

**DATVOX, UM MODEM PARA TRANSMISSÃO SIMULTÂNEA DE ECG E VOZ EM
LINHA TELEFÔNICA**

Guido Garcia D'Angelo

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO
TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA BIOMÉDICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO



Carlos Inácio Zanchin, M.Sc. - Orientador



Ênio Valmor Kassick, D.Sc. - Coord. do curso

BANCA EXAMINADORA



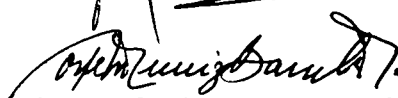
Carlos Inácio Zanchin, M. Sc. - Presidente



Fernando Mendes de Azevedo, D. Sc



Renato Garcia Ojeda, D. Sc.



Jorge Muniz Barreto, D. Sc.

Aos meus pais e avós

AGRADECIMENTOS

A Luiz Carlos Nunes D'Angelo e Henriqueta Garcia D'Angelo, meus pais, Guido D'Angelo, Maria Nunes D'Angelo e Maria Augusta Gonçalves, meus avós, que me incentivaram a melhorar sempre, e nas horas de dificuldade se fizeram presente com o apoio moral, de oração e financeiro;

Aos professores Carlos Inácio Zanchin e Walter Celso de Lima, pela valiosa ajuda prestada na orientação deste trabalho;

Aos meus professores no Colégio Militar de Curitiba, pela formação, disciplina, e pela base de conhecimentos que me permitiu chegar aqui;

Aos professores do Instituto Nacional de Telecomunicações de Santa Rita do Sapucaí - INATEL que me iniciaram na senda da eletrônica e das telecomunicações;

Ao pessoal da TELESC ODPH/ODPA em especial ao Toninho, Gilson, Ricardo, Beto, Rodolfo, Glady e Wilson pela camaradagem, amizade, apoio e pelo aprendizado.

À Vânia Mattozo, Eduardo Bertonha, Alexandre, Márcia, Rafael, Adilson, Belli, Lourdes, Sílvia, Aurora, Flávio, Julíbio, Luiz Fabiano et all

À Andréa e Jacqueline, que fizeram parte desta caminhada;

Aos amigos Antônio Carlos Silveira e Cleusa Scherer, bem como às pequenas Elisa e Luiza, por me aguentarem nestes dois anos e por se terem feito presentes na hora de se escrever esta dissertação, gentilmente me cedendo o computador e o espaço para um trabalho tranquilo;

Ao Grupo de Pesquisas em Engenharia Biomédica (GPEB), pelo espaço físico e equipamentos, com os quais foi possível o desenvolvimento deste trabalho;

Ao CNPq pelo apoio financeiro.

SUMÁRIO

| | |
|--|-------------|
| RESUMO | vii |
| ABSTRACT | viii |
| GLOSSÁRIO..... | ix |
| 1. INTRODUÇÃO..... | 1 |
| 1.1 OS SINAIS VITAIS..... | 1 |
| 1.2 A TRANSMISSÃO DE SINAIS VITAIS, TELEMETRIA | 3 |
| 1.3 REVISÃO DA LITERATURA | 5 |
| 1.4 REVISÃO DE TÉCNICAS BÁSICAS DE TELECOMUNICAÇÕES NECESSÁRIAS AO PROJETO..... | 10 |
| 1.4.1 Modulação..... | 11 |
| 1.4.2 Modulação de uma portadora senoidal por um sinal analógico..... | 13 |
| 1.4.3 AM-DSB - Amplitude Modulada, com Faixa Lateral Dupla..... | 13 |
| 1.4.4 AM-DSB-SC Amplitude Modulada, com Faixa Lateral Dupla e Portadora Suprimida..... | 30 |
| 1.4.5 Modulações angulares | 36 |
| 1.4.5 Sistemas de Co-Modulação | 40 |
| 1.4.6 A modulação PAM..... | 43 |
| 1.4.7 A multiplexação de sinais..... | 47 |
| 1.4.8 As formas de transmissão..... | 51 |
| 1.4.9 A bobina híbrida | 52 |
| 1.5 PROPOSIÇÃO..... | 60 |
| 2 METODOLOGIA | 61 |
| 2.1 - O FUNCIONAMENTO DO DATVOX..... | 61 |
| 2.1.1 - O sistema transmissor de dados da primeira versão..... | 64 |
| 2.1.2 - O Sistema receptor de dados da primeira versão..... | 67 |
| 2.1.3 - O Sistema de filtros das bandas de voz e telefônica das duas versões..... | 70 |
| 2.1.4 - O sistema transmissor de dados da segunda versão | 73 |
| 2.1.5 - O sistema receptor de dados da segunda versão | 76 |
| 3.0 - RESULTADOS | 81 |
| 3.1 - A PRIMEIRA VERSÃO..... | 81 |
| 3.2 - A SEGUNDA VERSÃO..... | 82 |
| 4.0 - DISCUSSÃO E CONCLUSÕES | 83 |
| 4.1 - DISCUSSÃO..... | 83 |
| 4.2 - CONCLUSÕES..... | 85 |
| 4.3 - PROPOSIÇÕES PARA FUTUROS PROJETOS DE CONTINUAÇÃO..... | 86 |
| 4.3.1 - O RF-DATVOX..... | 86 |
| 4.3.2 - Um Monitor Remoto Completo | 87 |
| 5.0 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 89 |

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um "modem" multicanal para a transmissão de ECG, com voz simultânea, por linha telefônica celular ou convencional.

O principal objetivo é transmitir em "simplex" os padrões de ECG de um paciente para um centro médico especializado, em casos de atendimento de urgência ou de exame remoto de rotina. Juntamente com a voz, esta em "full duplex", tal qual no serviço telefônico comum, utilizando entretanto uma faixa menor para voz. Para tanto foi construído um filtro ativo passa baixa, com aproximação elíptica de oitava ordem, para cortar a banda telefônica em 2,5 [kHz], delimitando então a faixa de transmissão de voz. Nos 900 [Hz] restantes foi utilizado uma modulação PAM natural, multiplexando oito canais em TDM sendo um canal de sincronismo.

ABSTRACT

In this master thesis is presented a multi-channel modem for biological signals and voice transmission by mobile or conventional telephonic line.

The main goal is transmit ECG signals from a patient to a health specialized center, in emergency or control cases, with the paramedics or patients voice.

The biological signals are transmitted in "simplex" and the voice in "full-duplex", like a common telephone.

The telephonic channel is divided in two channels. The first from 300Hz to 2500Hz for the voice, the other from 2500Hz to 3400Hz for seven biologicals signals modulated in PAM and multiplexed in TDM, with a synchronism channel.

Glossário

- Dois fios - Tipo de transmissão onde a informação flui por apenas um canal. Para a separação dos sinais é necessário um elemento como uma bobina híbrida ou semelhante.
- ECG - Eletrocardiograma - Equipamento que colhe os sinais elétricos produzidos pelo coração e os representa em um gráfico de amplitude de tensão por tempo em papel ou osciloscópio.
- EEG - Eletroencefalograma. Equipamento que colhe os sinais elétricos produzidos pelo cérebro e os representa em um gráfico de amplitude de tensão por tempo em papel ou osciloscópio.
- EMG - Eletromiograma. Equipamento que colhe os sinais elétricos produzidos pelos músculos e os representa em um gráfico de amplitude de tensão por tempo em papel ou osciloscópio.
- FDM - Termo inglês consagrado em telecomunicações, “Frequency Division Multiplexing”. Cada sinal é alocado em uma posição, banda de frequências, do espectro.
- Full-Duplex - Termo inglês consagrado em telecomunicações. Denota uma transmissão de dados digitais ou analógicos em dois sentidos, implicando em equipamentos transmissores/receptores em cada lado da ligação. Pode ser feito a “quatro” ou “dois fios”. Há interação entre os dois lados da ligação.
- Half-Duplex - Termo inglês consagrado em telecomunicações. Denota uma transmissão de dados digitais ou analógicos em dois sentidos, porém não de maneira simultânea. Cada lado da ligação transmite a cada vez. Há interação.
- PAM - Termo inglês consagrado em telecomunicações. “Pulse Amplitude Modulation”, tipo de modulação na qual se retira amostras de um sinal analógico e se transmite suas amostras ou as quantiza, transforma em palavras digitais e as transmite.
- Quatro fios - Tipo de transmissão onde a informação flui por dois canais independentemente.

- Simplex - Termo inglês consagrado em telecomunicações. Denota uma transmissão de dados digitais ou analógicos em apenas um sentido. Em um lado da ligação existe um equipamento transmissor e no outro um receptor. Não há interação.
- TDM - Termo inglês consagrado em telecomunicações, “Time Division Multiplexing” - Multiplexação por divisão de tempo, implica na amostragem e alocação de um sinal em uma “janela” de tempo.

1. - Introdução

1.1. - Os sinais vitais

Na medicina moderna, o estudo dos sinais vitais é de importância crucial para a determinação do diagnóstico de uma doença. Estes sinais são, em grande parte, de origem elétrica, resultantes das variações de concentrações de íons nas paredes internas e externas das membranas celulares. Espalham-se pelo corpo todo, haja visto ser este um bom condutor de eletricidade. Podem ser produzidos por todos os órgãos e tem padrões característicos de normalidade ou anormalidade, sendo que estes padrões estão ligados a certas doenças e ao seu desenvolvimento.

Um dos mais importantes destes sinais é o eletrocardiograma (ECG) que apareceu em 1893 com as experiências de Einthoven.

Com o ECG, é possível se determinar com razoável precisão o tipo de disfunção. Existindo, por assim dizer, "atlas" com padrões que podem ser comparados visualmente ao coletado em um paciente, ou bancos de dados que permitem uma comparação automática via computador.

O eletroencefalograma (EEG) surgido das experiências do fisiologista Richard Caton em 1875 [2] é arma de grande valor na neurologia. Com ele se estuda problemas como disritmias, epilepsia, distúrbios do sono bem como problemas psiquiátricos em geral.

Tanto esta última especialidade citada, como a oftalmologia, se valem do eletroculograma, que coleta variações de potenciais elétricos entre a córnea e os lábios de um paciente.

O eletromiograma (EMG), que se origina das variações elétricas nos músculos é usado em especialidades como na anestesiologia, para controlar o nível de sensibilidade do paciente; na

urologia para verificar o esforço e funcionamento de esfíncteres; na fisioterapia para acompanhamento da evolução do tratamento e na neurologia para , entre outros, estudo do sono.

Outros sinais, de origem não elétrica, tais quais pressão arterial, frequência respiratória, ou som cardíaco também podem ser decisivos para um médico determinar o diagnóstico e iniciar um tratamento, manter controlada ou mesmo prevenir uma possível futura doença.

Todos estes sinais são facilmente analisados em um centro hospitalar, onde os especialistas estão disponíveis.

Entretanto, muitas vezes, devido a dificuldade de acesso ou a impossibilidade de remoção imediata de um paciente, bem pouca coisa pode ser feita para salvá-lo. Nestes casos é necessário que o profissional médico especializado, distante, possa ter a melhor idéia possível do estado do paciente para poder fazer uma avaliação correta e tomar as decisões cabíveis.

Torna-se necessário um sistema que possa transmitir os dados vitais do enfermo, bem como impressões subjetivas de quem o atende, sendo que este último precisará receber as orientações de procedimento. A escolha de enviar ECG se deve ao fato de ser, em casos de emergência, o sinal vital fundamental, bem como o que dependerá de menor faixa de frequências.

1.2. - A transmissão de sinais vitais, telemetria

O problema exposto no tópico anterior, mostra a necessidade de um canal para fonia, e o máximo possível de canais para os sinais biológicos.

Diversos processos podem ser utilizados, se valendo de processos analógicos ou digitais para transmitir sinais médicos, tais como:

-Rádio, nas faixas de VHF, UHF e SHF.

Nesta forma há a vantagem da mobilidade apesar da banda de transmissão limitada e , dependendo do tipo de modulação, maior contaminação por ruídos. A fonia, normalmente é feita de forma "half-duplex"

-Linhas de transmissão como pares trançados, cabos coaxiais ou linhas telefônicas dedicadas (LPCD) onde não há o problema de grande limitação de banda de transmissão.[9][10]

-Linha telefônica comum, com limitação de banda de transmissão de 3,1 [kHz], o que limita a taxa de transmissão [1][11]

Todos estes processos tem suas vantagens e desvantagens, podendo cada um ser aplicado em caso específico.

A proposta é a de usar este último recurso, por encontrar-se ele bem disseminado em grande parte das cidades, ser confiável, e ser uma realidade válida ainda por muitos anos, apesar dos avanços nas áreas de telefonia. Com o tempo, processos semelhantes a este poderão ser adaptados para a telefonia celular ou transmissão via rádio, usando o Serviço Público Limitado, regulado pelas autoridades federais.

O objetivo deste equipamento é auxiliar profissionais de saúde e segurança pública em casos de emergência ou nos que for necessário uma tele-monitoração de algum paciente.

Com ele um paramédico, ou um médico não especialista, em operação de socorro, pode transmitir para um hospital os sinais vitais de um paciente e ser orientado, simultaneamente, por um especialista.

O sistema permite a transmissão em sete canais, sendo possível enviar por eles sete sinais diferentes, útil no caso de pacientes epiléticos que apresentam irregularidades antes de um ataque epilético, sendo necessária a monitoração de eletroencefalograma (EEG) junto com o eletrocardiograma (ECG), por exemplo. [3] [4]

O canal de voz simultâneo será útil em casos de desfibrilação por telefone e em pacientes que tem auto-administração de drogas. [5]

1.3. - Revisão da literatura

Einthoven foi o primeiro a transmitir em 1905 ECG por telefone.[1]

No Brasil o primeiro a fazer experiências com transmissão de dados médicos, foi o Dr. Jaroslav Smit, que apresentou um trabalho sobre transmissão de ECG via telefone no 1º Congresso de Engenharia Eletrônica no Instituto Tecnológico da Aeronáutica em 1965.[15]

A partir disto, diversos outros pesquisadores passaram a experimentar a transmissão mono e multicanal, por telefone e por rádio frequência.

No VII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, realizado no Rio de Janeiro em 1981 foram apresentados dois trabalhos sobre telemetria de ECG e EEG [16][17].

No primeiro, um sistema monocanal, os sinais são modulados em FM e o acoplamento ao sistema é acústico. Na recepção é utilizado um PLL para a demodulação. Apresenta a grande vantagem de ser imune ao ruído, característica do tipo de modulação escolhido, e de ter isolamento da linha telefônica devido ao tipo de acoplamento. Entretanto a não linearidade das capsulas transmissoras e receptoras acaba por introduzir distorções, o que obriga ao uso de filtros para minimiza-las, complicando o projeto, pois acaba tendo que depender de capacitâncias que não são exatas e invariáveis. O diagrama de blocos esta a seguir:

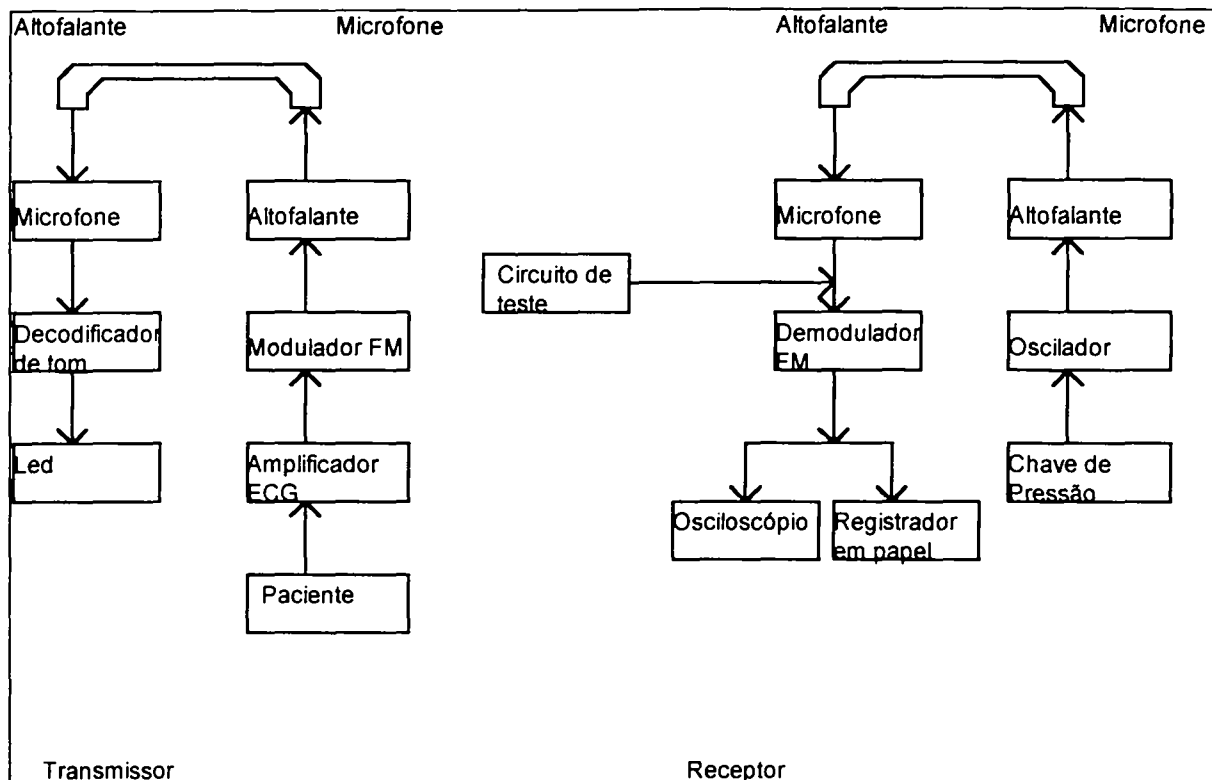


Fig. nº 1 Diagrama de blocos do sistema monocal modulado em FM e usando a linha telefônica.

O sinal do ECG é amplificado, modulado em FM em um VCO de um PLL, e aplicado ao alto-falante. A partir daí o sistema telefônico se encarrega da transmissão até o receptor, onde é captado pelo microfone encostado no alto-falante, demodulado em um detetor de produto montado com um PLL e entregue ao sistema de visualização, que pode ser um osciloscópio e/ou uma impressora. O circuito de teste é particularmente importante para verificar o bom funcionamento do circuito demodulador.

Existe ainda um sistema de aviso para chavear manualmente o ECG. Uma chave de pressão aciona um oscilador, este envia um sinal do receptor para o transmissor, onde um decodificador de tom irá acionar um LED para avisar que deve ser conectado o ECG.

No segundo trabalho, o sistema é multicanal, modulados em FM, utiliza a rede telefônica e é acoplado via transformador à linha da concessionária. Trabalha com técnicas de filtros ativos e

PLL, e possui um amplificador de EEG com realimentação negativa, o qual minimiza a interferência dos 60 [Hz] da rede elétrica.

O sinal amplificado é injetado em um dos oito moduladores FM construído com um PLL do tipo 4046, com filtros passa baixas na sua saída para rejeitar as harmônicas da onda quadrada gerada no PLL. Todos os oito sinais são injetados em um amplificador somador que os enviará para a bobina híbrida, sendo que esta passará o sinal para a linha da concessionária local.

No receptor o sinal é retirado em outra bobina híbrida passado por filtros passa-faixa e injetado nos oito demoduladores FM construídos com PLLs 4046, estes possuem filtros passa baixa de quarta ordem nas suas saídas, o que rejeita qualquer interferência espúria na saída.

O "modem" é chaveado em paralelo com o telefone, sendo que após a conexão estabelecida, o fone pode ser posto no gancho e o sistema estará transmitindo normalmente.

Seu diagrama de blocos está representado abaixo:

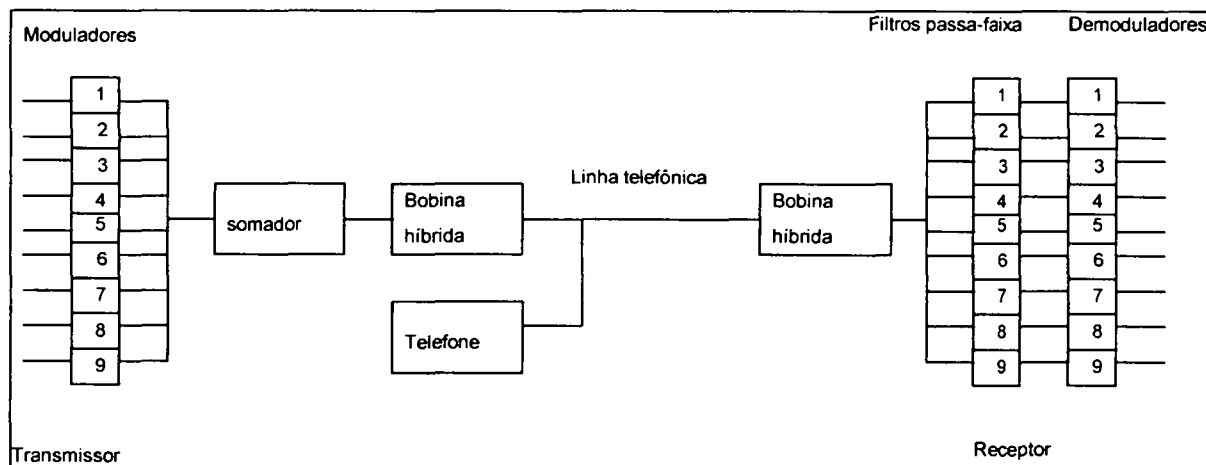


Figura nº 2 Diagrama em blocos do sistema multicanal modulado em FM e usando o sistema telefônico

No VIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, realizado em Florianópolis em 1983, um sistema de bio-telemetria para ECG foi apresentado, este baseado em transmissão por

rádio.[17] Operando na faixa de 88 [MHz] a 108 [MHz], faixa de radio difusão comercial em FM, o que representa um inconveniente, pois a potência tem de ser abaixo de 500 [mW] para que não seja necessária a homologação do equipamento, ou concessão de uso, o que implicaria de mudança de faixa de freqüências. Nesta faixa ainda, este sistema apresenta interferências das rádios comerciais.

O diagrama em blocos está apresentado a seguir:

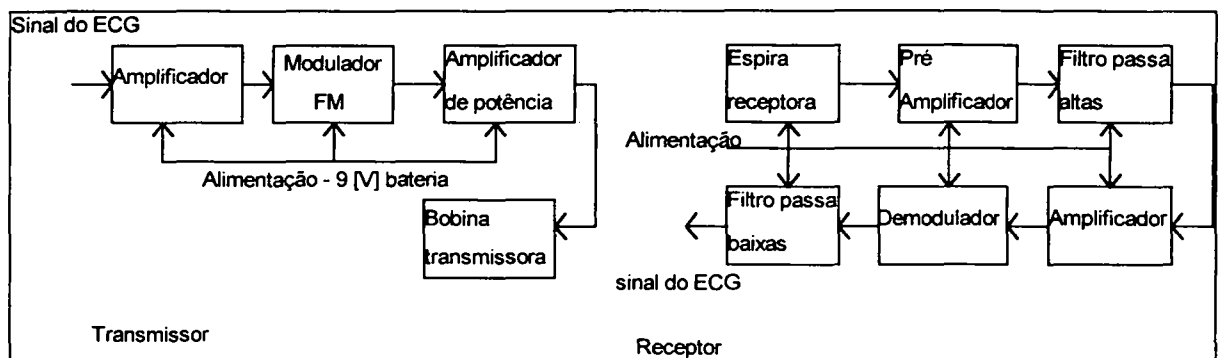


Fig. nº 3 Diagrama de blocos do sistema de telemetria FM, via rádio

Todos os trabalhos anteriores levavam em conta a utilização da banda telefônica toda para a transmissão de dados, e a transmissão de voz era deixada para o início, na conexão da chamada ou no final, quando a transmissão dos sinais terminava. Em alguns deles, sinalizadores e detetores de tom foram montados para a sinalização de chaveamento para a voz.

Pelo fato destes sistemas não trabalharem com voz simultânea, não se aplicariam com perfeição aos casos de emergência, onde é necessário a passagem das impressões subjetivas do atendente ao médico, em "tempo real".

Um dos trabalhos que serviu de base para este sistema foi desenvolvido pela Universidade de Ulster, no "Northern Ireland Bioengineering Center" e apresentado em artigo à IEEE Transactions on Biomedical Engineering de abril de 1990. Na realidade uma modificação deste

sistema foi a primeira versão do DATVOX, entretanto foi abandonada após os testes preliminares em favor de um circuito mais simples e que aproveitasse melhor a pouca banda de passagem. O sistema também é um FDM, com fonia passando até 2,5 [KHZ], seis canais modulados em QAM e acoplamento via uma bobina híbrida à linha telefônica convencional. Utiliza entretanto alguns circuitos que neste trabalho foram modificados na primeira versão para maior praticidade de manutenção, menor tamanho e maior facilidade de transporte .

No corte de banda, foram utilizados filtros ativos contínuos, que representam dificuldade de montagem devido às capacitâncias e complexidades de projetos. Estes filtros no sistema DATVOX foram montados com filtros a capacitor chaveado, onde a única desvantagem aparente para este caso, é a necessidade de um "clock" para definir a frequência de corte.

Outra desvantagem no projeto de Ulster é o filtro de primeira harmônica que retira a senoide da portadora para a modulação. Ele foi projetado como um passa-faixa com componentes passivos e um isolador montado com um amplificador operacional em configuração de "buffer". Na primeira versão do DATVOX foi montado um filtro ativo com aproximação Butterworth, significativamente menor e mais simples.

Na saída do demodulador, estranhamente, os pesquisadores de Ulster utilizaram um filtro a capacitor chaveado, uma estrutura elíptica de segunda ordem, sendo que se demonstrou, em testes de bancada no GPEB, suficiente um filtro contínuo de segunda ordem, com aproximação de Butterworth, sem dúvida mais simples.

Outra configuração estranha, e não devidamente explicada no trabalho apresentado, foi a defasagem das portadoras na recepção. No trabalho de Ulster, no diagrama de blocos mostra a geração do sinal no PLL e logo após a filtragem para a obtenção da primeira harmônica. A defasagem foi obtida já com o sinal senoidal, e isto deve ter sido feito com o defasador baseado em circuitos RC, incorrendo em todas as desvantagens que este sistema passivo possui. Na

primeira versão do DATVOX esta defasagem foi feita da mesma forma que na transmissão, ou seja, antes da filtragem, trabalhando ainda com ondas quadradas, e se valendo de defasadores com "Flip-flops" do tipo JK. Segue abaixo o diagrama de blocos do sistema desenvolvido em Ulster, segundo o trabalho publicado na IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Que apesar de todas as ressalvas feitas acima foi o mais interessante dos trabalhos lidos.

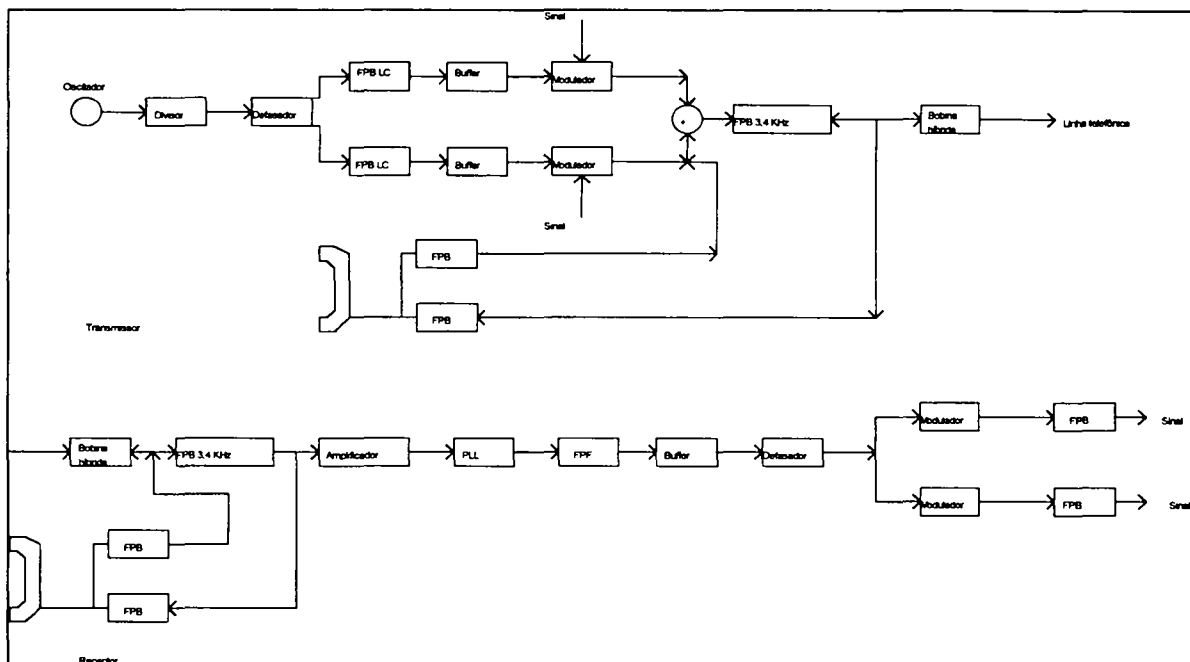


Fig. nº 4 Diagrama em blocos do sistema projetado em Ulster

1.4. - Revisão de técnicas básicas de telecomunicações necessárias ao projeto

Nesta parte será feita um rápida revisão dos modos de modulação, sendo que será dada maior atenção aos tipos que são necessários para uma boa compreensão do sistema em suas duas versões. Foi todo inspirado nos excelentes trabalhos "Sistemas Analógico-Digitais" e "Sistemas em Radiovisibilidade" dos Engenheiros Gilberto Vianna Ferreira da Silva e Olvídio César Machado Barradas da EMBRATEL, bem como o "Sistemas de comunicações" de B. P. Lathi .

1.4.1. - Modulação

É o processo de se adequar um sinal ao meio de transmissão. Pode-se dividir em cinco grupos principais as formas de modulação de um sinal [7]. São elas:

1) Modulação de uma portadora senoidal por sinal analógico.

Este processo compreende três tipos básicos de modulação:

- Por amplitude - "Amplitude Modulation" (AM),
- Por frequência - "Frequency Modulation" (FM),
- Por fase - "Phase Modulation" (PM).

2) Modulação de uma portadora senoidal por um sinal digital.

Este processo compreende três tipos básicos de modulação:

- Por amplitude - "Amplitude Shift Key" (ASK),
- Por frequência - "Frequency Shift Key" (FSK),
- Por fase - "Phase Shift Key" (PSK).

3) Modulação de uma portadora trem-de-pulsos por um sinal analógico.

Este processo compreende quatro tipos básicos de modulação:

- Por amplitude - "Pulse Amplitude Modulation" (PAM), Este é o processo de modulação usado na segunda versão do DATVOX.
- Por frequência - "Pulse Frequency Modulation" (PFM),.
- Por duração - "Pulse Width Modulation" (PWM), também conhecida como "Pulse Duration Modulation" (PDM),
- Por posição - "Pulse Position Modulation" (PPM).

4) Modulação de uma portadora trem-de-pulsos por um sinal digital.

Este processo implica em três tipos de modulação:

- Por código - "Pulse Code Modulation" (PCM),
- Diferencial - "Differential Pulse Code Modulation" (DPCM),
- Delta - "Delta Modulation" (DM).

5) Sistemas de Co-Modulação

Este processo combina as formas de modulação em amplitude e fase.

-Principalmente Modulação em Quadratura - QAM

É este o processo de modulação que foi utilizado na primeira versão e no trabalho da Universidade de Ulster, permite um grande número de canais na banda de dados de apenas 900 [Hz]. Para sua compreensão, é necessário uma revisão de dois tipos da modulação em amplitude, e a modulação de fase.

1.4.2. - Modulação de uma portadora senoidal por um sinal analógico.

A modulação em amplitude de portadora senoidal é a mais antiga das formas de transmissão de sinais, foi ela que permitiu a grande difusão da radio-comunicação no início do século. Foi proposta por Carson em 1920, e sua simplicidade na demodulação faz com que seja amplamente usada em radiodifusão comercial, "Broadcasting", nas faixas de ondas curtas, ondas médias e ondas longas. Também os serviços de radioamador, Rádio-Cidadão e Limitado Privado, utilizam-na nas mesmas faixas e em frequências maiores (VHF - Very High Frequency).

São basicamente sistemas com portadora, portadora suprimida ou portadora reduzida. Em faixa dupla, simples ou vestigial.

Já as modulações angulares, que apareceram já na década de 30 com os trabalhos de Edwin H. Armstrong, são basicamente de dois tipos; modulação em frequência (FM) e modulação em fase (PM). Estas são intimamente ligadas (de tal forma que normalmente são demonstradas juntas), pois a partir de uma pode-se gerar a outra e vice-versa.

1.4.3. - AM-DSB - Amplitude Modulada, com Faixa Lateral Dupla.

O sinal modulante normalmente é uma faixa de frequências, para facilitar a análise, será considerado uma senoide de frequência ω como sinal modulante. Após será visto como se comporta o espectro para uma faixa de frequências.

$$a(t) = A \cdot \cos \omega \cdot t, \quad (1.1)$$

é uma portadora

$$E_p(t) = E_0 \cdot \cos \omega_0 \cdot t , \quad (1.2)$$

onde $\omega \ll \omega_0$ (segundo o princípio de Nyquist (Nyquist,1920) $\omega_0 \geq 2 \cdot \omega$), é possível transladar a informação no espectro de freqüência.

No domínio da freqüência aparecem as seguintes raias:

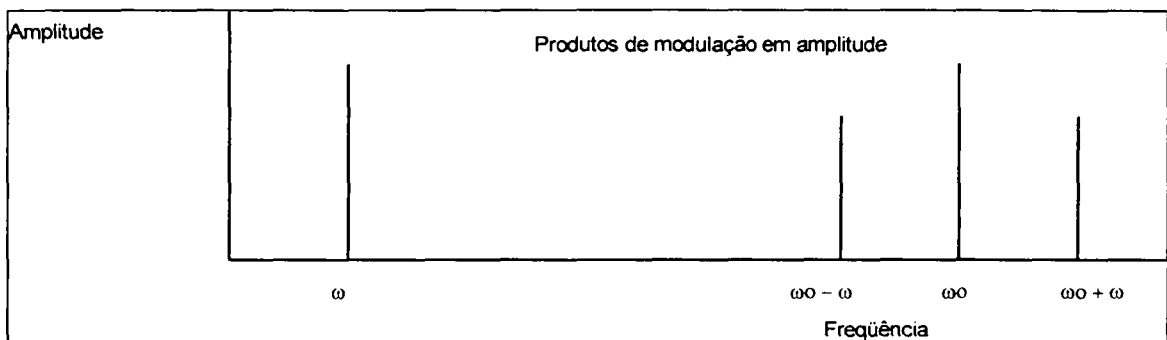


Fig. nº 5 Espectro de freqüências de um sinal modulado em AM-DSB

No domínio da freqüência um conjunto de raias representa um sinal se, no domínio do tempo este sinal é dado pela soma das componentes, assim:

$$E_m(t) = E_0 \cdot \cos \omega_0 t + k \cdot A \cdot \cos(\omega_0 + \omega)t + k \cdot A \cdot \cos(\omega - \omega_0)t \quad (1.3)$$

$$E_m(t) = E_0 \cdot \cos \omega_0 t + 2 \cdot k \cdot A \cdot \cos \omega t \cdot \cos \omega_0 t$$

$$E_m(t) = [E_0 + 2 \cdot k \cdot A \cdot \cos \omega t] \cdot \cos \omega_0 t \quad (1.4)$$

Esta expressão pode ser escrita na seguinte forma:

$$E_m(t) = [E_0 + k_a \cdot a(t)] \cdot \cos \omega_0 t \quad (1.5)$$

Onde:

$k_a = 2 \cdot k$ e é característica do dispositivo que fará a modulação e $a(t) = A \cos \omega t$

Portanto a equação $E_m(t)$ é a transformação da portadora $E_p(t)$ que tem a sua amplitude alterada pelo valor:

$$[E_0 + k_a \cdot a(t)]$$

Sendo que este é responsável pelo máximo e mínimo de amplitude, dependendo apenas do sinal de $a(t)$ e E_0 é a média, ou valor médio, desta variação, como mostrado na figura seguinte:

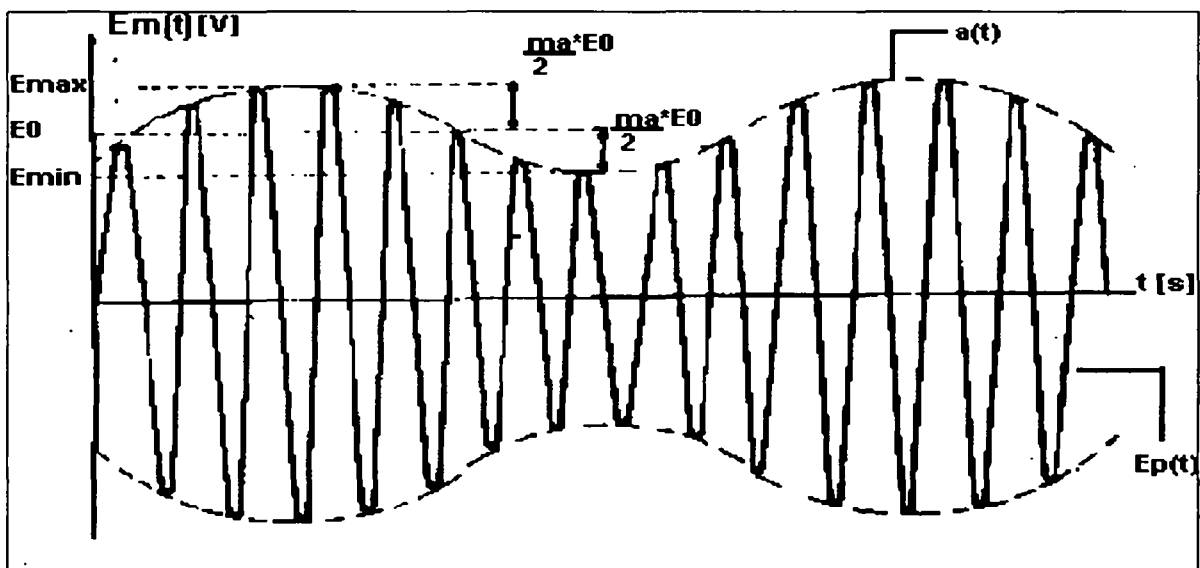


Fig. nº 6 Representação no domínio do tempo do sinal modulado $E_m(t)$

Em modulação, os produtos de interdistorção úteis são chamados de produtos de modulação, e no caso do AM, estes produtos recebem a denominação de faixas laterais superior e

inferior [7]. Nas equações (1.1) e (1.2), bem como na figura que representa o espectro de freqüências, a portadora foi modulada por um sinal senoidal de freqüência fixa, mas se fosse modulada por um sinal caracterizado por um canal, ou faixa de freqüências, de largura de banda $BW = \omega_2 - \omega_1$ (Band Width), todo este canal teria sido transladado para as faixas laterais superior e inferior, como pode-se observar na próxima figura:

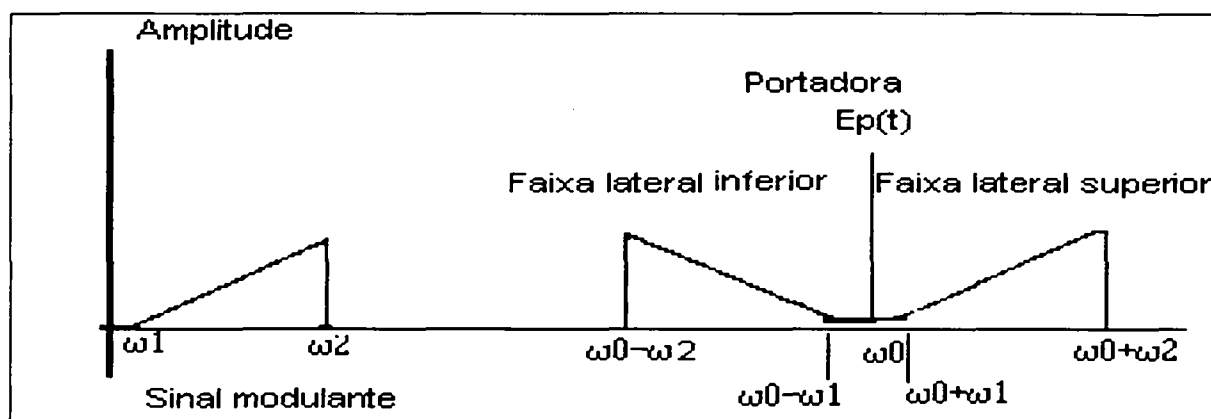


Fig. nº 7 Representação no domínio da freqüência da modulação de um canal de $BW = \omega_2 - \omega_1$

A equação (1.5) pode ainda ser escrita da seguinte forma:

$$E_m(t) = E_0 \cdot [1 + m_a \cdot \cos \omega t] \cdot \cos \omega_0 t \quad (1.6)$$

$$m_a = \frac{2 \cdot K \cdot A}{E_0} = \frac{K_a \cdot A}{E_0} \quad (1.7)$$

Onde, m_a é o índice de modulação em amplitude, que normalmente é expressa em percentuais, e indica o quanto o sinal modulante vai alterar a amplitude da portadora.

Podemos ver nas figuras abaixo como a variação do m_a altera a modulação.

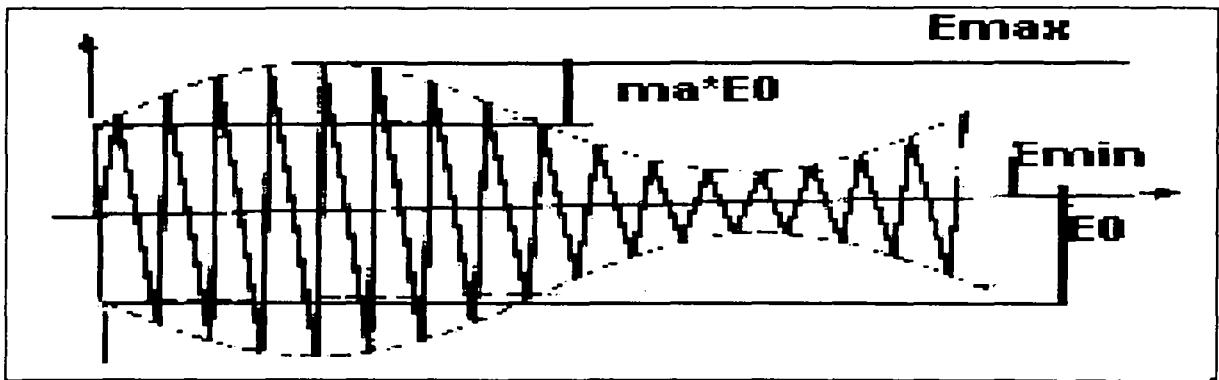


Fig. nº 8 Sinal AM-DSB com índice de modulação $m_a < 1$

Podemos observar que com $m_a < 1$ existe um E_{\min} diferente de zero. O sinal modulante é facilmente distinguido na variação de amplitude.

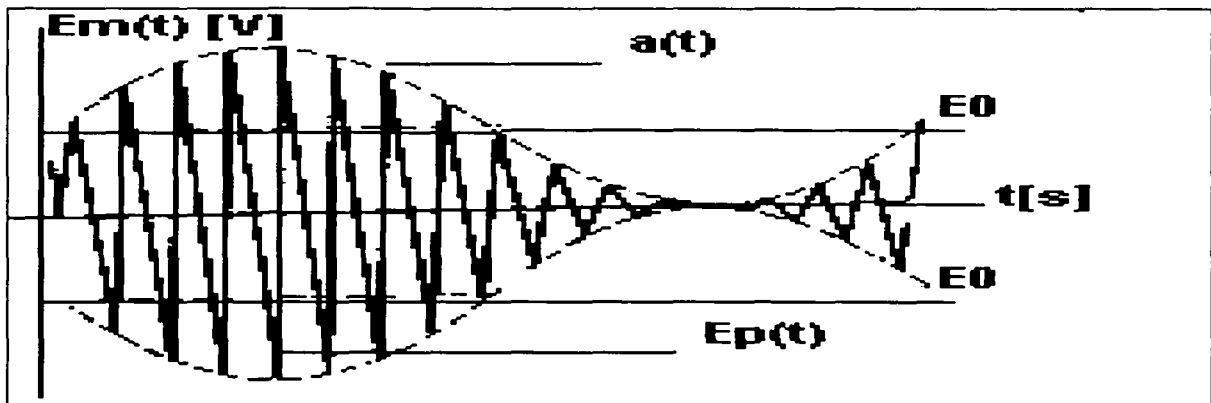


Fig. nº 9 Sinal AM-DSB com $m_a = 1$

O sinal modulante é facilmente identificável, como no caso de $m_a < 1$, mas agora o E_{\min} é zero. Note que a portadora continua presente.

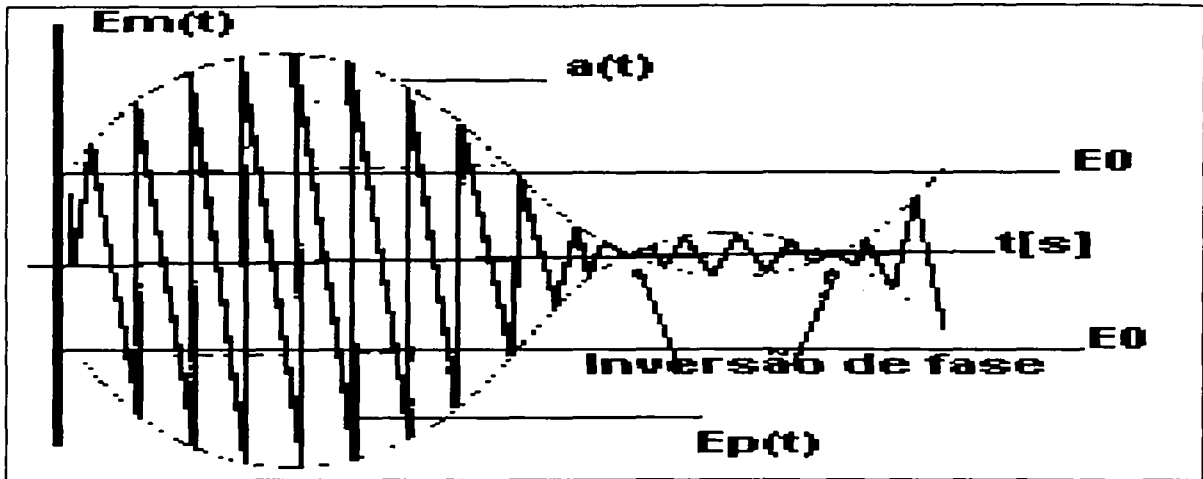


Fig. nº 10 Sinal AM-DSB com $m_a > 1$

Com o índice de modulação maior que 1, o sinal modulante atinge o nível de zero e sofre uma sobremodulação. Nos pontos de zero, ocorre uma inversão de fase da portadora. Em um sistema AM-DSB, a sobremodulação representa distorção, ou seja, perda da informação.

As potências médias normalizadas, associadas a cada componente podem ser calculadas em watts partir de $I^2 \cdot R$.

O valor em R.M.S. de uma onda complexa é obtido com a raiz quadrada da soma dos quadrados dos valores em RMS dos sinais componentes, portanto a corrente I é:

$$I = \sqrt{\frac{A^2}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{2}} \quad (1.8)$$

como $B=mA$:

$$I = \sqrt{\frac{A^2}{2} + \frac{m_a^2 A^2}{8} + \frac{m_a^2 A^2}{8}} = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{m_a^2}{2}} \quad (1.9)$$

Multiplicando pela resistências R , e elevando ao quadrado para obter-se a potência total, tem-se:

$$P_{total} = \frac{A^2}{2} \cdot \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) \cdot R \quad \text{Watts} \quad (1.10)$$

Com $m = 0$, ou seja, $a(t) = 0$, resta uma portadora não modulada:

$$P_{total} = \frac{A^2 \cdot R}{2} \quad (1.11)$$

Esta é a potência de portadora.

Tem-se então que a potência total é a soma da potência da portadora com a potência das faixas laterais, ou seja:

$$P_{total} = P_{portadora} + P_{faixaslaterais} \quad (1.12)$$

Daí pode-se obter a potência das faixas laterais:

$$\frac{A^2 \cdot R}{2} \cdot \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) = \frac{A^2 \cdot R}{2} + P_{faixaslaterais}$$

$$P_{faixaslaterais} = \frac{A^2 \cdot R}{2} \cdot \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) - \frac{A^2 \cdot R}{2}$$

$$P_{\text{faixaslaterais}} = \frac{A^2 * R}{2} * \frac{m_a^2}{2} = \frac{A^2 * R * m_a^2}{4} \quad (1.13)$$

Com o índice de modulação igual a 1, que será o caso de máxima potência exigida do transmissor:

$$P_{\text{total}} = \frac{A^2 * R}{2} + \frac{A^2 * R * m_a^2}{4}$$

$$P_{\text{total}} = P_{\text{portadora}} + P_{\text{portadora}} * \frac{1}{2}$$

$$P_{\text{total}} = P_{\text{portadora}} * \frac{3}{2}$$

$$P_{\text{portadora}} = \frac{2}{3} * P_{\text{total}} \quad (1.14)$$

Um sinal AM-DSB pode ser obtido por dois tipos de moduladores, o quadrático e o linear:

- O modulador quadrático:

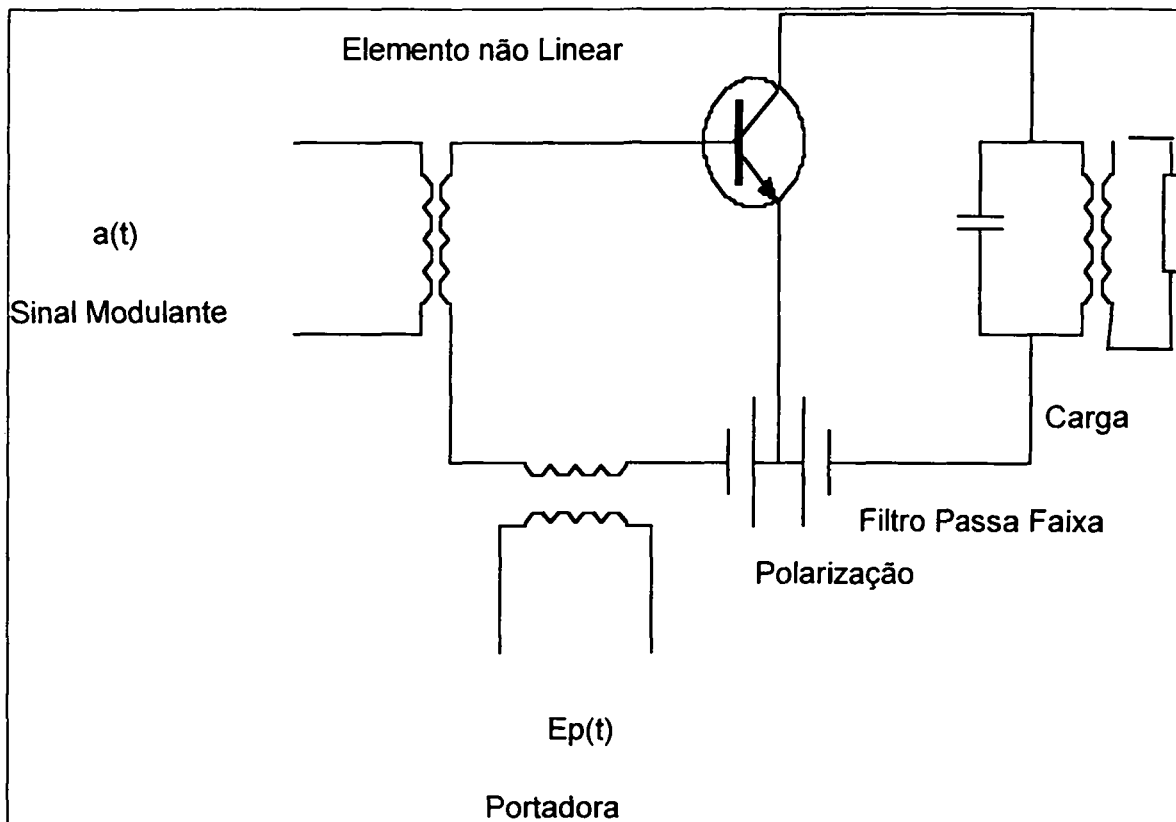


Fig. nº 11 Modulador quadrático

O elemento quadrático pode ser uma válvula ou transistor montado tal qual um amplificador, tendo porém com uma característica de transferência não linear.

O sinal composto (modulador + portadora) é aplicado de forma a aproveitar melhor a não linearidade. Adaptando a equação (1.3) onde constantes não lineares k_1 e k_2 multiplicam as amplitudes do sinal:

$$E_m(t) = k_1 E_0 \cdot \cos \omega_0 t + k_2 \cdot A \cdot \cos(\omega_0 + \omega)t + k_2 \cdot A \cdot \cos(\omega - \omega_0)t \quad (1.15)$$

$$E_m(t) = k_1 E_0 \cos \omega_0 t \cdot \left[1 + \frac{2 \cdot k_2}{k_1} \cdot A \cdot \cos \omega t \right] \quad (1.16)$$

Nota-se que quanto maior for a relação $\frac{k_1}{k_2}$, maior será o índice de modulação, e esta relação é tanto maior quanto o for a curvatura da característica do elemento quadrático. Este elemento é escolhido entre os que tem maior curvatura, sendo então polarizados com seu ponto de operação na parte não linear da sua característica de transferência.

Este tipo de modulador se presta para sinais pequenos (portadora e sinal modulante em pequena amplitude).

O modulador linear

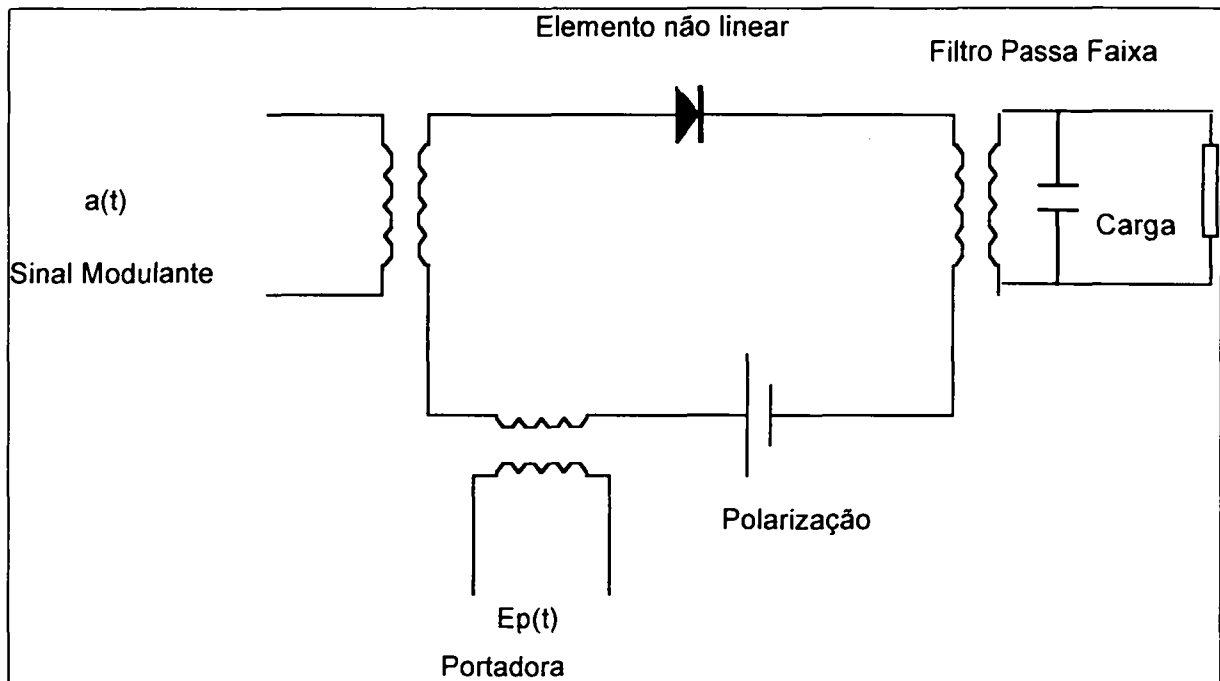


Fig. nº 12 Modulador linear

Este modulador difere do anterior pelo elemento retificador, ao invés do transistor ou válvula, ele também é chamado de modulador chave. O nome linear é consagrado, apesar de não ser correto, pois o diodo não é um elemento linear, e é esta não linearidade que provoca a distorção, como citado anteriormente.

O retificador exige que se use sinais de grande amplitude, sendo que $E_p(t) \gg a(t)$.

A demodulação do sinal AM-DSB

A demodulação, ou detecção, consiste no processamento do sinal em sentido inverso ao da modulação. Ela irá deslocar o sinal de volta para a sua posição original no espectro de

freqüências. Para tanto também se usa elementos não lineares, e um filtro passa baixas na saída.

Eles são três tipos básicos, a saber:

Demodulador linear

Demodulador quadrático

Demodulador síncrono

O demodulador linear

No domínio do tempo, nota-se que a envoltória do sinal modulado segue as variações do sinal modulador, mas por causa da existência dos semi-ciclos positivos e negativos da onda modulada, o valor médio é zero. Para se conseguir um valor médio não nulo, torna-se necessário uma retificação do sinal modulado. Logo após esta retificação, passa-se o sinal por um filtro passa baixas, para a recuperação do sinal modulante. De maneira semelhante ao processo de modulação linear, este processo recebe o nome incorreto de demodulação linear. É necessária uma certa amplitude do sinal modulado para que o diodo real se aproxime do retificador linear. Caso a amplitude não seja suficiente, pode-se colocar um circuito RC, de constante de tempo elevada, logo após o retificador para que ele mantenha os valores de pico, de um semi-ciclo até o seguinte, assim o diodo conduzirá apenas nas vizinhanças dos picos positivos. A constante RC é ajustada para que se consiga o sinal da envoltória aproximada. Pode-se observar que o circuito RC é um filtro passa baixas, mas para uma fidelidade maior ao sinal modulante recomenda-se uma filtragem posterior à passagem por ele.

Este é um dos processos de demodulação de AM-DSB mais utilizados, devido ao seu custo irrisório e sua simplicidade de implementação.

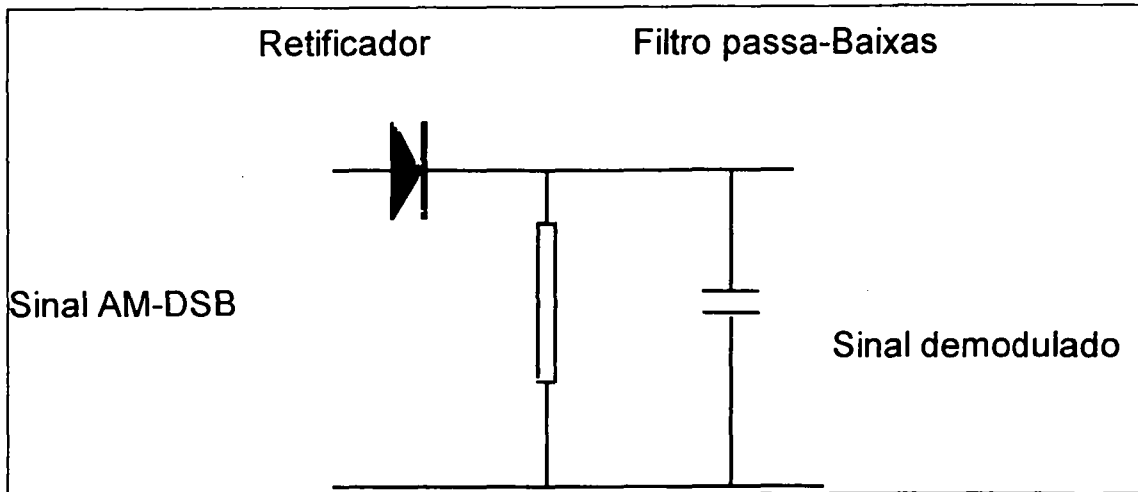


Fig. nº 14 Demodulador linear

Demodulador Quadrático

Quando o sinal é muito pequeno em termos de amplitude, o diodo já não consegue trabalhar com a característica de um retificador linear. Usa-se então o demodulador quadrático. Para um melhor aproveitamento da não linearidade, usualmente o sinal é aplicado com uma polaridade, a qual ajusta o ponto de operação adequado. Neste tipo de demodulador não há retificação.

O sinal somado a uma polaridade constante apresenta um valor médio constante. Na saída do elemento quadrático o sinal é deformado de tal modo que seu valor médio passa a representar variações ao longo do tempo. Este valor médio segue de certa forma as variações da envoltória, portanto pode-se deduzir que passado este sinal por um filtro passa baixa será recuperado o sinal presente na envoltória.

Analisando no domínio da frequência, pode-se considerar a entrada no demodulador quadrático das três raias de um sinal AM-DSB. O elemento quadrático faz interagirem duas a

duas as raias, portadora e faixa lateral inferior, portadora e faixa lateral superior e também faixa lateral superior e inferior. Esta interação dá origem a produtos de conversão dentro da faixa do filtro passa baixas. Utilizando a equação (1.3) pode-se obter as seguintes componentes:

$$\begin{array}{ll}
 E_0 \cdot \cos \omega t & \text{Portadora} \\
 k \cdot \frac{m_a E_0}{2} \cdot \cos(\omega_0 + \omega)t & \text{Faixa lateral superior} \\
 k \cdot \frac{m_a E_0}{2} \cdot \cos(\omega - \omega_0)t & \text{Faixa lateral inferior}
 \end{array}$$

Para o par portadora e faixa lateral superior:

$$k_2 \cdot E_0 \left(\frac{m_a}{2}\right) \cdot E_0 \cdot \cos \omega t = \frac{k_2 \cdot k_a}{2} \cdot E_0 \cdot A \cdot \cos \omega t \quad (1.17)$$

Para o par portadora faixa lateral inferior:

$$k_2 \cdot E_0 \left(\frac{m_a}{2}\right) \cdot E_0 \cdot \cos \omega t = \frac{k_2 \cdot k_a}{2} \cdot E_0 \cdot A \cdot \cos \omega t \quad (1.18)$$

Para o par faixa lateral superior e faixa lateral inferior:

$$\begin{aligned}
 & k_2 \cdot \left(\frac{m_a}{2}\right) \cdot E_0 \cdot \cos[(\omega_0 + \omega) - (\omega_0 - \omega)]t = \\
 & = k_2 \cdot \left(\frac{k_a}{2}\right)^2 \cdot A^2 \cdot \cos 2\omega t
 \end{aligned} \quad (1.19)$$

As equações (1.17) e (1.18) são de mesma frequência e fase, por isto elas se somarão dando origem ao sinal:

$$k_2 \cdot k_a \cdot E_0 \cdot A \cdot \cos \omega t = k_2 \cdot k_a \cdot E_0 \cdot a(t) \quad (1.20)$$

A equação (1.20) representa o sinal modulante, a envoltória, e portanto é a saída desejada.

A equação (1.19) é a segunda harmônica do sinal modulante, e ela representará distorções. Em geral, $a(t)$ não é uma senoide pura, e sim um sinal complexo com uma faixa de frequências $[0, \omega_m]$, pode-se ver que a segunda harmônica de $a(t)$. $[a^2(t)]$ terá uma faixa de frequências de $[0, 2\omega_m]$ e portanto haverá superposição no filtro passa baixa. Para evitar que a distorção seja grande, é necessário que a segunda harmônica seja o menor possível.

A relação entre $a^2(t)$ e $a(t)$ é:

$$p = \frac{1}{2} \cdot k_a \cdot \frac{a(t)}{E_0} \quad (1.21)$$

para $a(t) = \cos \omega t$ tem-se:

$$P_{max} = \frac{1}{2} \cdot k_a \cdot \frac{A}{E_0} = \frac{m_a}{2}$$

Ou seja, é necessário que o índice de modulação seja baixo para que a distorção seja pequena e não afete significativamente a saída. Estas desvantagens apontam o demodulador quadrático como pouco prático, ainda mais se o elemento não-linear tiver característica cúbica ou de 4º grau, onde então aparecerão harmônicas de 3º ou 4º ordem.

O demodulador síncrono

Este se baseia no processo de heterodinagem, ou de batimento de duas frequências, que resultam na soma e na diferença de seus valores. No diagrama de blocos abaixo pode-se acompanhar o que acontece.

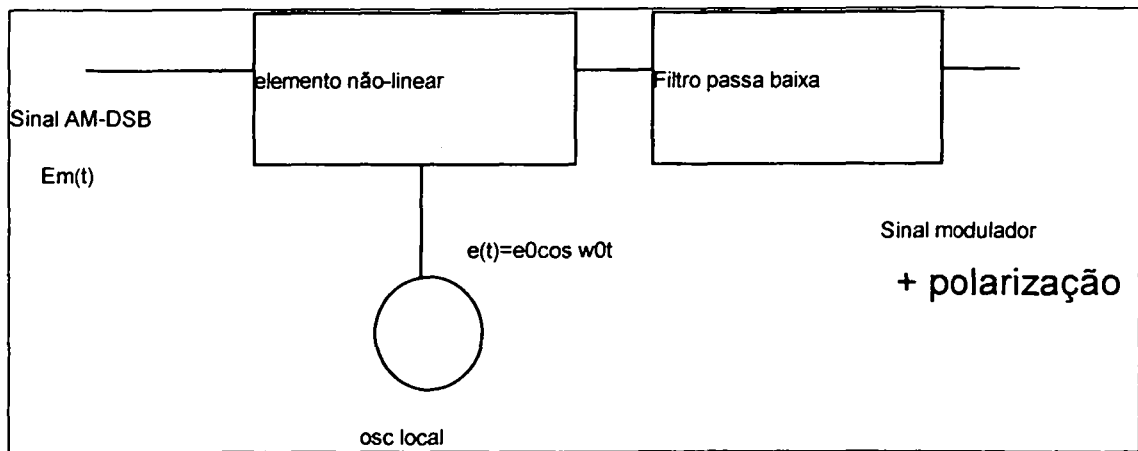


Fig. nº 14 Diagrama em blocos do demodulador síncrono

Considerando os seguintes sinais:

$$E_m(t) = E \cdot \cos(\omega_0 t + \phi)$$

$$e(t) = e_0 \cdot \cos \omega_0 t$$

No misturador, elemento não-linear, será feito o produto dos sinais, resultando:

$$\begin{aligned} E_m(t) \cdot e(t) &= E_0 \cdot e_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \phi) \cdot \cos \omega_0 t = \\ &= \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos \phi + \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos(2\omega_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (1.22)$$

na saída do filtro passa baixa, teremos:

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos \phi \quad (1.23)$$

Se $\phi=0$, ou seja, o sinal que entra tem a mesma frequência e fase do sinal gerado localmente, então a saída será um nível de polarização com nível máximo dado por:

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0$$

Se $\phi \neq 0$, isto é, o sinal que entra tem mesma frequência, mas está defasado da portadora local, então o sinal de saída será um sinal DC, com a amplitude reduzida por $\cos\phi$. caso $\phi = 90^\circ$, ou seja, o sinal que entra em quadratura com a portadora local, então a saída será zero.

Se o sinal que entra tem frequência diferente do sinal gerado localmente, então pode-se admitir que ϕ será uma defasagem variante no tempo, como pode-se observar abaixo:

$$E_m(t) = E_0 \cdot \cos(\omega_0 + \omega)t$$

e neste caso:

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos \omega t \quad (1.24)$$

Caso $\phi = -\omega t$, tem-se:

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos \phi = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos(-\omega t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 \cdot \cos \omega t \quad (1.25)$$

Considerando agora um sinal AM-DSB completo:

$$E(t) = E_0 \cdot \cos \omega_0 t + k \cdot A \cdot \cos(\omega_0 + \omega)t + k \cdot A \cdot \cos(\omega_0 - \omega)t$$

Usando o princípio da superposição, ou seja, somando os resultados de seus batimentos parciais:

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot E_0 + \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot k \cdot A \cdot \cos \omega t + \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot k \cdot A \cdot \cos \omega t$$

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot [E_0 + 2 \cdot k \cdot A \cdot \cos \omega t]$$

$$e_s(t) = \frac{1}{2} \cdot e_0 \cdot [E_0 + 2 \cdot k \cdot A \cdot a(t)] \quad (1.26)$$

A equação 2.26 representa o sinal modulante mais um valor de polarização. A igualdade de frequências, portadora e gerada localmente, define um sistema síncrono. Por isto este sistema é denominado de demodulação síncrona. Já a igualdade de fase define uma demodulação coerente. De um modo geral se comete o erro de considerar os termos demodulação síncrona e demodulação coerente como sinônimos, mas deve-se deixar claro que síncrona significa a igualdade de frequências das componentes citadas acima e coerente significa haver além da igualdade de frequência de portadoras, a igualdade de fase. Ou seja, uma modulação coerente é síncrona, mas o inverso não é necessariamente verdade.

1.4.4. - AM-DSB-SC Amplitude Modulada, com Faixa Lateral Dupla e Portadora Suprimida.

Nos sistemas de AM-DSB, como mostrado na equação (1.14), quando o índice de modulação é igual a 1, dois terços da potência do sinal está na portadora, sendo então, um gasto muito grande de energia com algo que na realidade não representa informação.

Para prover uma economia de potência foi desenvolvido o sistema de modulação em amplitude com portadora suprimida, concentrando então a energia na informação e aproveitando melhor o emissor.

Este sistema interessa, pois para facilidade de projeto do receptor, motivo há ser visto mais adiante, um dos canais de cada portadora levará um sinal AM-DSB-SC.

Considere-se o sinal modulante $a(t) = A \cdot \cos \omega \cdot t$,

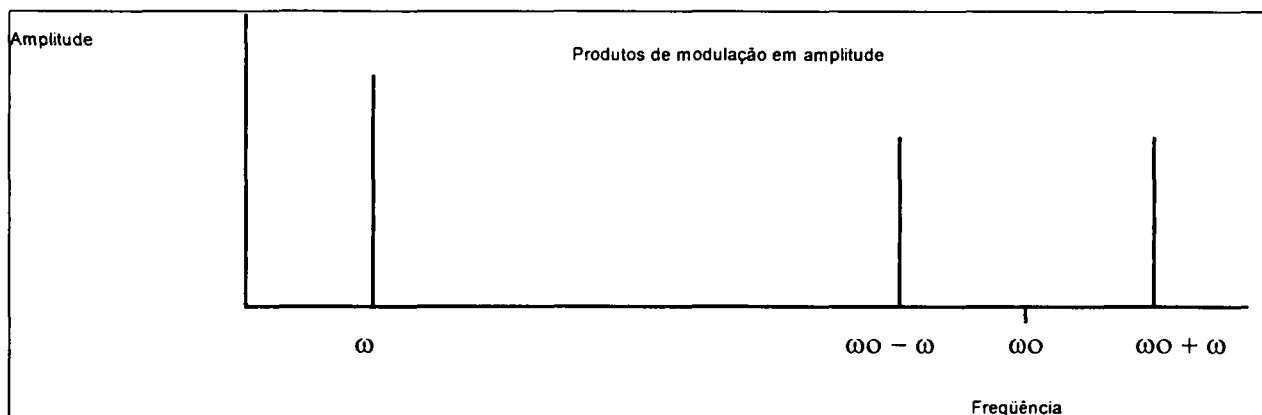


Fig. nº 15 Espectro de frequências de um sinal modulado em AM-DSB-SC

No espectro de frequências apenas aparecem as raias correspondentes às faixas laterais.

No domínio do tempo, a envoltória já não representa o sinal modulador, mas sim o dobro de sua frequência, com um formato de sinal retificado em onda completa, sendo que cada vez que o sinal passa por um nulo, há uma inversão de fase.

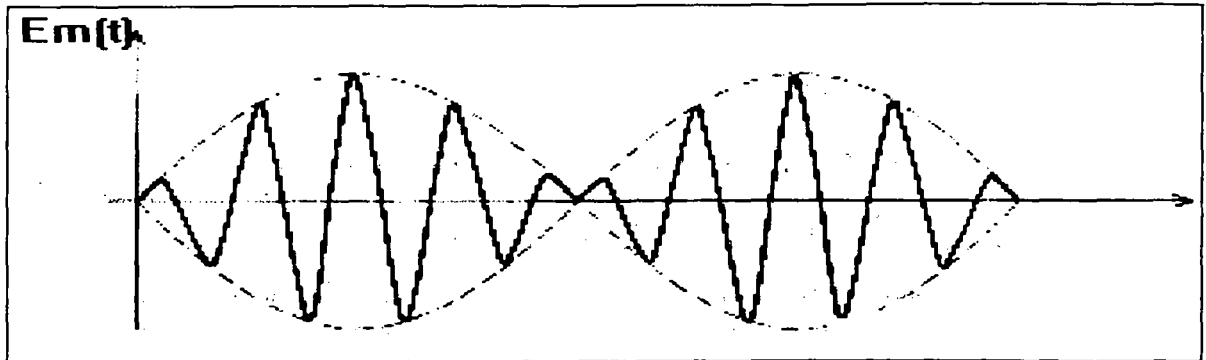


Fig. nº 16 Sinal AM-DSB-SC

Haja visto que a envoltória não tem mais nada a ver com o sinal $a(t)$, o índice de modulação perde o significado, mas continuará a ser usada a notação m_a , sendo que agora é apenas um número:

$$m_a = \frac{k_a \cdot A}{E_0} \quad (1.27)$$

Para se obter o sinal AM-DSB-SC, basta eliminarmos do sinal AM-DSB o fator E_0

$$E_m(t) = [E_0 + k_a \cdot a(t)] \cdot \cos \omega_0 t$$

Para tanto considere-se dois moduladores AM-DSB similares, onde serão aplicadas as entradas $\frac{a(t)}{2}$ e $-\frac{a(t)}{2}$, assim tem-se:

$$E_{m1}(t) = k \cdot [E_0 + k_a \cdot \frac{a(t)}{2}] \cos \omega_0 t \quad (1.28)$$

$$E_{m1}(t) = k * [E_0 - k_a * \frac{a(t)}{2}] \cos \omega_0 t \quad (1.29)$$

Percebe-se que a diferença entre E_{m1} e E_{m2} resultará num sinal sem a portadora, ou seja:

$$E_m = E_{m1}(t) - E_{m2}(t) = k * k_a * a(t) * \cos \omega_0 t \quad (1.30)$$

A equação (1.30) não possui o termo E_0 . Isto pode ser obtido pelo modulador balanceado, cujo princípio será demonstrado na figura abaixo.

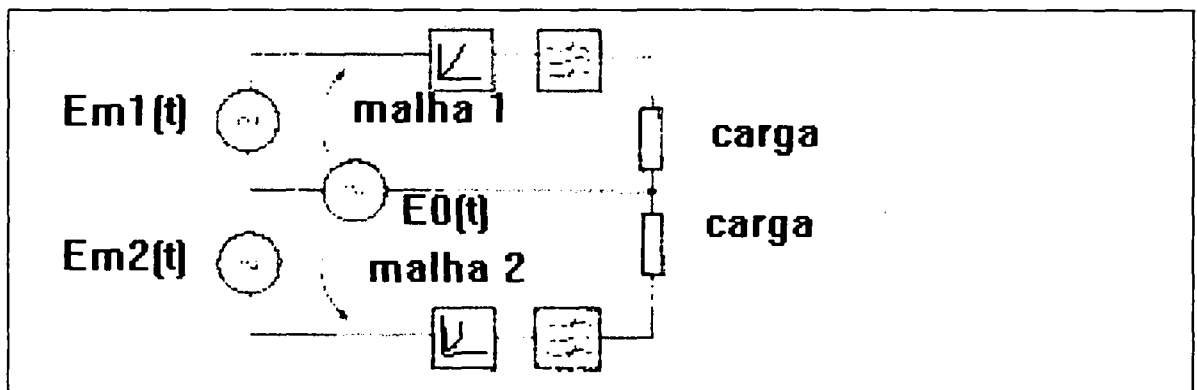


Fig. nº 17 Princípio do modulador balanceado

Nota-se a existência do elemento não linear, que pode ser diodo ou transistor. Os dois esquemas serão mostrados abaixo:

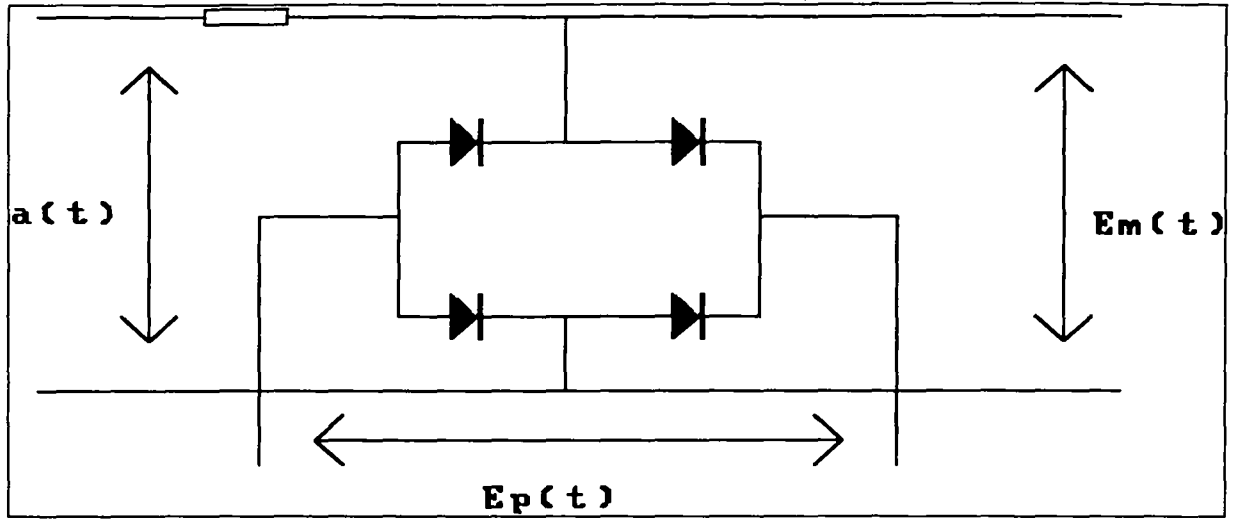


Fig. nº 18 Modulador Balanceado realizado com diodos

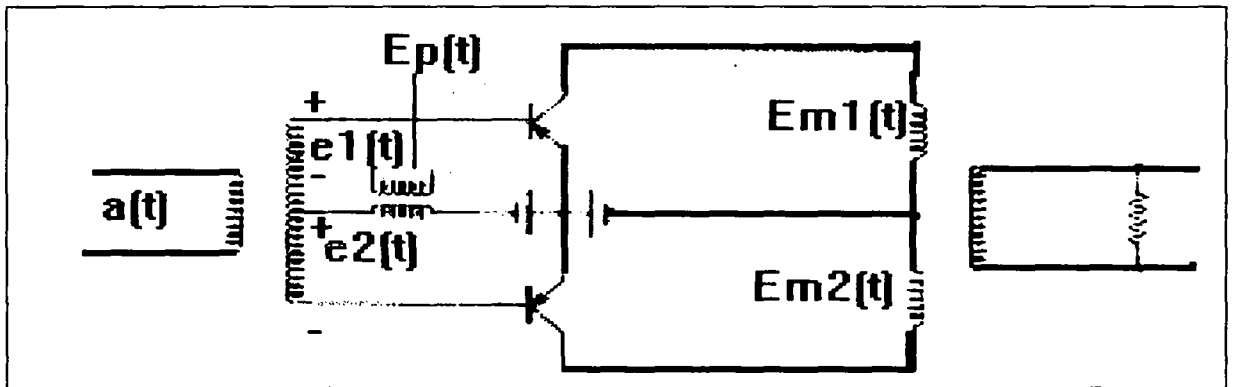


Fig. nº 19 Modulador balanceado implementado com transistores

Demodulação de um sinal AM-DSB-SC

Para a recuperação de um sinal modulado em AM-DSB-SC, utiliza-se demodulação síncrona, pois ele não possui a portadora, e tem-se portanto que reinjetá-la localmente.

Da equação (1.30) sabe-se que o sinal AM-DSB-SC é:

$$E_m(t) = k * k_a * a(t) * \cos \omega_0 t$$

se este for multiplicado por um sinal:

$$e_0(t) = e_0 * \cos \omega_0 t \quad (1.31)$$

que considera-se síncrono e coerente com a portadora, resultará:

$$E_m(t) * e_0(t) = k' * a(t) * \cos^2 \omega_0 t = \frac{k'}{2} * a(t) + \frac{k'}{2} * a(t) * \cos 2\omega_0 t \quad (1.32)$$

onde k' é o produto de todas as constantes envolvidas no processo.

Observa-se que como resultado um sinal proporcional ao sinal modulador e um sinal proporcional à segunda harmônica. Após uma filtragem, obtem-se o sinal desejado. Nota-se que o demodulador é semelhante ao modulador. Ele simplesmente faz um produto entre o sinal de entrada e a portadora gerada localmente.

Uma dificuldade inerente a este processo é a de sincronismo e coerência da portadora gerada localmente com a que foi suprimida na transmissão. No projeto do DATVOX o problema foi resolvido graças a um artifício que será posteriormente explicado.

1.4.5. - Modulações angulares

O modulador angular é um dispositivo não-linear cuja função é transformar uma variação de amplitude em variação angular, fase ou frequência.

Uma portadora senoidal é representada, em sua forma mais geral como:

$$E_p = E_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1.33)$$

onde:

E_0 é a amplitude da portadora,

ω_0 é a frequência angular da portadora,

ϕ_0 é a fase inicial da portadora, que considera-se nula para simplificação

Estes três parâmetros caracterizam uma onda senoidal, e qualquer um deles pode ser variado para conduzir informação. Em amplitude (AM), em frequência (FM) e em fase (PM). Na modulação em fase, a informação vai nas variações de fase de uma portadora.

As modulações em fase e frequência são inter-relacionadas, e por este motivo, elas são englobadas sob o nome de modulações angulares. Para melhor entendê-las, define-se a fase e a frequência instantâneas:

A fase instantânea é o valor global da fase em função do tempo. considerando a portadora:

$$E_p(t) = E_0 \cdot \cos \phi_i(t) \quad (1.34)$$

onde

$$\phi_i(t) = \omega_0 t \quad (1.35)$$

Ou seja, é função linear da frequência angular.

A frequência angular instantânea é a derivada da fase instantânea:

$$\omega_i(t) = \frac{d\phi_i(t)}{dt} \quad (1.36)$$

Para a portadora $\omega_i(t) = \omega_0$, ou seja, é uma constante (frequência angular da portadora).

No caso geral, $\omega_i(t)$ é variável e então:

$$\phi_i = \int \omega_i(t) dt \quad (1.37)$$

Vê-se portanto que há uma íntima relação entre fase e frequência.

Tipos de modulação angular.

Dado um sinal modulador $a(t)$, diz-se que existe modulação em frequência quando ele é impresso na frequência angular instantânea, ou seja:

$$\omega_i(t) = \omega_0 + k_f \cdot a(t) \quad (1.38)$$

onde k_f é um parâmetro inerente ao funcionamento do modulador e deverá transformar as variações de amplitude em variações de frequência, e portanto deverá ser constante para qualquer valor de amplitude do sinal modulador, ou seja, a lei que a rege a equação (1.38) deverá ser linear para que o processo não sofra distorções.

Portanto:

$$\phi_i(t) = \int \omega_i(t) dt = \omega_0 t + k_f \int a(t) dt \quad (1.39)$$

e

$$E_m(t) = E_0 \cdot \cos \phi_i(t) = E_0 \cdot \cos[\omega_0 t + k_f \int a(t) dt] \quad (1.40)$$

De modo semelhante, a modulação em fase ocorre quando a informação é impressa na fase instantânea, ou seja:

$$\omega_i(t) = \frac{d\phi_i(t)}{dt} = \omega_0 + k_f \frac{da(t)}{dt} \quad (1.41)$$

$$E_m(t) = E_0 \cdot \cos \phi_i(t) = E_0 \cdot \cos[\omega_0 t + k_f \cdot a(t)] \quad (1.42)$$

Vê-se claramente pelas equações (1.39) a (1.42) que ao se modular em frequência, modula-se também em fase com a integral do sinal modulador, e ao se modular em fase, modula-se em frequência com a derivada do sinal modulador.

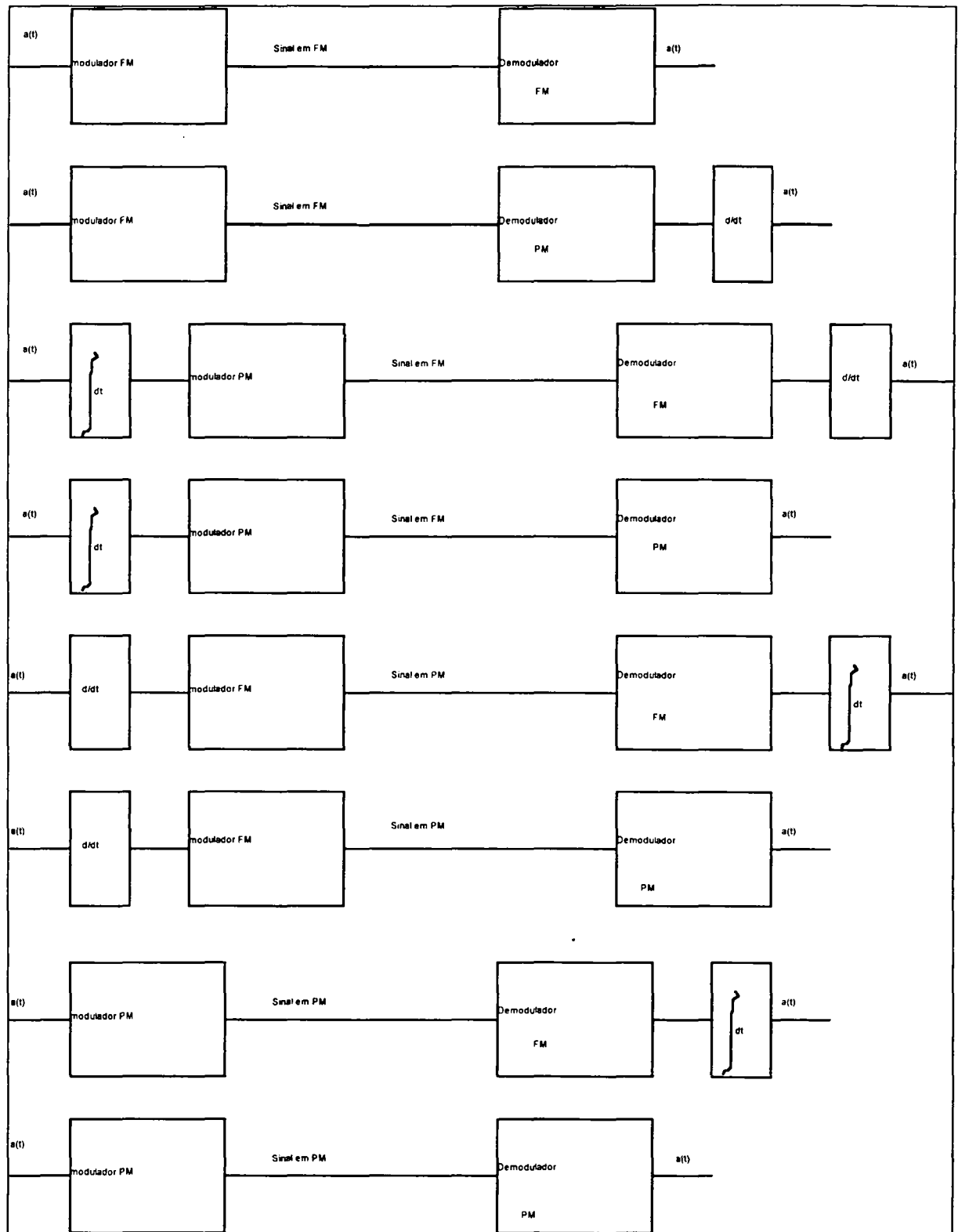


Fig. nº 20 Formas de modulação e demodulação em processo angular.

Percebe-se que os moduladores e demoduladores de FM e PM podem ser usados indistintamente, desde que o sinal seja devidamente tratado, como demonstrou o figura acima.

As modulações angulares implicam em maiores explanações, que fogem ao interesse desta dissertação.

1.4.5. - Sistemas de Co-Modulação

Chama-se de co-modulação uma modulação combinada de amplitude e fase, ou seja, tanto a amplitude quanto a fase de uma portadora são alteradas para poder transmitir uma informação. Nos processos de modulação digital, a co-modulação está associada aos processos multi-níveis, Existindo n níveis de amplitude, e para cada um existindo m_i níveis de fase distinguíveis, então é possível representar:

$$\sum_1^n m_i \text{ estados possíveis.}$$

São basicamente de dois tipos:

1. Tipo 1: o número de níveis de fase utilizados é o mesmo para todos os níveis de amplitude.
2. Tipo 2: o número de níveis de fase cresce com o nível de amplitude. Isto permite aproveitar melhor a capacidade de discriminação do receptor.

Vê-se claramente que esta classificação está intimamente ligada à modulação de portadora senoidal por sinal modulante digital, e apesar de não ser este o nosso processo eleito, pode-se classificar o modo de transmissão do DATVOX como de Tipo 1.

O transporte será de um sinal analógico, ou um sinal digital em baixíssima velocidade, por uma portadora senoidal. Como serão três portadoras, e será usada uma defasagem de 90° , resultará em seis canais de transmissão, um no seno e outro no coseno de cada portadora.

No diagrama de blocos abaixo, pode-se ver a parte de oscilação e defasagem do sistema.

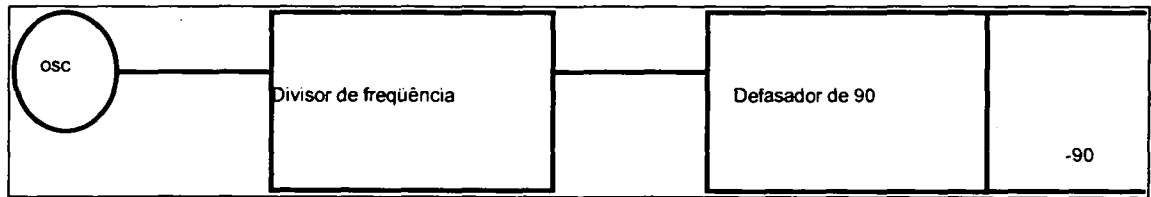


Fig. nº 21 Conjunto gerador de dois canais de transmissão de dados.

O divisor de frequência se justifica pelo fato de ser usado um oscilador a cristal, implicando em trabalhar com frequências maiores que as desejadas para a transmissão. O defasador pode ser obtido com circuitos bem conhecidos em eletrônica, por exemplo:

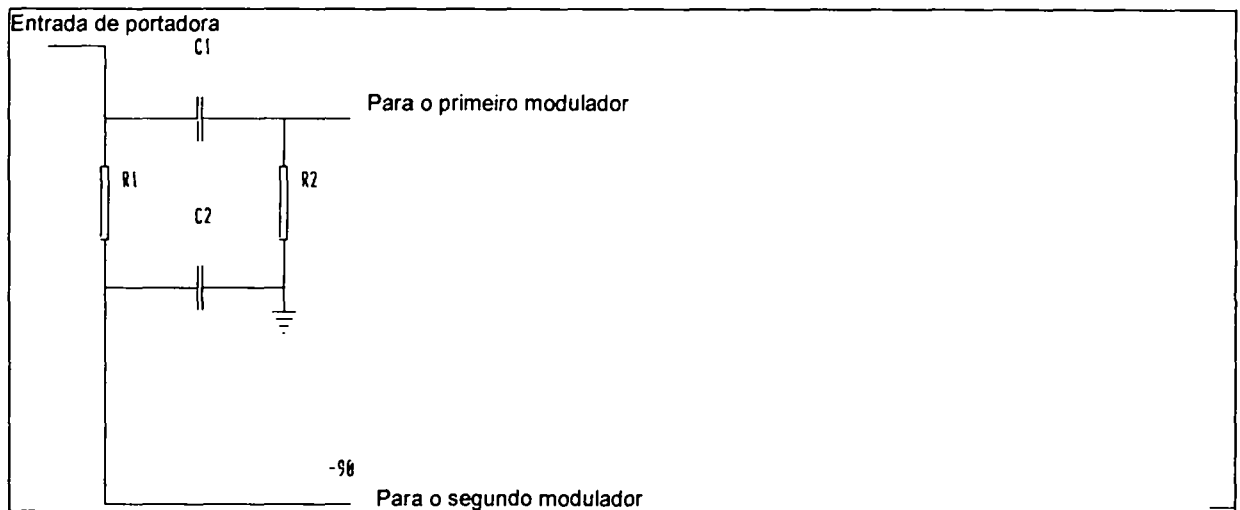


Fig. nº 22 Defasador de 90° montado com resistores e capacitores.

O circuito acima tem a grande desvantagem de depender da qualidade dos capacitores e resistores para uma defasagem exata. Isto criaria problemas na hora da demodulação síncrona,

que como foi explanado no t3pico anterior, a portadora al3m de ser s3ncrona, deve ser coerente, o que ficaria muito dif3cil se a defasagem ficasse dependente de caracter3stica aleat3rias.

Este problema pode ser resolvido com outro circuito cl3ssico, onde s3o usados dois "Flip-Flops" tipo JK ou tipo D da forma como pode ser visto a seguir:

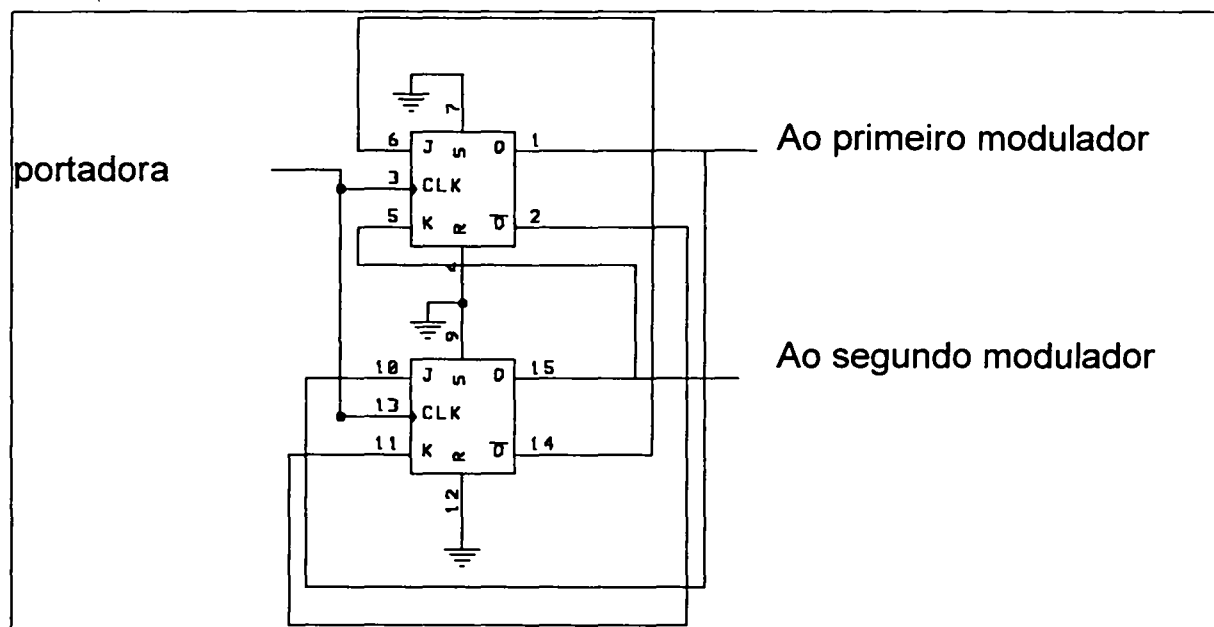


Fig. n3 23 defasador de 903 com "flip-flops" tipo JK utilizados na 13 vers3o

Com a configura33o, mostrada acima n3o existem os problemas de varia33es na defasagem, com isto fica mais f3cil a obten33o de coer3ncia e sincronismo, necess3rias na recep33o dos sinais.

1.4.6. - A modulação PAM

Este processo tem a grande vantagem de permitir a multiplexação no tempo, que será vista no próximo tópico.

Neste processo os valores são transmitidos por pulsos, cujas amplitudes variam proporcionalmente aos valores da amostra. As amostras são espaçadas por $1/2f_m$, segundo o princípio de Nyquist.[7][17]

Considere-se a transmissão de amostras ideais (impulsos, ou funções delta de Dirac), o espectro do sinal amostrado $f_s(t)$ é dado pela repetição periódica de $F(\omega)$, que é o espectro de $f(t)$.

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - 2n\omega_0)$$

onde: $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ e $T \leq \frac{1}{2f_m}$

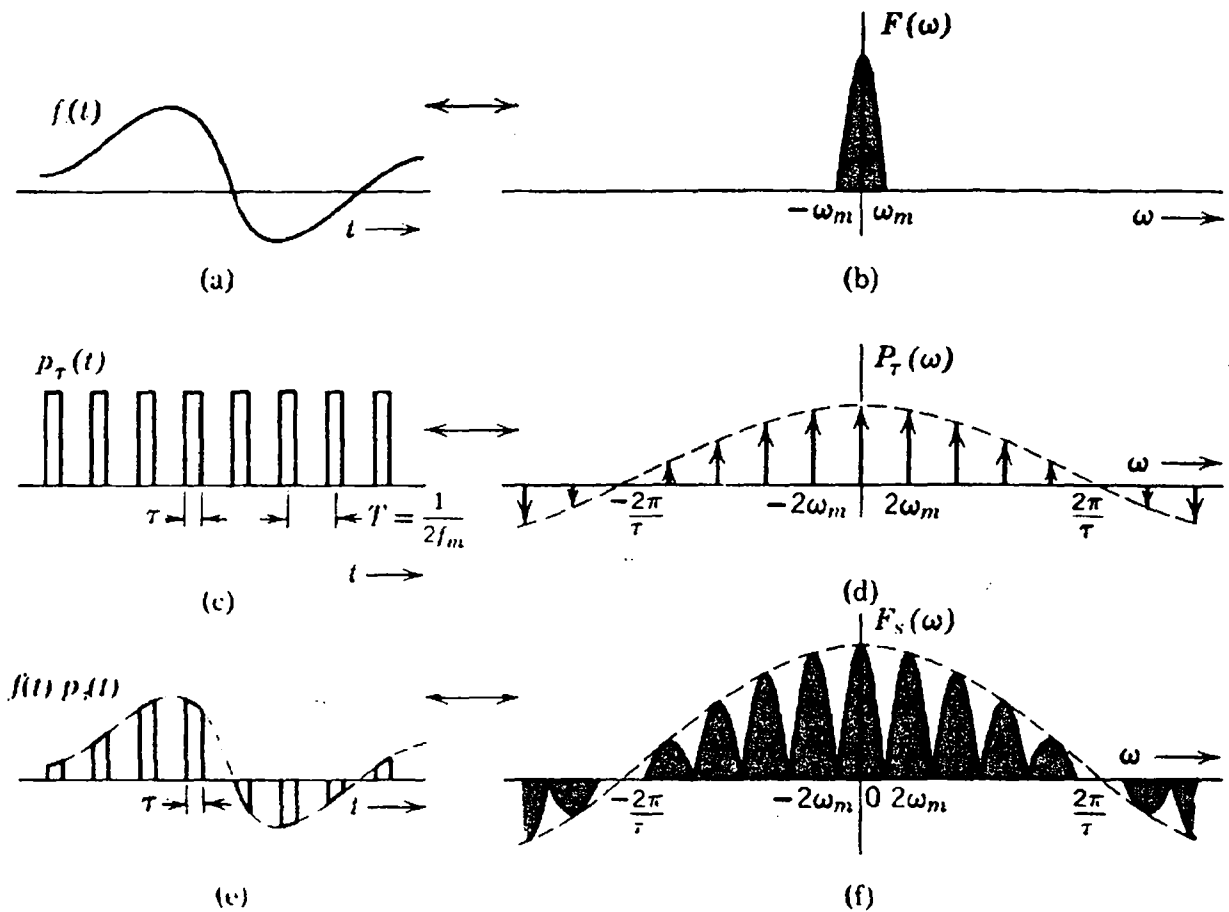


Fig. n ° 24 Amostragem instantânea, sinais do tempo e na frequência

Na figura anterior tem-se o caso limite onde $T = \frac{1}{2f_m}$, que é o intervalo de Nyquist,

Para este caso $\omega_0 = 2\omega_m$ e

$$F_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum F(\omega - 2n\omega_m)$$

onde

$$T = \frac{\pi}{\omega_m}$$

O sinal $f(t)$ pode ser recuperado a partir do sinal amostrado utilizando um filtro passa-baixas com frequência de corte na faixa do sinal modulado. Com a amostragem instantânea, feita por impulsos, a largura de faixa necessária é infinita. Entretanto isto é impossível de ser conseguido pois não pode-se gerar impulsos. Portanto a amostragem é feita por pulsos tão estreitos quanto o possível, sendo então chamada de amostragem não-ideal.

Suponha-se que a amostragem é realizada por pulsos retangulares periódicos de largura τ segundos que se repetem a cada T segundos, sendo este tomado como o intervalo de Nyquist. Este trem de pulsos será denotado por $p_\tau(t)$. O espectro será portanto $P_\tau(\omega)$. O sinal amostrado $f_s(t)$ é o produto de $f(t)$ por $p(t)$, no domínio da frequência tem-se portanto a convolução de $P_\tau(\omega)$ e $F(\omega)$. Graficamente fica como a figura a seguir, onde nota-se que ela é semelhante à amostragem instantânea, entretanto o espectro de frequências tem a sua amplitude decrescente.

SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO

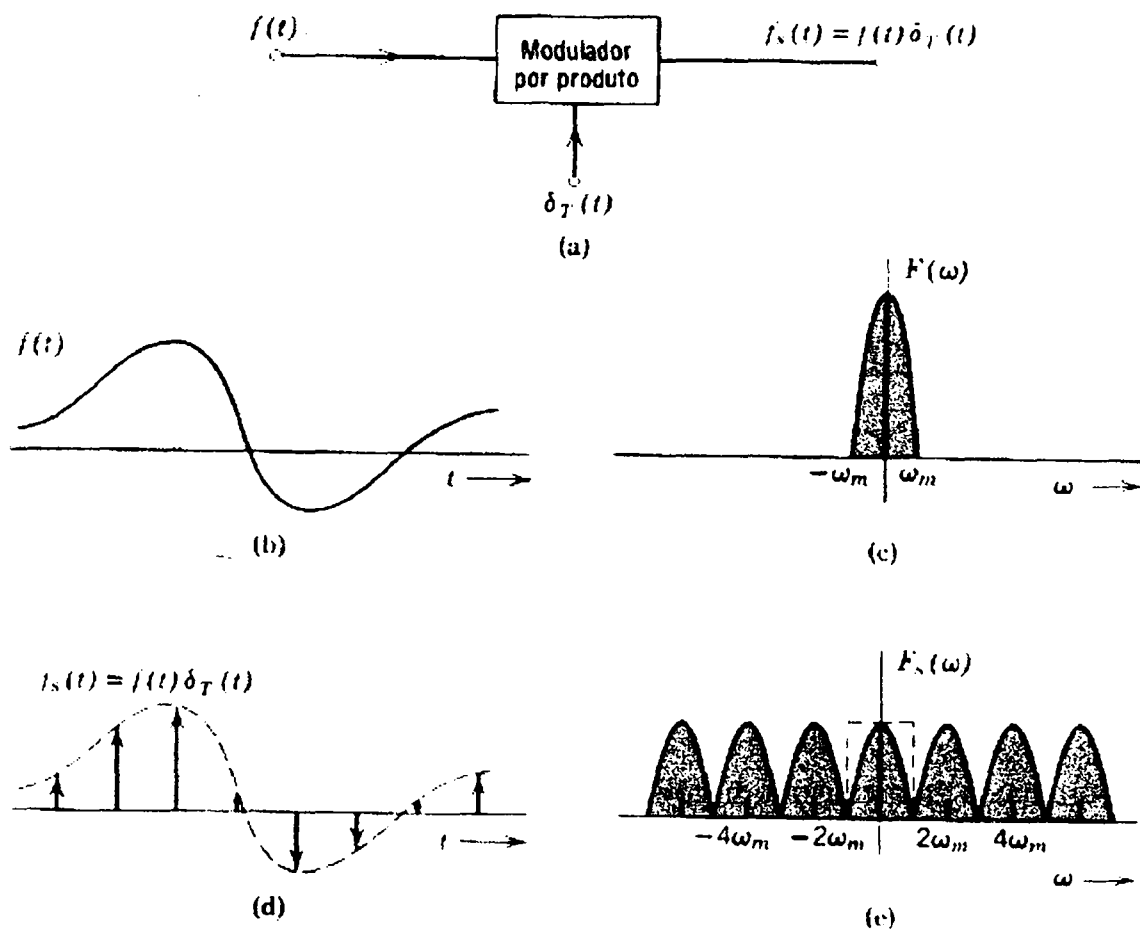


Fig. nº 25 Amostragem não ideal, sinais no tempo e na frequência

A recuperação pode ser feita da mesma forma que a amostragem instantânea, usando-se um filtro passa baixas. A largura de faixa necessária agora é finita, uma vez que o espectro $F_s(\omega)$ diminui com a frequência e tem conteúdo de energia desprezível em frequências superiores. Na realidade a largura de faixa necessária será de $2f_m$ onde f_m é a frequência máxima do sinal a ser transmitido.

Como no caso do DATVOX as frequências são as cardíacas e uma largura de faixa de 40 [Hz] por canal é o necessário.

1.4.7. - A multiplexação de sinais.

Para que haja um bom aproveitamento das faixas de frequências, permitindo o uso do espectro de maneira organizada , evitando que uma estação emissora interfira em outra e possibilitando boa discriminação entre sinais próximos, usa-se desde os primórdios das telecomunicações as técnicas de multiplexação de sinais, sendo que elas são de dois tipos básicos:[9] [10] [12]

1. Multiplexação por divisão de frequência - FDM (Frequency Division Multiplexing)
2. Multiplexação por divisão de tempo - TDM (Time Division Multiplexing)

Estas duas técnicas podem ainda ser subdivididas em dois outros, processos, o determinístico e o probabilístico, criando assim:

1. FDM determinístico:

É o processo mais antigo e comumente utilizado nas telecomunicações, consiste basicamente de fornecer canais específicos, com bandas de frequências padronizadas pelo CCITT, onde para cada emissora existe um canal próprio e de uso exclusivo.

É o caso das emissoras de rádio e televisão, do Serviço Limitado Privado, do sistema de telefonia e, apesar de certas diferenças, do Serviço de Radioamador e Rádio-Cidadão. O FDM pode ser observado na figura abaixo:

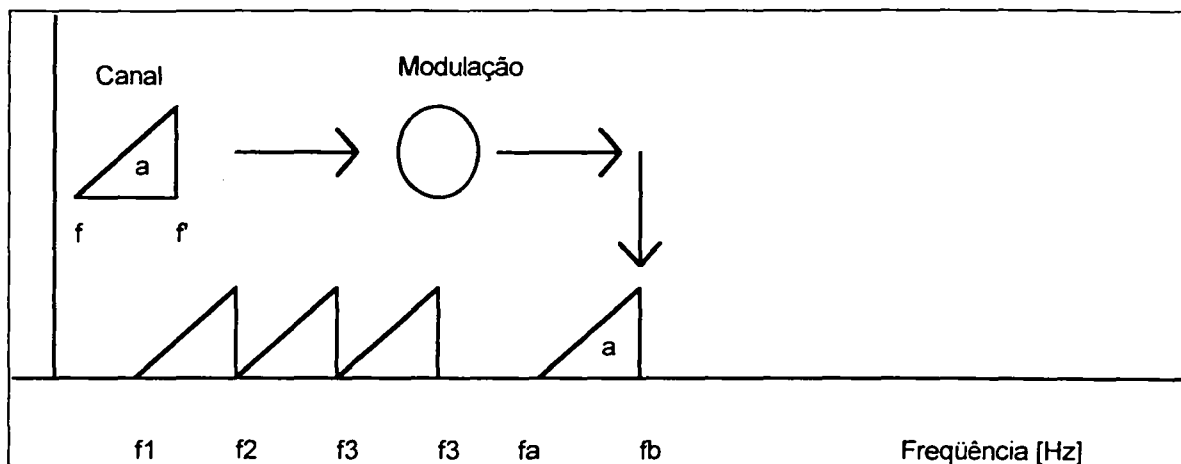


Fig. nº 26 Esquema de alocação de canais num sistema FDM - determinístico.

O FDM no Serviço de Radioamador difere apenas pelo fato dos equipamentos não terem canais pré-determinados ou de uso exclusivo, sendo que o canal de cada estação pode variar livremente dentro da faixa determinada para este Serviço. Os equipamentos, normalmente são ditos de "Banda Corrida" e se valem de osciladores variáveis contínuos. Já o Serviço de Rádio-Cidadão se vale de canais fixos, porém não de uso exclusivo, e os osciladores são variáveis em passos.

Guardadas as devidas proporções de largura de faixa, será este processo que utilizaremos dentro da banda telefônica para dividir em "faixa de voz" e "faixa de dados".

2. O FDM probabilístico:

Semelhante ao FDM determinístico, diferindo apenas que os canais não são de uso exclusivo, e o equipamento usado (multiplex) tem um processamento próprio para poder identificar a utilização ou não de um canal e alocar nele uma informação que está para ser enviada. É mais eficiente que o FDM determinístico, pois não haverá sub-utilização de

canais por falta de informação, permitindo assim um melhor uso do meio de transmissão. É muito usado em sistemas telefônicos e sistemas de teleprocessamento.

3. O TDM determinístico

Neste processo de multiplexação, a divisão é feita por canais ("slots") de tempo. Assim diversos canais de entrada são amostrados, com uma frequência que obedeça ao princípio de Nyquist, e suas amostras alocadas nos canais de tempo. Este processo, junto com o TDM estatístico é o mais moderno e atualmente são amplamente utilizados nos sistemas telefônicos e telemáticos. Este processo é uma extensão natural do PAM, e é a forma de multiplexação utilizada na segunda versão do DATVOX.

O teorema da amostragem mostra a possibilidade de se transmitir toda a informação de um sinal contínuo transmitindo apenas amostras em intervalos regulares. Como estas amostras ocupam o canal por apenas alguns instantes, é possível transmitir vários sinais simultaneamente. A própria frequência de amostragem passa a se comportar como portadora, se for utilizado um dos canais para transmitir um pulso de sincronismo, ele terá f_a/n [Hz], onde f_a é a frequência de amostragem e n é o número de canais. Com o uso de um PLL é possível recuperar f_a sincrona e coerentemente, e com o uso de um filtro passa-baixas na saída de cada canal recupera-se o sinal $f(t)$.

A largura de faixa necessária para a passagem de n sinais será de $BW = 2 * BW_c * n$ onde BW_c é a largura de faixa de cada canal.

No caso do DATVOX da segunda versão $BW_c = 40 \text{ Hz}$ e $BW = 2 * 7 * 40 = 560 \text{ Hz}$.

4. O TDM estatístico.

Semelhante ao TDM determinístico, diferindo apenas que os canais não são de uso exclusivo, e o equipamento usado (multiplex) tem um processamento próprio para poder identificar a utilização ou não de um canal e alocar nele uma informação que está para ser enviada. É mais eficiente que o TDM determinístico, pois não haverá sub-utilização de canais por falta de informação, permitindo assim um melhor uso do meio de transmissão.

1.4.8. - As formas de transmissão

Em telecomunicações tem-se três tipos de formas de transmissão de sinais, todos eles usam consagradamente termos anglo-saxônicos para suas denominações. São eles:

1.4.8.1. - Simplex

Processo no qual a informação, ou a maior parte dela, flui em somente um sentido, como são os processos de radiodifusão comercial em nas faixas de HF e VHF por atmosfera ou cabos coaxiais, alguns sistemas de telemetria e rádio-farol para auxílio à rádio-navegação, bem como em certos sistemas computacionais onde não há necessidade de interatividade com o receptor.

1.4.8.2. - Half-duplex

A informação flui em dois sentidos, porém cada uma tem a sua vez de usar o canal. É o caso dos sistemas de radio-comunicação dos Serviços Limitado Privado, Serviço de Radioamador e Rádio-Cidadão, bem como sistemas telemáticos tais quais os de terminais de serviços bancários ou sistemas de segurança controlados por computador.

1.4.8.3. - Full-duplex

A informação flui nos dois sentidos e ao mesmo tempo, sem misturar-se ou interferir-se. É o caso dos sistemas telefônicos e sistemas telemáticos onde são necessários grandes intercâmbios de informações.

As informações podem também ser transmitidas a "dois" ou "quatro fios".

As transmissões simplex e half-duplex são transmitidas a dois fios, mas em full-duplex, devido à necessidade de transmitir nos dois sentidos a transmissão é a quatro fios ou então se vale de algum processo para a transformação de quatro para dois fios e vice-versa. Esta transformação

pode ser feita com a bobina híbrida, componente passivo, que além da transformação, garante também o casamento de impedâncias. Seu princípio de funcionamento será visto a seguir:

1.4.9. - A bobina híbrida.

No caso de se utilizar telefonia fixa, este circuito será imprescindível.

Este componente foi o que viabilizou a telefonia, pois transforma o telefone de quatro para dois fios, fazendo com que a informação possa fluir em dois sentidos de transmissão, sem que a que flui de um lado para o outro interfira na que vem em sentido contrário. Ela também casa a impedância de saída do telefone com a da linha de transmissão, garantindo assim não haver perda por descasamento de impedância, o que criaria problemas de queda do sinal e onda estacionária na linha de transmissão. Seu princípio é o de um transformador, por isto mesmo também chamada de bobina de indução, ou transformador híbrido.[11].

Seu esquema básico está mostrado abaixo:

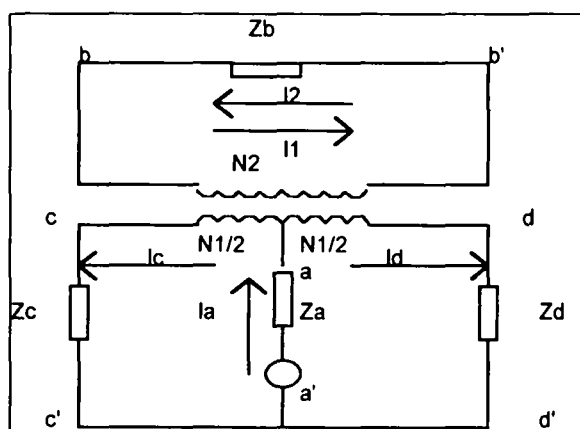


Fig. nº 27 Esquema básico de uma bobina híbrida com excitação série com Z_a

Para se compreender seu funcionamento, deve-se excitar a bobina em um dos pares de terminais e ver o resultado nos outros três. São, portanto, quatro casos:

1. - Excitação em série com a impedância Z_a

Nos sistemas telefônicos, tem-se:

- 1) $Z_c = Z_d$
- 2) $N_1 = N_2$

Caso prático nos equipamentos telefônicos e transformadores de dois para quatro fios.

Sendo assim, as correntes I_c e I_d são idênticas:

$$I_a = I_c + I_d$$

$$I_c = I_d$$

Desta forma, a corrente induzida no secundário é nula, pois I_1 e I_2 são de mesma amplitude porém de sentido contrários, portanto a corrente I_b , que é a corrente em Z_b , é igual a zero.

$$I_b = 0$$

Percebe-se que não terá impedância transferida do secundário para o primário, assim, de forma ideal, o circuito se resume a:

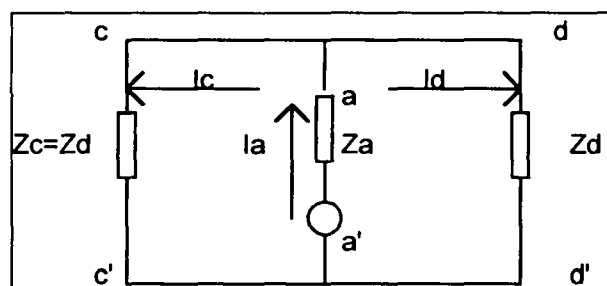


Fig. nº 28 Simplificação do circuito da bobina híbrida

Para a máxima transferência de potência é necessário ter:

$$Z_a = Z_c // Z_d \tag{1.43}$$

o que implica em:

$$Z_a = \frac{Z_a}{2} \quad (1.44)$$

ou seja, a potência fornecida pela fonte em a' é dividida em duas partes iguais. Assim sendo:

$$P_a = I_a^2 * Z_a \quad (1.45)$$

$$P_b = I_b^2 * Z_b \quad (1.46)$$

$$P_c = I_c^2 * Z_c \quad (1.47)$$

$$P_d = I_d^2 * Z_d \quad (1.48)$$

A partir daí, a atenuação que existe entre os pontos aa' e bb' pode ser dada por:

$$A_{ab} = 10 * \log \frac{P_a}{P_b} = 10 * \log \frac{I_a^2 * Z_a}{I_b^2 * Z_b} \quad (1.49)$$

como:

$$I_a^2 * Z_a = 0$$

tem-se, então:

$$A_{ab} = 10 * \log \infty \quad (1.50)$$

Analisando a expressão (1.50) pode-se dizer que idealmente a atenuação entre os pontos aa' e bb' é infinita. Em termos práticos, quanto maior for esta atenuação, mais perfeita será a bobina.

Aplicando o mesmo raciocínio para os pontos aa' e cc', tem-se:

$$A_{ac} = 10 * \log \frac{P_a}{P_c} = 10 * \log \frac{I_a^2 * Z_a}{I_c^2 * Z_c} \quad (1.51)$$

$$A_{ab} = 10 * \log \frac{I_a^2 * \frac{Z_c}{2}}{\frac{I_a^2}{2} * Z_c} \quad (1.52)$$

daí tiramos que:

$$A_{ab} = 10 * \log 2 = 3 [dB] \quad (1.53)$$

De maneira análoga, pode-se dizer que a atenuação entre os pontos aa' e dd' é dada por:

$$A_{ad} = 10 * \log 2 = 3 [dB] \quad (1.54)$$

ou seja, a potência entre os pontos aa' se divide em duas partes iguais entre cc' e dd' . Quando obtem-se na prática estas condições ideais, dizemos que a bobina está equilibrada.[11]

2. Excitação em série com a impedância Zb

Neste caso, o circuito se modifica para:

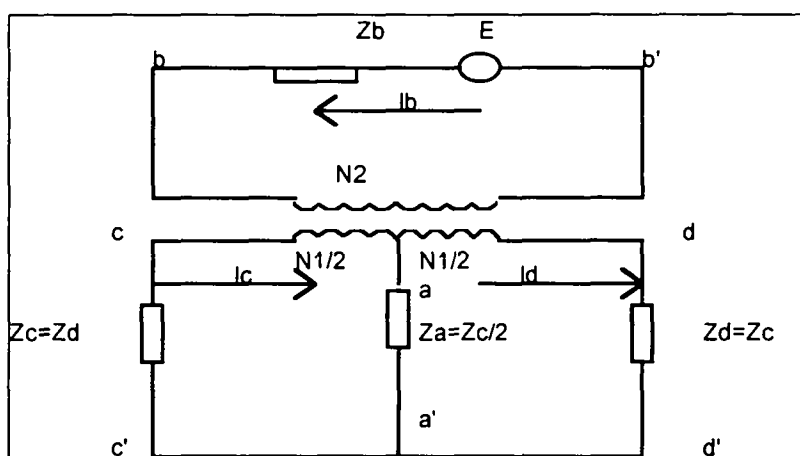


Fig. nº 29 Bobina híbrida com excitação série com a impedância Zb

Neste caso pode-se redesenhar o primário:

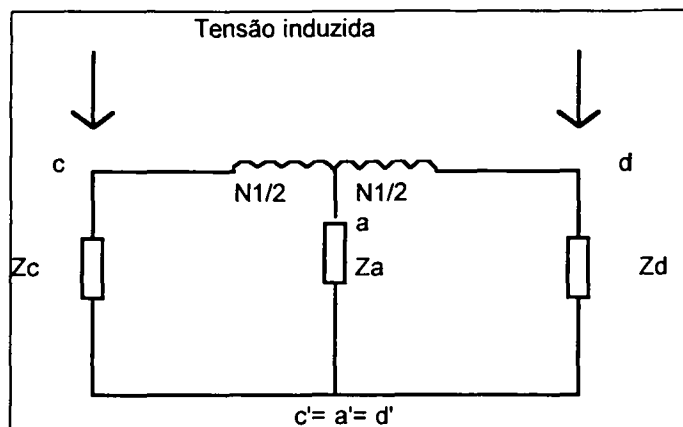


Fig. nº 30 Primário de uma bobina híbrida excitada em série a Zb

Nota-se perfeitamente que o circuito acima é uma ponta equilibrada, portanto a corrente I_a é nula $I_a = 0$, sendo que então pode-se considerar como circuito aberto os pontos aa', assim o circuito simplificado seria:

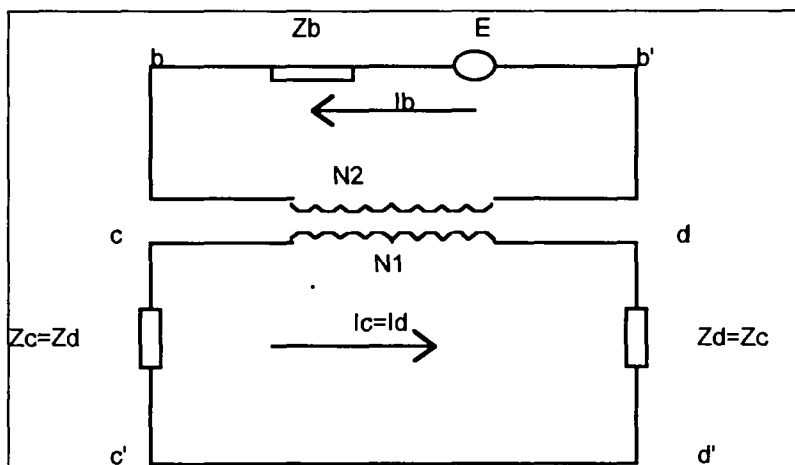


Fig. nº 31 Circuito simplificado de uma bobina híbrida excitada em série com Zb

Conclui-se que a impedância transferida do primário para o secundário é dada por:

$$Z_{12} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) * (Z_c + Z_d) = Z_c + Z_d \quad (1.55)$$

ou seja, está se adicionando no secundário uma impedância igual à soma das impedâncias Z_c e Z_d .

Desta forma o secundário fica:

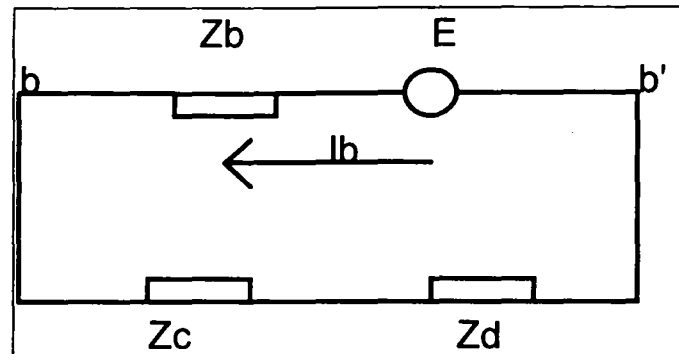


Fig. nº 32 Simplificação do secundário

Para a máxima transferência de potência é necessário que:

$$Z_b = Z_{12} = Z_c + Z_d = 2 * Z_c \quad (1.56)$$

As potências seriam:

$$P_a = I_a^2 * Z_a = 0 \quad (1.57)$$

$$P_b = I_b^2 * Z_b = 0 \quad (1.58)$$

$$P_c = I_c^2 * Z_c = 0 \quad (1.59)$$

$$P_d = I_d^2 * Z_d = 0 \quad (1.60)$$

A atenuação entre os pontos bb' e aa' é:

$$A_{ab} = 10 \cdot \log \frac{P_b}{P_a} = 10 \cdot \log \frac{I_b^2 * Z_b}{0} = \infty \quad (1.61)$$

As atenuações entre os pontos bb' e cc' ou dd' são dadas por:

$$A_{bc} = 10 \cdot \log \frac{P_b}{P_c} = 10 \cdot \log \frac{P_b}{P_c} = 10 \cdot \log 2 = 3 [dB] \quad (1.62)$$

Ou seja, no caso ideal a potência fornecida pela fonte de excitação colocada entre os pontos bb' é dividida em duas partes iguais entre os pontos cc' e dd'.

3. Excitação em série com a impedância Z_c

Neste caso o circuito fica:

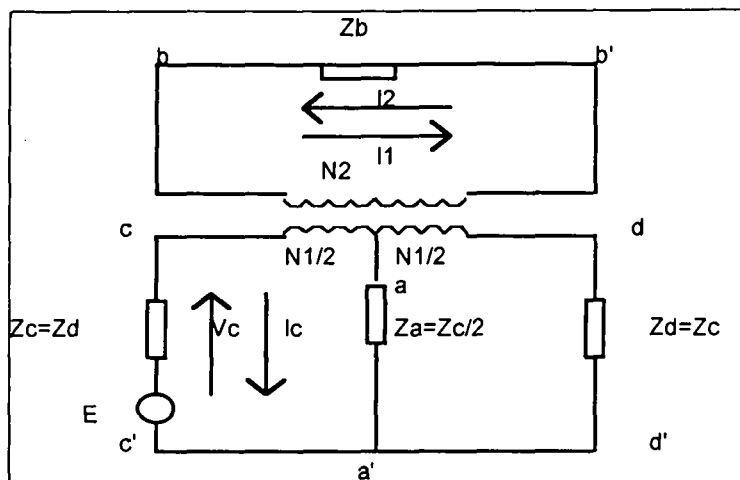


Fig. nº 33 Bobina híbrida excitada em série com a impedância Z_c .

De acordo com a figura acima pode-se dizer que a impedância refletida no secundário para cada parte do primário é:

$$Z_{12} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 * Z_b = \frac{Z_b}{4} \quad (1.63)$$

Utilizando o mesmo raciocínio aplicado para obter a equação (1.56):

$$Z_{21} = \frac{Z_c}{2} = Z_a \quad (1.64)$$

O circuito pode ser simplificado, ficando assim:

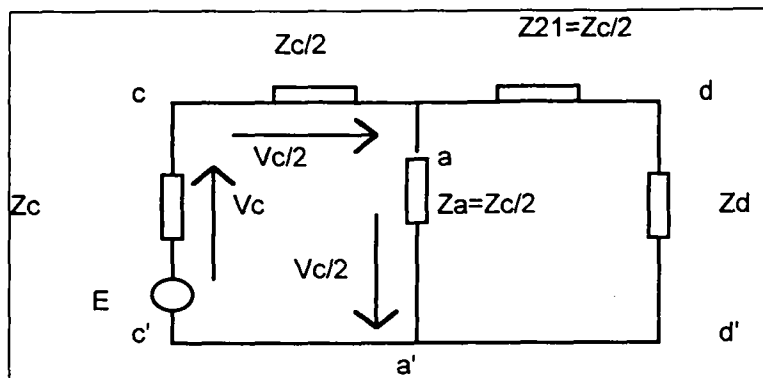


Fig. nº 34 Circuito equivalente do primário

As potências ficam, assim:

$$P_a = I_c^2 * Z_a = I_c^2 \frac{Z_c}{2} \quad (1.65)$$

$$P_b = I_c^2 * Z_{21} = I_c^2 \frac{Z_c}{2} \quad (1.66)$$

$$P_c = I_c^2 * Z_c \quad (1.67)$$

$$P_d = I_d^2 * Z_d = 0 \quad (1.68)$$

Assim, as atenuações serão:

$$A_{cd} = 10 \cdot \log \frac{P_c}{P_d} = 10 \cdot \log \frac{P_c}{0} = \infty \quad (1.69)$$

As atenuações entre os pontos bb' e cc' ou dd' são dadas por:

$$A_{cb} = 10 \cdot \log \frac{P_c}{P_b} = 10 \cdot \log \frac{P_c}{P_a} = 10 \cdot \log 2 = 3 \text{ [dB]} \quad (1.70)$$

Desta forma, nas condições ideais de transformação, a potência fornecida pela fonte de excitação em cc' é dividida em duas partes iguais entre os pontos bb' e aa'.

4. Excitação em série com a impedância Z_d

O raciocínio é idêntico ao desenvolvido no item 3 acima.

A potência fornecida pela fonte entre dd' é dividida em duas partes iguais entre os pontos bb' e aa' .

1.5. - Proposição

O DATVOX é um modem multicanal, com canal de fonia simultânea em "full-duplex" e sete canais de dados em "simplex", com modulação PAM multiplexada em TDM com um canal de sincronismo, para a transmissão de sinais biológicos em tempo real ou não.

O sistema servirá como base para projetos posteriores que utilizarão rádio-freqüência, para propiciar a mobilidade necessária em casos de acidentes e a total desvinculação do sistema telefônico, em geral não disponível nos locais de acidentes, podendo entretanto utilizar desde já o sistema de telefonia móvel celular.

Servirá como parte de um sistema que poderá vir a integrar em um só equipamento a aquisição de dados, o envio, a recepção em um centro médico e a visualização e/ou gravação dos sinais.

2. - Metodologia

2.1. - O funcionamento do DATVOX

O DATVOX, é um "modem", ou seja um sistema modulador/demodulador, que tem nove canais de informação multiplexados em TDM, sendo que existe um canal de fonia, em full-duplex, sete canais de dados operando de forma simplex, sendo estes últimos modulados em PAM e um canal de sincronismo também operando de forma simplex.

É um equipamento para ser usado no lugar de um telefone comum ligado aos pares trançados instalados pelas concessionárias do serviço de telefonia. Ou via telefonia celular, o que lhe proporciona mobilidade e maior simplicidade pois pode ser injetado nas entradas dos sistemas de "viva voz" dos celulares, não necessitando neste caso de bobina híbrida.

Seu esquema básico é mostrado a seguir.

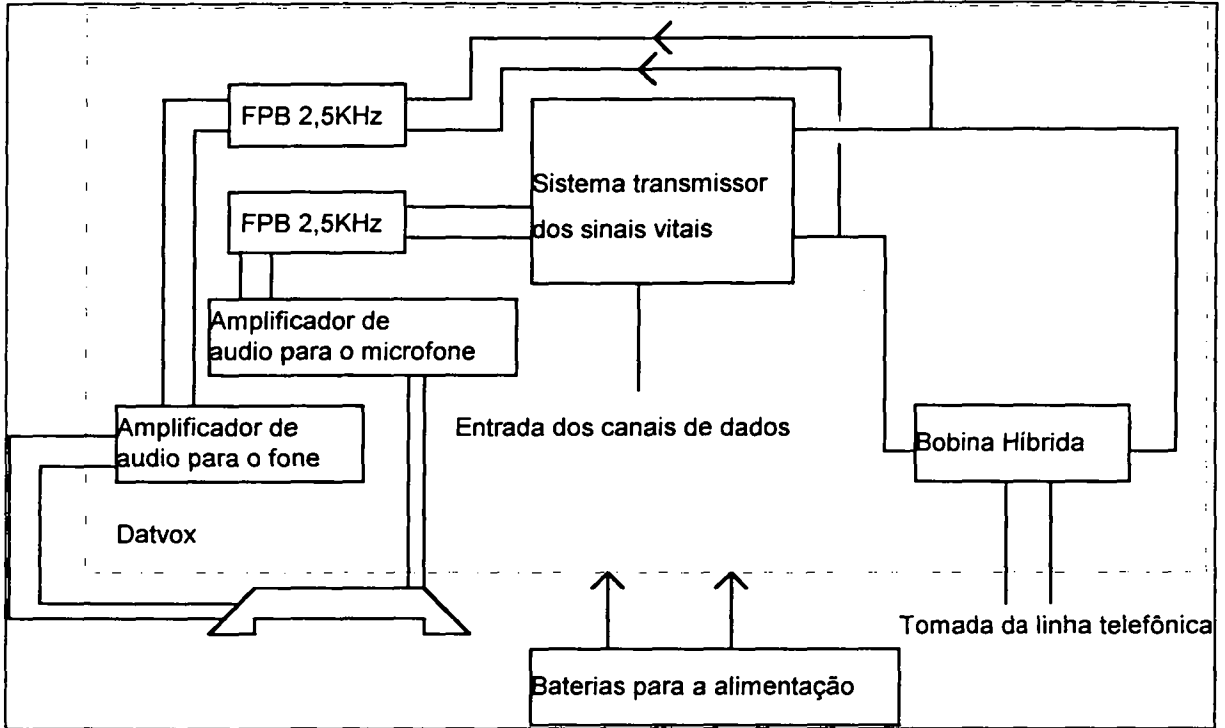


Fig. nº 35 Esquema básico do transmissor do DATVOX para linha fixa

Como se trata de uma transmissão simplex, tem-se abaixo o sistema receptor:

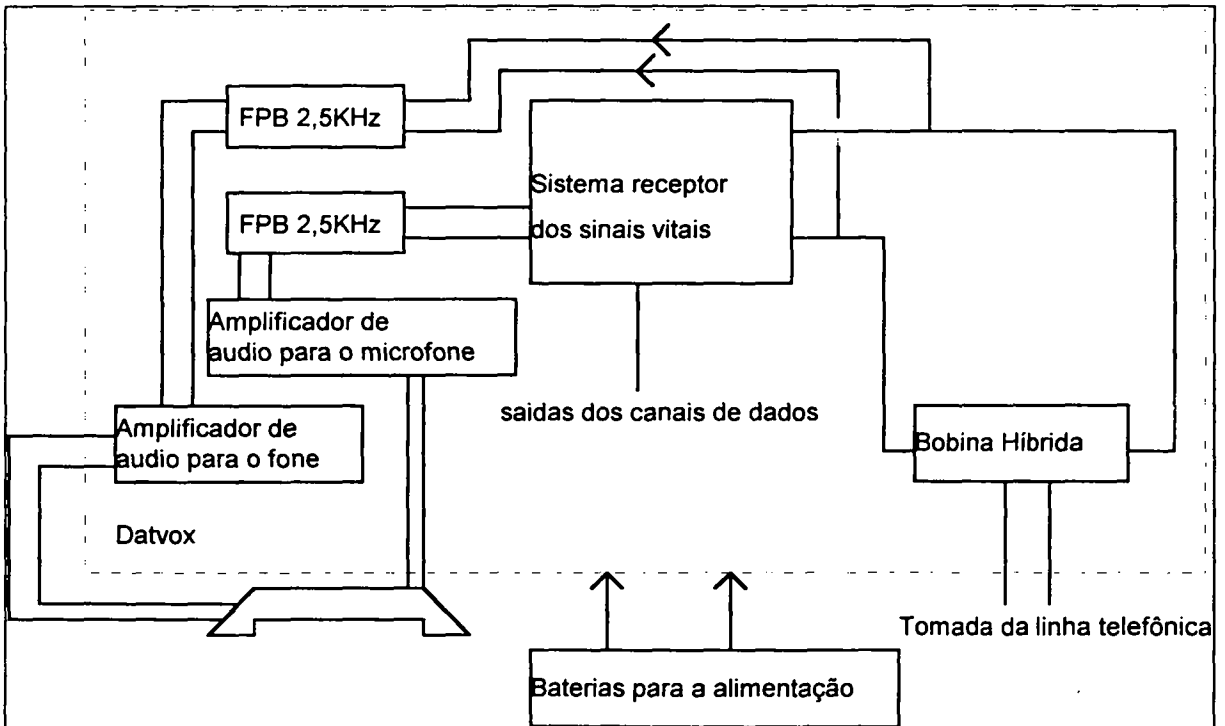


Fig. nº 36 Esquema básico do receptor do DATVOX para linha fixa

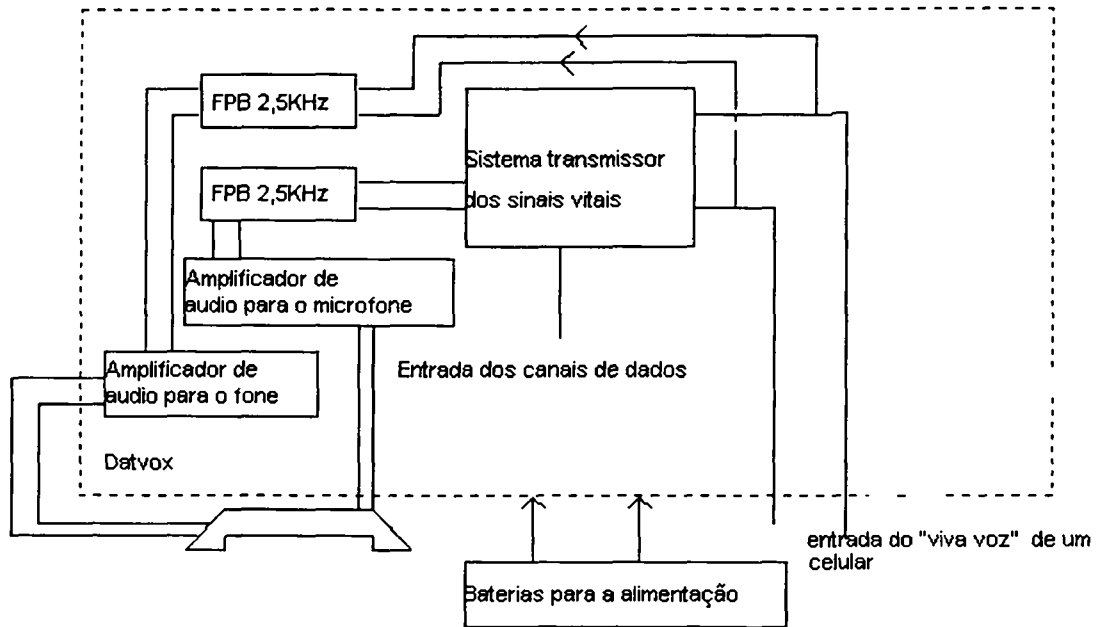


Fig. nº 37 Esquema básico do transmissor do DATVOX para linha celular

Como se trata de uma transmissão simplex, tem-se abaixo o sistema receptor:

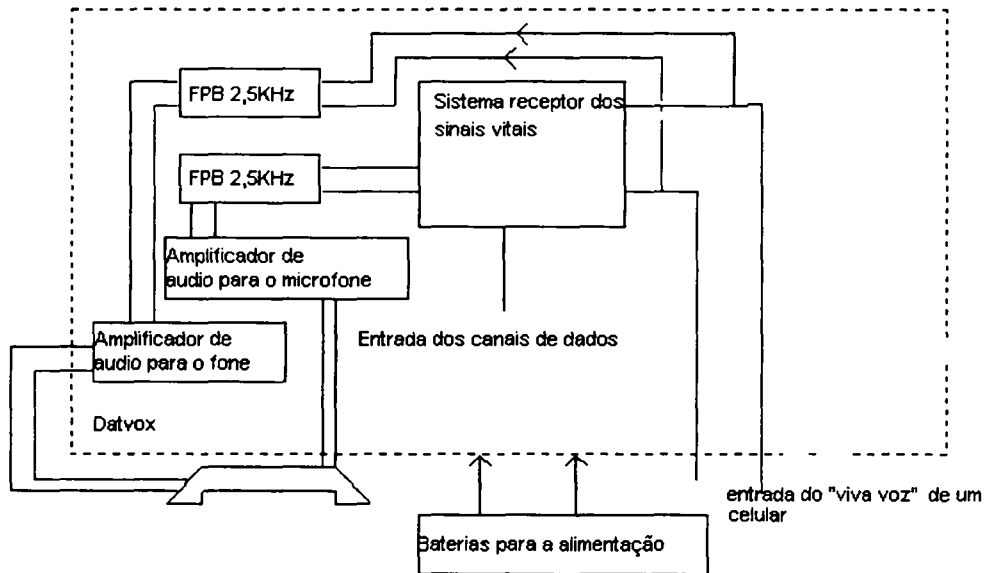


Fig. nº 38 Esquema básico do receptor do DATVOX para linha celular

Nesta parte será exposto como funciona o equipamento, o qual pode ser dividido em três partes básicas, a saber:

1. O sistema transmissor de dados
2. O sistema receptor de dados
3. Os filtros das bandas de voz e telefônica.

Esta parte será vista as duas versões do DATVOX, a FDM-QAM ou primeira versão e a PAM-TDM ou segunda versão.

2.1.1. - O sistema transmissor de dados da primeira versão.

Ele admite a entrada de seis canais de dados, os quais são modulados em quadratura nas três portadoras geradas a partir de um oscilador mestre do tipo Colpitts a cristal e passadas por três divisores programáveis de frequência do tipo 4059, cada um entregando uma frequência portadora de um canal.

Logo após o divisor observa-se o defasador de 90° , que divide a onda quadrada por quatro, e é formado por um integrado do tipo 4027, "Flip-Flop" do tipo D. Como pode ser observado no diagrama de blocos de dois canais na figura. nº 41.

Na saída destes defasadores tem-se uma onda quadrada que, pelas características do meio que irá ser usado, não interessa. Portanto torna-se necessário uma filtragem para obter a primeira harmônica, esta sim uma onda senoidal. A análise de Fourier mostra que uma onda quadrada é formada pela soma de infinitas harmônicas senoidais de ordem ímpar. Para tanto foi necessário o projeto de um filtro ativo passa baixa com a aproximação de Butterworth e montado em uma estrutura Sallen-Key que pode ser observada a seguir:

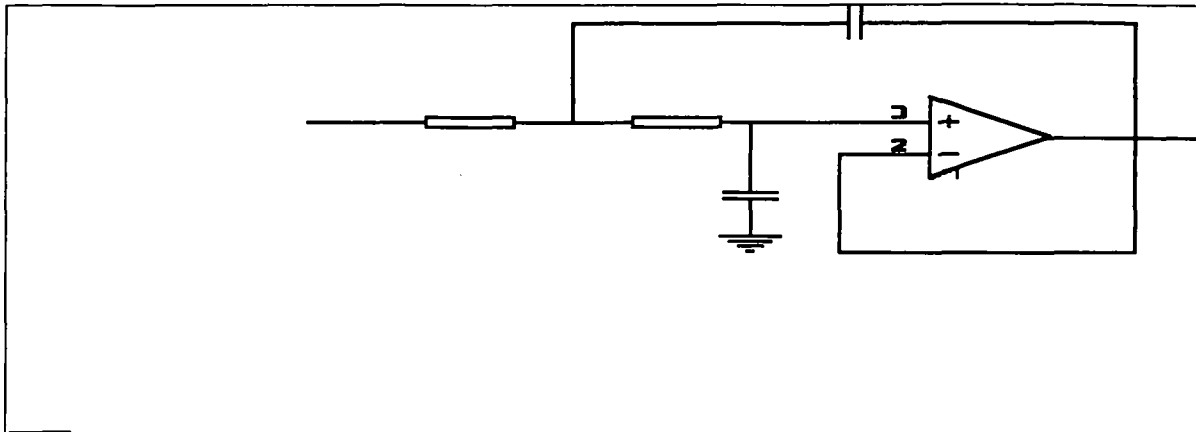


Fig. nº 39 Estrutura Sallen-Key passa baixa

Em cada portadora tem-se dois canais independentes, sendo que são modulados de formas diferentes, um em AM-DSB-SC e outro em AM-DSB-RC para facilitar o processo de demodulação. A modulação é feita em moduladores balanceados do tipo "célula Gilbert", MC-1496P de 14 pinos. Este circuito integrado possui grande rejeição entre portadora e sinal modulante. A supressão da primeira chega a atingir 50 [dB] a 10 [MHz] sem nenhum outro circuito externo.

Este componente apresenta em seu interior três amplificadores diferenciais interligados de tal forma que propicia na saída o produto de dois sinais de entrada. Para uma rápida análise, será considerado a entrada de dois sinais senoidais, V_p e V_s , que respeitando o princípio de Nyquist serão:

$$V_p = \cos \omega_p \text{ e } V_s = \cos \omega_s \text{ com } \omega_p \geq 2 * \omega_s$$

A entrada de portadora possui dois amplificadores diferenciais, com "casamento cruzado" de seus coletores, que são levados para a saturação pelo cruzamento de zero da portadora. O

signal modulante, com uma baixa amplitude, é injetado no terceiro amplificador diferencial. A saída torna-se:

$$V_{saída} = E_s * E_p * [\cos(\omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_p - \omega_s)t] \quad (1.71)$$

Na saída aparecem além da soma e diferença dos dois sinais senoidais, também as harmônicas da portadora.

O esquema interno do MC-1496P está mostrado a seguir.

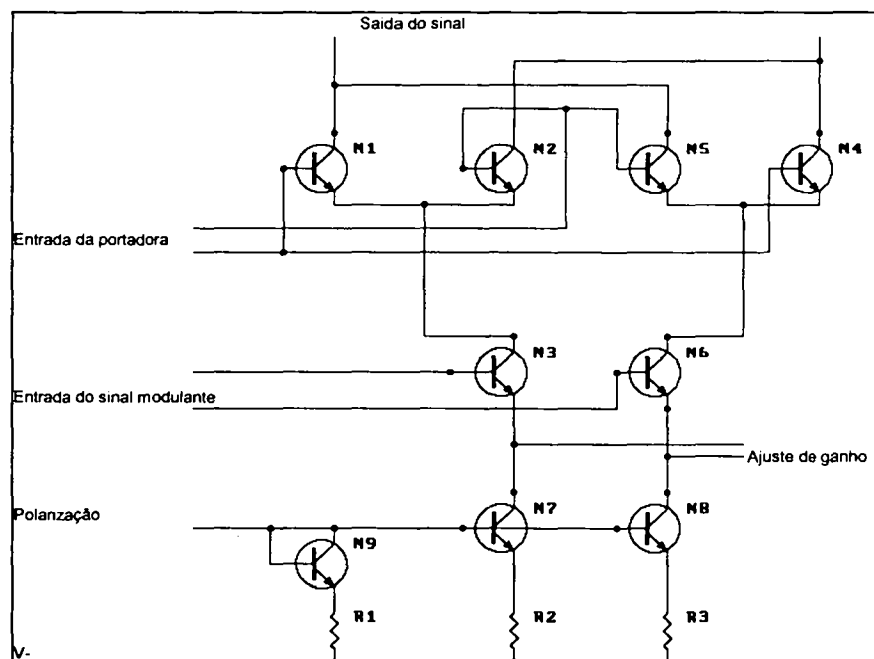


Fig. nº 40 Modulador balanceado MC-1496-P ou MC-1496-G

Após a saída do modulador, os sinais são injetados em um Amplificador Operacional do tipo LM-380 para que tenhamos uma amplitude maior na saída do sistema, pois o descasamento de impedância entre o sistema e a bobina híbrida implica em uma grande queda da amplitude do

sinal. A bobina híbrida se presta para a transformação de sinais de quatro para dois fios e garante a impedância de saída em 600Ω , obrigatória segundo a regra do CCITT.

O esquema básico do transmissor é mostrado abaixo:

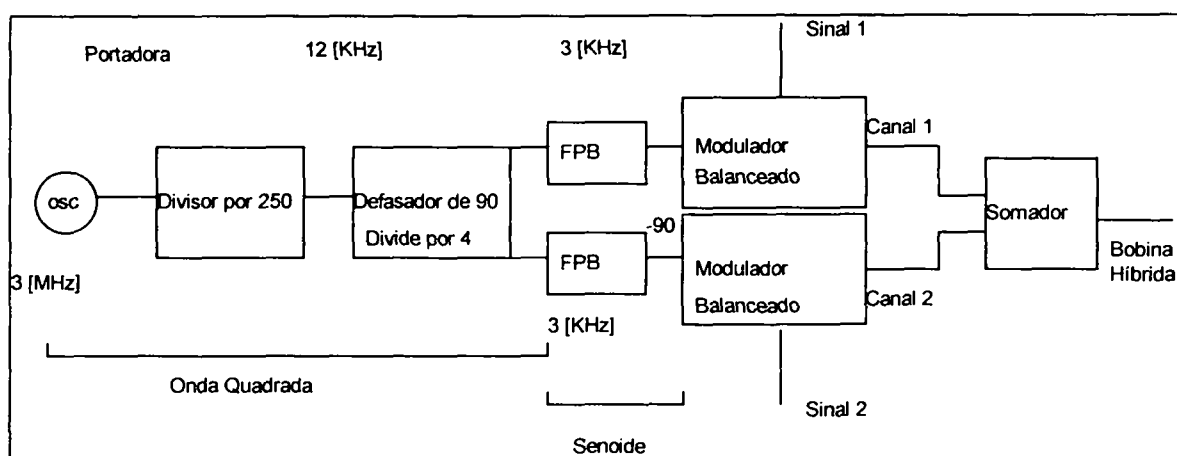


Fig. nº 41 Diagrama de blocos de dois canais de transmissão do DATVOX da 1ª versão.

2.1.2. - O Sistema receptor de dados da primeira versão.

Esta parte admitirá uma entrada comum aos sete canais de dados, separando-os uns dos outros, e então demodulando os seis canais de dados vitais, entregando-os para serem injetados em uma placa de aquisição que os digitalize e apresente em um polígrafo virtual[13] ou a algum equipamento que permita a visualização e ou gravação destes para posterior estudo.[14]

O sistema abaixo mostra como:

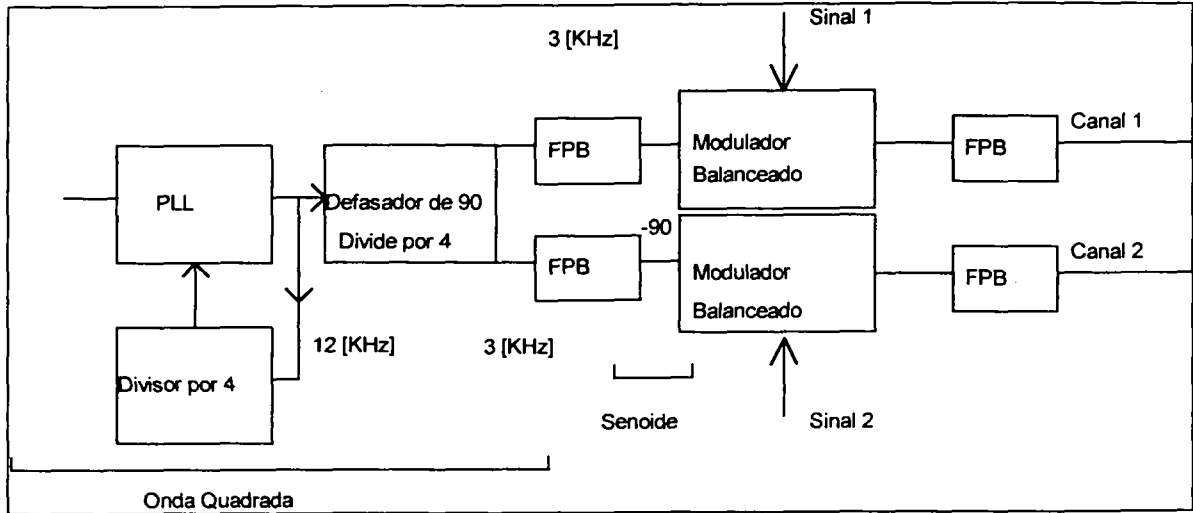


Fig. n° 42 Diagrama de blocos de dois canais do sistema de recepção do DATVOX 1° versão.

O sinal de entrada, vindo da bobina híbrida, é injetado no PLL ("Phase Locked Loop") para que a partir da portadora reduzida se obtenha a portadora local.

Um "Phase Locked Loop" é um sistema realimentado compreendendo um comparador de fase (CF), um filtro passa baixa (FPB), um amplificador de erro (AE), e um oscilador variável com tensão (VCO - "Voltage Controlled Oscillator") que recebe a tensão de erro do amplificador e fecha a realimentação. Como pode ser observado no diagrama de bloco abaixo.

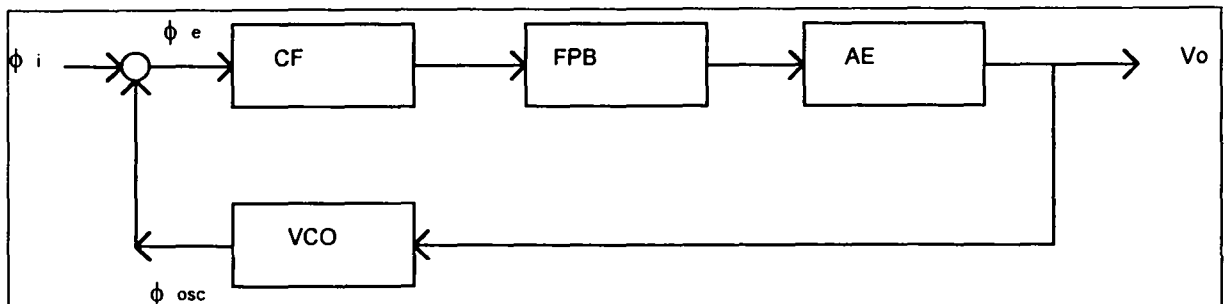


Fig. n ° 43 Diagrama de blocos de um PLL.

Ao se aplicar um sinal no sistema, este é comparado ao gerado pelo VCO. Se houver uma diferença de fase ou frequência o comparador de fase gera uma tensão de erro, que força o VCO a variar a frequência para reduzi-la. Sem sinal, o VCO opera numa determinada frequência f_r chamada de "free-running frequency".

Uma vez em "lock" a frequência do VCO é idêntica à do sinal de entrada, exceto por uma diferença de fase finita que é necessária para gerar uma tensão de erro corretiva para mudar a frequência do VCO de f_o para f_i e manter o PLL em "lock".

É esta habilidade de se corrigir que permite ao PLL seguir as mudanças de frequência do sinal de entrada, uma vez em "lock". A faixa de variação de f_o a f_i é chamada de faixa de travamento ("lock range") do sistema. A banda sobre a qual o PLL pode adquirir uma trava ("lock") é chamada de faixa de captura ("capture range") e sempre é menor que a faixa de travamento. O comparador de fase é um misturador onde ocorre o batimento de duas frequências, resultando na soma e na subtração das duas. Quando em "lock" o comparador gera o dobro e zero, assim, na saída do comparador consta apenas uma componente. O FPB remove a frequência de soma, mas passa a componente dc, a qual é amplificada e injetada no VCO. Quando em "lock" a componente da frequência diferença é sempre dc, assim a faixa de "lock" é independente da banda do FPB.

Como as entradas de um PLL são as de um amplificador diferencial, no qual há a comparação de dois sinais; um o de entrada, e outro o gerado em um VCO ; fica claro a necessidade de que um dos sinais de cada uma das três portadoras seja modulado em AM-DSB-SC, pois de outra forma, o VCO não conseguiria travar em uma frequência, devido à diferença de 90° , a qual garante a existência de dois canais em cada portadora.

É preciso, entretanto, defasar de 90° este sinal gerado no PLL, e para tanto ele deverá ser o quádruplo do valor das portadoras, pois o defasador divide por quatro o sinal passado por ele.

Desta forma o VCO do PLL é projetado para oscilar em uma frequência quatro vezes superior à de entrada, e usa-se um divisor por quatro para garantir o sincronismo entre a frequência de base, a qual é a portadora reduzida transportada pela linha telefônica, e a gerada no VCO e injetada na outra entrada do PLL. Este circuito é muito comum em rádio-comunicação, onde é chamado de sintetizador de frequência e tem seu uso desde as faixas de HF até SHF.[8]

No projeto foi usado o integrado 4046B, PLL em tecnologia CMOS.

Após serem geradas no VCO e defasadas nos "Flip-Flops" as portadoras serão ondas quadradas e necessitarão serem filtradas para se obter a primeira harmônica. Somente então as portadoras são injetadas nos moduladores balanceados para a detecção síncrona. Note-se que as portadoras geradas desta forma são síncronas e coerentes com as geradas na transmissão. Os sinais que são injetados nos moduladores são da mesma fonte que os injetados no PLL, ou seja, da saída da bobina híbrida.

A existência de filtros passa baixa nas saídas dos moduladores balanceados é explicada pela grande amplitude que tem a segunda harmônica do sinal modulado, a qual foi gerada na demodulação síncrona. A mesma estrutura usada para filtrar a primeira harmônica das ondas quadradas após a divisão e defasagem é utilizada aqui para retirar a segunda harmônica da portadora.

2.1.3. - O Sistema de filtros das bandas de voz e telefônica das duas versões.

Como já foi citado, as regras do CCITT exigem um canal telefônico de 4 [kHz], com faixas de guardas de 300 [Hz] no início e 600 [Hz] no fim, garantindo assim 3,1 [kHz] de banda utilizável. Necessitando assim, garantir que nada seja transmitido além dos 3,4 [kHz].

Foi necessário então o projeto de filtros que dessem alta atenuação na faixa de rejeição, aproximadamente 50 [dB]. A opção foi pela aproximação elíptica, pois é a que garante maior atenuação com menor ordem.

Considerando que o DATVOX multiplexa em frequência os sete sinais, sendo um deles o de fonia, torna-se necessário um filtro que garanta a não passagem de sinais de fonia na faixa de dados, e isto é obtido com um filtro passa baixa na frequência de 2,5 [kHz] de grande atenuação na faixa de rejeição. A escolha recaiu sobre a mesma aproximação citada acima.

Existem três maneiras práticas de se construir um filtro:

1. Com componentes passivos, usando estruturas LC (indutor/capacitor), que apresentam perdas por atenuação nos sinais filtrados. Esta estruturas remontam ao início das telecomunicações e são usadas ainda nos transmissores e receptores de rádio, devido a sua possibilidade de atuar em altas frequências e grandes potências. São os chamados filtros passivos.
2. Filtros com Amplificadores Operacionais e estruturas RC (resistor/capacitor), Estes de tecnologia desenvolvida a partir da década de 40 e hoje amplamente utilizados em instrumentação, controle e amplificação de sinais até 1[MHz] utilizando os circuitos integrados como o LM 741. São os filtros ativos contínuos, os quais foram utilizados para a obtenção das portadoras senoidais a partir das ondas quadradas.
3. Filtros a capacitor chaveado. Estes de tecnologia mais recente e amplamente utilizados nas telecomunicações e instrumentação eletrônica em geral. Foram desenvolvidos para facilitar a integração, pois os filtros ativos contínuos tem grandes problemas de integração devido às capacitâncias envolvidas e a necessidades de constantes de tempo geradas a partir de circuitos RC. Sua tecnologia se baseia no princípio de que um capacitor chaveado entre dois pontos de um circuito, a frequências suficientemente altas, equivale a um resistor entre estes mesmos pontos.

Por motivos de facilidades de projeto e não dependência de qualidade de componentes externos, os filtros foram projetados com circuitos integrados que trabalham com o princípio de chaveamento de capacitores.

Utilizando as fórmulas de manual para o projeto, pode-se observar que elas não dependem da frequência, a não ser para o cálculo da frequência de "clock" exigida para a definição da frequência de corte. Com isto os dois projetos utilizam a mesma estrutura externa de resistores só diferem na estrutura de "clock" que depende de dois divisores de frequência distintos.

Os dois projetos de filtros, o de 2,5 [kHz] e o de 3,4 [kHz] indicaram estruturas de oitava ordem, sendo que para facilitação dos cálculos e comparações, foi usado o programa PAIR [18], desenvolvido no LINSE - Laboratório de Instrumentação Eletrônica - pelo Professor Rui Seara e pelo Eng^o Fábio L. Pérez.

Foi escolhido para o projeto o integrado MF-10 ACN, da National, que possui duas células de segunda ordem em cada encapsulamento, sendo então que são necessários dois componentes cascadeados para obter cada filtro.

Seu esquema básico pode ser acompanhado abaixo:

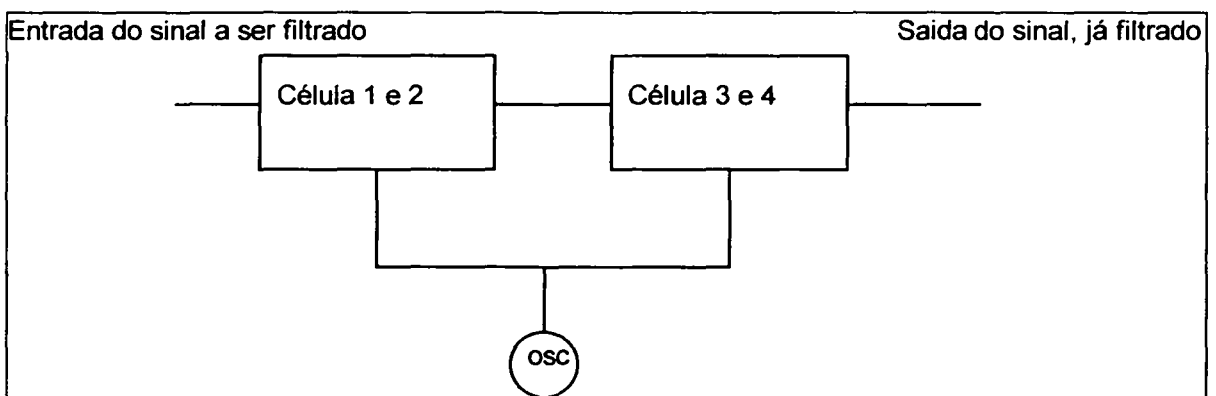


Fig. n^o 44 Esquema básico dos filtros de 2,5 e 3,4 [kHz].

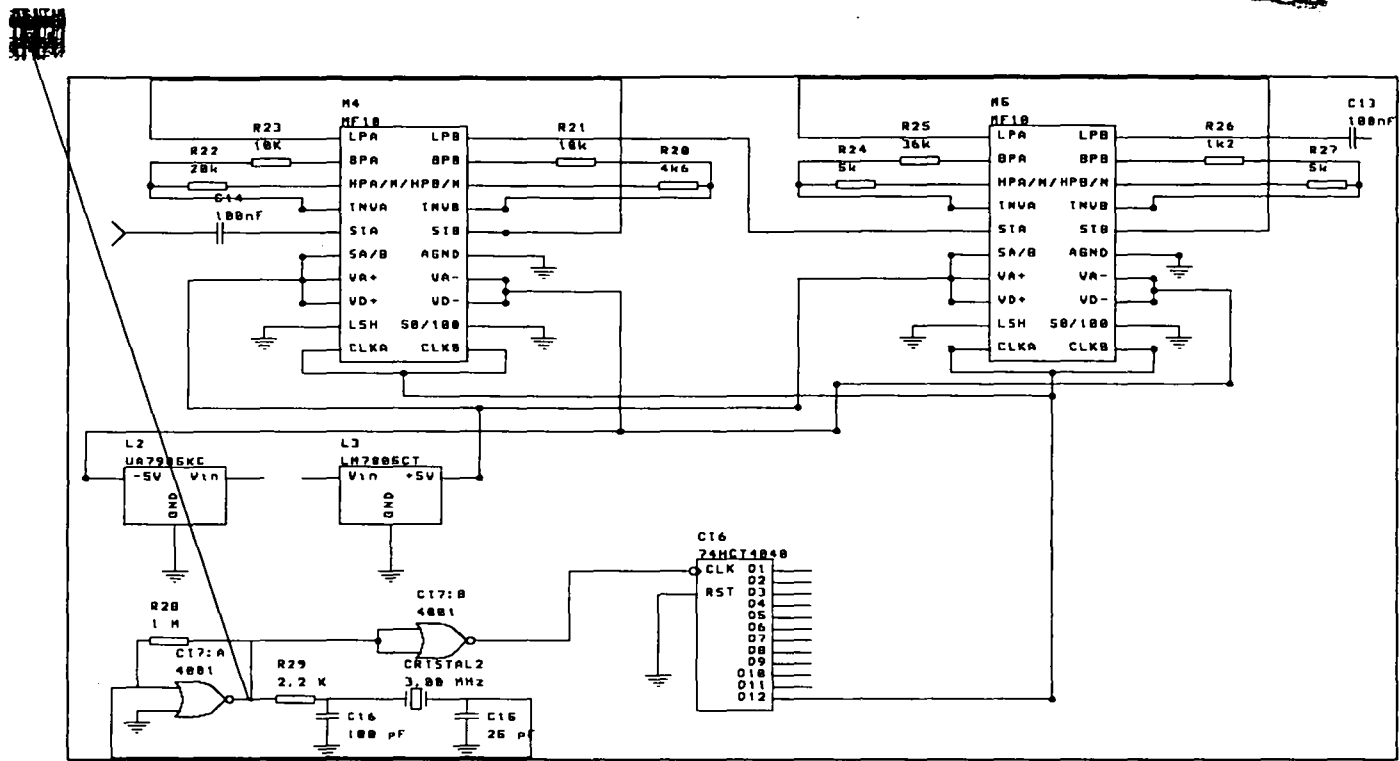


Fig. nº 45 Filtros chaveados a capacitor e oscilador com divisor de frequência

2.1.4 - O sistema transmissor de dados da segunda versão

Como foi citado anteriormente trata-se de um multiplex TDM, que por si só já é um modulador.

Foi utilizado a mesma configuração do oscilador da primeira versão, sendo seu sinal de 3 [kHz] injetado no pino de "clock" de um contador CMOS 4040, preparado para fazer contagens de 0 a 7, ou 000 a 111 em binário.

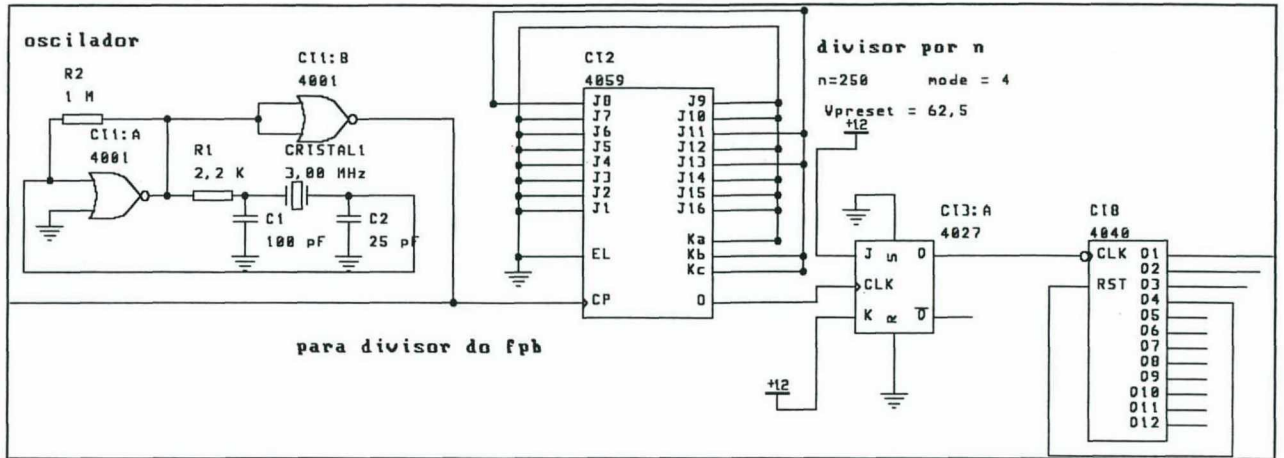


Fig. nº 46 Oscilador e gerador dos endereços para o multiplex

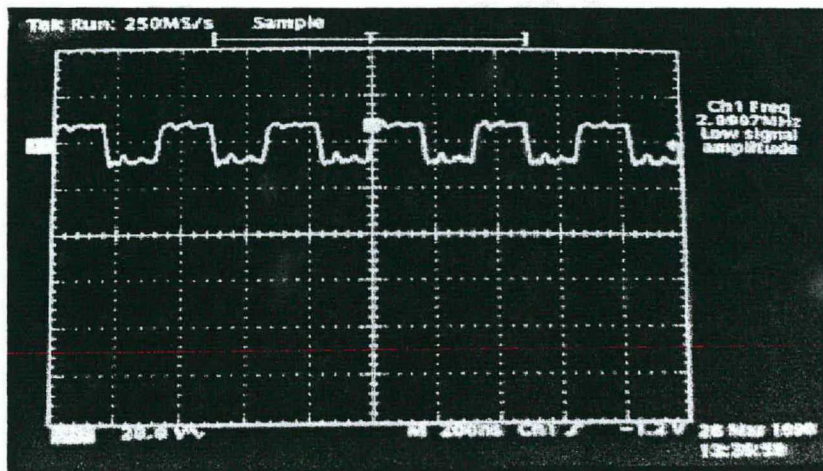


Fig. nº47 Forma de onda de 3MHz na saída do oscilador

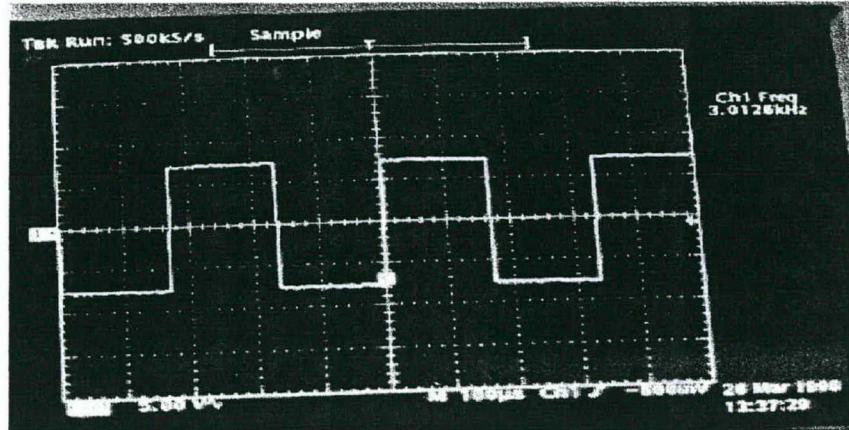


Fig. nº48 Forma de onda de 3KHz na saída do oscilador

Esta palavra digital é injetada nas portas de endereço de um C.I. CMOS multiplex tipo 4051. Sete de suas portas de entrada recebem os sinais de ECG via um amplificador operacional tipo TL-071 em configuração "buffer". A oitava porta é deixada em estado alto com uma tensão de 15 [V] para servir de sinal de sincronismo para a demodulação/demultiplexação.

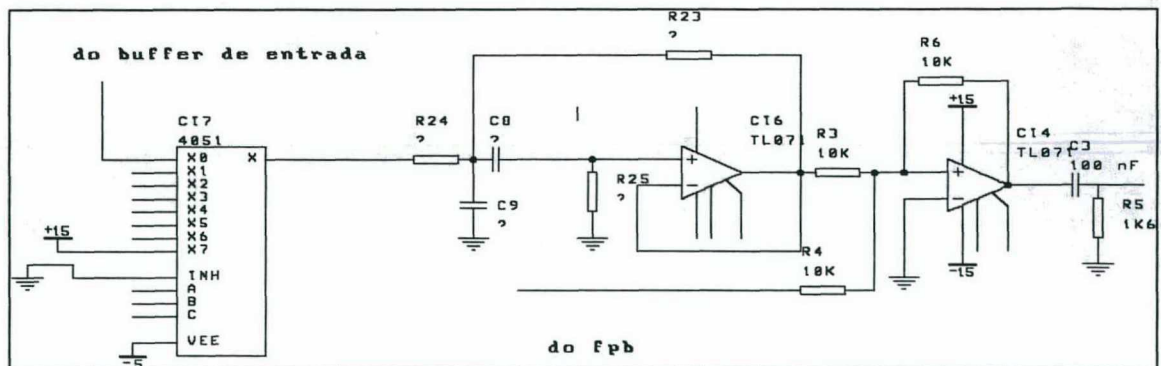


Fig. nº 49 Multiplex, filtro passa faixa e amplificador somador

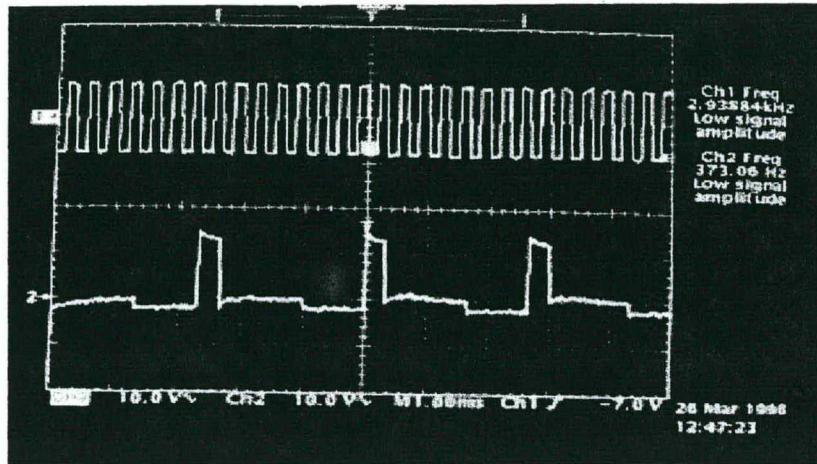


Fig. nº50 Forma de onda modulada e o sinal de “clock” no CI 4040

A saída deste conjunto é injetada em um filtro passa-faixa centrado em 3 [kHz] feito em uma estrutura Sallen-Key passa-faixa. Logo após, este sinal filtrado é injetado em uma das duas entradas de um amplificador somador, o qual entregará o sinal para a entrada de "viva-voz" de um telefone celular ou para a bobina híbrida em caso de telefonia convencional.

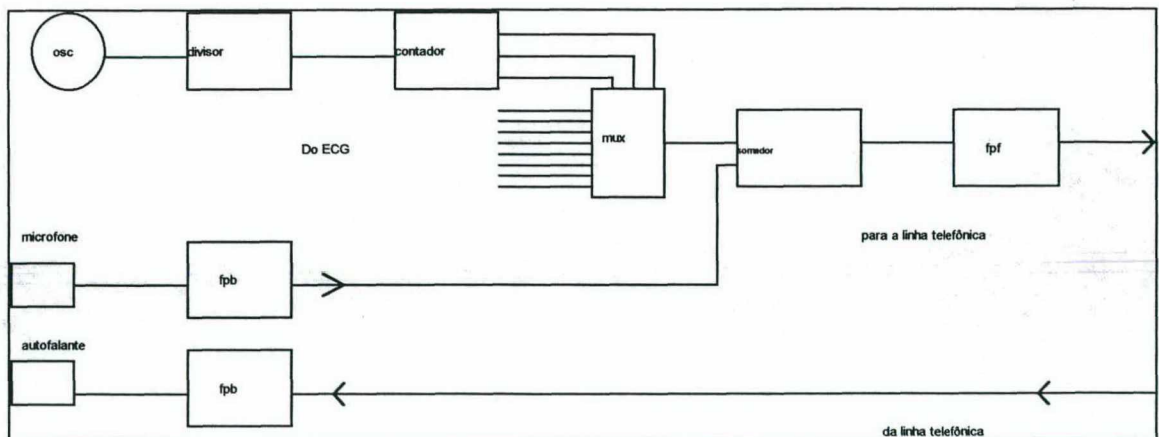


Fig. nº 51 Diagrama de blocos do transmissor da segunda versão

2.1.5. - O sistema receptor de dados da segunda versão

Trata-se de um demultiplex TDM, que por si só já é um demodulador.

Para a geração da portadora, foi utilizado um sintetizador de frequência a partir do sinal de 1/8 da frequência de modulação obtido do canal de sincronismo. O VCO está preparado para oscilar em 3 [kHz] e um divisor de frequência programado para dividir por 8, CMOS tipo 4017, realimenta o sinal na segunda entrada do PLL.

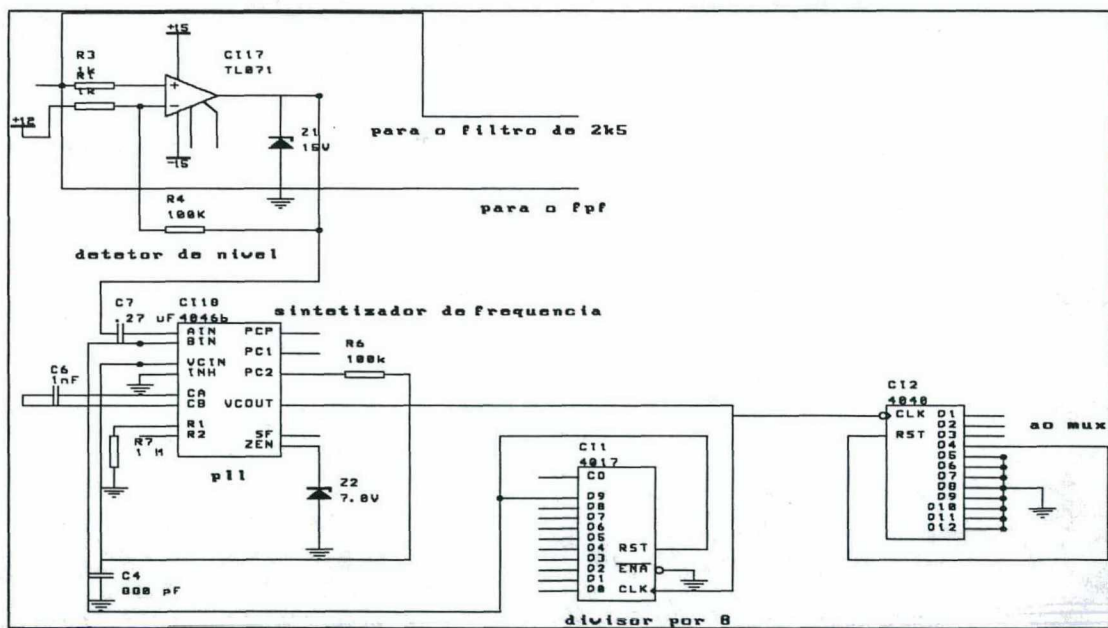


Fig. n° 52 Detetor de sincronismo e recuperação síncrona e coerente

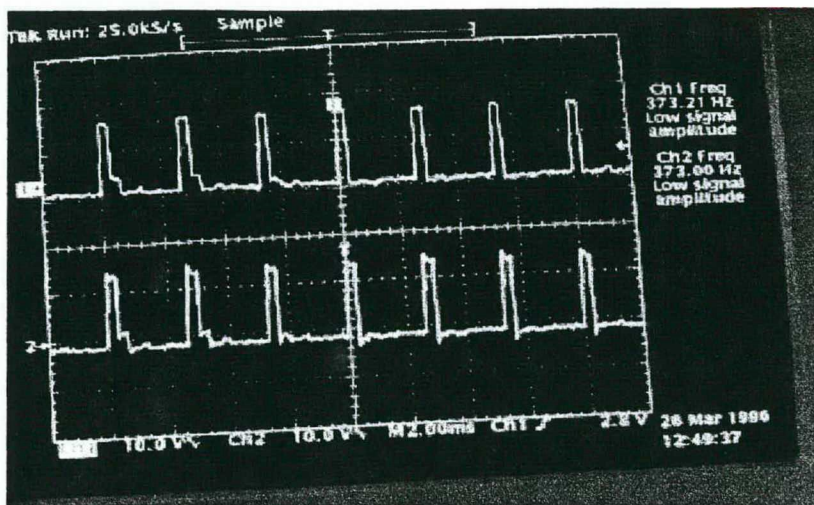


Fig. nº 53 Forma dos pulsos de sincronismo na onda modulada e na saída do detetor

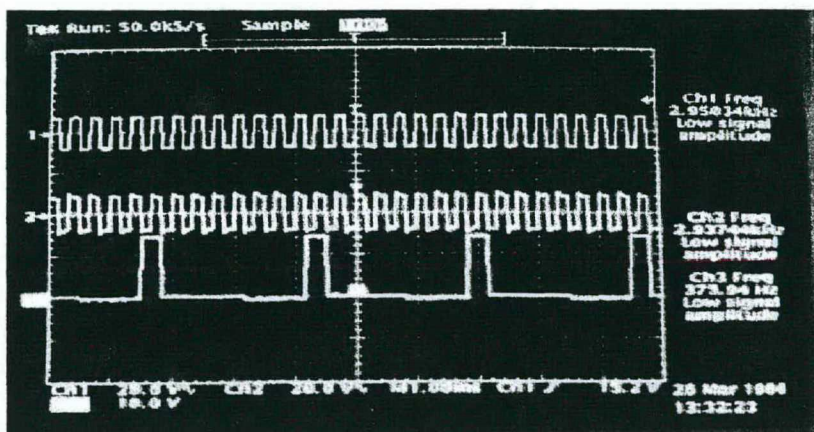


Fig. nº 54 Sinais de "clock" no transmissor, na saída do PLL e o pulso de sincronismo.

A saída do PLL, síncrona e coerente com o sinal gerado no transmissor, é injetada no "clock" de um contador CMOS 4040, preparado para fazer contagens de 0 a 7, ou 000 a 111 em binário. Esta palavra digital é injetada nas portas de endereço de um C.I. CMOS multiplex tipo 4051. O sinal de entrada é desviado do detetor de nível e injetado na entrada do multiplex.

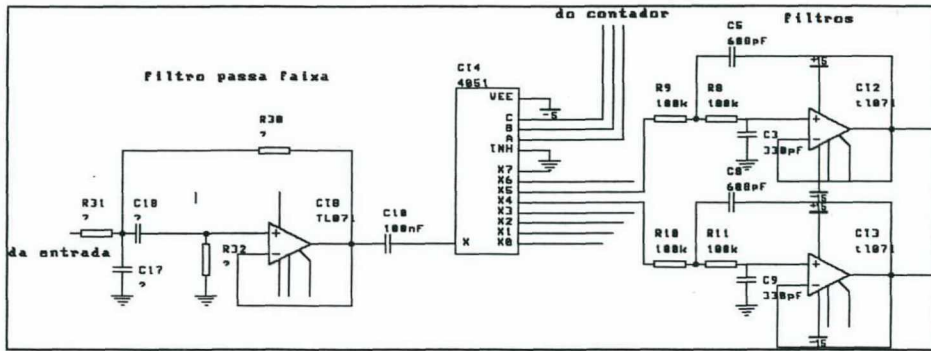


Fig. n° 55 Multiplex e filtros passa baixa

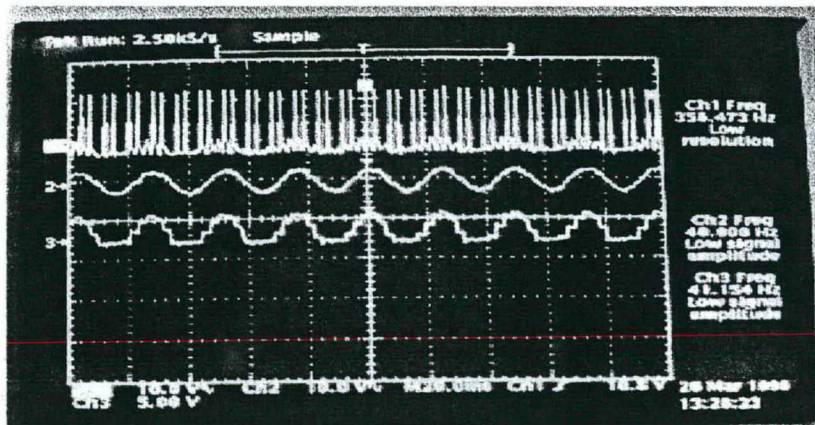


Fig. n° 56 Forma da onda modulada, moduladora em TX e demodulada em RX

Sete de suas portas de entrada entregam os sinais que são filtrados por um Buterworth, de segunda ordem, montado como uma estrutura Sallen-Key em um amplificador operacional tipo TL-071 . A oitava porta é deixada livre. Este sinal agora pode ser injetado em um osciloscópio analógico ou digitalizado e levado para um microcomputador.

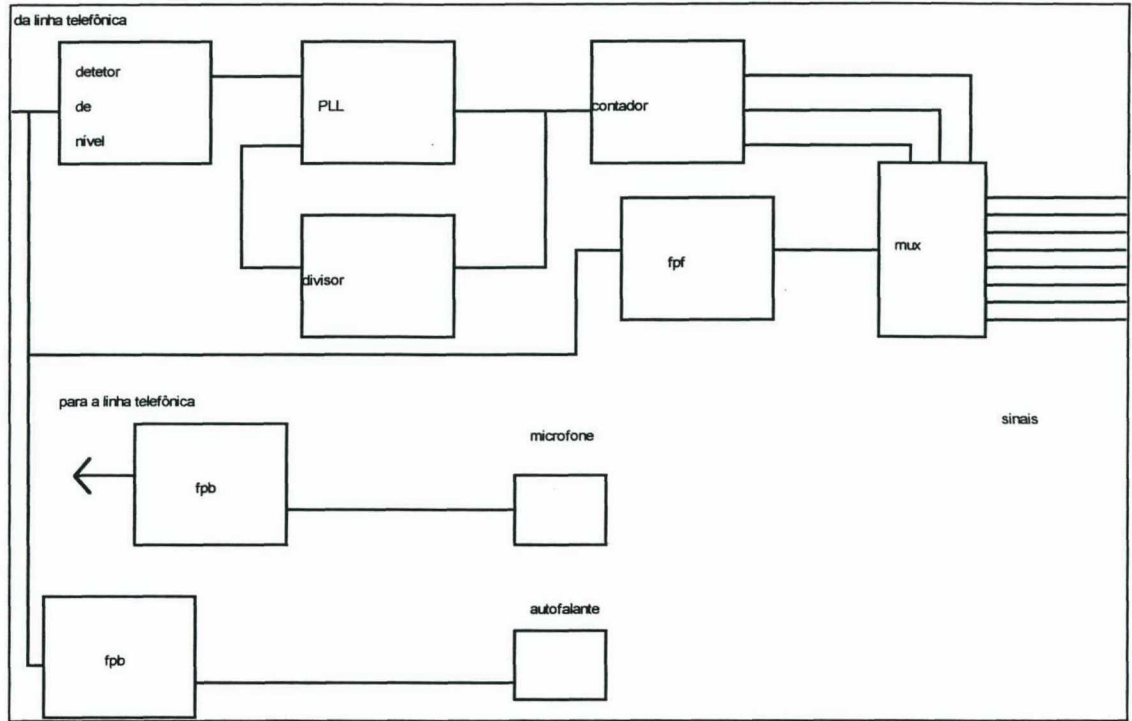


Fig. nº 57 Diagrama em blocos do receptor de dados da segunda versão

3. - Resultados

Esta parte é dedicada às duas versões do DATVOX, seus testes e o motivo da opção pela segunda versão.

3.1. - A primeira versão

Devido à complexidade circuital, já nos primeiros testes em bancada, ficou claro que os ajustes e manutenção seriam extremamente difíceis. Isto ia contra o objetivo inicial de produzir um equipamento barato, simples de operar e manter, bem como de fácil transporte.

Esta versão também tinha a deficiência de ser feita para a telefonia convencional, o que limitaria a sua utilização.

A utilização de três portadoras muito próximas, o uso de componentes comerciais de alta tolerância e variações, tornavam o ajuste algo impossível.

O tamanho das placas e a quantidade de circuitos integrados e a necessidade de uma bobina híbrida, entre outras coisas direcionaram para uma modulação PAM e a multiplexação TDM, sua extensão natural.

3.2. - A segunda versão

Após testes em protótipos de partes separadas dos circuitos, feitos em linha telefônica convencional e relativamente ruidosa, ficou claro que esta opção seria a melhor. Os primeiros testes foram feitos em duas linhas que saem do Tecnópolis, vão ao Itacorubi no prédio central da TELESC, vão ao centro de Florianópolis e voltam pelo mesmo percurso. Estas linhas apresentaram impedâncias variando de 300Ω a 1300Ω , o que está muito fora do padrão.

O acoplamento foi feito com um capacitor de $100\text{ [}\eta\text{F]}$ eletrolítico e um resistor de 1600Ω , com isto houve a necessidade de se observar a polaridade da linha. Neste primeiro teste não houve preocupações com o sincronismo, pois as duas linhas estavam próximas e o mesmo oscilador foi utilizado para a modulação e demodulação. Usou-se dois geradores de sinais marca Pantec modelo 3405, emitindo ondas quadradas de 40 [Hz] , as quais passaram pelo sistema e foram demoduladas e demultiplexadas com pouco ruído.

Um segundo teste foi feito apenas com os filtros passa baixa de 2500 [Hz] passando voz pelas mesmas duas linhas, e apesar do ruído de chaveamento e da limitação de faixa, foi mantida a inteligibilidade da voz.

O DATVOX foi então montado em uma placa universal, no processo "wire up" e testado na linha telefônica acima referida. O comportamento geral foi considerado bom, pois a voz manteve o compromisso com a inteligibilidade e os padrões de ECG foram reconhecidos. Entretanto um problema que se apresentou a todo momento foi o ruído de chaveamento do multiplex. Este ruído se deve em grande parte à forma de montagem, pois a montagem em "wire-up" implica em cruzamento de fios de maneira até mesmo desordenada. Na placa de circuito impresso deverá ser prestado atenção para evitar este problema.

4. - Discussão e conclusões

4.1 - Discussão

O DATVOX representa uma via de acesso a um especialista para o profissional de socorro pois possibilita a troca de informações entre o local da ocorrência e um posto de saúde ou um centro de referência.

Seu custo é irrisório, devido a sua simplicidade de projeto, operação e manutenção, qualquer técnico medianamente preparado em telecomunicações e eletrônica poderá conserta-lo, com componentes baratos e de fácil obtenção no mercado.

Seu circuito pode ser transportado praticamente na totalidade para a telefonia celular, com o acoplamento acústico ou via a entrada "viva voz" e para as faixas de frequências do Serviço Limitado Privado, em rádio. Se for necessário pode ser passado para um "modem" de maior velocidade, usando modulação de portadora senoidal por sinal digital, e alargando a faixa de utilização retirando os demais canais, inclusive o de voz. Ou ainda retirando apenas o canal de fonia e aumentando os canais de dados.

A utilização da linha telefônica fixa tem a grande desvantagem da imobilidade, da dependência de uma linha no local do atendimento, da baixa qualidade da transmissão devido a "crosstalk" e ruído e do preço, a longo prazo. A telefonia celular ainda não atende à totalidade do território e tem suas tarifas mais caras, portanto a grande solução para isto será a migração deste sistema para as faixas de rádio-frequência, sendo uma proposição o sistema RF-DATVOX explanado no tópico 4.3.1 .

O DATVOX na versão atual apresenta um grande inconveniente de ser um equipamento a mais para ser transportado em um momento de emergência, portanto ele poderia fazer parte de um conjunto, o qual pode ser chamado de "Monitor Remoto Completo" ou MRC.

O MRC seria um conjunto de eletrodos, placa de aquisição, um dispositivo de visualização; como uma tela de cristal líquido; e o DATVOX ou o RF-DATVOX, integrados em um só equipamento. Com ele o paramédico poderia ter integrado todos os equipamentos necessários em uma única "maleta", facilitando o transporte e agilizando o atendimento. Seu esquema básico será mostrado no tópico 4.3.2

Outra grande desvantagem é que em todas as montagens feitas durante os testes ruídos de chaveamento, tal qual os que podem ser vistos nas fotografias estiveram presentes. Isto indica que será necessário um cuidado maior no projeto da placa de circuito impresso, e talvez isto venha a inviabilizar a segunda versão. O problema do ruído pode ser observado na figura abaixo, onde uma onda de um simulador de ECG foi passada pelo DATVOX.

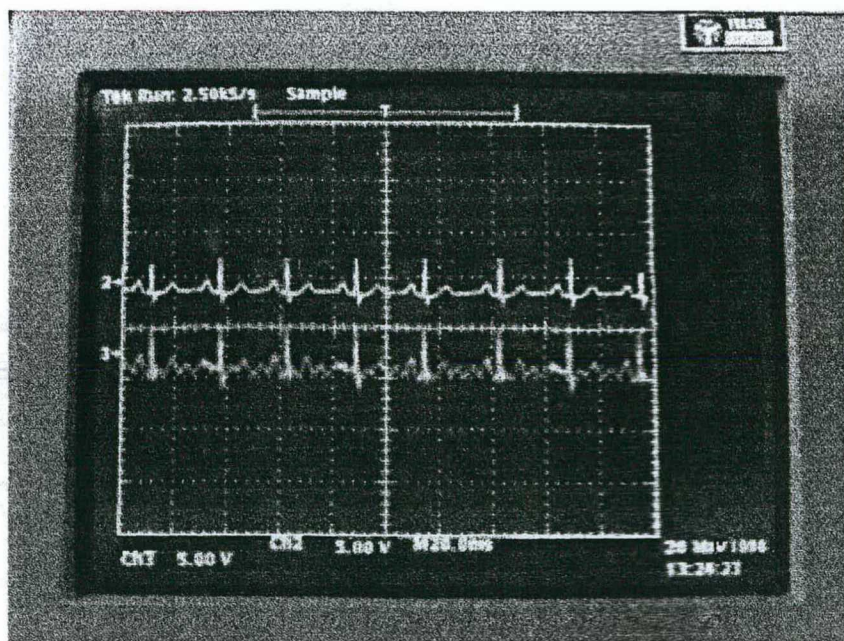


Fig. nº 58 Onda de um simulador de ECG passada pelo DATVOX

Durante as considerações finais ficou claro que os sete canais seriam uma expectativa muito otimista, considerando que em uma situação de emergência, no meio da rua, o excesso de fios dos transdutores, bem como a falta de tempo de colocar todos, tornariam inúteis a grande maioria de canais. Para esta aplicação um ou no máximo dois canais seriam necessários, o que mostra que a primeira versão, em QAM, usando apenas uma portadora e com maior faixa de voz seria o indicado.

Outra possibilidade, é a utilização de apenas um canal, modulado em FM. Neste caso, o problema de ruído seria minimizado, senão, eliminado.

A segunda versão se prestaria para utilização fixa, como por exemplo de um posto de saúde para um hospital, utilizando telefonia convencional.

4.2. - Conclusões

A evolução para a segunda versão tornou o DATVOX um produto, comercializável e sem dúvida nenhuma, de grande utilidade. Entretanto necessitará de maiores estudos para resolver problemas como o ruído e portabilidade, bem como testes em campo, em casos reais de emergência para se detectar a real necessidade de grande números de canais. Ele poderá ser modificado e evoluir para outras versões, com ou sem canal de voz, para permitir maior número de canais e maior taxa de transmissão caso se trate de transmissão digital. Algumas possibilidades de evolução estão nas proposições a seguir.

4.3. - Proposições para futuros projetos de continuação

4.3.1 - O RF-DATVOX

Este é um projeto que poderá ser desenvolvido a partir do DATVOX, aproveitando a parte de transmissão de dados e enxertando-a em um sistema que está explicado abaixo.

Um canal de AM-DSB é concedido com a largura de faixa de 10 [kHz], Este canal poderia ser dividido em dois outros, um para a fonia e outro para dados, sendo que cada um seria modulado em AM-SSB e multiplexado em frequência nas faixas laterais superiores e inferiores. Haja visto que o canal de dados teria agora 5 [kHz], muitos outros canais de dados poderiam ser transportados também multiplexados em frequência da mesma forma que no DATVOX. Outra possibilidade é a de usar alguma modulação de onda senoidal por sinal digital, tal como ASK ou FSK e transmitir de maneira digital, com códigos mono, di ou tribit, para multiplicar a taxa de bps e obter maior velocidade de transmissão. Para isto seria necessário trabalhar com todos os sinais já digitalizados, a partir de equipamentos digitais ou incluindo no projeto uma placa de aquisição com tantos canais de entrada quantos forem necessários e uma multiplexação dos canais. Poderia ser utilizado o Polígrafo Computadorizado para Sinais Biomédicos [13], já desenvolvido no GPEB.

Haja visto a legislação vigente, a fonia deverá ser em "half-duplex", bem como a transmissão dos dados, se for o caso. Para a simplificação do projeto pode se manter a transmissão de dados em "simplex" e só partir para a outra forma de transmissão, o que seria fácil de adaptar, caso seja comprovada a necessidade durante os testes em campo.

Seu diagrama de blocos poderia ser o seguinte:

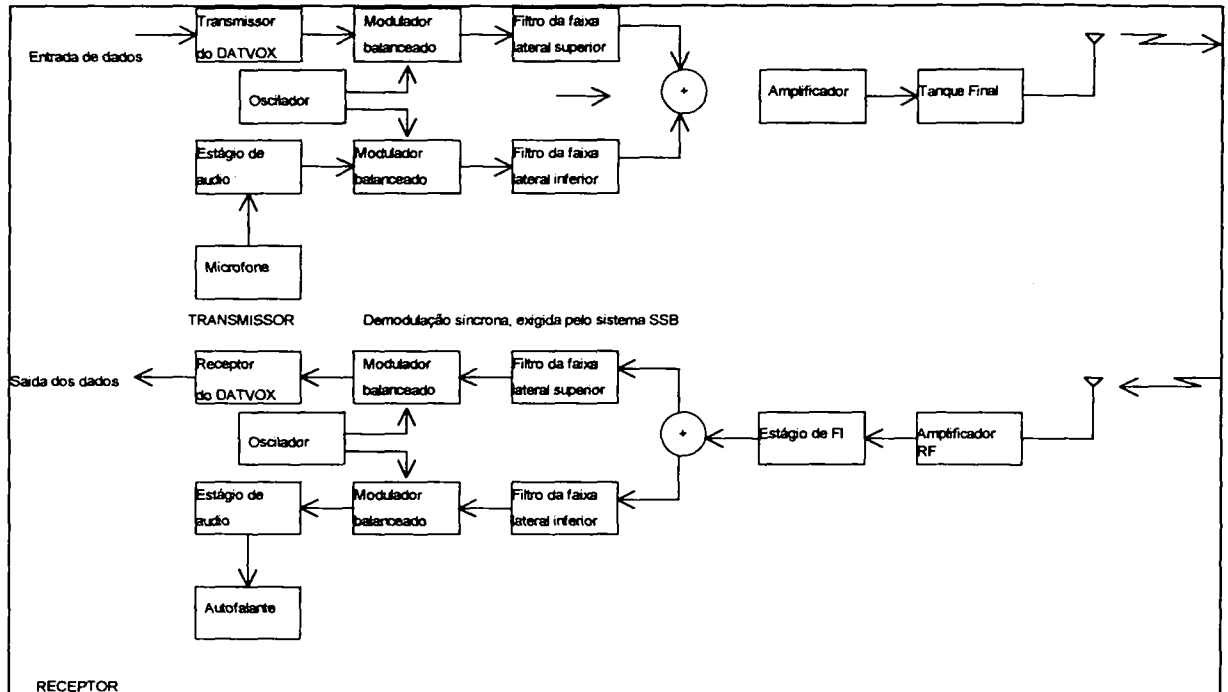


Fig. nº 59 Diagrama básico do RF-DATVOX

4.3.2. - Um Monitor Remoto Completo

Este projeto seria a integração de dois projetos já desenvolvidos no GPEB, o do Polígrafo e o DATVOX, na sua forma de linha telefônica ou em rádio. A placa de aquisição e o transmissor integrados em uma só placa, compacta. No lado da recepção, além do receptor estaria um microcomputador IBM-PC, ou compatível, com o "software" necessário para a apresentação dos sinais.

Outra possibilidade seria a de não ter na transmissão a conversão analógica/digital, sendo que todos os canais seriam adquiridos, amplificados e injetados, em paralelo, na transmissão que se faria de maneira analógica, tal qual na versão atual do DATVOX, sendo que cada canal seria multiplexado, amostrado e convertido após a recepção. O passo seguinte seria injetá-los no microcomputador para a parte de tratamento e visualização dos sinais.

Isto apresentaria a grande vantagem de diminuir o volume, e conseqüentemente o peso, do equipamento final, facilitando o manuseio no local do socorro.

Os esquemas básicos estão mostrados a seguir:

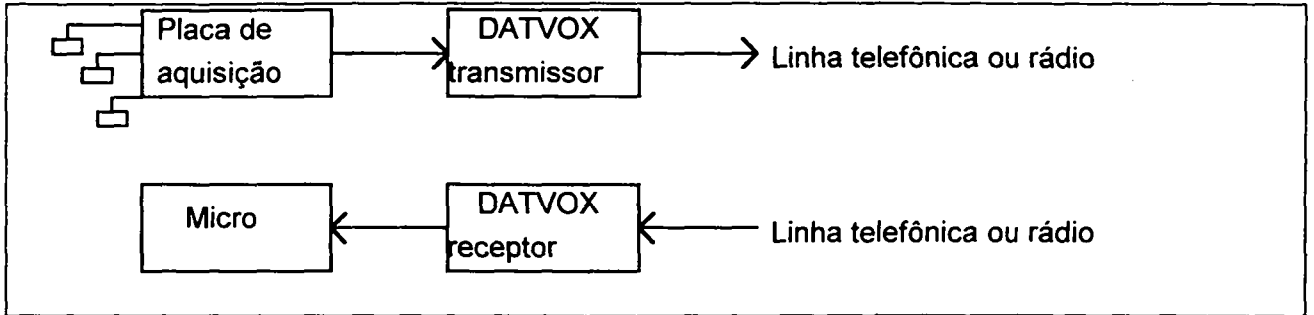


Fig. nº 60 M.R.C. - versão com placa de aquisição e transmissão em ASK, FSK ou PSK.

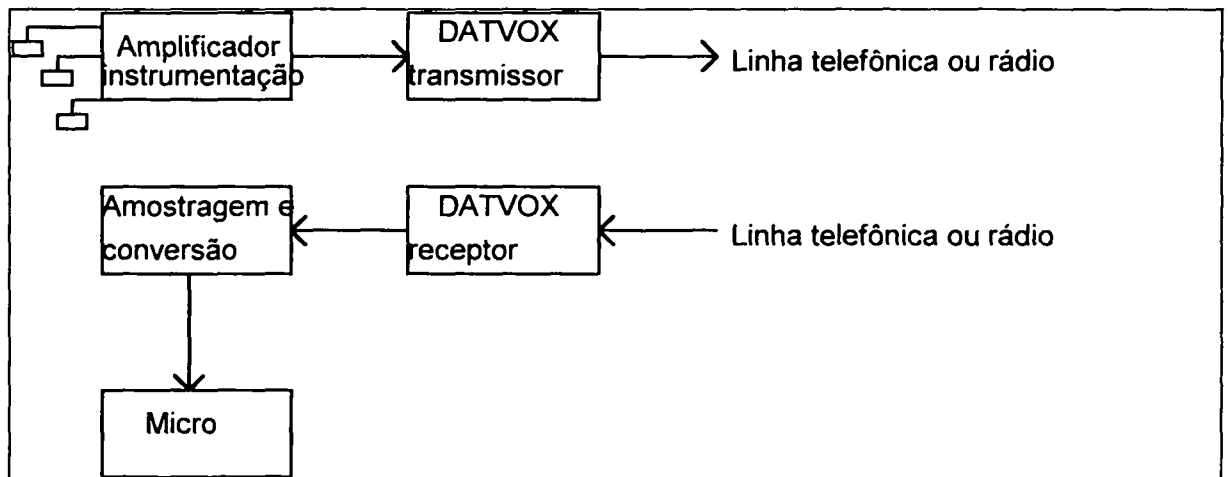


Fig. nº61 M.C.R. - transmissão QAM ou PAM e amostragem/conversão após recepção.

5. - Referências bibliográficas

- [1] FAULKER, J.R., Multichannel medical data transmission via dialed telephone network. **IEEE 7th Ann. Region 3 Conv. Rec.** p. 18.5.1-4
- [2] COOPER, R., OSSELTON, J. W., SHAW, J. C.. **EEG Technology**. 2nd ed., London: Butterworths, 1974, 272 p.
- [3] REZAZADEH M., EVANS N. E.. Remote vital-signs monitor using a dial-up telephone line, **J. Med. Biol. Eng. Comput.**, v. 26, n. 5, p. 557-561, 1988
- [4] BACHMAN, D.S..24 hour ambulatory eletroencephalographic monitoring in pediatrics. **Clin. Eletroenceph.**, v. 15, p. 164-166. 1984.
- [5] GREEN, J., SCALES, D., NEALS, J., KING, A.. Further experience with ambulatory EEG monitoring. **J. Flórida Med. Assoc.**, v. 71. p. 17-20, 1984
- [6] ANDERSON, G., DALZELL, S., CUNNINGHAM, S., PROUSINA, ADGEY, J.. Remote telephonic control of desfibrilation. **Circulation**, v. 76, p.1842, 1987.
- [7] RIBEIRO, M.P., BARRADAS, O.. **Sistemas Analógicos-Digitais**. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A. / EMBRATEL, 1980, 1174 p.
- [8] AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE. **The Radio Amateur's Handbook**; ARRL; New York; 1984, 648 p.
- [9] BRITO, J.M.C. **Teleprocessamento**. Santa Rita do Sapucaí: INATEL/CEDETEC, 220 p., apostila - 1989.

- [10] GRIZENDI, E.C. **Redes de Computadores**. Santa Rita do Sapucaí: INATEL/CEDETEC; 250 p., apostila - 1990.
- [11] FALSSARELA, J.P.; **Telefonia 101**. Santa Rita do Sapucaí: INATEL, 101 p., apostila - 1988.
- [12] FALSSARELA, J.P. **Telefonia 102**. Santa Rita do Sapucaí: INATEL, 110 p., apostila - 1988.
- [13] ARDIGO, J.D. **Polígrafo Computadorizado para Sinais Biomédicos**. Florianópolis: UFSC, 84 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica, área de concentração Engenharia Biomédica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 1994.
- [14] FERNANDES, A.L. **Sistema de armazenamento de dados digitais em vídeo cassete para micros padrão IBM-PC e seus compatíveis**. Florianópolis: UFSC, 117 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica, área de concentração Engenharia Biomédica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 1991.
- [15] REVOREDO, L. R.; DEEP, G. S. **Sistema de Telemetria do ECG que Utiliza o Sistema Telefônico como Meio de Transmissão**; ANAIS DO VII CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA; Rio de Janeiro, 1981, p. 225-230
- [16] FREITAS JR, M. G.; DEEP, G. S. **Transmissão Multicanais de Sinais de EEG Via Sistema Telefônico**. ANAIS DO VII CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA. Rio de Janeiro: 1981, p. 231-236.
- [17] Lathi, B. P. **"Sistemas de Comunicação"**. Guanabara Dois S. A. , Rio de Janeiro: 1979, 401 p.
- [18] Seara, Rui. ; Pérez, Fábio L. **"PAIR"**. (programa de computador). LINSE - Departamento de Engenharia Elétrica - UFSC. Florianópolis. 1992.