

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE MICROONDAS E ÓPTICA

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
SISTEMA DE RECEPÇÃO DE TV VIA SATÉLITE

José Tarcísio Franco de Camargo → autor
Orientador: Rui Fragassi Souza †
Co-Orientador: Dalton Soares Arantes †

Tese de Mestrado apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica
da Universidade Estadual de
Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para a
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica. ↳ M

FEVEREIRO 1992 → M

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por José Tarcísio Franco de Camargo

Agradeço:

Aos meus mestres, Prof. Dr. Rui F. Souza e Prof. Dr. Dalton S. Arantes, pelo apoio técnico e pela confiança em meu trabalho.

Aos meus pais, por me motivarem a seguir em frente.

À minha Eliana, que está ao meu lado em todos os momentos.

Ao Sr. Argemiro Anunciato e à Dona Suzana, que me ajudaram (e continuam dispostos a ajudar) na realização deste trabalho.

Ao meu cunhado Eduardo, pelo apoio fundamental durante a realização do primeiro protótipo bem sucedido.

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo o projeto e implementação de um sistema de recepção de TV via satélite, tipo TVRO. Inicialmente são apresentadas as principais características envolvidas nas transmissões via satélite e, como complemento, apresentamos dois projetos de sistemas TVRO, sendo um deles dedicado à recepção de satélites da série INTELSAT e o outro destinado à recepção da série BRASILSAT. Finalmente, apresentamos os resultados obtidos com um protótipo destinado à recepção do BRASILSAT.

ABSTRACT

The purpose of this work is the design and implementation of a Television Receiver Only System (TVRO). We first show the main features in satellite TV transmissions and then, we present two projects of TVRO, one dedicated to the reception of INTELSAT signals and the other dedicated to BRASILSAT signals. Finally we show the results we got with a prototype dedicated to receive signals from BRASILSAT.

ÍNDICE

INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO I :	
SISTEMAS DE TV VIA SATÉLITE	03
1.1 - Evolução dos sistemas de comunicação por satélite ..	03
1.2 - Altitude de um satélite geo-estacionário	05
1.3 - Cobertura do satélite geo-estacionário	06
1.4 - Espaçamento entre satélites	07
1.5 - Processamento de sinais pelo satélite	07
1.5.1 - Transponders	07
1.5.2 - Polarização do sinal	08
1.6 - Processamento de sinais pela emissora	11
1.7 - Processamento de sinais pela estação de TVRO	12
CAPÍTULO II :	
CARACTERÍSTICAS GERAIS DE SINAIS VIA SATÉLITE	15
2.1 - Qualidade da transmissão de TV	15
2.2 - Perdas na transmissão	18
2.2.1 - Atenuação no espaço livre	18
2.2.2 - Perdas por descasamento de polarização	20
2.2.3 - Perdas de apontamento e cobertura	21
2.2.4 - Perdas atmosféricas	23
2.3 - Imperfeições na transmissão	28
2.3.1 - Distorção devido a retardo de grupo	28
2.3.2 - Diafonia Inteligível	28
2.3.3 - Intermodulação	29
2.3.4 - Ruído impulsivo	29
2.3.5 - Transmissão em dois percursos	30
CAPÍTULO III :	
ELEMENTOS PASSIVOS DE UM SISTEMA TVRO	31
3.1 - O refletor parabólico	31
3.1.1 - Ganho e eficiência de um refletor parabólico	31
3.1.2 - Padrões de radiação	33
3.1.3 - Razão de onda estacionária	35

3.1.4 - Razão distância focal/diâmetro de abertura	35
3.1.5 - Considerações sobre a superfície refletora	36
3.2 - O alimentador	38
3.2.1 - Geometria de um alimentador	39
3.2.2 - Polarização do sinal	41
3.2.3 - Polarização cruzada	44
3.3 - Considerações sobre a montagem do sistema	44
3.3.1 - Posicionamento do alimentador	45
3.3.2 - Controle do padrão de radiação	46
3.3.3 - Mecanismos de localização de satélites	47
3.3.3.1 - Montagem azimute-elevação	48
3.3.3.2 - Montagem polar	49
CAPÍTULO IV :	
ELEMENTOS ATIVOS DE UM SISTEMA TVRO	51
4.1 - O LNB	52
4.2 - O receptor	53
4.3 - Transcodificação do sinal	57
CAPÍTULO V :	
PROJETO DE UM SISTEMA TVRO	58
5.1 - O refletor parabólico	58
5.1.1 - Projeto do refletor para o INTELSAT	58
5.1.2 - Projeto do refletor para o BRASILSAT	61
5.1.3 - Comprimento da seção da parábola geratriz	63
5.1.4 - Área da superfície de um parabolóide de revolução	64
5.1.5 - Estrutura mecânica do refletor	65
5.1.6 - Estrutura mecânica para direcionamento do refletor	66
5.2 - Demais elementos do sistema	67
5.3 - Material necessário para a implementação de um sistema INTELSAT	68
5.3.1 - Material de consumo	68
5.3.2 - Material permanente	69
5.4 - Material necessário para a implementação de um sistema BRASILSAT	70
5.4.1 - Material de consumo	70
5.4.2 - Material permanente	71

CAPÍTULO VI :	
RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS	72
6.1 - Características físicas do sistema implementado	72
6.2 - Canais de TV captados com o sistema	79
6.3 - Resultados obtidos quanto à qualidade do sinal	80
CAPÍTULO VII :	
CONCLUSÕES	83
BIBLIOGRAFIA	85
APÊNDICE I	90
APÊNDICE II	93

INTRODUÇÃO

O ser humano possui diversas necessidades, talvez a necessidade de comunicar-se seja uma das maiores. Vivemos em uma época de contrastes gritantes, enquanto alguns povos ainda dependem de gestos, sinais gravados e alguns poucos sons como principais veículos de comunicação, outros dispõem de recursos tecnológicos capazes de enviar informações por todo o globo em poucos instantes.

Atualmente, as transmissões de TV constituem um importante veículo de comunicação. Através de sistemas que operam em VHF e UHF e dispoñdo de um receptor de TV podemos receber sinais de diversas estações, dispoñdo de uma razoável variedade na programação. Entretanto, existem algumas limitações para tais sistemas. Podemos considerar o ruído como um dos maiores problemas. Outro ponto importante consiste no fato de diversas regiões não possuírem retransmissoras UHF ou VHF, ficando "isoladas".

Sistemas de recepção de TV via satélite constituem uma excelente alternativa. Embora tais sistemas possuíssem acesso restrito até pouco tempo, atualmente os custos se reduziram ao ponto em que alguns lares já possuem um pequeno sistema de recepção. Entretanto, uma maior (e mais rápida) difusão deste tipo de sistema constitui um potencial trabalho de engenharia.

Deseja-se, através deste trabalho, projetar-se e implementar-se um sistema de recepção de TV via satélite. Objetiva-se que tal sistema seja capaz de receber sinais provenientes de diversos satélites, entre eles os das séries BRASILSAT e INTELSAT. Dessa forma, este trabalho será dividido nas etapas descritas abaixo.

No Capítulo I apresentaremos uma visão geral de sistemas de TV via satélite. Comentaremos sobre as três etapas de processamento e propagação do sinal: o enlace de subida, o satélite e o enlace de descida. Comentaremos sobre a polarização do sinal e "transponders" disponíveis no satélite.

O Capítulo II abordará alguns detalhes que estão envolvidos na transmissão de sinais de TV via satélite. Abordaremos tópicos tais como qualidade da transmissão de TV, imperfeições (ruído) e perdas na transmissão.

No Capítulo III abrangeremos os elementos passivos do sistema: o refletor parabólico e o alimentador. Verificaremos suas principais características, tais como ganho teórico, eficiência, padrões de radiação, ROE, relação distância focal-diâmetro, etc. Serão também abordados a montagem do sistema e os mecanismos de localização dos satélites.

O Capítulo IV é reservado aos elementos ativos do sistema: o bloco amplificador de baixo ruído, o bloco conversor de baixo ruído e o receptor.

Destinamos, o Capítulo V, ao projeto do refletor parabólico e do alimentador. Serão determinadas características do refletor tais como ganho, distância focal, superfície refletora e montagem, em função dos satélites a serem observados. Tendo em vista que serão captados sinais nas polarizações linear e circular, serão previstos dois alimentadores distintos. Ainda neste capítulo, dimensionaremos os elementos ativos do sistema, sendo os resultados experimentais obtidos apresentados no Capítulo VI.

No Capítulo VII serão apresentadas as conclusões do trabalho e algumas sugestões para trabalhos futuros na área.

CAPÍTULO I : SISTEMAS DE TV VIA SATÉLITE

Arthur C. Clarke, em sua obra de ficção *Extraterritorial Relays* (1.945), propunha a utilização de satélites artificiais, como estações elevadas a milhares de quilômetros sobre a Terra, para o estabelecimento de uma rede de comunicação muito maior do que qualquer outra forma convencional de reemissão de sinal poderia estabelecer. Ele propunha o emprego de satélites em órbita sobre o equador terrestre, numa altitude de aproximadamente 36.000 km e com um período de revolução de, aproximadamente, 24 horas, de tal forma que os mesmos acompanhassem a Terra na sua rotação diária e que um observador fixo no solo pudesse ter, sempre ao seu alcance, aquelas estações elevadas. Em terra, ele considerou que seriam necessários potentes transmissores, para garantir que os sinais, com a atenuação, não só atingissem os satélites artificiais, na emissão, como também retornassem à Terra para captação. Por outro lado, seriam suficientes apenas três estações elevadas, espaçadas de 120° entre si, para abranger toda a superfície terrestre, com exceção do polos. Como mérito à sua extraordinária visão, Arthur C. Clarke emprestou seu nome à linha imaginária onde se encontram todos os satélites em órbita geo-estacionária, o chamado "Cinturão de Clarke".

1.1 - EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO POR SATÉLITE

A história dos sistemas de comunicação por satélites artificiais começou em 1.946, quando a Força Aérea dos Estados Unidos financiou a realização, pela *Rand Corporation*, de estudos sobre a viabilidade de tais sistemas [1]. Neste mesmo ano foram realizadas experiências no Projeto Diana, utilizando-se a Lua para refletir sinais de radar transmitidos da Terra.

A primeira realização de uma transmissão por satélite ocorreu em outubro de 1.957, através do SPUTNIK I, que transmitiu sinais de telemetria durante vinte e um dias. Em janeiro de 1.958 foi lançado o EXPLORER I, que também transmitiu sinais de telemetria

até maio do mesmo ano. A primeira transmissão Terra-Satélite-Terra ocorreu em dezembro de 1.958 com a difusão de mensagens de Natal através do satélite SCORE.

Em 1.960 foi lançado o ECHO I, na forma de um balão com trinta metros de diâmetro, utilizado para refletir as ondas transmitidas por estações terrenas [18]. As experiências com satélites passivos prosseguiram em 1.964 com o ECHO II.

O primeiro satélite a funcionar como repetidor ativo foi o TELSTAR I, lançado em julho de 1.962 numa órbita elíptica de altitude média, tendo operado até fevereiro de 1.963. O primeiro satélite geo-estacionário foi o SYNCOM I, lançado em fevereiro de 1.963, porém perdido no momento em que se tentava colocá-lo na órbita de satélites geo-estacionários. Em julho de 1.963 o SYNCOM II foi colocado com sucesso num ponto sobre o Oceano Índico e, em agosto de 1.964, o SYNCOM III foi colocado num ponto sobre o Oceano Pacífico.

O primeiro satélite global de comunicação foi posto em órbita pela ITSO (*International Telecommunication Satellite Organization*), o INTELSAT. O INTELSAT começou a operar em 1.965, como o primeiro satélite a realizar serviço de TV e telefonia entre Europa e América do Norte via *Early Bird*, que foi o INTELSAT I. Com mais de cem membros, o INTELSAT se tornou a série de maior sucesso no mundo todo.

Em oito de fevereiro de 1.985, um foguete lançador Ariane, de fabricação francesa, foi lançado da Base de Kourou (Guiana Francesa) com a missão de por em órbita o primeiro satélite brasileiro: o BRASILSAT I. Através dele, e do BRASILSAT II, nosso país vem consolidando seu espaço na área de telecomunicações via satélite.

1.2 - ALTITUDE DE UM SATÉLITE GEO-ESTACIONÁRIO

Considere um satélite de massa "m" situado no mesmo plano do equador terrestre, como na Fig. 1.1. Assumindo a Terra como sendo perfeitamente esférica e com massa pontual "M", a força de atração entre ela e o satélite será:

$$F_1 = \frac{G \cdot m \cdot M}{R^2} \quad (1.1)$$

onde "G" é a constante de gravitação universal e "R" é o raio da órbita do satélite. Se " ω " é a velocidade angular do satélite, a força centrípeta para esta órbita será:

$$F_2 = m \cdot \omega^2 \cdot R \quad (1.2)$$

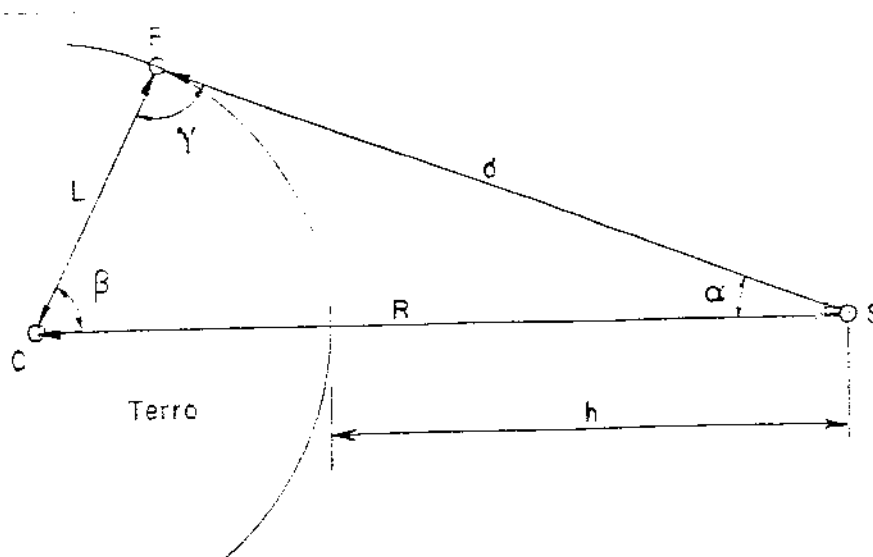


Fig. 1.1: Posicionamento de um satélite em órbita geo-estacionária.

Para que o satélite percorra uma órbita sobre o plano equatorial, possuindo apenas velocidade tangencial, devemos igualar F_1 e F_2 . Mais ainda, se esta velocidade angular corresponder a 2π rad/dia, com o mesmo sentido de rotação da Terra, o satélite permanecerá estacionário para um observador na superfície terrestre. Logo:

$$\frac{G \cdot m \cdot M}{R^2} = m \cdot \omega^2 \cdot R \quad (1.3)$$

Ou seja:

$$R = \left[\frac{G \cdot M}{\omega^2} \right]^{1/3} \quad (1.4)$$

Assumindo-se que o produto $G \cdot M$ vale, aproximadamente, $5,17 \cdot 10^{12} \text{ km}^3 \text{ hr}^{-2}$, chega-se ao valor do raio da órbita geo-estacionária:

$$R = 42.259 \text{ km.}$$

Se descontarmos o raio da Terra de, aproximadamente, 6378 km, chega-se à altitude dos satélites geo-estacionários:

$$h = 35.881 \text{ km.}$$

1.3 - COBERTURA DO SATÉLITE GEO-ESTACIONÁRIO

Numa situação limite, na Fig. 1.1, em que o triângulo CPS é retângulo ($\gamma = 90^\circ$), calcula-se que o ângulo " α " é igual a $8,65^\circ$. Portanto, uma antena no satélite cuja largura de feixe fosse aproximadamente $2 \cdot \alpha$ (17°) com apontamento dirigido para o ponto sub-satélite, seria uma antena de cobertura global.

Observa-se, também, que nessa situação limite o ângulo $2 \cdot \beta$ vale cerca de 163° , sendo então necessários três satélites para cobertura total do globo, excluindo-se duas pequenas porções de sua superfície, em torno de cada um dos polos.

1.4 - ESPAÇAMENTO ENTRE SATÉLITES

Pressões da radiação solar e irregularidades no campo gravitacional terrestre, atuando sobre um satélite teoricamente geo-estacionário, causam um desvio da órbita ideal do satélite, segundo D. J. Withers [29]. Estes desvios da órbita ideal fazem com que o satélite, visto da Terra, mova-se ligeiramente à leste ou à oeste de sua longitude original. Além destes desvios da órbita ideal, outro fator limitante na utilização da órbita geo-estacionária consiste na mútua interferência entre redes de satélites [14]. O espaçamento entre satélites deve ser tal que um satélite não interfira na recepção de outro em uma estação terrena. Sob condições favoráveis, o espaçamento angular mínimo entre satélites tem sido de dois graus [29].

1.5 - PROCESSAMENTO DE SINAIS PELO SATÉLITE

Antes de entrarmos em detalhes sobre o funcionamento de uma estação doméstica de TVRO (TeleVision Receiver Only) é interessante apresentar algumas características relacionadas ao sinal manipulado pelo satélite. Como mencionado anteriormente, deteremo-nos nas principais características das séries INTELSAT e BRASILSAT.

1.5.1 - TRANSPONDERS

Como visto, um satélite não é um elemento passivo. Ele não apenas reflete sinais, mas recebe, processa, transiada suas frequências e, então, os retransmite. Para cada satélite temos um determinado número de transponders, que atuam como um transceptor, capaz de receber sinais e retransmiti-los para a Terra [6]. Nos transponders são alocados não apenas sinais de vídeo, mas também áudio (mono e estéreo), telefonia e dados em geral.

A potência média de operação de um transponder encontra-se em torno de 5 a 10 watts. Esta é a potência DC entregue ao amplificador de RF do estágio de saída. Cabe observar que maiores

quantidades de potência são disponíveis em vários satélites. A razão pela qual a potência é limitada nestes níveis é devido ao fato de que vários enlaces (links) terrestres operam também na mesma faixa de frequências do satélite (banda-C para o nosso caso), o que poderia vir a provocar interferências.

Quando o sinal é transmitido ao satélite, temos o chamado *uplink*, ou enlace de subida. Comumente, as transmissões do enlace de subida utilizam uma banda de frequências de 5,925 a 6,425 GHz. No satélite o sinal tem sua banda de frequências baixada à faixa de 3,7 a 4,2 GHz antes da transmissão à Terra. Tal retransmissão é chamada *downlink*, ou enlace de descida. Observe a Fig. 1.2.

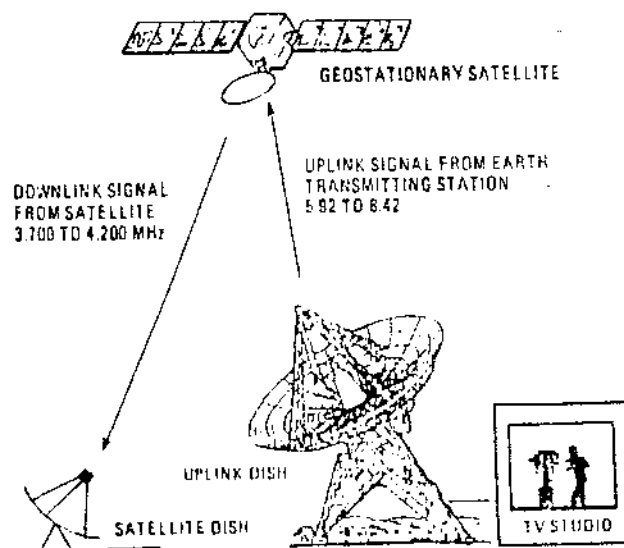


Fig. 1.2: A programação de televisão é enviada da Terra para um satélite em órbita. O satélite, então, converte o sinal e o retransmite para a Terra [6].

O número de transponders em um satélite está relacionado com a largura de banda em questão. Para transmissões de sinais de TV, a largura de banda de um transponder deve ser 40 MHz (36 MHz mais 4 MHz de guarda).

1.5.2 - POLARIZAÇÃO DO SINAL

Como a banda de frequências disponível em um satélite é de 500 MHz (5,925 a 6,425 GHz ou 3,7 a 4,2 GHz - banda C) e, como

apresentado, um transponder deve ocupar 40 MHz para sua utilização com sinais de TV, poderíamos concluir que apenas 12 transponders poderiam estar disponíveis por satélite. Isto realmente é verdade para os satélites da série INTELSAT; entretanto, os satélites da série BRASILSAT possuem disponíveis 24 transponders.

Os satélites brasileiros são do tipo HS-376 que, a partir da reutilização de frequências por meio de polarização cruzada, permitem a operação simultânea de 24 transponders em cada satélite [6,25]. Para melhor entender o problema da reutilização de frequências, considere o caso de uma onda de rádio (tipicamente um sinal de TV) que é composta por um par de campos (magnético e elétrico) dispostos perpendicularmente entre si. A polarização de uma onda é determinada pela direção de seu campo elétrico (veja a Fig. 1.3). Os satélites brasileiros utilizam polarização vertical e horizontal. Com a alternância de polarizações, 24 ao invés de 12 transponders, podem ser utilizados. Isto é devido ao fato de que transponders adjacentes se encontram defasados de 90° e, portanto, não interferem entre si, mesmo quando suas frequências são idênticas. Devido a esta sobreposição de frequências, a técnica de utilização alternada de polarização é chamada reutilização de frequências.

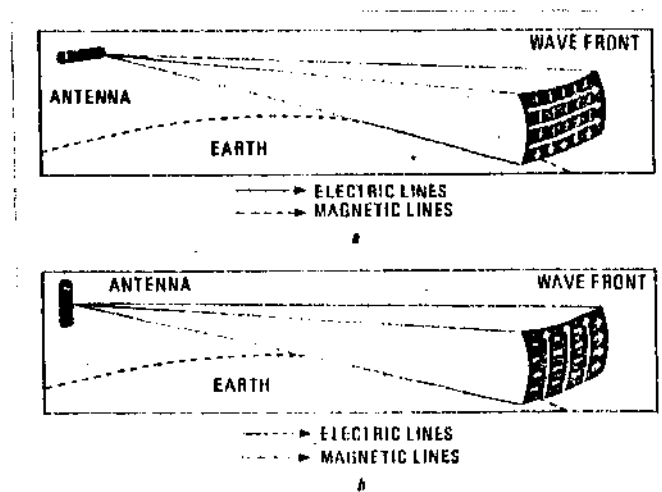


Fig. 1.3: Polarização de Ondas. (a) Onda polarizada horizontalmente. (b) Onda polarizada verticalmente [6].

Os satélites da série INTELSAT utilizam polarização de onda circular para a direita. Em vez de enviar a energia de microondas em um plano, seja vertical ou horizontal, esta distribui-se espacialmente segundo uma espiral. Dessa forma, apenas 12 transponders estão disponíveis nos satélites da série INTELSAT.

Os satélites tipo INTELSAT possuem vários tipos de coberturas vinculadas aos vários tipos de sistemas de antenas: Global, Hemisférico, por Zona e por Ponto [34]. A cobertura global significa a iluminação de face da Terra pela antena do satélite. Esta cobertura seria de um pouco mais de 40% do globo terrestre, sendo utilizada pelo INTELSAT particularmente quando envia sinais de TV de um hemisfério para outro. A cobertura hemisférica é comumente utilizada por alguns países que alugam transponders do INTELSAT para o uso em sistemas domésticos de TV, seja em áreas rurais ou em grandes centros. Comumente a cobertura hemisférica ilumina cerca de 20% da superfície global. Devido ao estreitamento do feixe de cobertura, o sinal é intensificado em relação à cobertura global. A cobertura por zona e por ponto é caracterizada pela transmissão do sinal dentro de uma área menor do que a metade da área iluminada pela cobertura hemisférica, porém, com o dobro de intensidade do sinal, possibilitando o uso de antenas de diâmetro menor para captar estes feixes mais estreitos e direcionais.

Nas Tabelas 1.1 e 1.2 apresentam-se a alocação de transponders para os satélites INTELSAT e BRASILSAT, respectivamente.

TR	Freq. Central (MHz)	Int. 1V	Int. 1VA	Int. V	
01	3725	S ou G	S ou H	H e Z	S - Spot beam
02	3765	S ou G	S ou G	H e Z	H - Hem. beam
03	3805	S ou G	S ou H	H e Z	
04	3845	S ou G	S ou G	H e Z	Z - Zone beam
05	3885	S ou G	S ou H	H e Z	
06	3925	S ou G	G	H e Z	G - Global beam
07	3975	S ou G	S ou H	H e Z	
08	4015	S ou G	G	G ou H	
09	4055	G	S ou H	H ou G	
10	4095	G	G	G	
11	4135	G	S ou H	G	
12	4175	G	G	G	

Tabela 1.1: Transponders do INTELSAT [34].

TR	Faixa de Freq. (MHz)	Polarização	
01	3700 - 3740	H	H - Horizontal V - Vertical
02	3720 - 3760	V	
03	3740 - 3780	H	
04	3760 - 3800	V	
05	3780 - 3820	H	
06	3800 - 3840	V	
07	3820 - 3860	H	
08	3840 - 3880	V	
09	3860 - 3900	H	
10	3880 - 3920	V	
11	3900 - 3940	H	
12	3920 - 3960	V	
13	3940 - 3980	H	
14	3960 - 4000	V	
15	3980 - 4020	H	
16	4000 - 4040	V	
17	4020 - 4060	H	
18	4040 - 4080	V	
19	4060 - 4100	H	
20	4080 - 4120	V	
21	4100 - 4140	H	
22	4120 - 4160	V	
23	4140 - 4180	H	
24	4160 - 4200	V	

Tabela 1.2: Transponders do BRASILSAT.

1.6 - PROCESSAMENTO DE SINAIS PELA EMISSORA

Enviar um sinal de TV a um satélite, processá-lo e retransmiti-lo, é uma tarefa que envolve um certo grau de complexidade, visto que o sinal em questão fará uma "viagem" de, aproximadamente, 72 mil quilômetros. Dessa forma, o sinal de TV deve receber um pré-processamento antes de ser enviado ao satélite.

A componente de áudio de um sinal de TV por satélite recebe uma pré-ênfase (ampliação das componentes de alta frequência do sinal) antes do enlace de subida. O propósito disto é a melhoria da relação sinal-ruído, visto que o demodulador FM, no receptor do satélite, é mais ruidoso na extremidade superior de sua faixa de frequências [6]. Uma compensação para a pré-ênfase é obtida no receptor doméstico de TVRO [22,23,24]. Após a pré-ênfase, a

componente de áudio é modulada em frequência em uma sub-portadora cuja frequência central se encontra na faixa de 5 a 8 MHz.

A componente de vídeo do sinal também recebe pré-processamento antes do enlace de subida. Ao sinal de vídeo é adicionada uma onda triangular cuja frequência é de 30 Hz (*dithering*), que consiste na *frame-rate* de televisão [6]. O efeito consiste em produzir uma dispersão mais uniforme da energia do sinal de vídeo na faixa de frequência, o que minimiza a concentração da energia do sinal de vídeo, ajudando a reduzir a interferência nos enlaces terrestres de microondas. Na estação doméstica de TVRO, tal efeito é eliminado através de um circuito de grampeamento (*clamping*) [22,23,24].

Após o processamento do sinal, as componentes de áudio e vídeo são utilizadas para a modulação de uma determinada portadora do enlace de subida. Antes do sinal ser entregue à antena transmissora, o sinal modulado é amplificado por um amplificador de potência.

O sinal emitido pelo alimentador da antena é refletido por um refletor parabólico em direção ao satélite selecionado. Os refletores utilizados na transmissão são muito maiores que aqueles utilizados em TVRO, visto que o ganho do sinal é proporcional ao diâmetro do refletor. Além disso, a temperatura de ruído que a antena de um satélite "enxerga" quando recebe sinal da Terra é muito maior do que a temperatura de ruído que a antena de TVRO "enxerga", quando apontada para um satélite.

1.7 - PROCESSAMENTO DE SINAIS PELA ESTAÇÃO DE TVRO

No transponder de um satélite, o sinal do enlace de subida é transladado para uma frequência mais baixa e, então, retransmitido à Terra. Em terra, um sistema de TVRO, como apresentado na Fig. 1.4, pode receber sinais de TV via satélite, selecionando um entre vários satélites disponíveis, e, finalmente, entregar os sinais de áudio e vídeo a um monitor ou televisor comum.

A parte mais visível de um sistema TVRO certamente é o refletor parabólico, que, para muitos leigos, é considerado como único elemento de um TVRO. Outro conceito errado, mas comumente utilizado, é considerar o refletor parabólico como uma "antena". Embora de extrema importância, o refletor não atua especificamente como antena (se considerarmos "antena" como sendo um elemento que acopla uma onda eletromagnética a um circuito eletrônico), pois sua função consiste em focalizar os sinais de um único satélite em algum ponto adiante de si mesmo, funcionando, portanto, mais como uma "lente" eletromagnética.

O ponto focal acima mencionado é feito coincidir com a entrada de um guia de onda (que é apenas um tipo de linha de transmissão), que conduz o sinal concentrado até uma sonda (que é, de fato, uma antena). O sinal de tensão induzido através desta sonda é, imediatamente, entregue a um amplificador de baixo ruído, comumente chamado de LNA. A saída deste amplificador fornece o sinal amplificado a um conversor, que abaixa o sinal de microondas para uma faixa de UHF ou SHF. Isto é aconselhável visto que o conjunto amplificador e conversor de baixo ruído encontram-se bem próximos do refletor parabólico, que constituem a parte externa do sistema. Baixando-se a frequência do sinal, pode-se alimentar os demais elementos do sistema (que são internos próximos ao televisor) através de cabos coaxiais resultando em menores perdas em comparação a um sistema que guiasse sinais de microondas.

Através de um cabo coaxial, o sinal é, então, levado do conversor até o receptor. No receptor, o sinal é amplificado e, em seguida, demodulado nos sinais originais de banda-base de áudio e vídeo.

Os sinais de áudio e vídeo em banda-base são, na sequência, remodulados para que possam ser entregues a um televisor doméstico comum. Normalmente, a portadora de RF utilizada no remodulador é a do canal 3 ou 4 de VHF. Tal saída remodulada torna-se idêntica à dos sinais provenientes de redes terrestres, podendo ser processada por qualquer televisor.

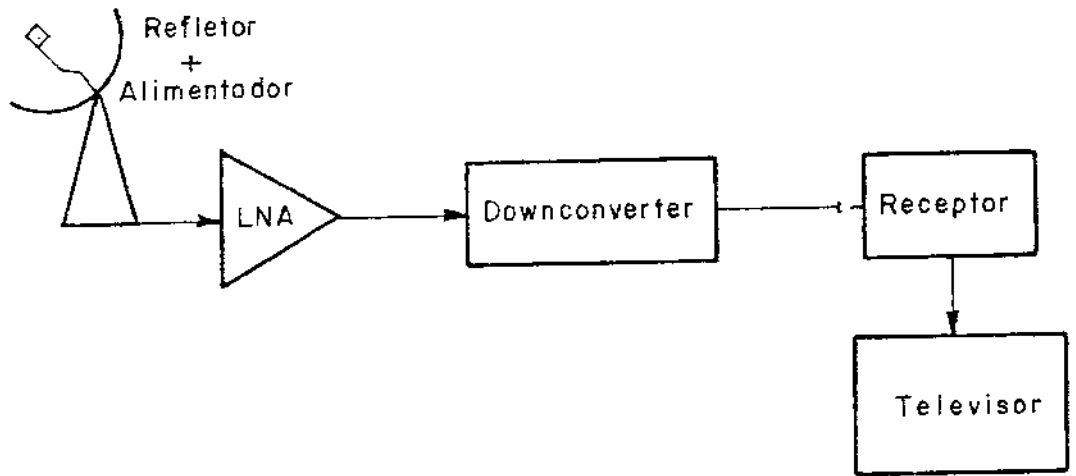


Fig. 1.4: Diagrama de blocos típico de um TVRO .

CAPÍTULO II : CARACTERÍSTICAS GERAIS DE SINAIS VIA SATÉLITE

Antes de falarmos sobre o sistema de recepção de TV propriamente dito, é interessante comentar um pouco mais sobre a transmissão de sinais via satélite. Comentaremos, basicamente, nesta etapa, a qualidade de um sinal de TV, imperfeições e perdas na transmissão, que são pontos críticos a serem considerados em qualquer projeto relacionado a TVRO.

2.1 - QUALIDADE DA TRANSMISSÃO DE TV

A qualidade de uma transmissão de televisão está vinculada com a relação sinal-ruído [1] :

$$\left[\frac{S}{N} \right] = \frac{3}{2} \cdot \left[\frac{C}{N} \right] \cdot \left(\frac{f_d}{f_v} \right)^2 \quad (2.1)$$

onde: S é a potência média de um sinal senoidal;

N é a potência de ruído na faixa de vídeo equivalente de ruído;

f_d é o desvio de pico;

f_v é a frequência máxima da banda básica;

$\left[\frac{C}{N} \right]$ é a relação portadora-ruído recebida pela estação terrena, que pode ser escrita na forma [1]:

$$\left[\frac{C}{N} \right] = \frac{C}{k \cdot T \cdot f_{vn}} \quad (2.2)$$

onde: C é a potência da portadora;

T é a temperatura equivalente de ruído do sistema;

f_{vn} é a faixa de vídeo equivalente de ruído;

k é a constante de Boltzmann.

Combinando (2.1) com (2.2) pode-se escrever:

$$\left[\frac{S}{N} \right] = \frac{3}{2} \cdot d^2 \cdot \left[\frac{C}{T} \right] \cdot \frac{1}{f_{vn}} \cdot \frac{1}{k} \quad (2.3)$$

onde $d = f_d/f_v$ é o índice de modulação de pico, em FM.

O CCIR recomenda que a relação sinal-ruído para sinais de TV seja expressa em termos da relação:

$$\frac{S_{pp}}{N_v} = \frac{\text{sinal de luminância pico a pico}}{\text{ruído rms ponderado}} \quad (2.4)$$

Na Fig. 2.1 está apresentado um sinal de vídeo composto, que, para efeito do cálculo da expressão (2.3), foi substituído por um sinal senoidal de mesmo valor pico a pico e de mesma potência média S . Como a potência pico a pico daquele sinal senoidal é igual a $8.S$ e como V_i é feito igual a 70% de V_s , temos:

$$V_i = 0,7.V_s \rightarrow \frac{V_i^2}{V_s^2} \simeq 0,5 \quad (2.5)$$

Com isso, a potência pico a pico do sinal de luminância, que chamaremos de S_{pp} , será a metade da potência de pico a pico do sinal de vídeo composto (ou sinal senoidal) e:

$$8.S = 2.S_{pp} \quad (2.6)$$

$$\frac{S_{pp}}{N} = 4. \frac{S}{N} \quad (2.7)$$

Considerando-se, ainda, um fator de ponderação e pré-ênfase, chega-se à expressão da relação (sinal pico a pico de luminância)/(ruído rms) ponderada, através da qual será avaliada a qualidade da transmissão de TV; para isso combinamos as equações (2.7) com (2.3) obtendo:

$$\frac{S_{pp}}{N} = 8. d^2. \left[\frac{C}{T} \right]. \frac{1}{f_{vn}}. \frac{1}{k} \quad (2.8)$$

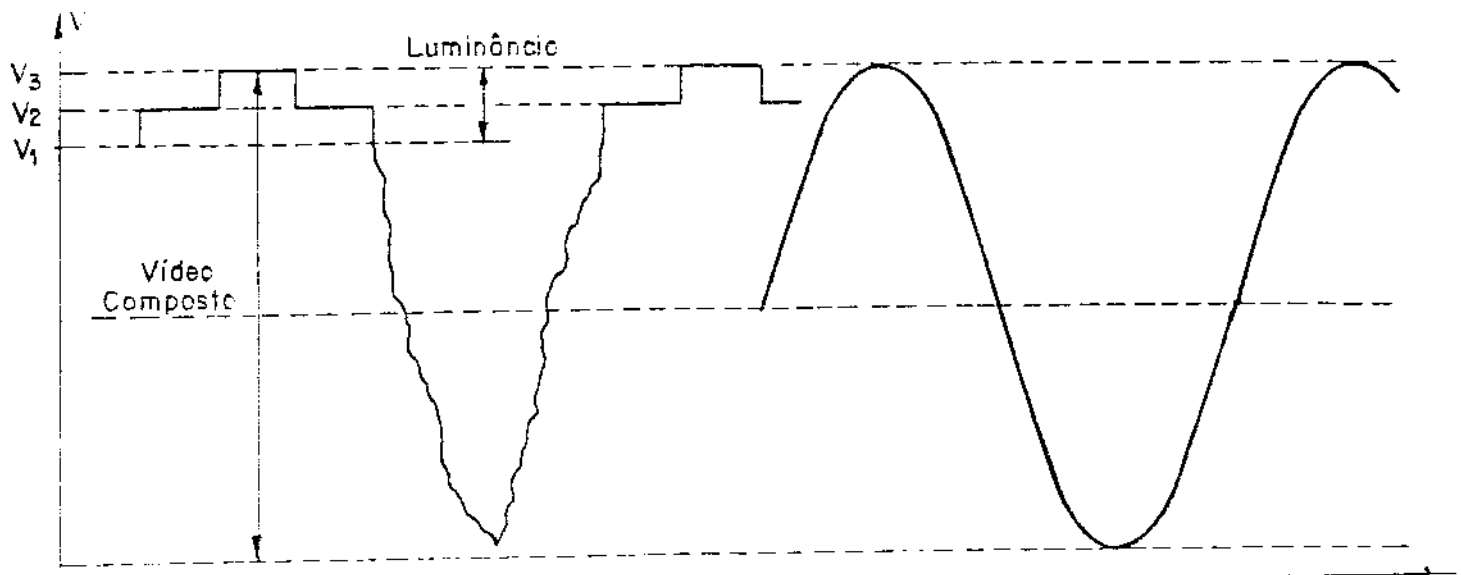


Fig. 2.1: O sinal de vídeo composto é representado por um sinal senoidal de mesmo valor pico a pico para o cálculo de (2.3).

Para nosso sistema de TV (PAL-M), o CCIR recomenda uma qualidade não inferior a 56 dB. Nesse sistema são os seguintes os parâmetros de som e imagem [1]:

- Sinal de Áudio: - Largura de faixa = 50 kHz
 - Frequência da portadora = 4,5 MHz
 - Desvio de pico = 25 kHz

- Sinal de Vídeo: - Frequência da portadora = 0 MHz
 - Frequência máxima da banda base = 4,2 MHz

A Fig. 2.2 apresenta esquematicamente os parâmetros acima descritos.

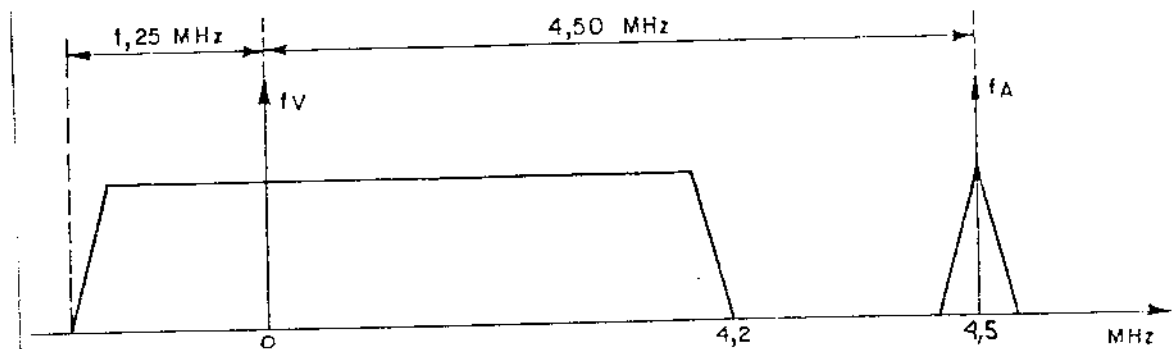


Fig. 2.2: Banda básica composta (vídeo e áudio), no sistema M

2.2 - PERDAS NA TRANSMISSÃO

Aliadas à baixa potência de sinal retransmitida pelo satélite, temos as perdas na transmissão, que limitam ainda mais a qualidade da recepção de um TVRO. Apresentaremos, a seguir, os fatores mais importantes que implicam em perdas na transmissão.

2.2.1 - ATENUAÇÃO NO ESPAÇO LIVRE

A propagação em espaço livre é definida com a propagação eletromagnética realizada no vácuo ou em uma atmosfera ideal (isto é, na ausência de qualquer objeto que provoque absorção ou reflexão da energia propagante).

Considere o esquema da Fig. 2.3 onde definimos P_A como sendo a potência nos terminais da antena transmissora e P_R como sendo a potência recebida nos terminais da antena receptora.

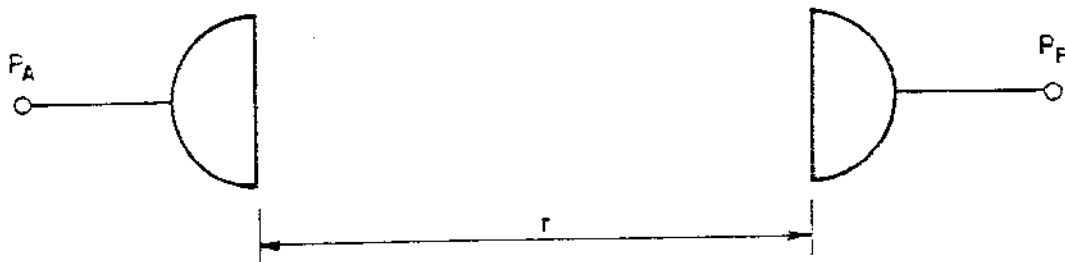


Fig. 2.3: Atenuação no espaço livre.

Em qualquer ponto a uma distância r da antena transmissora, a densidade de fluxo de potência será igual a (1):

$$S = \frac{P_A}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \cdot G_T \quad (2.9)$$

onde G_T é o ganho da antena transmissora na direção do ponto considerado. Havendo uma antena receptora neste ponto, a potência recebida, utilizando a definição de área efetiva de recepção (A_R), será igual a [1]:

$$P_R = A_R \cdot S \quad (2.10)$$

Sendo G_R o ganho da antena receptora, pode-se escrever, para um comprimento de onda λ [1]:

$$A_R = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot G_R \quad (2.11)$$

Portanto, a potência recebida à distância r será:

$$P_R = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot G_R \cdot \frac{P_A}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \cdot G_T \quad (2.12)$$

A perda de potência, correspondendo à atenuação ocorrida no espaço livre, situado entre as duas antenas será:

$$A_0 = \frac{P_A}{P_R} \cdot G_T \cdot G_R \quad (2.13)$$

ou seja:

$$A_0 = \left[\frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right]^2 \quad (2.14)$$

Para o caso de um enlace entre uma estação terrestre, localizada num ponto de latitude θ_p e longitude ϕ_p , e um satélite geo-estacionário com longitude ϕ_s , a distância r será calculada por [1]:

$$r = [X_1 - X_2 \cdot \cos \theta_p \cdot \cos(\phi_s - \phi_p)]^{1/2} \quad (2.15)$$

onde:

$$X_1 = R^2 + (R+H)^2 \quad (2.16)$$

e

$$X_2 = 2 \cdot R \cdot (R+H) \quad (2.17)$$

sendo R o raio da Terra (≈ 6.378 km) e H a altitude do satélite (≈ 35.881 km); logo, podemos fazer:

$$X_1 = 1.826.501.965 \text{ km}^2$$

$$X_2 = 539.055.804 \text{ km}^2$$

2.2.2 - PERDAS POR DESCASAMENTO DE POLARIZAÇÃO

Essas perdas são causadas pelo fato de nenhuma das antenas empregadas no enlace apresentar uma polarização ideal, idêntica à polarização especificada.

Para uma antena com polarização linear, a perda por descasamento de polarização será dada por [1]:

$$A_{pol} = 20 \cdot \log(\cos \phi) \quad (2.18)$$

onde ϕ representa o ângulo existente entre a polarização desejada e a polarização efetiva; como mostra a Fig. 2.4.

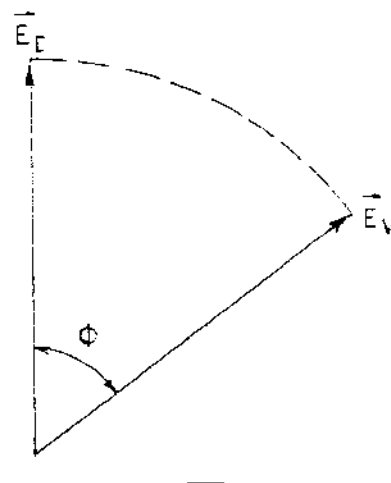


Fig. 2.4: Rotação do plano de polarização (D = valor desejado, V = valor efetivo).

Essa rotação ϕ do plano de polarização, pode ser causada pelo "efeito de rotação Faraday": quando uma onda linearmente polarizada entra num meio ionizado na presença de um campo magnético externo, como é o caso da ionosfera, suas componentes com polarizações circulares opostas ficam sujeitas a diferentes velocidades de propagação. Isto faz com que as duas componentes circulares apresentem uma contínua variação de fase entre elas. Quando a onda deixa a ionosfera, a combinação das duas componentes circulares, com fases diferentes, produz uma onda linearmente polarizada, mas com um plano de polarização diferente do original.

Sabe-se que o ângulo de rotação varia de forma inversamente proporcional à frequência do sinal, podendo ser desprezado para frequências superiores a 2 GHz [1]. Dessa forma, nos encontramos praticamente livres deste fator para as frequências de nosso interesse (3,7 a 6,4 GHz).

Quando as antenas têm polarização elíptica, por terem sido assim especificadas ou por apresentarem imperfeições em sua polarização circular, a perda por descasamento de polarização será dada por [1]:

$$A_{pol} = \left[\frac{(E_1+1)^2}{2 \cdot (E_1^2+1)} \right] \cdot \left[\frac{(E_2+1)^2}{2 \cdot (E_2^2+1)} \right] \quad (2.19)$$

onde E_1 e E_2 são as excentricidades das antenas.

2.2.3 - PERDAS DE APONTAMENTO E COBERTURA

Considere o esquema da Fig. 2.5, que destaca as perdas por apontamento em um enlace. Pela figura podemos identificar os seguintes pontos:

- S : localização do satélite
- C : localização desejada para o centro da área coberta pela antena do satélite (SC é a direção do lóbulo principal do feixe)
- E : localização de uma estação terrena
- C' : localização real do centro da área coberta pela antena do satélite

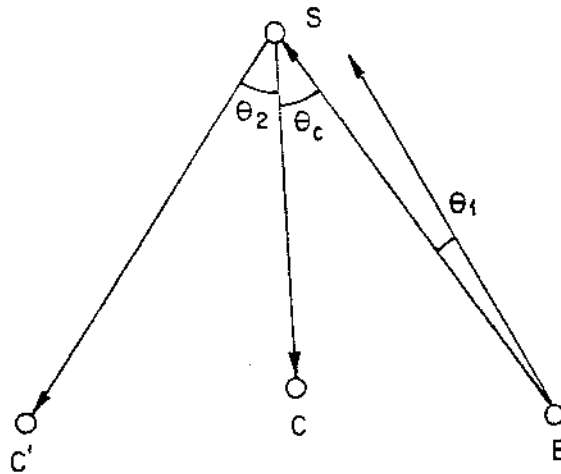


Fig. 2.5: Perdas de apontamento e cobertura.

A antena da estação terrena, localizada em E, deveria ter seu eixo focal (eixo de simetria do refletor parabólico, onde se encontra o ponto focal) coincidindo com a direção ES. Entretanto, imprecisões de caráter determinístico e aleatório, fazem com que haja um ângulo θ_1 entre a direção do eixo focal e a direção desejada ES. Tais imprecisões são causadas por:

- imprecisão no mecanismo de apontamento da antena;
- cargas atuantes na antena, provocadas por ventos, tremores do terreno, etc. e
- movimento do satélite.

Dessa forma, haverá uma perda de apontamento da antena da estação terrena, correspondendo a um decréscimo em seu ganho G_E (1):

$$A_E = G_E(\theta_1=0) - G_E(\theta_1 \neq 0) \quad (2.20)$$

Além disso, o eixo focal da antena do satélite deveria coincidir com a direção SC. Entretanto, como na prática ele coincidirá com uma outra direção SC', haverá uma perda de apontamento da antena do satélite, correspondendo a um decréscimo em seu ganho G_S :

$$A_s = G_s(\theta_z=0) - G_s(\theta_z \neq 0) \quad (2.21)$$

A antena do satélite contribui ainda com mais uma perda: mesmo que θ_1 e θ_2 fossem nulos, haveria um ângulo θ_c entre as direções SC e ES, sempre que a estação terrena não estivesse localizada no centro do feixe C. Há, portanto, a perda de cobertura, função também do diagrama de radiação da antena do satélite, dada por:

$$A_c = G_s(\theta_c=0) - G_s(\theta_c \neq 0) \quad (2.22)$$

Devemos observar que os ângulos θ_1, θ_2 e θ_c podem ser tais que ocorra uma certa compensação entre as perdas A_E, A_s e A_c . Entretanto, o cálculo da atenuação total deve ser feito supondo-se o pior caso, em que é válida a superposição dessas perdas.

2.2.4 - PERDAS ATMOSFÉRICAS

Além dos tipos de perdas já consideradas, existe ainda a atenuação provocada por certos elementos presentes na atmosfera terrestre, que absorvem e espalham a energia de microondas em propagação.

As perdas atmosféricas são mais pronunciadas em condições de:

- regiões tropicais durante chuvas fortes, altas temperaturas e alta umidade relativa e
- regiões temperadas, durante tempestades.

Os principais agentes da atmosfera que provocam atenuação, são:

- oxigênio,
- vapor d'água e
- água.

Os dois primeiros absorvem a energia de microondas e, a água (nuvens e chuvas), causa tanto absorção quanto espalhamento.

A absorção pelo vapor d'água e pelo oxigênio depende principalmente da frequência da onda, sendo que, para efeito de cálculos, os principais fatores a serem considerados são:

- o comprimento de onda,
- a constante de absorção do gás e
- a quantidade de gás atravessada pelo sinal em propagação.

Considerando-se a Fig. 2.6, a atenuação por gases é dada pela integral:

$$A_0(\text{dB}) = \int_0^r \gamma(h) \cdot dr \quad (2.23)$$

onde h é a altura acima do nível do mar, para um ponto distante r da estação terrena e γ é a taxa de absorção, que depende da constante de absorção do gás.

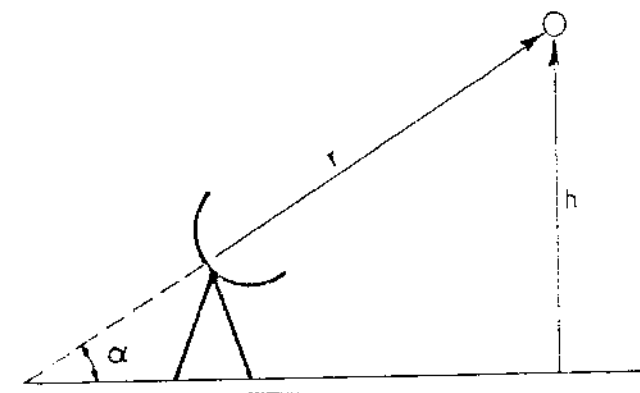


Fig. 2.6: Percurso para o cálculo da atenuação por gases.

Empiricamente, uma expressão alternativa para (2.23) pode ser dada por [1]:

$$A_0(\text{dB}) = A_1(f) \cdot A_2(r) \cdot A_3(\alpha) \quad (2.24)$$

onde $A_1(f)$ é dada apenas em função da frequência f da onda (em GHz), sendo expressa por:

$$A_1(f) = 1,4 + 0,09 \cdot f - 1,6 \cdot \exp(-2,1 \cdot f) \quad (2.25)$$

$A_z(r)$ é dada apenas em função da distância r (em km), sendo expressa por:

$$A_z(r) = 1 - \exp(-0,0054 \cdot r) \quad (2.26)$$

$A_\alpha(\alpha)$ é dada apenas em função do ângulo de elevação α (em radianos), sendo expressa por:

$$A_\alpha(\alpha) = \exp(-10 \cdot \alpha) \quad (2.27)$$

Supondo-se que a concentração dos gases é constante até uma altura de 20 km, pode-se fazer também:

$$r = \frac{20}{\sin \alpha} \quad (2.28)$$

O fator que controla a atenuação por nuvens é a distribuição das gotas de água líquida através do raio da propagação. Não existe, no entanto, informação confiável sobre essa distribuição. A equação para a atenuação devida a nuvens é dada por [1]:

$$A_N(\text{dB}) = k_N \cdot p \cdot r \quad (2.29)$$

onde:

- k_N é o coeficiente de atenuação da nuvem, sendo uma função da frequência,
- p é o conteúdo da água líquida, valendo 5 g/m^3 nas nuvens tipo nimbostratus e 1 g/m^3 nas nuvens tipo cumulonimbus e
- r é o comprimento do trajeto da propagação dentro da nuvem.

O coeficiente de atenuação aumenta quando a temperatura da água contida nas nuvens decresce, até o ponto de transição da água para o gelo, quando esse coeficiente passa a diminuir rapidamente. Dessa forma, 0°C pode ser tomada como uma temperatura de atenuação máxima. O coeficiente k_N é apresentado na Fig. 2.7, em função da frequência, e à temperatura de 0°C .

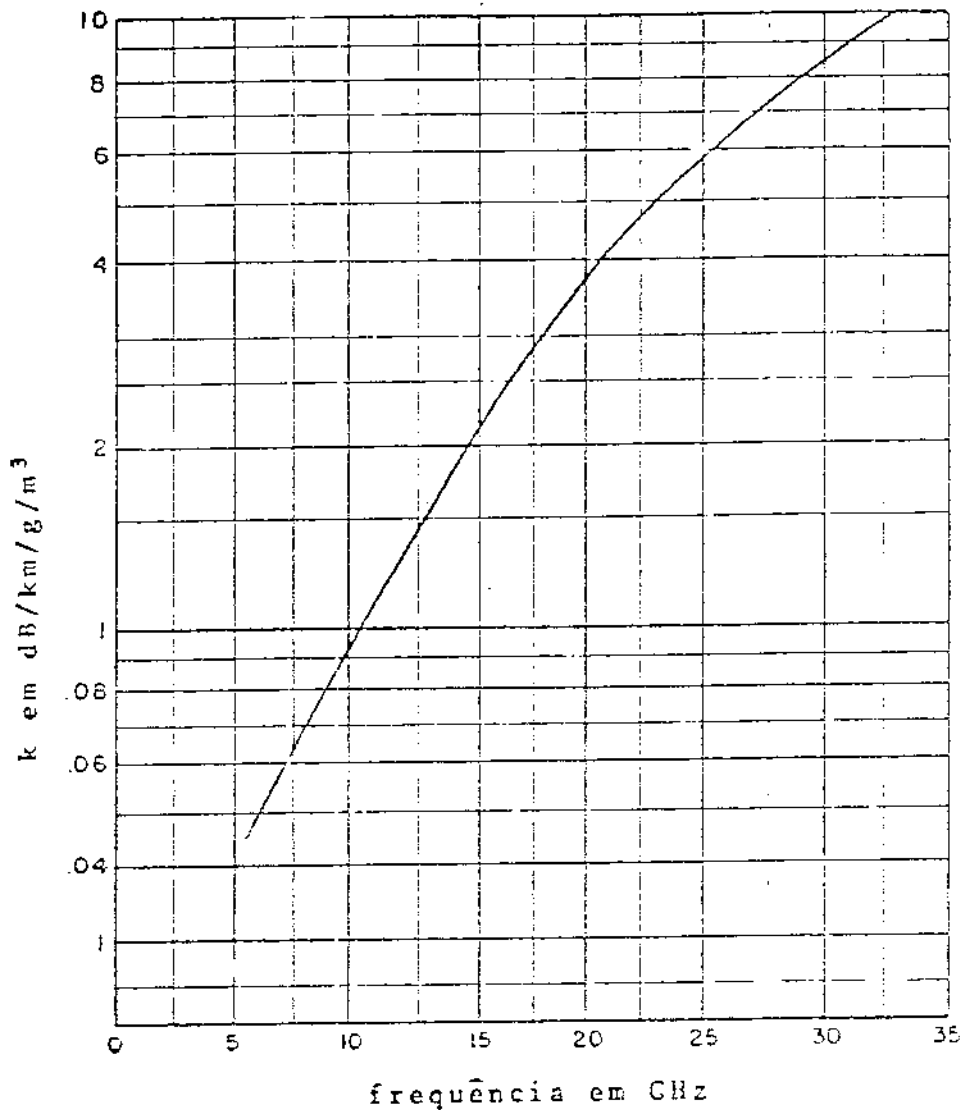


Fig. 2.7: Coeficiente de atenuação por nuvens, a 0°C [1].

Para o caso de chuvas, assim como no caso de atenuação por nuvens, o tamanho das gotas de água e sua distribuição ao longo do percurso da onda são os principais fatores no cálculo da atenuação por chuvas. Empiricamente, a atenuação pode ser calculada por [1]:

$$A_c(\text{dB}) = q \cdot p \cdot r$$

(2.30)

onde:

- q é o coeficiente de atenuação por chuvas, dado em $\text{dB}/\text{km}/\text{mm}/\text{h}$,
- p é a taxa de precipitação, dada em mm/h e
- r é o comprimento do trajeto de propagação.

O valor de p normalmente varia entre 10 e 100 mm/h , enquanto que, para o comprimento r , é usual considerar que as chuvas ocorrem até um altitude de 1 km, podendo-se utilizar:

$$r = \frac{1}{\text{sen} \alpha} \quad (2.31)$$

onde α é o ângulo de elevação da estação terrena.

A Fig. 2.8 apresenta o coeficiente de atenuação q para taxas de precipitação iguais a 10 e 100 mm/h , em função do seu comprimento de onda [1]:

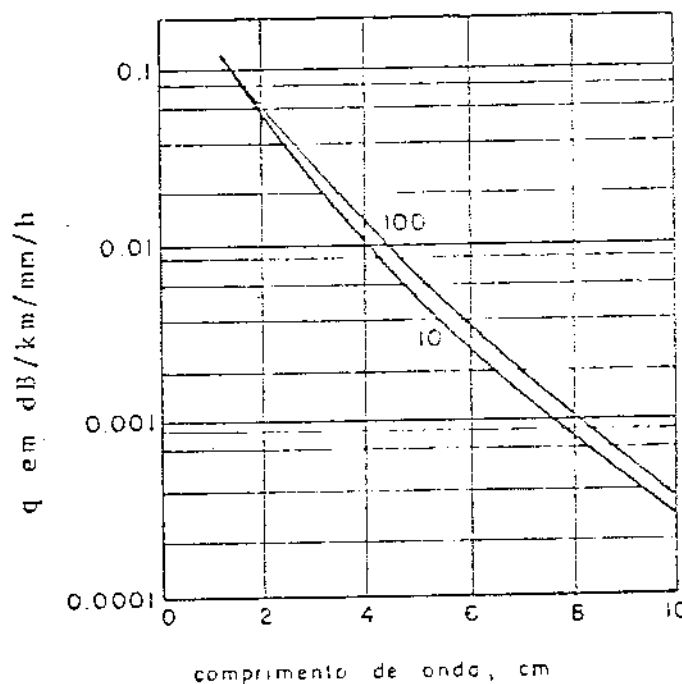


Fig. 2.8 Coeficiente de atenuação por chuvas [1].

Um estudo mais detalhado sobre o efeito de chuvas nas comunicações via satélite foi realizado por R. K. Crane [7]. Em seu trabalho, Crane apresenta dados empíricos sobre a atenuação do sinal em trânsito devida à presença de chuvas.

2.3 - IMPERFEIÇÕES NA TRANSMISSÃO

As imperfeições de transmissão que ocorrem num enlace de comunicação via satélite, podem ser classificadas segundo as fontes que produzem degradação. Tais imperfeições podem ocorrer no satélite ou nas estações terrenas e podem ser causadas por dispositivos lineares ou não lineares além de haver a possibilidade da ocorrência de propagação via múltiplos percursos, caracterizadas pela passagem do sinal transmitido através de percursos independentes, podendo causar ruído de interferência.

2.3.1 - DISTORÇÃO DEVIDA A RETARDO DE GRUPO

Uma transmissão sem distorção seria caracterizada por uma operação na qual o sinal de saída reproduzisse o sinal de entrada, a menos de um retardo constante no tempo e de uma possível mudança de escala na amplitude, ou seja, a saída seria uma réplica atrasada da entrada. Entretanto, devido à não-linearidade de fase dos dispositivos envolvidos, haverá uma distorção de retardo de grupo na transmissão. Para diminuir os efeitos dessa distorção, utiliza-se nas estações uma pré-distorção de retardo de grupo, com a qual se consegue manter o nível de ruído resultante dentro de limites toleráveis [1].

2.3.2 - DIAFONIA INTELIGÍVEL

A diafonia (*cross talk*) inteligível é, essencialmente, causada pelas imperfeições das respostas de amplitude existentes no percurso de transmissão, devido a dispositivos ativos, como, por exemplo, o amplificador de alta potência da estação terrena e a válvula TWT do satélite [1]. Resumidamente, podemos considerar a diafonia como resultante de uma seqüência de dois

efeitos: primeiro, uma resposta de amplitude que varia com a frequência, produzindo uma modulação em amplitude coerente com a modulação em frequência original da portadora de RF (conversão FM/AM); segundo, uma modulação em amplitude coerente, que modula em fase todas as portadoras que estiverem passando por um dispositivo subsequente, havendo a conversão AM/PM.

2.3.3 - INTERMODULAÇÃO

Quando várias portadoras estão passando pela faixa de um determinado amplificador que possui características não lineares, os produtos de intermodulação gerados podem cair em frequências dentro da faixa daquele amplificador, ou fora dela. No primeiro caso, haverá ruído de intermodulação "dentro da faixa" e, no segundo caso, haverá ruído de intermodulação "fora da faixa", onde os produtos de intermodulação poderão interferir em portadoras que estejam sendo transmitidas por outros amplificadores.

A intermodulação fora da faixa poderá ocorrer no satélite e nas estações terrenas, quando várias portadoras forem transmitidas através da mesma TWT do satélite, ou através do mesmo HPA (*High Power Amplifier*) da estação.

Além da não linearidade na resposta de amplitude, a não linearidade nas respostas de fase no enlace, também podem causar intermodulação.

2.3.4 - RUÍDO IMPULSIVO

Considere uma portadora $a(t)$, pertencente a um conjunto de m portadoras, presentes na entrada de um dispositivo não linear. Considere, também, a soma vetorial desta mesma portadora com um ruído interferente $n(t)$, conforme mostra a Fig. 2.9.

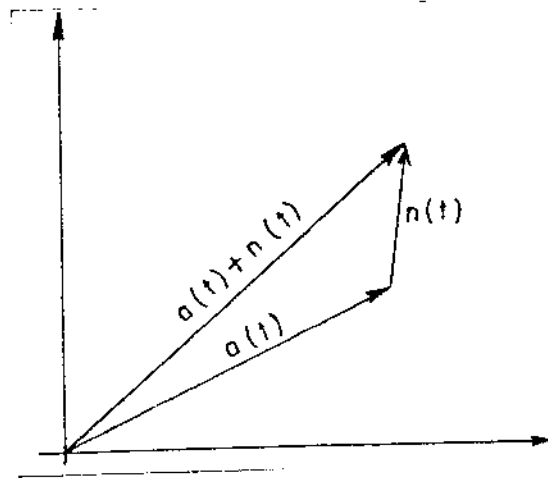


Fig. 2.9: Representação vetorial da portadora, $a(t)$, com o ruído interferente, $n(t)$.

Se as variações instantâneas da amplitude e da fase de $n(t)$ forem tais que provoquem uma rotação brusca de 2π radianos da resultante $a(t)+n(t)$ em torno da origem, serão produzidos impulsos na banda básica que modulam a portadora $a(t)$; portanto, estes impulsos poderão ser ouvidos num canal de voz.

Uma outra possibilidade de ocorrência de ruído impulsivo ocorrerá quando estivermos operando na região limiar de FM, já que, nesta situação, a amplitude instantânea do ruído poderá atingir valores comparáveis à amplitude instantânea da portadora.

2.3.5 - TRANSMISSÃO EM DOIS PERCURSOS

A transmissão em duplo percurso ocorre quando uma portadora na extremidade da faixa de um transponder é também transmitida pelo transponder adjacente, com nível reduzido | 1 |. No INTELSAT IV, como os transponders ímpares são multiplexados e transmitidos por uma antena e os pares são multiplexados e transmitidos por outra antena, haverá uma diferença no percurso dos sinais transmitidos por transponders adjacentes, que causam não linearidades de fase na portadora desejada. Tais não linearidades podem ser tratadas como retardo de grupo.

CAPÍTULO III : ELEMENTOS PASSIVOS DE UM SISTEMA TVRO

A partir deste ponto, consideraremos os elementos que compõe um sistema TVRO. Especificamente, neste capítulo, abordaremos os elementos passivos de um TVRO, sendo eles, basicamente, o refletor parabólico, o alimentador, a montagem e o sistema de localização de satélites.

3.1 - O REFLETOR PARABÓLICO

Um refletor parabólico pode ser caracterizado, basicamente, pelos seguintes fatores [4,5]:

- ganho,
- eficiência,
- razão de onda estacionária (ROE),
- envoltória de lóbulos (principal e laterais) e
- razão distância focal/diâmetro (f/D).

Como todos esses fatores estão, de certa forma, intimamente relacionados, teremos maior controle basicamente sobre o primeiro e o último item. Dessa forma, as características relevantes do projeto de nosso refletor serão ganho e razão distância focal / diâmetro.

3.1.1 - GANHO E EFICIÊNCIA DE UM REFLETOR PARABÓLICO

Fundamentalmente, o ganho do conjunto refletor mais alimentador é dado por [4]:

$$G = \left[\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right]^2 \cdot \eta \quad (3.1)$$

onde: D é o diâmetro do refletor,

λ é o comprimento de onda da radiação incidente

η é a eficiência do conjunto.

O ganho do conjunto refletor mais alimentador também é comumente expresso em dB, na forma:

$$G(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 \cdot \eta \right] \quad (3.2)$$

A medida do ganho de uma antena pode ser realizada através de um método relativamente simples proposto por M. Hoque [12,13]. Este método consiste basicamente da montagem de um refletor parabólico em frente a um plano refletor metálico, o qual encontra-se disposto paralelamente à abertura do refletor parabólico. Dessa forma, uma onda radiada da antena é refletida de volta pelo plano metálico, atinge novamente o refletor parabólico, sendo então focalizada em direção ao alimentador. Logo, medindo-se a perda de retorno nesta configuração, pode-se chegar a uma estimativa do ganho do conjunto.

A eficiência do conjunto pode ser particionada em [5]:

$$\eta = \eta_p \cdot \eta_i \cdot \eta_s \cdot \eta_x \cdot \eta_b \cdot \eta_r \quad (3.3)$$

$(1-\eta_p) \cdot 100$ representa a perda percentual de potência advinda caso o campo elétrico não se encontre em fase sobre toda a abertura do refletor. $(1-\eta_i) \cdot 100$ representa a perda percentual de potência devida à não uniformidade da distribuição de amplitudes na abertura. $(1-\eta_s) \cdot 100$ representa a perda percentual causada pelo derramamento de energia do alimentador com relação ao refletor, conforme mostra a Fig. 3.1. $(1-\eta_x) \cdot 100$ representa a perda percentual devido à presença de campos com polarizações cruzadas na abertura do refletor. $(1-\eta_b) \cdot 100$ é a perda percentual devida ao "bloqueio de visão" do refletor pelo alimentador, suportes e, em alguns casos, de um sub-refletor. $(1-\eta_r) \cdot 100$ é a perda devido a erros aleatórios sobre a superfície do refletor. O ganho total do conjunto é ainda mais reduzido devido à atenuação no alimentador e em seu guia de onda associado.

Empiricamente, verifica-se que se o diâmetro do refletor for inferior a $10.\lambda$, a eficiência do conjunto será tão baixa que a melhor solução será buscar um outro tipo de antena [4].

Segundo especificações de um fabricante de sistemas TVRO, a eficiência do conjunto refletor/alimentador encontra-se em torno de 55% [34, 35].

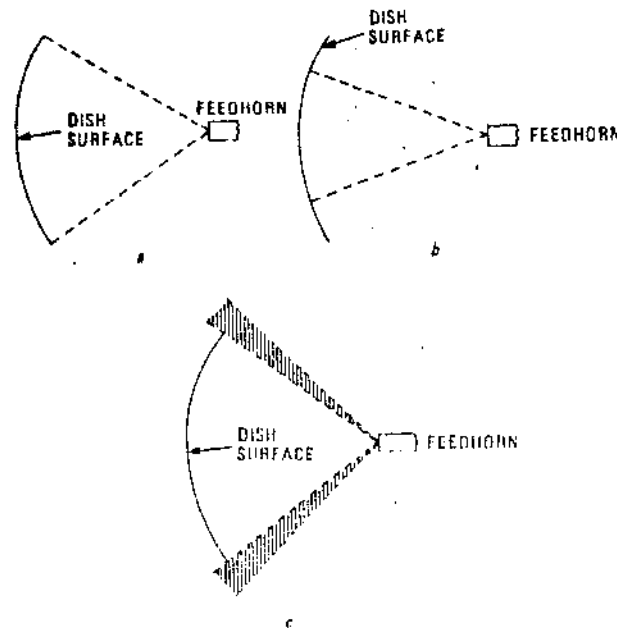


Fig. 3.1: (a) Refletor perfeitamente iluminado.
 (b) Refletor com iluminação insuficiente.
 (c) Refletor com derramamento (*spill-over*) [5].

3.1.2 - PADRÕES DE RADIAÇÃO

Se o padrão de radiação de alimentação é circularmente simétrico, ou seja, se o alimentador possuir diagramas idênticos para os planos E e H e se erros de alinhamento forem evitados durante a construção do sistema, então $\eta_x=1$ e $\eta_p=1$. Neste caso, as perdas por iluminação e derramamento ficarão como as principais contribuintes para a redução do ganho do conjunto. A energia térmica que penetrar no alimentador, devido ao derramamento, também contribuirá para a elevação da temperatura de ruído do conjunto. Se a superfície refletora for vazada (tipo "tela de galinheiro") também teremos uma penetração de ruídos do solo que irão elevar ainda mais a temperatura de ruído do conjunto. Uma

iluminação uniforme sobre a superfície do refletor requer padrões de radiação para os planos E e H (F_E e F_H) como apresentados na Fig. 3.2 [5], onde:

$$F_E = F_H = F(\theta) = \begin{cases} \sec^2(\theta/2), & \text{se } 0 < \theta < \theta_0 \\ 0 & , \text{ se } \theta > \theta_0 \end{cases} \quad (3.4)$$

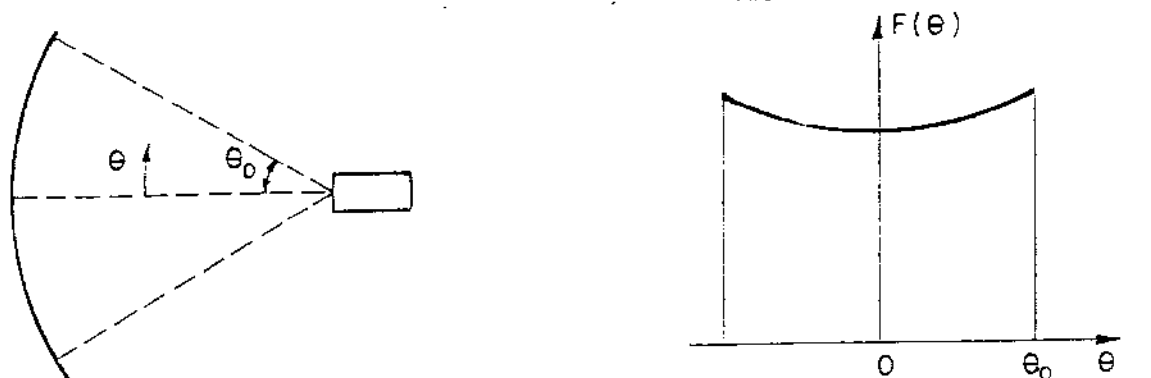


Fig. 3.2: Padrão de radiação exigido para iluminação uniforme

Quanto à envoltória dos lóbulos laterais ou formato geral do padrão de radiação, estes constituem restrições compostas de projeto; poderão haver restrições quanto ao formato dos lóbulos laterais nas proximidades do feixe de radiação principal, assim como pode ocorrer que limites máximos sejam requeridos na radiação em todas as direções espúrias. A Fig. 3.3 apresenta recomendações do CCIR [5] para antenas de estações terrestres, com relação ao comportamento dos lóbulos laterais. A razão principal para tais limites no padrão de radiação é a minimização de possíveis interferências com outras antenas. Com a contínua expansão dos sistemas de telecomunicações por microondas, especialmente em áreas de grande concentração populacional, a probabilidade de tais interferências aumenta e o controle sobre todo o padrão de radiação pode tornar-se o maior dos problemas de projeto de antenas num futuro próximo. Adicionalmente, um alto nível de radiação em ângulos elevados resulta em um aumento na temperatura de ruído, algo muito significativo para as antenas de baixo ruído utilizadas em estações terrestres para satélite. Lóbulos no hemisfério traseiro da antena, incluindo o derramamento do refletor, permitirão a visão da terra, a qual é a maior fonte de ruído natural externa à antena. Outro ponto importante para o

controle dos lóbulos laterais consiste na escolha da estrutura mais adequada à sustentação do alimentador, visto que este encontra-se muito próximo do refletor. V. Hombach propôs a utilização de uma estrutura com característica periódica para a sustentação do alimentador, visando reduzir o nível dos lóbulos laterais [11].

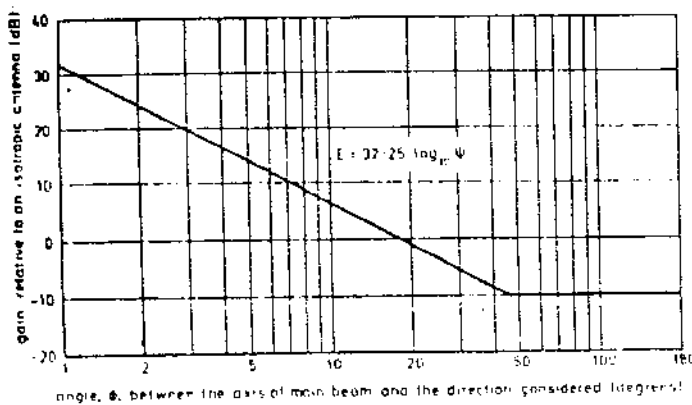


Fig. 3.3: Recomendação do CCIR para os lóbulos laterais de uma estação terrestre [5].

3.1.3 - RAZÃO DE ONDA ESTACIONÁRIA

Uma baixa razão de onda estacionária é também uma exigência de projeto para sistemas de baixo ruído como o nosso. Mesmo uma quantia relativamente pequena de energia refletida de volta pelo alimentador pode modificar a operação de um amplificador, o suficiente para causar um acréscimo sensível na temperatura de ruído do sistema.

3.1.4 - RAZÃO DISTÂNCIA FOCAL/DIÂMETRO DE ABERTURA

Um refletor parabólico pode ser tanto profundo como raso, dependendo, é claro, dos parâmetros da equação da parábola. Um refletor profundo possui seu ponto focal mais próximo à sua superfície, enquanto que um refletor raso pode possuir seu ponto focal a uma considerável distância da superfície. Melhor do que

utilizar a equação de uma parábola para se definir o formato do refletor, na prática é mais conveniente utilizar a relação distância focal / diâmetro (f/D). Esta relação constitui uma especificação de projeto muito importante, sendo que estudos sobre derramamento, polarização cruzada e eficiência de iluminação de refletores parabólicos, em função de sua razão f/D , foram realizados durante a década de 60 por D. Herbinson-Evans [10]. A Fig. 3.4 apresenta dois refletores, tipo ponto focal, com mesmo diâmetro mas com diferentes razões f/D . Note que, devido ao diâmetro ser o mesmo, o ganho máximo teórico também será o mesmo.

Refletores com um baixo valor de f/D , de cerca de 0,25, são usualmente projetados para se obter um elevado grau de supressão dos lóbulos laterais, enquanto que aqueles com relação f/D de cerca de 0,5 são projetados para aplicações voltadas à otimização da eficiência de iluminação [4]. Além disso, quanto mais fechado o refletor, ou seja, quanto menor f/D , maior será a isolação do conjunto ao ruído terrestre.

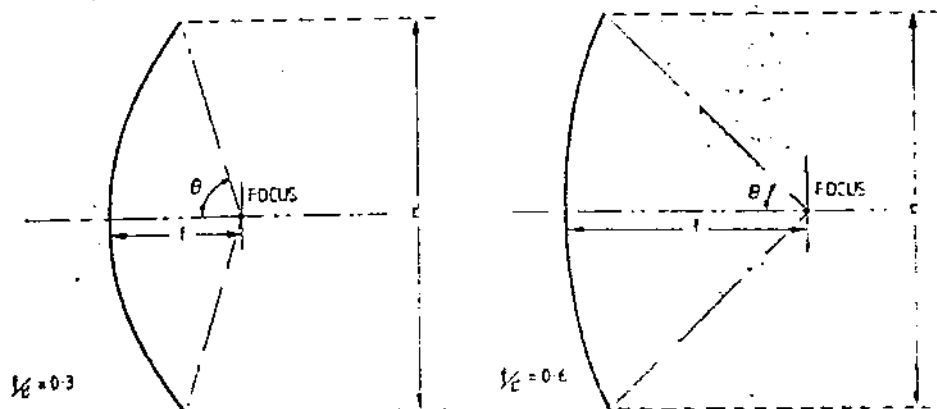


Fig. 3.4: Duas parábolas com o mesmo diâmetro mas diferentes relações f/D [4].

3.1.5 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A SUPERFÍCIE REFLETORA

Outro elemento importante para o desempenho do conjunto é o tipo de material de que é feita a superfície do refletor. Alguns refletores são feitos de alumínio em chapa e, claramente, essa superfície condutora inteirica é ideal. Comercialmente, são mais encontradas superfícies refletoras confeccionadas em chapa de alumínio expandida, sendo que os buracos dessa tela não devem ser

muito grandes. Uma boa aproximação consiste em permitir buracos de, no máximo, $\lambda/10$ [4]. Entretanto, refletores projetados para operar em frequências acima de 10 GHz devem ser confeccionados com material interio. A espessura do material não deve ser grande, de forma que chapas de alumínio ou fibra de vidro podem ser utilizadas. Deve ser notado que construções em tela reduzem a carga do vento e o peso total do conjunto e, devido ao clima predominantemente tropical de nossa região, está descartada a hipótese de destruição do refletor pela precipitação de neve ou gelo. A Fig. 3.5 apresenta as tolerâncias permitidas para a escolha de uma tela [33].

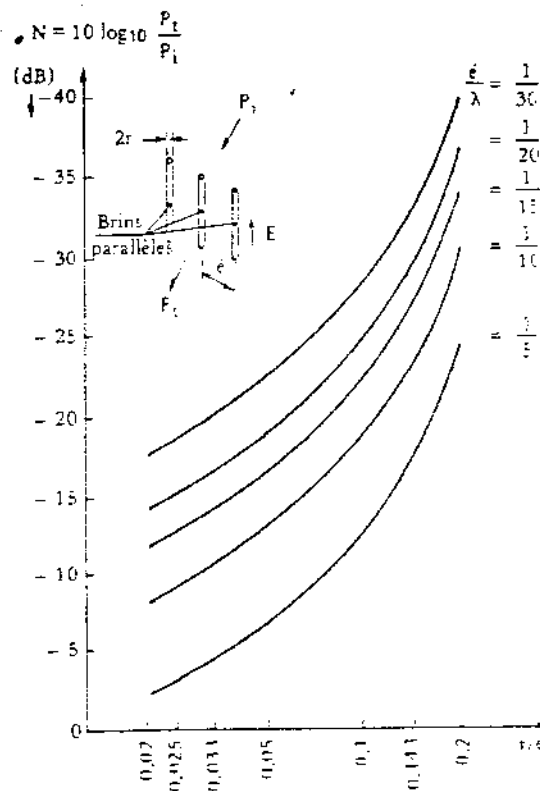


Fig. 3.5: Transparência radioelétrica de uma tela [33].

Deve ficar claro que a escolha de determinada tela terá consequência direta no ganho e na temperatura de ruído do refletor. Levando ainda em consideração o ganho do conjunto, devemos ressaltar que a precisão da superfície paraboloïdal é um fator limitante para o ganho. Claramente, quanto mais próximo estivermos da superfície ideal, maior será a eficiência (e, conseqüentemente, o ganho) do sistema. É geralmente aceitável, para projetos de sistema TVRO, que os erros de pico da superfície refletora não ultrapassem o valor de $\lambda/8$ [4].

3.2 - O ALIMENTADOR

Uma vez que as ondas de energia eletromagnética, radiadas pelo equipamento transmissor de um determinado satélite, incidam sobre a superfície refletora da antena e sejam convergidas para o ponto focal, a tarefa seguinte é promover um aproveitamento útil dessa energia, processando-a em estágios passivos e ativos, para recuperação seletiva dos sinais de informação, como o som e a imagem de televisão que modulam frequências portadoras na região de 4 GHz (Banda C).

O refletor parabólico e o alimentador encontram-se intimamente relacionados. O refletor deve coletar o máximo possível de sinal e focalizá-lo corretamente na posição do alimentador. Por sua vez, o alimentador deve "enxergar" a máxima superfície do refletor, sem que ocorra o efeito de derramamento.

Existem diversos arranjos para o alimentador. O mais popular (e que também nós utilizamos) é o arranjo tipo ponto focal, onde a entrada do alimentador é colocada exatamente sobre o ponto focal. Trata-se de uma montagem simples e econômica, porém crítica, visto que pequenos desalinhamentos podem causar uma sensível degradação da relação sinal/ruído.

A entrada do alimentador pode estar equipada com anéis concêntricos, sendo este tipo de alimentador denominado de "alimentador escalar". Tais anéis são utilizados para melhor direcionar o sinal de microondas para o interior do guia de onda do alimentador [30].

A maior parte da energia refletida pelo parabolóide provem dos 3/4 mais internos da superfície do refletor; portanto, a área do refletor próxima à sua borda é a menos efetiva em termos de reflexão do sinal. Isto não significa que tal área seja desperdiçada, visto que a mesma atua como um escudo contra o ruído térmico proveniente, principalmente, do solo.

Outro tipo de arranjo para o alimentador é a montagem conhecida como Cassegrain [28]. A eficiência deste tipo de arranjo é basicamente determinada pelo acoplamento entre os refletores (principal e sub-refletor), minimizando o derramamento (*spillover efficiency*) e, conseqüentemente, aproveitando ao máximo a superfície do refletor principal (*illumination efficiency*).

3.2.1 - GEOMETRIA DE UM ALIMENTADOR

Existem poucas configurações de alimentadores, baseadas em um guia de onda circular, apropriadas à alimentação de refletores parabólicos profundos, com razão distância focal / diâmetro menor que 0,35. Entretanto, em 1.972, R. Wohlleben já havia desenvolvido um alimentador bastante eficiente [30]. A Fig. 3.7 apresenta o alimentador proposto, em corte. As dimensões do dispositivo estão cotadas em função do comprimento de onda do sinal desejado.

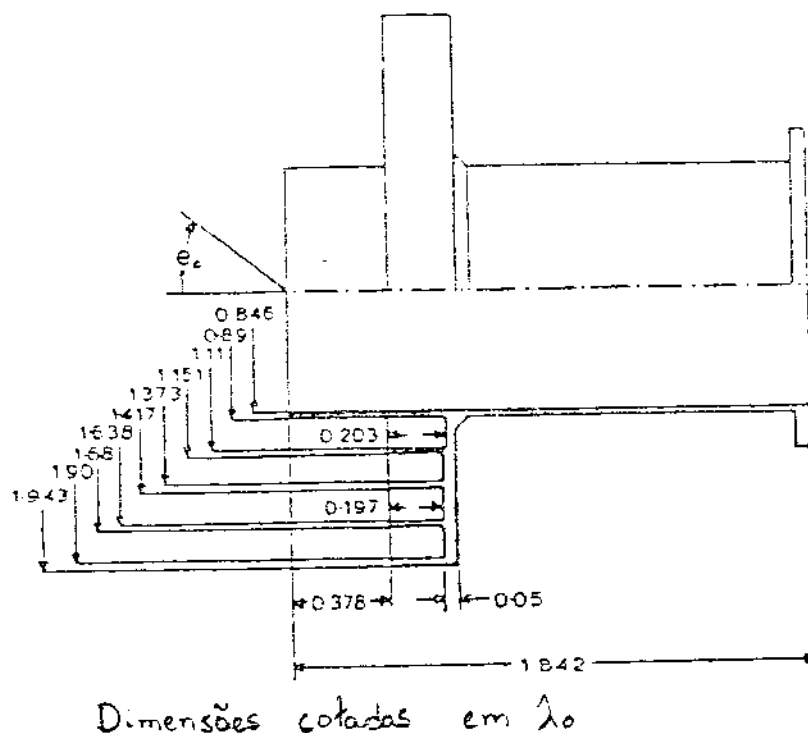


Fig. 3.6: Alimentador escalar otimizado para montagens tipo ponto focal [30].

Para otimizarmos o rendimento do conjunto alimentador / refletor parabólico devemos seguir uma restrição de projeto segundo a qual, o ângulo de abertura do alimentador, θ , e a razão distância focal / diâmetro, f/D , devem obedecer à relação [4]:

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{8 \cdot \alpha}{16 \cdot \alpha^2 - 1} \right] \quad (3.5)$$

onde:

$$\alpha = f/D \quad (3.6)$$

Dessa forma, problemas tais como derramamento ou mesmo insuficiência de iluminação podem ser evitados, visto que satisfaz-se o compromisso existente entre o ângulo de abertura do alimentador e a razão distância focal / diâmetro do refletor.

Através de algumas medições efetuadas, chegou-se a uma R.O.E. < 1,1 para este alimentador e, para as frequências de nosso interesse (3,7 a 4,2 GHz), pode-se estimar que o ângulo de abertura do alimentador, θ , encontra-se em torno de 76° [30, 34]. Dessa forma, com o auxílio da Fig. 3.7 ou da equação (3.5), podemos determinar a razão f/D ótima para o refletor, nas frequências desejadas. Portanto:

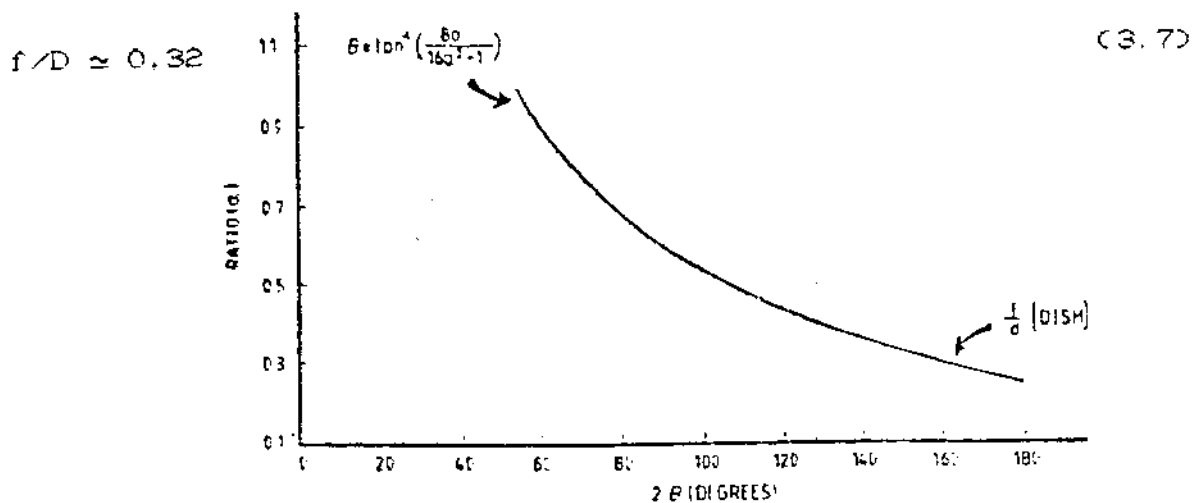


Fig. 3.7: Razão f/D em função do ângulo de abertura do alimentador [4].

3.2.2 - POLARIZAÇÃO DO SINAL

Uma vez que o sinal tenha sido capturado pelo alimentador, este deve chegar, via sonda de acoplamento, ao primeiro estágio ativo do sistema. Entretanto, devemos agora relembrar que estaremos interessados em trabalhar com sinais provenientes de satélites com polarização linear (BRASILSAT) ou com polarização circular (INTELSAT).

Para o caso de estarmos lidando com sinais polarizados linearmente, devemos considerar o esquema completo do alimentador apresentado na Fig. 3.8. Uma vez que o sinal tenha sido capturado pelo primeiro estágio do alimentador, como apresentado na Fig. 3.6, este será encaminhado, através de um guia de onda circular, até uma sonda de polarização do sinal. Tal sonda, que desenvolve deslocamentos angulares de 90° acionada por um servomotor, é capaz de selecionar o sinal desejado (polarização vertical ou horizontal) e, então, entregá-lo ao primeiro estágio ativo. Cabe ressaltar que não existe contato físico entre a sonda de polarização e a sonda do amplificador de baixo ruído, sendo o sinal entregue da primeira para a segunda por intermédio de uma cavidade.

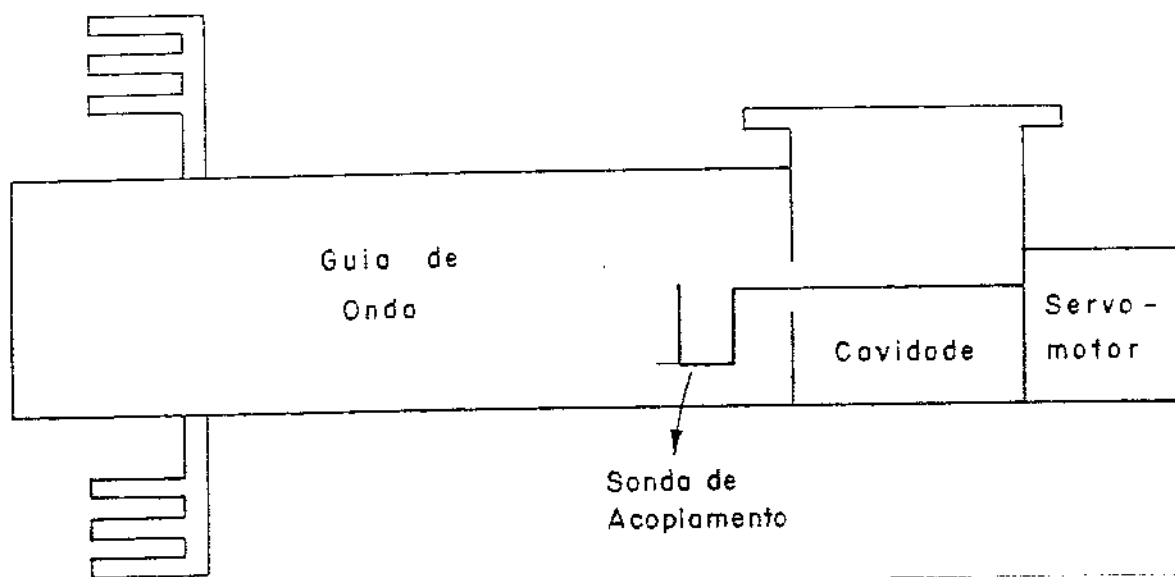


Fig. 3.8: Esquema completo de um alimentador escalar otimizado para a captação de sinais polarizados linearmente.

Se o sinal captado estiver polarizado circularmente, e ainda assim desejássemos utilizar o alimentador da Fig. 3.8, então o servomotor seria desnecessário, devido justamente à variação espacial deste tipo de polarização do sinal. Entretanto, a perda de sinal chegaria a níveis superiores a 3 dB, visto que existe descasamento entre a polarização do sinal e a da sonda de polarização. É obvio que tamanha perda de sinal pode inutilizar todo o sistema.

Uma lâmina de quarto-de-onda inserida no guia de onda antes da sonda de polarização, conforme mostra a Fig. 3.9, pode ser utilizada para a solução do problema. Quando uma onda TE₁₁, polarizada linearmente, encontra uma lâmina de quarto-de-onda, na saída desta lâmina teremos uma onda polarizada circularmente e vice-versa [32]. Tal lâmina pode ser construída de um material dielétrico adequado, conforme mostra a Fig. 3.9.

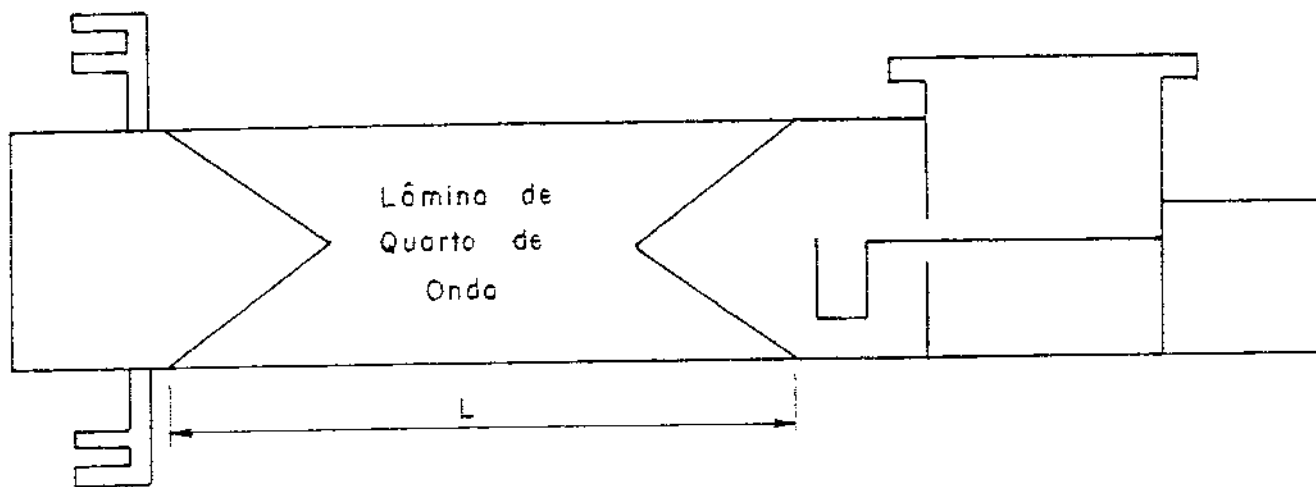


Fig. 3.9: Alimentador otimizado para a captação de sinais polarizados circularmente.

Como pode ser observado, a lâmina de quarto-de-onda é orientada em um ângulo de 45° com relação às possíveis posições ocupadas pela sonda de polarização. As reentrâncias na lâmina funcionam, basicamente, como casadores de impedância e o comprimento L da mesma é calculado de modo a obter uma mudança de fase igual a 90° . Especificamente, L pode ser calculado por [32]:

$$L = \frac{\pi}{2 \cdot (\beta_1 - \beta_2)} \quad (3.8)$$

Quando o modo TE₁₁ está polarizado paralelamente à lâmina, a constante de propagação β_1 é maior do que quando o modo está polarizado perpendicularmente à lâmina, ou seja:

$$\beta_1 > \beta_2 \quad (3.9)$$

onde β_2 é a constante de propagação para polarização perpendicular à lâmina dielétrica.

Podemos fazer:

$$\beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c_0} \quad (3.10)$$

onde f é a frequência de operação e c_0 é a velocidade da luz no vácuo.

Para β_1 temos:

$$\beta_1 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c_0} \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \quad (3.11)$$

onde ϵ_r é a permissividade relativa (constante dielétrica) e μ_r é a permeabilidade relativa do material dielétrico.

Portanto, através da inserção de uma lâmina de quarto-de-onda no alimentador, o problema da perda de sinal devido ao descasamento é minimizado, sendo o sinal polarizado circularmente "transformado" em um sinal polarizado linearmente.

3.2.3 - POLARIZAÇÃO CRUZADA

Além dos fenômenos de derramamento e da insuficiência de iluminação, temos também o fenômeno da polarização cruzada, como principais responsáveis pela degradação da qualidade de um sistema TVRO. O fenômeno da polarização cruzada pode ser definido baseando-se nas direções de vetores unitários de campos elétricos [8]. Segundo o padrão IEEE, a definição de polarização cruzada pode ser visualizada utilizando um vetor unitário ao longo de um dos eixos cartesianos que é tomado como polarização de referência. A direção da polarização cruzada é tomada ao longo de um eixo ortogonal ao primeiro.

Este tipo de fenômeno indesejável tornou-se bastante comum, devido à crescente utilização da técnica de re-utilização de frequências em comunicações via satélite, como é o caso do BRASILSAT. Neste tipo de sistema, canais adjacentes de TV são dispostos nas polarizações horizontal e vertical alternadamente. Este fenômeno pode ser visualizado na TV, quando dois canais adjacentes aparecem simultaneamente (diafonia). O fenômeno se acentua à medida em que a sonda de polarização do alimentador vai se afastando da polarização desejada.

As técnicas sugeridas, ao longo dos anos, para a redução do nível de polarização cruzada em antenas refletoras consistem, basicamente, na utilização de alimentadores especiais e no uso de refletores com elevada razão f/D [8]. Entretanto, para o caso de sistemas domésticos de TVRO, as considerações referentes à razão f/D e ao ângulo de abertura do alimentador, feitos anteriormente, nos levam a níveis aceitáveis de polarização cruzada.

3.3 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A MONTAGEM DO SISTEMA

Se a eficiência de um sistema TVRO é intimamente dependente das características estudadas até agora neste capítulo, seu desempenho está estreitamente associado à montagem final do

sistema. Consideramos esta montagem do sistema como sendo o posicionamento do alimentador em relação ao refletor, além dos mecanismos de direcionamento do conjunto para os satélites desejados. Neste contexto, a palavra "desempenho" pode significar um melhor aproveitamento das qualidades de determinado sistema, além de implicar em simplicidade e comodidade para o usuário de uma estação de TVRO.

3.3.1 - POSICIONAMENTO DO ALIMENTADOR

Existem, basicamente, quatro configurações principais para o conjunto refletor-alimentador, que são consideradas em aplicações de comunicações via satélite e que apresentamos na Fig. 3.10. Elas compreendem montagens onde o alimentador se encontra no ponto focal do refletor, ou montagens tipo Cassegrain, onde existe um sub-refletor nas proximidades do ponto focal. Todas estas montagens encontram-se em uso, cada uma podendo apresentar vantagens específicas em termos de exigências de projeto.

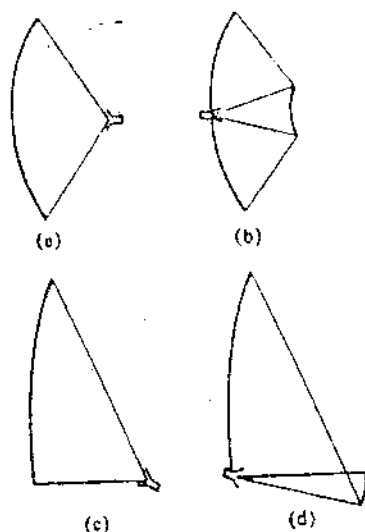


Fig. 3.10: (a) Montagem "on-axis", com alimentador no ponto focal [5].

(b) Montagem "on-axis", com sub-refletor.

(c) Montagem "offset", com alimentador no ponto focal.

(d) Montagem "offset", com sub-refletor.

Como já visto, o formato de um refletor, que dispõe de um único alimentador simples, deve ser paraboloidal. Desvios deste formato causarão erros de fase na abertura que não poderão ser corrigidos por um alimentador simples. Dessa forma, a obtenção de alta eficiência com um alimentador frontal ao refletor [Fig. 3.10(a)] é quase que completamente uma questão de projeto do alimentador. Entretanto, o sistema de duplos refletores fornece um grau a mais de liberdade. O sistema tipo Cassegrain [Fig. 3.10(b)], que consiste de um refletor principal paraboloidal e de um sub-refletor hiperboloidal, é projetado através do uso da óptica geométrica para produzir uma frente de fase uniforme na abertura do parabolóide [5]. Por outro lado, uma desvantagem deste sistema é que o diâmetro do sub-refletor precisa ser de muitos comprimentos de onda, o que, dependendo de sua posição, encobre a "visão" de boa parte do refletor principal. Este tipo de perda também ocorre com o alimentador em posição frontal, passando a ser um fator considerável em pequenos refletores.

Um meio de se prevenir tais perdas consiste na utilização de montagens em "offset" [Figs. 3.10(c) e 3.10(d)]. Embora seja obtida uma melhora na eficiência com este método, sua construção torna-se mais difícil pois o refletor principal não mais será simétrico.

3.3.2 - CONTROLE DO PADRÃO DE RADIAÇÃO

Num sistema de simetria axial, os lóbulos laterais dependem, principalmente, do bloqueio central da abertura do refletor e da redução da amplitude do sinal nas bordas do refletor [5]. A região bloqueada equivalente leva a um padrão de amplitude que deve ser subtraído da radiação não bloqueada para obtermos o padrão total. Isto acarreta uma redução da amplitude do lóbulo principal enquanto eleva os lóbulos laterais.

Obviamente, como a eficiência decresce com o aumento do bloqueio, é vantajoso fazer o bloqueio central o menor possível. Se voltarmos à discussão da seção 3.3.1, veremos que um sistema

"on-axis" com sub-refletor possui a desvantagem de que o sub-refletor deve possuir vários comprimentos de onda de diâmetro. Entretanto, um sistema duplo-refletor pode levar vantagem quanto à sua flexibilidade de projeto, pois permite se efetuar um compromisso entre eficiência e nível dos lóbulos laterais [5].

Podemos, então, concluir que sistema "on-axis" com um único refletor continuarão a serem utilizados em aplicações de baixo custo, onde as exigências quanto ao desempenho não são tão rigorosas, como é o caso de sistemas residenciais TVRO. Sistemas duplo refletores são necessários quando há necessidade de controle rigoroso do padrão de radiação. Sistemas "offset" oferecem vantagens claras devido à ausência de bloqueios para a radiação.

3.3.3 - MECANISMOS DE LOCALIZAÇÃO DE SATÉLITES

Para a localização de satélites são utilizados, basicamente, dois tipos de posicionadores, ditos azimute-elevação e polar, conforme mostra a Fig. 3.11.

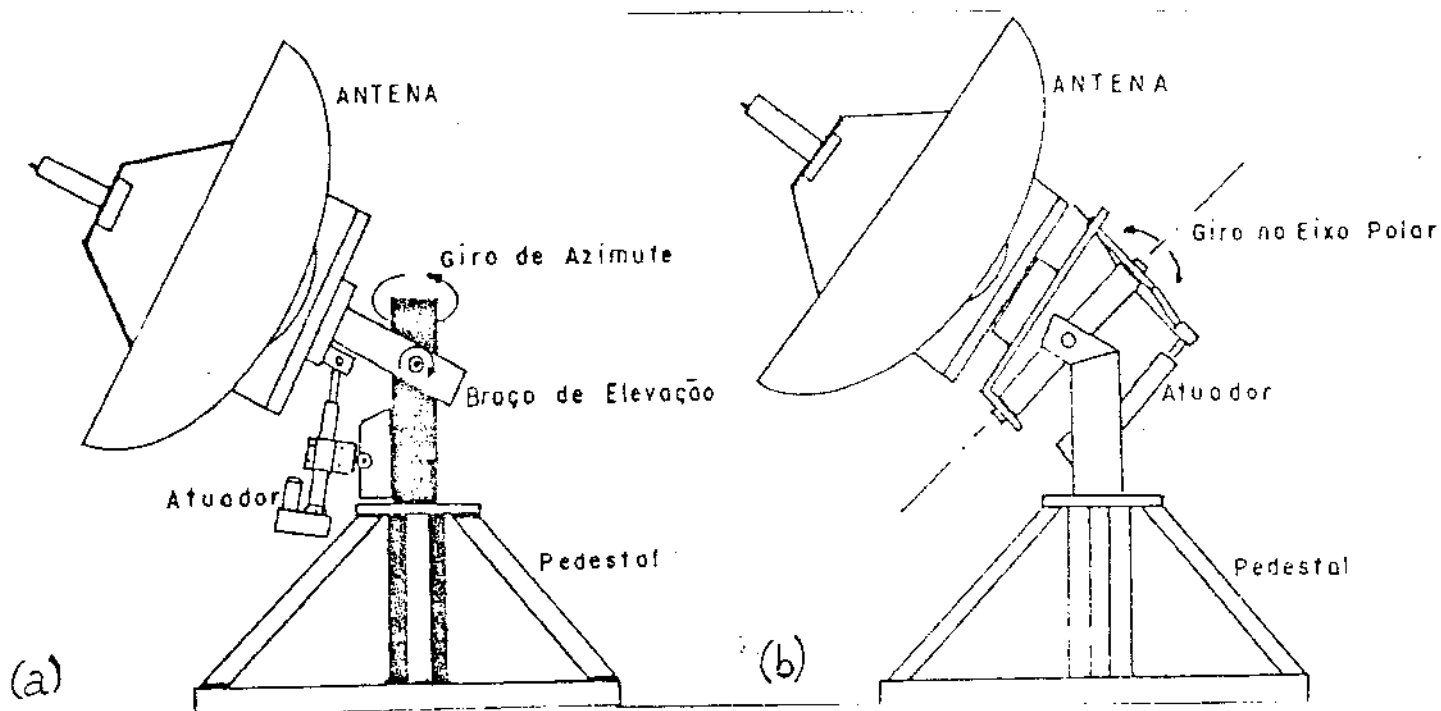


Fig. 3.11: (a) Sistema de posicionamento azimute-elevação.
(b) Sistema de posicionamento polar.

A diferença básica entre eles é que, enquanto o primeiro [Fig. 3.11(a)] necessita de dois movimentos para localizar um satélite, o segundo [Fig. 3.11(b)] realiza apenas um movimento (varredura do Cinturão de Clarke) para localizar um satélite.

3.3.3.1 - MONTAGEM AZIMUTE-ELEVACÃO

Conforme a Fig. 3.11(a) nos mostra, a montagem tipo azimute-elevação permite-nos localizar determinado satélite através de dois graus de liberdade. Através do ajuste do ângulo de azimute e do ângulo de elevação obtemos a correta localização de um satélite. A Fig. 3.12 apresenta uma representação gráfica dos ângulos de azimute e elevação.

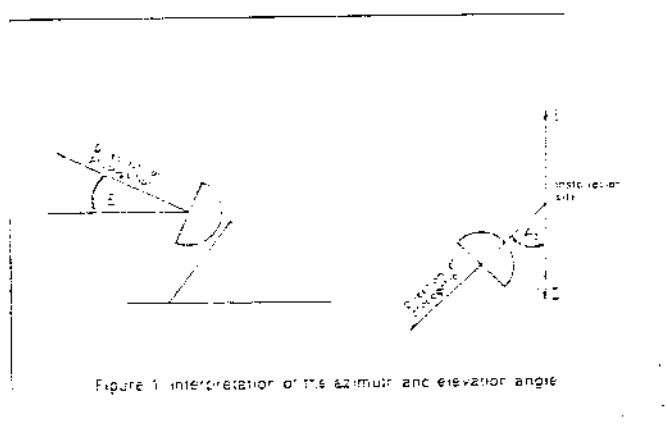


Fig. 3.12: (a) Representação do ângulo de elevação.
 (b) Representação do ângulo de azimute [31].

Para a obtenção dos ângulos de azimute e de elevação necessitamos conhecer as coordenadas do local da instalação do sistema (latitude e longitude) e a longitude do satélite. A Fig. 3.13 nos mostra as relações entre um satélite e um ponto na superfície terrestre.

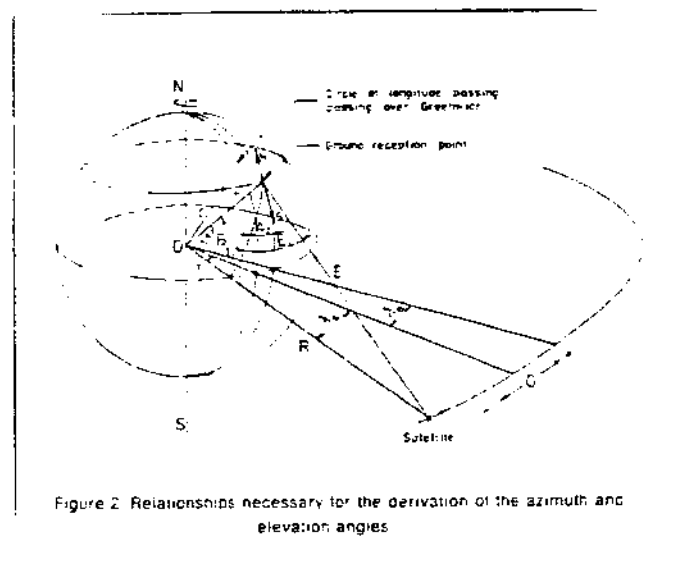


Fig. 3.13: Relações entre um satélite e um ponto na superfície terrestre [31].

Através de algumas relações podemos chegar às equações que determinam os ângulos de elevação (EL) e de azimute (Az) do sistema [16,31]:

$$Az = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\text{tg} \lambda}{\text{sen} \beta} \right] \quad (3.12)$$

$$EL = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\cos \beta \cdot \cos \lambda - 0,151269}{\sqrt{1 - (\cos \beta \cdot \cos \lambda)^2}} \right] \quad (3.13)$$

onde:

β é a latitude do local de instalação e

λ é o ângulo existente entre a longitude do satélite e a longitude do local de instalação.

3.3.3.2 - MONTAGEM POLAR

É muito comum o uso do sistema de posicionamento polar, assim denominado por basear-se no ângulo polar, numericamente igual à própria latitude da localidade de instalação do sistema [16,31]. É fácil de se conceber que, no posicionador polar, também existem implícitos os dados de azimute e elevação. Todavia, na prática só se fixa o ângulo de elevação, corrigido pelo ângulo de

compensação, e, uma vez fixado, basta girar o refletor em torno do eixo polar para se visualizar, na órbita geo-estacionária, os satélites do arco de visibilidade. Observe a Fig. 3.14, onde apresentamos as principais características de uma montagem polar.

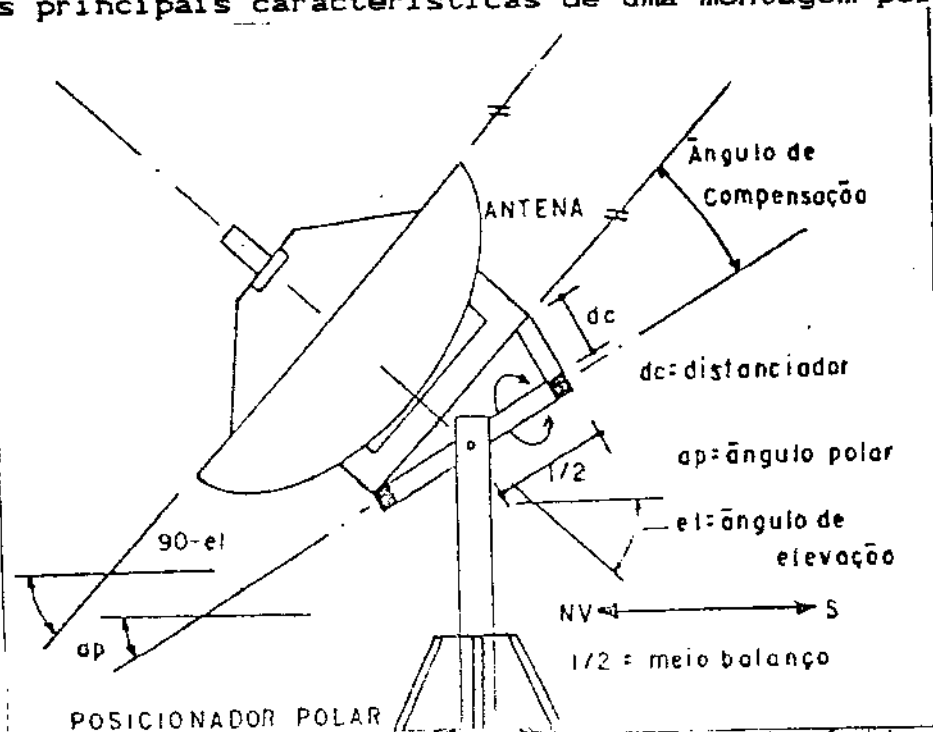


Fig. 3.14: Montagem polar e suas principais características.

Haverá, entre o complemento do ângulo de elevação da antena e o ângulo polar local da instalação, um outro ângulo a que vamos denominar de "ângulo de compensação". É ele que, aplicado ao sistema polar, permitirá que o refletor se mantenha, aproximadamente, alinhado com a órbita geo-estacionária, enquanto o mesmo é movido para leste ou oeste, girando em torno do eixo polar.

Os ângulos polar (A_p) e de compensação (A_c) podem ser obtidos, respectivamente, por [16, 31]:

$$A_p = \beta \quad (3.14)$$

$$A_c = \text{tg}^{-1} \left[\frac{\text{sen} \beta}{5,6205 + \text{sen}[\text{cos}^{-1}(0,1510 \cdot \text{cos} \beta)]} \right] \quad (3.15)$$

onde β é a latitude do local da instalação.

CAPÍTULO IV : ELEMENTOS ATIVOS DE UM SISTEMA TVRO

Após a captação do sinal proveniente de um satélite pelo alimentador, este deve entregar o sinal aos estágios ativos do sistema. A Fig. 4.1 apresenta, sob a forma de diagramas de blocos, os estágios ativos de um sistema TVRO.

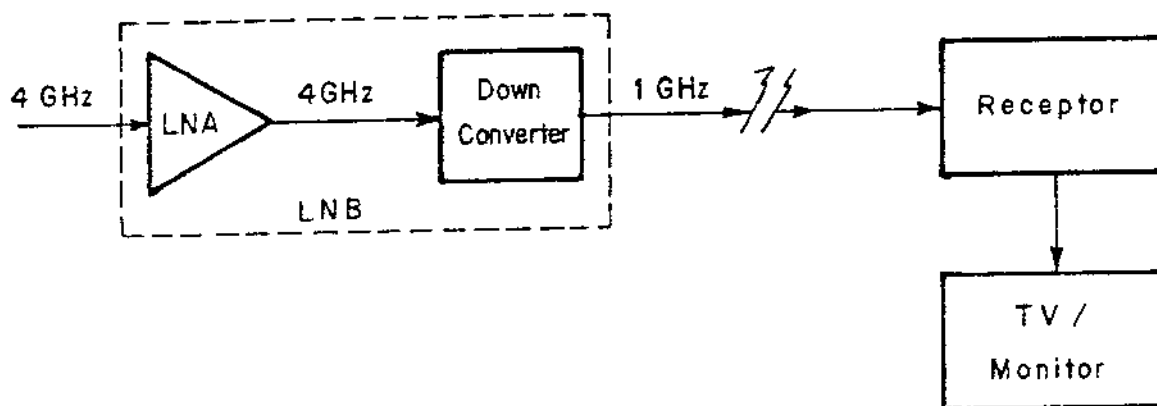


Fig. 4.1: Elementos ativos de um sistema TVRO.

Hoje em dia, os sistemas TVRO comercializados com fins de entretenimento domiciliar são constituídos por apenas dois elementos ativos (mais os elementos passivos). Tais equipamentos são o LNB (*Low Noise Block - Amplifier / Down Converter*) e o receptor interno. O LNB promove, como primeiro estágio ativo do sistema, a amplificação do sinal na faixa de 3,7 a 4,2 GHz. Após esta amplificação, o sinal é baixado para frequências na faixa de 950 a 1.450 MHz, quando o mesmo pode, então, ser entregue ao receptor interno, via cabo coaxial. Cabe ao receptor interno demodular o sinal de áudio e vídeo para a banda base, remodulando-o em VHF para que o mesmo possa ser entregue a um televisor comum. Cabe deixar claro que o LNB estará diretamente acoplado ao alimentador, enquanto que o receptor se encontrará próximo ao televisor. Dedicaremos as próximas seções para melhores esclarecimentos sobre tais dispositivos.

4.1 - O LNB

Normalmente, o LNB é encerrado em uma caixa metálica de uma liga fundida de alumínio e que contém, ainda, a flange padronizada (CPR - 220 G) que a acopla ao alimentador por intermédio de parafusos. Internamente, seu diagrama de blocos pode ser representado como mostra a Fig. 4.2.

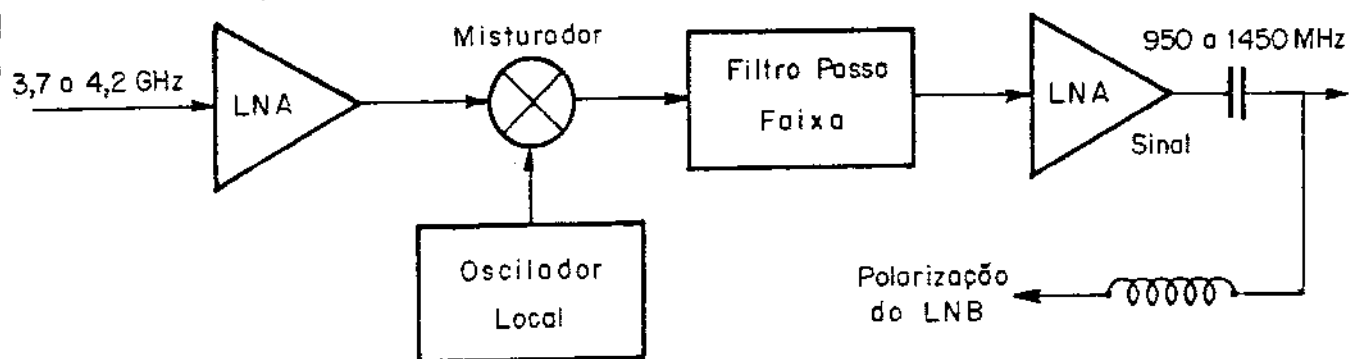


Fig. 4.2: Diagrama de blocos de um LNB utilizado em TVRO.

Uma vez que estamos trabalhando com níveis de potência muito baixos e, mais ainda, sendo a relação sinal/ruído muito crítica, devemos ter como primeiro bloco do LNB um amplificador de baixo ruído (LNA - *Low Noise Amplifier*). É importante salientar que, trabalhando com sinais desta magnitude, devemos adicionar o mínimo de ruído ao sinal nesta etapa do sistema, sob pena de comprometermos a qualidade final do som e da imagem.

Tendo sido o sinal na faixa de 3,7 a 4,2 GHz amplificado, este é entregue a um misturador que, com o auxílio de um oscilador local, converte a faixa de interesse para frequências entre 950 e 1.450 MHz. O sinal obtido, antes de ser entregue a um próximo amplificador, passa por um filtro passa-faixa que seleciona a banda de frequências desejada.

Devido a restrições de projeto, a alimentação DC do LNB é fornecida pelo receptor interno, não dispondo o LNB de qualquer fonte própria de alimentação. Dessa forma, através do cabo coaxial que conecta o LNB ao receptor interno, dispomos de um nível DC que polariza o LNB e de um sinal de RF com destino ao receptor.

A qualidade de um LNB será determinada pela sua temperatura de ruído, normalmente expressa através da escala kelvin, e pelo ganho que afeta o sinal, normalmente expresso em dB. Atualmente, são utilizados transistores tipo HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) no LNB, de modo a conferir ao sinal o menor nível possível de ruído, dentro de custos aceitáveis.

Ao se especificar um LNB, para recepção da banda C, as seguintes características devem ser consideradas:

Temperatura de Ruído:	30 a 50 kelvin (K)
Frequência de Entrada:	3,7 a 4,2 GHz
Ganho:	50 a 60 dB
Frequência de Saída:	950 a 1.450 MHz
Largura de Banda:	500 MHz
TOE de entrada:	1,25 : 1 máximo
TOE de saída:	1,50 : 1 máximo (75 ohms)
Flange de conexão:	CPR - 229 G
Conector de saída:	tipo N-fêmea
Alimentação:	18 a 24 Vcc a 150 mA nominais
Rejeição de Imagem:	-22 dB

4.2 - O RECEPTOR

Uma vez que o sinal já tenha sido amplificado e convertido pelo LNB, resta apenas reprocessar o sinal recebido através do receptor interno para que o mesmo possa ser entregue a um televisor comum ou vídeo cassete. Os diagramas de blocos a seguir representam, esquematicamente, um receptor proposto pelo periódico britânico "*Elektor Electronics*" [22,23,24,25], onde pode ser encontrado o projeto completo do receptor.

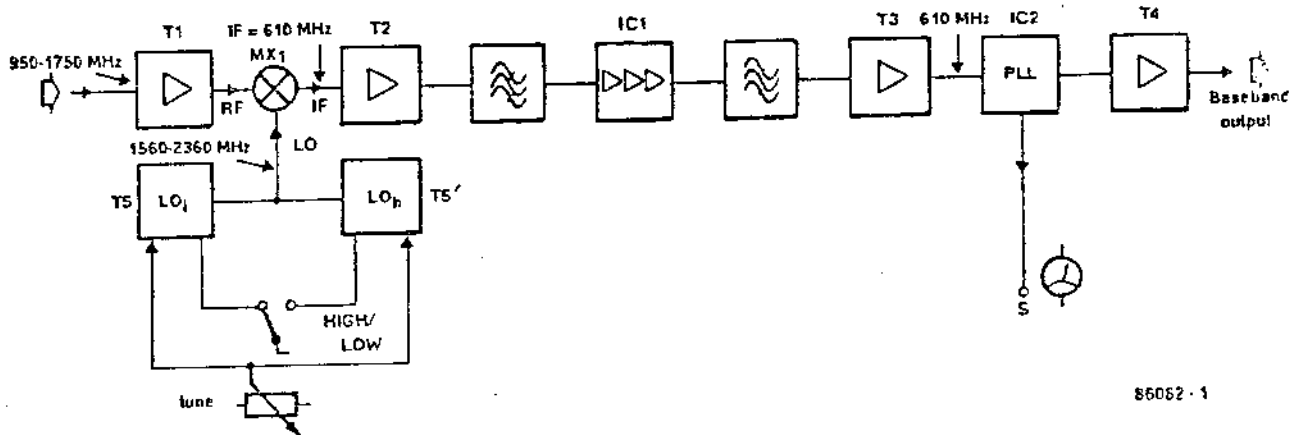


Fig. 4.3: Diagrama de blocos da placa de RF do receptor [22].

O diagrama de blocos da Fig. 4.3 mostra que o receptor consiste de um sintonizador superheteródino "single-conversion". O amplificador de baixo ruído T1 amplifica o sinal proveniente do LNB, sendo, então, misturado com o sinal de saída (1.560 - 2.360 MHz) do oscilador local T5 ou T5'. Em seguida são inseridos os amplificadores da frequência intermediária (T2, IC1 e T3) e os filtros passa-faixa, sendo o ganho do conjunto de, aproximadamente, 43 dB. Um circuito PLL (Phase Locked Loop) desmodula o sinal de FI, que estava em 610 MHz, passando-o para a banda base (0 - 8,5 MHz, aproximadamente), de modo que o mesmo possa ser processado pelos circuitos de áudio e vídeo, após o "buffer" T4.

A Fig. 4.4 mostra o diagrama de blocos do circuito de processamento de áudio e de vídeo. De acordo com o diagrama, o sinal em banda base proveniente da placa de RF é passado por uma seção de de-ênfase RLC antes que a faixa de 0 - 5 MHz do espectro seja amplificada e passe pelo circuito de grampeamento (*clamping*). Uma vez que o sinal tenha passado pelo circuito de grampeamento, ele é, então, isolado (via *buffer*) e entregue a duas saídas de vídeo.

A sub-portadora de áudio do espectro de banda base é enviada a um amplificador através de um filtro LC passa-alta com frequência de corte em torno de 5 MHz. Sendo a sub-portadora de áudio suficientemente potente, ela pode ser extraída do espectro de banda base misturando-a a uma frequência intermediária de 10,7 MHz, com largura de banda de 280 KHz. Após este ponto, o sinal é entregue a um filtro e a um detector FM e, posteriormente, é enviado a um buffer, quando o sinal de áudio estará, então, disponível.

Além dos circuitos de áudio e de vídeo, a placa dispõe de um circuito de alimentação, responsável pela alimentação do próprio receptor e, do LNB.

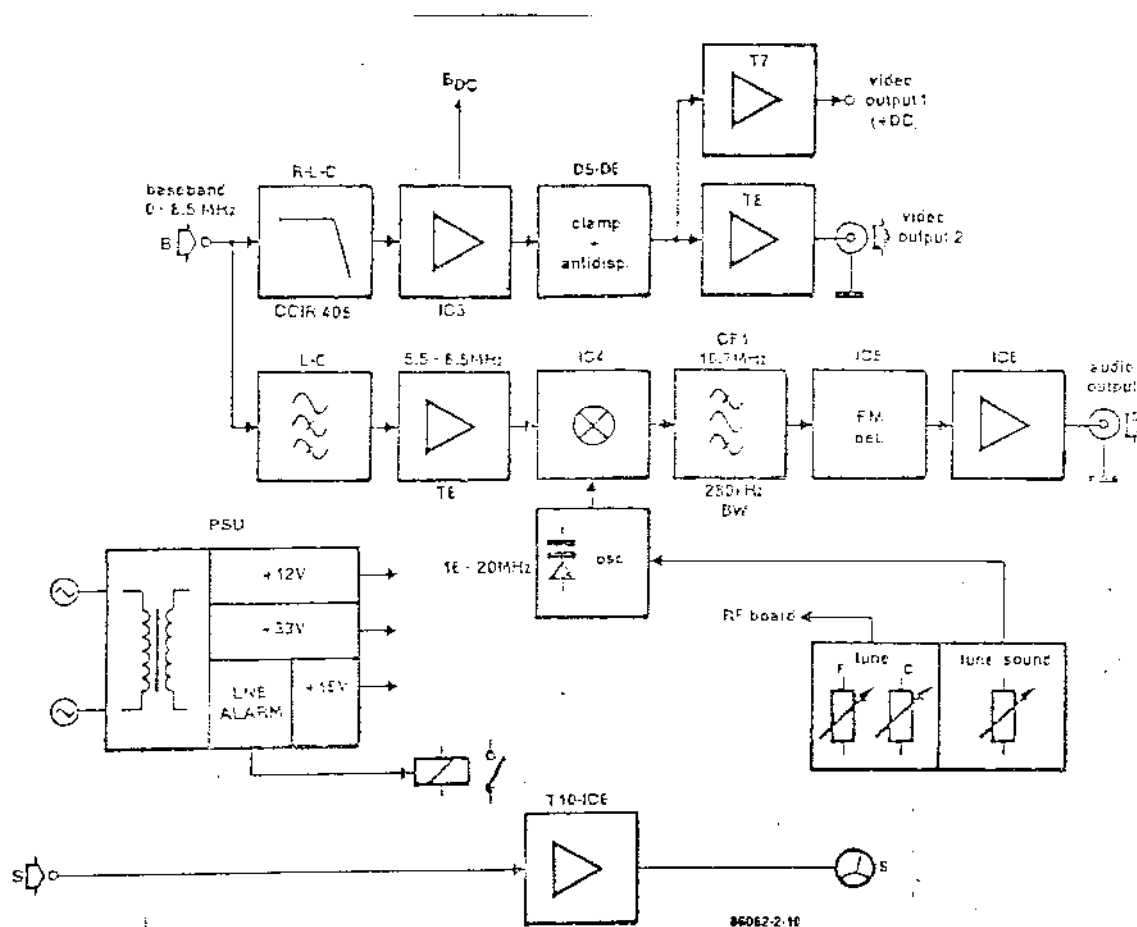


Fig. 4.4: Diagrama de blocos da segunda placa do receptor TVRO [23].

Externamente, o receptor deve dispor dos seguintes controles para o usuário:

- Seletor de canais: através deste controle o usuário pode selecionar um entre vários canais existentes na faixa de 950 a 1.450 MHz.
- Ajuste fino de canal: uma vez selecionado o canal de interesse, este comando deve permitir ao usuário um controle mais preciso sobre a faixa de frequências a ser deslocada para o nível de FI.
- Chave seletora da posição da sonda de polarização: através desta chave de duas posições, fica disponível ao usuário o controle da posição (vertical ou horizontal) da sonda de polarização que se encontra no alimentador.
- Ajuste fino da posição da sonda de polarização: dependendo do local da instalação e do posicionamento do alimentador em relação ao refletor, haverá um ângulo de desvio (*offset*) entre a sonda de polarização e as posições vertical / horizontal. Através deste controle pode-se ajustar o ângulo de desvio.
- Seleção da portadora de áudio: a portadora de áudio, dentro da banda base, encontra-se, geralmente, entre 5,5 a 8,5 MHz. Com este comando podemos selecionar a frequência da portadora.
- Chave liga / desliga: obviamente, através desta chave, o sistema será acionado ou desligado.

Além disso, o receptor deve possuir algumas "portas". Deve haver uma porta através da qual o sinal de microondas e a tensão de polarização excursionem entre o receptor e o LNB. Como saída devemos ter disponíveis, além das saídas isoladas de áudio e vídeo, uma saída de RF modulada no canal 3 ou 4 de VHF, para acoplamento com o receptor doméstico de TV.

4.3 - TRANSCODIFICAÇÃO DO SINAL

Se o sinal captado for proveniente de satélites da série BRASILSAT, então a saída do receptor pode ser diretamente acoplada a um televisor padrão PAL-M. Por outro lado, satélites da série INTELSAT transmitem seu sinal de vídeo de acordo com o padrão NTSC, necessitando de transcodificação antes de ser entregue ao televisor PAL-M.

Existem, no mercado, alguns tipos de transcodificadores apropriados para a conversão NTSC/PAL-M. O sistema a ser utilizado pela FEE/UNICAMP dispõe de um transcodificador capaz de converter um sinal NTSC em PAL-M, quando necessário.

CAPÍTULO V : PROJETO DE UM SISTEMA TVRO

5.1 - O REFLETOR PARABÓLICO

Como havíamos especificado, deseja-se que o sistema seja capaz de receber sinais provenientes de satélites das séries BRASILSAT e INTELSAT, na banda C de frequências (3,7 a 4,2 GHz). Entretanto, é interessante apresentar duas opções de configuração para o sistema. Em um primeiro caso, projetamos um refletor parabólico cujo ganho é suficiente para a captação de sinais provenientes de ambas as séries BRASILSAT e INTELSAT. Em um segundo caso, projetamos um refletor parabólico cujo ganho é suficiente apenas para a perfeita recepção do BRASILSAT. No segundo caso, obviamente, chegamos a um refletor de menor diâmetro em relação ao primeiro.

Para qualquer um dos refletores parabólicos, temos o ganho do conjunto sendo expresso pela expressão (3.2):

$$G(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 \cdot \eta \right]$$

sendo:

$G(\text{dB})$ o ganho expresso em dB,

D o diâmetro do refletor,

λ o comprimento de onda médio e

η a eficiência do conjunto.

Para ambos os casos, assumiremos: $\eta = 50\%$ e $\lambda = 0,076 \text{ m}$.

5.1.1 - PROJETO DO REFLETOR PARA O INTELSAT

Alguns satélites da série INTELSAT exigem, para serem captados no território nacional, um ganho de, aproximadamente, 43 dB (34). Dessa forma, através de (3.2), temos:

$$43 = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{\pi \cdot D}{0,076} \right)^2 \cdot 0,5 \right]$$

ou seja:

$$D \approx 5,00 \text{ m.}$$

Logo, necessitamos de um refletor cujo diâmetro de abertura seja de, aproximadamente, 5,0 m.

Outro dado importante de projeto é a razão distância focal / diâmetro que, conforme apresentado no Capítulo III, afeta a susceptibilidade da antena ao ruído. Deve ser levado em consideração que o ângulo de abertura do alimentador se encontra em torno de 76° para a banda de frequências de nosso interesse, o que implica em uma razão distância focal / diâmetro de, aproximadamente, 0,32 (Capítulo III).

Portanto:

$$0,32 = \frac{f}{5,00}$$

$$f = 1,60 \text{ m.}$$

Dessa forma, é conveniente projetar um parabolóide de revolução possuindo 1,60 m de distância focal.

Sendo, em coordenadas cartesianas, a equação de uma parábola dada por:

$$y = \frac{x^2}{4 \cdot f} \tag{5.1}$$

onde:

x é a coordenada horizontal,

y é a coordenada vertical e

f é a distância focal,

então, a equação da parábola que dará origem ao parabolóide de revolução será:

$$y = \frac{x^2}{6,4} \quad [m] \quad (5.2. a)$$

ou

$$y = \frac{x^2}{6.400} \quad [mm] \quad (5.2. b)$$

Como o diâmetro de abertura do refletor é de 5.000 mm, é suficiente calcularmos os pontos (x,y) da parábola para:

$$0 \leq x \leq 2.500 \text{ [mm]}.$$

já que existe uma simetria par, em relação à origem, com respeito à variável "x".

Desse modo, admitindo um passo de 50 mm para a varredura da coordenada "x", podemos construir a seguinte tabela:

x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)
50	0	1300	264
100	2	1350	285
150	4	1400	306
200	6	1450	329
250	10	1500	352
300	14	1550	375
350	19	1600	400
400	25	1650	425
450	32	1700	452
500	39	1750	479
550	47	1800	506
600	56	1850	535
650	66	1900	564
700	77	1950	594
750	88	2000	625
800	100	2050	657
850	113	2100	689
900	127	2150	722
950	141	2200	756
1000	156	2250	791
1050	172	2300	827
1100	189	2350	863
1150	207	2400	900
1200	225	2450	938
1250	244	2500	977

Tabela 5.1: Pontos (x,y) da parábola matriz (INTELSAT).

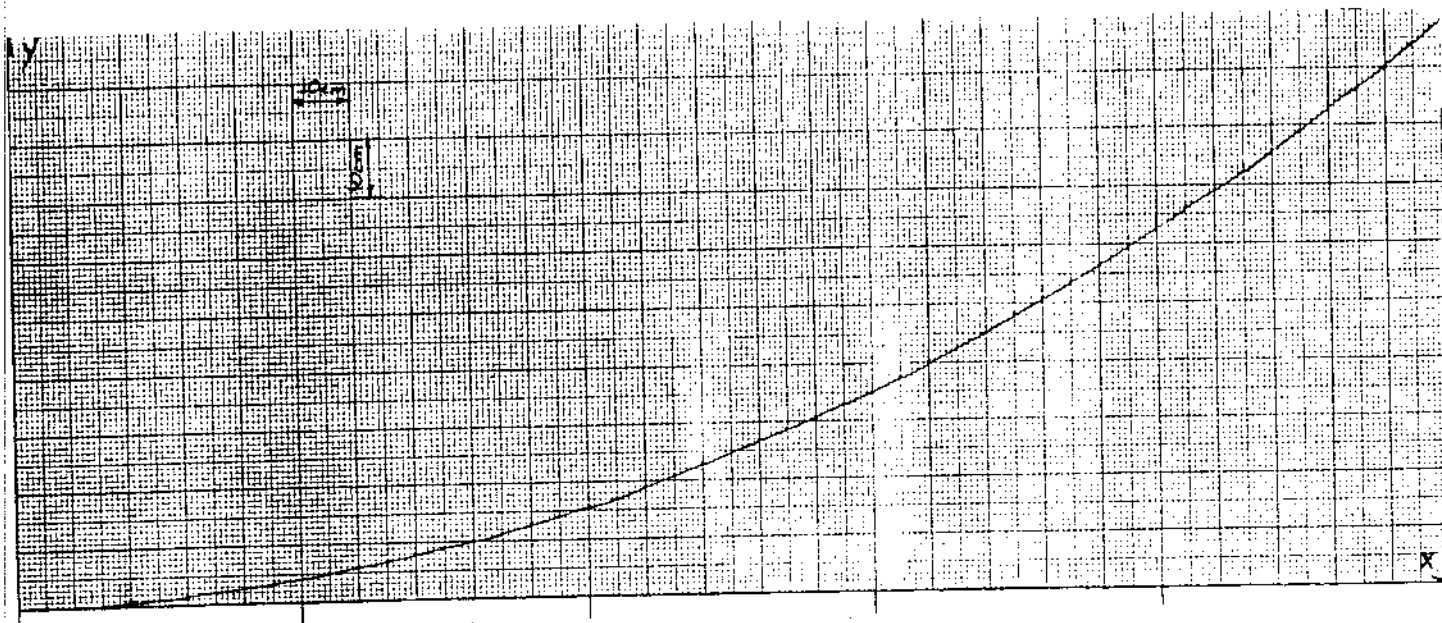


Fig. 5.1: Seção de parábola geratriz (INTELSAT).

5.1.2 - PROJETO DO REFLETOR PARA O BRASILSAT

Para a perfeita recepção dos sinais de TV provenientes do BRASILSAT, necessita-se de um refletor parabólico cujo ganho seja da ordem de 39 dB [34]. Dessa forma, através de (3.2), temos:

$$39 = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{\pi \cdot D}{0,076} \right)^2 \cdot 0,5 \right]$$

ou seja:

$$D \approx 3,00 \text{ m.}$$

Sabendo-se que a relação f/D ótima é de, aproximadamente, 0,32, temos:

$$f = 3,00 \cdot 0,32$$

$$f = 0,96 \text{ m.}$$

Portanto, é conveniente projetar o refletor adotando-se uma distância focal de 0,96 m. Dessa forma, de acordo com (5.1):

$$y = \frac{x^2}{3,84} \quad [\text{m}] \quad (5.3.a)$$

ou

$$y = \frac{x^2}{3.840} \text{ [mm]} \quad (5.3.b)$$

Como o diâmetro do refletor é de 3.000 mm, para se obter uma tabela para a parábola geratriz do parabolóide de revolução, basta variar "x" entre:

$$0 \leq x \leq 1.500 \text{ [mm]}.$$

Portanto, admitindo um passo de 50 mm para a varredura da coordenada "x", obtemos a seguinte tabela:

x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)
50	1	800	167
100	3	850	188
150	6	900	211
200	10	950	235
250	16	1000	260
300	23	1050	287
350	32	1100	315
400	42	1150	344
450	53	1200	375
500	65	1250	407
550	79	1300	440
600	94	1350	475
650	110	1400	510
700	128	1450	548
750	148	1500	586

Tabela 5.2: Pontos (x,y) da parábola matriz (BRASILSAT).

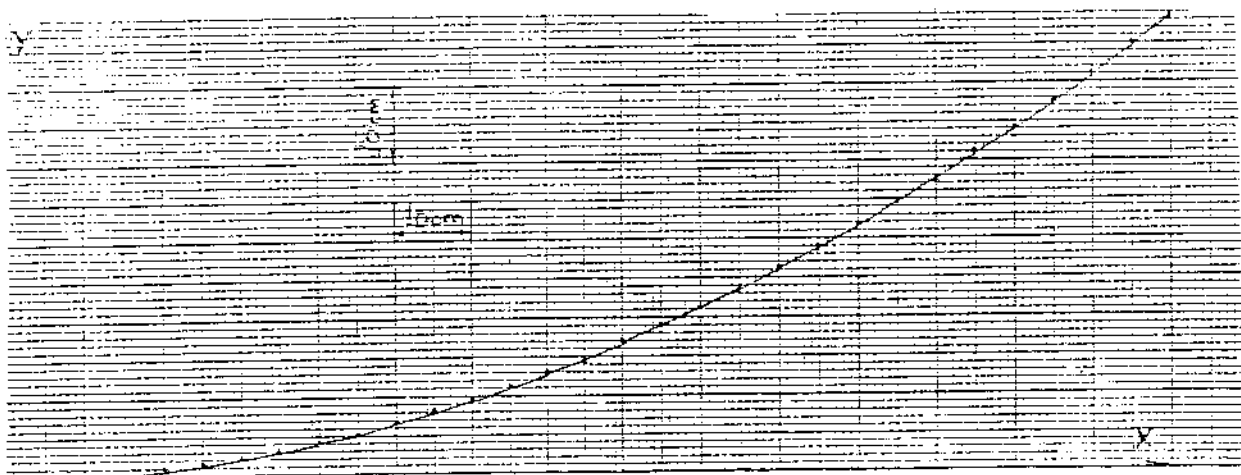


Fig. 5.2: Seção de parábola geratriz (BRASILSAT).

5.1.3 - COMPRIMENTO DA SEÇÃO DA PARÁBOLA GERATRIZ

Considere as Figs. 5.1 e 5.2. Para a construção de uma longarina, que irá sustentar a superfície refletora, temos que calcular o comprimento da mesma, para que possamos calcular a quantidade de material necessário à construção da longarina. Assim sendo, considere a equação (5.1):

$$y = \frac{x^2}{4.f} \quad (5.1)$$

Sabe-se que, o comprimento de um arco de parábola, L, pode ser dado por:

$$L = \int_0^x \sqrt{1 + [y']^2} dx \quad (5.4)$$

onde:

$$y' = \frac{x}{2.f} \quad (5.5)$$

Portanto:

$$L = \int_0^x \sqrt{1 + [x/2.f]^2} dx \quad (5.6)$$

Solucionando-se a integral acima, obtém-se uma expressão para o comprimento L em função da coordenada x e da distância focal f, dado por:

$$L(x) = \frac{1}{4.f} \left[x \cdot \sqrt{4.f^2 + x^2} + 4.f^2 \cdot \ln(x + \sqrt{4.f^2 + x^2}) - 4.f^2 \cdot \ln(2.f) \right] \quad (5.7)$$

Portanto, com o auxílio da expressão (5.7), pode-se chegar à quantidade de material necessário para a confecção de uma longarina. Para o caso do INTELSAT, deve-se considerar $x = 2.500$ mm e $f = 1.600$ mm. Para o caso do BRASILSAT, deve-se considerar $x = 1.500$ mm e $f = 960$ mm.

5.1.4 - ÁREA DA SUPERFÍCIE DE UM PARABOLÓIDE DE REVOLUÇÃO

Considere a Fig. 5.3, que representa o parabolóide de revolução gerado. A área da superfície refletora pode ser calculada por:

$$S = 2.\pi \int_0^y f(x) \cdot \sqrt{[f'(x)]^2 + 1} dx \quad (5.8)$$

sendo que:

$$f(x) = y = \frac{x^2}{4.f} \quad (5.9)$$

Solucionando-se a expressão (5.8), obtemos uma expressão para o cálculo da área S da superfície refletora, em função da distância focal f e da coordenada y, dada por:

$$S = \frac{8.\pi.\sqrt{f}}{3} \cdot \left[(f+y)^{3/2} - f^{3/2} \right] \quad (5.10)$$

Para o cálculo da área da superfície refletora de um refletor de 3,000 m, deve-se considerar $f = 0,960$ m e $y = 0,586$ m. Para um refletor de 5,000 m, deve-se considerar $f = 1,600$ m e $y = 0,977$ m.

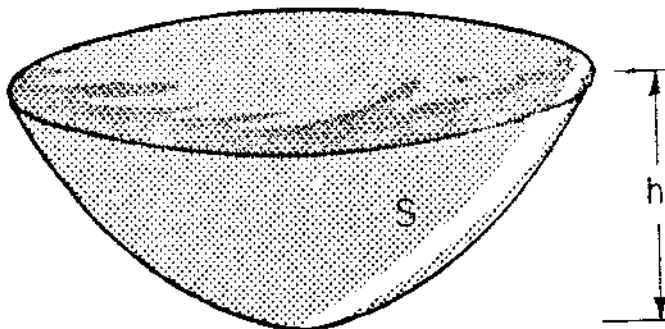
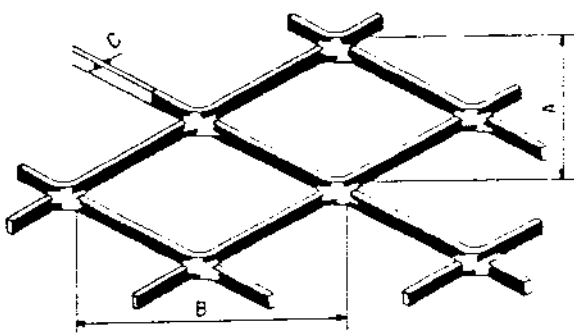


Fig. 5.3: Área de um parabolóide de revolução.

5.1.5 - ESTRUTURA MECÂNICA DO REFLETOR

O refletor em questão é do tipo "on-axis", com o alimentador posicionado no ponto focal do mesmo, como sugere a Fig. 3.10(a). Outro ponto relevante do projeto diz respeito à superfície refletora. Utilizamos como superfície refletora um material do tipo chapa expandida de alumínio, obedecendo às restrições discutidas no Capítulo III. Com o auxílio da Fig. 3.5, podemos determinar as dimensões envolvidas na textura da chapa expandida. Considere a Fig. 5.4.



- A - Abertura da malha, de centro a centro, no sentido da pequena diagonal
- B - Comprimento da malha, de centro a centro, no sentido da grande diagonal.
- C - Espessura do material.

Fig. 5.4: Micro-estrutura da superfície refletora empregada.

Se considerarmos que o cordão da estrutura possui um raio r de 0,5 mm e que, por sua vez, o diâmetro do furo, e , possa ser feito igual a 6,0 mm, então:

$$\frac{r}{e} = \frac{0,5}{6,0} \approx 0,083 \quad (5.11)$$

e, para um comprimento de onda, λ , em torno de 76,0 mm, temos:

$$\frac{e}{\lambda} = \frac{6,0}{76,0} \approx 0,079 \quad (5.12)$$

Dessa forma, com o auxílio da Fig. 3.5 e utilizando os resultados (5.11) e (5.12), podemos chegar a um valor aproximado de -20 dB para a transparência radio-elétrica do refletor.

Obviamente, melhores valores para a transparência do refletor poderiam ser obtidos; entretanto, comercialmente dispomos apenas da estrutura apresentada na Fig. 5.4 a um custo acessível.

Sugere-se que a superfície refletora do parabolóide de revolução seja dividida em 24 pétalas, para o caso de um refletor de 5,00 m de diâmetro de abertura, e 12 pétalas, para o caso de um refletor de 3,00 m. A junção entre duas pétalas é sustentada por uma barra de metal devidamente curvada (longarina) segundo a equação da parábola em questão. Um esqueleto simplificado da estrutura de sustentação do refletor é apresentado na Fig. 5.5.

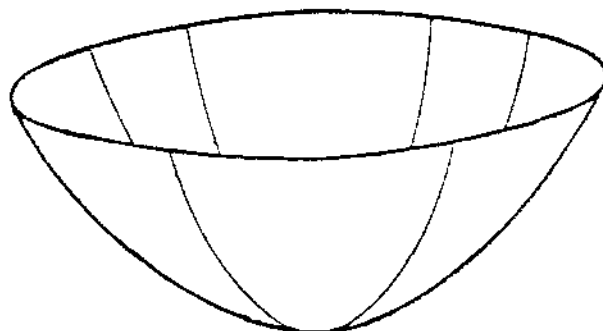


Fig. 5.5: Estrutura (simplificada) de sustentação da superfície refletora.

5.1.6 - ESTRUTURA MECÂNICA PARA DIRECIONAMENTO DO REFLETOR

Para o caso de um sistema que deve receber sinais provenientes de satélites da série INTELSAT, recomenda-se a utilização de uma montagem tipo polar, como aquela apresentada na Fig. 3.11(b). Tal montagem, embora mais complexa que a montagem azimute-elevação, é viável, neste caso, se lembrarmos que estaremos seguindo o Cinturão de Clarke através de um único grau de liberdade. Portanto, este tipo de sistema de posicionamento é mais confortável quando desejamos captar sinais provenientes de diversos satélites.

Quando desejamos receber sinais provenientes de um único satélite, por exemplo, do BRASILSAT II, a montagem azimute-elevação, apresentada na Fig. 3.11(a), passa a ser mais vantajosa, tendo em vista a simplificação e a redução dos custos do sistema.

5.2 - DEMAIS ELEMENTOS DO SISTEMA

Com relação ao alimentador, devem ser utilizados um para cada padrão de polarização do sinal. Dessa forma, para sinais polarizados linearmente (BRASILSAT), deve ser utilizado um alimentador semelhante àquele apresentado na Fig. 3.8. Para o caso de sinais com polarização circular (INTELSAT), deve ser utilizado um alimentador conforme apresentado na Fig. 3.9.

O LNB a ser utilizado no sistema também deve respeitar as especificações descritas no Capítulo IV, sendo que também o receptor deve obedecer às especificações pré-determinadas. Quanto ao cabo que conecta o LNB ao receptor, sugere-se a utilização de um cabo tipo RG-59 pelo menos, devendo, se necessário, optar-se por cabo tipo RG-6. Os cabos que conectam o polarizador ao receptor devem ser do tipo "cabinho" com bitola não inferior a 18 AWG.

A seguir, apresentam-se listas completas do material necessário para a implementação de um sistema INTELSAT e BRASILSAT.

5.3 - MATERIAL NECESSÁRIO PARA A IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA
INTELSAT

5.3.1 - MATERIAL DE CONSUMO

QTDD.	DESCRIÇÃO	PREÇO (US\$)
130	Arruela Inox M8	8,00
20	Arruela Inox M10	2,00
02	Barra retangular em alumínio 3/4" x 1/8"	15,00
06	Barra retangular em alumínio 1" x 1/8"	50,00
01	Barra roscada 1/2"	2,00
01	Barra roscada 3/4"	3,00
30 m	Cabo RG-59	25,00
30 m	Cabinho 18 AWG vermelho	5,00
30 m	Cabinho 18 AWG preto	5,00
30 m	Cabinho 18 AWG branco	5,00
25 m ²	Chapa expandida em alumínio malha: 6,0 x 10,0 (mm) espessura: 0,8 mm cordão: 1,0 mm	120,00
05	Parafuso Inox M10 x 30 mm	2,00
60	Parafuso Inox M8 x 40 mm	20,00
70	Porca Inox M8	10,00
20	Porca Inox M10	3,00
1 cx.	Rebite pop em alumínio 4,8 mm x 12,0 mm	10,00
16 barras	Tubo quadrado em alumínio 3/4" x 3/4" x 1/16"	120,00
03 m	Tubo redondo em ferro Diâmetro externo: 3" Espessura: 1/4"	30,00
01 m	Tubo redondo em ferro Diâmetro externo: 3 1/2" Espessura: 1/4"	15,00

SUB-TOTAL: US\$ 450,00

5.3.2 - MATERIAL PERMANENTE

QTDD.	DESCRIÇÃO	PREÇO (US\$)
01	Receptor de TV via satélite	100,00
01	LNB (Low Noise Block) Ganho: 60 dB Temp.: 45 K Freq. entr.: 3,7 a 4,2 GHz Freq. saída: 950 a 1.450 MHz	90,00
01	Transcodificador NTSC / PAL-M	90,00
01	Alimentador p/ pol. circular	60,00

SUB-TOTAL: 340,00

TOTAL GERAL:

Material de Consumo: US\$ 450,00 +
 Material Permanente: US\$ 340,00
 Total Geral : US\$ 790,00

OBS.: Cotação apresentada em dólares norteamericanos devido à melhor indexação dos materiais citados.

5.4 - MATERIAL NECESSÁRIO PARA A IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA
BRASILSAT

5.4.1 - MATERIAL DE CONSUMO

QTDD.	DESCRIÇÃO	PREÇO (US\$)
30	Arruela Inox M8	2,00
06	Arruela Inox M10	1,00
02	Barra retangular em alumínio 1" x 1/8"	16,00
01	Barra retangular em alumínio 3/4" x 1/8"	7,00
01	Barra roscada 1/2"	2,00
20 m	Cabo RG-59	17,00
20 m	Cabinho 18 AWG vermelho	3,00
20 m	Cabinho 18 AWG preto	3,00
20 m	Cabinho 18 AWG branco	3,00
09 m ²	Chapa expandida em alumínio malha: 6,0 x 10,0 (mm) espessura: 0,8 mm cordão: 1,0 mm	45,00
08	Parafuso Inox M10 x 30 mm	3,00
26	Parafuso Inox M8 x 40 mm	12,00
30	Porca Inox M8	4,00
06	Porca Inox M10	1,00
130	Rebite pop em alumínio 4,8 x 12,0 (mm)	3,00
04	Tubo quadrado em alumínio	30,00
barras	3/4" x 3/4" x 1/16"	
02 m	Tubo redondo em ferro Diâmetro externo: 2" Espessura: 1/4"	8,00
01 m	Tubo redondo em ferro Diâmetro externo: 2 1/2" Espessura: 1/4"	5,00

SUB-TOTAL: 165,00

5.4.2 - MATERIAL PERMANENTE

QTDD.	DESCRIÇÃO	PREÇO (US\$)
01	Receptor de TV via satélite	100,00
01	LNB (Low Noise Block) Ganho: 60 dB Temp.: 45 K Freq. entr.: 3,7 a 4,2 GHz Freq. saída: 950 a 1.450 MHz	90,00
01	Alimentador para pol. linear	35,00

SUB-TOTAL: 225,00

TOTAL GERAL:

Material de Consumo: US\$ 165,00

Material Permanente: US\$ 225,00

Total Geral : US\$ 390,00

OBS.: Cotação apresentada em dólares norteamericanos devido à melhor indexação dos materiais citados.

CAPÍTULO VI : RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS

Como complemento ao projeto discutido no Capítulo V, faremos, neste capítulo, alguns comentários referentes à implementação de um primeiro protótipo. Devido a restrições de custos, optamos pela implementação do protótipo destinado à captação de sinais provenientes do BRASILSAT. Dessa forma, as características fundamentais deste protótipo são:

- Diâmetro do refletor: 3,00 m
- Distância focal: 0,96 m
- Razão dist. focal/diâmetro: 0,32
- Alimentador: Para polarização linear, com possibilidade de mudança de plano de polarização.
- Montagem do conjunto: Tipo "ponto focal on-axis".
- Mecanismo de localização de satélites: Tipo azimuth-elevação.
- LNB: Freq. de entrada = 3,7 a 4,2 GHz
Freq. de saída = 970 a 1.470 MHz
Ganho médio = 60 dB
Temperatura de ruído = 45 K
- Receptor: Freq. de entrada = 950 a 1.450 MHz

6.1 - CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DO SISTEMA IMPLEMENTADO

Nas Figs. 6.1 e 6.2 apresentamos a primeira versão para o refletor parabólico com diâmetro de abertura de 3,00 m.



Fig. 6.1: Vista frontal do primeiro refletor implementado.

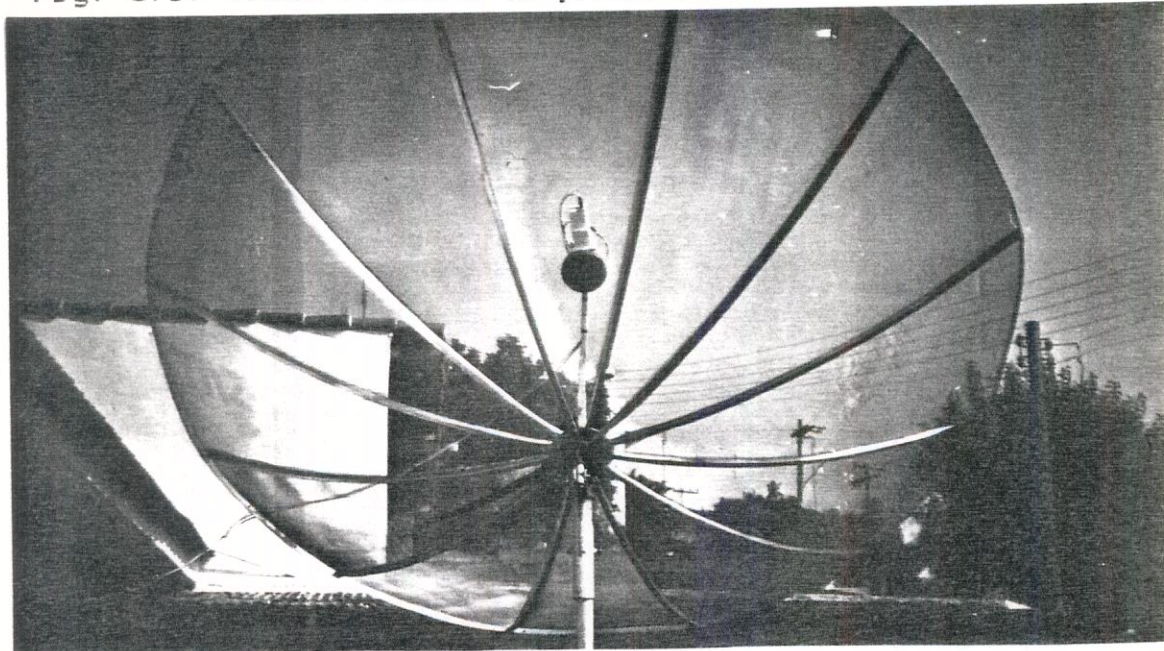


Fig. 6.2: Vista traseira do primeiro refletor implementado.

Nota-se que o refletor em questão foi construído utilizando-se doze longarinas e doze pétalas para a obtenção da superfície refletora. As longarinas, obtidas a partir de um tubo quadrado de Metalon com dimensões $20,0 \times 20,0 \times 1,9$ (mm), foram curvadas com o auxílio de uma calandra manual e conferidas em um gabarito apropriado. A tela, que efetivamente é a superfície refletora de sinal, pode ser caracterizada pelos seguintes parâmetros:

- malha: 6,0x10,0 (mm)
- espessura: 1,0 mm
- cordão: 1,0 mm
- material: alumínio

As longarinas são presas ao posicionador por intermédio de 24 parafusos de aço inox de dimensões 8,0x40,0 (mm). A fixação final das longarinas é obtida através de um aro de alumínio (barra de seção retangular de dimensões 25,0x3,0 (mm)) no qual são rebitadas as longarinas. As telas, por sua vez, são presas às longarinas com o auxílio de rebites de alumínio. A Fig. 6.3 apresenta um detalhe do modo de fixação das telas.

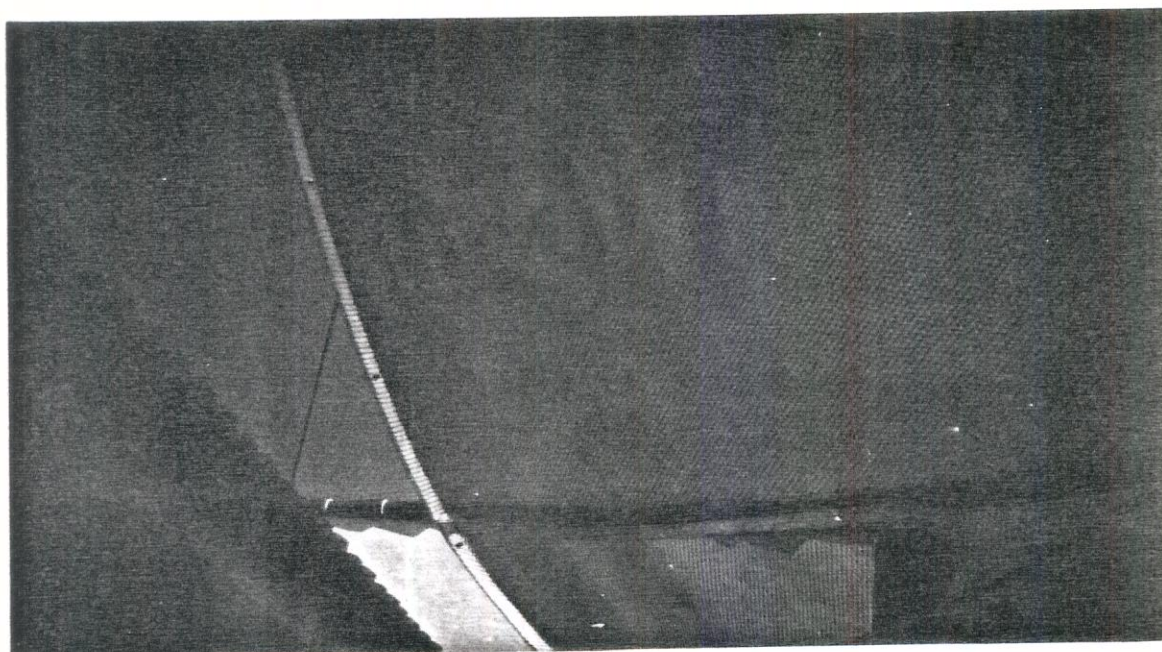


Fig. 6.3: Detalhe da fixação das telas.

A haste de sustentação do conjunto LNB + Alimentador foi construída a partir de um tubo de Metalon de seção quadrada, de dimensões 20,0x20,0x1,9 (mm). Tal haste encaixa-se no mecanismo posicionador e, através de parafusos, obtem-se a regulagem da distância focal. O cabo que transporta o sinal de RF e a alimentação do LNB é do tipo RG-59, cujas características são compatíveis com as exigências do projeto. Os cabos que conectam o servomecanismo do alimentador ao receptor são do tipo "cabinho" 18 AWG. A Fig. 6.4 apresenta um detalhe deste conjunto.

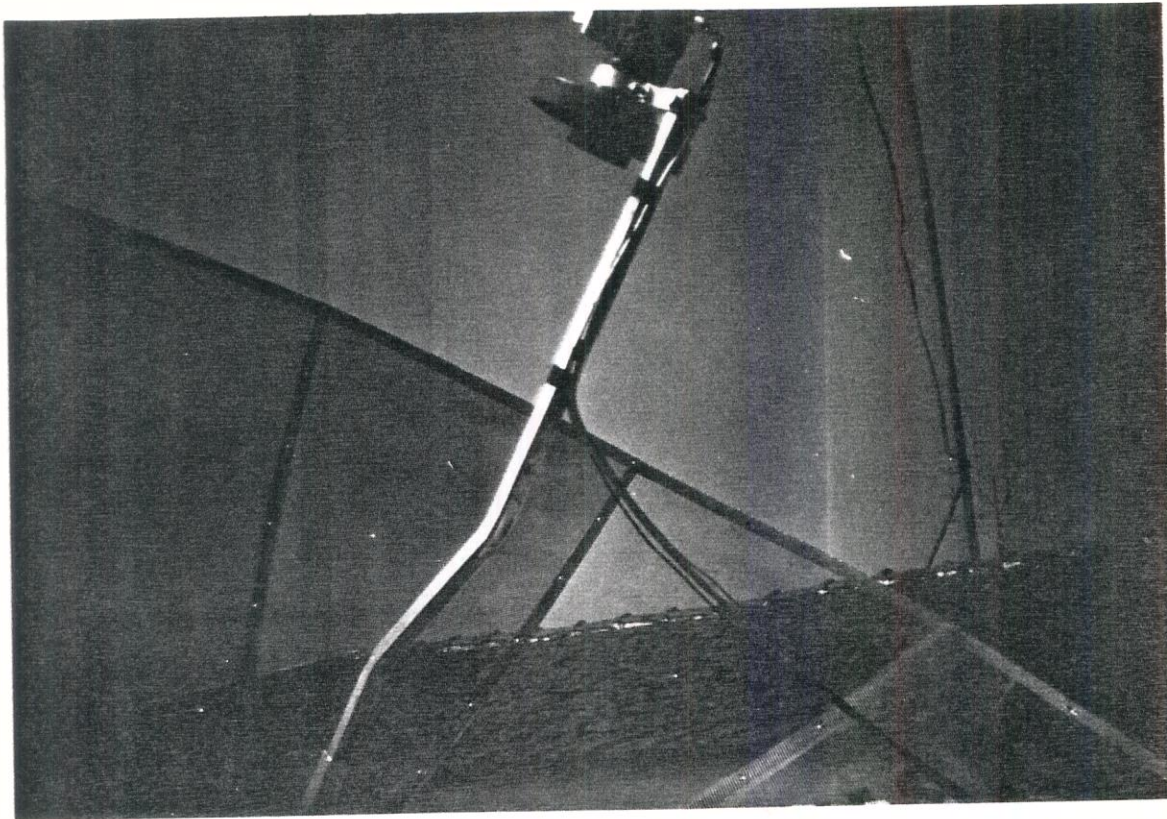


Fig. 6.4: Detalhe da sustentação do alimentador.

Ainda com relação ao alimentador, as Figs. 6.5 e 6.6 apresentam mais alguns detalhes do mesmo. A Fig. 6.5 apresenta um detalhe da entrada do alimentador, suas corrugações e a sonda de polarização do sinal. A Fig. 6.6 mostra um detalhe da cavidade de acoplamento do sinal ao LNB.

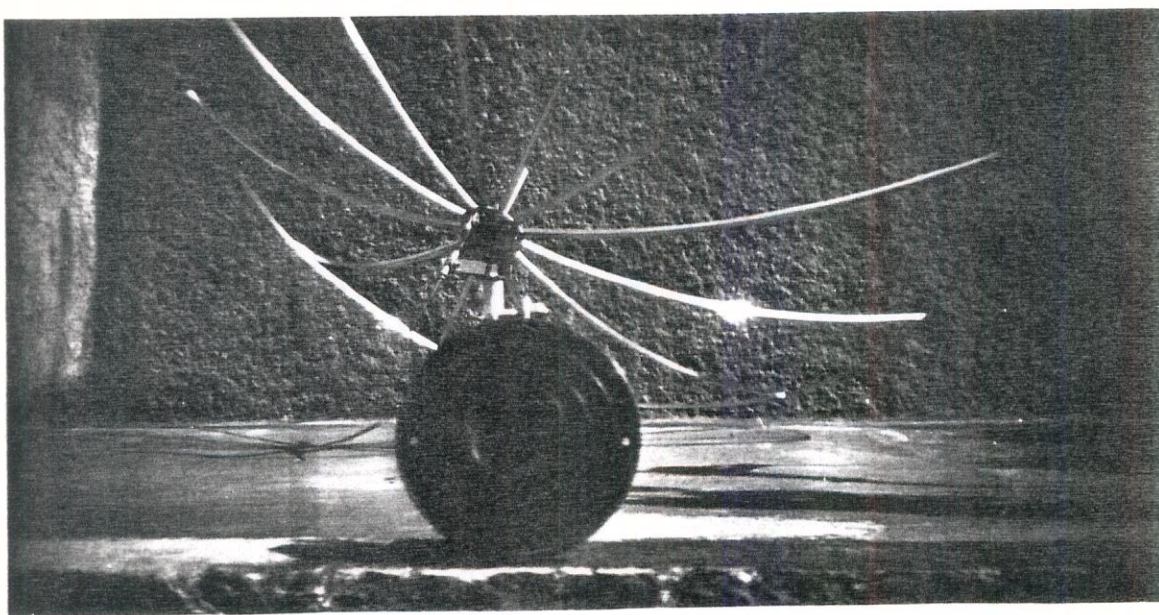


Fig. 6.5: Vista frontal do alimentador.

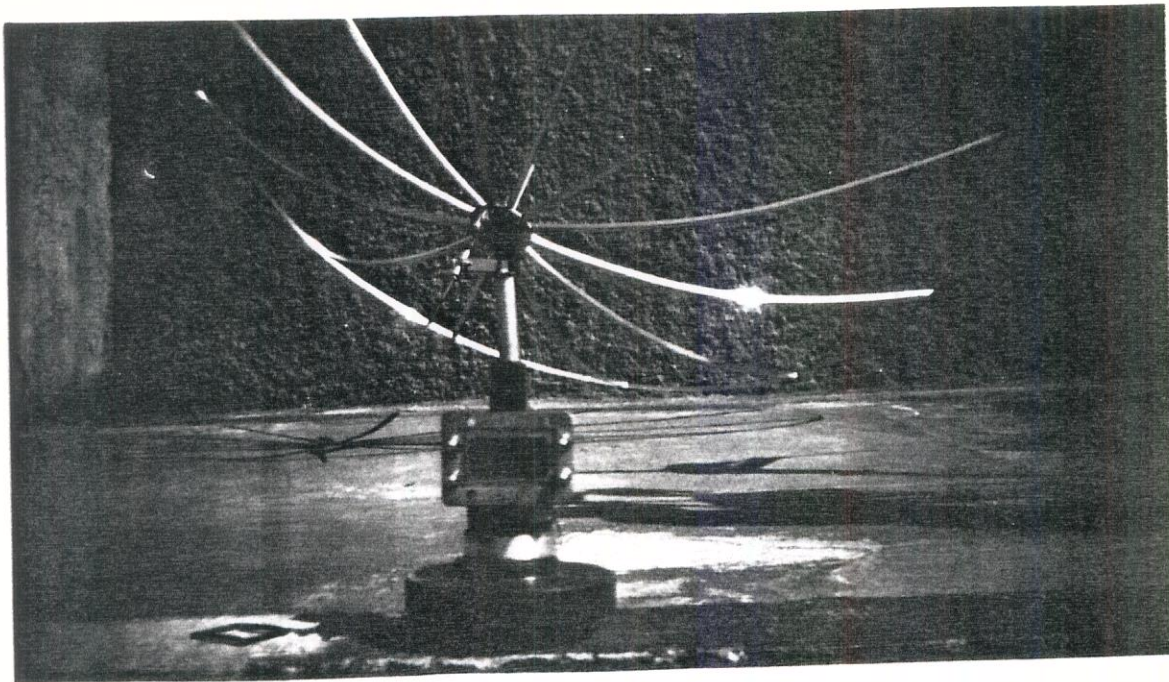


Fig. 6.6: Detalhe da cavidade do alimentador por onde o sinal é entregue ao LNB.

O sistema de localização de satélites (posicionamento), que é do tipo azimute-elevação, foi confeccionado com barras e tubos de ferro que, com o auxílio de equipamentos para corte e solda, foram montados conforme mostram as Figs. 6.7, 6.8 e 6.9.

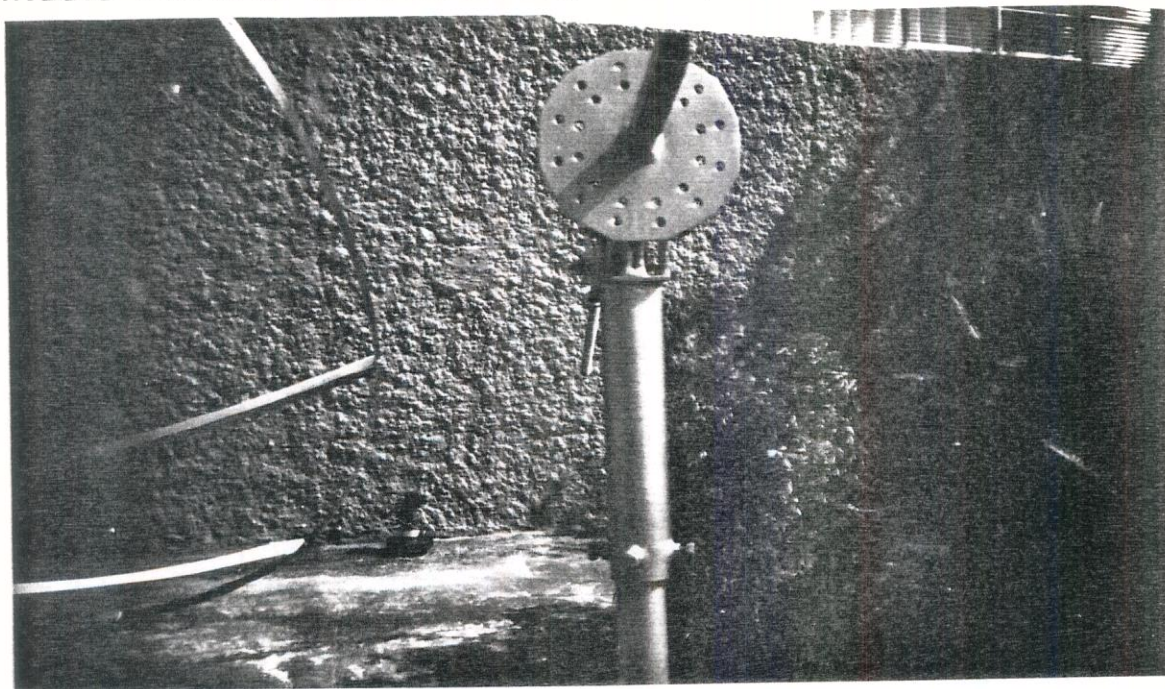


Fig. 6.7: Vista frontal do mecanismo de posicionamento.

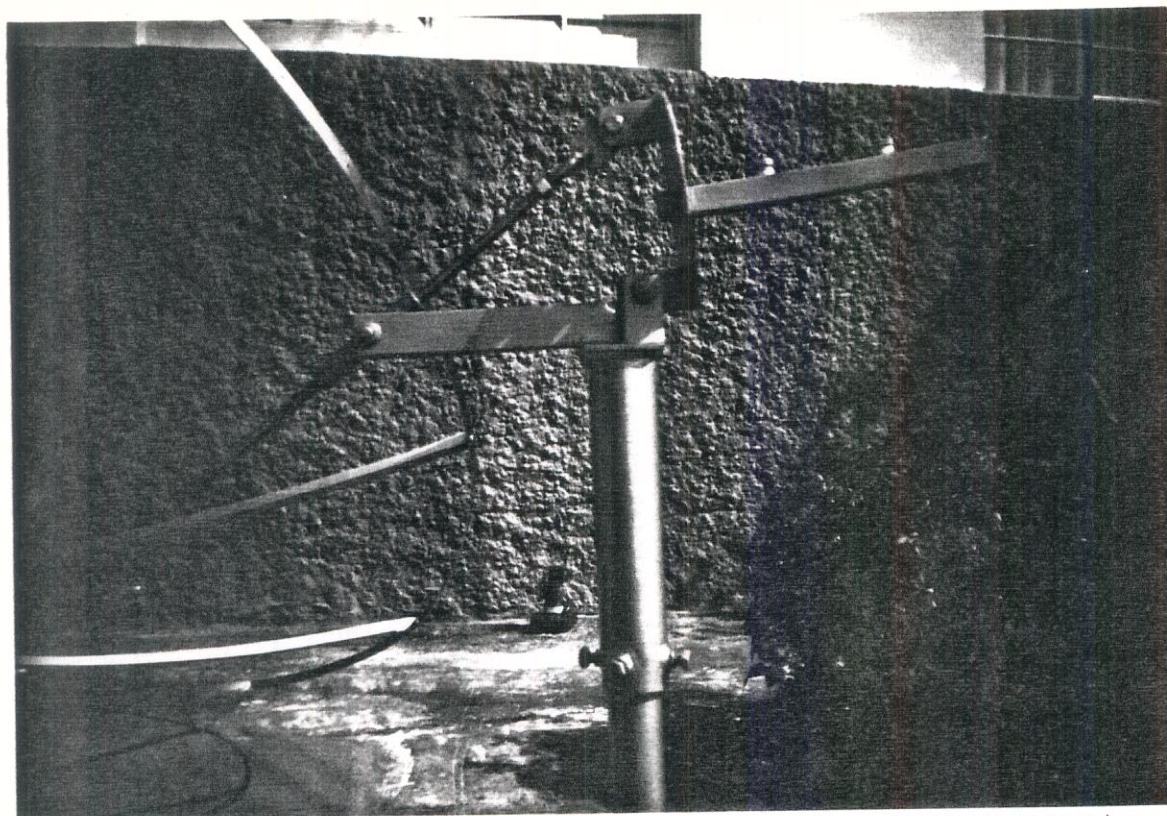


Fig. 6.8: Vista lateral do mecanismo de posicionamento.

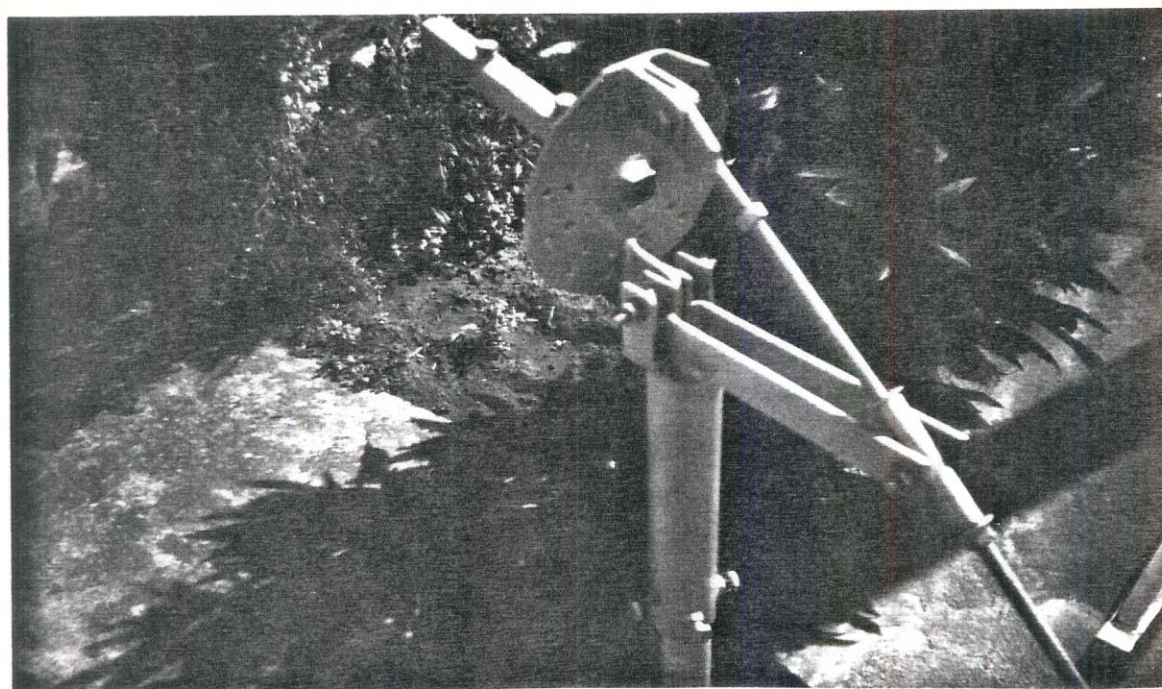


Fig. 6.9: Vista traseira do mecanismo de posicionamento.

Um segundo protótipo para a recepção do BRASILSAT foi implementado, neste caso, utilizando-se alumínio para a confecção das longarinas. Foram utilizados tubos quadrados de alumínio de dimensões $19,0 \times 19,0 \times 1,6$ (mm). Dessa forma, obteve-se uma estrutura mais leve e com um melhor acabamento. As Figs 6.10, 6.11, 6.12 e 6.13 mostram detalhes desta estrutura.

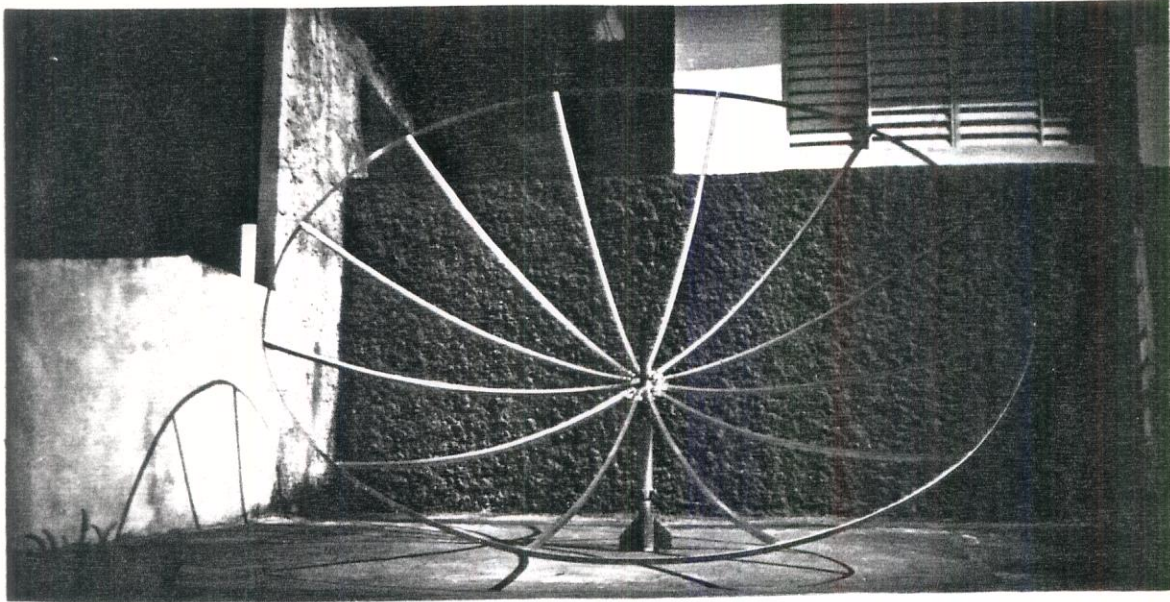


Fig. 6.10: Vista frontal do refletor com longarinas de alumínio.

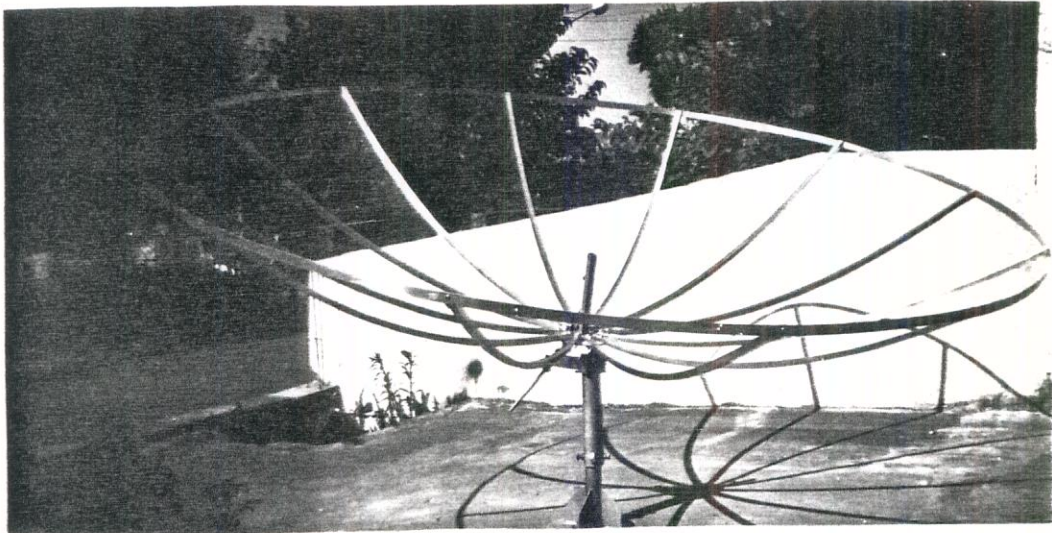


Fig. 6.11: Vista lateral do refletor com longarinas de alumínio.



Fig. 6.12: Vista traseira do refletor com longarinas de alumínio.

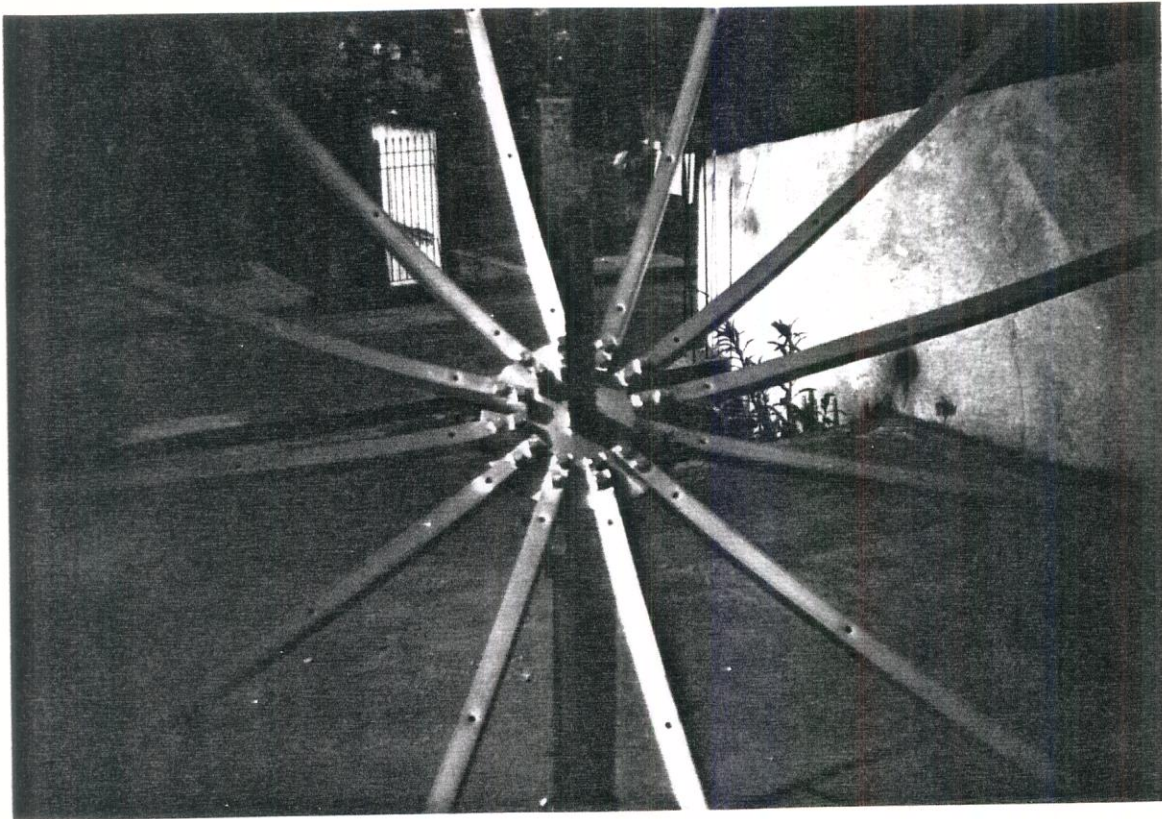


Fig. 6.13: Detalhe do método de fixação das longarinas no posicionador.

6.2 - CANAIS DE TV CAPTADOS COM O SISTEMA

Com nosso sistema foi possível captar perfeitamente todos os canais de TV, não codificados, disponíveis no BRASILSAT II. São eles:

- Globo
- SBT
- TV Educativa
- Manchete
- Bandeirantes
- Rede Amazônica
- MTV
- Record
- TV Executiva
- Jovem Pan
- Canais de trânsito da EMBRATEL.

6.3 - RESULTADOS OBTIDOS QUANTO À QUALIDADE DO SINAL

O método escolhido para a verificação da qualidade do sinal recebido foi a visualização e audição direta do sinal apresentado na TV. Embora este método disponha de pouco rigor, ele é suficiente para os requisitos do projeto.

Fenômenos indesejáveis tais como derramamento, insuficiência de iluminação ou mesmo polarização cruzada puderam ser observados diretamente utilizando o televisor e, portanto, foram devidamente corrigidos durante a calibração do sistema. Derramamento ou insuficiência de iluminação podem ser corrigidos (ou minimizados) através da correção da posição do alimentador. Geralmente é suficiente aumentar ou diminuir ligeiramente a distância entre a entrada do alimentador e o ponto mais profundo refletor. Estes fenômenos podem ser observados através de um aumento na intensidade de "chuviscos" na tela e ruídos no áudio.

Quanto ao fenômeno da polarização cruzada, este pôde ser observado quando dois canais adjacentes, com polarizações ortogonais entre si, apareciam simultaneamente na tela da TV. O correto posicionamento da sonda de polarização do alimentador foi capaz de anular este fenômeno. As Figs. 6.14 e 6.15 mostram imagens de dois canais de TV, captados via satélite.

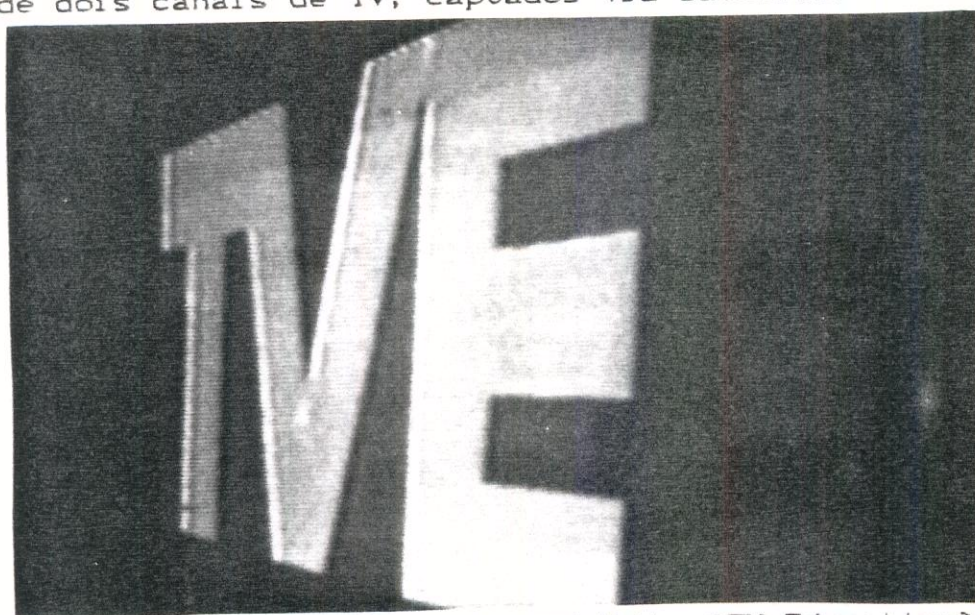


Fig. 6.14: Imagem captada via satélite (TV Educativa).

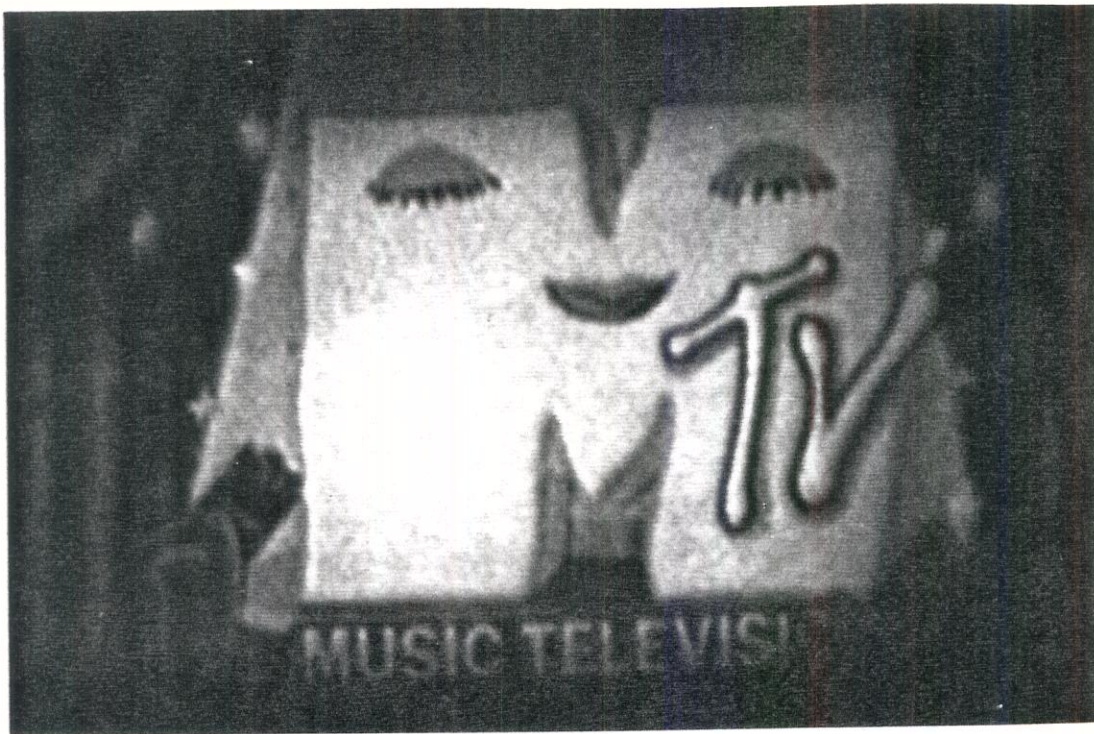


Fig. 6.15: Imagem captada via satélite (MTV).

Caso o lóbulo principal da antena não se encontre devidamente direcionado ao satélite desejado, a intensidade do sinal captado não será suficiente para se obter uma relação sinal-ruído satisfatória, comprometendo, portanto, a qualidade do som e da imagem. Devido ao fato de que o refletor possui elevado ganho e, portanto, seu lóbulo principal é bastante estreito, é fundamental que o sistema esteja perfeitamente direcionado ao satélite desejado.

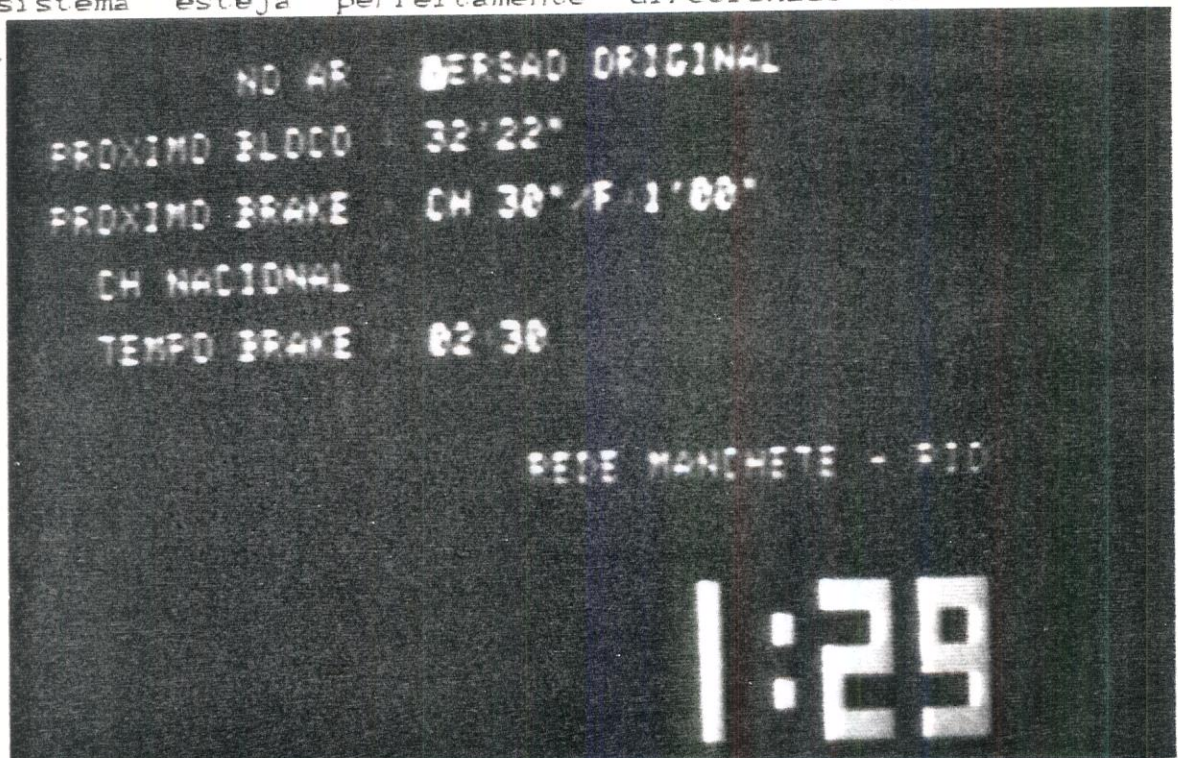


Fig. 6.16: Imagem captada via satélite (Manchete).



Fig. 6.17: Imagem captada via satélite (TV Educativa).



Fig. 6.18: Imagem captada via satélite (MTV).

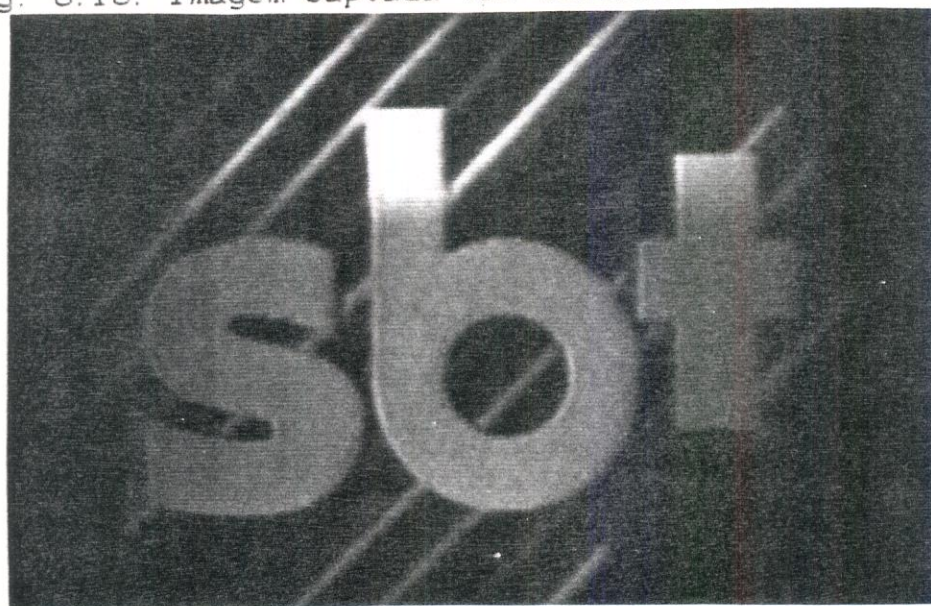


Fig.: 6.19: Imagem captada via satélite (SBT).

CAPÍTULO VII : CONCLUSÕES

Através deste trabalho foi possível chegar a um sistema TVRO de custos acessíveis e desempenho satisfatório, seguindo as especificações do sistema previamente elaboradas. Conseguimos, por intermédio do protótipo implementado, captar sinais de TV provenientes do satélite geo-estacionário BRASILSAT II, com boa qualidade de som e imagem.

Se voltarmos a pensar nas principais deficiências dos sistemas VHF e UHF (ruído e necessidade de retransmissoras), então, podemos concluir que o sistema TVRO estudado cumpre as exigências impostas no projeto. Vimos que, o correto dimensionamento do conjunto refletor parabólico e alimentador, é de suma importância para a eficiência global do sistema. Imperfeições associadas ao conjunto refletor parabólico e alimentador, tais como derramamento, insuficiência de iluminação e interferência por captação de polarização cruzada, podem ser minimizadas se os parâmetros de projeto forem respeitados.

Ainda com relação ao refletor, como mostramos, este pode ser até mesmo implementado de forma amadora, embora alguns cuidados devam ser tomados. Tal fato é de grande importância, visto que é importante baratear custos e divulgar tal tecnologia. Infelizmente, entretanto, os dispositivos eletrônicos associados ao sistema ainda constituem uma restrição à disseminação do mesmo, devido ao custo e complexidade da tecnologia envolvida.

Embora o refletor proposto seja suficiente para os requisitos de um sistema TVRO doméstico, existem outras alternativas. A. Saito [18] descreveu um sistema, também baseado em refletores, que, segundo ele, é bastante viável para aplicações em TV via satélite. Segundo o autor, os maiores benefícios deste sistema são: ausência de bloqueio, baixo nível de polarização cruzada e faixa larga.

Para a implementação do primeiro estágio ativo do sistema, S. Sando [20] sugere um amplificador de baixo ruído relativamente simples e de baixo custo.

Outra solução bastante interessante e, supostamente, mais barata, consiste no emprego de uma Lente de Fresnel para a focalização do sinal proveniente do satélite [21]. Neste sistema, que também obedece a princípios da óptica geométrica, o alimentador é posto atrás da lente, em seu ponto focal. Desse modo, pode-se substituir o refletor parabólico pela lente, mantendo-se os demais elementos do sistema.

A Lente de Fresnel dispõe de certas dificuldades construtivas. Entretanto, esta pode ser considerada um bom tema para trabalhos futuros nesta área.

BIBLIOGRAFIA

- [1] AZEVEDO, C. A. et al. ;
Introdução a Sistemas de Telecomunicações por Satélite;
CETUC D-SC 102/74;
Outubro/74.
- [2] BIRKILL, S. J. ;
Development of a Satellite Terminal;
Wireless World, v. 86, n. 1.537, pp. 67-70;
Setembro/80.
- [3] BROOK, A. W. ;
An Inexpensive Earth Terminal for TV Reception in Bush Communities;
RCA Engineer, v. 19, n. 3, pp. 19-21;
Outubro/73.
- [4] CHRISTIESON, M. L. ;
Parabolic Antenna Design;
Wireless World, v. 88, n. 1.561, pp. 67-69;
Outubro/82.
- [5] CLARRICOATS, P. J. B. et al. ;
High Efficiency Microwave Reflector Antennas - A Review;
Proc. IEEE, v. 65, n. 10, pp. 1.470-1.504;
Outubro/77.
- [6] CLIFFORD, M. ;
All About Satellite TV;
Radio Electronics, v. 55, n. 6, pp. 47-69;
Junho/84.
- [7] CRANE, R. K. ;
Prediction of the Effects of Rain on Satellite Communication;
Proc. IEEE, v. 65, n. 3, pp. 456-474;
Março/77.

- [8] GHOBRIAL, S. L. ;
Cross-Polarization in Satellite and Earth-Station Antennas;
Proc. IEEE, v. 65, n. 3, pp. 378-387;
Março/77.
- [9] HASTINGS, J. F. C. ;
Satellite Receiver Design;
Electronics & Wireless World, v. 91, n. 1.597, pp. 24-25;
Novembro/85.
- [10] HERBISON-EVANS, D. et al. ;
Optimum Paraboloid Aerial and Feed Design;
Proc. IEEE, v. 115, n. 1, pp. 87-90;
Janeiro/68.
- [11] HOMBACH, V. ;
Reduction of Sidelobe Level of Reflector Antennas by Covering
Feed Struts with a Periodic Structure;
Electronics Letters, v. 19, n. 10, pp. 371-373;
Maio/83.
- [12] HOQUE, M. et al. ;
Compact Gain Measurements on Reflector Antennas;
IEE Proc., V. 131, n. 6, pp. 371-378;
Dezembro/84.
- [13] HOQUE, M. et al. ;
Radiation Pattern of Parabolic Reflector Antennas from
Near-Field Measurements of Coupled Reflector;
Electronics Letters, v. 25, n. 7, pp. 484-486;
Março/89.
- [14] JERUCHIM, M. C. ;
A Survey of Interference Problems and Applications to
Geostationary Satellite Networks;
Proc. IEEE, v. 65, n. 3, pp. 317-331;
Março/77.

- [15] KENNAUGH, E. M. et al. ;
Fields in the Focal Region of a Parabolic Receiving Antenna;
IEEE Trans. Ant. Prop. , AP-12, pp.376-377;
Maio/64.
- [16] LOFTY, K. ;
Antennes a Montures Polaires et Dispositifs D'Orientation
Pour la Perception de la Télévision Directe par Satellites;
Revue de Radiodiffusion-Télévision, n. 08, pp. 1-5.
- [17] MITCHELL, D. ;
Preselection Aids in LNA Design;
Microwaves & RF, v. 21, n. 12, pp. 01-02;
Novembro/82.
- [18] PRITCHARD, W. L. ;
Satellite Communication - An Overview of the Problems and
Programs;
Proc. IEEE, v. 65, n. 3, pp. 294-307;
Março/77.
- [19] SAITO, A. et al. ;
High-Efficiency Satellite Antenna;
Electronics Letters, v. 19, n. 8, pp. 307-309;
Abril/83.
- [20] SANDO, S. ;
A Two Stage 3.7 to 4.2 GHz GaAs FET LNA Using Two NE21889's
or Two NE72089's;
Microwave Journal, v. 24, n. 10, pp. 107-111;
Outubro/81.
- [21] SWEETNAM, D. J. ;
A Plywood Satellite TV Dish;
Radio Electronics, v. 56, n. 10, pp. 58-61;
Outubro/85.

- [22] TERBORGH, R. V. ;
Indoor Unit for Satellite TV Reception - 1;
Elektor Electronics, v. 12, n. 138, pp. 56-64;
Outubro/86.
- [23] TERBORGH, R. V. ;
Indoor Unit for Satellite TV Reception - 2;
Elektor Electronics, v. 12, n. 139, pp. 50-56;
Novembro/86.
- [24] TERBORGH, R. V. ;
Indoor Unit for Satellite TV Reception - 3;
Elektor Electronics, v. 13, n. 141, pp. 20-26;
Janeiro/87.
- [25] TERBORGH, R. V. ;
Satellite TV Reception: Your Questions Answered;
Elektor Electronics, v. 13, n. 142, pp. 30-35;
Fevereiro/87.
- [26] THOMAS, B. MacA. ;
Theoretical Performance of Prime-Focus Paraboloids Using
Cylindrical Hybrid-Mode Feeds;
Proc. IEE, v. 118, n. 11, pp. 1.539-1.549;
Novembro/71.
- [27] VALENTINO, A. R. et al. ;
Fields in the Focal Region of Offset Parabolic Antennas;
IEEE Trans. Ant. Prop., AP-24, pp. 859-865;
Novembro/76.
- [28] WILLIAMS, W. F. ;
High Efficiency Antenna Reflector;
Microwave Journal, v. 8, n. 7, pp. 79-82;
Julho/65.

- [29] WITHERS, D. J.,
Effective Utilization of the Geostationary Orbit for Satellite Communication;
Proc. IEEE, v. 65, n. 3, pp. 308-317;
Março/77.
- [30] WOHLLEBEN, R. et al.;
Simple Small Primary Feed for Large Opening Angles and High Aperture Efficiency;
Electronics Letters, v. 8, n. 10, pp. 474-476;
Setembro/72.
- [31] ZSOLDOS, L.;
Adjustment of Antennas Suitable for Reception of Transmission of Geostationary Satellites;
FMV Antenna and Microwave Engineering Laboratory.
- [32] COLLIN, R. E.;
Foundations for Microwave Engineering;
New York, McGraw-Hill, 1.966.
- [33] BUI-HAI, N.;
Antenne Micro-Ondes: Applications Aux Faisceaux Hertziens;
1^a Ed., Ed. Masson, 1.978.
- [34] CARDOSO, G. C.;
Estações Terrenas para TV via Satélite;
São Paulo, Érica, 1.990.
- [35] EQUITRONIC - Manual Técnico.

APÊNDICE I :

Neste apêndice apresentamos um programa para cálculo de parábolas geratrizes de refletores parabólicos. Como parâmetros de entrada temos o diâmetro e a distância focal do refletor. Como parâmetro de saída temos uma tabela "XY" da parábola desejada.

```
10 / *****
20 / *
30 / *          PROGRAMA PARA CALCULO DA EQUACAO DA PARABOLA
40 / *          GERATRIZ DO REFLETOR
50 / *
60 / *****
65 CLS
70 CLEAR 1000
71 PRINT "PROGRAMA PARA CALCULO DA GERATRIZ DO REFLETOR PARABOLICO"
72 PRINT
73 INPUT "Qual o diametro do refletor (mm) ";D
74 PRINT
75 INPUT "Qual a distancia focal do refletor (mm) ";F
76 PRINT
77 PRINT "Aguarde ..."
80 LPRINT " Equacao da parabola geratriz do refletor "
90 LPRINT
100 LPRINT "Diametro: ";D;" (mm)"
110 LPRINT "Dist. Focal: ";F;" (mm)"
120 LPRINT
130 LPRINT"   X (mm)       Y (mm)"
140 FOR X=50 TO D/2 STEP 50
150 Y=X*X/(4*F)
160 YT=INT(Y)+.5
170 IF Y>YT THEN YP=INT(Y)+1 ELSE YP=INT(Y)
180 LPRINT "   ";USING"####";X;:LPRINT "   ";USING"####";YP
190 NEXT
200 PRINT "Impressao concluida"
```

Equacao da parabola geratriz do refletor

Diametro: 3000 (mm)

Dist. Focal: 960 (mm)

X (mm)	Y (mm)
50	1
100	3
150	6
200	10
250	16
300	23
350	32
400	42
450	53
500	65
550	79
600	94
650	110
700	128
750	146
800	167
850	188
900	211
950	235
1000	260
1050	287
1100	315
1150	344
1200	375
1250	407
1300	440
1350	475
1400	510
1450	548
1500	586

Equacao da parabola geratriz do refletor

Diametro: 5000 (mm)

Dist. Focal: 1600 (mm)

X (mm)	Y (mm)
50	0
100	2
150	4
200	6
250	10
300	14
350	19
400	25
450	32
500	39
550	47
600	56
650	66
700	77
750	88
800	100
850	113
900	127
950	141
1000	156
1050	172
1100	189
1150	207
1200	225
1250	244
1300	264
1350	285
1400	306
1450	329
1500	352
1550	375
1600	400
1650	425
1700	452
1750	479
1800	506
1850	535
1900	564
1950	594
2000	625
2050	657
2100	689
2150	722
2200	756
2250	791
2300	827
2350	863
2400	900
2450	938
2500	977

APÊNDICE II :

Neste apêndice apresentamos um programa que calcula os ângulos de azimute e elevação de um refletor parabólico, em função das coordenadas do local da instalação e da longitude do satélite desejado.

```

1 / *****
2 / *
3 / *          PROGRAMA P/ CALCULO DE AZIMUTE-ELEVACAO          *
4 / *          DE ANTENAS PARABOLICAS                          *
5 / *
6 / *****
7 CLS: CLEAR 1000: INPUT "Satelite: "; NT$: GOSUB 8: GOSUB 15
8 LPRINT "Dados para alinhamento com o satelite: "; NT$: LPRINT: RETURN
9 LPRINT "Localidade: "; CO$: LPRINT "Coordenadas: "; "Lo"; AG; AM; AO$: " La"; IG; IM; DL$
: LPRINT "Declinacao Magnetica: "; MG; DO$: LPRINT: RETURN
10 LPRINT "-----"
11 LPRINT "LONGITUDE DO      AZIMUTE VERDA-  AZIMUTE MAGNE-  ELEVACAO"
12 LPRINT "  SATELITE        DEIRO (GEOGR.)  TICO (BUSSOLA)  ANTENA "
13 LPRINT "-----"
14 LPRINT "-----": RETURN
15 s em Graus": LPRINT: RETURN
16 PI=3,1415927#: R=6377000!: H=3,56883E+07
17 PRINT "Longitude ? ": INPUT "Graus: "; SG: INPUT "Minutos: "; SM
18 INPUT "Leste (L) ou Oeste (O) "; SO$
19 IF SO$="L" OR SO$="O" THEN 19 ELSE 17
20 CS=SG+SM/60: IF SO$="L" THEN CS=-CS
21 INPUT "Localidade da instalacao: "; CO$
22 PRINT "Longitude do local da antena: "
23 INPUT "Graus: "; AG: INPUT "Minutos: "; AM
24 INPUT "Leste (L) ou Oeste (O) "; AO$
25 IF AO$="L" OR AO$="O" THEN 25 ELSE 23
26 CA=AG+AM/60: IF AO$="L" THEN CA=-CA
27 PRINT "Latitude do local da antena: "
28 INPUT "Graus: "; IG: INPUT "Minutos: "; IM
29 INPUT "Norte (N) ou Sul (S) "; OL$
30 IF OL$="N" OR OL$="S" THEN GOTO 30 ELSE 28
31 PRINT "Declinacao Magnetica: ": INPUT "Graus: "; MG
32 INPUT "Leste (L) ou Oeste (O) "; DO$
33 IF DO$="L" OR DO$="O" THEN 33 ELSE 31
34 CI=IG+IM/60: CI=90-CI
35 YC=ABS((CS-CA)*PI/180): YS=CI*PI/180
36 YV=SIN(YS)*COS(YC): YT=SQR(1/(YU*YV)-1)
37 YX=ATN(YT): YG=SIN(YC)/SIN(YX): YU=1/SQR(1/(YG*YG)-1)
38 YP=ATN(YU): YP=YP*180/PI: IF CS>CA THEN AZ=180+YP ELSE AZ=180-YP
39 IF OL$="N" THEN AZ ELSE IF AZ>90 AND AZ<180 THEN AZ=180-AZ
40 IF AZ>180 AND AZ<270 THEN AZ=360-AZ
41 IF AZ>0 AND AZ<90 THEN ZC=AZ+MG
42 IF AZ>(360-MG) AND AZ<360 THEN ZC=AZ-(360-MG)
43 IF AZ>270 AND AZ<(360-MG) THEN ZC=AZ+MG
44 EG=SQR(R*R+(R+H)*(R+H)-2*R*(R+H)*COS(YX))
45 ZZ=(R+H)*SIN(YX)/EG: XX=1/SQR(1/(ZZ*ZZ)-1): EL=ATN(XX): EL=EL*180/PI: EL=90-EL: IF
DO$="O" THEN ZC=AZ+MG ELSE ZC=AZ-MG
46 GOSUB 9: GOSUB 10: LPRINT: USING "####.###"; CS: LPRINT " "; SO$: LPRINT: USING "####.###";
AZ: ZC: EL: GOSUB 14: END

```

Dados para alinhamento com o satellite: BRASILSAT II

Localidade: CAMPINAS - SP

Coordenadas: Lo 47 4 0 La 22 53 S

Declinacao Magnetica: 18 0

LONGITUDE DO SATELITE	AZIMUTE VERDA- DEIRO (GEOGR.)	AZIMUTE MAGNE- TICO (BUSSOLA)	ELEVACAO ANTENA
70.00 0	312.58	330.58	52.91

Valores em Graus

Dados para alinhamento com o satellite: INTELSAT V-F8

Localidade: CAMPINAS - SP

Coordenadas: Lo 47 4 0 La 22 53 S

Declinacao Magnetica: 18 0

LONGITUDE DO SATELITE	AZIMUTE VERDA- DEIRO (GEOGR.)	AZIMUTE MAGNE- TICO (BUSSOLA)	ELEVACAO ANTENA
53.00 0	345.04	363.04	62.39

Valores em Graus