visual, para se ter a sensação de continuidade, isto é, do movimento.

Contudo, ainda não estaria resolvido por completo o problema da reprodução de imagens em movimento. Isto se deve ao fato das variações no grau de iluminação de cada amostra, sendo que o olho humano é sensível à mudanças bruscas de iluminamento.

Este problema de variações bruscas no grau de iluminação das cenas, chama-se **cintilação**.

A cada substituição de um fotograma pelo seguinte, há um escurecimento total na reprodução das imagens, pois entra em operação um obturador, como o das câmeras fotográficas, para que se faça a troca de amostras, provocando mudanças bruscas na iluminação da cena, sendo que a frequência desses escurecimentos é a mesma da amostragem.

Uma maneira de se resolver o problema seria aumentar o número de amostras e, conseqüentemente, o número de aberturas e fechamentos do obturador para tornar imperceptível, pelo olho humano, as mudanças na iluminação das cenas. Entretanto, seriam necessárias, segundo experiências realizadas, o dobro do número de amostras já conseguido anteriormente, ou seja, **48 amostras**. Assim, também seria necessário o dobro do comprimento de filme para a reprodução de um mesmo tempo de cena, o que encareceria em demasia o custo das produções.

Então, decidiu-se, simplesmente, que fosse mantido o número de fotogramas em 24 e aumentada - para o dobro - a frequência de abertura e fechamento do obturador, sendo que a cada amostra exibida o obturador fecharia duas vezes. Eliminou-se, assim, tanto o problema da cintilação, como também, o do aumento no custo das produções.

1.1.3) O Princípio de Transmissão para o Receptor de TV.

No cinema, a reprodução é feita, portanto, através de fotogramas, onde cada fotograma pode ser representado por infinitos pontos.

Essa idéia passa a ser utilizada para se viabilizar a transmissão das imagens, via antena ou cabo, para um receptor de TV.

Considerando-se um único fotograma e, partindo-se da idéia deste possuir infinitos pontos, imaginou-se a transmissão sucessiva (em série) destes infinitos pontos. Mais uma vez, chegou-se ao impasse insolúvel do conceito de **infinito**.

Impossível serem "lidos" e transmitidos infinitos pontos e, novamente, partiu-se em busca das peculiaridades do olho humano, desta vez, a **acuidade visual**.

Define-se por acuidade visual o **ângulo α** formado pelo olho de um observador (**vértice O** da figura 1.1) e os pontos **A** e **B** do menor detalhe da cena, ainda perceptível pelo olho humano. Em outras palavras, este tem uma resolução finita de pontos.

A acuidade visual varia com a distância em que observador se encontra da cena visualizada, assim como, a intensidade luminosa da mesma. Geralmente, o valor do ângulo α tomado como referência é de 1 minuto.

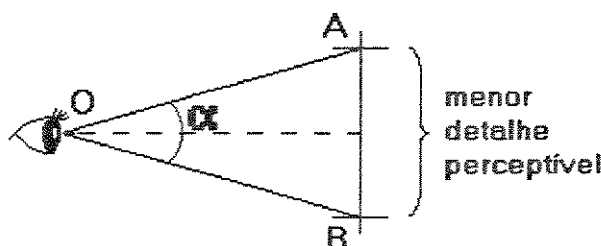


Fig. 1.1 - Acuidade Visual.

Sendo assim, adotados a distância mínima de observação (da ordem de 6 vezes a altura da tela do monitor) e o tamanho da tela do receptor, verifica-se que não é necessário transmitir todos os pontos (os infinitos pontos) de uma cena, levando-se em conta, novamente, as limitações da visão humana, agora, na percepção de detalhes.

Define-se como **relação de aspecto (A)** a razão entre a largura (**L**) e a altura (**A**) da tela padronizada, sendo que esta razão vale **4/3**, ou seja, a tela é retangular, tendo como largura o lado maior do retângulo, conforme mostra a figura 1.2.

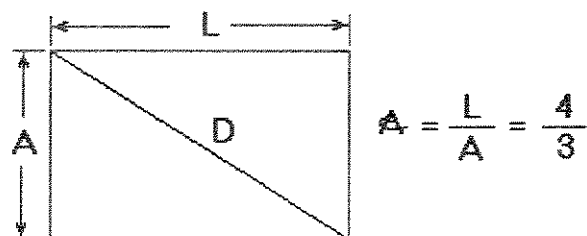


Fig. 1.2 - Formato da tela de TV e Relação de Aspecto.

A diagonal **D** é conhecida como tamanho da tela, seus valores comerciais são dados, geralmente, em polegadas (10", 12", 14", 16", 20", 26",etc).

1.2) O Sistema de TV Preto & Branco.

Havendo um estudo totalmente dominado e já realizado pelo cinema, procurou-se adaptar suas situações ao sistema de televisão.

Cada fotograma do cinema é composto de uma matriz bidimensional de pontos, dispostos em linhas (e colunas). Ao conjunto de linhas de um fotograma denomina-se **quadro**.

Porém, se fossem reproduzidos os quadros simplesmente pela reprodução seqüenciada de suas linhas, numa frequência de 24 quadros por segundo, apareceria novamente o problema da cintilação.

Partiu-se, então, para a transmissão alternada das linhas de cada quadro, numa frequência duas vezes maior, de modo que os quadros continuariam a ser transmitidos na frequência de 24 por segundo. Contudo, seriam formados pelas suas metades intercaladas, ou seja, numa fração de $1/48$, segundo seriam transmitidas as linhas ímpares e, numa mesma fração subsequente, as linhas pares, totalizando um quadro a cada $1/24$ segundo. Cada seqüência de linhas (ímpares ou pares) é chamada de **campo**. Portanto, cada quadro é formado por dois campos.

Devido ao fato das redes elétricas trabalharem numa frequência de 60Hz (no caso do Brasil), adotou-se a mesma frequência para a transmissão dos campos, ou seja, 60 campos por segundo, ou ainda, 30 quadros por segundo, para se evitar frequências interferentes.

1.2.1) O Cinescópio de TV.

O conjunto tubo de imagem, canhão, feixe eletrônico e todos os aparatos para a reprodução da imagem chama-se **cinescópio**.

A transdução da imagem em um sinal elétrico baseia-se na utilização de material fotoelétrico no tubo da câmera. As propriedades fotoelétricas normalmente exploradas são a **fotoemissão**, a **fotocondução** e a **fotovoltaica**. Nos materiais que apresentam o efeito de fotoemissão, o aumento na intensidade luminosa aumenta a emissão de elétrons. Por outro lado, nos materiais que apresentam fotocondução, o aumento da intensidade luminosa provoca a variação de algum parâmetro elétrico, como, por exemplo, a diminuição da resistência elétrica. O efeito fotovoltaico consiste no aparecimento de uma diferença de potencial em presença de luz, sendo que esta tensão varia com a intensidade luminosa (fotocélula).

Dependendo da propriedade usada, tem-se vários tipos de tubos de câmera dos quais são mais conhecidos o Orthicon (fotoemissão), Vidicon (fotocondução) e Plumbicon (fotocondução).

A figura 1.3 mostra um esquema simplificado da conversão de um sinal luminoso em elétrico, no tubo da câmera. Esta conversão é feita usando-se um feixe eletrônico que percorre uma imagem a ser registrada. [5]

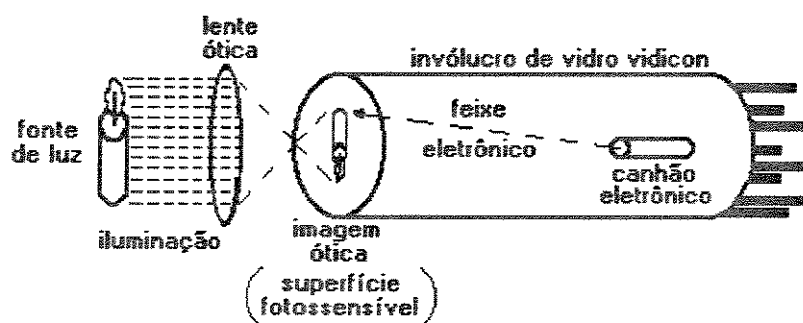


Fig. 1.3 - Captação de uma imagem por um tubo de câmera Vidicon.

Como a intensidade da luz varia em cada ponto da imagem, de acordo com a cena, o sinal elétrico também variará.

Ao movimento de exploração da superfície foto-sensível deu-se o nome de **varredura**.

A seqüência de varredura das linhas é da esquerda para a direita e de cima para baixo, para a imagem em posição normal, ou seja, aquela vista no receptor. No transmissor, deve-se considerar que a imagem, em geral, está invertida com relação ao objeto.

À medida que o feixe varre a superfície foto-sensível, da esquerda para a direita, obtém-se um sinal elétrico correspondente à intensidade luminosa ao longo da linha. Este sinal é denominado **sinal de vídeo**.

Ao término de cada linha deve haver uma informação de aviso desta ocorrência para que transmissor e receptor estejam sempre sincronizados, uma vez que o receptor deve reproduzir uma mesma seqüência gerada no transmissor. Essa informação nada mais é que um pulso, denominado **pulso de sincronismo horizontal**. Da mesma forma, após a última linha varrida na tela e antes da próxima linha no início da mesma (primeira linha) deve haver um sincronismo. São inseridos, então, vários pulsos para indicar esta mudança, ou seja, o feixe retornará ao início da tela para nova varredura. A esses pulsos chamamos de **pulsos de sincronismo vertical**.

Cabe ressaltar que durante os intervalos de tempo correspondentes aos sincronismos (tanto verticais como horizontais), o feixe eletrônico é desativado (apagado) devido à presença de pulsos de apagamento que inibem o feixe. Estes pulsos são um pouco mais largos que os pulsos de sincronismo. Na verdade, os pulsos de sincronismo estão superpostos aos pulsos de apagamento. O sinal de vídeo acrescido dos pulsos de apagamento e de sincronismos vertical e horizontal denomina-se **sinal de vídeo composto**, tendo a formação de sua característica mostrada na figura 1.4.

O sinal de vídeo composto tem este nome devido a sua formação, ou seja, possui (é composto de) três componentes distintas: sinal da câmera - a imagem propriamente dita, os pulsos de apagamento (horizontal e vertical) e os pulsos de sincronismos (também, horizontal e vertical). Cada vez que se completa a varredura da tela temos que retornar ao início da mesma para recomençar o processo. Aí, são colocados os pulsos de sincronismo vertical. Portanto, a cada número de linhas horizontais necessários para completar "uma tela", seguirão os pulsos de sincronismo e apagamento verticais que não estão representados na figura 1.4.

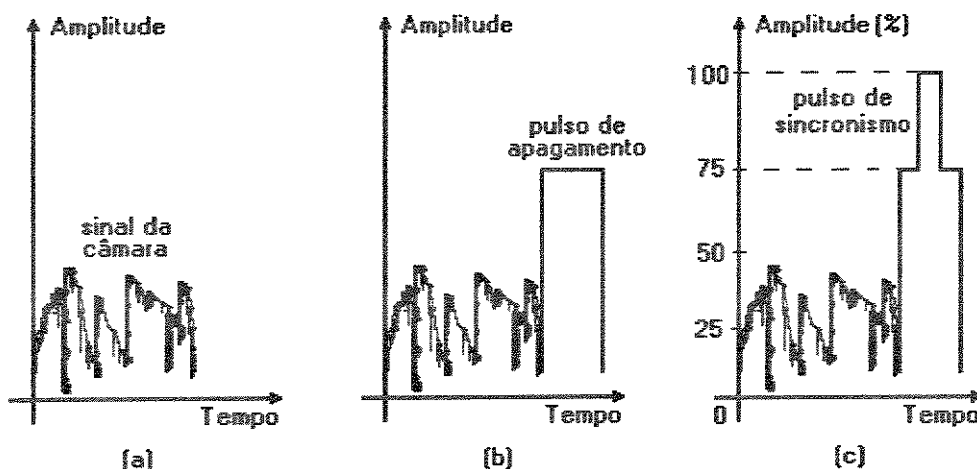


Fig. 1.4 - Formação do sinal de vídeo composto pelas suas três componentes. (a) Sinal da Câmera. (b) Pulso de Apagamento. (c) Pulso de Sincronismo.

Note-se também, pela figura 1.4, as amplitudes dos pulsos com relação ao sinal da câmera (imagem). Para a imagem utiliza-se cerca de até 75% da amplitude

máxima atingida pelo sinal de vídeo composto, enquanto que os 25% restantes são utilizados para os pulsos de apagamento e sincronismo.

Diz-se que esse sinal tem *polaridade negativa*, pois, de acordo com o nível de tensão da câmera a ser transmitido, há uma inversão de conceitos. Os níveis mais altos indicados, sendo de apagamento (excluindo-se os de sincronismo), devem representar a cor preta, isto é, ausência de cor. Com isso, o nível mais baixo é que representará o branco - brilho máximo. Já no caso dos pulsos de sincronismos, diz-se que se encontram na *região mais preta que o preto*, pois, assim sendo, não interferem na imagem que deve ser realmente reproduzida.

Reafirmando os conceitos de varredura, campos e quadros, deve-se salientar que os movimentos da esquerda para a direita efetuados pelo feixe eletrônico não são exatamente horizontais. Isto se deve ao fato de os movimentos horizontais e verticais serem simultâneos, fazendo com que as linhas "desenhadas" sejam ligeiramente inclinadas com relação à horizontal, conforme apresentado na figura 1.5.

Além de serem mostrados os movimentos do feixe eletrônico - da esquerda para a direita representado por linhas cheias e, pontilhadas no sentido contrário, quando está inibido - pode-se observar o intercalamento de linhas, ímpares e pares, conforme os campos 1 e 2, respectivamente, para a formação do quadro.

O intercalamento é feito automaticamente, da seguinte forma: o número total de linhas de um quadro deve ser ímpar, sendo que, para cada campo, há um número inteiro de linhas mais meia linha. Para o padrão brasileiro foi adotado como 525 o número de linhas (horizontais) de um quadro, tendo cada campo 262,5 linhas. Os tempos de varredura de cada campo são idênticos. Portanto, basta seguir-se a seqüência indicada pela figura 1.5, conforme segue: o feixe parte do ponto **A**, iniciando a varredura do primeiro campo, ou seja, iluminando as linhas ímpares, terminando em **B** - somente meia linha, conforme dito acima; passa-se, então, ao primeiro retraço vertical, partindo de **B** até atingir **C** (meio da linha); a partir de **C** começa a varredura do segundo campo - para completar um quadro - iluminando, agora, somente as linhas pares, até alcançar **D**; encerra-se o primeiro quadro quando é feito o segundo retraço vertical, de **D** até **A**, voltando ao ponto de partida, para o próximo quadro.

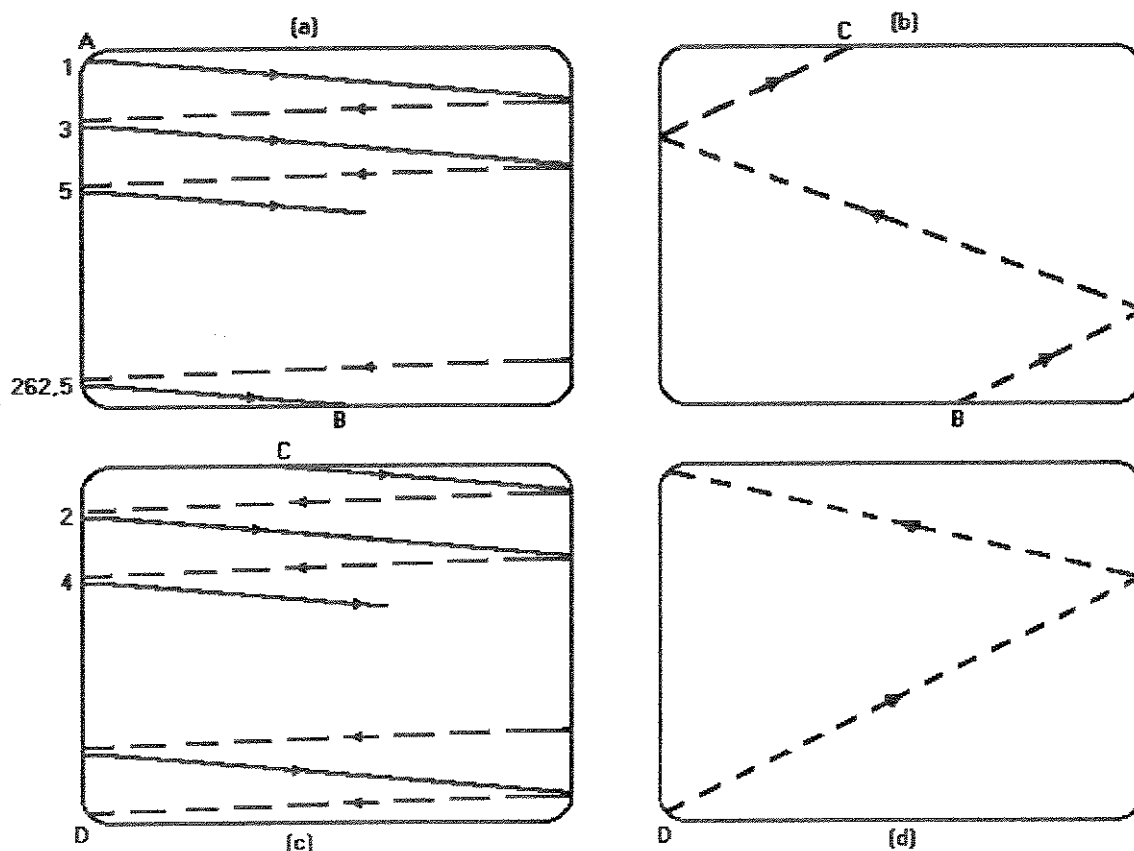


Fig. 1.5 - Entrelaçamento automático de linhas.

Note-se que as linhas de **retraço vertical**, tempo de retorno do feixe sem excitação - nível *mais preto que o preto*, têm uma inclinação bem mais acentuada se comparadas às do retraço horizontal, pois devem ter um tempo de ação muito mais rápido.

1.2.2) Correção Gama.

Devido à não linearidade dos cinescópios de TV com relação à intensidade de corrente do feixe, no canhão eletrônico, que produz uma luminosidade correspondente, porém não proporcional, introduziu-se um fator de correção, denominado Correção Gama, que vale:

$$B = K \cdot I^{\gamma} \quad (1.1)$$

onde B é a luminosidade produzida pelo feixe, devido à corrente I . K e γ são constantes características próprias de cada cinescópio, mostrando-se pela relação a não linearidade dita. A aplicação da correção gama será vista mais adiante.

1.3) O Sistema de TV a Cores.

Por motivos econômicos, um dos requisitos exigidos na implementação do sistema de TV a cores foi a compatibilidade com o sistema preto e branco, já existente.

Essa compatibilidade deve ser obtida em ambos os sentidos, isto é, transmissor a cores para receptor em preto e branco, como também, transmissor em preto e branco e receptor a cores, sem que haja necessidade alguma de modificações nos receptores, tanto a cores quanto em preto e branco. Assim, o sinal a cores leva, além da informação de luminância, a informação referente a cor.

1.3.1) Elementos básicos da teoria da luz.

Todo estudo desenvolvido sobre a teoria da luz, relacionado principalmente a cores, tem ligação direta à percepção dos efeitos de ondas causados pela luz ao olho humano.

O olho humano possui uma abertura para permitir a passagem de luz. Esta abertura é a **pupila**. O diâmetro da pupila varia inversamente com a intensidade luminosa que incide sobre ela. No crepúsculo e, principalmente, à noite, seu diâmetro é aumentado para que possa permitir a entrada de mais luz, enquanto que, durante o dia, é reduzido, pois a intensidade luminosa é maior. A **íris** é um tecido muscular responsável pelas alterações do diâmetro da pupila.

A **retina** é o elemento foto-sensível do olho humano. Ela é interna ao globo ocular, sustentada pela parede muscular do olho, conforme mostra a figura 1.10. A **córnea transparente**, faz o papel de uma lente convexa, focalizando os raios luminosos sobre a retina. Essa energia eletromagnética é então enviada para o cérebro através do sistema nervoso ótico, para daí ser convertida em informação visual.

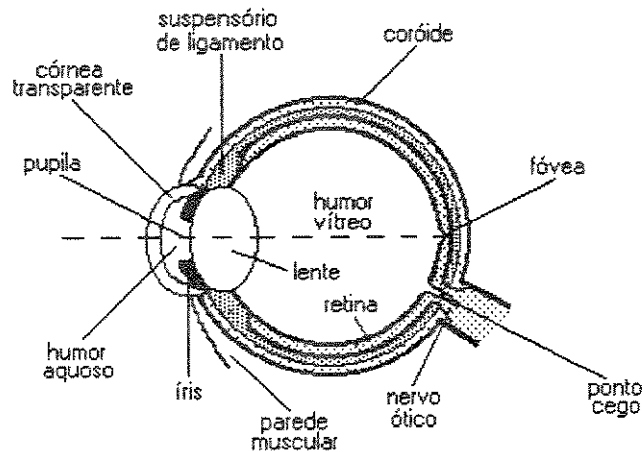


Fig. 1.10 - O olho humano.

A região de maior resolução visual da retina é a **fóvea**, situada no "fundo do olho", exatamente no foco da córnea, ou seja, tem maior capacidade de percepção de detalhes de uma imagem.

Há dois tipos conhecidos de células foto-sensíveis na retina, responsáveis pelas sensações de luminosidade. Os **bastonetes** encontram-se por toda a retina, exceto na fóvea. Eles possuem uma alta sensibilidade se comparados ao outro tipo, os **cones**, porém não distinguem cores. São "monocromáticos" e compartilham um mesmo sistema nervoso para transmissão. Por outro lado, os cones, encontrados por toda a retina e, exclusivamente, na fóvea, possuem cada um a sua própria fibra nervosa (cerca de 34.000 cones) que são agrupadas e conduzidas ao cérebro, num conjunto conhecido como **nervo óptico**. Na visão noturna, ou melhor, na presença de pouca luz (cerca de 1 lux), somente os bastonetes agem. Os cones necessitam de uma intensidade luminosa maior para serem excitados, pois são menos sensíveis.

A região onde se encontra o nervo óptico não possui células foto-sensíveis, sendo assim, é conhecida como **ponto cego** que pouco afeta a visão, pois deslocamentos laterais incessantes do olho fazem com que, a cada instante, os pontos de uma imagem sejam formados em diferentes posições, permitindo uma visão sem falhas.

O intervalo de freqüências que cobre a visão humana no espectro eletromagnético varia do infravermelho até o ultravioleta, ou seja, de 380 a 770nm, em comprimentos de onda, aproximadamente. A cada freqüência, neste intervalo, associa-se uma sensação de cor, conforme é apresentada na figura 1.11. A cada diferente sensação de cor denomina-se **matiz**, ou seja, o matiz está relacionado ao

comprimento de onda luminosa. Além disso, cada matiz pode ter intensidade luminosa variável, chamada **brilho**. Uma outra característica da cor é a **saturação** que indica o quanto um matiz está diluído em branco, ou seja, dá a idéia de pureza da cor. Se um matiz não possui branco, então diz-se uma cor saturada e, não saturada se diluída.

Em suma, a cor pode ser definida por três características distintas:

- Matiz (Cor): comprimento de onda.
- Brilho (Luminância): intensidade de luz.
- Saturação: pureza.

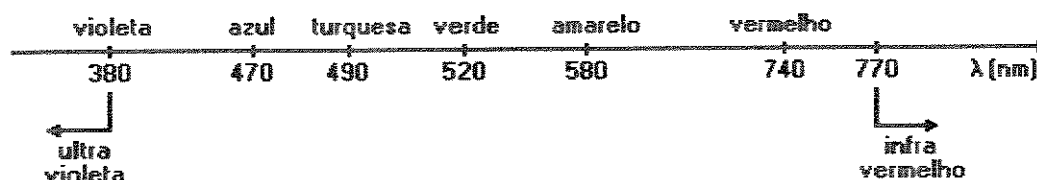


Fig. 1.11 - Espectro Eletromagnético da luz visível.

As cores que podem ser associadas a um único comprimento de onda são chamadas **cores espectrais**. As demais cores, oriundas da associação de dois ou mais comprimentos de onda, são conhecidas como **cores não espectrais**, logo, estas cores não podem ser encontradas no espectro da figura 1.11.

De acordo com um "observador padrão", o olho humano não apresenta o mesmo comportamento quando excitado por diferentes comprimentos de onda. Às respostas dadas a baixos níveis de iluminação, excitando principalmente os bastonetes, dá-se o nome de **visão escotópica** e para respostas com níveis mais elevados de energia luminosa, excitação de cones e bastonetes, **Visão Fotópica** (figura 1.12).

Segundo estudos empíricos realizados, é dada como certa a existência de três tipos de cones, cada qual respondendo a um determinado comprimento de onda. Observou-se, então, que os cones - cada um separadamente - reagem aos matizes (cores) **azuis, verdes e vermelhos**. Esta situação é ilustrada na figura 1.13, onde se percebe uma excitação bem mais acentuada para o matiz verde.

Assim, pode-se concluir como são formadas as várias cores percebidas pelo olho humano. Os objetos observados, ao receberem a luz solar - **luz branca** - absorvem algumas das cores espectrais, refletindo as demais. Portanto, a sensação de cor do objeto observado é proveniente das ondas eletromagnéticas que ele reflete. Daí, o fato de uma roupa de cor preta ser "mais quente" que uma de mesmo tecido,

porém, branca, pois esta última reflete todos os raios luminosos que sobre ela incidem, enquanto a outra absorve toda a energia sobre ela incidente.

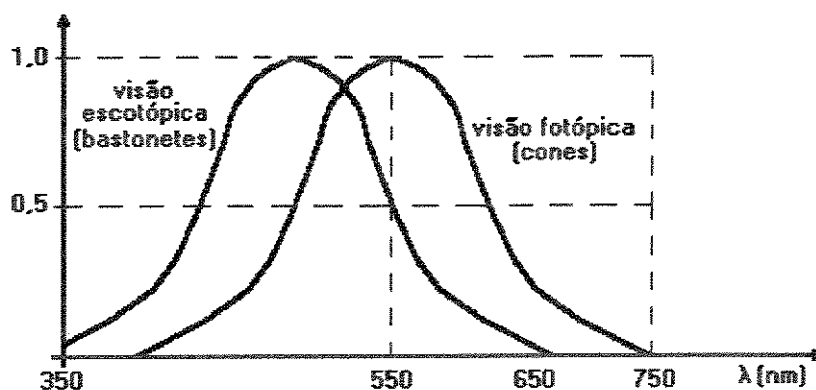


Fig. 1.12 - Sensibilidade do olho humano à noite e à luz do dia.

O reflexo das ondas dado pelo objeto é obtido de acordo com sua **pigmentação**. Conforme forem os pigmentos, determinadas cores serão subtraídas do espectro da luz branca incidida sobre eles, resultando a cor observada (da combinação do restante do espectro). A obtenção de tintas coloridas é resultante de mistura de vários pigmentos sobre uma "base branca", sendo que cada pigmento adicionado à mistura irá subtrair um matiz do espectro (luz "branca"), pois, não o absorverá, conseqüentemente, refletirá este matiz. Este processo de obtenção de cores é conhecido como **mistura subtrativa de cores**. Entretanto, pode-se também obter as várias cores, através de uma **mistura aditiva de cores**. Para o sistema de televisão à cores adotou-se este último processo.

Devemos lembrar que a luz branca é conseqüência da mistura aditiva das três cores "sentidas" pelos cones, ou seja, vermelha (**Red**), verde (**Green**) e azul (**Blue**), segundo Issac Newton - o primeiro a observar que a luz branca podia ser obtida através da combinação de luzes de diversos matizes. Estas três cores são conhecidas como **cores primárias**, pois nenhuma delas pode ser obtida pela combinação das outras duas, daí, o conhecido termo **RGB**. Por esta definição, pode-se concluir que existem outros conjuntos de cores primárias. A propriedade aditiva de cores é definida pelas Leis de Grassman, onde diz-se que um matiz pode ser resultante da soma algébrica e ponderada das três cores primárias. A sensibilidade hipotética dos três tipos supostos de cones existentes na retina é apresentada na figura 1.13. Nota-se pela figura que, de acordo com os comprimentos de ondas apresentados anteriormente na figura 1.11, os matizes amarelo e turquesa, cores espectrais,

podem ser resultantes não somente de seu comprimento de onda, como também, da combinação aditiva, nas devidas proporções, entre outros dois matizes: vermelho e verde, para o amarelo, e vermelho e azul, para o turquesa. Observe que o amarelo fica entre o verde e o vermelho. Aumentando-se a proporção de vermelho, a cor resultante tenderá para o matiz laranja. Por outro lado, combinando-se aditivamente os matizes (monocromáticos) azul e vermelho obtém-se a sensação de **púrpuras** que são cores não espectrais. O resultado mais natural seria o de uma cor espectral intermediária correspondente a um único comprimento de onda, mas isto não ocorre, pois este comprimento de onda excitaria também os "cones verdes". Resumindo as teorias de misturas aditivas e subtrativas de cores, temos:

- branco = vermelho + verde + azul
- turquesa = verde + azul = branco - vermelho
- amarelo = vermelho + verde = branco - azul
- púrpura = vermelho + azul = branco - verde

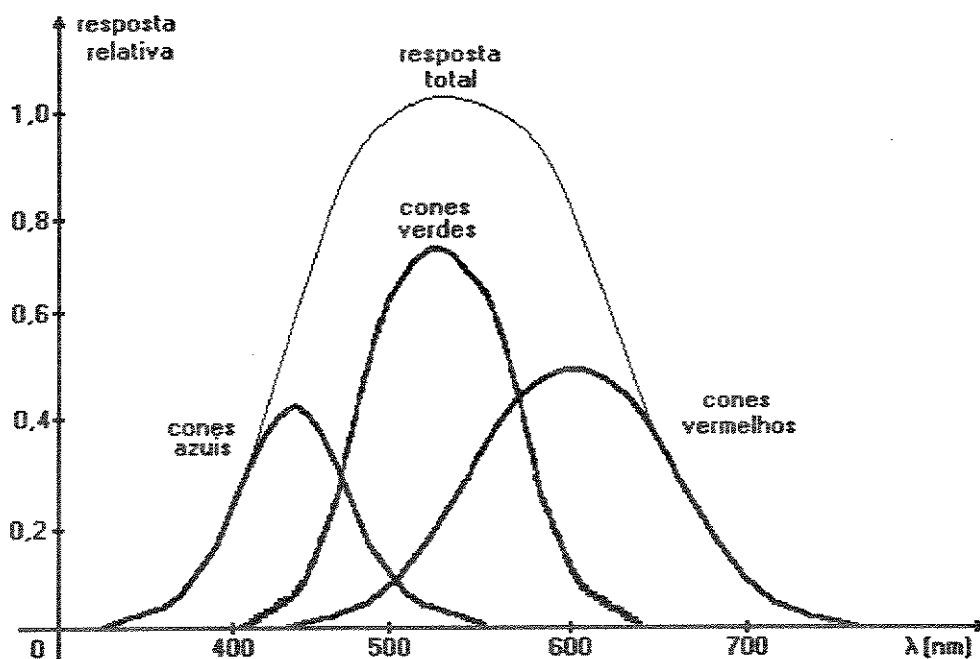


Fig. 1.13 - Sensibilidade relativa hipotética dos três tipos supostos de cones existentes na retina.

Nota-se também, pela figura 1.13, que pode-se associar ao olho humano uma resposta relativa ao brilho. Também chamado de luminância, o brilho pode conter toda a informação de uma imagem observada, porém sem a sensação das cores,

tendo portanto, vários tons de cinza. Este é o princípio da televisão monocromática - preto e branco, ou seja, transmite-se somente a informação referente ao brilho.

Fig. 1.14 - Diagrama de Cromaticidades ("ferradura"), segundo CIE.

Na figura 1.14, tem-se o diagrama de cromaticidades no novo sistema de cores primárias padronizado pela CIE, onde as cores primárias se encontram ao longo da curva em forma de ferradura. Além disso, o diagrama mostra as cores primárias (R, G e B) e o **branco padrão** (C), padronizados pelo CCIR (Comite Consultivo Internacional de Radiocomunicações) [2], que têm as seguintes coordenadas **xy**:

COR	x	y
vermelho (R)	0,670	0,330
verde (G)	0,210	0,710
azul (B)	0,140	0,080
iluminante C	0,310	0,316

Tabela 1.1 - Coordenadas de cromaticidade das primárias R, G, B e do iluminante C.

Estas três primárias definem, no diagrama CIE-1931, um triângulo de cores dentro do qual estão todas as cores reproduzíveis em um sistema de televisão (conforme mostra a figura 1.14). Observe que o branco E de referência deve ter $x=y=z$. Logo, $x=y=1/3$. As cores saturadas situam-se na periferia do triângulo e são produzidas misturando-se duas cores primárias, enquanto que as cores não saturadas estão no interior e são produzidas pela mistura das três cores primárias. Portanto, à medida que se caminha para o interior do triângulo, as cores tornam-se cada vez menos saturadas, até atingirem o branco. Observe também que a escolha das primárias está limitada fisicamente pela existência dos fósforos correspondentes. No entanto, com os valores padrões, pode-se reproduzir quase toda a gama de cores reais.

O brilho pode ser representado se levado em conta um diagrama tridimensional, conhecido como Pirâmide de Cores e mostrado na figura 1.15.

No ápice da pirâmide não existe cor, devido à ausência de luz. A reta que parte do ápice em direção ao centro da base da pirâmide (altura da pirâmide) constitui o eixo do brilho, aumentando à medida em que se afasta do vértice (ápice) de modo não uniforme. As cores saturadas encontram-se nas superfícies da pirâmide, ou seja, na periferia, enquanto perdem sua saturação ao "caminharmos" para o centro - interior da pirâmide.

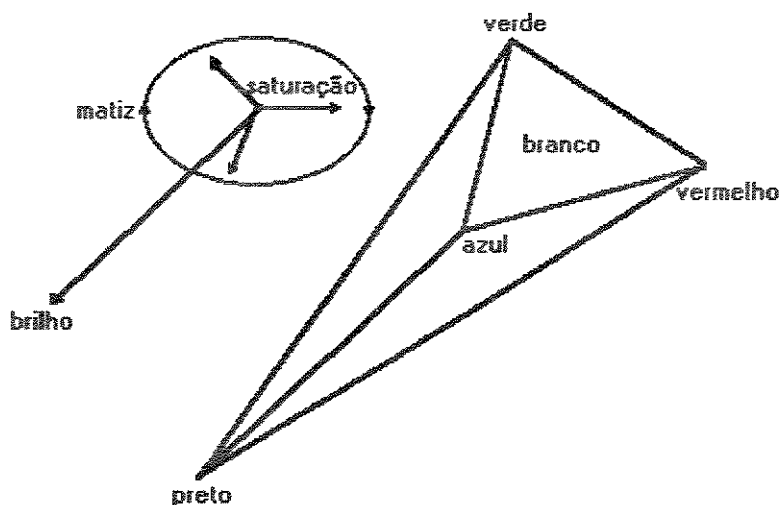


Fig. 1.15 - Pirâmide de cores aditivas.

Mais uma vez, será feito o uso das limitações do olho humano a fim de se conseguir resultados satisfatórios da reprodução de imagens em movimento. Esta

outra limitação é a separação espacial dos objetos dentro dos limites da resolução mantidas pelo olho. Dessa forma, duas fontes de luz que estejam espacialmente separadas serão percebidas individualmente. Para que haja a soma das fontes de luz, é necessário que essas fontes excitem os mesmos cones na retina, a fim de se ter a impressão de uma única fonte de luz. Esta impressão, devido à resolução finita do olho, pode ser obtida se as fontes de luz estiverem bem próximas umas das outras e o observador a uma determinada distância das mesmas. De fato, no receptor de televisão os trios de fósforos, constituídos de deposições de fósforos vermelhos, verdes e azuis, estão fisicamente separados, porém bastante próximos, como mostra a figura 1.16.

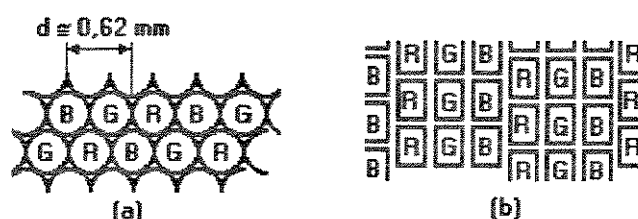


Fig. 1.16 - Posições relativas do trio de fósforos no tubo do receptor.
(a) Máscara em Delta. (b) Máscara em Linha.

1.3.2) O Sinal de Luminância (Y).

Os atuais sistemas de TV a cores estão baseados no princípio das três cores primárias, dito anteriormente, as quais reproduzem a maior parte das cores reais.

A idéia, amplamente difundida, de se usar três canhões eletrônicos e a máscara de sombra (brilho ou luminância) persiste até o presente, pois permite a obtenção de uma imagem com alto padrão de qualidade.

A figura 1.17 mostra um diagrama de blocos da obtenção dos três sinais primários correspondentes ao vermelho (R), verde (G) e azul (B). Os espelhos dicróicos separam as primárias, enquanto que cada tubo é semelhante ao mostrado na figura 1.3. Na prática, cada um desses tubos está otimizado à cor correspondente.

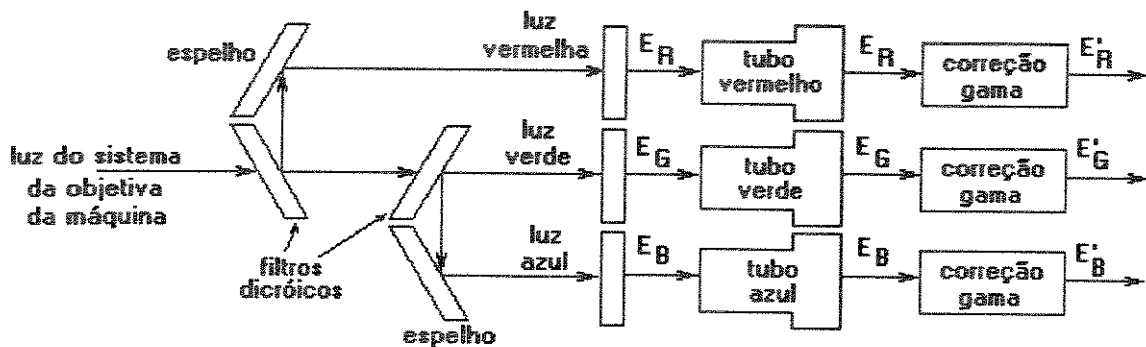


Fig. 1.17 - Diagrama de blocos da entrada de uma câmera de TV.

A partir das componentes elétricas E_R , E_G e E_B , obtém-se os sinais de luminância e de cromaticidade. Deve-se ressaltar que algumas câmeras de TV possuem também um quarto tubo para retirar apenas a informação de brilho (luminância).

Portanto, o sinal de luminância é aquele que leva a informação de brilho, sendo diretamente aproveitado pelo receptor preto e branco. Este sinal tem, portanto, a largura de faixa máxima (4,2 MHz), fornecendo os detalhes mais finos da cena, tais como contornos que têm altas componentes de frequência. Isto se deve ao fato de que, quando se tem objetos grandes dentro de uma certa imagem, intuitivamente, pode-se acreditar que não haverá mudanças bruscas no grau de iluminação dos pontos adjacentes contidos na área deste objeto. Em contrapartida, para pequenos detalhes, as mudanças são, logicamente, bem mais acentuadas. Com isso, a frequência de oscilação do grau de iluminação de detalhes é muito maior que a de objetos considerados grandes (com poucos detalhes). Daí, pode-se concluir que os contornos e bordas, conseqüentemente, os detalhes da cena, estão nas altas frequências do sinal de vídeo - entre 0,1 e 4 MHz, sendo que as baixas frequências, abaixo de 0,1 MHz, encarregam-se das áreas grandes, com poucos detalhes. Fazendo-se um teste, eliminando-se as altas frequências, reproduzindo somente abaixo de 0,1 MHz, tem-se a impressão de um embaçamento da imagem, pois esta ficará sem contornos.

Outra característica importante, quanto à qualidade da imagem, é o **contraste** que é a diferença de intensidades de tensões entre o branco e o preto. Desta maneira, quanto mais intenso for o branco e, igualmente intenso for o preto, teremos uma imagem com maior nitidez.

Para se obter o sinal de luminância, utiliza-se a propriedade de que um lúmen (lm) de luz na cromaticidade de branco (C) é conseguido com a mistura aditiva de aproximadamente 0,59 lm de G, 0,30 lm de R e 0,11 lm de B.

Define-se, então, o sinal de luminância (E_Y) como sendo:

$$E_Y = 0,299 E_R + 0,587 E_G + 0,114 E_B \quad (1.2)$$

Devido à necessidade da correção gama, vista anteriormente, tem-se:

$$\begin{aligned} E'_R &= E_R^{1/\gamma} \\ E'_G &= E_G^{1/\gamma} \\ E'_B &= E_B^{1/\gamma} \end{aligned} \quad (1.3)$$

sendo que para o sistema PAL-M adotou-se $\gamma = 2,8$.

Portanto, o sinal de luminância realmente transmitido pelo sistema a cores é dado por:

$$E'_Y = 0,299 E'_R + 0,587 E'_G + 0,114 E'_B \quad (1.4)$$

Assim sendo, se o receptor for em preto e branco, o sinal de luminância somente estará correto para este receptor, quando o sinal original for uma das gradações de cinza, desde o branco até o preto. De fato, para o cinza, tem-se:

$$E' = E'_R = E'_G = E'_B \text{ e } E' = E'^{\gamma} \quad (1.5)$$

Logo,

$$E'_Y = (0,299 + 0,587 + 0,114) E' = E' \quad (1.6)$$

Dessa forma, a luminância reproduzida no receptor só será correta para tons de cinza. No entanto, se E'_R , E'_G e E'_B não são iguais, a luminância reproduzida não será correta. Supondo, por exemplo, que um vermelho puro de máxima amplitude esteja sendo transmitido.

Então: $E'_R = 1$ e $E'_G = E'_B = 0$. Assim: $E'_Y = 0,299 E'_R = 0,299$

O brilho realmente reproduzido pelo receptor corresponde a uma luminância dada por:

$$E_Y = E'^{\gamma}_Y = 0,034$$

Cálculos efetuados mostram que, para o receptor preto e branco, o erro é máximo para o matiz azul e mínimo para o verde. Naturalmente, para receptor a cores não há tais erros.

Alfred Hitchcock, em seus filmes, utilizava tinta marrom para representar o sangue, ao invés de tinta vermelha pois, na reprodução em preto e branco, dava uma idéia mais real do sangue. Talvez ele não soubesse o porquê mas, na prática, conseguiu solucionar um problema técnico da maior importância.

Capítulo 2

IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA: A escolha da frequência do Sinal de Crominância.

Considerando-se as condições de compatibilidade entre transmissores e receptores, coloridos ou em preto e branco, já citadas anteriormente (problemas econômicos), deve-se ressaltar que o sinal de luminância, responsável pelas imagens monocromáticas, deve ser, necessariamente, transmitido.

2.1) O Sinal de Crominância.

Sendo o sinal de crominância formado pelas três componentes primárias (R, G e B) e, no receptor, devem ser obtidas as tensões referentes a estas primárias para a reprodução de uma imagem a cores, conclui-se que duas outras componentes precisam ser transmitidas, além da componente de luminância, para que possam ser obtidas, finalmente, as três primárias originais.

2.1.1) Os Sinais Diferença de Cor (U e V).

Dentre as várias opções, escolheu-se para transmitir também os chamados sinais "diferença de cor", definidos por: $E'R-E'Y$ e $E'B-E'Y$.

A partir desses dois sinais, pode-se obter, na recepção, o terceiro sinal diferença de cor, $E'G-E'Y$, dado por:

$$E'G - E'Y = - 0,509(E'R - E'Y) - 0,194(E'B - E'Y) \quad (2.1)$$

Dos três sinais diferença de cor, pode-se obter, então, os sinais das primárias $E'R$, $E'B$ e $E'G$ por simples adição com o sinal de luminância $E'Y$.

De fato:

$$E'R = (E'R - E'Y) + E'Y \quad (2.2.a)$$

$$E'G = (E'G - E'Y) + E'Y \quad (2.2.b)$$

$$E'B = (E'B - E'Y) + E'Y \quad (2.2.c)$$

Essa soma pode ser conseguida diretamente no TRC (tubo de raios catódicos) do receptor, pela aplicação dos sinais diferença de cor às grades de controle e do sinal de luminância invertido ($-E'Y$) aos três catodos.

A razão pela qual não se transmite o sinal $E'G - E'Y$ é a necessidade de um ganho no sinal diferença de cor ausente. Além disso, em muitas cenas, a amplitude de $E'G - E'Y$ é pequena. Como resultado tem-se uma degradação da relação sinal-ruído nos três sinais recuperados quando comparados com a opção feita.

Se $E'R - E'Y$ fosse o sinal ausente, teríamos:

$$E'R - E'Y = - 1,963(E'G - E'Y) - 0,381(E'B - E'Y) \quad (2.3)$$

Se $E'B - E'Y$ fosse o sinal ausente, teríamos:

$$E'B - E'Y = - 5,149(E'G - E'Y) - 2,623(E'R - E'Y) \quad (2.4)$$

que é o pior caso de degradação.

A necessidade de maior ganho pode ser observada pelas constantes multiplicativas dos sinais diferença de cor.

2.1.2) A Modulação em Quadratura (QAM).

Para se transmitir os sinais diferença de cor embutidos no sinal de luminância adotou-se a técnica de modulação em amplitude e em quadratura. Dizer que dois sinais estão modulados em quadratura, significa que ambos foram modulados por uma mesma frequência de portadora, porém, defasadas de 90° - daí, o termo quadratura, conforme é mostrado na figura 2.1.

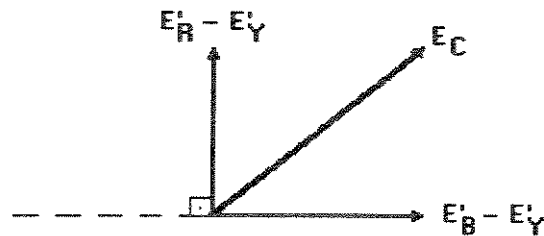


Fig. 2.1 - Diagrama fasorial mostrando a modulação em quadratura dos sinais diferença de cor.

Isto indica que teremos uma das portadoras como sendo uma função cosseno e a outra uma função seno, porém ambas com a mesma freqüência.

2.1.3) O sinal de barras coloridas.

Uma vez vista a maneira como se gera um sinal de televisão, é de grande importância analisar-se um sinal hipotético de barras coloridas. Na verdade, esse sinal não é fruto da captação de uma câmera de TV, ou seja, não é uma imagem real. O sinal de barras coloridas é gerado eletronicamente, com a finalidade única de se analisar o sistema de um receptor de TV para sua calibragem e eventual manutenção. Tal sinal consiste em uma variação de luminância e, conseqüentemente, de cores dentro do espectro visível. Portanto, é formado por oito faixas coloridas, sendo elas: as três cores primárias e suas três complementares, mais a branca e a preta de referência. São colocadas em ordem crescente de luminância (e não por comprimento de onda) desde a branca até a preta, conforme segue:

branca	amarela	turquesa	verde	magenta	vermelha	azul	preta
--------	---------	----------	-------	---------	----------	------	-------

Observe que para um receptor em preto e branco tem-se gradações de cinza que vão do branco ao preto.

Conhecendo-se a formação do sinal de crominância pela modulação em quadratura, podemos então equacionar:

$$E_C = \sqrt{(E'_R - E'_Y)^2 + (E'_B - E'_Y)^2} \quad (2.5)$$

A tabela 2.1 apresenta os valores dos sinais diferença de cor e, como resultante, o sinal de cromaticidade para as oito faixas do sinal de barras coloridas.

COR	E'_R	E'_G	E'_B	E'_Y	$E'_B - E'_Y$	$E'_R - E'_Y$	E_C
branca	1	1	1	1,00	0	0	0
amarela	1	1	0	0,89	-0,89	+0,11	0,90
turquesa	0	1	1	0,70	+0,30	-0,70	0,76
verde	0	1	0	0,59	-0,59	-0,59	0,83
magenta	1	0	1	0,41	+0,59	+0,59	0,83
vermelha	1	0	0	0,30	-0,30	+0,70	0,76
azul	0	0	1	0,11	+0,89	-0,11	0,90
preta	0	0	0	0	0	0	0

Tabela 2.1 - Valores dos sinais diferença de cor e do sinal de cromaticidade para a obtenção do sinal barras coloridas.

2.1.4) O fator de redução nos sinais diferença de cor.

Conforme visto no Capítulo 1, figura 1.4 - sinal de vídeo composto, o maior valor de tensão obtido na forma de onda deve-se ao sinal de sincronismo. Portanto, os sinais da câmera não devem atingir esse valor para não serem confundidos como tal. Daí, a necessidade de um fator de redução aplicado ao sinal de cromaticidade para evitar tais problemas. Ficou determinado que um sinal de cromaticidade não deve exceder 33% dos níveis de preto ou branco.

Portanto, por essa condição e pelas equações de obtenção de duas cores quaisquer do sinal de barras coloridas, deduz-se facilmente que:

$$\begin{cases} E'_U(t) = 0,493[E'_B(t) - E'_Y(t)] \\ E'_V(t) = 0,877[E'_R(t) - E'_Y(t)] \end{cases} \quad (2.6)$$

2.1.5) O Chaveamento PAL.

Devido a alta correlação existente entre linhas adjacentes de um mesmo quadro (porém campos diferentes) o sistema PAL (*Phase Alternation Line*) se utiliza, na verdade, da reprodução da média entre linhas adjacentes e não exatamente da linha propriamente dita. Portanto, no sistema PAL, o sinal E'_V é modulado com portadora chaveada. Este chaveamento é tal que o sinal de sua portadora inverte de linha para linha, no tempo. Desta forma, o sinal de crominância deve ser equacionado como segue:

$$E'_C = E'_U \sin 2\pi f_{sc} + m(t)E'_V \cos 2\pi f_{sc} \quad (2.7)$$

onde $m(t)$ é uma onda quadrada de período $2T_H$ $\frac{E_C}{E_U} = \frac{1}{f_{sc}} k$, como mostra a figura 2.2.

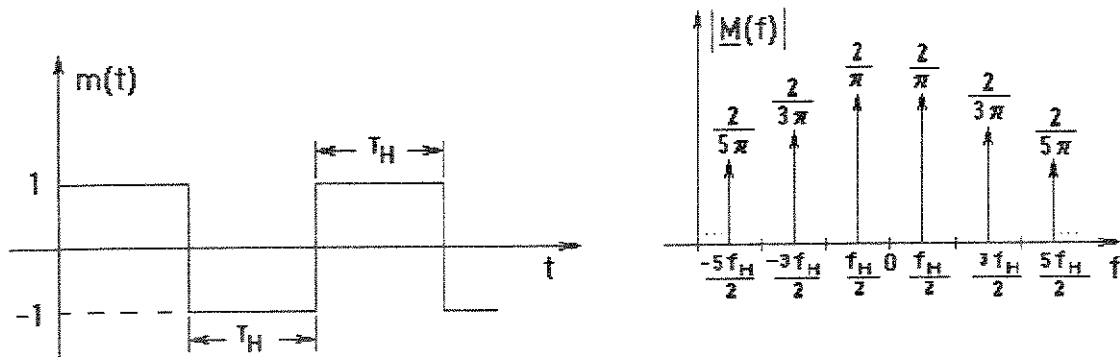


Fig. 2.2 - Função $m(t)$ para chaveamento PAL e seu espectro.

Com essa característica o sistema PAL leva vantagem sobre o sistema NTSC (*National Television System Committee*), compensando pequenos erros de fase, provenientes de várias fontes, que causariam erros de matiz e saturação. De fato, supondo um erro de fase α no sinal de crominância recebido em linhas sucessivas (campos diferentes), tem-se:

$$E_{CT}(t) = R(t) \sin(\omega_{sc} t + \theta) \quad (2.8)$$

$$E_{CR}(t) = R(t) \sin(\omega_{sc} t + \theta + \alpha) \quad (2.9)$$

sendo que os índices T e R indicam sinal transmitido e recebido, respectivamente e α é o erro de fase, mostrado na figura 2.3 [11]

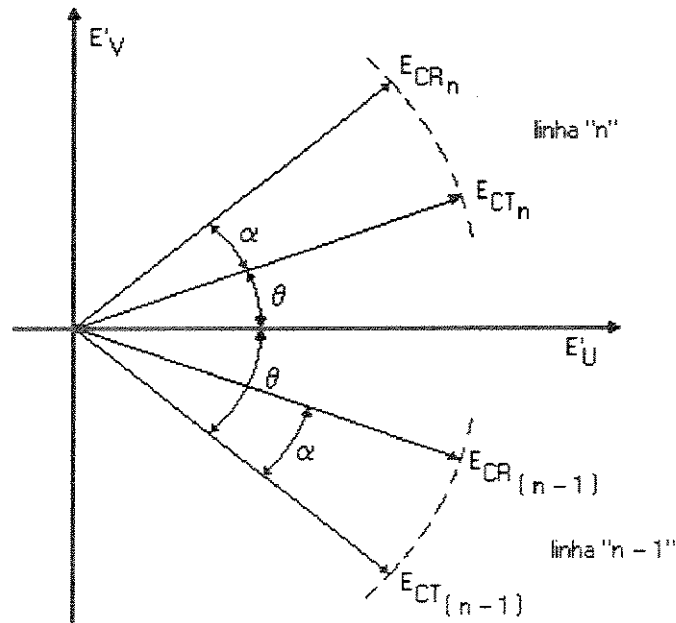


Fig. 2.3 - Erro de fase recebido no sinal de crominância para linhas adjacentes "n" e "n-1"

As saídas $U(t)$ e $V(t)$ do decodificador PAL, que será visto também no Capítulo 3, estarão igualmente defasadas de α , pois:

$$U(t) = 2E'_U(t) \sin(\omega_{sc} t + \alpha) \quad (2.10)$$

$$U(t) = 2E'_U(t) [\cos \alpha \sin \omega_{sc} t + \sin \alpha \cos \omega_{sc} t] \quad (2.11)$$

O mesmo acontece com $V(t)$, porém deve ser levado em conta o chaveamento PAL. Daí, após a detecção síncrona (apresentada no Cap. 3) e eliminando-se os termos de alta frequência, resulta:

$$\begin{cases} R'_U(t) = E'_U(t) \cos \alpha \\ R'_V(t) = E'_V(t) \cos \alpha \end{cases} \quad (2.12)$$

Logo, o sinal de cromaticidade recebido, também estará defasado com relação ao sinal transmitido, ou seja:

$$E'_{CR}(t) = E'_{CT}(t) \cos \alpha \quad (2.13)$$

sendo a função $\cos \alpha$ um número real menor que a unidade, será introduzida uma atenuação no sinal de cromaticidade recebido. Porém, essa atenuação irá afetar apenas a saturação e não o matiz, resultando num sinal mais confiável.

2.1.6) A intercalação espectral.

O espectro do sinal de vídeo composto modulado possui uma distribuição com espaços vazios apresentados por toda a faixa do canal de vídeo, estando esses espaços equidistantes. Isto se deve à frequência de linha do sinal, ou melhor, da frequência dos pulsos de sincronismo horizontal. Portanto, esses espaços são aproveitados para a intercalação dos sinais diferença de cor. Isto significa que adotada uma frequência apropriada para a subportadora do sinal de cromaticidade, este sinal pode ser transmitido juntamente com o sinal de luminância, sem que se aumente a banda de frequências dos sinais de TV. A disposição espectral do sinal de vídeo composto, ou seja, sinal de luminância e de cromaticidade - este último composto pelos sinais diferença de cor - é mostrada na figura 2.4. Note-se que o sinal de luminância está centrado na frequência de linha.

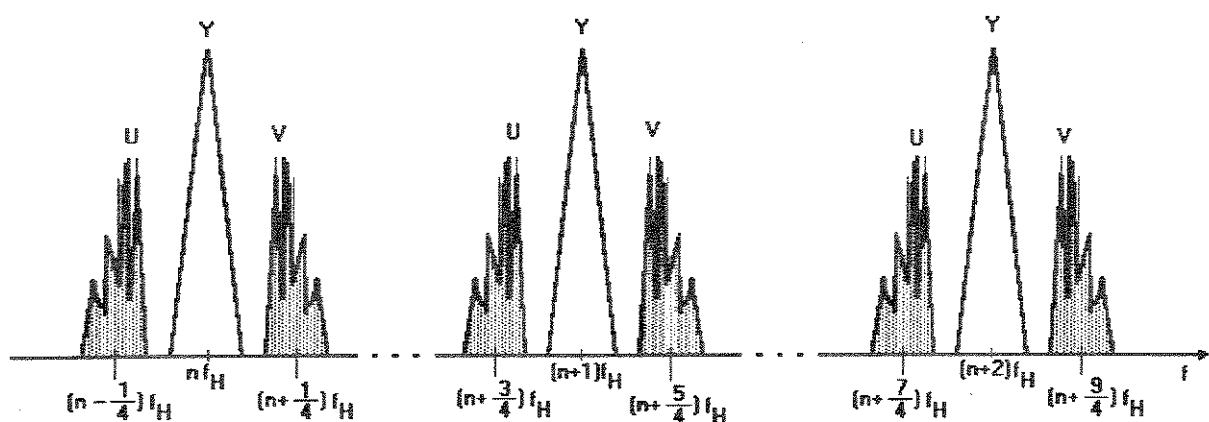


Fig. 2.4 - Esboço do espectro de um sinal de vídeo composto.

2.2) A determinação da frequência da subportadora de cor.

O fato de se intercalar o espectro do sinal de crominância com o sinal de luminância ocasiona o aparecimento de interferências no sinal de luminância. No entanto, escolhendo-se adequadamente a frequência da subportadora de cor (conforme o intercalamento apresentado anteriormente), ou seja, dispondo-se os sinais de diferença de cor ($E'V$ e $E'U$) distanciados de $1/4$ da frequência horizontal dos pacotes de luminância ($E'Y$), pode-se notar que essas interferências tornam-se pouco visíveis ao olho nu. Por isso, elas são chamadas de **interferências de baixa visibilidade**. A seguir são apresentados os motivos da baixa visibilidade e do distanciamento de $1/4$.

2.2.1) Frequências Interferentes de "Baixa Visibilidade".

Com a possibilidade de se conseguir uma intercalação espectral e para que isto seja realizado, ou seja, o espectro da subportadora se encaixe nos espaços em branco do sinal de luminância, a frequência da subportadora de cor, para o sistema NTSC, deve ser de "tantas vezes e meia" a frequência de linha, ou ainda, diz-se um múltiplo ímpar da frequência de meia linha. Assim, tem-se:

$$f_{sc} = \left(n - \frac{1}{2} \right) f_H \quad (2.14)$$

onde n é um número inteiro, f_{sc} é a frequência da subportadora de cor e f_H a frequência de linha (ou frequência horizontal).

Sendo ainda que o número de linhas de um quadro é ímpar, ou melhor, para cada campo tem-se um número inteiro de linhas mais meia linha, podemos concluir que ao final de cada campo "sobrar"á meio ciclo da frequência interferente o qual dará início ao próximo campo e assim sucessivamente. Esta situação é ilustrada na figura 2.5 onde se pode observar também que haverá um efeito de "anulação" desta frequência interferente, pois estando os ciclos defasados da metade de suas frequências a cada campo - estão em contrafase, cancelam-se a cada quadro. [10]

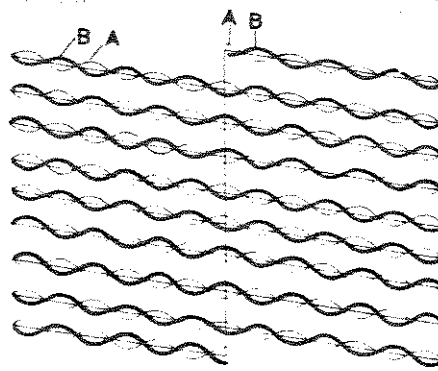


Fig. 2.5 - Efeito de anulação das freqüências interferentes de baixa visibilidade.

Portanto, a freqüência interferente tende, teoricamente, a se anular a cada dois quadros ou quatro campos, uma vez vista a maneira como ela se complementa.

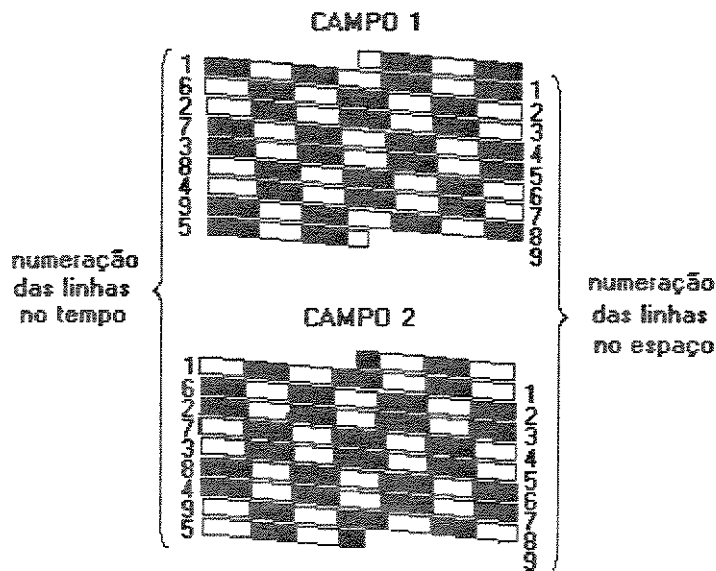


Fig. 2.6 - Freqüência interferente de baixa visibilidade no sistema NTSC.

A figura 2.6 mostra dois quadros hipotéticos subseqüentes, com $n=4$, deixando explícito o efeito de anulação. A numeração das linhas é feita de acordo com a varredura, ou seja, no tempo e não no espaço. As regiões pretas e brancas representam os picos da senóide apresentada na figura anterior, sendo o preto para os valores máximos positivos e o branco para os máximos negativos. Comparando-se o primeiro quadro com o segundo podemos observar que as regiões pretas e brancas se alternam, daí a idéia de cancelamento. Na verdade, o que ocorre é um nivelamento do nível médio de brilho da cena a cada dois quadros e não a eliminação da interferência. Na prática a anulação não será completa devido a vários fatores, dentre os quais podemos destacar:

- a falta de linearidade dos tubos de imagem produz um aumento de brilho maior no semiciclo positivo da senóide quando comparado ao semiciclo negativo, ou seja, essas mudanças são desproporcionais (não lineares).
- a característica de persistência do olho humano tem uma frequência da ordem de 60 Hz, sendo que a aparente anulação ocorre a uma frequência de 15 Hz (pois temos 30 quadros por segundo e sua ocorrência se dá a cada dois quadros, portanto, metade).
- a idéia de anulação apresentada só é válida para quadros formados de um único matiz, pois, com variações no matiz, tem-se variações na frequência da senóide e, conseqüentemente, inversões na fase, ocorrendo um desajuste na figura apresentada, o que impossibilita o efeito de anulação. Porém, pode-se considerar que, para partes menores de uma cena, o matiz é mantido, tanto entre duas linhas sucessivas (no espaço) em um mesmo campo, como em linhas correspondentes em campos subseqüentes.

Para o sistema PAL, o sinal diferença de cor U tem as mesmas características dos sinais I e Q do sistema NTSC. Porém, o sinal V tem comportamento diferente, pois a ele está associado o chaveamento PAL, ou seja, alternância de fase a cada linha no espaço. De acordo com a equação (2.7), a componente V tem frequência interferente conforme representado na figura 2.7.

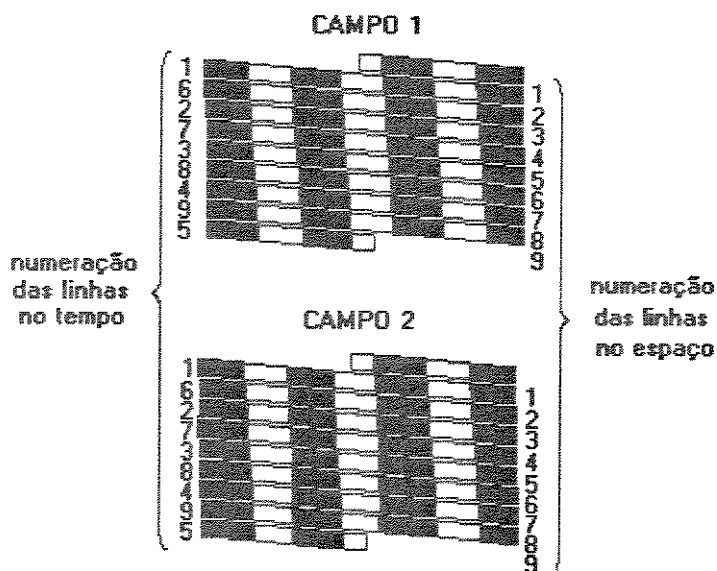


Fig. 2.7 - Frequência interferente de baixa visibilidade para o sistema PAL, caso fosse adotada a mesma relação de linha e meia entre a frequência da subportadora de cor e a frequência horizontal do sistema NTSC.

Observa-se, pela figura, a descaracterização do efeito de anulação pois as regiões de maior brilho estão alinhadas, ocorrendo o mesmo com as de brilho menos intenso. Então, para se evitar esse alinhamento, no sistema PAL tem-se um número inteiro de ciclos mais um quarto e não mais meio ciclo, como no sistema NTSC, ficando:

$$f_{sc} = \left(n - \frac{1}{4} \right) f_H \quad (2.15)$$

Com isso, a **componente U** também é afetada, não tendo mais o mesmo comportamento das componentes do sistema NTSC. Considerando-se novamente $n=4$, tem-se a cada linha **3,75 ciclos** de senóide da frequência interferente, ou seja, de acordo com a figura 2.8, temos três partes inteiras pretas, como também brancas, e meia parte preta ou branca, conforme a linha em questão. Assim, a estrutura formada não mais estará alinhada, tendo um deslocamento de **1/4 de ciclo** à direita.

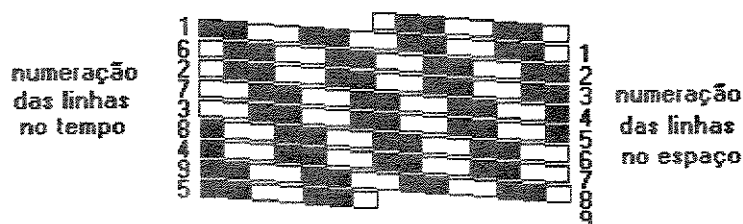


Fig. 2.8 - Frequência interferente no sistema PAL devido ao sinal diferença de cor U.

Para o caso da **componente V**, tem-se um comportamento semelhante, porém o deslocamento de **1/4 de ciclo** dá-se à esquerda (figura 2.9), devido a inversão de fase (chaveamento PAL).

É intuitivo se dizer que, desta forma, o sistema PAL terá uma frequência interferente mais notável, pois, ainda que deslocando-se de 1/4 de ciclo, a estrutura não apresenta a característica de anulação apresentada no sistema NTSC. O deslocamento à direita ou à esquerda é cíclico, sendo seu período de repetição correspondente a quatro quadros ou oito campos. Portanto, a frequência interferente é de **7,5Hz**, ou seja, tem-se um ciclo a cada quatro quadros, totalizando 7,5 ciclos a cada 30 quadros (1 segundo).

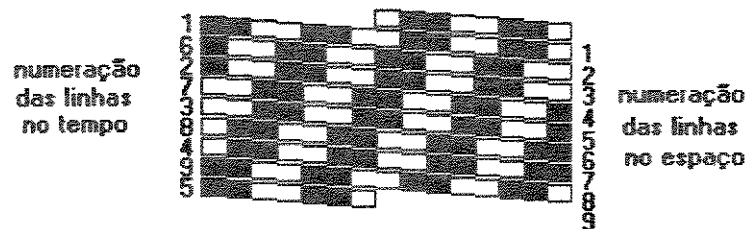


Fig. 2.9 - Frequência interferente no sistema PAL devido ao sinal diferença de cor V.

2.2.2) A frequência da subportadora de cor no sistema PAL.

As estruturas de baixa visibilidade são tanto menos visíveis quanto mais finas forem, ou seja, quanto maior for sua frequência. Dessa forma, deseja-se que a frequência da subportadora de cor f_{sc} seja a maior possível. Por outro lado, juntamente com o sinal de vídeo, também é transmitida a informação de áudio. A portadora de som (f_s) está na frequência de 4,5 MHz, modulada em frequência com um desvio máximo de 25 kHz. Devido aos processos não lineares de detecção, ocorre o batimento entre f_s e f_{sc} originando componentes espúrias. O CCIR (Comite Consultivo Internacional de Radiocomunicações) determinou então que:

$$f_{sc} = \ell \cdot \frac{f_H}{4} \quad (2.16)$$

onde $\ell = 909$ é um valor padrão.

Sendo a frequência horizontal igual 15,734 MHz, tem-se: $f_{sc} = 3,575$ MHz.

Observe que a frequência de linha é um pouco diferente daquela padronizada para o sistema em preto e branco, o que não afeta a compatibilidade entre os dois sistemas.

2.3) Comparação entre os Sistemas: NTSC, PAL e SECAM.

Na verdade, o que difere os vários sistemas de televisão a cores é a maneira como são tratados os sinais de crominância. O sinal de luminância é o mesmo nesses sistemas.

Os sistemas NTSC e PAL são bastante semelhantes, divergindo basicamente na frequência da subportadora de cor e no equacionamento dos sinais diferença de cor, sendo chamados de I e Q para o sistema NTSC - não mais U e V como foi visto no sistema PAL. Ambos os sistemas se baseiam na modulação em quadratura, transmitindo os seus dois sinais de luminância dentro de uma mesma faixa de frequência, porém estando suas portadoras defasadas de 90° (em quadratura). A maior diferença entre eles está no fato de o sistema PAL utilizar-se de uma linha de atraso para reprodução da média entre duas linhas adjacentes, o que já não acontece no sistema NTSC. Como foi visto anteriormente, esta técnica torna o sistema PAL mais imune a erros de matiz se comparado ao sistema NTSC.

O sistema SECAM (*Séquentiel Couleur à Mémoire*) é bem diferente, sendo incompatível com os sistemas NTSC e PAL. De fato, a compatibilidade entre os sistemas PAL e NTSC pode ser verificada nos aparelhos de vídeo cassete, pois quando se assiste a fitas NTSC em um vídeo PAL ou vice-versa, o único problema apresentado é o da reprodução de cores. A imagem (luminância) e o som são perfeitamente reproduzidos. As cores ficam distorcidas. Porém, é simplesmente impossível assistir-se a uma fita gravada no sistema SECAM em um vídeo PAL ou NTSC. Nem imagem, nem som são reproduzidos de acordo. Nesse sistema (SECAM), os sinais de crominância são transmitidos um de cada vez, de maneira seqüencial. Portanto, o sistema SECAM é uma outra alternativa aos problemas de erro de fase ocasionados no sistema NTSC, devido a má sincronização entre o oscilador local no receptor e o sinal transmitido, quando se dá a detecção síncrona.

Capítulo 3

O SISTEMA CONVENCIONAL UTILIZADO: Modulação AM/VSB com subportadora suprimida.

Já foi visto que o sinal de luminância ocupa toda a faixa permitida para o sinal de TV (4,2MHz). Aparentemente, não restaria espaço para se transmitir os sinais diferença de cor. No entanto, isto é conseguido devido a três fatores:

- **acromatismo do olho humano** na percepção de pequenos detalhes da cor. A vista humana não é muito sensível a cores em pequenos detalhes. Resultados experimentais mostram que uma largura de faixa para sinais diferença de cor entre **1,0 e 1,5 MHz** é suficiente para a percepção da cor. Para o sistema PAL-M padronizou-se **1,3 MHz** de faixa para cada sinal diferença de cor.
- **modulação em quadratura de fase**. Por essa técnica pode-se transmitir os dois sinais diferença de cor ocupando a mesma faixa de frequência, sendo que, na recepção, a detecção dos sinais é necessariamente síncrona. A portadora de modulação é a **subportadora de cor**, com frequência **f_{SC}** (frequência da subportadora de cor), estando abaixo de 4,2 MHz a fim de se transmitir os sinais diferença de cor dentro da faixa permitida. Com isso, ocorre uma sobreposição dos sinais modulados em quadratura com o espectro do sinal de luminância.
- **presença de espaços vazios no espectro** do sinal de luminância. Estas lacunas são usadas para se transmitir a informação dos sinais modulados em quadratura, uma vez que estes sinais também apresentam vazios com um mesmo espaçamento **f_H** (frequência horizontal) do sinal de luminância. Assim, escolhendo-se a relação determinada entre **f_{SC}** e **f_H** é possível intercalar os dois espectros.

3.1) A Modulação.

Para que seja possível transmitir sinais sem a utilização de cabos, ou seja, pelo espaço e através de ondas de rádio, estes sinais devem, obrigatoriamente, ser modulados.

Modular um sinal significa associar a ele um outro sinal de frequência conhecida, geralmente uma senóide, conhecida como **portadora**. Então, diz-se que a informação será transmitida na faixa de frequência da portadora. Assim sendo, para se poder transmitir vários sinais simultaneamente, pelas ondas de rádio, deve-se especificar uma faixa de frequência para cada informação a ser transmitida. Este recurso é conhecido como **multiplexação por divisão em frequência**.

A associação do sinal original a ser transmitido com a portadora é feita de maneira que a informação esteja embutida nesta portadora. Como características de um sinal senoidal tem-se sua amplitude, frequência e fase. Portanto, pode-se variar a amplitude, a frequência, ou ainda, a fase da portadora de maneira em que esta variação fique diretamente relacionada com a informação original. Como exemplo, pode-se associar essa idéia a um sinal digital do tipo ON/OFF, ou seja, para o 0's lógicos tem-se nível de tensão igual a zero e para 1's lógicos, nível + V (volts).

A figura 3.1 apresenta várias técnicas de modulação:

- **AM (Modulação em Amplitude):** a informação está contida na variação da amplitude da portadora.
- **FM (Modulação em Frequência):** a informação está na variação da frequência do sinal senoidal que representa a portadora.
- **PM (Modulação em Fase):** a informação consta na mudança de fase do sinal senoidal da portadora.

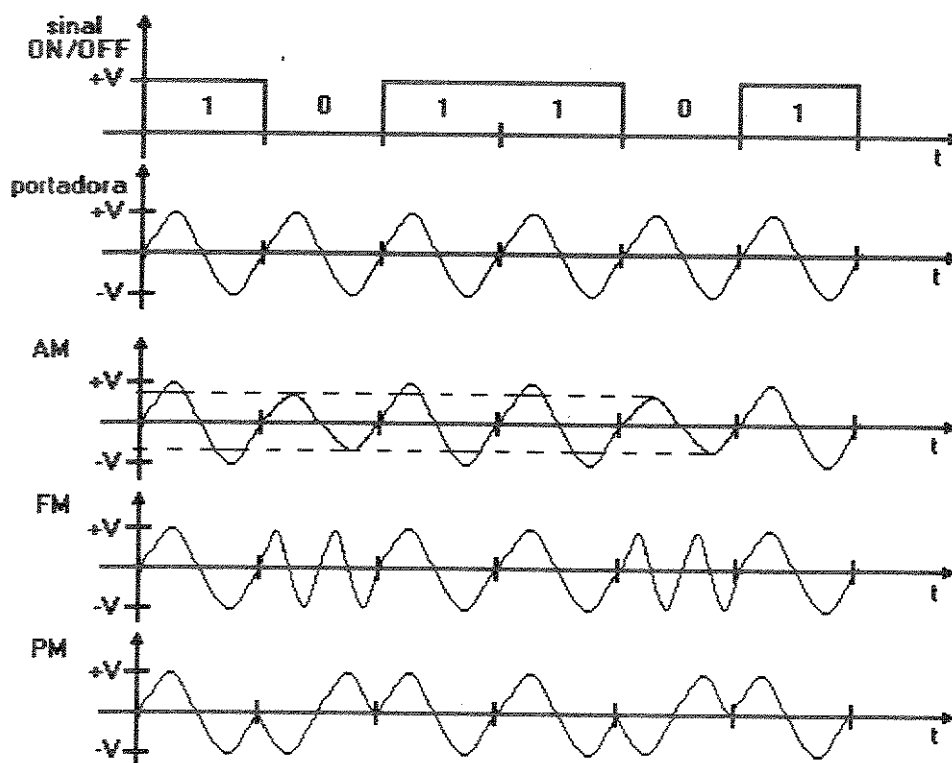


Fig. 3.1 - Exemplos de modulação para um sinal digital do tipo ON/OFF. (a) AM (Amplitude Modulada), (b) FM (Frequência Modulada) e (c) PM (Modulação em Fase - *Phase Modulation*)

3.1.1) A Modulação em Amplitude (AM).

Uma das propriedades mais importantes no estudo de espectro de frequências de sinais é a da translação de frequências. Sua importância se deve ao fato de que, em muitos casos, tem-se vários sinais que ocupam a mesma faixa dentro do espectro de frequências, como também, o comprimento das antenas para recepção desses sinais deve ser diretamente proporcional ao comprimento de onda dos mesmos. Além do mais, para ser possível a recepção de uma gama de sinais dentro do espectro de frequências, devemos ter a mínima razão entre a maior e a menor frequência para se ter uma boa relação entre as antenas, não apresentando grandes desproporções.

Supondo que um determinado sinal seja dado pela equação:

$$v_m(t) = E_m \cos \omega_m t = E_m \cos 2\pi f_m t \quad (3.1)$$

ou ainda,

$$v_m = \frac{1}{2} E_m (e^{j2\pi f_m t} + e^{-j2\pi f_m t}) \quad (3.2)$$

onde E_m é a amplitude máxima atingida pelo sinal senoidal de freqüência f_m , isto é, $\omega_m = 2\pi f_m$.

O espectro do sinal $v_m(t)$ é apresentado na figura 3.2(a), onde se tem duas linhas de amplitude igual a metade da amplitude do sinal senoidal, no tempo, sendo que uma delas aparece na freqüência $+f_m$ e a outra em $-f_m$.

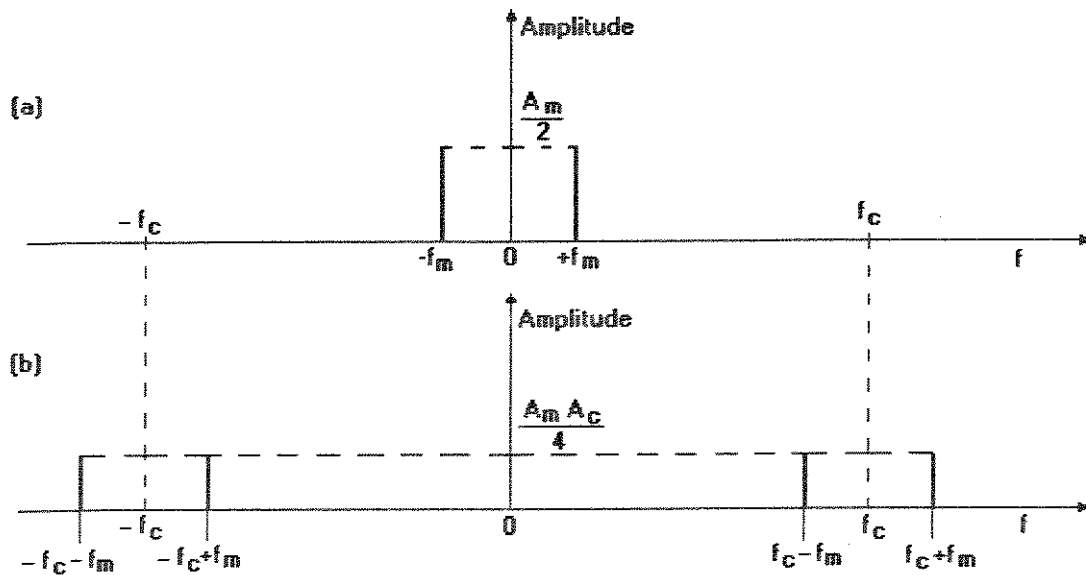


Fig. 3.2 - Espectro do sinal $v_m(t) = E_m \cos \omega_m t$.

(a) Sinal em banda-base. (b) Sinal Transladado.

Agora, associando-se ao sinal $v_m(t)$ um outro sinal $v_c(t)$, sendo

$$v_c(t) = E_c \cos \omega_c t = E_c \cos 2\pi f_c t \quad (3.3)$$

ou ainda,

$$v_c = \frac{1}{2} E_c (e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t}) \quad (3.4)$$

o produto de $v_m(t)$ por $v_c(t)$ fica:

$$v_m(t)v_c(t) = E_m E_c \cos \omega_m t \cos \omega_c t \quad (3.5)$$

$$v_m(t)v_c(t) = \frac{1}{2}E_mE_c [\cos(\omega_m + \omega_c)t + \cos(\omega_m - \omega_c)t]$$

$$v_m(t)v_c(t) = \frac{1}{2}E_mE_c [e^{j(\omega_m + \omega_c)t} + e^{-j(\omega_m + \omega_c)t} + e^{j(\omega_m - \omega_c)t} + e^{-j(\omega_m - \omega_c)t}] \quad (3.6)$$

Nota-se, pela figura 3.2(b), que o espectro do novo sinal, produto entre $v_m(t)$ e $v_c(t)$, resulta num deslocamento do espectro de $v_m(t)$ à esquerda e outro à direita, sendo estes deslocamentos iguais a frequência de $v_c(t)$, a portadora ($c = \text{carrier}$).

Pode-se representar esta situação de uma maneira mais genérica e intuitiva, ou seja, para um sinal modulante que não seja necessariamente uma senóide, podendo até mesmo não ser periódico. Este sinal apresenta seu espectro conforme mostra a figura 3.3.(a) e em 3.3.(b) tem-se o espectro do mesmo sinal após ser multiplicado pela portadora $v_c(t)$. [14]

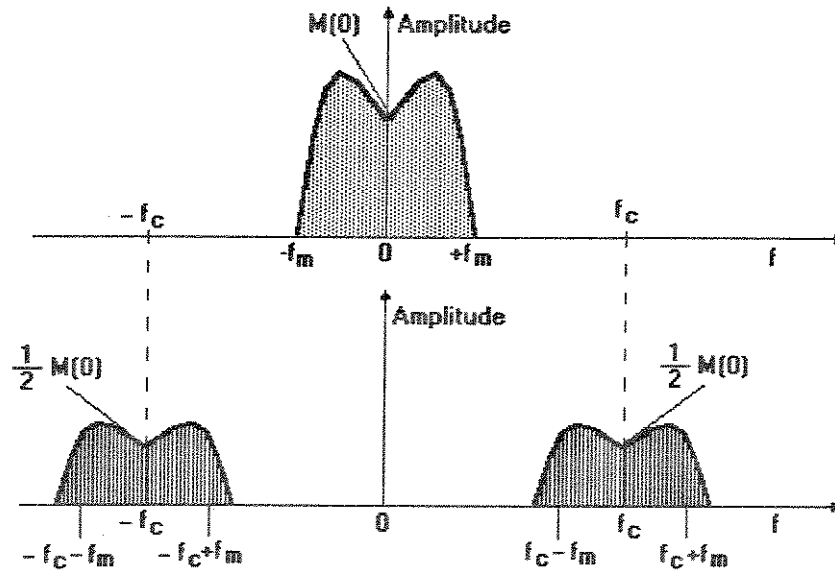


Fig. 3.3 - Espectro de um sinal qualquer não periódico $m(t)v_c(t)$, com $E_c = 1$.

(a) Sinal em banda-base. (b) Sinal Transladado.

Neste caso, o sinal $m(t)$ é representado no domínio da frequência pela sua transformada de Fourier, sendo representado o seu espectro de densidade. Portanto, como $M(j\omega) = F[m(t)]$, concluí-se que:

$$F[m(t)v_c(t)] = \frac{1}{2}[M(j\omega + j\omega_c) + M(j\omega - j\omega_c)] \quad (3.7)$$

A figura 3.3.(b) representa graficamente esta equação. Ao sinal original $m(t)$ chama-se de sinal em banda-base. Já, para os sinais transladados com relação ao espectro original, tem-se duas partes distintas. À parte acima da frequência da portadora, ou seja, $f_c + f_m$, chama-se de **banda lateral superior** e à parte abaixo da frequência da portadora, ou seja, $f_c - f_m$, **banda lateral inferior**.

Deve-se ressaltar que a transformada de Fourier de um sinal qualquer, periódico ou não, resulta num espectro com componentes na parte positiva no domínio da frequência exatamente iguais àsquelas na parte negativa. E ao se multiplicar esse sinal por uma portadora, duplica-se sua característica em termos de espectro, diminuindo pela metade sua amplitude. Portanto, tem-se redundâncias dentro do espectro que podem, de certa forma, ser eliminadas (conforme será visto na próxima seção), embora não necessariamente, pois o processo apresentado é dos mais simples para se efetuar uma translação dentro do espectro de frequências.

Para recuperar o sinal original, isto é, em banda-base, basta que seja feita a translação contrária, multiplicando-se o sinal transladado, novamente, por um cosseno, ficando:

$$[m(t)\cos\omega_c t]\cos\omega_c t = m(t)\cos^2\omega_c t = m(t)\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t\right) \quad (3.8)$$

$$[m(t)\cos\omega_c t]\cos\omega_c t = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos 2\omega_c t \quad (3.9)$$

Pode-se observar, então, pela primeira parcela da equação (3.9), que o sinal em banda-base $m(t)$ é facilmente recuperado, com sua amplitude reduzida à metade. Embora apareça uma segunda parcela, com característica interferente, esta é facilmente eliminada, visto que, geralmente, a frequência da portadora é muitas vezes maior que a frequência máxima do sinal em banda-base ($f_c \gg f_m$), sendo separados por uma filtragem bastante simples, já que esta frequência interferente vale duas vezes mais a frequência da portadora ($2\omega_c$).

A técnica de se associar um sinal em banda-base a uma portadora, fazendo sua translação para que esse sinal possa ser transmitido, é chamada de **modulação em amplitude** e, o processo reverso, ou seja, de recuperação do sinal original, chama-se **demodulação**.

Para o caso de Modulação em Amplitude, tem-se o seguinte equacionamento:

$$v(t) = E_c[1 + m(t)]\cos\omega_c t \quad (3.10)$$

Agora, pode ser melhor entendido o porquê do nome portadora ao sinal $A_c \cos \omega_c t$. Isto se deve ao fato deste sinal ser o responsável pela transmissão do sinal original em banda-base, ou seja, ele é quem porta (conduz) a informação, como se fosse um mensageiro.

A grande vantagem de se modular um sinal dessa maneira é a sua recuperação, como já foi apresentada antes, de maneira algébrica (matemática). Segue, um circuito elétrico equivalente a esta recuperação que pode ser chamado tanto de demodulador, como também, **detector** (figura 3.4). O circuito é extremamente simples, onde um diodo "detecta" a presença do sinal modulado. Sendo este sinal simétrico em relação ao eixo do tempo, então, há redundância de informação em sua envoltória - figura 3.7(a). Portanto, basta tomar-se apenas a parte positiva (ou negativa) para recuperar o sinal original. Esta é a função do **diodo D** na entrada do circuito. Em seguida, tem-se um **filtro RC**, capaz de eliminar a alta frequência da portadora. O capacitor C_1 carrega-se ao ser polarizado diretamente e tem uma ligeira descarga pelo resistor R , quando abaixa a tensão em seus terminais. Deve-se lembrar que, na verdade, a frequência da portadora é bastante alta, fazendo com que os tempos entre carga e descarga do capacitor sejam suficientemente pequenos, de maneira a tornar o novo sinal obtido (a envoltória) o mais próximo possível do sinal original em banda base. Após este estágio, deve-se eliminar de vez a componente contínua (nível DC), através de um outro capacitor C_2 , para que, finalmente, seja recuperado o sinal original.

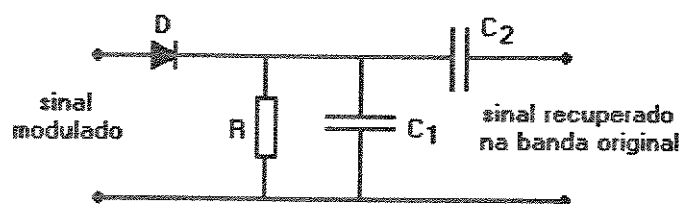


Fig. 3.4 - Circuito demodulador para um sinal AM.

Voltando à equação (3.10) e considerando $m(t)$ um sinal cossenoidal, do tipo $m(t) = E_m \cos \omega_m t$, tem-se o sinal modulado como sendo

$$v(t) = [1 + E_m \cos \omega_m t] E_c \cos \omega_c t \quad (3.11)$$

No caso de E_m valer zero, significa que não se tem o sinal modulador, portanto, somente a portadora. Quando o sinal modulador assume valores positivos a amplitude da portadora é incrementada até um valor máximo que vale $E_c(1 + E_m)$ e, de maneira análoga, quando $m(t)$ decresce, a amplitude da portadora também decresce, até um valor mínimo igual a $E_c(1 - E_m)$. Chama-se de taxa de modulação a razão E_m/E_c , podendo ser dada em porcentagem (vale 1 quando $E_m = E_c$).

Fazendo-se uma análise mais cautelosa da forma matemática da modulação em amplitude e desmembrando essa equação, utilizando-se ainda de artifícios de trigonometria, obtem-se:

$$v(t) = E_c \cos \omega_c t + E_m E_c \cos \omega_m t \cos \omega_c t \quad (3.12)$$

que fica

$$v(t) = E_c \cos \omega_c t + \frac{1}{2} E_m E_c [\cos(\omega_c - \omega_m)t + \cos(\omega_c + \omega_m)t] \quad (3.13)$$

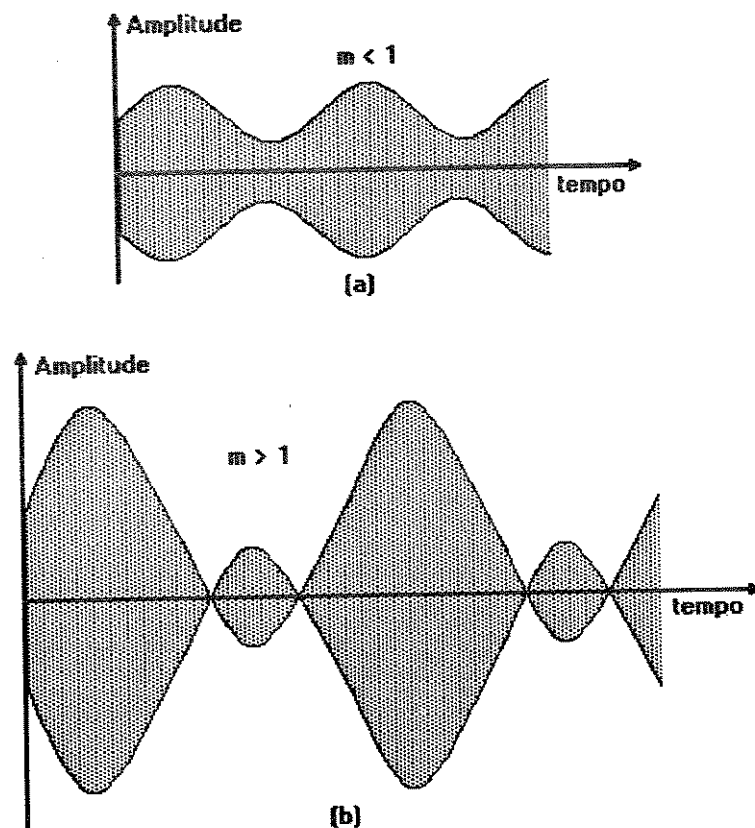


Fig. 3.5 - (a) Sinal modulado com taxa de modulação menor que 1 (<100%).
(b) Sinal modulado com taxa de modulação maior que 1 (>100%).

Observa-se que a primeira parcela do segundo membro da equação (3.13) é exatamente a portadora. As outras duas parcelas correspondem às bandas laterais inferior e superior, respectivamente. Isto implica que o sinal resultante (modulado) possui três frequências distintas: uma exatamente na frequência da portadora (f_c) e outras duas, nas bandas laterais, com suas componentes em $(f_c - f_m)$, na inferior, e $(f_c + f_m)$, na superior. Este tipo de modulação em amplitude também é conhecido por **AM/DSB (Double-Side Band)**, ou seja, modulação que preserva ambas as bandas laterais.

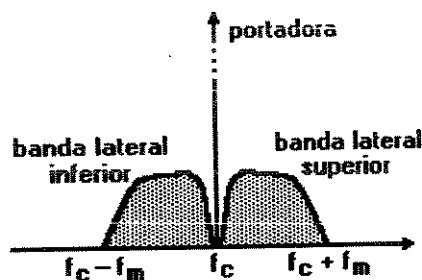


Fig. 3.6 - Sinal qualquer, não periódico, modulado em DSB (com portadora).

Como pode ser observado no espectro dos sinais modulados (figura 3.6), a maior parte da potência a ser transmitida concentra-se na portadora - visto que esta não é reduzida à metade como acontece às bandas laterais. A maior potência atingida pelas bandas laterais ocorre quando se tem uma taxa de modulação igual a 100%. Neste caso, tem-se dois terços da potência total proveniente da portadora e apenas um terço restante das bandas laterais. Portanto, é de grande interesse conseguir-se uma modulação onde possa ser excluída a portadora. Além do mais, no caso de televisão, sendo os sinais diferença de cor enviados juntamente com o sinal de luminância, estes geram certas interferências na imagem resultante. Estas interferências, porém, podem ser amenizadas, uma vez suprimida a portadora, já que ela é responsável por uma parcela maior de potência, sendo, conseqüentemente, causadora de maior interferência.

Embora, tudo isso seja possível, tem-se que recuperar, de alguma forma, a frequência da portadora, quer no receptor ou embutida na transmissão, para que o sinal em banda-base possa também ser recuperado. A maneira encontrada, para o caso específico dos sinais de televisão, foi embutir uma **salva de cor** (descrita mais adiante) junto ao retraço horizontal. Assim, basta fazer o sincronismo desta salva de cor com um oscilador local no receptor para que se possa ter a exata recuperação da portadora, com fase e frequência corretas. Isto significa que a salva de cor deve ser injetada no receptor, juntamente com o sinal modulado que está apenas com as bandas laterais. Daí, combinadas as bandas laterais, inferior e superior, com a portadora, recupera-se o sinal original em banda-base, pois

$$(f_c + f_m) - f_c = f_m \quad \text{e} \quad f_c - (f_c + f_m) = f_m \quad (3.14)$$

Ao sinal modulado em amplitude e com portadora suprimida denomina-se **AM/DSB-SC (*Supressed Carrier*)**.

3.1.2) A Modulação AM/SSB.

Conforme visto anteriormente, através do espectro de um sinal genérico modulado, verifica-se a presença de redundâncias. Isto se deve à transformada de Fourier. Como as faixas de ondas de rádio têm suas frequências já bastante comprometidas, deve-se reduzir ao máximo as bandas dos canais a serem utilizados, a fim de "economizar frequências".

A saída encontrada consta em eliminar-se as redundâncias, ou seja, não transmitir ambas as bandas laterais (superior e inferior) e sim, somente uma delas.

A transmissão de um sinal com apenas uma de suas bandas laterais chama-se **AM/SSB (Single-Side Band, banda lateral única)**. Um dos modos utilizados para se gerar um sinal com apenas uma banda lateral, consiste, simplesmente, na filtragem do sinal em DSB, limitando-se a faixa de um filtro passa-faixas em apenas uma das bandas.

Uma outra maneira adotada, mais complexa e necessariamente exigindo maior precisão, é através de defasagens, juntamente com moduladores balanceados. A figura 3.7 mostra o princípio de funcionamento deste método num diagrama em blocos. Para um melhor entendimento, segue um exemplo.

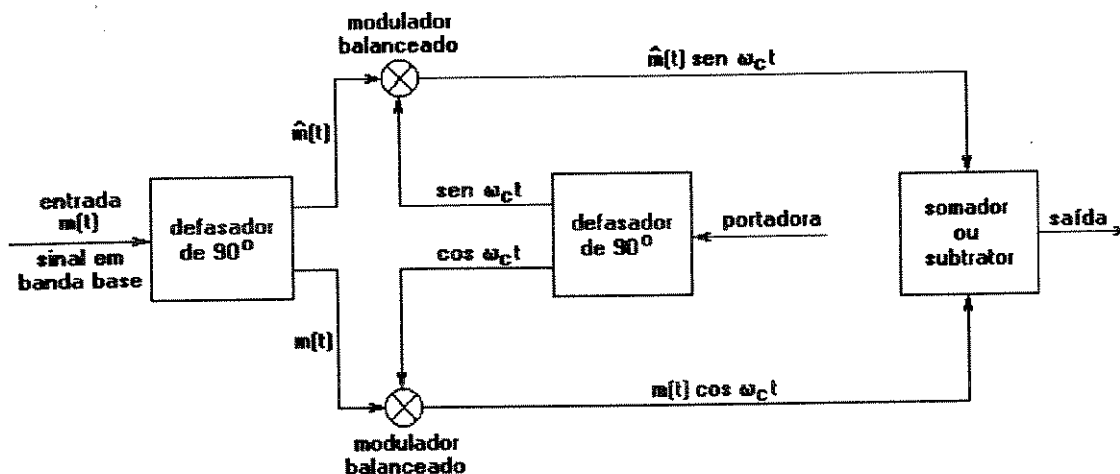


Fig. 3.7 - Diagrama em blocos da geração de um sistema de transmissão em AM/SSB por defasagem e modulação balanceada.

Considere-se que o sinal de entrada $m(t)$ do sistema seja uma função cosseno, ou seja, $m(t) = \cos \omega_m t$ e que a portadora seja dada por $\cos \omega_c t$. Assim sendo, um defasador de 90° para uma função cosseno, faz sua transformação para seno. O modulador balanceado faz a multiplicação de $m(t)$ pela portadora, em ambos os casos - defasados e não defasados (o sinal $\hat{m}(t)$ indica que este está defasado de 90° em relação ao sinal original $m(t)$). O bloco **Somador/Subtrator** define qual banda lateral será eliminada.

Portanto, em cada ramo de entrada do bloco Somador/Subtrator tem-se:

$$\cos \omega_m t \cos \omega_c t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_c - \omega_m) + \cos(\omega_c + \omega_m)] \quad (3.15)$$

$$\sin \omega_m t \sin \omega_c t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_c - \omega_m) - \cos(\omega_c + \omega_m)]$$

Deste modo, no caso de adição elimina-se a banda lateral superior, caso contrário, na subtração, elimina-se a banda lateral inferior.

Genericamente tem-se

$$m(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (3.16)$$

e, conseqüentemente,

$$\hat{m}(t) = \sum_{i=1}^m A_i \sin(\omega_c t + \theta_i) \quad (3.17)$$

sendo a saída do sistema

$$m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t \quad (3.18)$$

O defasador de 90° é um filtro conhecido como Filtro em Quadratura, representado pelo diagrama da figura 3.8, ou seja, se

$$x(t) = \cos \omega t \rightarrow \hat{x}(t) = \cos(\omega t - 90^\circ) = \sin \omega t \quad (3.19)$$

ou ainda, se

$$x(t) = \sin \omega t \rightarrow \hat{x}(t) = \sin(\omega t - 90^\circ) = -\cos \omega t \quad (3.20)$$

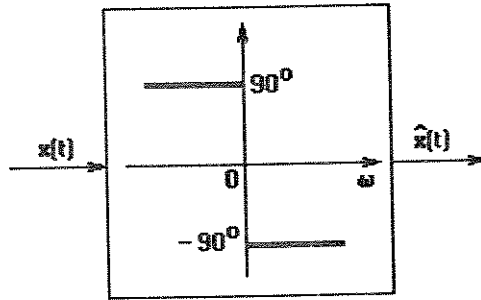


Fig. 3.8 - Representação da função de transferência de um Filtro em Quadratura.

Sendo $H(\omega)$ a função de transferência para o filtro em quadratura, tem-se como resposta a um impulso unitário $h(t)$, ou seja, para

$$H(\omega) = \begin{cases} -j, & \omega > 0 \\ j, & \omega < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

$$x(t) = \delta(t) \longrightarrow H(\omega) \longrightarrow \hat{x}(t) = \frac{1}{\pi t}$$

Fig. 3.9 - Filtro representando a transformada de Hilbert.

A resposta deste filtro (em quadratura) a um processo real qualquer $x(t)$ é comumente representada por $\hat{x}(t)$, sendo chamada **Transformada de Hilbert** de $x(t)$, representada na figura 3.9. [9]

Portanto,

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\alpha)}{t - \alpha} d\alpha \quad (3.22)$$

onde o sinal $*$ indica a convolução entre os sinais.

3.1.3) A Modulação AM/VSB.

Devido às dificuldades em se produzir filtros com cortes abruptos, muitas vezes, a modulação SSB se torna complicada ou até mesmo inviável. Uma vez que a modulação DSB é de mais fácil implementação, porém consome o dobro da faixa de frequência para sua transmissão, criou-se um método intermediário, entre essas duas técnicas existentes, a qual tem aplicação direta nos sistemas de televisão.

Esse método consiste em transmitir uma das faixas laterais mais uma parte apenas da outra (vestígio ou resíduo). Assim, pode-se implementar um filtro com um

corte mais suave, não mais abrupto como para o SSB, economizando-se também em canal de transmissão, ou seja, faixa de freqüência.

Portanto, partindo-se de um sistema DSB, basta filtrar-se parte de uma das faixas laterais, conforme é mostrado na figura 3.10.

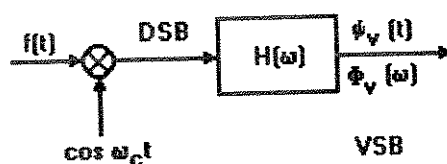


Fig. 3.10 - Transmissão Vestigial (residual) a partir de um sinal DSB.

onde a função de transferência do sistema apresentado na figura 3.10 é dada por:

$$\Phi_v(\omega) = \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)] H(\omega) \quad (3.23)$$

Fazendo-se então uma detecção síncrona, com um filtro passa baixa (FPB) implementado para a recuperação do sinal original, de acordo com a figura 3.11, tem-se:

$$e_d(t) = \psi_v(t) \cos \omega_c(t) \quad (3.24)$$

ou ainda,

$$E_d(\omega) = \frac{1}{2} [\Phi_v(\omega + \omega_c) + \Phi_v(\omega - \omega_c)] \quad (3.25)$$

Substituindo-se a equação (3.23) em (3.25), segue:

$$E_d(\omega) = \frac{1}{4} \{ [F(\omega + 2\omega_c) + F(\omega)] H(\omega + \omega_c) + [F(\omega) + F(\omega - 2\omega_c)] H(\omega - \omega_c) \} \quad (3.26)$$

Os termos que envolvem $2\omega_c$ estão deslocados dentro do espectro de freqüências, sendo, portanto, filtrados pelo FPB mostrado na figura 3.11. Assim, a saída do filtro é:

$$E_o(\omega) = \frac{1}{4} F(\omega) [H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)] \quad (3.27)$$

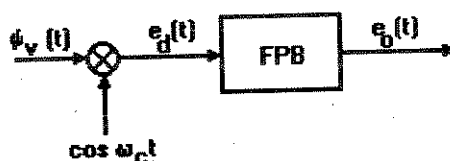


Fig. 3.11 - Detecção vestigial (VSB).

Para uma recepção sem distorção é necessário que o sinal recuperado $E_0(\omega)$ seja igual a $F(\omega)$ a menos de uma constante multiplicativa, ou seja:

$$E_0(\omega) = k \cdot F(\omega) \quad (3.28)$$

implicando que

$$[H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c)] = \text{constante, para } |\omega| < \omega_m \quad (3.29)$$

pois

$$F(\omega) = 0 \text{ para } |\omega| > \omega_m$$

sendo ω_m a frequência de corte de $H(\omega)$.

Tal relação só é possível através de um corte do filtro com uma característica complementar (simetria ímpar) que será visto mais adiante.

Portanto, verificou-se que a modulação AM/VSB reúne todas as vantagens dos métodos anteriores, DSB e SSB, pois tem todas as facilidades de implementação e conseqüente detecção como em DSB, eliminando o problema de alto consumo de faixa de transmissão, ou melhor, utiliza pouco mais da metade da faixa, como em SSB. Sem, no entanto, apresentar as desvantagens dos mesmos.

3.2) Equacionando as frequências interferentes de "baixa visibilidade".

Uma vez estudado o método de transmissão e recepção (detecção) dos sinais de TV e o problema de frequências interferentes de baixa visibilidade, será visto agora o modelamento matemático de tal problema, a partir da teoria até então vista.

Essas frequências interferentes oriundas do chaveamento PAL em conjunto com os atrasos introduzidos pelos vários estágios eletrônicos podem ser equacionadas, considerando-se os modelos estudados, ou seja, a recepção do sinal de crominância por uma linha de atraso e subseqüente soma e subtração com o sinal direto, para a recomposição dos sinais U e V, respectivamente, e posterior detecção síncrona.

Partindo-se do princípio que o chaveamento PAL se baseia na alta correlação entre linhas consecutivas, tendo, como resultado, a média entre elas, na recuperação

do sinal, essa valiosa informação será levada em conta ao se efetuar os devidos cálculos envolvendo o sinal de croma.

3.2.1) A modulação e filtragem dos sinais diferença de cor.

Inicialmente, supondo que o corte nas altas freqüências dos sinais U e V seja abrupto, conforme mostra a figura 3.12, pode-se observar que as componentes de freqüência acima de 0,6 MHz, isto é, em torno de f_{sc} , apenas aquelas correspondentes a faixa inferior são transmitidas. Dessa forma, deve-se considerar tal assimetria para o devido equacionamento do sinal de croma.

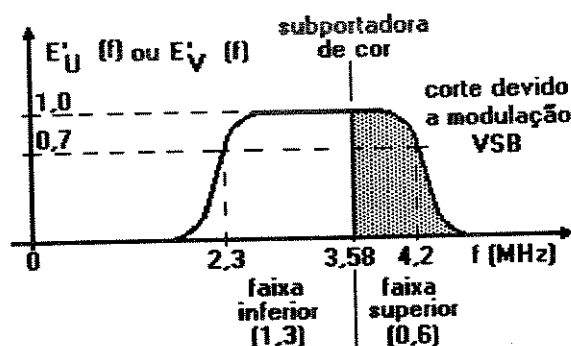


Fig. 3.12 - Espectro dos sinais diferença de cor, modulados e filtrados, mostrando a assimetria causada pela modulação AM/VSB.

Visto que os sinais diferença de cor E'_U e E'_V efetivamente transmitidos apresentam uma assimetria nas faixas laterais, considerou-se esses sinais separadamente em suas componentes de alta e baixa freqüências.

Sejam então E'_{UB} e E'_{VB} as componentes de baixa freqüência, entre -0,6 e 0,6 MHz, e E'_{UA} e E'_{VA} as de alta freqüência, acima de $\pm 0,6$ MHz, conforme mostra a figura 3.13. Assim, para se obter os espectros da figura 3.12, basta modular os sinais de freqüências baixas em DSB (faixa lateral dupla) e os de alta freqüência em SSB (faixa lateral única).

Dessa forma, a expressão do sinal de vídeo composto ativo $E'_M(t)$, em banda-base, pode ser escrito como:

$$E'_M(t) = E'_y(t) + E'_{UB}(t)\cos 2\pi f_{sc}t + \frac{1}{2}\left[E'_{UA}(t)\cos 2\pi f_{sc}t - \hat{E}'_{UA}(t)\sin 2\pi f_{sc}t\right] + \\ + m(t)E'_{VB}(t)\cos 2\pi f_{sc}t + \frac{1}{2}m(t)\left[E'_{VA}(t)\cos 2\pi f_{sc}t + \hat{E}'_{VA}(t)\sin 2\pi f_{sc}t\right] \quad (3.30)$$

onde $\hat{E}'_{UA}$ e $\hat{E}'_{VA}$ são as transformadas de Hilbert de E'_{UA} e E'_{VA} , respectivamente, e $m(t)$ representa o chaveamento PAL de linha para linha. Daí, tem-se:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + U'(t)\sin 2\pi f_{sc}t + V'(t)\cos 2\pi f_{sc}t \quad (3.31)$$

$$\text{onde: } \begin{cases} U'(t) = E'_{UB}(t) + \frac{1}{2}E'_{UA}(t) + \frac{1}{2}m(t)\hat{E}'_{VA}(t) \\ V'(t) = [E'_{VB}(t) + \frac{1}{2}E'_{VA}(t)]m(t) - \frac{1}{2}\hat{E}'_{UA}(t) \end{cases} \quad (3.32)$$

A equação (3.31) representa então a parte ativa do sinal de vídeo composto em banda base, já levando em conta a assimetria das faixas laterais.

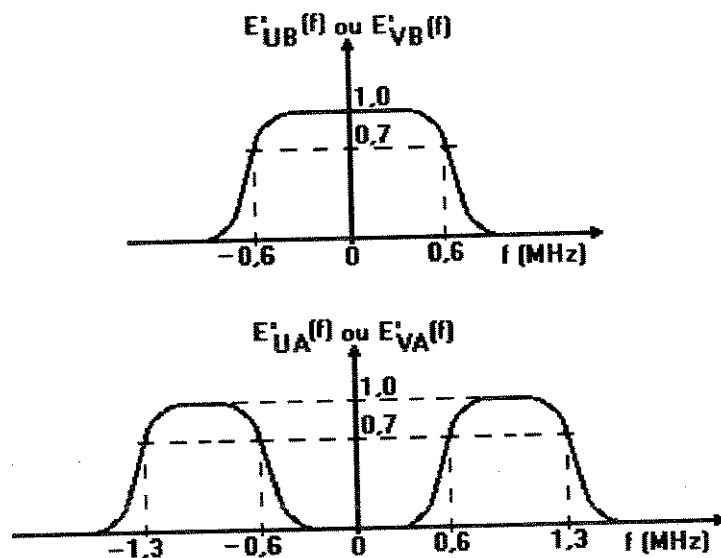


Fig. 3.13 - Divisão do espectro de E'_U e E'_V em componentes de baixa e alta frequências, respectivamente.

3.2.2) A detecção do sinal de crominância.

Para se efetuar a detecção do sinal de crominância no receptor, adota-se a solução clássica para detecção síncrona de sinais VSB puros, apresentada anteriormente e aqui, novamente, vista na figura 3.14. [12]

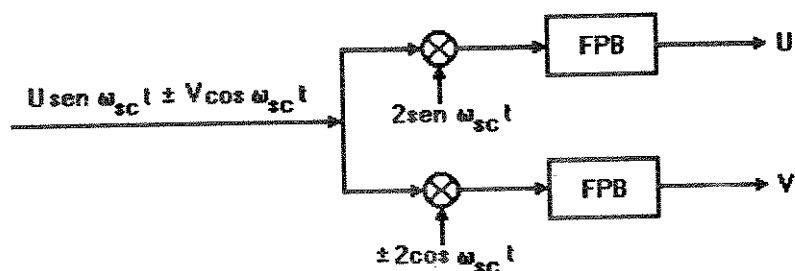


Fig. 3.14 - Decodificador PAL, sem a linha de atraso.

Da figura, podemos equacionar:

$$\begin{cases} (U \text{ sen } \omega_{sc} t \pm V \text{ cos } \omega_{sc} t)(2 \text{ sen } \omega_{sc} t) = U \\ (U \text{ sen } \omega_{sc} t \pm V \text{ cos } \omega_{sc} t)(\pm 2 \text{ cos } \omega_{sc} t) = V \end{cases} \quad (3.33)$$

A geração do chaveamento PAL é apresentada na figura 3.15. Após o estágio do VCO (*voltage control oscillator* - oscilador controlado por tensão) tem-se a subportadora de 3,58 MHz, sendo o defasador de 90° o responsável pelo chaveamento.

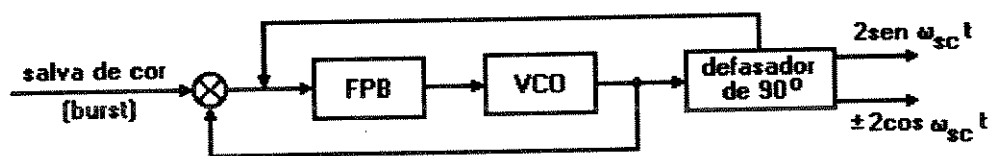


Fig. 3.15 - Chaveamento PAL, realizado pelo defasador de 90°.

Caso haja um erro na fase da salva de cor, tem-se ao invés de $2 \text{ sen } \omega_{sc} t$ e $\pm 2 \text{ sen } \omega_{sc} t$, o acréscimo de uma defasagem θ .

Assim sendo, fica:

$$2 \text{ sen}(\omega_{sc} t - \theta) \text{ e } \pm 2 \text{ cos}(\omega_{sc} t - \theta) \quad (3.34)$$

Então, desprezando-se os problemas de freqüências interferentes, tem-se:

$$\begin{cases} (U \sin \omega_{sc} t \pm V \cos \omega_{sc} t) [2 \sin(\omega_{sc} t - \theta)] = U \cos \theta \mp V \sin \theta \\ (U \sin \omega_{sc} t \pm V \cos \omega_{sc} t) [\pm 2 \cos(\omega_{sc} t - \theta)] = V \cos \theta \pm U \sin \theta \end{cases} \quad (3.35)$$

que é resolvido pela linha de atraso, conforme mostra a figura 3.22 e cujos maiores detalhes já foram vistos no capítulo anterior.

Então, o sinal da figura 3.13 passa por um canal equivalente a um filtro, cuja característica é tal que apresente uma simetria ímpar em torno de f_{sc} , como mostra a figura 3.16. Qualquer característica que apresente essa simetria, dentro da área preenchida, satisfaz a condição necessária para a detecção síncrona sem distorção (item 3.1.3). A característica desse filtro equivalente deve satisfazer:

$$H(f_{sc} + f) + H(f_{sc} - f) = 1 \quad (3.36)$$

Os cálculos a seguir têm como objetivo encontrar a expressão do sinal de vídeo composto ativo em banda base, após a filtragem vestigial equivalente já citada.

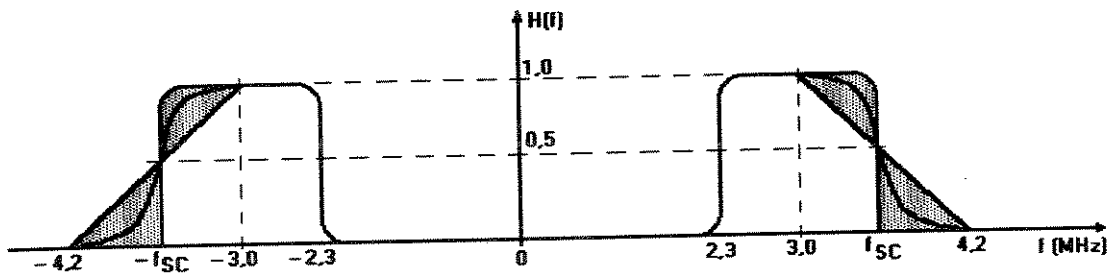


Fig. 3.16 - Característica do filtro vestigial genérico.

Seja, então, $E''_M(t)$ a saída do filtro vestigial. Logo,

$$E''_M(t) = F^{-1}\{E'_M(f) \cdot H(f)\} = E'_M(t) * h(t) \quad (3.37)$$

onde F^{-1} denota a anti-transformada de Fourier. Seja agora $E_M(t)$ a expressão do sinal de vídeo ativo composto, com $E''_U(t)$ e $E''_V(t)$ modulados em DSB:

$$E_M(t) = E'_V(t) + E'_U(t) \sin 2\pi f_{sc} t + m(t) E'_V(t) \cos 2\pi f_{sc} t \quad (3.38)$$

Mas, pelas figuras 3.12, 3.13 e 3.14, observa-se que:

$$E'_M(f) \cdot H(f) = E_M(f) \cdot H(f) \quad (3.39)$$

pois, $H(f)$ se anula após $f = 4,2$ MHz. Esse fato pode ser utilizado para simplificar os cálculos, pois a expressão $E_M(t)$ é mais simples que a de $E'_M(t)$. De qualquer modo, usando-se ou não a simplificação citada e chamando-se de

$$H_\beta(f) = \begin{cases} -H(f_{sc} + f) & , 0 < f < \beta \\ 1 - H(f_{sc} + f) & , -\beta < f < 0 \\ 0 & , |f| \geq \beta \end{cases} \quad (3.40)$$

cujo gráfico é apresentado na figura 3.17, obtém-se:

$$\begin{aligned} E''_M(t) = & E'_{YA}(t) + \frac{1}{2} \left\{ E'_U(t) \text{sen} 2\pi f_{sc} t - [\hat{E}'_U(t) + E'_{U\beta}(t)] \cos 2\pi f_{sc} t \right\} + \\ & + \frac{1}{2} m(t) \left\{ E'_{VB}(t) \cos 2\pi f_{sc} t + \frac{1}{2} m(t) [\hat{E}'_V(t) + E'_{V\beta}(t)] \text{sen} 2\pi f_{sc} t \right\} \end{aligned} \quad (3.41)$$

onde:

$E'_{YA}(t)$ são as componentes de luminância de alta freqüência, filtradas

$$E'_{U\beta}(t) = j2 \int_{-\beta}^{\beta} H_\beta(f) E'_U(f) e^{j\omega t} df \quad (3.42)$$

$$E'_{V\beta}(t) = j2 \int_{-\beta}^{\beta} H_\beta(f) E'_V(f) e^{j\omega t} df \quad (3.43)$$

Agrupando-se os termos em seno e cosseno, tem-se:

$$\begin{aligned} E''_M(t) = & E'_{YA}(t) + \frac{1}{2} \left\{ E'_U(t) + m(t) [\hat{E}'_V(t) + E'_{V\beta}(t)] \text{sen} 2\pi f_{sc} t \right\} + \\ & + \frac{1}{2} \left\{ m(t) E'_V(t) - [\hat{E}'_U(t) + E'_{U\beta}(t)] \cos 2\pi f_{sc} t \right\} \end{aligned} \quad (3.44)$$

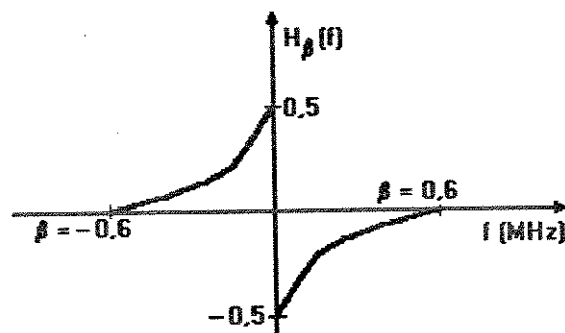


Fig. 3.17 - Característica da função de transferência (filtro) $H_\beta(f)$.

3.2.3) O decodificador PAL.

Aplica-se, então, o sinal $E^*M(t)$ ao decodificador PAL que consiste em uma linha de atraso, onde sua saída é somada ao sinal direto para a obtenção do sinal U e subtraída para obter-se V , separadamente, conforme mostra a figura 3.18,

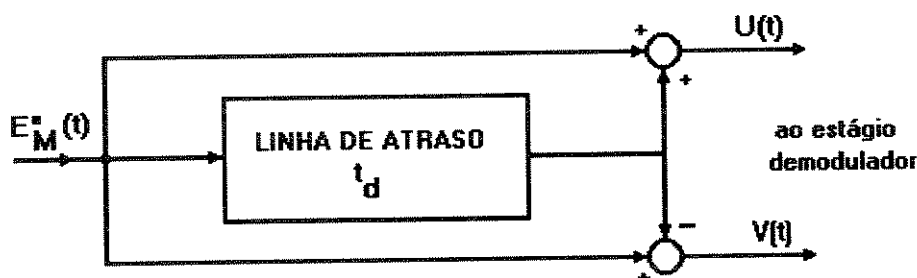


Fig. 3.18 - Decodificador PAL típico de um receptor de TV.

onde: $t_d = T_H - \frac{1}{4f_{sc}}$ que vale aproximadamente o período de uma linha, pois, o período da sub-portadora de cor (t_{sc}) é muito menor que a varredura horizontal (T_H).

A grande inovação do sistema PAL em relação ao NTSC é justamente a introdução do chaveamento, representado por $m(t)$ na equação (3.38), e do decodificador PAL que torna este sistema mais imune a erros de matiz que o NTSC, conforme visto no capítulo anterior.

Assim, com base na figura 3.18, obtém-se:

$$\begin{cases} U(t) = E''_M(t) + E''_M(t - t_d) \\ V(t) = E''_M(t) - E''_M(t - t_d) \end{cases} \quad (3.45)$$

Substituindo-se a equação (3.44) em (3.45), tem-se:

$$\begin{aligned} U(t) = & \frac{1}{2} \left\{ E'_U(t) + E'_U(t - t_d) + m(t) [\hat{E}'_V(t) + E'_{v\beta}(t)] + \right. \\ & \left. + m(t - t_d) [\hat{E}'_V(t - t_d) + E'_{v\beta}(t - t_d)] \right\} \sin 2\pi f_{sc} t + \\ & + \frac{1}{2} \left\{ m(t) E'_V(t) + m(t - t_d) E'_V(t - t_d) - [\hat{E}'_U(t) + E'_{u\beta}(t)] + \right. \\ & \left. - [\hat{E}'_U(t - t_d) + E'_{u\beta}(t - t_d)] \right\} \cos 2\pi f_{sc} t + E'_{YA}(t) + E'_{YA}(t - t_d) \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} V(t) = & \frac{1}{2} \left\{ m(t) E'_V(t) - m(t - t_d) E'_V(t - t_d) - [\hat{E}'_U(t) + E'_{u\beta}(t)] + \right. \\ & \left. + [\hat{E}'_U(t - t_d) + E'_{u\beta}(t - t_d)] \right\} \cos 2\pi f_{sc} t + \\ & + \frac{1}{2} \left\{ E'_U(t) - E'_U(t - t_d) + m(t) [\hat{E}'_V(t) + E'_{v\beta}(t)] + \right. \\ & \left. - m(t - t_d) [\hat{E}'_V(t - t_d) + E'_{v\beta}(t - t_d)] \right\} \sin 2\pi f_{sc} t + E'_{YA}(t) - E'_{YA}(t - t_d) \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\text{pois, } \begin{cases} \sin 2\pi f_{sc}(t - t_d) = \sin 2\pi f_{sc} t \\ \cos 2\pi f_{sc}(t - t_d) = \cos 2\pi f_{sc} t \end{cases} \quad \text{para } t_d = T_H - \frac{1}{4f_{sc}} \quad (3.48)$$

$$\text{Sejam: } \begin{cases} \alpha K(t) = K(t) + K(t - t'_d) \\ \Delta K(t) = K(t) - K(t - t'_d) \end{cases} \quad (3.49)$$

Lembrando, ainda, que devido ao chaveamento PAL, tem-se:

$$m(t - t'_d) = -m(t) \quad (3.50)$$

tem-se $U(t)$ e $V(t)$ dados por:

$$U(t) = \frac{1}{2} \alpha E'_U(t) \sin 2\pi f_{sc} t + \frac{1}{2} m(t) \left\{ \left[\Delta \hat{E}'_V(t) + \Delta E'_{v\beta}(t) \right] \sin 2\pi f_{sc} t + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \left[m(t) \Delta E'_{v\beta} - \left[\alpha \hat{E}'_U(t) + \alpha E'_{u\beta}(t) \right] \right] \cos 2\pi f_{sc} t + \alpha E'_{yA}(t) \right\} \quad (3.51.a)$$

$$V(t) = \frac{1}{2} m(t) \alpha E'_V(t) \cos 2\pi f_{sc} t - \frac{1}{2} \left[\Delta \hat{E}'_U(t) + \Delta E'_{u\beta}(t) \right] \cos 2\pi f_{sc} t + \\ + \frac{1}{2} \left\{ \Delta E'_{u\beta} + m(t) \left[\alpha \hat{E}'_V(t) + \alpha E'_{v\beta}(t) \right] \right\} \sin 2\pi f_{sc} t + \Delta E'_{yA}(t) \quad (3.51.b)$$

Os sinais $U(t)$ e $V(t)$ alimentam dois detectores síncronos independentes, conforme mostrado na figura 3.14. Fazendo-se então a detecção síncrona e filtrando-se as componentes acima de 1,3 MHz, resultam os sinais R'_{UL} e R'_{VL} , respectivamente, dados por:

$$R'_{UL} = \frac{1}{2} \alpha E'_U(t) + \frac{1}{2} m(t) \left[\Delta \hat{E}'_V(t) + \Delta E'_{v\beta}(t) \right] + \left[\alpha E'_{yA}(t) \cdot 2 \sin 2\pi f_{sc} t \right] * h(t) \quad (3.52.a)$$

$$R'_{VL} = \frac{1}{2} \alpha E'_V(t) - \frac{1}{2} m(t) \left[\Delta \hat{E}'_U(t) + \Delta E'_{u\beta}(t) \right] + \left[\alpha E'_{yA}(t) \cdot 2 \cos 2\pi f_{sc} t \right] * h(t) \quad (3.52.b)$$

onde $h(t)$ é a resposta ao impulso do filtro passa-baixa.

A informação de frequência e de fase da subportadora e da inversão de polaridade $m(t)$ é retirada no receptor da salva de subportadora de cor. Pelas equações acima nota-se que os sinais recuperados apresentam interferências. Conforme visto no Capítulo 2, figuras 2.4 e 2.5, as componentes interferentes manifestam-se com fases opostas, em linhas consecutivas no tempo, devido ao

chaveamento PAL, produzindo efeitos que, em princípio, são canceláveis pela integração visual, uma vez que o sinal de TV seja quase periódico. Também são de baixa visibilidade as frequências interferentes devido ao sinal de luminância. Além disso, se a correlação é perfeita, entre linhas consecutivas, tem-se:

$$\begin{cases} \alpha K(t) = 2K(t) \\ \Delta K(t) = 0 \end{cases} \quad (3.53)$$

Dessa forma, as equações anteriores se tornam (para alta correlação):

$$\begin{cases} R'_{UL} = E'_U(t) + \underbrace{[4E'_{YA}(t) \sin 2\pi f_{sc} t]}_{\text{baixa visibilidade}} * h(t) \\ R'_{VL} = E'_V(t) \end{cases} \quad (3.54)$$

Pode-se observar que mesmo para alta correlação, ainda há frequências interferentes no sinal U, embora de baixa visibilidade, devido ao sinal de luminância. Essas frequências podem ser praticamente eliminadas (para o caso de alta correlação) conforme será visto no Capítulo 4.

C a p í t u l o 4

O ESQUEMA PROPOSTO: Um Filtro de Atraso Adicional.

Conforme visto no Capítulo 3, os problemas de freqüências interferentes de baixa visibilidade estão relacionados diretamente ao sinal de crominância, mais especificamente ao sinal U. Visto que o esquema proposto a seguir visa atender ao sistema PAL-M, as considerações feitas neste capítulo são exclusivas de tal sistema, sendo o principal fator à proposta apresentada o **chaveamento PAL**.

4.1.) A "chave" para a solução do problema.

Uma vez equacionado o problema, observa-se que o sinal V de crominância não apresenta tais freqüências interferentes. Isso sugere que a forma como é estabelecido o chaveamento PAL elimina essas freqüências indesejáveis. Porém, o sinal U que não tem chaveamento algum, possui tais interferências.

Intuitivamente, deve-se, então, procurar uma forma de simular o chaveamento PAL no sinal U sem que este perca suas características fundamentais para se obter os sinais R, G e B.

4.1.1) O equacionamento do filtro de atraso adicional.

Além do chaveamento PAL, os sinais U e V se diferem por seus multiplicadores, seno e cosseno, respectivamente. Como essas duas funções

trigonométricas podem ser consideradas idênticas, a menos de uma defasagem de 90°, aí pode ser encontrada a solução para o problema. Essa defasagem de 90° implica numa alternância de sinais dentro do círculo trigonométrico, isto é, quando o seno está em zero o cosseno pode estar em +1 ou -1 e vice-versa.

A expressão do sinal de vídeo ativo composto é mais uma vez apresentada para maior facilidade na análise deste capítulo:

$$E_M(t) = E'_Y(t) + E'_U(t)\sin 2\pi f_{sc}t + m(t)E'_V(t)\cos 2\pi f_{sc}t \quad (4.1)$$

lembrando que $m(t)$ é o chaveamento PAL. Assim sendo, observa-se também que ângulos de mesmo valor, porém encontrados em quadrantes diferentes, podem apresentar os mesmos valores de seno e cosseno, ou ainda, valores iguais em módulo mas com sinais contrários.

Outra diferença de fundamental importância está no fato de que o sinal U é resultante da soma dos sinais direto e atrasado (sinal que passa pela linha de atraso), enquanto que o sinal V resulta da subtração entre esses dois sinais.

Portanto, trabalhando-se sobre as três diferenças mencionadas (chaveamento PAL, seno ou cosseno e soma ou subtração), pode-se chegar a um novo equacionamento para o sinal U, baseando-se no sinal V, a fim de eliminar-se as frequências interferentes de baixa visibilidade.

Surge então a idéia de introduzir-se um atraso adicional ao sinal U, atribuindo-se um valor adequado a esse atraso, de maneira a simular o chaveamento PAL nas funções seno e cosseno, como também substituir a soma dos sinais direto e atrasado por uma subtração dos mesmos na obtenção do sinal U.

Portanto, o novo atraso introduzido deve ser tal que satisfaça a relação:

$$\text{para } t'_d \begin{cases} \sin 2\pi f_{sc}(t - t'_d) = -\sin 2\pi f_{sc}t \\ \cos 2\pi f_{sc}(t - t'_d) = -\cos 2\pi f_{sc}t \end{cases} \quad (4.2)$$

Deve-se lembrar ainda que para a linha de atraso convencional, onde $t_d = T_H - \frac{t_{sc}}{4}$, a relação entre senos e cossenos vale:

$$\text{para } t_d \begin{cases} \sin 2\pi f_{sc}(t - t_d) = \sin 2\pi f_{sc}t \\ \cos 2\pi f_{sc}(t - t_d) = \cos 2\pi f_{sc}t \end{cases} \quad (4.3)$$

Então, deve-se obter um atraso que confira a relação expressa em (4.2).
Para tal, tem-se:

$$t'_d = T_H + \frac{t_{so}}{4} \quad (4.4)$$

Já para o equacionamento do sinal U, considerando-se as equações obtidas no Capítulo 3, tem-se com o novo atraso:

$$U(t) = E''_M(t) - E''_M(t-t'_d) \quad (4.5)$$

Nota-se que não é mais feita a soma para o sinal U e sim a subtração, como no sinal V.

Então, para o sinal de vídeo ativo composto, tem-se:

$$E''_M(t) = E'_{YA}(t) + \frac{1}{2} \left\{ E'_U(t) + m(t) [\hat{E}'_V(t) + E'_{V_p}(t)] \right\} \text{sen} 2\pi f_{sc} t + \\ + \frac{1}{2} \left\{ m(t) E'_V(t) - [\hat{E}'_U(t) + E'_{U_p}(t)] \right\} \text{cos} 2\pi f_{sc} t \quad (4.6)$$

Substituindo-se a equação (4.6) na expressão (4.5) do sinal U e, fazendo as devidas considerações para o sinal atrasado de t'_d em (4.2), tem-se :

$$U(t) = \Delta E'_{YA}(t) + \frac{1}{2} \left\{ \alpha E'_U(t) + m(t) [\Delta \hat{E}'_V(t) + \Delta E'_{V_p}(t)] \right\} \text{sen} 2\pi f_{sc} t + \\ + \frac{1}{2} \left\{ m(t) \Delta E'_V(t) - [\alpha \hat{E}'_U(t) + \alpha E'_{U_p}(t)] \right\} \text{cos} 2\pi f_{sc} t \quad (4.7)$$

$$\text{onde (relembrando),} \quad \begin{cases} \alpha K(t) = K(t) + K(t-t'_d) \\ \Delta K(t) = K(t) - K(t-t'_d) \end{cases} \quad (4.8)$$

Multiplicando-se por $2\text{sen} 2\pi f_{sc} t$ e filtrando-se somente para esta frequência, conforme detecção apresentada no Capítulo 3, fica:

$$R'_{UL} = 2\Delta E'_{YA}(t) \text{sen} 2\pi f_{sc} t + \frac{1}{2} \left\{ \alpha E'_U(t) + m(t) [\Delta \hat{E}'_V(t) + \Delta E'_{V_p}(t)] \right\} \quad (4.9)$$

Para alta correlação entre linhas, os sinais direto e atrasado podem ser considerados iguais. Portanto

$$\begin{cases} \alpha K(t) = 2K(t) \\ \Delta K(t) = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

Assim sendo, salvo as considerações feitas, tem-se o sinal totalmente recuperado e sem as freqüências interferentes de baixa visibilidade.

$$R'_{UL}(t) = E'_U(t) \quad (4.11)$$

4.1.2) Alternativas para o hardware.

Para se introduzir a linha de atraso, necessária à eliminação das freqüências interferentes, considerou-se dois casos. No primeiro deles, tem-se um novo circuito de linhas de atraso, sendo um para o sinal U e outro para o sinal V,

$$\text{onde} \quad \begin{cases} t_{d_1} = T_H - \frac{t_{sc}}{4} \\ t_{d_2} = T_H + \frac{t_{sc}}{4} \end{cases} \quad (4.12)$$

A figura 4.1 mostra como fica esse novo esquema. Nota-se que agora é feita a subtração para ambos os casos.

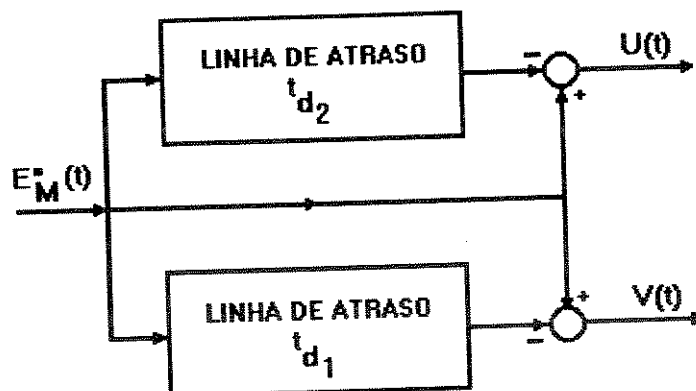


Fig. 4.1 - Diagrama em blocos do circuito com duas novas linhas de atraso, em substituição à linha de atraso convencional.

No segundo caso, introduz-se uma linha de atraso a mais no circuito convencional, apenas para a componente U(t), conforme é apresentado na figura 4.2.

$$\text{onde} \quad \begin{cases} t_{d_1} = T_H - \frac{t_{sc}}{4} \\ t_{d_2} = \frac{t_{sc}}{2} \end{cases} \quad (4.13)$$

Aqui também é feita a subtração para as duas componentes.

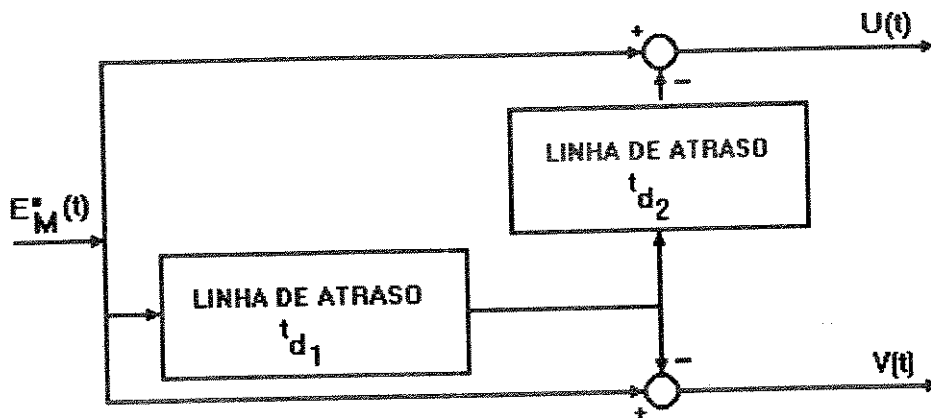


Fig. 4.2 - Circuito com uma linha de atraso adicional.

A vantagem do segundo esquema em relação ao primeiro fica por conta da implementação da nova componente de atraso. Nas duas situações aproveita-se a linha convencional, implementando-se apenas uma nova linha.

Porém a implementação é mais simples para o segundo caso, onde se tem um atraso menor a ser obtido para a nova linha (da ordem de apenas 140ns, enquanto para o primeiro caso fica em torno de 63 μ s).

Portanto, para efeito de estudos será feita uma análise mais detalhada do segundo caso. Isto não descarta a possibilidade de se adotar o primeiro caso, para produções em larga escala, uma vez que já se produz uma linha de atraso de vidro com tempo bem próximo ao proposto, com uma tecnologia totalmente dominada pelas indústrias, porém exigente de alta precisão de acabamento, impossível para um laboratório experimental.

Levantamentos foram feitos, obtendo-se várias opções para a implementação do hardware, além da linha de atraso de vidro citada anteriormente.

Uma outra alternativa de caráter industrial seria uma adaptação na linha de atraso de luminância, como o modelo PHILIPS DL270, que apresenta um atraso de 270 ns, impedância característica de 0,9 k Ω e que trabalha na faixa de 3,5 MHz, sendo esta a faixa de freqüências do sinal de crominância. Observa-se ainda que essa linha tem aproximadamente o dobro do novo atraso a ser introduzido.

A terceira forma de se implementar o novo atraso seria através de um pedaço de cabo micro-coaxial, fazendo o papel de uma linha de transmissão, introduzindo-se assim o atraso necessário, de acordo com seu comprimento.

Porém, teríamos um cabo muito comprido, formando um volume muito grande para adaptar-se ao receptor de TV.

Ainda dentro dos estudos de linha de transmissão, tem-se uma nova alternativa, adotada em larga escala, anteriormente às linhas de vidro, nos receptores de TV. Uma linha de transmissão longa introduz atrasos finitos ao sinal emitido. Essa linha possui indutâncias e capacitâncias que podem ser representadas esquematicamente conforme mostra a figura 4.3.

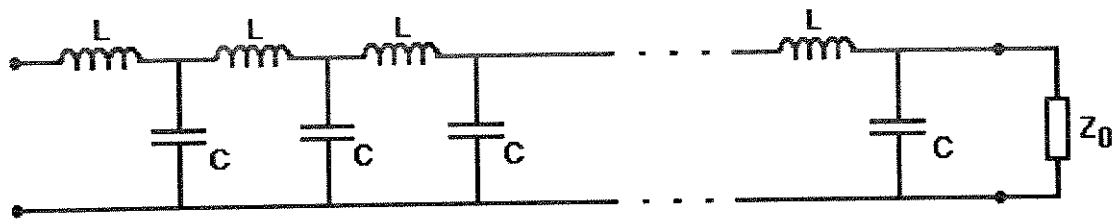


Fig. 4.3 - Representação esquemática (elétrica) de uma linha de transmissão.

O esquema é representado em cada secção por ligações simples do tipo L, mas também poderia ser dos tipos T ou Π , de acordo com a figura 4.4.

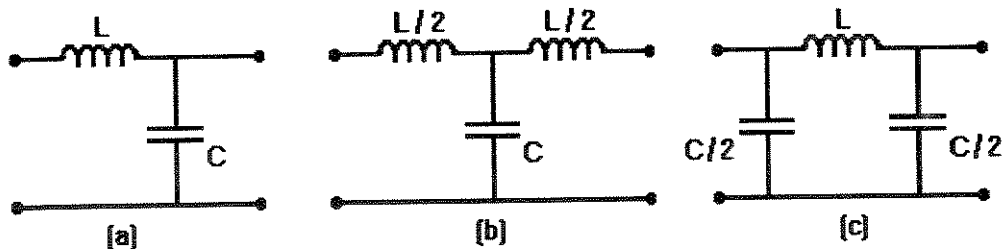


Fig. 4.4 - Modelos equivalentes de filtros LC. (a) Tipo L. (b) Tipo T. (c) Tipo Π .

Pode-se simular uma linha longa aumentando suas características de indutância e capacitância, conseguindo-se, assim, uma linha bem mais curta. Desta forma, é possível introduzi-la num circuito eletrônico, o que se torna difícil com o cabo micro-coaxial.

Os principais parâmetros dessa linha esquemática são funções de L e C , dados pela tabela 4.1.

Impedância Característica	$R_0 = \sqrt{L/C}$ ohms
Frequência de Corte	$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$ radianos
Atraso (por secção)	$t_d = \sqrt{LC}$ segundos
Atraso Total da Linha	$t_{d_n} = n\sqrt{LC}$ segundos

Tabela 4.1 - Parâmetros de uma linha de transmissão esquemática, dados em função de seus principais parâmetros, onde n é o número de secções.

Capacitâncias parasitas são necessárias para amenizar o problema de atenuação das altas frequências do sinal de vídeo, visando uma curva mais plana dentro da faixa desejada. Essas capacitâncias estão representadas na figura 4.5.

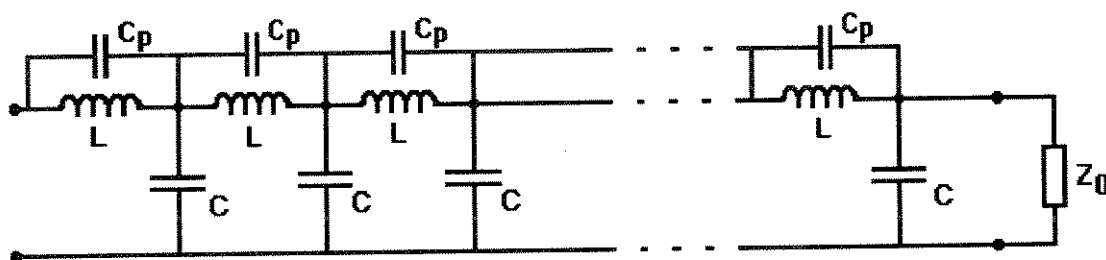


Fig. 4.5 - Representação esquemática (elétrica) de uma linha de transmissão, com capacitâncias parasitas (C_p).

O esquema de montagem dessa linha consta de um tubo de fenolite de aproximadamente 10 cm de comprimento por 0,9 cm de diâmetro envolvido por tiras de papel laminado para simular as capacitâncias em paralelo e ligadas ao terra, como também quadrados menores de papel laminado isolados (do terra) para fazerem as vezes das capacitâncias parasitas. Depois, a peça é enrolada por um fio de cobre bastante fino (acima de 30 AWG) para a simulação da linha de transmissão propriamente dita. [6]

Por ser um sistema extremamente empírico para se chegar ao atraso desejado este método foi abandonado.

Finalmente, segue o modelo adotado. Consta de um filtro Butterworth de 3ª ordem, donde todos os dados, desde a escolha do tipo de filtro e sua ordem,

com o respectivo tempo de atraso introduzido, até sua construção, são descritos a seguir, com todos os detalhes teóricos e práticos (técnicos).

4.2.) Hardware para o sistema.

Devido a um melhor respaldo teórico e tamanho reduzido do circuito, além de uma implementação simples, adotou-se o filtro Butterworth para o hardware do sistema. Dentre os vários modelos de filtros existentes, incluindo filtros específicos para atraso de grupo (também conhecidos como filtros Bessel) - porém bastante empírico o seu cálculo e, conseqüentemente, sua obtenção - assim como, os filtros helicoidais e os de Chebyshev, aquele que melhor se enquadrou nos padrões de projeto pré-fixado foi o filtro Butterworth.

4.2.1.) O Projeto do filtro de atraso adicional.

Além dos parâmetros supra-citados, tem-se que levar em consideração um filtro que apresente a maior planura possível dentro da faixa de trabalho, pois o atraso adicional deve ser constante para todo o sinal. Com isso, descartou-se os filtros do tipo Chebyshev, optando-se, então, pelos filtros Butterworth. A figura 4.6 apresenta as características de atenuação e atraso de grupo para filtros Butterworth de ordem n (com $n=1,2...10$). Na figura 4.6.(a) tem-se uma resposta para atenuações, onde $\Omega_{3dB} = 1$, isto é, a frequência de corte vale 1,0 (valores normalizados). A figura 4.6.(b) mostra que há uma aceitável uma planura na faixa de 0 a 0,5 (metade da frequência de corte. Os atrasos são dados em segundos. Todos os valores, de ambas figuras 4.6.(a) e (b) são valores normalizados. [15]

Hoje, a maior parte dos filtros para altas-freqüências possui tabelas e gráficos normalizados, facilitando bastante seus projetos. Esses valores normalizados são, então, multiplicados pelos respectivos coeficientes de conversão, sendo estes últimos bases do projeto, tais como: frequência de corte, máxima atenuação na banda passante e mínima na banda de corte, assim como as impedâncias de entrada (da fonte) e de saída (de carga) do filtro.

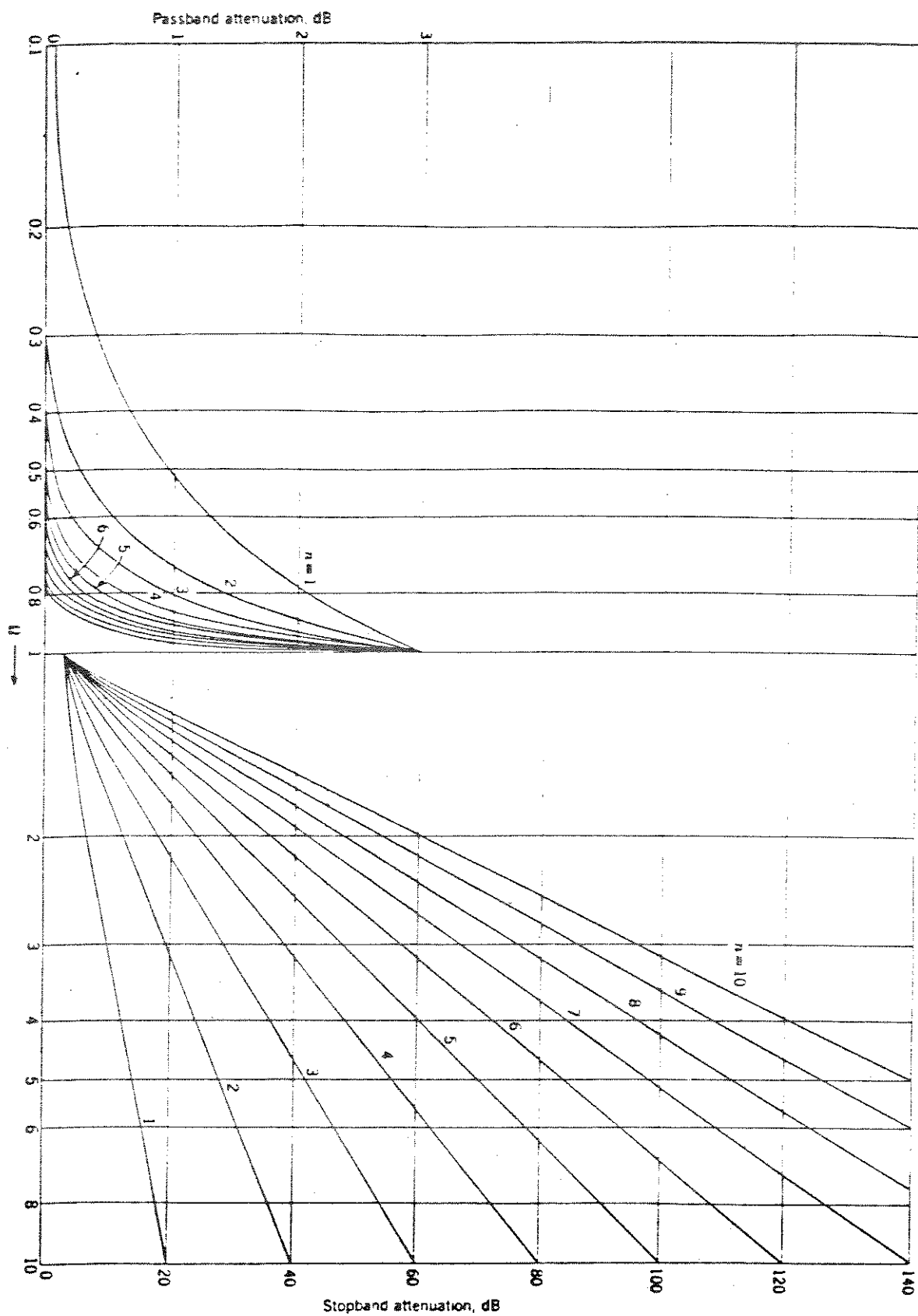


Fig. 4.6.(a) - Características de Atenuação dos filtros Butterworth de ordem n ($n=1,2,3,\dots,10$), Com frequência de corte igual a 1,0 tem-se atenuação de 3db.

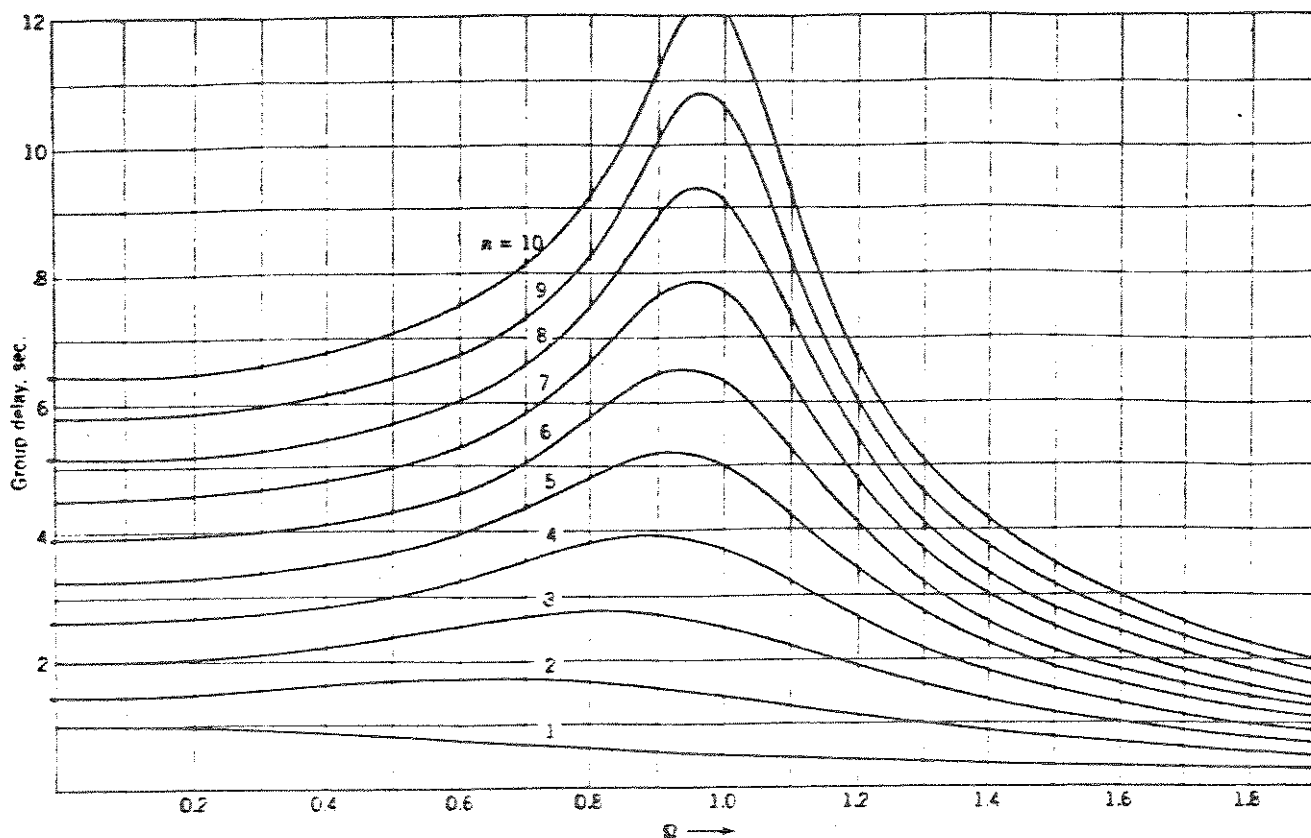


Fig 4.6.(b) - Atraso de grupo, com tempo dado em segundos. Unidades normalizadas.

Para não haver atenuação do sinal na introdução do novo filtro (filtro de atraso adicional) será considerado um filtro com impedância característica infinita, ou melhor, bastante alta, com relação à impedância de saída da linha de atraso original. Sendo que a impedância característica da linha de atraso DL63 (linha de atraso original, internacionalmente usada para o atraso no sinal de crominância) vale em torno de 150 ohms, o ideal seria adotar-se uma impedância da ordem de 10 k Ω , para que fosse considerada como infinita. Porém, adotou-se uma impedância característica de 1 k Ω , cujos motivos são apresentados mais adiante.

Devido à maior planura do atraso de grupo encontrar-se somente até a metade da frequência de corte e, sendo esta última a responsável pelo fator multiplicativo do atraso, ou seja, o atraso de grupo dado pelo gráfico em segundos e multiplicado pelo inverso da frequência de corte para desnormalização, adotou-se uma frequência de corte bem maior que a faixa de trabalho, de 2 a 5 MHz (em 3,58 MHz está o sinal de croma).

Ainda na observância do gráfico de atraso de grupo, figura 4.6.(b), verifica-se que para um filtro de 3ª ordem tem-se um atraso de 2,0 segundos (valores normalizados). Portanto, adotando-se uma frequência de corte de 14MHz, mais de três vezes maior que a frequência de trabalho - garantindo uma maior planura nessa faixa - o atraso será da ordem de 140ns como desejado, pois:

$$t_d = t_N \cdot \frac{1}{f_c} \quad \text{sendo} \quad \begin{cases} t_N = 2,0s \\ f_c = 14\text{MHz} \end{cases} \quad (4.14)$$

Além do mais, um filtro de 3ª ordem é de fácil implementação pois, apresenta apenas um indutor a ser projetado e, sendo um filtro de ordem ímpar, tem uma melhor estabilização para seu balanceamento e projeto com impedâncias de entrada e saída de mesmo valor.

A figura 4.7 apresenta as principais características de um filtro, sendo estas essenciais para o seu projeto. É apresentada sob a forma de "máscara", tendo como parâmetros: a frequência de corte, máxima e mínima atenuações nas bandas passante e não-passante (*stop band*), respectivamente, como também a frequência da banda não passante.

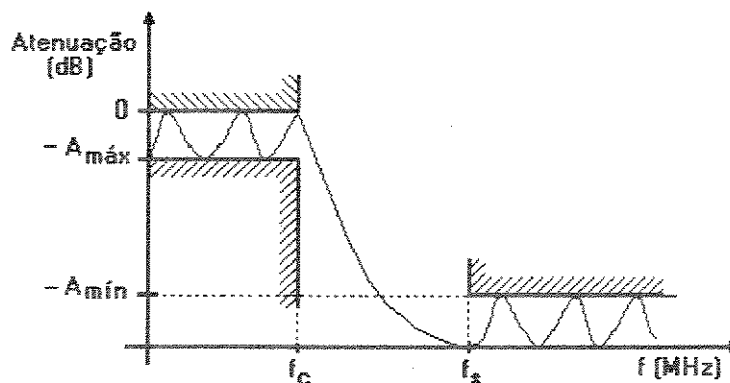


Fig 4.7 - Máscara de um filtro genérico, indicando: máxima atenuação na banda passante ($A_{máx.}$), frequência de corte (f_c), atenuação mínima ($A_{mín.}$) para a banda não-passante (*stop-band*) e frequência da banda não-passante (f_s).

Uma vez definidos esses dados, recorre-se ao nomograma de Kawakami (figura 4.8), a fim de se determinar a ordem do filtro. Para o projeto em questão, foram adotados valores de tal forma que não fosse obtido um filtro de ordem muito elevada. Como não é necessário um corte abrupto ao filtro, pois o mesmo poderia ser um passa-faixa, tem-se os valores iniciais mostrados na tabela 4.2.

$A_{\text{máx}}$	3dB
f_c	14MHz
$A_{\text{mín}}$	30dB
f_s	42MHz

Tabela 4.2 - Dados do projeto a serem aplicados no nomograma de Kawakami.

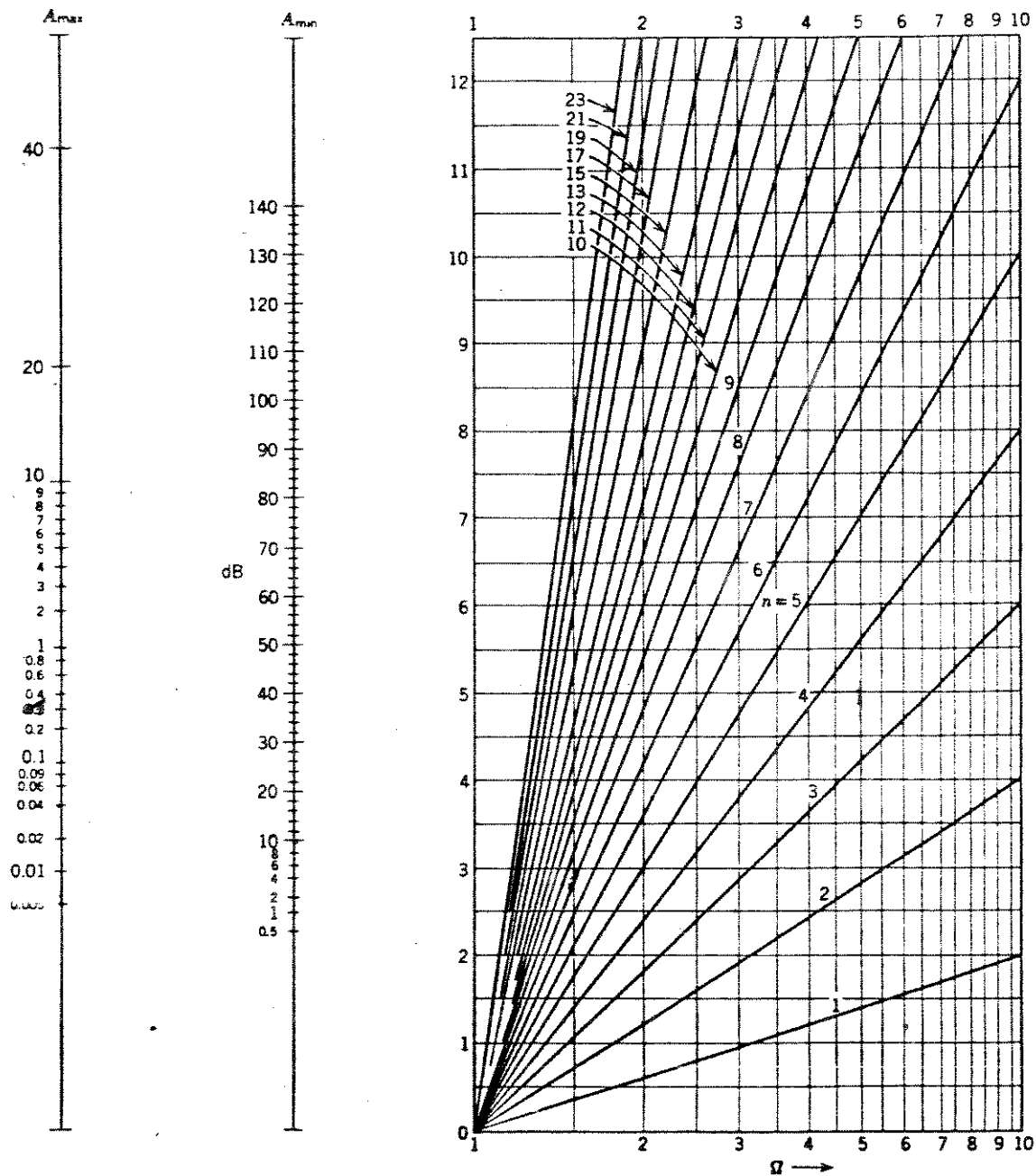


Fig. 4.8 - Nomograma para filtros Butterworth, por Kawakami.

De posse dos dados e com o gráfico em mãos, obtem-se a ordem do filtro da seguinte maneira: marca-se os pontos P_1 e P_2 , respectivamente, para os valores de $A_{\text{máx}}$ e $A_{\text{mín}}$, nas escalas graduadas correspondentes; traça-se, então, uma reta interligando esses dois pontos, prolongando-a até encontrar a primeira vertical do gráfico contendo as curvas de ordem n dos vários filtros, obtendo-se P_3 . Deste ponto, parte uma horizontal até encontrar-se com outra reta, vinda verticalmente, do eixo Ω , partindo de P_4 que é a razão entre a frequência de corte e a frequência da banda não-passante, neste caso valendo 3,0 (pois, $42/14=3$), marcando-se ali o ponto P_5 . Então, deve-se verificar entre quais duas curvas encontra-se o ponto P_5 , escolhendo a de maior ordem, para que todas as exigências de projeto sejam atendidas. A figura 4.9 indica a marcação dos pontos P_1 a P_5 .

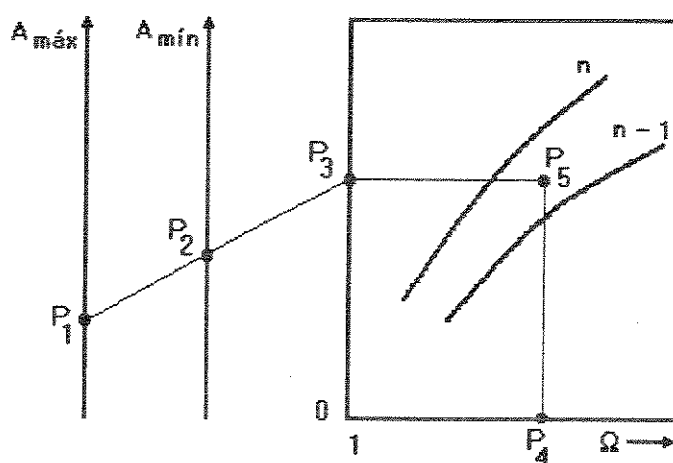


Fig. 4.9 - Utilização do nomograma para filtros Butterworth, por Kawakami.

Traçados os pontos da figura 4.9 com valores da tabela 4.2, obtem-se um filtro Butterworth de 3ª ordem. Então deve ser consultada a tabela 4.3 para a obtenção dos valores normalizados de indutores e capacitores, representados na figura 4.10.

n	R_S	C_1	L_2	C_3	L_4
2	1,0000	1,4142	1,4142		
3	1,0000	1,0000	2,0000	1,0000	
4	1,0000	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654

Tabela 4.2 - Valores normalizados dos componentes (capacitores e indutores) de um filtro Butterworth de ordem n .

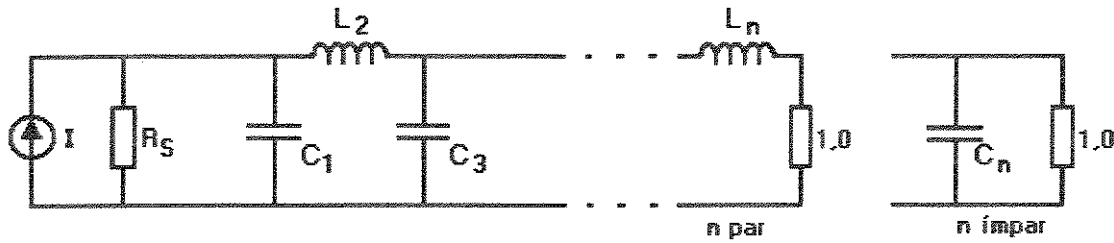


Fig. 4.10 - Distribuição dos vários componentes para um filtro Butterworth de ordem n , para ambas as situações, isto é, n par ou ímpar.

Então, de posse dos valores normalizados pode-se calcular os valores dos componentes do projeto. Tem-se L_τ e C_τ como fatores de conversão:

$$\begin{cases} L_\tau = \frac{R_\tau}{2\pi f_c} \\ C_\tau = \frac{1}{2\pi f_c R_\tau} \end{cases} \quad (4.15)$$

onde f_c é a frequência de corte e R_τ a impedância característica do filtro.

Portanto, fica:

$$\begin{cases} L_i = L_{i_N} \cdot L_\tau \\ C_i = C_{i_N} \cdot C_\tau \end{cases} \quad (4.16)$$

onde i é a ordem do componente no filtro, conforme ilustrado na figura 4.10.

Para uma impedância característica de $10 \text{ k}\Omega$ (valor ideal para poder ser considerada como infinita), o valor final do indutor a ser utilizado seria da ordem de $227 \mu\text{H}$. Com isso, através de avaliações experimentais, verificou-se que para valores elevados de indutância, havia um nível de ruído excessivo adicionado ao sinal depois de ter passado pelo filtro, independentemente da forma construtiva do indutor, ou seja, com algumas dezenas de espiras e um entre-ferro pequeno, ou ainda, aumentando-se o entre-ferro e diminuindo-se o número de espiras.

Adotando-se um R_τ igual a impedância da linha de atraso convencional, isto é, fazendo-se o casamento perfeito das impedâncias, o valor final do indutor torna-se baixo, evitando-se os ruídos introduzidos por uma indutância maior, porém, a atenuação estabelecida no sinal torna-se demasiadamente alta (metade), requerendo assim, um estágio amplificador para a subtração com o sinal direto.

Portanto, adotou-se como $1 \text{ k}\Omega$ a impedância característica do filtro de atraso adicional, após serem feitas várias avaliações a respeito do nível de ruído e atenuação introduzidos junto ao sinal.

Calcula-se, então, os valores do três componentes (C_1 , L_2 e C_3), obtendo-se como resultado final os valores apresentados na tabela 4.3. A forma final do filtro é mostrada na figura 4.11.

COMPONENTE	VALOR
C_1	12 pF
L_2	22,7 μ H
C_3	12 pF

Tabela 4.3 - Valores comerciais dos componentes utilizados no projeto do filtro de atraso adicional.

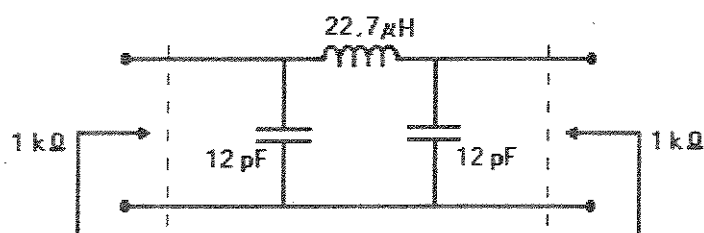


Fig 4.11 - O filtro de atraso adicional e seus componentes com os respectivos valores comerciais.

O gráfico da figura 4.12 mostra os resultados práticos obtidos através da aplicação de um sinais senoidais de várias freqüências, na entrada do filtro, observando-se o comportamento do mesmo na saída do filtro.

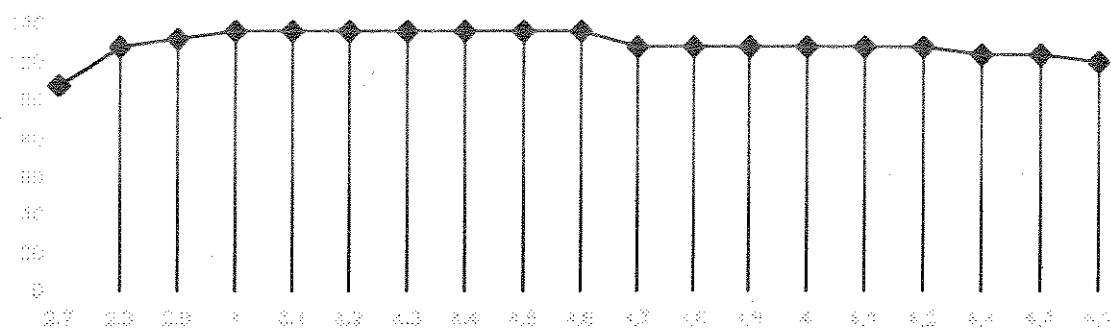


Fig. 4.12 - Comportamento do filtro de atraso adicional, uma vez submetido a sinais senoidais de freqüências variadas.

A tabela 4.4 mostra os valores dos pontos indicados na figura 4.12.

frequência (MHz)	defasagem (ns)
2,7	108
2,8	128
2,9	132
3,0	136
3,1	136
3,2	136
3,3	136
3,4	136
3,5	136
3,6	136
3,7	128
3,8	128
3,9	128
4,0	128
4,1	128
4,2	128
4,3	124
4,4	124
4,5	120

Tab. 4.4 - Tabela dos valores correspondentes
aos pontos do gráfico da figura 4.12

4.2.2.) Esquema elétrico da linha de atraso nos receptores de TV.

Devido ao fato dos receptores de TV modernos, na sua maioria, possuírem um circuito integrado dedicado, com várias funções já incorporadas, procurou-se um aparelho de modelo mais antigo para a implementação do filtro proposto. Em grande parte dos novos aparelhos, o sinal que sai da linha de atraso (geralmente, a linha PHILIPS DL63) vai direto para o integrado que se encarrega das demais funções, inclusive da soma e subtração do sinal direto e atraso para formar os sinais U e V.

No entanto, encontrou-se no aparelho de TV National, modelo TC-205N (modelo mais antigo), as condições necessárias para o projeto.

A figura 4.13 mostra uma parte do circuito da placa de processamento do sinal de vídeo. Na base do transistor Q602 é injetado o sinal de croma, chamado sinal direto, pois ainda não sofreu processo algum. Na saída do coletor do mesmo transistor o sinal de croma, agora invertido, por estar no coletor, é aplicado na entrada da linha de atraso (DL601). Do emissor, o sinal direto (sem atraso ou inversão) passa por um circuito de controle de ganho (amplitude), para que possa ser somado e subtraído ao sinal atrasado. O potenciômetro R638 possibilita esse ajuste. É importante lembrar que os sinais direto e atrasado devem ter a mesma amplitude para que os devidos cancelamentos sejam feitos nessa operação. O capacitor C633 funciona como um filtro para eliminar componentes contínuas. Então, aplica-se o sinal direto e atrasado (e invertido) na bobina L604 para que se concretizem os sinais U e V.

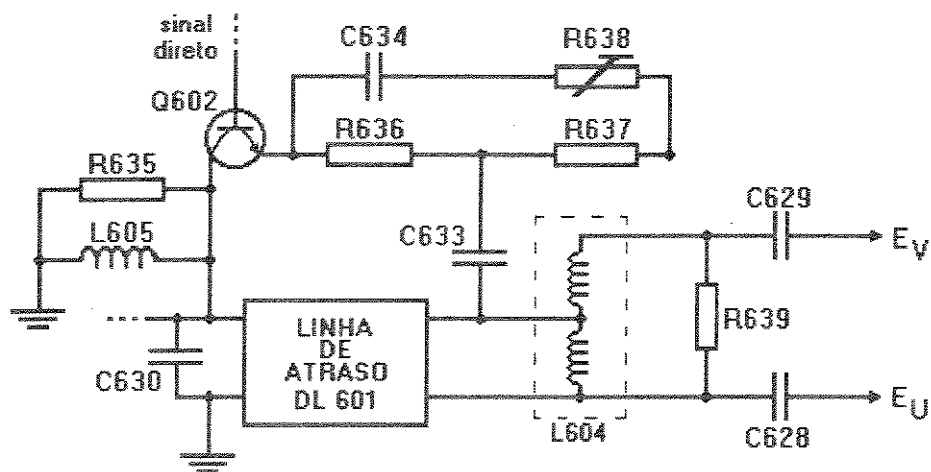


Fig. 4.13 - Circuito elétrico da linha de atraso e a soma e subtração do sinal de croma direto com os sinais U e V respectivamente, no receptor de TV National, modelo TC-205N.

A bobina L604 tem a função de um auto-transformador. Na verdade, são duas bobinas idênticas, enroladas na mesma base, para funcionar como tal. Quando se aplica um sinal (V_i) ao enrolamento de entrada de um auto-transformador, este sinal é refletido ao segundo enrolamento (V_o), enrolamento de saída, com a mesma amplitude (ou ainda que apresente alguma atenuação, esta é quase desprezível), conforme é mostrado na figura 4.14. Tomando-se como origem o centro do auto-transformador (ponto de ligação entre os dois

enrolamentos), pode-se afirmar que os dois sinais V_x e V_o são contrários, daí a idéia de se fazer a soma e a subtração num auto-transformador.

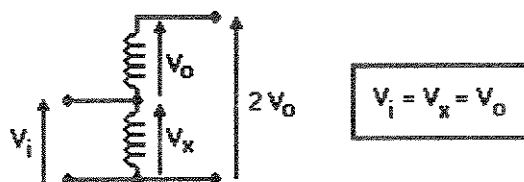


Fig. 4.14 - Princípio de funcionamento do auto-transformador.

4.2.3.) O novo circuito implementado.

Aproveitando-se o sistema aplicado ao auto-transformador, em conjunto com o filtro de atraso adicional, montou-se o circuito alternativo, com duas chaves Ch1 e Ch2, para que se pudesse fazer uma análise subjetiva da qualidade da imagem com e sem o filtro adicional. A figura 4.15 ilustra o novo circuito.

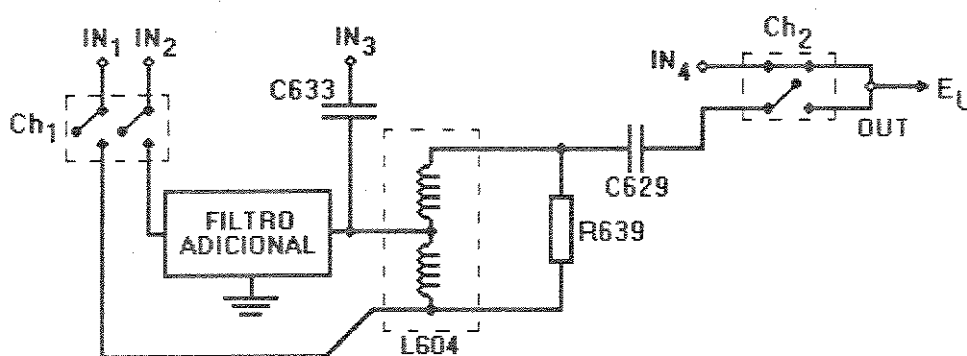


Fig. 4.15 - Circuito elétrico da placa do filtro adicional e geração do sinal U através da subtração com o sinal direto.

Em seguida, na figura 4.16, mostram-se os dois circuitos associados, o circuito convencional (original) e o novo circuito contendo o filtro adicional. Na verdade, é uma composição das figuras 4.13 e 4.15.

Portanto, é feita a subtração do sinal U, depois de passar pelo filtro de atraso adicional, da mesma maneira em que se faz para o sinal V, isto é, através de um auto-transformador. As chaves nas posições indicadas eliminam o circuito da nova linha de atraso e na outra posição, mudando-se ambas as chaves, tem-se o circuito integrado ao sistema convencional.

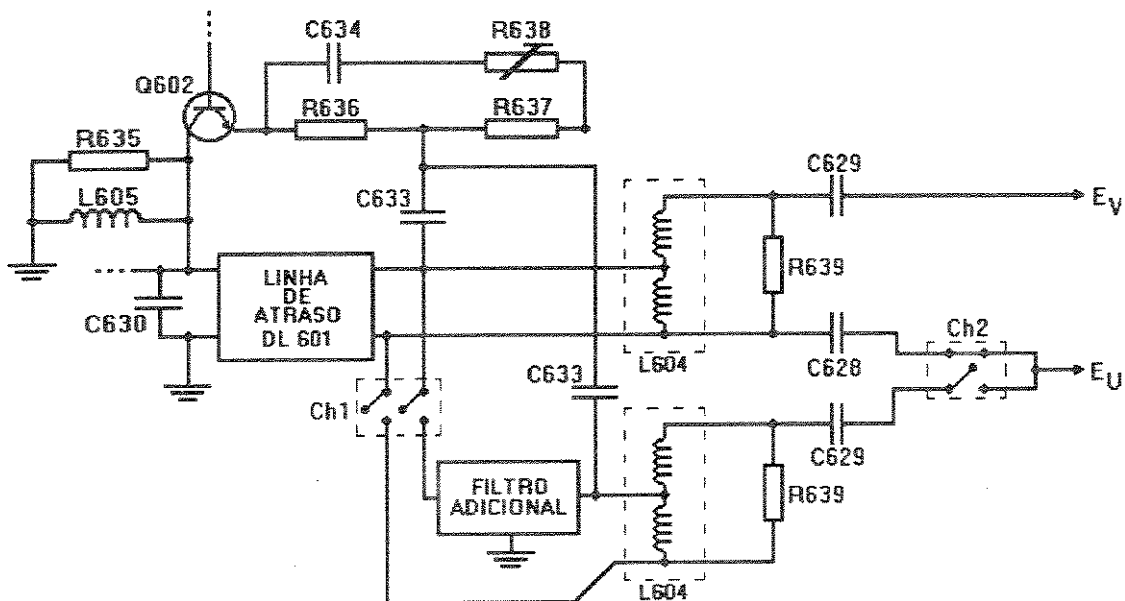


Fig. 4.16 - Interligação entre os circuitos do receptor e do filtro adicional.

4.3) Aplicações e resultados.

Na prática, pode ser feita uma análise subjetiva da imagem, comparando-se as duas situações: circuito convencional e circuito com a linha de atraso adicional. Observando-se a imagem na tela do aparelho de TV, assim como os sinais obtidos em um osciloscópio e em um analisador de espectros, nota-se que não há degradação da imagem gerada com o filtro. Verifica-se apenas, uma pequena atenuação com relação ao sinal original, devido aos problemas apresentados ainda no projeto, pois não foi possível realizar um filtro com impedância de entrada infinita. Porém, essa atenuação é facilmente corrigida através do controle de cor do aparelho, sendo que só é notada porque tem-se uma outra imagem como referência (sem o filtro). Caso contrário, tudo passaria despercebido.

Para uma análise um pouco mais criteriosa e, portanto, não subjetiva, simulações foram feitas em um computador para avaliar o desempenho do sistema, principalmente quanto à relação sinal-ruído.

4.3.1) Software's para simulação.

Os software's utilizados estão baseados na tese de mestrado do prof. Ayres Mardem de Almeida Nascimento que desenvolveu vários programas em linguagem C, visando fazer análise do desempenho de sistemas MCPD.

As imagens de teste são as de números 1, 2, 4 e 15 do SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineer) digitalizadas em 8 bit's uniformes (256 cores) no sistema de aquisição de imagens do INPE (Instituto de Pesquisas Espaciais). Como essas imagens estão separadas em suas primárias R, G e B, armazenadas em arquivos distintos, deve-se ter uma etapa do programa para convertê-las em sinal de vídeo composto, indicada na figura 4.17 por RGB-M. Em seguida, tem-se um processo contrário ao anterior, para simular o receptor de TV que converte uma imagem modulada (sinal de vídeo composto) captada pela antena, transformando-a nas três primárias para serem aplicadas aos TRC's (tubos de raios catódicos).

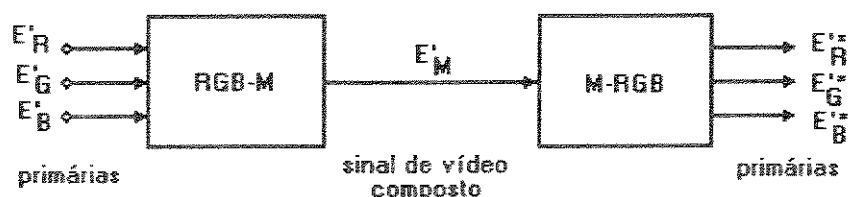


Fig. 4.17 - Diagrama em blocos de parte do sistema de simulação.

O programa RGB-M consta da obtenção dos sinais de luminância e diferença de cor, suas filtragens [8] e devidos atrasos introduzidos, assim como, o chaveamento PAL que, por fim, passa por um filtro de 4,2 MHz resultando no sinal modulado. Essa seqüência de processos é ilustrada na figura 4.18 sob a forma de diagrama em blocos.

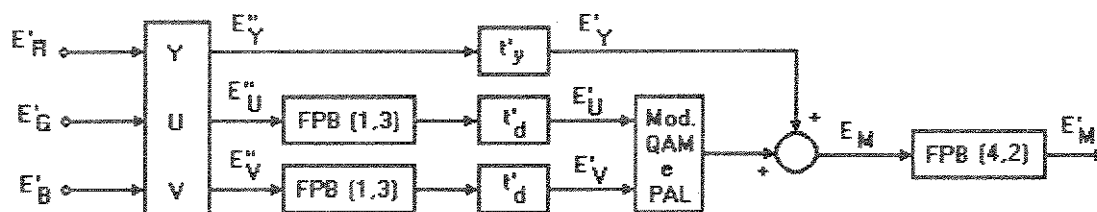


Fig. 4.18 - Esquema para a obtenção do sinal de vídeo composto.

A figura 4.19 apresenta o esquema de demodulação do sinal de vídeo composto que é o ponto de maior importância para este trabalho, pois é na detecção do sinal, no receptor de TV, que ocorre a alteração no sistema convencional, com a introdução do filtro de atraso adicional.

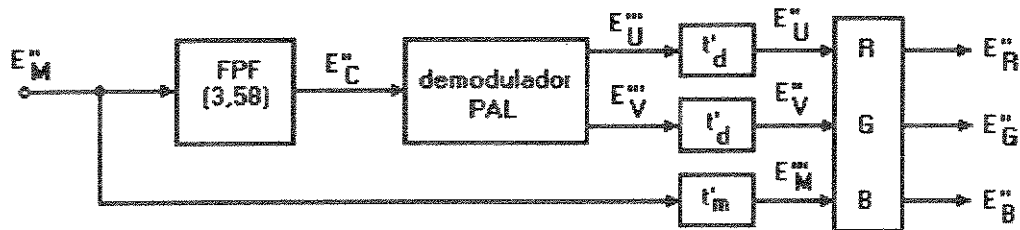


Fig. 4.19 - Esquema para a demodulação do sinal de vídeo composto.

Analise-se a relação existente entre os tempos de atraso dos sinais analógicos e os correspondentes na forma digitalizada - dentro do bloco do demodulador PAL - e sabendo-se que a diferença introduzida pela linha de atraso adicional corresponde à metade do período da subportadora de cor. Esse atraso, em número de amostras, corresponde a duas vezes o tempo de amostragem, ou seja, duas amostras. Isto se deve ao fato da amostragem ter sido feita numa taxa igual a quatro vezes a freqüência da subportadora de cor. Assim sendo, tem-se:

$$\left. \begin{array}{l} f_s = 4f_{sc} \\ t'_d = \frac{1}{2}t_{sc} \end{array} \right\} t'_d = 2T_s \quad (\text{em número de amostras}) \quad (4.17)$$

onde f_s é a freqüência de amostragem, sendo T_s o período (inverso).

4.3.2) Relação sinal-ruído.

Sendo X o sinal analógico de entrada de um sistema de aquisição de imagens digitalizadas, x e x' os valores analógicos correspondentes após a conversão A/D e a recuperação do sinal no decodificador, respectivamente, obtém-se, então, o erro dado por:

$$\eta = X - x \quad (4.18)$$

Assim, define-se a relação sinal-ruído (SNR - Signal Noise Ratio) como sendo:

$$SNR = 10 \log_{10} \left[\frac{\overline{X^2}}{\overline{\eta^2}} \right] \quad (4.19)$$

Os valores dos símbolos "barrados" e elevados ao quadrado são dados por:

$$\bar{S}^2 = \frac{1}{N_L} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{N_s} S_{i,j}^2}{N_s} \quad (4.20)$$

onde **S** representa qualquer uma das três variáveis e os termos em *i* e *j* representam as várias amostras, **N_s** é o número de amostras e **N_L** o número de linhas da imagem digitalizada.

É claro que a equação (4.19) somente é aplicável a **X** quando este for um sinal determinístico. Portanto, foram consideradas como entrada do sistema, imagens SMPTE já digitalizadas em 8 bit's, ou seja, válidas para **x'**. Note que para a obtenção da relação sinal-ruído, os sinais a serem comparados devem ser de mesma natureza, isto é, vale a relação entre sinais de vídeo composto (modulados). Portanto, o esquema final para a simulação deve ser o mesmo apresentado na figura 4.17 acrescido de mais um estágio para modulação, conforme mostra a figura 4.20. Valem, então, para a simulação da relação sinal-ruído, os sinais **E'_M** e **E''_M**.

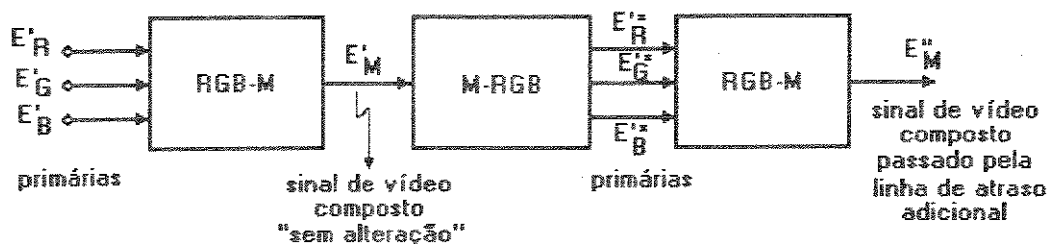


Fig. 4.20 - Esquema completo, em diagrama de blocos, aplicado à simulação.

Obteve-se como resultado, para as várias imagens SMPTE, os valores apresentados na tabela 4.5.

Imagem SMPTE	Relação Sinal-Ruído
# 01	> 46 dB
# 02	> 46 dB
# 04	> 46 dB
# 15	> 46 dB

Tabela 4.5 - Simulação da Relação Sinal-Ruído para as imagens SMPTE quando passadas pelo circuito com filtro de atraso adicional.

Assim, pôde-se comprovar que o filtro adicional pouco afeta com relação a possíveis ruídos introduzidos; muito pelo contrário, procura eliminar as freqüências interferentes de baixa visibilidade, quando se tem alta correlação entre linhas adjacentes.

4.4) Comentários e conclusões.

Neste trabalho, procurou-se abordar sistemas de captação, transmissão e recepção de imagens analógicas, mostrando seus princípios de funcionamento, suas tecnologias, assim como, suas deficiências de natureza econômica e construtiva. Pelas longas leituras, dos mais variados autores, a respeito de sistemas de televisão a cores, quase sempre eram citados os problemas de freqüências interferentes de baixa visibilidade, provenientes da maneira como o sinal é processado. Porém, em nenhum deles foram encontradas propostas de soluções para esse problema. Simplesmente, aceitava-se a forma de se amenisar o problema pela integração visual, tanto nos sistemas PAL como em NTSC. Sendo o sistema PAL mais imune a erros de fase (matiz) e apresentando esse maiores problemas com relação às freqüências interferentes - além de ser o sistema adotado no Brasil - trabalhou-se sobre o mesmo, visando possíveis melhorias.

Portanto, neste trabalho, visou-se retomar um problema a muito esquecido, buscando melhorias na qualidade da imagem, levando-se em consideração as peculiaridades da mesma quanto à correlação entre pontos hológos e linhas adjacentes.

Assim, procurou-se, através de um sistema economicamente viável, apresentar várias alternativas de implementação do sistema, depois de tê-lo equacionado. Encontrou-se, então, a alternativa do acréscimo de um filtro de atraso adicional, demonstrada na teoria e comprovada na prática, para a redução das freqüências interferentes de baixa visibilidade. Depois, simulações foram feitas através de programas em linguagem C, visando aplicar os mesmos conceitos, das teorias e da prática implementada, em imagem digitalizadas, conseguindo-se excelentes resultados.

Espera-se, dessa forma, que, num futuro próximo, outros estudos sejam desenvolvidos, buscando novas alternativas para hardware - aplicáveis à indústria - bem como, simulações com imagens digitalizadas e seqüenciadas, de uma cena em movimento.

BIBLIOGRAFIA

- 1) Benson, K. Blair; Television Engineering Handbook, McGraw-Hill
- 2) CCIR (Comite Consultivo Internacional de Radiocomunicações), "Broadcast Service (Television)", Recommendations and Reports of the CCIR, 1978, Vol. XI
- 3) Enciclopédia Delta Larousse, vol. XI, Editora Delta S.A., Rio de Janeiro
- 4) Fink, D.; Television Engineering Handbook, McGraw-Hill
- 5) Grob, Bernard; Basic Television - Principles and Servicing, 1979, McGraw-Hill
- 6) Hutson, Geoffrey H.; Teoria de Televisão a Cores, 1974, McGraw-Hill
- 7) Kahn, Fritz; O Livro da Natureza - Edições Melhoramentos
- 8) Oppenheim, A. V.; Schaffer, R. W.; Digital Signal Processing, Prentice-Hall Inc.
- 9) Papoulis, A.; Probability Random Variables and Stochastic Processes, McGraw-Hill
- 10) Patchett, G. N.; Colour Television with particular reference to the PAL system, 1975, Paraninfo - MADRID
- 11) Samoylov, V. F. e Khromov, B. P.; Television, MIR Publishers - Moscow
- 12) Sandbank, C. P. (editor); Digital Television, John Wiley & Sons
- 13) Senatori, Nelson O. B ; Sukys, Francisco; Introdução à Televisão e ao Sistema PAL-M, 1987, Ed. Guanabara Dois
- 14) Taub, H.; Schilling, D. L.; Principles of Communication Systems, 1971, McGraw-Hill
- 15) Zverev, Anatol I.; Handbook of Filter Synthesis, 1967, John Wiley and Sons, Inc., Nova York, Londres e Sydney