UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

Este exemplar [illegible] final da tese
defendida por Luiz Riscado Pinto Filho
[illegible] Comissão
Julgadora em 14 . 07 . 94 .
Orientador

FONTES DE DEGRADAÇÃO EM PORTADORAS DIGITAIS VIA SATÉLITE E ALTERNATIVAS DE CONTRAMEDIDAS

LUIZ RISCADO PINTO FILHO
Orientador: Prof. Dr. REGE R. SCARABUCCI

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Julho de 1994

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

FONTES DE DEGRADAÇÃO EM PORTADORAS DIGITAIS VIA SATÉLITE E ALTERNATIVAS DE CONTRAMEDIDAS

LUIZ RISCADO PINTO FILHO

Orientador: Prof. Dr. REGE R. SCARABUCCI

Julho de 1994

RESUMO

A competição com cabos ópticos submarinos, como alternativa para transmissão de sinal a longas distâncias tem levado as empresas provedoras de serviços de comunicação via satélite a procurar formas de reduzir a distância que existe em termos de capacidade de canalização e qualidade entre estes dois meios de transmissão. Uma das áreas particularmente críticas na degradação da qualidade do sinal via satélite é a que trata dos efeitos do ruído solar, da cintilação ionosférica e da interferência de radar. Neste trabalho, após uma parte introdutória onde são apresentados os conceitos básicos e os requisitos para o dimensionamento de um enlace de comunicações via satélite, ocupamo-nos com o estudo dos referidos agentes de degradação, contra os quais, não poucas vezes, as margens empregadas em enlaces convencionais não oferecem proteção suficiente. Abordamos a natureza das degradações, seus efeitos e propomos algumas contramedidas, além de reportarmos resultados de medições realizadas a fim de subsidiar as conclusões apresentadas.

ABSTRACT

Recently, the scenario of competition between optical cable and satellite as the best alternative for long distances transmission, has led the providers of satellite services to search out new ways of reducing the performance difference between these two transmission modes in therms of channel capacity and signal quality. One critical field in that competition concerns the degradation verified in the satellite signals due to sun noise, ionospheric scintillation and radar interference, because the adopted design margins are usually not sufficient to protect the satellite links against that three sources of degradation. First, as an introduction, we present basic concepts and requirements for a satellite link budget. Following that part, a survey comprehending the nature of degradation sources and their effects is presented. Finally we propose some ways to prevent or to minimize these degradations effects and results of measurements performed are reported in order to subsidize the conclusions presented.

CONTEÚDO

I. INTRODUÇÃO

II. COMUNICAÇÕES VIA SATÉLITE

II.1. Componentes Básicos do Satélite

II.2. Estação Terrena

II.3. Ruído em Enlaces Via Satélite

II.4. Transmissão Digital Via Satélite

III. FATORES DE DEGRADAÇÃO DOS ENLACES DE COMUNICAÇÕES POR SATÉLITE

III.1. Critérios para Interferência

III.1.1. Parâmetros de um Enlace para Comunicação Via Satélite

III.1.2. Análise de um Enlace Digital Via Satélite

III.2. Principais Fontes de Degradação

III.2.1. Ruído Solar

III.2.2. Efeitos Ionosféricos

III.2.3. Interferência de Radar

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

IV.1. Efeitos do Ruído Solar

IV.2. Análise dos Resultados

IV.2.1. Aumento da Potência de Ruído e Efeito sobre Tráfego

IV.2.2. Relações entre os Parâmetros Envolvidos

IV.3. Efeitos da Cintilação Ionosférica

IV.4. Comentários aos Resultados

V. MEDIDAS DE COMBATE ÀS INTERFERÊNCIAS EM TRANSMISSÃO VIA SATÉLITE

V.1. Técnicas para Reduzir os Efeitos de um Sinal Interferente Qualquer

V.1.1. Proteção Através de Anteparos

V.1.2. Antenas

V.1.3. Filtros

V.1.4. Canceladores de Interferência

V.2. Contramedidas para Combater o Ruído Solar

V.2.1. Alternativa Empregando um Sistema Reserva

V.2.2. Alternativa Empregando Desapontamento Proposital da Antena

V.3. Contramedidas para Combater Efeitos da Cintilação Ionosférica

V.4. Medidas para Combater Interferência de Radar

VI. CONCLUSÕES

REFERÊNCIAS

RELAÇÃO DE SIGLAS E SÍMBOLOS UTILIZADOS

ASK - "Amplitude Shift Keying" / Modulação por deslocamento de amplitude

cc - Co-canal

C/I - Relação Potência da portadora/Potência do sinal interferente

C/IM - Relação Potência da portadora/Potência dos produtos de intermodulação

C/IM_0 - Relação Potência da portadora/Densidade de potência de ruído de intermodulação

C/N - Relação Potência da portadora/Potência de ruído

C/T - Relação Potência da portadora/Temperatura de ruído

CW - "Continuous Wave" / Onda contínua

D - Diâmetro da antena

dB - Decibel

DC - "Duty Cycle" / Ciclo de carga

E_b - Energia associada a cada bit

EIRP - "Equivalent Isotropically Radiated Power" / Potência equivalente irradiada isotropicamente

e/s - Estação terrena para comunicação via satélite

FDM - "Frequency Division Multiplexing" / Multiplexação por divisão de freqüência

FEC - "Forward Error Correction" / Código para detecção de erro avançado

FI - Freqüência intermediária

FSK - "Frequency Shift Keying" / Modulação por deslocamento de freqüência

G/T - Relação Ganho/Temperatura de Ruído

HPA - "High Power Amplifier" / Amplificador de alta potência

INTELSAT- "International Satellite Organization" / Organização administradora e operadora de satélites para uso internacional

$I(Z_1)$ - Energia do feixe de uma antena dentro do ângulo cônico determinado pelo sol

K - Constante de Boltzmann

LL - Perda de espaço livre

LNA - "Low Noise Amplifier" / Amplificador de baixo ruído

M-DPSK - "Differential Phase Shift Keying" - Modulação diferencial por chaveamento de fase com M níveis

MS - Margem de sistema

N_0 - Densidade espectral de ruído

PDH - "Plesiochronous Digital Hierarquy" / Hierarquia digital plesiócrona

PLL - "Phase Locked Loop" / Realimentação por amarração de fase

PRF - "Pulse Repetition Frequency" - Freqüência de repetição de pulso

PRI - "Pulse Repetition Interval" - Intervalo de repetição de pulso

QAM - "Quadrature Amplitude Modulation" / Modulação em quadratura por amplitude

QPSK - "Quadrature Phase Shift Keying" / Modulação por chaveamento de fase em quadratura

R_b - Taxa de bit

RF - Rádio-freqüência

S4 - Índice de cintilação de amplitude

sat - Satélite

TCM - "Trellis Code Modulation" / Modulação por código de treliça

t_d - Duração do ruído solar

TDM - "Time Division Multiplexing" / Multiplexação por divisão de tempo

TDMA - "Time division Multiple Access" / Acesso múltiplo por divisão de tempo

TEB - Taxa de erro de bit

TN - Tempo de Nyquist

tp - Tempo de pulso

Ts - Temperatura de ruído do sol

Tsb - Temperatura de brilho do sol

TWT - "Travelling Wave Tube" / Válvula de faixa larga usada em HPA's

ϕ_1 - Semi diâmetro angular do sol

λ - Comprimento de onda

σ_4 - Índice de cintilação de fase

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O ambiente de comunicações via satélite tem vivido momentos de forte instabilidade desde o início da década de 80, quando a tecnologia de produção de componentes ópticos passou a oferecer fibras e dispositivos com qualidade suficiente para cobrir longas distâncias.

As duas principais características de enlaces ópticos, que têm propiciado que os mesmos substituam maciçamente as técnicas de transmissão por micro-ondas (inclusive via satélite) são a alta capacidade e desempenho superior (taxa de erro de bit típica de 10^{-10}). Este desempenho é obtido graças a uma maior imunidade a ruído e interferência e ao fato de que o canal óptico apresenta respostas de amplitude e fase bem mais próximas daquelas de um canal ideal.

Como reação a esta tendência as empresas envolvidas com comunicações via satélite têm procurado diminuir a diferença observada na qualidade dos dois meios de transmissão (A taxa de erro de bit típica para um enlace operando com decodificador de Viterbi é 10^{-9}).

Quanto à capacidade, característica que leva à redução de custo por canal, na qual os meios ópticos apresentam uma vantagem impossível de ser superada pelos outros meios de transmissão conhecidos, os exploradores de enlaces via satélite esperam que a vantagem da recepção multiponto, não permitida por enlaces ópticos, detenha o crescimento do uso de fibras ópticas, de tal forma que fiquem garantidos alguns nichos para a transmissão via satélite.

Estes nichos seriam determinados por serviços nos quais a habilidade de alcançar uma larga região do planeta ao mesmo tempo seja mais importante do que o fator capacidade de transmissão. Como exemplo de tais serviços, podemos citar:

- Transmissão de TV por radiodifusão.
- Redes com vários usuários espalhados geograficamente.
- Comunicações em regiões de difícil acesso.
- Comunicações móveis terrestres, aéreas e aeronáuticas.

- Informações sobre posicionamento geográfico (latitude, altitude, horário, etc.)

Outra utilidade das comunicações via satélite que dificilmente desaparecerá é a facilidade de prover meios para restauração do tráfego de cabos ópticos submarinos, no caso de rompimento dos mesmos.

Podemos verificar com mais clareza este esforço de garantia de espaço no universo dos meios de transmissão na principal empresa provedora de serviços via satélite do mundo, a INTELSAT. Com sede em Washington, D.C., a INTELSAT constitui-se em um consórcio do qual participam 125 países como acionistas, provendo aproximadamente 120.000 circuitos aos seus usuários. O segmento espacial do sistema INTELSAT era composto, ao final de 1992, de 19 satélites em operação e 10 em fabricação. O principal serviço prestado pela organização é a provisão de segmento espacial para portadoras analógicas (FDM/FM) e digitais (TDM/QPSK e FDM/QPSK) para telefonia, televisão e redes de dados, permitindo interconexão entre 170 países e territórios em todo o mundo.

Recentemente a INTELSAT vem incentivando seus usuários a adotarem medidas visando compensar a diferença, em termos de qualidade, entre os meios satélite/fibra óptica. Dentre elas, destacam-se:

- A utilização de uma codificação adicional ao decodificador de Viterbi, o Reed-Solomon, sem aumento de faixa alocada às portadoras. Espera-se que a operação conjunta dos dois códigos de deteção e correção de erro garanta uma taxa de erro de 10^{-10}, compatível com a dos meios ópticos.
- O emprego generalizado de canceladores de eco, especialmente do tipo adaptativo,que compensará uma grande deficiência da transmissão via satélite, que é o retardo sofrido pelo sinal após atravessar aproximadamente 72000km entre origem e destino.

Na área da capacidade de transmissão, podemos notar que há um grande esforço no presente no sentido de viabilizar a transmissão de portadoras PDH de 140 Mbit/s, com método de acesso FDM e modulação 8-PSK/TCM.

Neste contexto, podemos perceber a importância que interferências presentes em uma comunicação via satélite ganham, já que o combate aos seus efeitos pode significar uma redução adicional da diferença de qualidade em relação aos sistemas ópticos, que, como sabemos, são praticamente imunes à interferência.

OBJETIVOS DO TRABALHO

Procuramos com este trabalho:

- Oferecer uma referência a todos os interessados em obter em uma única fonte uma apresentação sistemática das principais causas de degradação em um enlace digital via satélite e de alternativas de contramedidas para combatê-las.

- Reportar medidas por nós realizadas na estação terrena de Morungaba (São Paulo), visando colher dados referentes àquela região quanto aos efeitos do ruído solar e da cintilação ionosférica sobre uma transmissão via satélite, confirmando ou não a validade para o nosso contexto de medidas realizadas em outras partes do mundo.

- Apresentar novas alternativas de contramedidas que, tendo a sua eficácia comprovada em pesquisas que se seguirão a este trabalho, poderão ser usadas para melhorar a qualidade de uma transmissão via satélite de forma simples e a custo baixo.

Inicialmente introduzimos os principais conceitos presentes em comunicações via satélite e as margens para alguns tipos de interferência normalmente empregadas em dimensionamento de enlace. A seguir apresentamos as principais fontes de perturbação de um sinal via satélite, que podem provocar degradação superior às cobertas pelas margens de enlace: ruído solar, cintilação ionosférica, interferência de radar, procurando caracterizá-las quanto ao comportamento espectral, intensidade, duração, períodos de ocorrência e efeitos provocados no sinal desejado (portadora digital QSPK, com decodificador de Viterbi de acordo com especificação INTELSAT-IESS 308/309)

A seguir, reportamos e analisamos resultados de medidas realizadas por nós na estação de Morungaba que mostram os efeitos do ruído solar e da cintiliação ionosférica.

Finalmente, apresentamos um levantamento sobre alternativas de contramedidas para combate aos diversos tipos de interferência e as nossas conclusões.

CAPÍTULO II

COMUNICAÇÕES VIA SATÉLITE

INTRODUÇÃO

Em um sistema de comunicações por satélite todas as estações terrenas são interligadas através de um elemento comum: o satélite. Os primeiros satélites lançados para uso em comunicações situavam-se em órbitas elípticas; entretanto, a maioria dos satélites de comunicações atualmente, encontra-se em órbitas geosíncronas, isto é, localiza-se próximo ao plano equatorial e a uma distância de aproximadamente 36.000 km acima da superfície terrestre, completando uma volta em torno da terra em um período de 24 horas.

A vantagem principal apresentada pelos sistemas de comunicações por satélite é a possibilidade de transmissão de sinais de uma estação terrena para várias outras pertencentes ao sistema simultaneamente (multidestino). Outras vantagem é a facilidade de expansão do sistema, já que novas estações terrenas podem ser implantadas a qualquer momento, bastando para isso, que as demais estações terrenas se equipem adequadamente para receber esta nova estação.

II.1 - COMPONENTES BÁSICOS DO SATÉLITE

O transponder é o elemento básico para a comunicação via satélite e a sua função é receber o sinal proveniente das estações terrenas, transladar sua frequência, amplificá-lo e enviá-lo de volta para a Terra.

O sinal, entretanto, pode ser composto de portadoras geradas em diferentes estações terrenas; devido a isto, as portadoras devem ser cuidadosamente calibradas para que não saturem o amplificador, a fim de minimizar os efeitos da intermodulação em sistemas com mais de uma portadora.

Na Figura II.1 aparece um exemplo de satélite com os seus principais componentes, que passaremos a descrever baseando-nos no modelo utilizado para os satélites BRASILSAT I e II:

SISTEMA DE ENERGIA - Os satélites dependem da energia do sol para seu funcionamento, captando-a através de painéis de células solares. Durante o lançamento e durante os eclipses, o satélite conta com um conjunto de células de níquel-cádmio que, no caso do BRASILSAT, é composto de 32 células com capacidade de 24 Ampère/hora.

SISTEMA DE CONTROLE DE PROPULSÃO - Na Figura II.1 podemos ver o conjunto formado por tanques de combustível (propelentes), tubulação, válvulas e jatos ao qual damos o nome de "sistema de controle de propulsão". Sua função é prover ajustes de torque e impulsos de translação linear ao satélite, conforme comandos enviados pelo sistema de controle de posição a bordo do satélite ou pelo controle da terra, para alteração de velocidade, direção e manobras de controle de posição.

SISTEMA DE CONTROLE DE ATITUDE - Chama-se atitude do satélite à orientação relativa de seu corpo em relação à sua órbita. Para que a antena do satélite esteja sempre voltada para a direção correta, de forma a sua radiação atingir determinada área sobre a terra, é necessário que o corpo do satélite tenha seu movimento controlado. Desta forma, o seu eixo não sofrerá uma inclinação excessiva, o que garantirá que a atitude do satélite permaneça adequada de maneira a não desapontar a antena nele instalada. Com esta finalidade, o satélite é dotado de diversos mecanismos posicionadores da antena, dos painéis solares e do corpo do satélite.

SISTEMA DE COMUNICAÇÕES - O fluxo do sinal de comunicação dentro do satélite está associado a diversos elementos tais como alimentadores, multiplicadores, amplificadores (TWT), misturadores e filtros que encarregam-se de manter o sinal com nível adequado, bem como no feixe apropriado para atingir a estação receptora. Cada transponder é formado por um conjunto destes elementos.

Existem ainda alguns sistemas acessórios destinados a reunir informações sobre o comportamento e a saúde do satélite, a otimizar a cobertura da área iluminada pela antena e a comandar diversas partes do satélite, que são chamados respectivamente, sistema de telemetria, sistema de rastreio e sistema de comando.

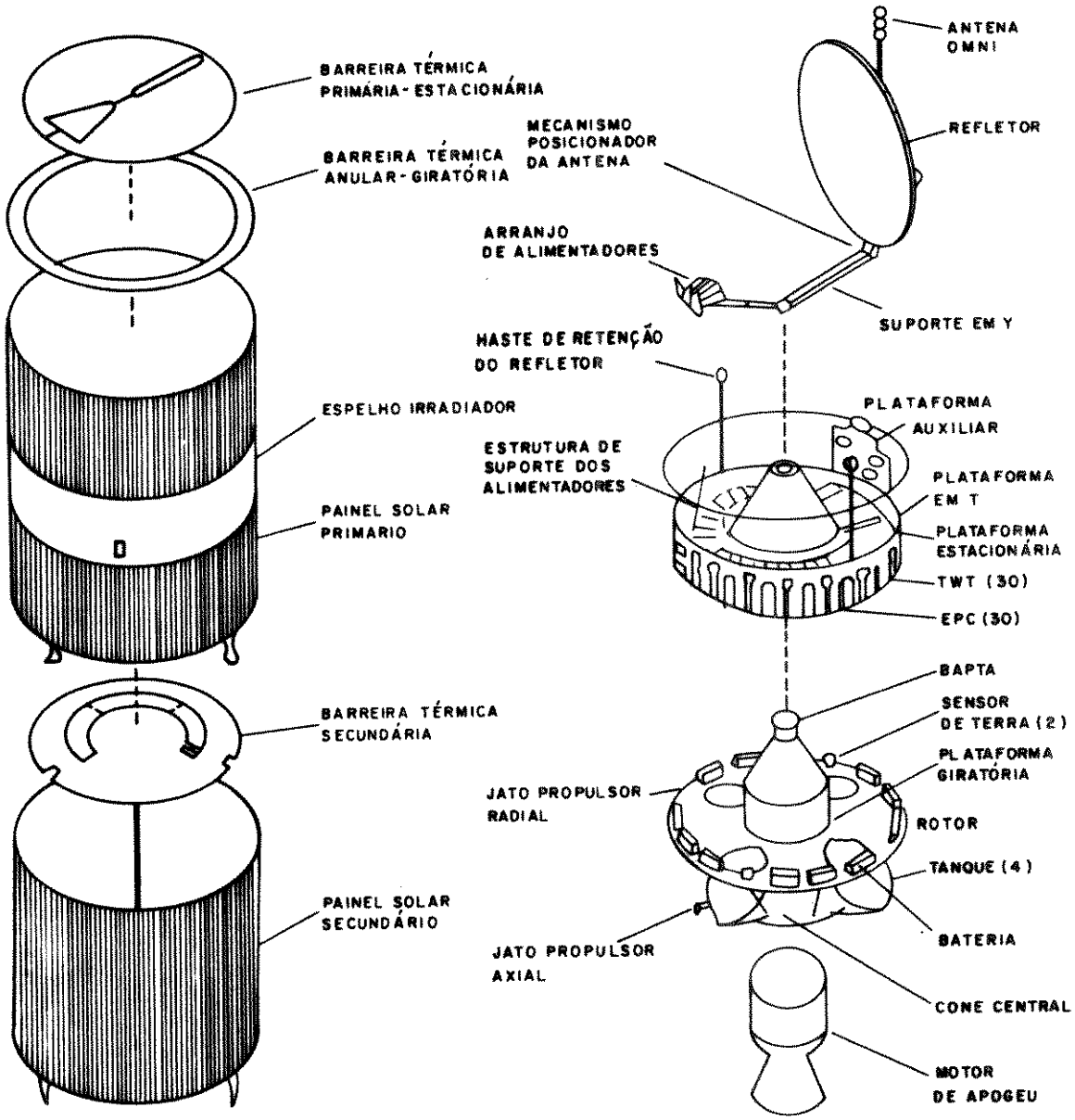


Fig. II.1 - Vista expandida dos principais componentes estruturais de um satélite

II.2 - ESTAÇÃO TERRENA

Na figura II.2 apresentamos os principais subsistemas de uma estação terrena que são agrupados conforme a função desempenhada sobre o sinal entre a banda básica e a interface com o satélite, que pode ser:

- *Transmissão*: Receber o sinal elétrico em banda básica e prepará-lo em termos de faixa ocupada, tipo de modulação e nível de transmissão.
- *Recepção*: Receber o sinal do satélite com nível extremamente baixo, amplificá-lo e, através da demodulação e filtragem, fazer com que ele retorne à condição de sinal em banda básica com uma adequada relação sinal-ruído (S/N).

No caminho de transmissão, podemos observar que um conjunto de N canais são agregados em um multiplex visando compartilhamento de um mesmo recurso de comunicação, o que pode ser feito no tempo (TDM-Time Division Multiplexing) ou em freqüência (FDM-Frequency Division Miltiplexing). Em seguida, o sinal sofre um processo de translação para uma freqüência adequada de transmissão, assim como passa por uma modulação, visando formatá-lo em nível, ocupação espectral e tipo de modulação. Estas funções são desempenhadas pelo modulador, filtro e conversor de subida que entregam o sinal para o último estágio de processamento: a amplificação de alta potência, que é feita no HPA (High Power Amplifier). Resta somente ao sinal ser direcionado para o satélite adequado através da antena parabólica.

Quanto ao caminho de recepção, observamos que o sinal que chega à antena da estação terrena é entregue ao amplificador de baixo ruído (LNA - Low Noise Amplifier), que elevará o seu nível até um valor mínimo que permita a demodulação. A saída do LNA conecta-se ao conjunto de equipamentos encarregado de retornar o sinal no formato satélite à condição de banda básica terrestre: conversor de descida, filtro de recepção e demodulador. Finalmente, a banda básica obtida é demultiplexada, gerando os N canais correspondentes aos canais transmitidos com uma relação S/N adequada.

Em seguida, detalharemos os equipamentos envolvidos no sistema descrito, que são específicos de uma estação terrena:

CONVERSOR DE SUBIDA - Converte a saída dos moduladores para as freqüências corretas de microondas que foram designadas para a Estação Terrena.

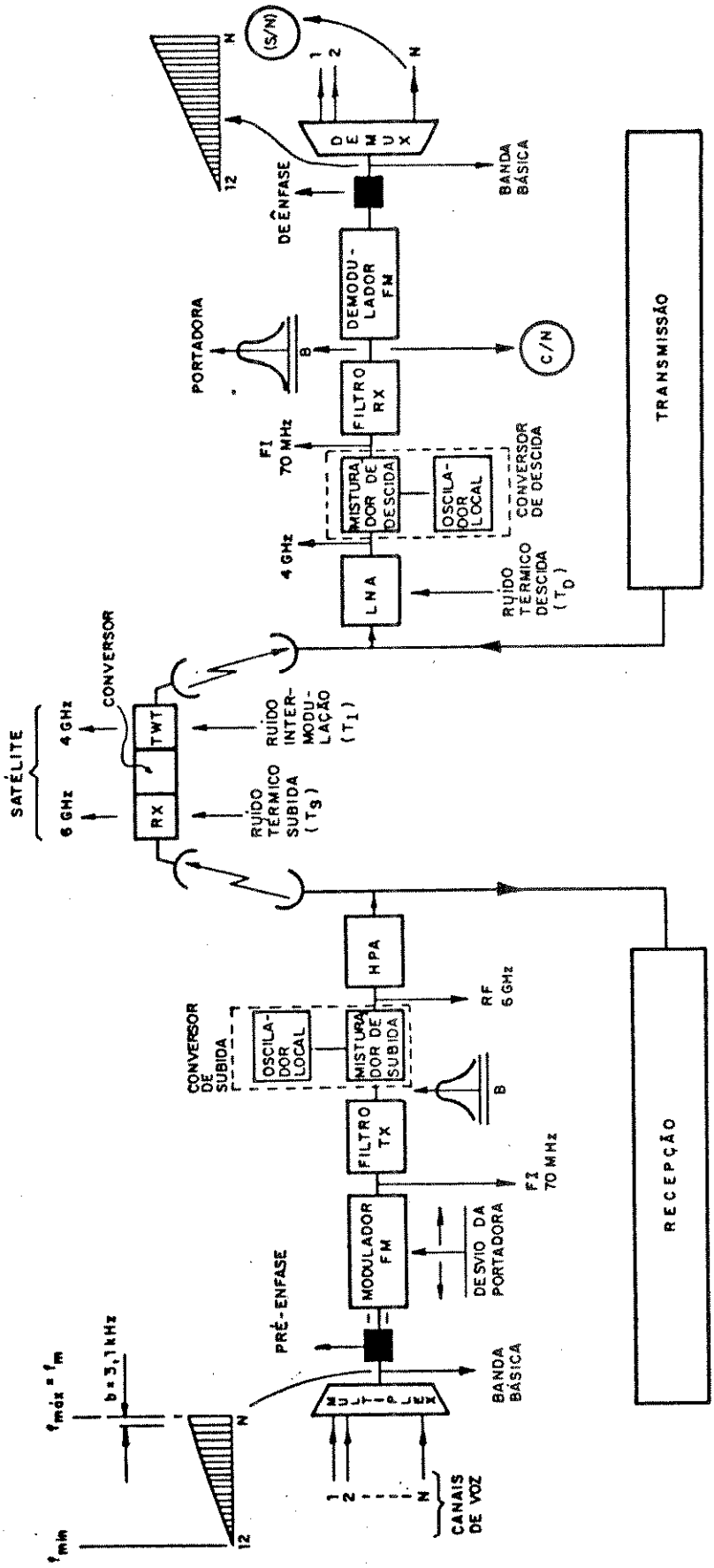


Fig. II.2 - Diagrama em Bloco simplificado de uma Estação Terrena.

HPA (High Power Amplifier) - Amplifica o sinal até um valor suficiente para que o mesmo chegue ao satélite, vencendo os 200 dB de atenuação de espaço livre. Normalmente, em um mesmo HPA são radiadas várias portadoras. Portanto, esta constitui uma das principais fontes de interferência por intermodulação. Daí ser necessário garantir que o sinal elétrico fique fora da região de saturação do HPA. Os transmissores usados nos HPA's são de dois tipos:

1) TWT - Travelling Wave Tube - São amplificadores que trabalham com largura de faixa extensa, alta potência, podendo atingir todos os 500 MHz alcançados por um satélite.

2) KLYSTRON - Transmissores projetados para trabalhar com potências menores e menor largura de faixa (tipicamente 70 MHz).

ANTENA PARABÓLICA - Concentra e direciona os sinais transmitidos e recebidos, aplicando os conceitos de parábola e foco extraídos da óptica geométrica.

O diâmetro da antena é um parâmetro crucial no projeto de um enlace satélite, já que a ele estão associados os seguintes fatores:

- A relação G/T (Ganho sobre temperatura de Ruído), que determinará a primeira amplificação que o sinal proveniente do satélite receberá no primeiro estágio de amplificação (LNA). Uma vez que este sinal chega na estação terrena com valores de potência da ordem de - 140 dBm, um valor de G/T mínimo é necessário para garantir nível de sinal suficiente para que o restante do sistema de recepção possa reconhecê-lo e recuperá-lo.

  Junto à antena é instalado o Alimentador cujas funções são as seguintes:
  - Separar os sinais de Transmissão (TX) e de Recepção (RX).
  - Converter o sinal de TX ou RX para a polarização adequada.
  - Combinar portadoras de dois HPA's em um guia comum, onde os dois sinais são de polarizações distintas (caso seja empregado reuso de freqüência).

LOW NOISE AMPLIFIER - Amplifica toda a banda de recepção do satélite, apresentando uma temperatura de ruído expressivamente baixa.

CONVERSOR DE DESCIDA - translada o sinal recebido do satélite para a faixa de frequência intermediária, compatível com a entrada do demodulador.

II.3 - RUÍDO EM ENLACES VIA SATÉLITE

A faixa de frequência utilizada para enlaces via satélite é determinada por características físicas do sinal satélite e por acordos administrativos que garantem o compartilhamento do espectro com outros tipos de sinal de comunicação.

Na Figura II.3 podemos ver que o ruído cósmico aumenta na porção inferior do eixo das freqüências. Na porção das altas frequências aumenta o efeito da absorção por chuva e gases na atmosfera, que pode ser traduzido como elevação da temperatura de ruído. Observa-se que entre 1 e 10 GHz o ruído assume um valor mínimo; daí, é comum chamar-se esta faixa de "janela de rádio". Adicionalmente, observa-se que o ruído diminui com o aumento do ângulo de elevação da antena.

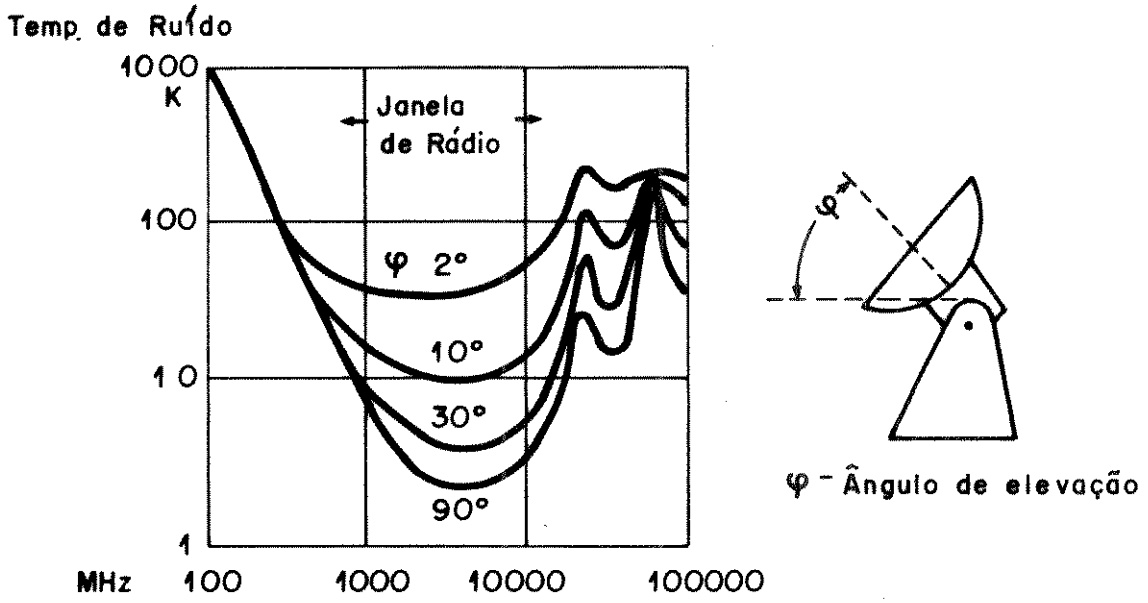


Fig. II.3 - Ruído em Enlaces de Comunicação Via Satélite [1].

Portanto, a faixa de 1 a 10 GHz é particularmente adequada para enlaces via satélite. Contudo, como esta faixa também é usada para a maior parte dos enlaces terrestres, é extremamente importante a consideração de faixa ocupada e valores de potência no dimensionamento de enlaces, a fim de prevenir problemas

de interferência entre enlaces satélite/estação terrena x enlaces terrestres, e mesmo satélite x satélite.

Nesta janela de rádio, as faixas mais usadas para as comunicações via satélite são: 3,4 a 4,86 GHz e 5,85 a 7,075 GHz.

II.4 - TRANSMISSÃO DIGITAL VIA SATÉLITE

Atualmente, a maioria absoluta dos sistemas implantados para transmissão digital via satélite emprega esquemas de modulação PSK (Phase Shift Keying). As razões para isso são:

- *Eficiência Espectral*: Apresenta uma largura de faixa necessária equivalente a esquemas ASK (igual ao dobro da taxa de símbolos para conter 90% da potência de sinal) e menor do que FSK, onde a faixa é o dobro da soma do desvio de freqüência e da taxa de símbolos.

- *Robustez à distorção de amplitude*: Um dos elementos fundamentais para a qualidade de uma transmissão via satélite são os amplificadores de alta potência. Tais dispositivos apresentam comportamento linear (baixa distorção AM/AM) somente em determinada região da curva de resposta de amplitude. A partir daí, trabalha-se com distorções cada vez maiores à medida que se aproxima do ponto de saturação. A distância entre a região de saturação e o ponto de operação de amplificador denomina-se "back off". Logo, sob este ponto de vista, o melhor esquema de modulação para transmissão via satélite é aquele que não introduz variações de amplitude, o que é satisfeito pelos esquemas PSK. Para trabalhar-se com modulação em amplitude, seria necessário adotar um back-off grande, economicamente desaconselhável, ou empregar dispositivo de pré-distorção para compensar a não-linearidade. Esta última alternativa tem sido estudada nas pesquisas que visam viabilizar o uso de esquemas QAM em transmissão via satélite.

II.4.1 - Parâmetros Envolvidos na Qualidade de uma Transmissão M-PSK

A maneira mais genérica de se avaliar a qualidade de uma transmissão

digital é pela determinação da TAXA DE ERRO DE BIT (TEB) ou, em termos matemáticos, pela Probabilidade de erro de símbolo - P(e). A Probabilidade de erro pode ser expressa em função da relação Eb/No que, por sua vez apresenta a seguinte associação com a relação sinal-ruído (S/N):

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{S}{N}\right) \cdot \frac{B}{R_b} \qquad \text{(II.1)}$$

onde:

$\left(\frac{S}{N}\right)$ - relação sinal/ruído medida na largura de faixa B do ruído

R_b - taxa de bits

E_b - energia de cada bit

N_0 - densidade espectral de ruído

Pode ser mostrado [2] que a probabilidade de erro para o sistema QPSK (M=4) é dada por:

$$P(e) = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2}{2N_0R_b}}\right) \qquad \text{(II.2)}$$

onde $A^2/2$ é a potência média do sinal modulado.

O desempenho P(e) x E_b/No para sistemas M-PSK em um ambiente com ruído aditivo gaussiano é mostrado na Figura II.4, extraída da Referência [3], onde pode ser encontrado um tratamento abrangente sobre o assunto. Na determinação destas curvas, admite-se que não há interferência intersimbólica e também intercanal e que o ruído de fase é nulo. Como é esperado, observamos que quanto maior o número de níveis adotado, maiores os requisitos de potência (Eb/No) exigidos para obter-se uma mesma probabilidade de erro.

Há diversas fontes de degradação da P(e). Podemos agrupá-las em fontes de ruído e fontes de interferência, ambas contribuindo com alguma adição que corrompe o sinal desejado, tanto em fase quanto em amplitude. Vamos exemplificar através do esquema QSPK, por ser empregado em transmissão digital via satélite e por apresentar estrutura simples. Na Figura II.5 são mostrados fasores interferentes e as retas que representam os limiares de decisão. O fasor do sinal desejado é perturbado por ruído e sinal interferente. Na figura, $\sqrt{2}S$ é o pico de sinal, $\sqrt{2}I$ é o pico de interferência e I_v, I_u são as componentes ortogonais de

ruído. Quando o ângulo de fase ϕ do sinal composto recebido encontra-se em quadrante diferente do quadrante de transmissão, acontece um erro na detecção do sinal recebido. Quando a ponta do vetor resultante encontra-se no quadrante correto no instante de amostragem, o receptor fará uma decisão correta. Nem toda interferência, portanto, degradará a qualidade do sinal. Logo, a preocupação do projetista do sistema é manter a interferência e o ruído dentro de níveis convenientes de forma a não afetar a decisão.

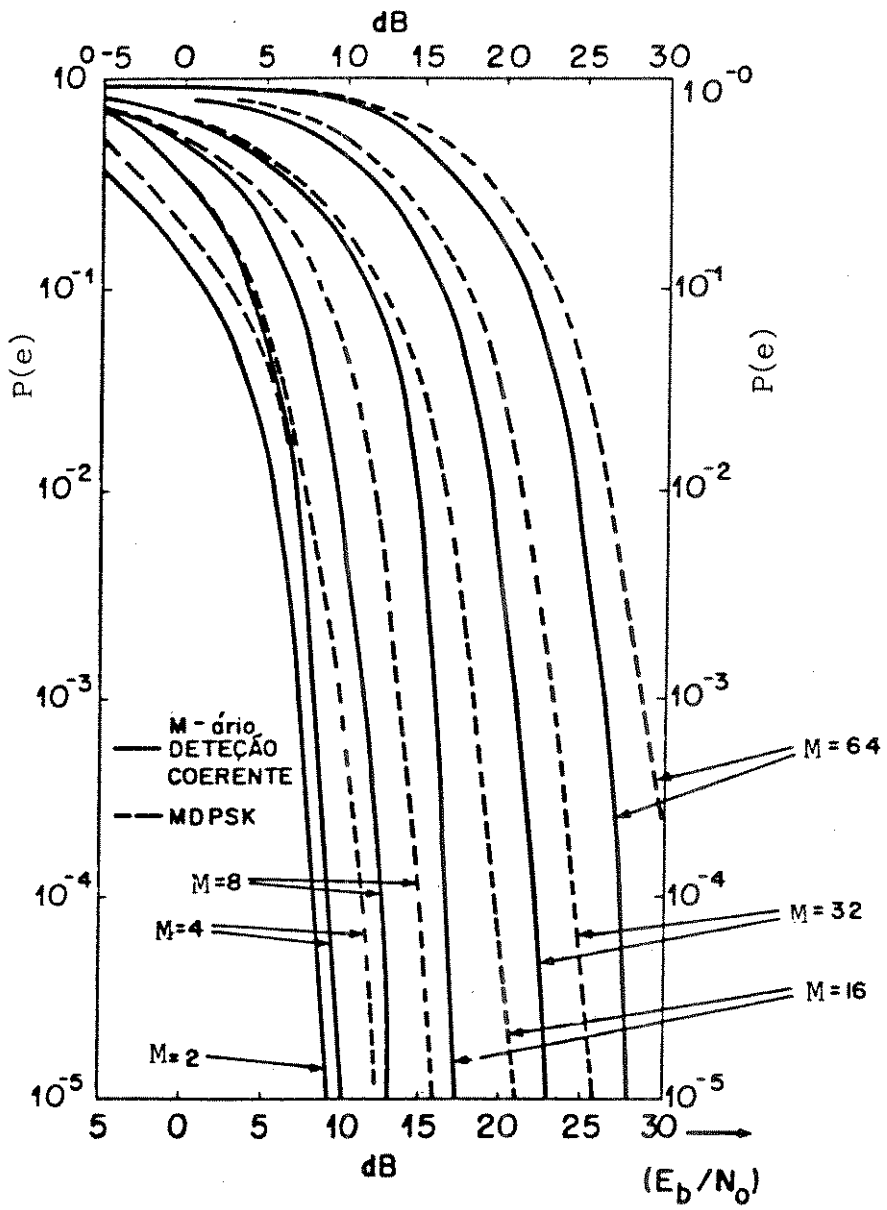


Fig. II.4 - Desempenho em termos de Probabilidade de Erro para Diferentes tipos de modulação M-PSK e M-DPSK [3].

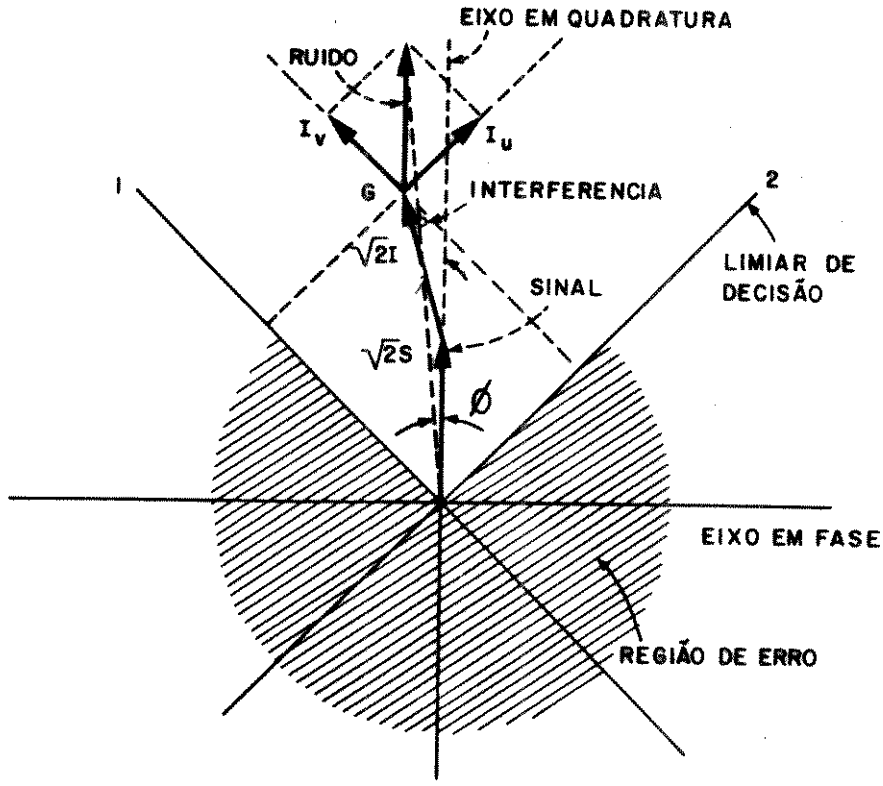


Fig. II.5 - Representação fasorial de um sinal QPSK perturbado por interferência e ruído.

Quanto ao espectro de potência do sinal em uma transmissão digital, observa-se que o mesmo é contínuo devido à operação de dispositivos de dispersão, empregados nos sistemas para evitar a formação de componentes discretas.

Das diversas fontes de degradação de P(e), algumas devem ser contempladas quando do projeto do sistema, tais como: seletividade dos receptores, proteção dos equipamentos, diretividade da antena. Outras devem ser levadas em conta na fase de planejamento do sistema, tais como plano de frequências, reflexões, separação angular adequada entre rotas que se cruzam, etc. Adicionalmente, é necessário avaliar o nível aceitável de interferência (C/I), tendo em mente aspectos econômicos e de engenharia.

II.4.2 - Agentes de Degradação da TEB

Passaremos a abordar em seguida a contribuição dos 3 principais agentes adicionais de degradação da taxa de erro: interferência intersimbólica, interferência inter-canal e ruído de fase.

- INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA

Este tipo de degradação advém do desvio em relação à resposta de fase ideal do filtro de Nyquist empregado no sistema PSK. Sua manifestação pode ser medida na forma de Retardo de Grupo. Na Figura II.6 apresentamos valores de Retardo de Grupo Parabólico onde Ts é a duração de símbolo e d é a diferença em termos de Retardo de grupo no limiar e no centro do filtro passa-faixa. O limiar normalmente é considerado a cerca de 10 dB da frequência de atenuação fora de faixa. Filtros mais estreitos causam mais interferência intersimbólica e menos interferência inter-canal [3].

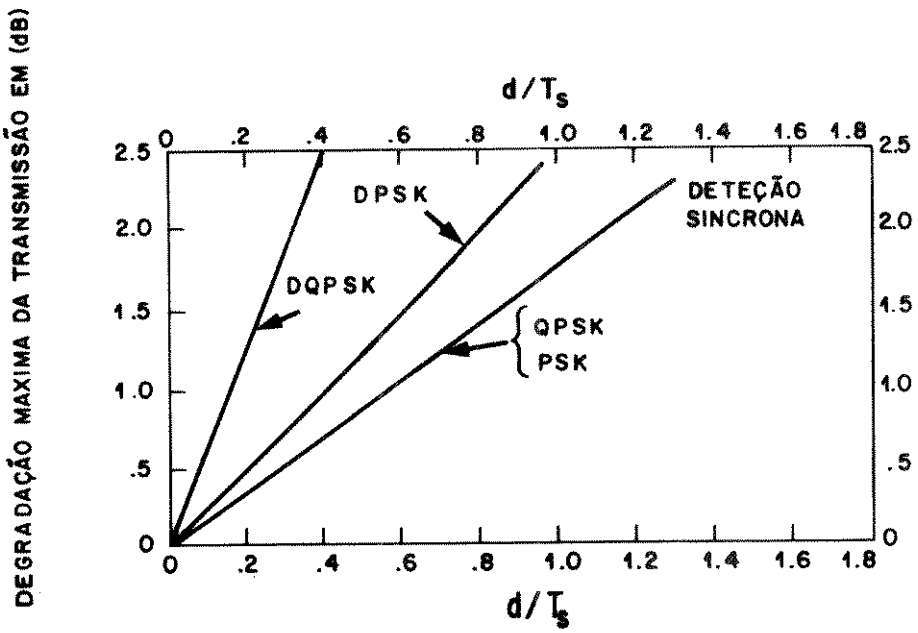


Fig. II.6 - Interferência Intersimbólica devido a Retardo de Grupo [3].

- DEGRADAÇÃO DEVIDO A RUÍDO DE FASE

Em um grande número de aplicações, o ruído de fase intrínseco de osciladores locais presentes nos moduladores e conversores dos sistemas satélite e terrestre torna-se uma fonte relevante de degradação no projeto de dispositivos para detecção de sinal. Tal perturbação manifesta-se produzindo saltos de ciclos (cycle skipping) na recuperação de portadoras, o que afetará diretamente a taxa de erro de bit. Os saltos de ciclos ocorrem em circuitos PLL trabalhando com taxas S/N suficientemente degradada para produzir uma flutuação de fase que exceda um determinado valor, o que levará à introdução de erros na deteção do sinal.

A probabilidade de erro associada ao tremor de fase presente em um circuito PLL foi deduzida em [4]:

$$P(e)_{RF} \cong \frac{\pi}{4} \exp\left\{-\frac{\pi}{8\sigma_{\phi}^{2}}\right\} \qquad \text{(II.3)}$$

onde σ_{ϕ}^{2} representa o valor quadrático médio do tremor de fase.

Ainda em [4], foi mostrado que, quando consideramos a presença do ruído de fase e do ruído branco, a P(e) total pode ser obtida pela soma de (II.2) com (II.3), ou seja:

$$P(e) \cong \frac{\pi}{4} \exp\left\{-\frac{\pi}{8\sigma_{\phi}^{2}}\right\} + \frac{1}{2\left(\pi \frac{E_b}{N_0}\right)^{1/2}} \exp\left\{-\frac{E_b}{N_0}\right\} \qquad \text{(II.4)}$$

válida para $\left(\frac{E_b}{N_0}\right) >> 1$

A influência do tremor de fase sobre a taxa de erro pode ser vista nas curvas da Figura II. 7, que referem-se aos seguintes casos:

- Curva (A) - resultado teórico - funcionamento de um modem ideal.
- Curva (B) - resultado de teste, onde o demodulador é conectado diretamente à saída do modulador (modo "back-to-back").
- Curva (C) - objetivo de projeto.

- Curvas (D)/(E)/(F) - resultados de medidas feitas em sistemas reais, tendo sido obtidos 3 valores distintos para tremor de fase: 5, 7 e 9 Hz. Através destes resultados podemos ver que valores de tremor de fase superiores a 7Hz levam o modem a exigir valores de Eb/No maiores que o valor típico de 13 dB para manter uma taxa de erro de 10^{-6}.

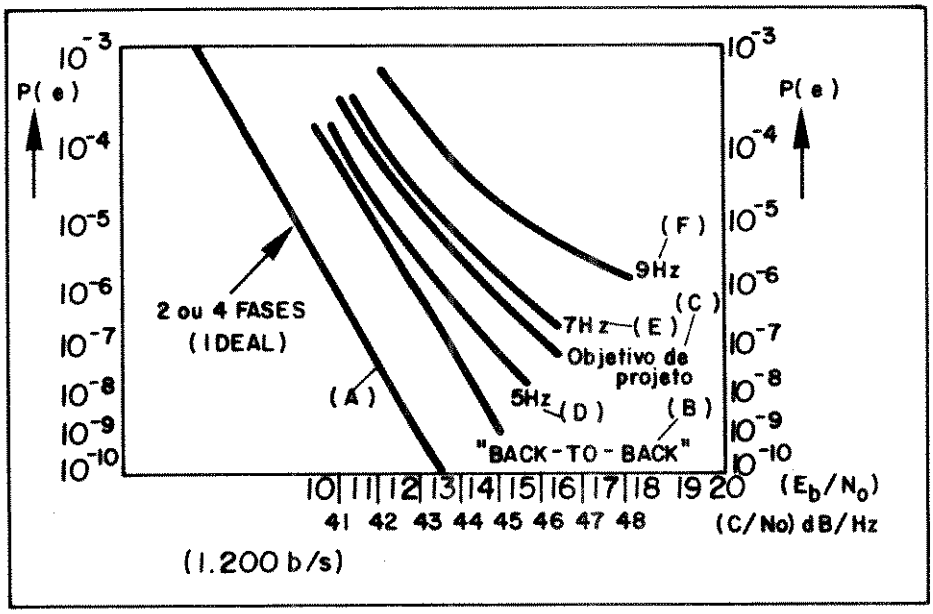


Fig. II.7 - Influência do tremor de fase na relação $\frac{E_b}{N_0}$ x Taxa de Erros [3].

- INTERFERÊNCIA INTERCANAL

Esta interferência provém de uma fonte tendo uma frequência próxima à da portadora desejada podendo operar na mesma frequência (interferência co-canal) ou em frequências adjacentes (interferência de canal adjacente). Como o espectro dos sinais digitais modulados evita componentes discretas no espectro (devido ao embaralhamento e outras técnicas que visam dispersar o espectro), a presença de componentes interferentes pode prejudicar severamente a recepção.

A proteção contra tal tipo de interferência é mais eficaz se forem tomados alguns cuidados, tais como escolha criteriosa do local da estação terrena, emprego de antenas com forte supressão de lóbulos laterais e plano de frequências bem elaborado (com suficiente separação entre frequências). Adicionalmente devem ser contemplados outros fatores, como discriminação de polarização cruzada e relação frente-costas, para garantir uma boa imunidade contra esse tipo de interferência. Outra forma de prevenir interferência de canal adjacente é uma filtragem adequada a nível de RF e FI, devendo, contudo, ser notado o fato de que tal filtragem pode introduzir distorção no sinal desejado. Em todos estes casos, costuma-se definir uma relação sinal desejado/sinal interferente (C/I), que expressa o quanto resguardado está um sistema de sofrer interferência co-canal. Outro fator relevante nesta área é a redução da discriminação de polarização cruzada durante chuva e desvanecimento multipercurso. Considerando a maior vulnerabilidade de sistemas digitais a desvanecimento, é prudente levar em conta este fenômeno no dimensionamento do enlace satélite. Como exemplo, podemos citar que, se um sistema que opera em condições sem desvanecimento apresentando discriminação de polarização cruzada de 30 dB sofrer um desvanecimento profundo, sua discriminação pode ser reduzida a apenas 15dB. Como exemplo de fontes de interferência intercanal podemos citar:

- Enlaces de rádio terrestre
- Outros enlaces satélite
- Radar cujas harmônicas caiam dentro de faixa empregada.
- Estações de TV e Rádio por radiodifusão operando com frequência irradiadas (ou harmônicas) dentro da faixa empregada.
- Deficiências do próprio equipamento que pode, por exemplo, apresentar várias regiões com sensibilidade à interferência.

CAPÍTULO III

FATORES DE DEGRADAÇÃO DOS ENLACES DE COMUNICAÇÕES POR SATÉLITE

III.1 - CRITÉRIOS PARA INTERFERÊNCIA

III.1.1 - Parâmetros de um Enlace para Comunicação via Satélite

A presença da interferência nos cálculos convencionais para dimensionamento de um sistema para comunicação via satélite baseia-se na quantidade permissível de ruído no Circuito Hipotético de Referência (Recomendação CCIR 352-3). De acordo com esta recomendação, a quantidade total de ruído em um canal telefônico não deve exceder 10.000 pW (ponderados psofometricamente) distribuídos da seguinte forma:

7.500 pW - Enlace de subida (Ruído Térmico do satélite), ruído de intermodulação do satélite, ruído de interferência devido a outros sistemas de satélite e enlace de descida (Ruído Térmico da Estação Terrena Receptora).

500 pW - Produtos de intermodulação originados em HPA transmitindo mais de uma portadora.

1.000 pW - Equipamento da estação terrena.

1.000 pW - Interferência devido a sistemas terrestres de microondas compartilhando a mesma faixa de frequência.

Os valores acima constituem parâmetros que podem ser variados de acordo com o enlace. O fundamental é manter o total de ruído presente dentro de 10.000 pW, o que corresponde a uma S/N de aproximadamente 50 dB no último canal da Banda Básica, considerando um nível nominal de sinal neste canal de 1 mW (O dBm).

No dimensionamento de um enlace para comunicações via satélite esta quantidade de ruído permissível aparece na forma de relação C/N total que leva em conta a contribuição dos 3 fatores de degradação de sinal que aparecem no denominador da relação, quais sejam: ruído térmico (N), ruído de intermodulação (IM) e ruído devido a interferência (I). Estes 3 fatores podem ser avaliados através das seguintes relações:

(C/N)u mede a contribuição do ruído térmico do enlace de subida.

(C/N)d mede a contribuição do ruído térmico do enlace de descida.

(C/IM) mede o efeito provocado pela intermodulação que provém das seguintes fontes:

- Estações terrenas que tenham mais de uma portadora através de seus HPA's.
- Transponder do satélite que utiliza um mesmo amplificador para várias portadoras.
- Portadoras operando em outros transponders gerando produtos de intermodulação que afetam o sinal desejado.

(C/I)u e (C/I)d medem o efeito provocado pelas diversas fontes de interferência:

- Reuso de frequência, gerando interferência co-canal nos enlaces de subida e descida (polarização cruzada).
- Interferência de satélite adjacente
- Interferência de enlaces terrestres

O cálculo da [C/N] total é feito através da soma geométrica dos termos acima, ou seja:

$$[C/N]^{-1} = [(C/N)u]^{-1} + [(C/N)d]^{-1} + [(C/IM)]^{-1} + [(C/I)u]^{-1} + [(C/I)d]^{-1} \qquad \text{(III.1)}$$

O ruído presente no sistema pode ser expresso de duas outras formas, que guardam as seguintes relações com a (C/N):

Relação Portadora/Temperatura de Ruído:

$$C/T = C/N + 10 \log BW + K \quad \text{(dB)} \qquad \text{(III.2)}$$

Relação Portadora/Densidade de Ruído: C/N_0 =

$$C/N_0 = C/N + 10 \log BW \quad \text{(dB)} \qquad \text{(III.3)}$$

Onde BW -largura de faixa ocupada pelo sinal

K - Constante de Boltzmann em dB (-228,6 dBW)

A fim de ilustrar a distribuição dos 10.000 pW de ruído entre os parâmetros descritos acima, vamos apresentar o caso de duas portadoras que compartilham o mesmo transmissor e têm destinos diferentes:

	PORTADORA A (pW)	PORTADORA B (pW)
RUÍDO DE SUBIDA	1650	1709
RUÍDO DE INTERMODULAÇÃO	1800	2103
RUÍDO DE DESCIDA	4700	4495
RUÍDO DE EQUIPAMENTO	940	970
RUÍDO DE ENLACE TERRESTRE	550	700
RUÍDO TOTAL	9640	10041
S/N CORRESPONDENTE	50,2	50,0

III.1.2 - Análise de um Enlace Digital via Satélite

Conforme afirmado anteriormente, os valores relativos às diversas fontes de degradação do sinal (inclusive interferência) aparecem no cálculo de dimensionamento de enlace satélite na forma de relações C/N referentes aos diferentes tipos de degradação, através das quais obtém-se a relação C/N total.

No caso de uma transmissão digital, o valor de C/N está relacionado à razão Eb/No através da seguinte expressão (ver eq. II.1):

$$[C/N] = E_b/N_0 + 10 \log R_b + M - 10 \log BW \qquad \text{(III.4)}$$

onde R_b é a taxa de bit e

M é a margem de implementação do sistema requerida para as perdas existentes.

Como existe uma relação única entre a E_b/N_0 e a TEB, determinada pelas características de cada CODEC, ao garantirmos uma determinada C/N, estamos automaticamente satisfazendo os requisitos de E_b/N_0 e TEB.

A seguir, apresentaremos um exemplo do cálculo de dimensionamento de

enlace para uma portadora digital recebida por uma estação terrena com G/T de 35 dB/K operando na banda C, utilizando um satélite INTELSAT-V, como mostrado em [5].

Características da portadora digital:

Modulação : QSPK
Taxa de bit : 141 kbit/s
Faixa ocupada : 85 kHz
Faixa alocada : 112,5 kHz
Faixa do transponder (BW): 72 MHz
Número de portadoras de 64 kbits no transponder (capacidade): 1200

Valores típicos para:

(G/T)e/s = 35.0 dBW
(EIRP)e/s = 78,9 dBW
(G/T)sat = -9 dB/K
(EIRP)sat = 26,5 dBW
(LL)u = 200,7 dB
(LL)d = 196,7 dB

Significado dos símbolos:

EIRP - Potência equivalente irradiada isotropicamente
e/s - Estação terrena
sat - Satélite
LL - Perda de espaço livre - valores típicos para enlace satélite:
200,7 dB para 6 GHz
196,7 dB para 4 GHz
cc - Co-canal

CÁLCULO

1 - ENLACE DE SUBIDA

1.1 - Influência do Ruído Térmico

Da equação de perdas entre a estação terrena e o satélite

$$(EIRP)e/s - LLu + G = C$$

tira-se:

$$(C/N)u = (EIRP)e/s + (G/T)sat - K - LLu - 10 \log BW$$
$$= (78,9) + (-9) - (-228,6) - (200,7) - (78,6)$$
$$(C/N)u = 19,2 \text{ dB}$$

Empregando a equação (III.2) encontramos o seguinte valor para (C/T)u

$$(C/T)u = 19,2 + 78,6 - 228,6$$

ou $$(C/T)u = - 130,8 \text{ dBW/K}$$

1.2 - Influência da Interferência Co-canal

Neste caso, assume-se um valor mínimo de isolação espacial para garantir que a interferência devido ao reuso de frequência fique dentro de limites aceitáveis de degradação.

Este valor varia em função das antenas empregadas no satélite e na estação terrena.

Para o satélite do nosso exemplo, a isolação espacial entre as antenas do satélite é de 22,2 dB e a isolação de polarização cruzada na estação terrena transmissora é de 21,6dB.

Daí, $(C/Icc)u = 21,6$ dB

O valor de (C/Icc)u corresponde ao valor de (C/N) para o caso de interferência co-canal. Logo, substituindo este valor na equação (III.2), chegamos a:

$$(C/Tcc)u = C/N + 10 \log BW + K = (C/Icc)u + 10 \log BW + K$$

$$(C/Tcc)u = 21,6 + 78,6 - 228,6 = -128,4 \text{ dBW/K}$$

2 - INTERMODULAÇÃO

O cálculo do ruído de intermodulação depende basicamente da densidade de ruído de intermodulação característica do satélite e do back-off adotado.

Em nosso caso, a válvula TWT do satélite opera com um valor de densidade de ruído de intermodulação (IM) de 99,1 dB/Hz.

Se assumirmos back-off (BO) de -4,5 dB, obteremos uma relação portadora/densidade de ruído de intermodulação (IMo) de 94,6 dB/Hz, já que

$$C/IM_0 = BO - IM_0 \qquad (III.5)$$

Logo, usando as equações III.3 e III.2:

$$(C/IM) = (C/IM_0) - 10 \log BW = 94,6 - 78,6 = 16 \text{ dB}$$

$$(C/TIM) = 16 + 78,6 - 228,6 = -134,0 \text{ dBW/K}$$

Neste caso foi considerado apenas o ruído gerado no satélite. Quanto aos produtos de intermodulação provenientes de portadoras compartilhando um mesmo HPA em uma estação terrena, ver item 4.

3 - ENLACE DE DESCIDA

3.1 - Influência do ruído térmico

$$(C/N)d = (EIRP)sat + (G/T)e/s - K - LLd - 10 \log BW \qquad (III.6)$$

$$= (26,5) + (35) - (-228,6) - (196,7) - (78,6)$$

$$(C/N)d = 14,8 \text{ dB}$$

A exemplo do item 1.1, podemos obter (C/T)d a partir de (III.2):

$$(C/T)d = 14,8 + 78,6 - 228,6$$

$$(C/T)d = -135,2 \text{ dBW/K}$$

3.2 - Influência da Interferência Co-canal

Desde que os valores de isolação espacial nas antenas do Satélite e na antena receptora sejam os mesmos que os empregados no item 1,2, obteremos os mesmos valores para (C/Icc)d e (C/Tcc)d, quais sejam: 21,6dB e -128,4dBW/K, respectivamente.

4 - OUTRAS PERDAS

É necessário ainda considerarmos outros fatores que geram ruídos e perdas. Avaliaremos sua influência expressando-os como perdas (em dB).

4.1 - Interferência de Satélite Adjacente -

(Corresponde a 15% do ruído total - Rec. CCIR 523): 10 log (0,85)= 0,7 dB

4.2 - Interferência Devido a Enlace Terrestre

(Corresponde a 10% do ruído total - Rec. CCIR 588): 10 log (0,9) = 0,5 dB

4.3 - Perda Devido a Intermodulação no HPA

(Valor típico)= 0,7 dB

4.4 - Perdas Devido a Instabilidade de HPA e de Rastreamento

(Valor típico)= 0,2 dB

4.5 - Ruído de Outros Equipamentos da Estação Terrena

(Corresponde a 5% do ruído total): 10 log (0,95) = 0,2 dB

4.6 - Perda Total (adicionada na forma de raiz da soma quadrática)=

$$\sqrt{0,7^2 + 0,5^2 + 0,7^2 + 0,2^2 + 0,2^2} = 1,2 \text{ dB}$$

5 - TOTAL

Para cálculo da (C/T)Total, é necessário efetuar a soma geométrica de todas as relações (C/N) obtidas até aqui.

$$(C/T)^{-1} \text{ Total} = (C/T)u^{-1} + (C/Tcc)u^{-1} + (C/TIM)^{-1} + (C/T)d^{-1} + (C/Tcc)d^{-1}$$

$$(C/T)^{-1} \text{ Total} = 1,2 \times 10^{13} + 6,92 \times 10^{12} + 2,51 \times 10^{13} + 3,31 \times 10^{13} + 6,92 \times 10^{12}$$

$$(C/T)^{-1} \text{ Total} = 8,4 \times 10^{13}$$

$$(C/T) \text{ Total} = 1,19 \times 10^{-14}$$

(C/T) Total em dB = -139,2 dBW/K

Para chegarmos ao valor da (C/T) disponível basta subtrairmos a perda total à (C/T) Total:

(C/T) Disponível = -139,2 - 1.2

(C/T) Disponível = - 140,4 dBW/K

6 - DEFINIÇÃO DE MARGEM DE SISTEMA

A partir do valor de C/T disponível para todo o transponder, podemos calcular o valor de C/T que pode ser reservado a cada portadora de 64 kbit/s:

$$(C/T) \text{ por } 64 \text{ kbit/s} = (C/T) \text{ Disponível} - 10 \log 1200$$
$$= -140,4 - 30,8$$
$$= -171,6 \text{ dBW/K}$$

Considerando que a C/T de limiar que uma portadora de 64 kbit/s deve manter para operar a uma TEB de 10^{-3} é - 174,8 dBW/K (parâmetro especificado pela INTELSAT), podemos concluir que uma portadora operando no transponder descrito acima trabalhará com uma margem de sistema (MS) de:

$$MS = -171,6 - (-174,8)$$

$$MS = 3,2$$

Esta margem será usada para compensar degradações devido à chuva, cintilação ionosférica de pequena intensidade, imprecisão no apontamento das antenas, etc.

III.2. PRINCIPAIS FONTES DE DEGRADAÇÃO

No Capítulo II, foram apresentadas as interferências que são comuns às diversas formas de comunicação no espaço livre: Interferência Intersimbólica, Interferência de Canal Adjacente e Interferência Co-Canal. Estas fontes de degradação, conforme visto no item III.1, são levadas em conta no dimensionamento de enlace, de tal forma que, usualmente, somente o mal funcionamento de algum equipamento poderá levar o sistema a operar abaixo do desempenho previsto no cálculo de enlace.

A seguir, faremos uma apresentação dos aspectos mais relevantes envolvidos nas principais fontes de degradação que são peculiares a uma transmissão via satélite, para as quais, a margem de sistema frequentemente mostra-se insuficiente, levando à degradação da qualidade da comunicação, e até à interrupção do enlace. São elas: Ruído Solar, Cintilação Ionosférica e Interferência de Radar. A partir deste ponto, este trabalho concentrar-se-á nestes três tipos de degradação, abordando para cada uma:

- Natureza do fenômeno, principais características e medidas reportadas em outros trabalhos (item III.2);
- Medidas realizadas para este trabalho (capítulo IV);
- Alternativas de contramedidas (capítulo V).

III.2.1. Ruído Solar

O FENÔMENO:

Duas vezes por ano, o sol alinha-se com o satélite estacionário e a antena de uma estação terrena. Por alguns minutos, durante vários dias, isto pode levar à interrupção das comunicações já que a temperatura em uma antena operando na banda C pode sofrer um aumento de aproximadamente 27000°C. Isto equivale a uma elevação da temperatura de ruído do sistema de 20 dB e uma redução de C/N do mesmo valor, fazendo portanto com que a C/N fique abaixo do limiar para recepção.

Três parâmetros são relevantes para a caracterização do ruído solar:

- Horário de ocorrência do aumento do ruído
- Duração da interrupção
- Temperatura de ruído do sol

O cálculo dos dois primeiros parâmetros é feito por algoritmos bastante conhecidos, que utilizam valores relativos à localização da estação e do satélite para fornecerem resultados confiáveis. Quanto à temperatura de ruído do sol (Ts), seu cálculo é feito através da expressão [6]:

$$Ts = 120.000 \times f^{-0,75} \ (K) \quad , \quad \text{para f em GHz.} \qquad (III.7)$$

Por exemplo, para f (frequência) = 4 GHz, Ts = 42.426 K.

Para calcularmos a temperatura do sol na saída do alimentador (Te) podemos usar a seguinte expressão, conforme apresentado em [6].

$$Te = \eta \times I[Z_1] \times Tsb \qquad (III.8)$$

onde:

η: eficiência da antena

$I(Z_1)$: energia do feixe da antena dentro do ângulo cônico determinado pelo sol.

Tsb: temperatura de brilho do sol.

O valor de $I(Z_1)$, admitindo iluminação constante da antena, é dado por [4]:

$$I(Z_1) = 1 - J_0^2(Z_1) - J_1^2(Z_1) \qquad (III.9)$$

onde,

$J_0^2(Z_1)$ e $J_1^2(Z_1)$ são a função de Bessel de primeira espécie e de ordens 0 e 1, respectivamente

$$Z_1 = \frac{\pi D}{\lambda} \text{ sen } \phi_1 \qquad \text{(III.10)}$$

ϕ_1 = semi-diâmetro angular do sol

D = diâmetro da antena

λ = comprimento de onda

Conforme proposto em [4], podemos empregar duas formas para minimizar os efeitos do ruído solar:

1. Empregar um outro satélite para comunicação no momento do aumento do ruído.
2. Operar na banda K

   Nesta banda há 2 expressivas diferenças em relação à banda C:

   - Pelo fato de operar em 11/14 GHz, o valor de Ts aparente é bem menor.
     De acordo com a Equação III.8, na faixa de 12 GHz, por exemplo, a temperatura é menor do que a de 4 GHz (banda C) por um fator de 2,29, o correspondente a uma temperatura de 18.714 K.

   - O diâmetro para recepção em banda K é bem menor, o que leva a uma largura de feixe muito maior.
     Por exemplo, para antena de diâmetro de 1 metro, $Z_1 = 0{,}58$ e a energia de feixe associada é I (0,58) = 0,086.
     Combinando os 2 efeitos - redução de temperatura e aumento de largura de feixe, concluímos que a Te é reduzida para aproximadamente 1609 K. Este valor é tolerável, correspondendo a um aumento na temperatura de ruído do sistema de 8 dB no máximo, o que pode ser compensado pela margem do sistema, como acontece no caso de desvanecimento.

III.2.2 - Efeitos Ionosféricos

A ionosfera é a camada mais alta da atmosfera terrestre, estendendo-se de cerca de 50 km até 400 km de altitude. Nesta camada, a densidade dos gases é muito baixa. Por outro lado, essa região é alvo de constante bombardeio de radiação e partículas provenientes do sol, além dos raios cósmicos. Este bombar-

deio sobre as moléculas dos gases rarefeitos provoca a separação de elétrons e íons, sendo a principal fonte de ionização a radiação ultravioleta do sol.

Ao meio ionizado alia-se a presença do campo magnético da terra, tornando o meio anisotrópico para propagação de ondas, o que influenciará os sinais de comunicação que nela penetrarem. Os efeitos no sinal vão desde pequenas irregularidades até grandes modificações na forma de cintilação, absorção, variação na direção de chegada, retardo de propagação e rotação de polarização. Destes, a mais relevante para as comunicações por satélite é a cintilação, que passaremos a descrever.

CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA

a) INTRODUÇÃO

Cintilações são variações de amplitude, fase, polarização e ângulo de chegada produzidas sobre ondas que enfrentam irregularidades na densidade de elétrons na ionosfera. Há duas causas para o fenômeno:

1. Flutuações de densidade de elétrons de longa escala, comparáveis às dimensões da zona de Fresnel do caminho de propagação.
2. Gradientes agudos de densidade de elétrons, especialmente na direção transversal à direção de propagação.

Para caracterizar cintilações em aplicações sistêmicas são usados os conceitos de profundidade de desvanecimento e período de desvanecimento. Quanto à intensidade, uma cintilação fraca seria a que apresenta flutuações pico a pico com amplitude abaixo de 8 dB. Para efeitos de quantificação, utiliza-se o conceito de índice de cintilação de amplitude, S4, que, é definido como desvio padrão da potência recebida dividido pelo valor médio da potência recebida. Outro parâmetro é o índice de cintilação de fase que é definido como o desvio padrão de fase na região espectral de flutuação contendo cintilações (σ_4).

Em resumo, as principais formas de caracterizar a cintilação ionosférica são:

- Quanto à duração de desvanecimento:

  . Varia bastante podendo chegar a vários minutos

  Por exemplo, na faixa de 6 GHz o valor típico para duração da cintilação é de 2 a 15s.

  . Depende - do movimento aparente das irregularidades no caminho do raio.

  - da severidade dos movimentos.

- Quanto à amplitude:
  . Quanto mais forte a cintilação, mais curta.
  . Varia inversamente com a frequência.
- Quanto à fase:
  . Depende da latitude - Média - poucos décimos de radianos
  - Equatorial/Alta - cintilação mais forte.
- Quanto maior a frequência, menor flutuação angular.

b) DEPENDÊNCIA COM A FREQÜÊNCIA

Proporções sugeridas para aplicações em engenharia [7]

$$S4 \alpha f^{-1.5}$$

$$\sigma 4 \alpha f^{-1}$$

onde f é a freqüência do sinal.

c) COMPORTAMENTO DO SINAL EM FUNÇÃO DA POSIÇÃO GEOGRÁFICA

As variações na cintilação podem ser divididas em componentes que dependem de: - latitude geográfica
- longitude
- hora e local

Como o Brasil possui regiões equatorial e de média latitude (latitudes de 0° a 30°), apresentamos abaixo as principais características da cintilação observada nestas regiões, conforme descritas em [5]:

Equatorial

Manifesta-se durante a noite, com flutuações mais severas ocorrendo perto da meia noite. Em alguns setores da América do Sul, incluindo o Brasil, a atividade de cintilação alcança o máximo no período dos equinócios. Existe correlação com número de "sunspots". Esta correlação pode ser vista na Figura III.1 que é baseada em dados recolhidos em várias estações terrenas selecionadas em um período de 10 anos. Enquanto existe correlação positiva entre cintilação e fluxo solar, observa-se que em relação à atividade magnética, a cintilação equatorial é inversamente correlacionada.

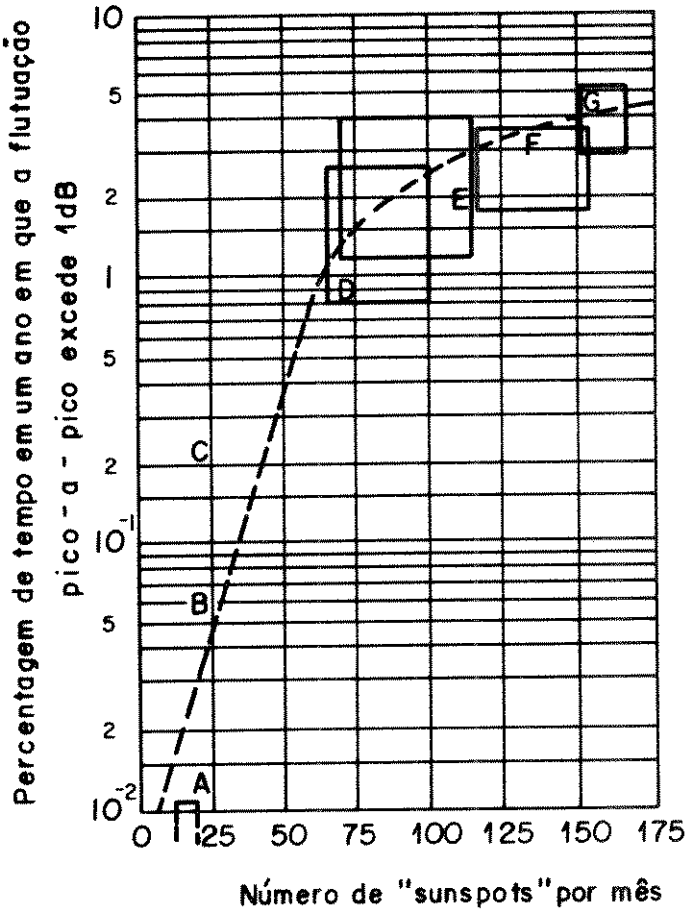


Fig. III.1 - Dependência das cintilações ionosféricas equatoriais na faixa de 4 GHz do número mensal de "sunspots" em diversos países.

As barras e quadrados são as faixas de variações em um ano para diferentes portadoras [7].

A: 1975-1976, Hong-Kong e Bahrein, 15 portadoras
B: 1974, Longovilo (Chile), 1 portadora.
C: 1976-1977, Taipei, 2 portadoras.
D: 1970-1971, 12 estações, > 50 portadoras.
E: 1977-1978, Hong-Kong, 12 portadoras.
F: 1978-1979, Hong-Kong, 10 portadoras.
G: 1979-1980, Hong-Kong, 6 portadoras.

Quanto à intensidade, latitudes equatoriais mostram maior profundidade de cintilação que as regiões de maior latitude.

Latitude média

A variação de cintilação a médias latitudes mostra um máximo bem definido perto da meia noite, que está correlacionado com a ocorrência de espalhamento ionosférico na camada F. Há registros de um segundo máximo em torno do meio dia, especialmente no verão.

Observa-se também correlação pequena entre cintilação de latitude média e atividade magnética.

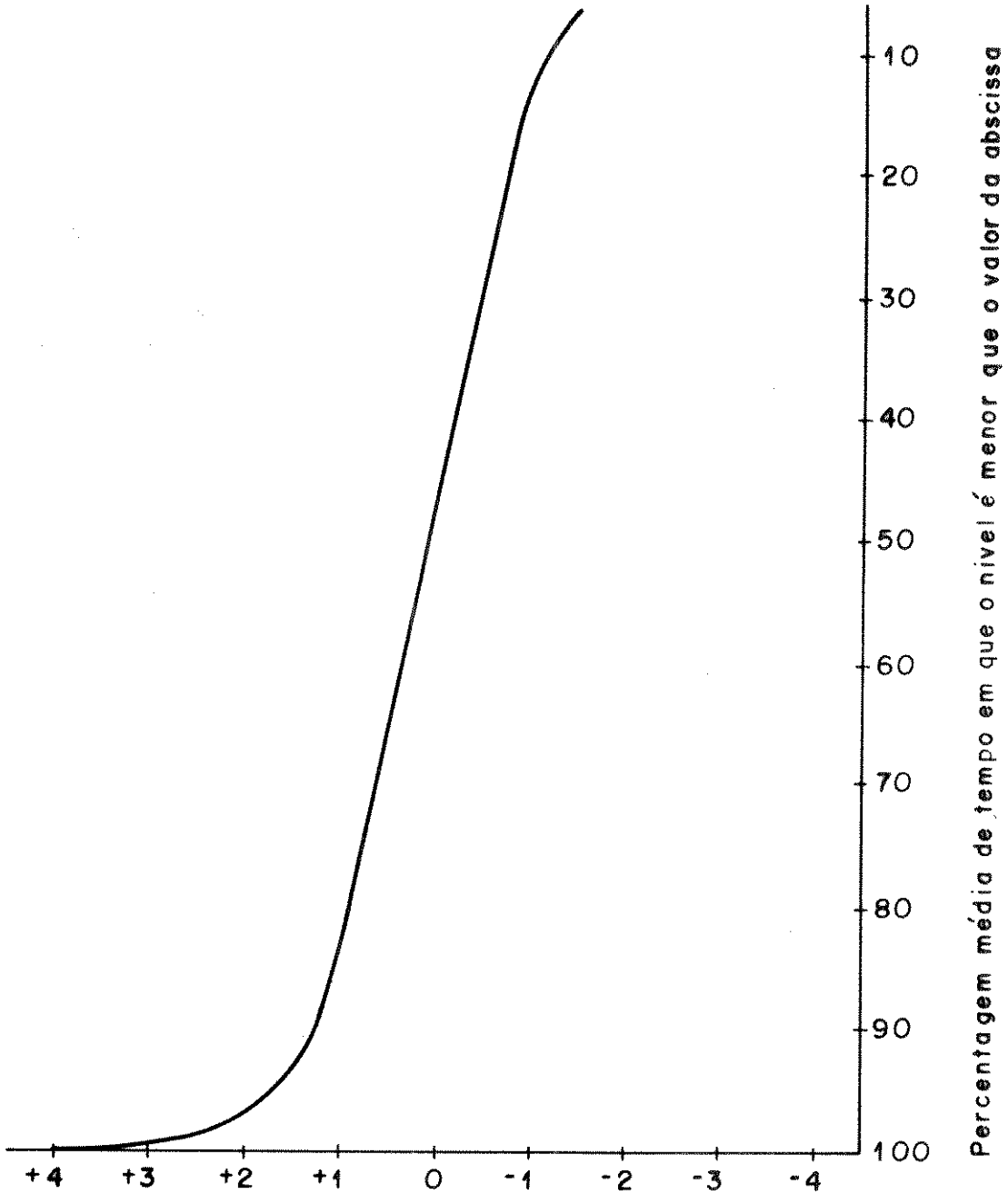
d) MEDIDAS REALIZADAS NO BRASIL

Em [6] encontramos alguns resultados de medidas de efeito de cintilação ionosférica sobre a amplitude de sinais recebidos na estação terrena de Tanguá (Rio de Janeiro) entre outubro de 1.971 e fevereiro de 1.972. Os principais resultados foram:

- Flutuação de amplitude pico a pico variaram de 1 a 8 dB durante períodos de várias horas, ocorrendo uma ou mais rajadas de cintilação de intensidade variável, especialmente após o pôr-do-sol local (aproximadamente 160 minutos após o pôr-do-sol).
- A presença de chuva não influenciou relevantemente a cintilação.
- Durante um período de atividade, as flutuações estiveram no entorno de 1 dB para 65,58% do tempo, no entorno de 2 dB em 94.06% do tempo e no entorno de 3 dB para 99.51% do tempo.
- Do ponto de vista de desvanecimento, observou-se que, durante um período de cintilação o nível de sinal recebido caiu mais de 3 dB em 0,24% do tempo.

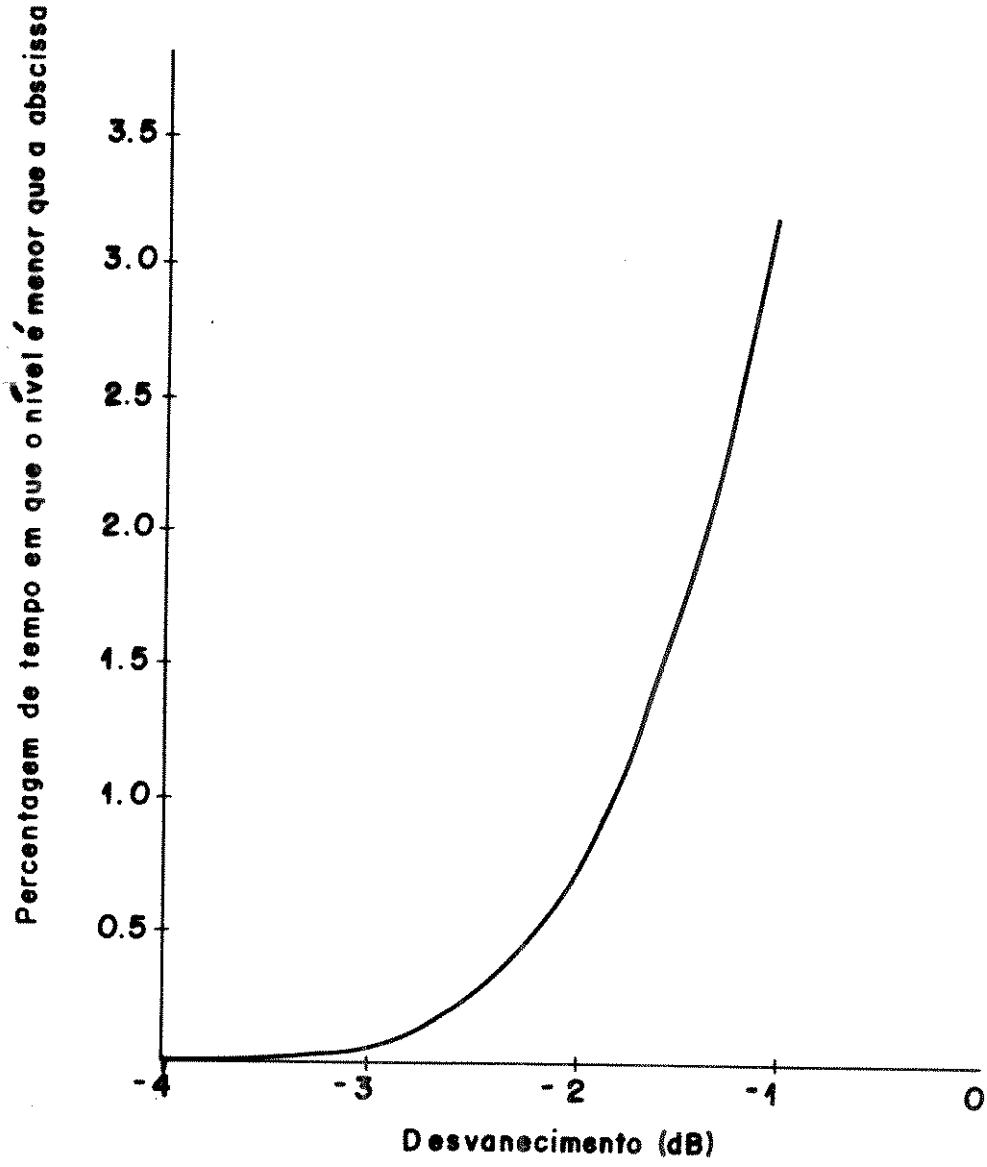
Na Figura III.2 aparecem os valores de flutuações x duração da cintilação na forma de distribuição cumulativa.

Outra forma de apresentação dos resultados é a Figura III.3 onde aparece a percentagem de tempo no pior mês em que o nível de sinal recebido é menor do que um valor especificado abaixo do nominal.



Nível	%
+4	100,000
+3	99,547
+2	97,047
+1	84,588
0	50,000
-1	15,558
-2	3,452
-3	0,458
-4	0,000

Fig. III.2 - Distribuição cumulativa dos valores de flutuações x duração da cintilação na estação de Tanguá [8].



-1 = 3.19

-2 = 0,708

-3 = 0,046

-4 = 0,000

Fig III.3 - Distribuição de desvanecimentos no pior mês do período Out/71 a Fev/72 na estação Tanguá [8].

III.2.3 Interferência de Radar

III.2.3.1 - Principais Características

Os sinais de comunicação provenientes de radares constituem uma fonte de interferência que tem despertado a atenção dos especialistas em compartilhamento de espectro. Em alguns casos, sistemas de transmissão digital têm sido seriamente afetados, especialmente devido a emissões espúrias da segunda harmônica e emissões não-harmônicas indesejadas geradas por sistemas de radar. Contudo, devido à escassez de dados nesta área, ainda não dispomos de conclusões abrangentes acerca deste tipo de interferência como, por exemplo, dependência da frequência e do diagrama de irradiação das antenas envolvidas.

A seguir, apresentamos informações gerais sobre sistemas de radar:

- Geram normalmente emissões não desejadas com grande largura de faixa.

- Podem ser do tipo fixo ou móvel.

- Podem gerar sinais contínuos ou pulsados.

- Principais parâmetros de um sinal de radar:

  PULSE REPETITION FREQUENCY (PRF) -Frequência com que os pulsos são gerados
  Valores típicos: 0.5kHz, 1kHz, 2kHz

  PULSE REPETITION INTERVAL (PRI) -Intervalo de tempo entre dois pulsos.

  DUTY CYCLE (DC) - parcela do intervalo entre pulsos ocupada com um pulso. Valores típicos: 0.1%, 0.6%.

- Fontes de geração de frequência: Klystron e Magnetron

- Exemplos de parâmetros usados em radares meteorológicos e de radio-localização (Ver Tabela III.1).

TABELA III.1 - Parâmetros usados em radares

Radar Número	Tipo	Faixa de Freqüência (MHz)	Potência de Tx (pico) (kW)	Largura de Pulso (μs)	PRI (mseg)
1	Meteorológico	5300	250	2.0	52.0
2	Controle de Tráfego Aéreo	2800	1500	3.5	56.0
3	Controle de Tráfego Aéreo	1300	3000	3.0	0.9-1.2
4	Controle de Tráfego Aéreo	2700-2900	600 ou 3000	1.0	0.8-1.0
5	Controle de Portos	14000	40	0.1	0.3
6	Navio	9400	40	0.1-1.0	0.3-0.6

- Exemplos de emissões espúrias de alguns radares.

TABELA III.2 - Freqüências e potências envolvidas

Radar nº (ver.tab. III.1)	Freqüência espúria (MHz)	Taxa de Potência Média Relativa ao Sinal Tx (dB)
1	2ª, 10600	- 40 a - 46
3	2ª, 2600 3ª, 3900 4ª, 5200	- 45 < - 86 < - 83

- As emissões indesejadas podem ser geradas por:

  . Espectro de frequência dos pulsos de transmissão do radar.

  . Desajustes no radar, causando pulsos ocasionais transmitidos em faixas alocadas a outros serviços.

- Os efeitos nos diversos tipos de sinais são:

  VOZ -Aparece um ruído audível como um zumbido tempestuoso

  TV - Aparecem traços brancos movendo-se na tela em posições quase randômicas

  DADOS -Manifesta-se como erros

Uma interferência contínua gera no receptor do sinal desejado um acréscimo no limiar mínimo de sinal. Já a interferência de radar do tipo pulsada cria um limiar de sinal recebido adicional abaixo do qual o receptor pode experimentar, regular e periodicamente, surtos de erros quando o radar está operando. Quando houver muita exposição, o efeito pode estender-se a vários canais digitais simultaneamente. Com isso o número de erros no sinal de banda básica ultrapassa os limites de tolerência, podendo levar à interrupção dos serviços. Na ocorrência de uma exposição menor, algum grau de desvanecimento pode ser tolerado antes de alcançar o limiar. Neste caso, os eventos de interferência aparecerão aleatoriamente e podem tornar difícil a sua identificação.

III.2.3.2 - Convivência Satélite x Radar

Atualmente a faixa de 3,4 a 4,8 GHz é reservada para serviços fixos via satélite. Contudo, as faixas de 3,4 a 3,7 GHz e 4,5 a 4,8 GHz são compartilhadas com outros tipos de serviços, o que propicia a ocorrência de interferência entre serviços. Após estudos [7], INTELSAT e BTI (British Telecom International) identificaram que na faixa de 3,4 a 3,7 GHz, a maior fonte de interferência é a transmissão de radar, enquanto que na faixa de 4,5 a 4,8 GHz a tropodifusão aparece como a principal causadora de interferência.

Como o uso da tropodifusão diminui cada vez mais, o que não se pode dizer do uso dos radares, a co-existência de satélite e radar na faixa mencionada acima demanda estudos criteriosos para que não ocorram interferências intoleráveis de um serviço no outro.

III.2.3.3 - Resultados Experimentais

INTELSAT

Visando avaliar os efeitos de interferência de radar sobre portadoras digitais via satélite, a INTELSAT promoveu uma série de estudos simulando sinais interferentes similares a radar [9], cujos resultados apresentamos a seguir:

- *Interferência de Radar sobre Portadoras TDMA:*

Para um mesmo valor de nível de pico de interferência (C/I constante) a variação da TEB é proporcional ao ciclo de carga (DC) do sinal de radar. Quanto maior o ciclo de carga mais alto será o valor de Eb/No necessário para garan-

tir uma determinada TEB. O pior caso ocorre quando o DC atinge 100%, o que corresponde a uma transmissão contínua (não pulsada). Por exemplo, para uma portadora de 120 Mb/s e uma C/I de 30 dB, é necessário 11,2 dB de Eb/No para obter-se uma TEB de 10^{-6}, sob interferência de sinal contínuo (ver Figura III.4). Logo, o ato de pulsar um sinal interferente de radar é melhor para o sinal desejado do que manter um sinal interferente contínuo e esta melhora se intensifica à medida que se diminui o valor do DC.

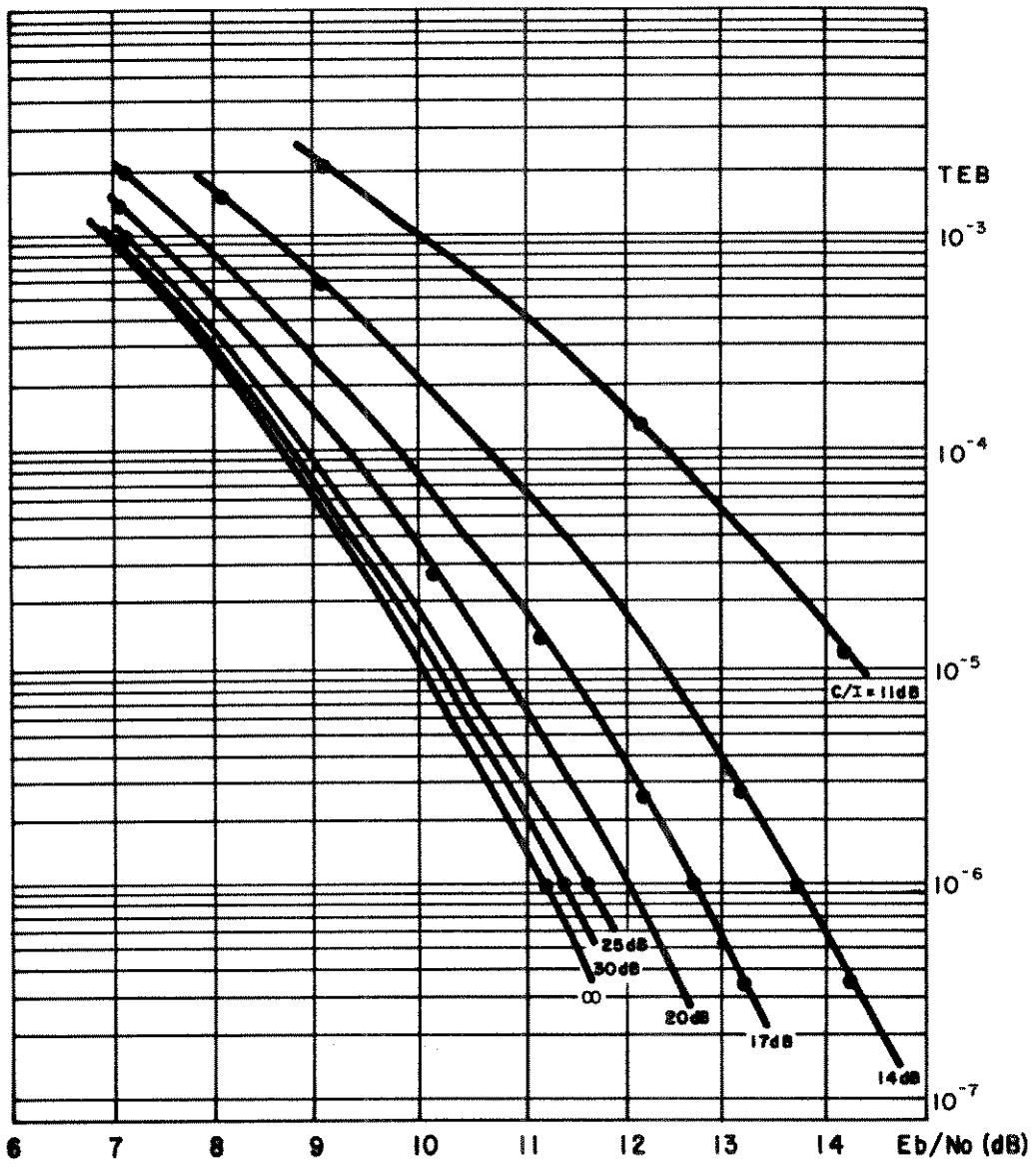


Fig. III.4 - Interferência de radar com transmissão não pulsada sobre portadora TDMA de 120 Mbit/s - (C/I) constante [9].

Quando a frequência de repetição do pulso (PRF) do radar e a taxa de quadro TDMA são relacionadas harmonicamente, o pulso de radar interfere sempre na mesma porção do quadro TDMA, atingindo com maior probabilidade sempre os mesmos canais telefônicos. A situação é menos crítica quando não há sincronismo entre o PRF e a taxa do quadro, o que distribui os erros de bit ao longo de todos os canais telefônicos de um quadro. Observou-se que variar a portadora de radar interferente ao longo da faixa central da portadora TDMA não produz diferenças significativas no desempenho da transmissão.

- *Interferência de Radar sobre Portadoras QPSK (FDMA) com 2Mb/s sem FEC:*

Neste caso, a exemplo do anterior, observa-se que o pior caso de interferência ocorre quando um radar com CW é usado. Para uma mesma C/I, uma melhoria de TEB é proporcional à redução do DC. (Ver Figura III.5) O efeito do embaralhamento foi avaliado e observou-se que quando o embaralhador/desembaralhador é inibido, a TEB em todas as condições de sinal interferente pulsado e contínuo melhorou por um fator de 3. Para uma dada quantidade de energia interferente (i.e. DC Constante), quanto menor o valor de PRF, pior o desempenho do salto de ciclo de portadora (CYCLE SKIPPING). Isto significa que quanto maior a duração do pulso interferente, maior a degradação provocada.

Quanto à influência do valor da freqüência do sinal interferente, observou-se que o pior desempenho ocorre quando o sinal interferente coincide com o centro da faixa do sinal desejado. Uma melhoria da TEB foi observada quando chegou-se a uma distância de aproximadamente 0,5 MHz do centro da faixa. A TEB melhora a uma taxa muito mais rápida do que a redução de DC quando a frequência de pulsos do radar aproxima-se do limite da taxa de Nyquist do canal desejado.

- *Interferência de Radar sobre Portadoras QSPK (FDMA) de 64Kb/s*

Neste caso, a mais interessante observação é que o desempenho da TEB melhora a uma taxa muito mais rápida que a redução no DC do radar, sendo que esta diferença pronuncia-se mais à medida que se trabalha com um ambiente sujeito a mais interferência. Por exemplo, para uma C/I de 8 dB, a TEB aumenta com um fator de 4 quando o DC é reduzido por um fator de 2 (de 6% a 3%), enquanto que para uma C/I de 4 dB a TEB aumenta por um fator de 400 quando o DC é reduzido por um fator de 4 (de 3% para 0.8%). Na Figura III.6, é mostrada a variação da Eb/No com a TEB para diversos valores de DC e para valor fixo de C/I.

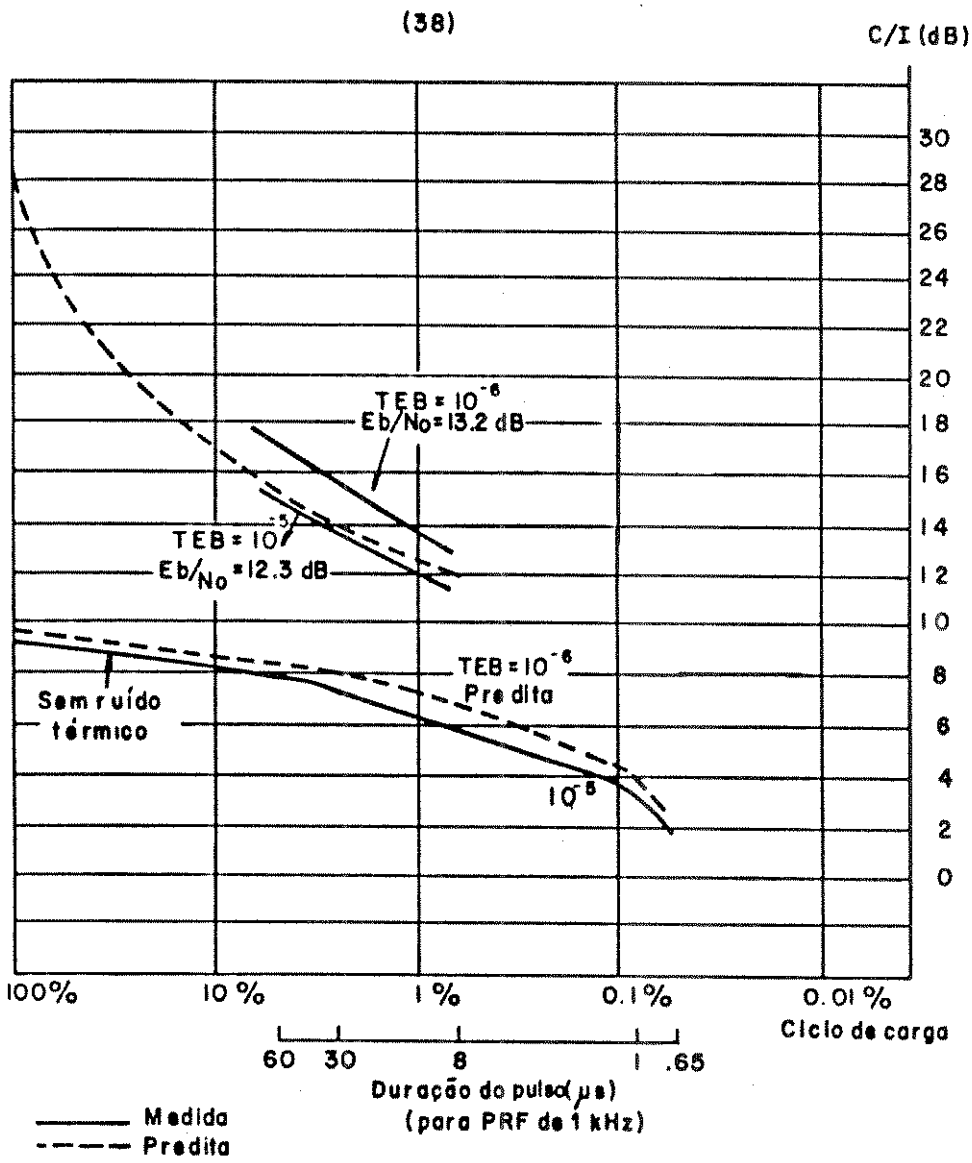


Fig. III.5 - Interferência de radar sobre portadora QPSK com taxa de 2 Mbit/s - TEB constante [9].

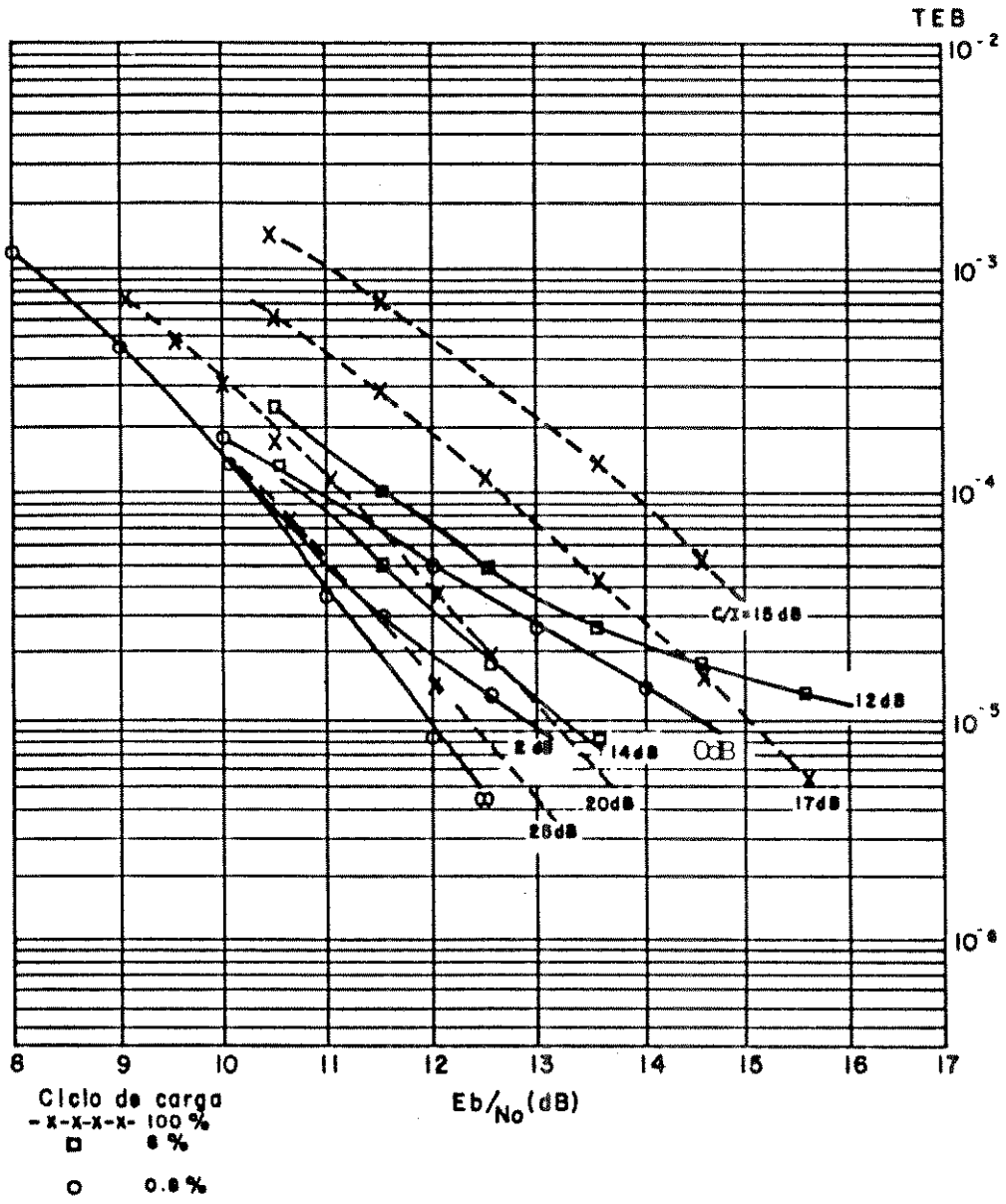


Fig. III.6 - Interferência de radar sobre portadora QPSK com taxa de 64 kbit/s - $\left(\frac{C}{I}\right)$ constante [9].

- *Interferência de Radar sobre Portadoras de TV*

Neste caso, a exemplo de todos os outros, os requisitos de proteção ficam mais relaxados à medida que o DC é reduzido (Ver Fig. III.7). Para um radar operando com CW (100% do DC), uma C/I de 30 dB seria necessária para garantir um conceito 5 para o sinal (degradação imperceptível), enquanto que para um DC de 0.1%, bastaria uma C/I de 10 dB para obter-se o mesmo efeito.

Quanto à influência da duração do pulso, observou-se que para um dado DC, quando o valor de PRF é aumentado (o que significa duração do pulso menor) por um fator de 2, é possível reduzir a relação C/I de 2dB. A relação duração do pulso x degradação é imediata, já que o tempo do pulso interferente controla o tamanho das listras provocadas no quadro. Ver mais listras de tamanho reduzido por quadro é subjetivamente melhor do que assistir menos listras de maior comprimento.

Há marcante influência da distância entre a frequência interferente e a frequência central do sinal desejado.

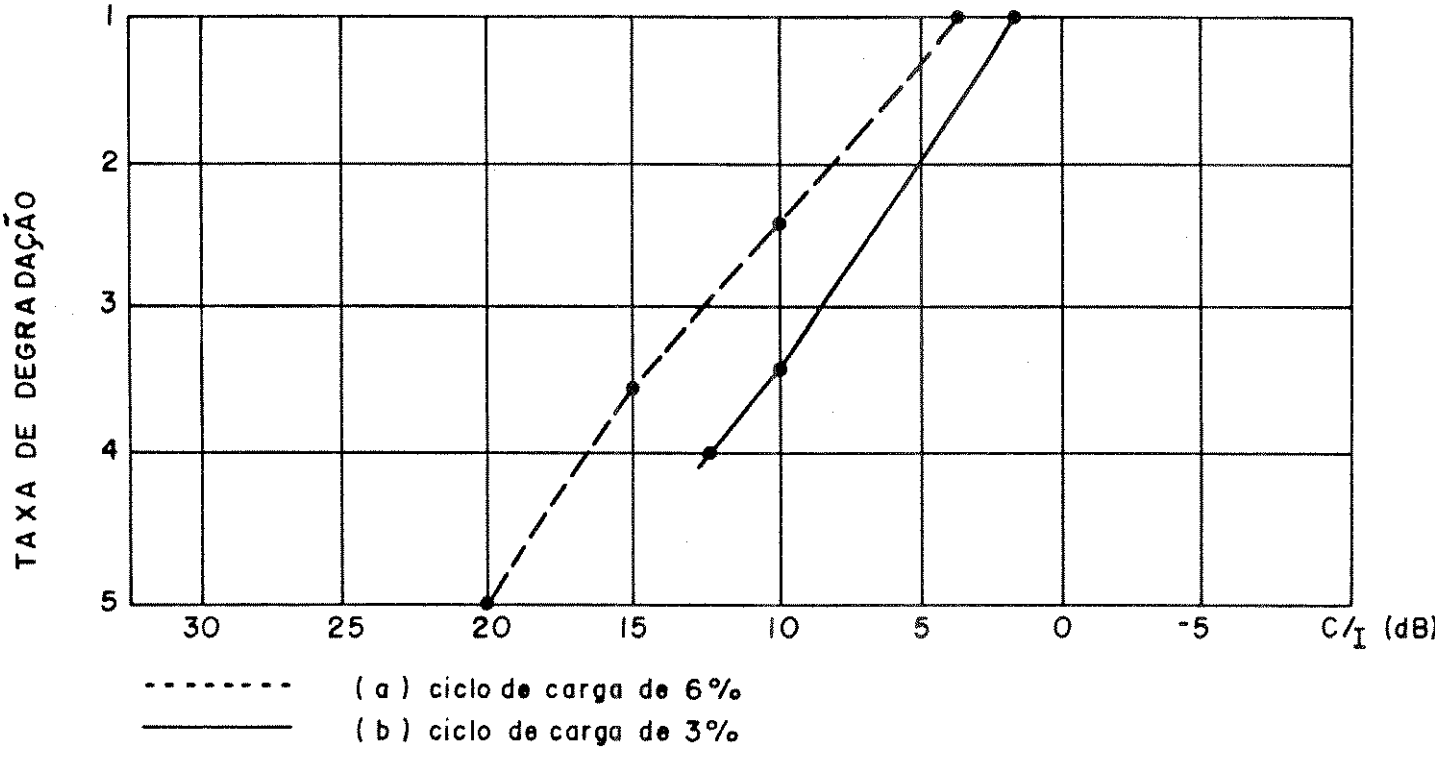


Fig. III.7 - Interferência de radar sobre portadora de TV (FM)- Taxa de degradação subjetiva x (C/I) para valores de ciclo de carga: (a) 6% (b) 3% [9].

Bell Laboratories

Objetivando pesquisar as causas de interferências sofridas em seus sistemas de microondas, os laboratórios Bell levaram a efeito uma série de medidas [10] na região de Los Angeles, cujas conclusões estão sumarizadas a seguir:

Quando o valor do sinal de radar pulsado aproxima-se do valor de pico do sinal desejado, a interferência cresce rapidamente de quantidades negligenciáveis (C/I ≥ 5 dB) até quantidades intoleráveis (C/I ≤ -5 dB). Para o caso de TV, observou-se que uma interferência pronunciada acontece com sinais de radar da ordem de 25 dB mais fracos do que aqueles que causam interferência em circuitos telefônicos.

A interferência de radar em canais telefônicos manifesta-se como ruído com som de buzina, enquanto que para TV, o sinal interferente tomou a forma de traços cujos comprimentos são função da largura do pulso do radar. Também observou-se que a separação entre os traços depende da PRF do radar.

III.2.3.4 - Efeitos Observados Durante Emissões de Sistema de Radar

A referência [11] apresenta uma série de efeitos que têm sido observados em sistemas de rádio digital durante interferência de radar. Como este tipo de transmissão apresenta muitas semelhanças com transmissão via satélite, sumarizamos abaixo os resultados encontrados:

1 - *Erros "Dribbling" Residuais ou de Fundo*

As bordas dos pulsos podem aparecer na forma de resposta impulsiva no receptor que gera aumento da taxa de erro que, dependendo da amplitude e da resposta impulsiva durante a varredura do lóbulo principal do radar, pode exceder a 10^{-5}. O dispositivo para FEC do rádio pode corrigir este efeito.

2 - *Taxa de Erros Momentaneamente Acima do Limiar*

Quando a duração do pulso exceder o valor permitido para o limiar de proteção, o FEC não resolverá o problema e aparecerá um bloco de erros (tipicamente entre 100 e 500 bits) para cada pulso entrante com comprimento excessivo. Nestes casos a taxa de erro típica vai a 10^{-4}.

3 - *Eventos de Segundos Severamente Errados*

Quando os pulsos de radar sofrem reflexões de espalhamento múltiplos, usualmente causadas por reflexões em montanhas e edifícios, pode ocorrer um alongamento no comprimento de pulso recebido e até o surgimento de pulsos adicionais, quando a distância entre os caminhos direto e refletido excede a distância que o sinal pode viajar no comprimento de um pulso. Neste caso aumenta a taxa de segundos severamente errados, podendo levar a TEB a exceder 10^{-3}.

4 - Perda de Sincronismo e Perda de Serviço

Se o pulso de radar perdurar durante cinco pulsos de sincronismo de quadro consecutivos (10,2 μs para 135 Mb/s) o sistema perderá o alinhamento, cairá e necessitará de um intervalo para realinhamento. Tudo isto causa Segundos Severamente Errados, o que não pode ser evitado pelo FEC.

Quando o preamplificador de baixo ruído (LNA) do receptor é sobrecarregado com a energia da freqüência fundamental de radar ou por qualquer outra razão, ocorre perda de serviço. Sinal de radar com valores maiores que -2 dBm pode sobrecarregar o pre-amplificador. Quando isto ocorre, o amplificador pode ser bloqueado pelo tempo necessário para causar Segundos Severamente Errados. Normalmente, este efeito pode ser corrigido empregando-se filtros antes do LNA.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

IV.1 - EFEITOS DO RUÍDO SOLAR

A fim de verificarmos a influência do ruído solar sobre as portadoras de telefonia e televisão, realizamos algumas medidas na estação terrena de Morungaba (São Paulo), registrando a variação de nível para uma dada frequência não ocupada com tráfego, durante o período de interferência provocada pelo ruído (aproximadamente 10 minutos), nos dias 30 e 31 de março de 1993. Os gráficos resultantes podem ser vistos nas Figuras IV.1 a IV.4, cujos resultados sumarizamos na Tabela IV.1. Maiores explicações sobre o "Set-up" da medida podem ser encontradas no Apêndice IV.A.

Tabela IV.1 - Resultados de Medidas de Potência de Ruído Durante Ruído Solar.
Dias: 30 e 31/Março/1993
Local: Morungaba, São Paulo

		Fig. IV.1	Fig. IV.2	Fig. IV.3	Fig. IV.4
Posição do Satélite		295° Leste (Brasilsat II)	307° Leste (Intelsat F-13)		342°Este (Intelsat F-15)
Antena Receptora	Diâmetro(m)	12	13		32
	G/T (db/K)	34,8	34,7		42,0
Freqüência Central da Banda de Medição (MHz)		3.630	3.925	4.008	3.944
Horário (Greenwich Meridian Time)		16:57 a 17:07 (30/3)	15:35 a 15:45 (30/3)	15:34 a 15:44 (31/3)	12:55 a 13:05 (31/3)
Variação Máxima de Potência de Ruído (Db)		16,29	15,90	9,50	6,0
Simetria da Curva		A variação de potência de ruído na subida até valor máximo foi mais abrupta do que na descida	Variação maior na descida do que na subida	Variação aproximadamente igual na subida e descida	Variação na subida maior do que na descida

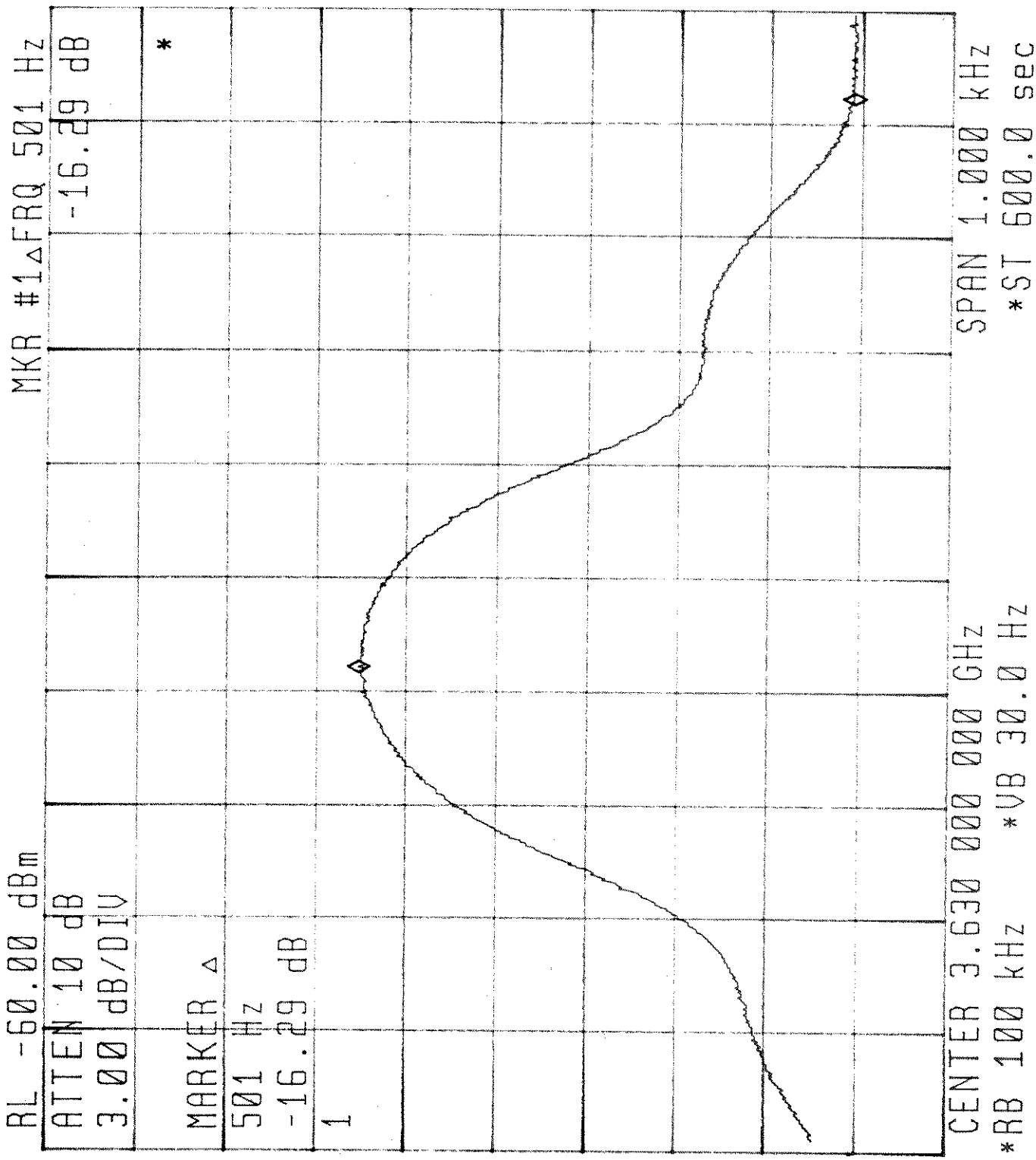


FIG. IV.1 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR
30.03.93 - 16:57/17:07 (GMT) - SAT.295° Leste

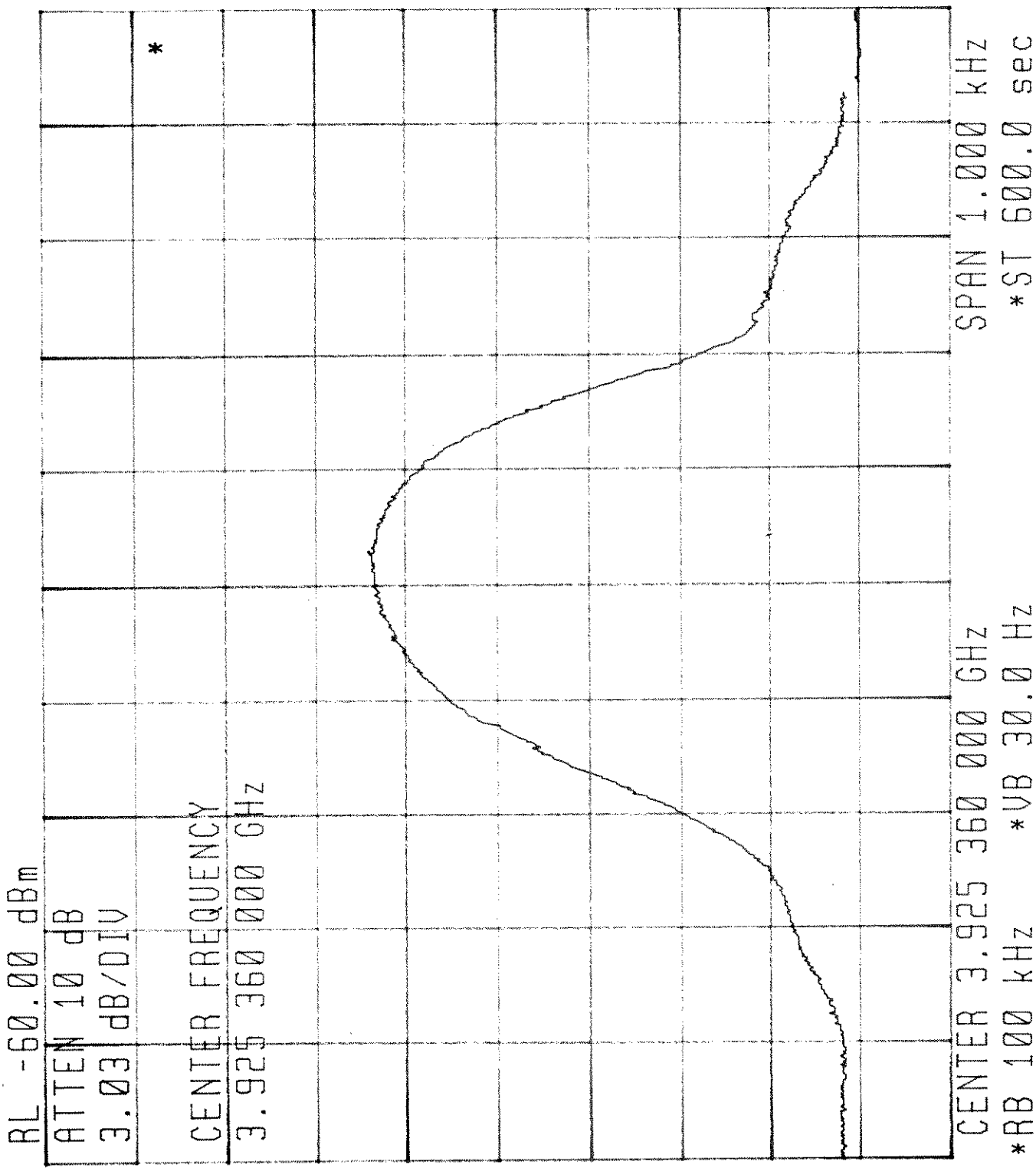


FIG. IV.2 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR

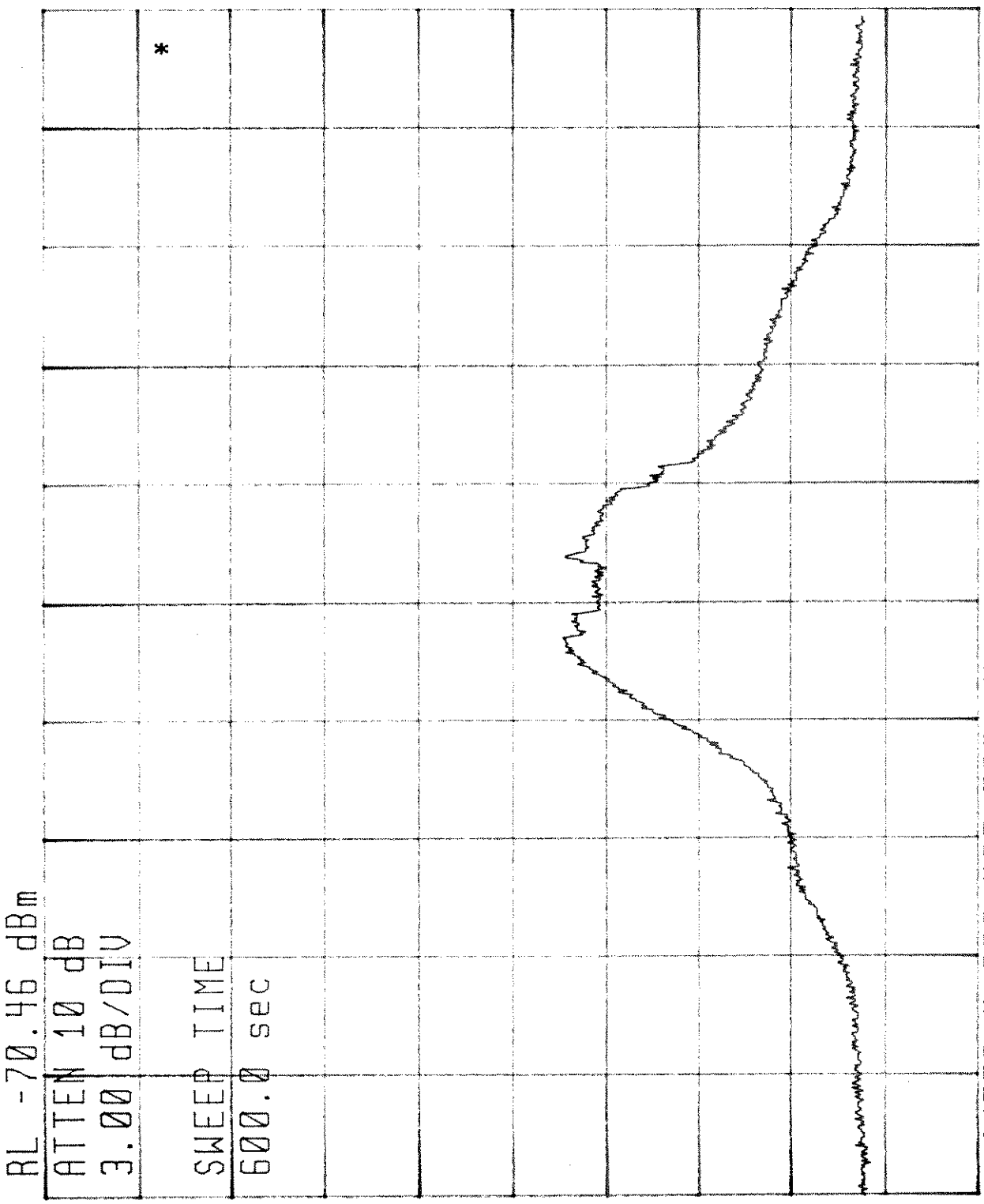


FIG. IV.3 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR

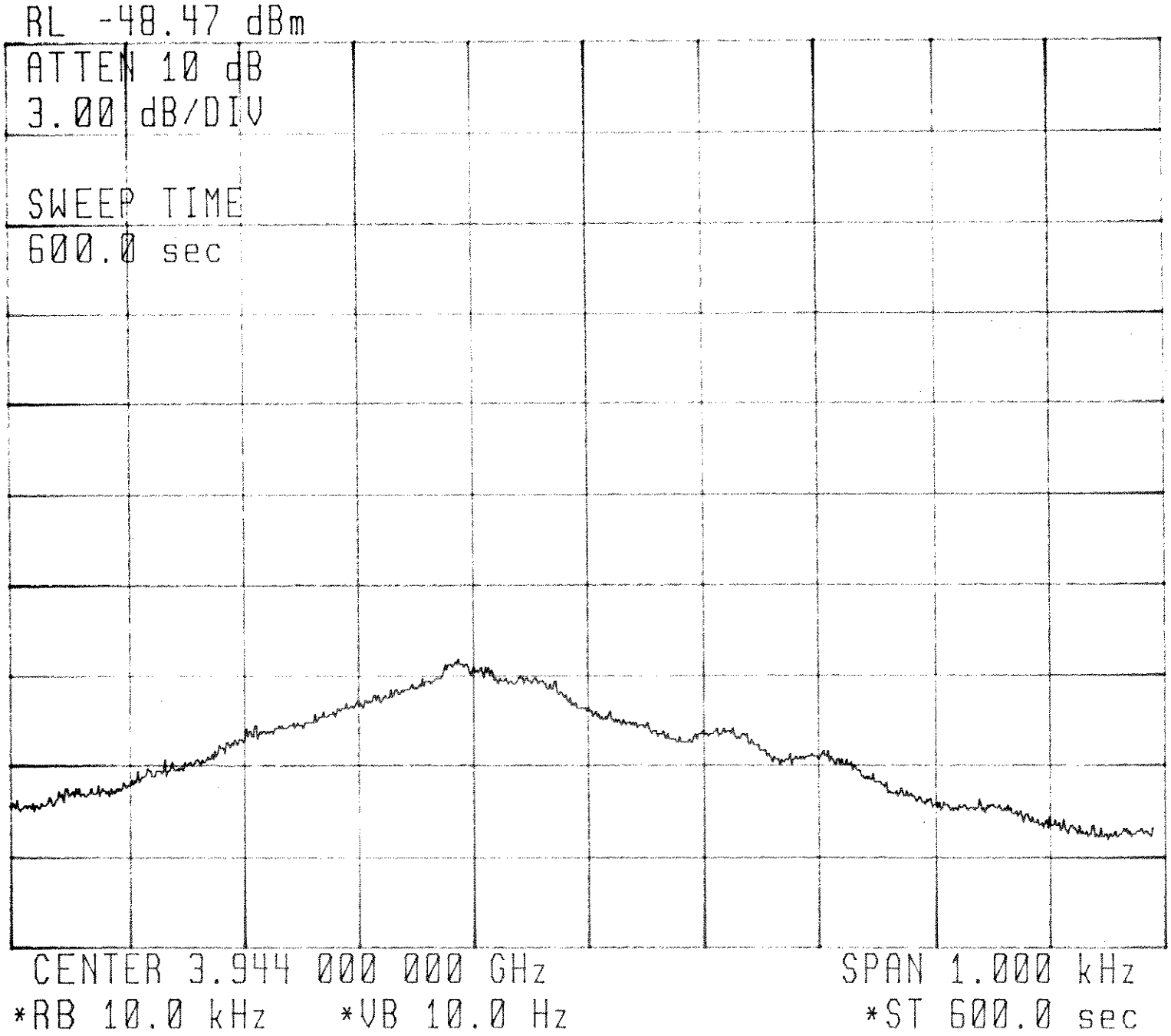


FIG. IV.4 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR
21-03-92 12:55/13:05 (GMT) SAT 342°Leste

Uma outra série de medidas foi levada a efeito, também na estação de Morungaba, nos dias 12 e 13 de setembro de 1993. As Figuras IV.5 a IV.10 apresentam alguns resultados obtidos, que sintetizamos na Tabela IV.2

É facilmente observável o caráter determinístico da ocorrência do ruído solar. A razão para isto é que o tempo gasto pelo sol para excursionar de sua posição mais ao norte até a posição mais ao sul do Equador, e vice-versa, é sempre o mesmo, fazendo com que os momentos em que ocorre o alinhamento sol-satélite-estação terrena possam ser calculados previamente e apresentados na forma de efemérides.

Outra constatação relevante dos resultados apresentados é a possibilidade de uma grande variação de potência de ruído a partir de pequenas variações no alinhamento estação terrena-terra-sol.

Essas duas observações e suas relações com algumas maneiras de combater os efeitos do ruído solar serão discutidas no item V.2.

Tabela IV.2 - Resultados de Medidas de Potência de Ruído Durante Ruído Solar.
Dias: 12 e 13/Setembro/1993.
Local: Morungaba, São Paulo

		Fig. IV.5	Fig. IV.6	Fig. IV.7	Fig. IV.8	Fig. IV.9	Fig. IV.10
Posição do Satélite		295° Leste (Brasilsat II)		307° Leste (Intelsat F-13)		342° Leste (Intelsat F-15)	
Antena	Diâmetro(m)	12		13		32	
Receptora	G/T (db/K)	34,8		34,7		42,0	
Freqüência Central da Banda de Medição(MHz)		3.630		3.360		3.630	
Horário (GMT)		16:47 a 16:57 (12/9)	16:53 a 17:03 (13/9)	15:26 a 15:36 (12/9)	15:26 a 15:36 (13/9)	12:49 a 12:59 (12/9)	12:47 a 12:57 (13/9)
Variação Máxima de Potência de Ruído (dB)		15,00	14,50	22,00	16,90	19,00	23,00

IV.2 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

IV.2.1 - Aumento da Potência de Ruído e Efeito sobre o Tráfego

Conforme pode ser verificado nos resultados apresentados, a elevação da potência de ruído devido à inclusão do ruído solar pode atingir valores expressivos, chegando a ultrapassar 20 dB.

Quanto ao efeito sobre o tráfego foi interessante observar que:

- Tanto as portadoras de televisão (Figuras IV.1, IV.9 e IV.10) quanto as de telefonia (analógicas e digitais/Figuras IV.2 a IV.8) foram afetadas pela elevação da potência de ruído. No caso da Figura IV.1, observou-se que uma elevação de 3 dB foi suficiente para acionar os alarmes de recepção.

- No caso da Figura IV.2, observou-se que o sinal de "beacon", que é modulado em FSK foi afetado de forma intermitente enquanto as portadoras QPSK alarmaram alta taxa de erro continuamente.

- As portadoras de telefonia (FM e QPSK) permaneceram imunes à elevação de ruído da ordem de 9dB nas medidas do dia 31/3 (Fig. IV.3 e IV.4), quando a interferência solar encontrava-se no final do seu ciclo de verão no Brasil

- Procurou-se observar que valor de elevação de potência de ruído é necessário para acionar os dois tipos de alarme existentes em um demodulador QPSK, empregando decodificador de Viterbi e que está presente no caminho de recepção do sinal afetado pela interferência em algumas das medidas realizadas. Os dois tipos de alarmes e os efeitos verificados sobre o tráfego, baseados na Fig. IV.7, foram os seguintes:

  HIGH TEB - Ativado quando o limiar de 1×10^{-3} para a taxa de erro de bit é excedido. Verificou-se que com uma elevação de potência de ruído de aproximadamente 8 dB, este alarme foi ativado. Isto significa que o tráfego encontrava-se severamente afetado.

  CODE SYNC - Detecta erro de sincronismo na operação do decodificador de FEC. Este alarme foi acionado quando a potência de ruído elevou-se a 14,5 dB. Nestas condições, os circuitos atingidos pela interferência já não operam em condições comerciais de tráfego.

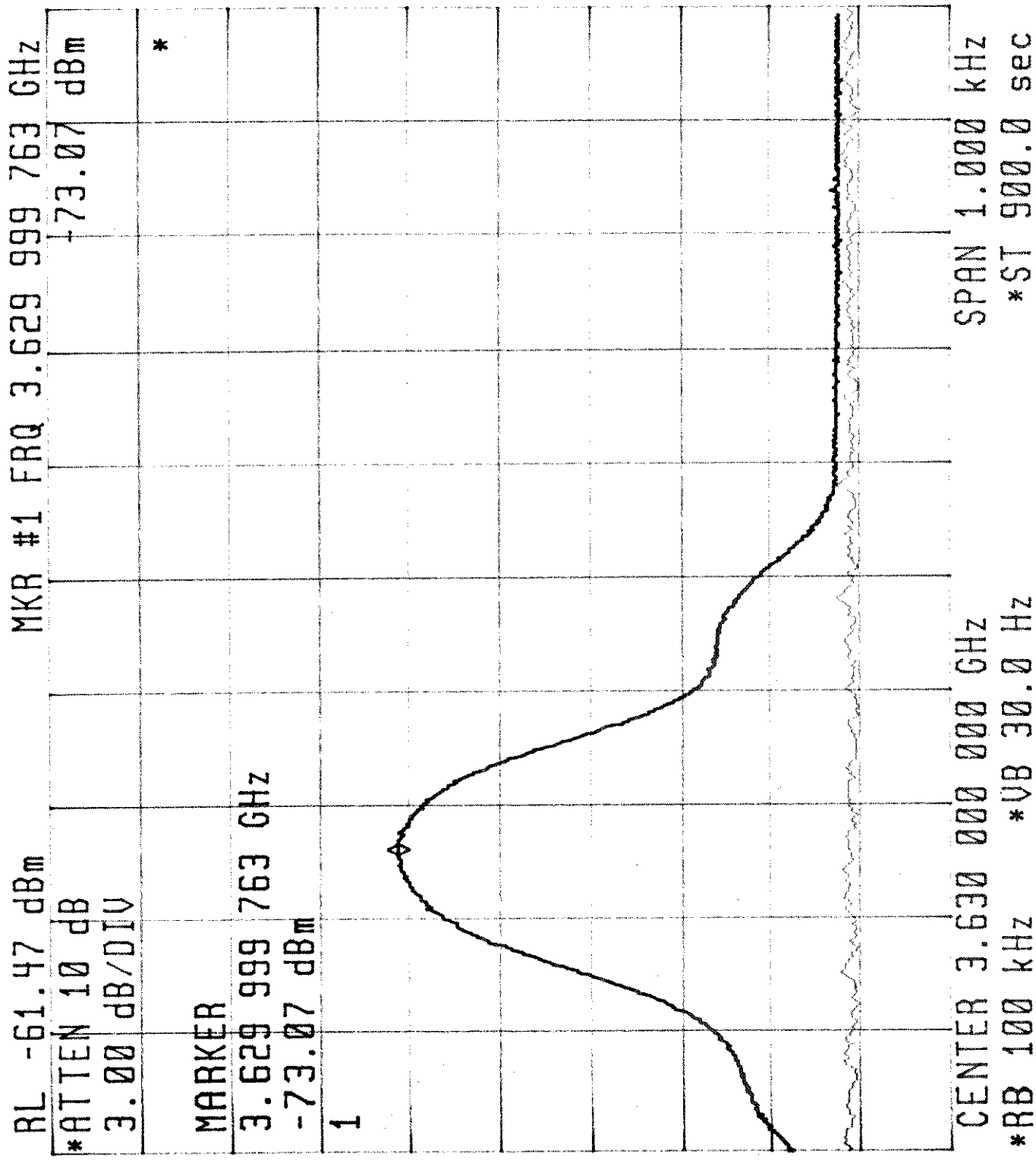


FIG. IV.5 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR
12.09.93 - 16:47(16:57(GMT)

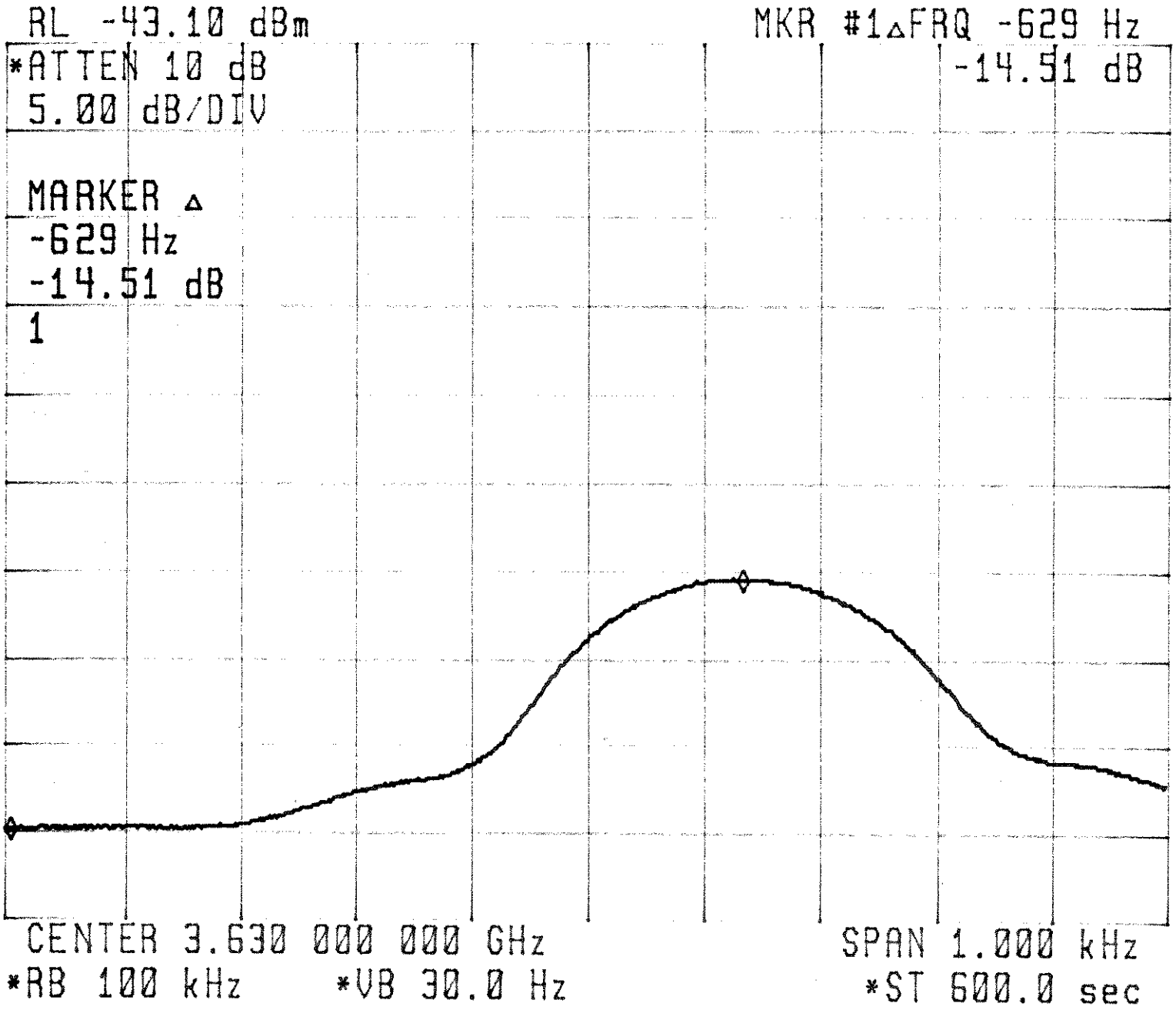


FIG. IV.6 - EFEITO DO RUÌDO SOLAR
13 09 93 16:53/17:02 (GMT) SAT 295° LESTE

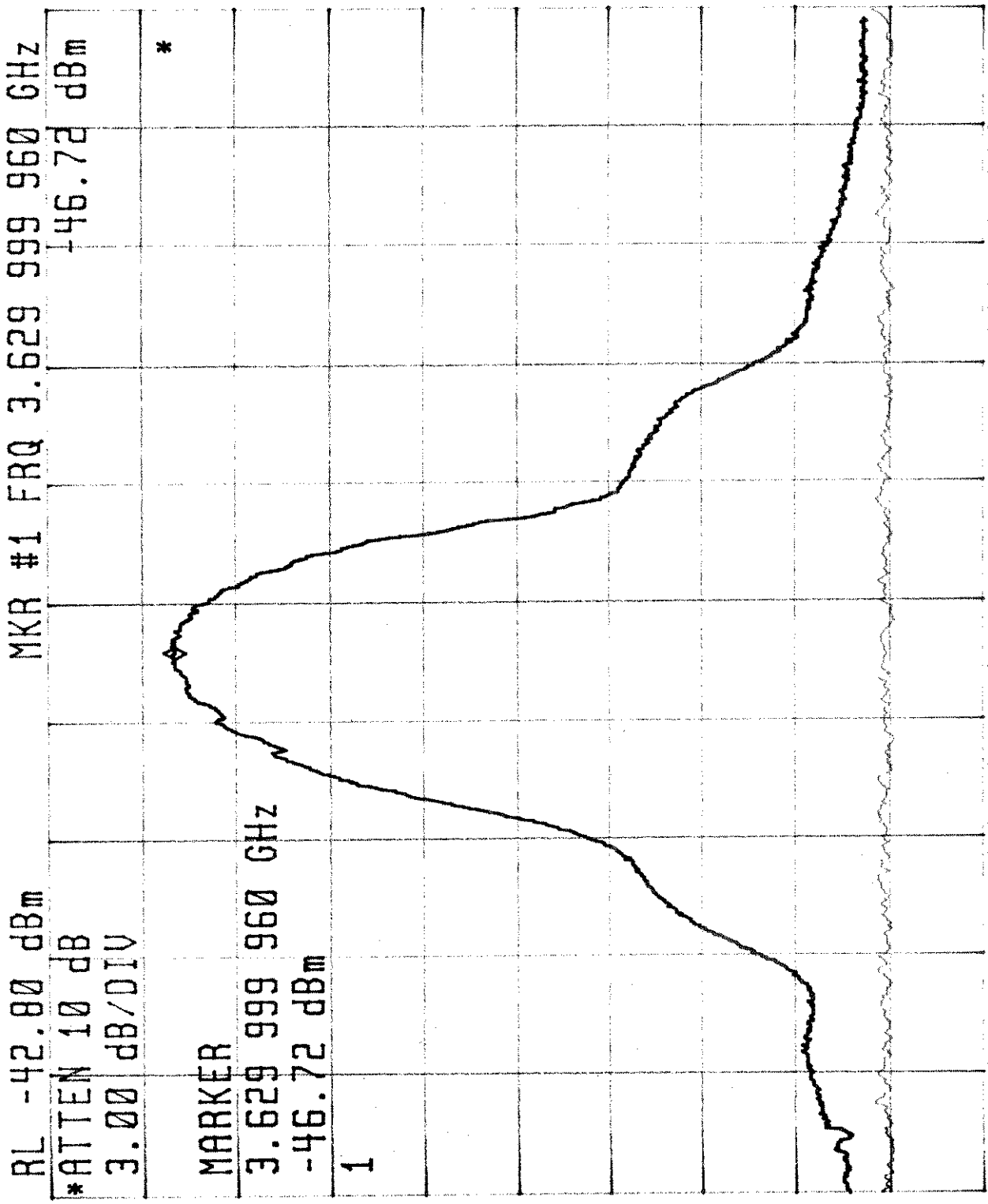


FIG.IV.7 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR
12.09.93 - 15:26/15:36(GMT)-SAT.307° LESTE

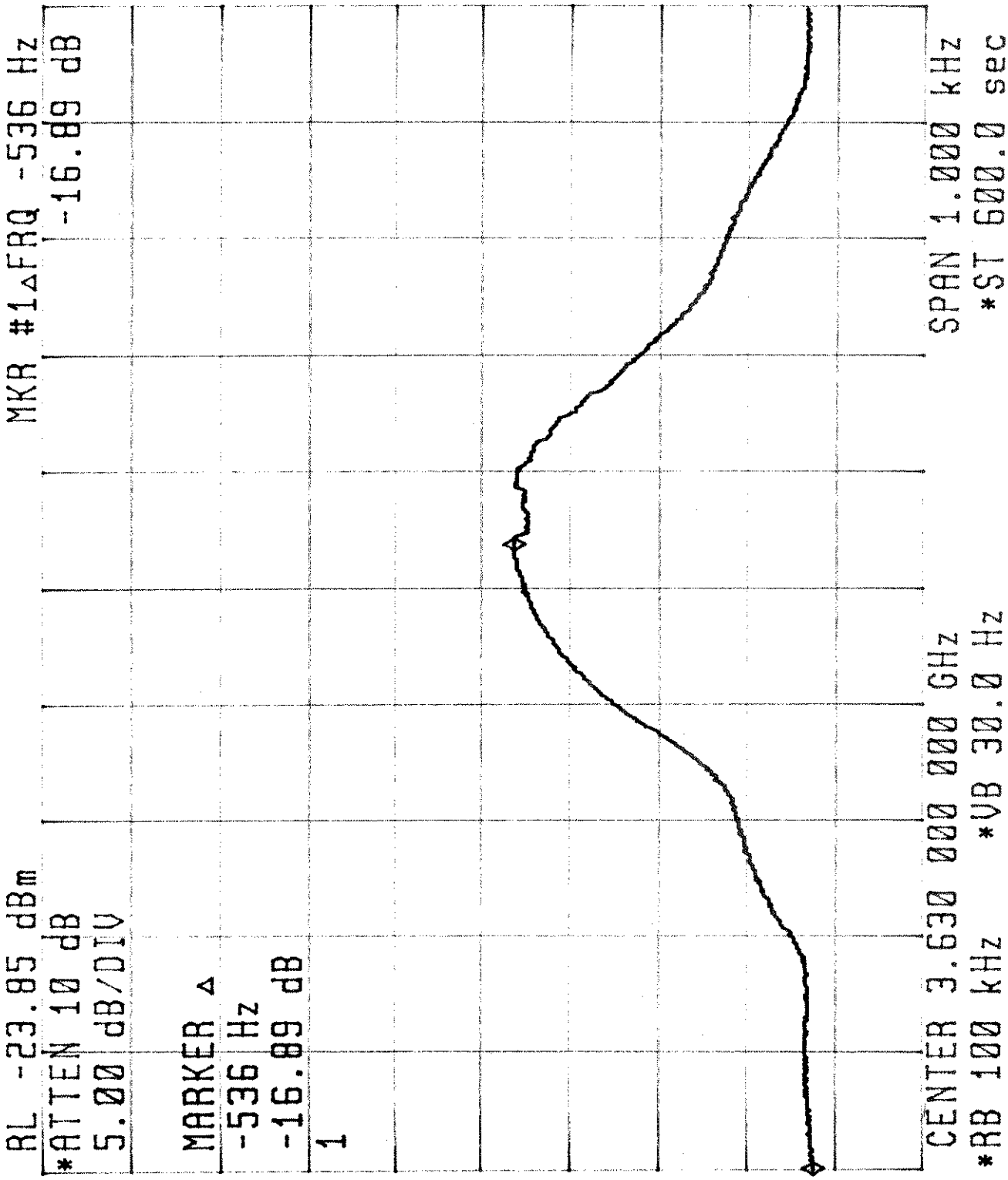


FIG. IV.8 - EFEITO DO RUÌDO SOLAR
13.09.93 - 15:26/15:36 (GMT) - SAT 3079 Leste

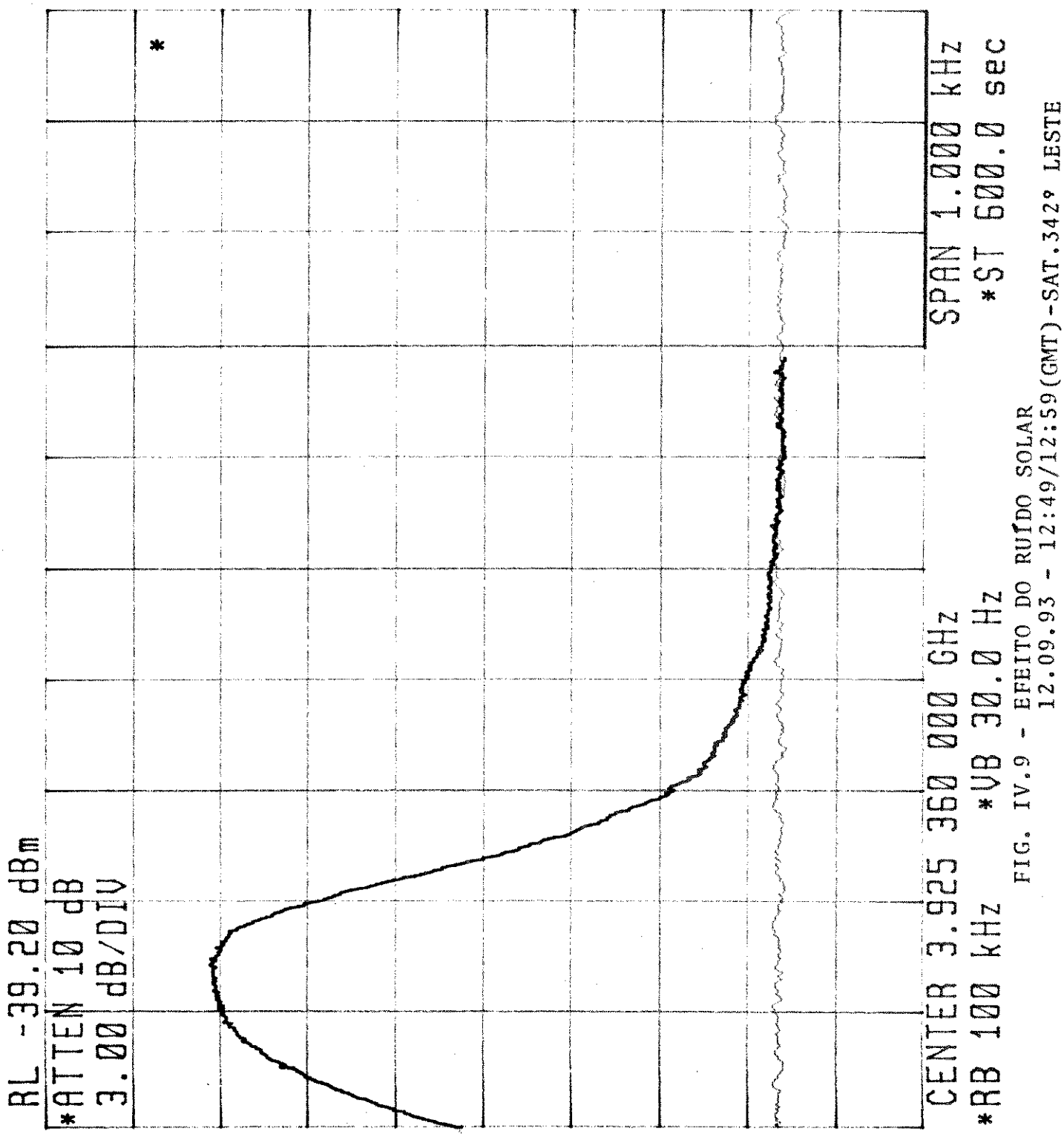


FIG. IV.9 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR
12.09.93 - 12:49/12:59(GMT)-SAT.342° LESTE

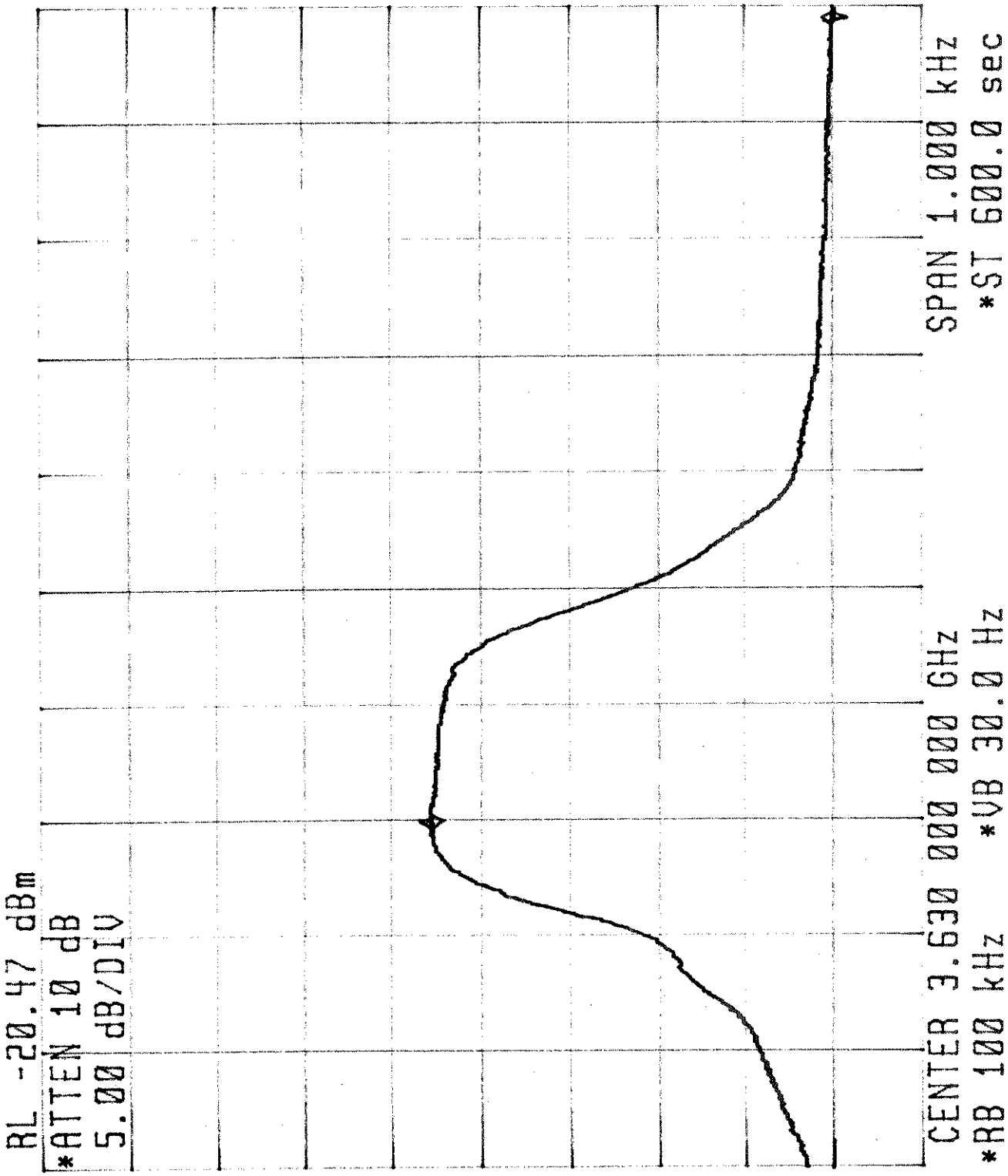


FIG. IV.10 - EFEITO DO RUÍDO SOLAR

IV.2.2 - Relações entre os Parâmetros Envolvidos

Analisando as expressões III.8 e III.9 e os gráficos apresentados, podemos estabelecer algumas relações entre os parâmetros envolvidos no ruído solar:

(1) A intensidade da degradação diminui com o aumento da frequência. Pela expressão III.8, podemos concluir que a temperatura do sol para uma frequência na banda Ku, p. ex. 12 GHz, é menor que na banda C, p. ex. 4GHz, por um fator de

$$(12/4)^{0,75} = 2,29$$

O que leva a uma temperatura de:

Ts = 42.426K para 4GHz (cálculo através de III.8) e

$$Ts = \frac{42.426}{2,29} = 18.714\ K \quad \text{para 12 GHz}$$

(2) Pela equação III.9, podemos avaliar a influência do diâmetro (e consequentemente, da diretividade) da antena sobre os efeitos da temperatura do sol na recepção. Considerando que a soma $[J_0^2(x) + J_1^2(x)]$ diminui com o aumento de x, podemos afirmar que quanto maior o diâmetro da antena, maior será o valor de Z_1 e, por conseguinte, maior será o valor de $I(Z_1)$. Como a temperatura equivalente do sol em uma antena receptora é diretamente proporcional a $I(Z_1)$, podemos concluir que quanto maior o diâmetro de uma antena, maior será a sua sensibilidade aos efeitos do ruído solar.

A seguir, aplicaremos os valores relativos às antenas envolvidas nas medições associadas às Figuras IV.2, IV.3 e IV.4, na equação III.9, o que permitirá uma visão mais palpável da associação entre os parâmetros diâmetro da antena e temperatura equivalente de ruído.

Caso 1: Antena Apontada para o Satélite 342° Leste
Diâmetro: 32 m
Largura de Feixe: 0,144°

Cálculo de Energia de Feixe da Antena dentro do ângulo cônico determinado pelo sol: $I(Z_1)$

De III.11, temos:

$$Z_1 = \frac{\pi D}{\lambda} \text{ sen } \phi_1$$

onde - ϕ_1 - Semi-diâmetro angular do sol ($2\phi_1 = 0{,}53^o$)

- D - Diâmetro da antena

- λ - Comprimento de onda

Para f = 4 GHz, λ = 0,075 m. Logo:

$$Z_1 = \frac{\pi\ 32}{0{,}075} \text{ sen}(0{,}265) = 6{,}2$$

Então,

$$I(Z_1) = 1 - J_0^2(6{,}2) - J_1^2(6{,}2) = 1 - (0{,}2017)^2 - (-0{,}2329)^2$$
$$= 0{,}905$$

Como Tsb=Ts = 42.426 K, o valor estimado da temperatura do sol é:

Te = 42.426 x 0,905 = 38.398 K

Caso 2: Antena apontada para o satélite 307° Leste.

Diâmetro: 13 m

Largura de Feixe: $0{,}3^o$

Cálculo de I (Z_1):

Seguindo o mesmo procedimento usado no Caso 1, temos:

$$Z_1 = \frac{\pi\ 13}{0{,}075} \text{ sen}(0{,}265) = 2{,}51$$

$$I\ (Z_1) = 1 - (-0{,}0484)^2 - (0{,}4971)^2 = 0{,}7505$$

Te = 42.426 x 0,7505 = 31.842 K

Este resultado confirma a afirmação anterior de que quanto maior o diâmetro de uma antena, maior será a sua sensibilidade aos efeitos do ruído solar.

IV.3 - EFEITOS DA CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA

Uma vez que existe correlação entre intensidade de cintilação e número de "SUNSPOTS" em determinado ano, pode-se concluir a partir da Figura IV.11, que na época de realização de nossa pesquisa sobre os efeitos da cintilação (outubro a dezembro/93), deveríamos esperar efeitos medianos sobre o sinal provocados por este fenômeno. Isto foi confirmado por algumas medições registradas na estação de Morungaba (SP) no mês de novembro/93, que apresentamos nas Figuras IV.12 a IV.26, cujos principais resultados aparecem resumidos nas tabelas IV.3, IV.4 e IV.5. Nas referidas figuras os valores nominais de operação das portadoras apresentadas aparecem assinalados com um (*). Maiores explicações sobre o "Set-up" empregado nas medidas são apresentadas no Apêndice IV.B.

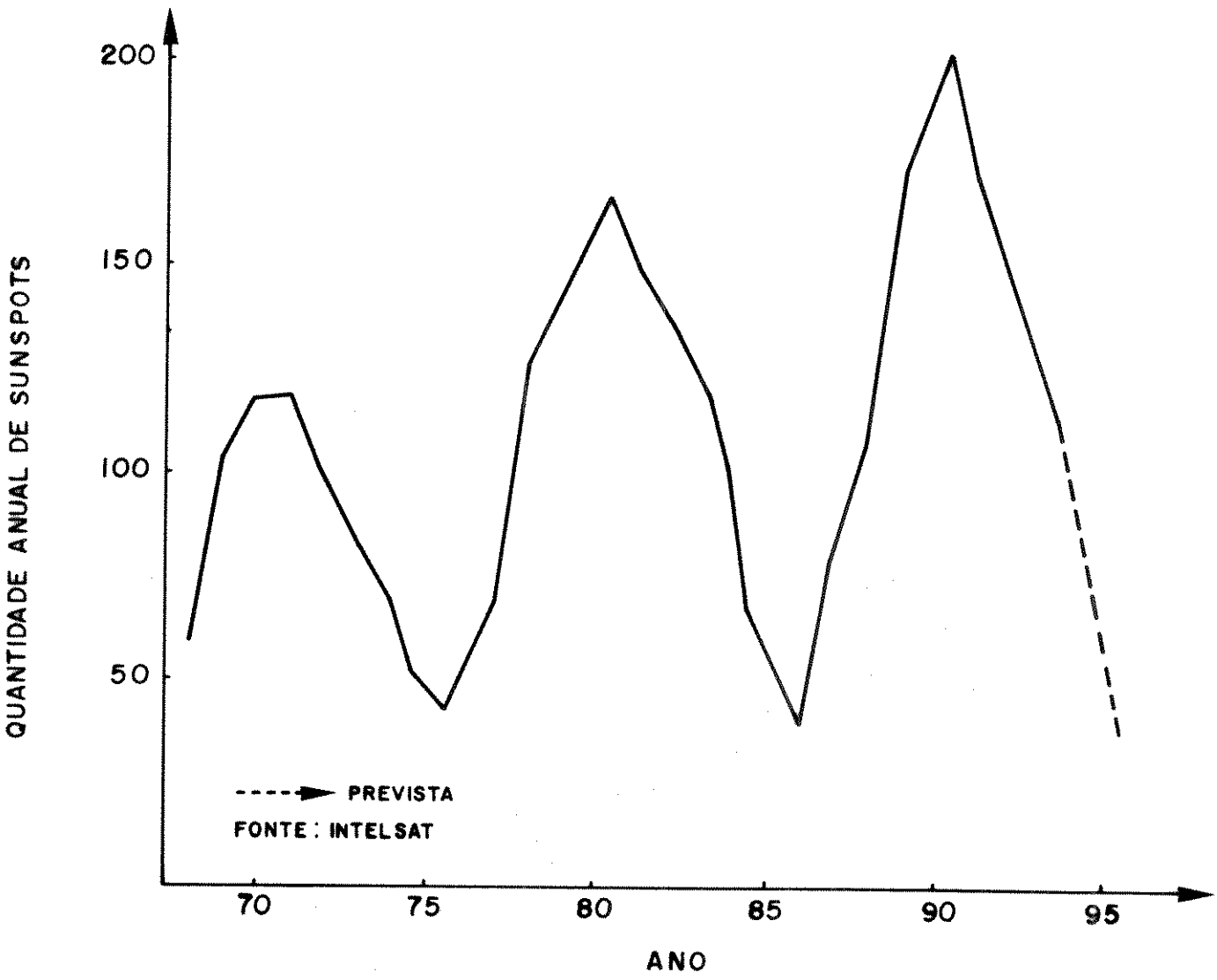


Fig. IV.11 - Quantidade anual de "sunspots" no período 1968/1995.

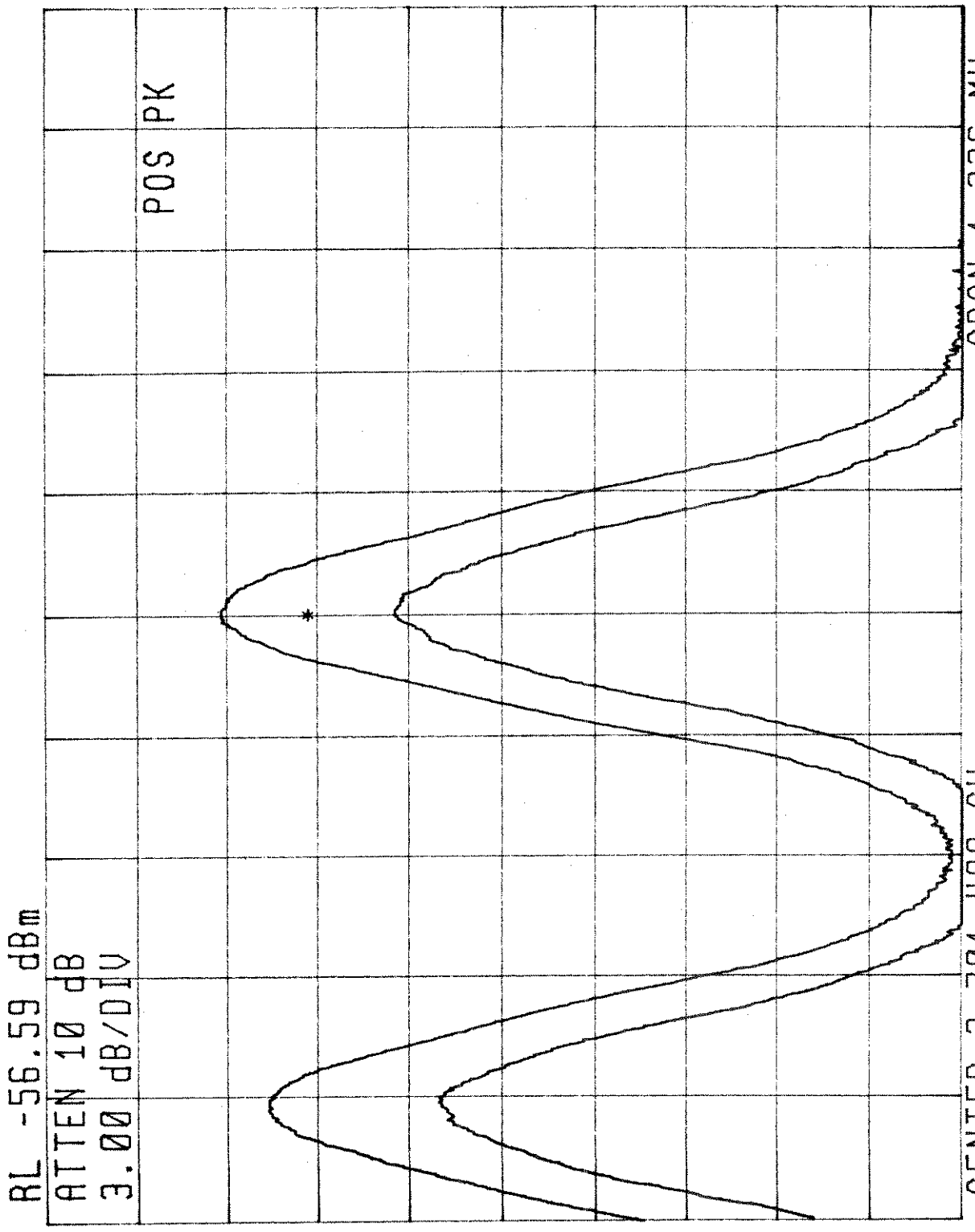


FIG. IV.12 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
10.11.93 - 00:17/00:47 - SAT. 295º leste

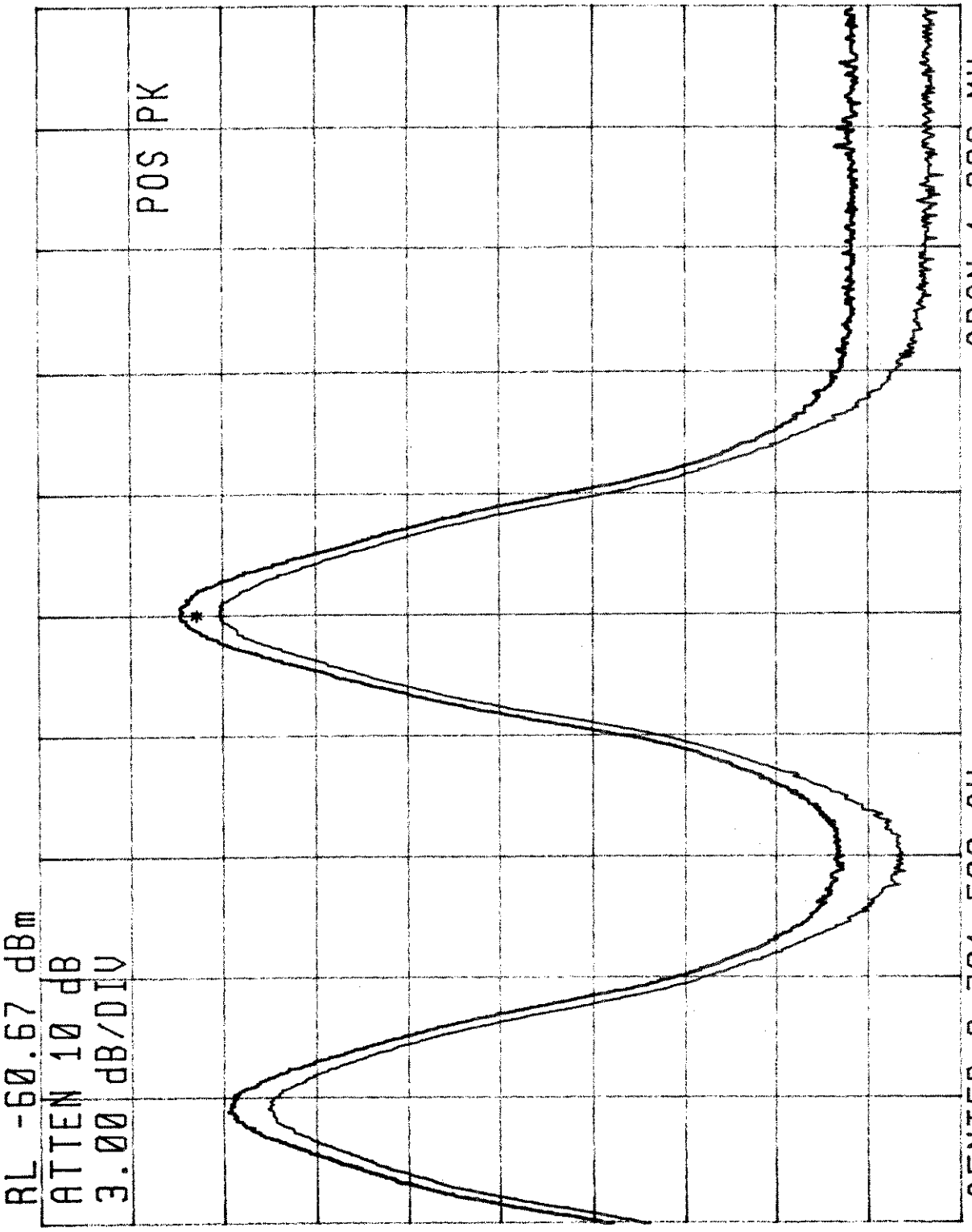


FIG. IV.13 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
11.11.93 - 23:49/23:57 - SAT. 295° Leste

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

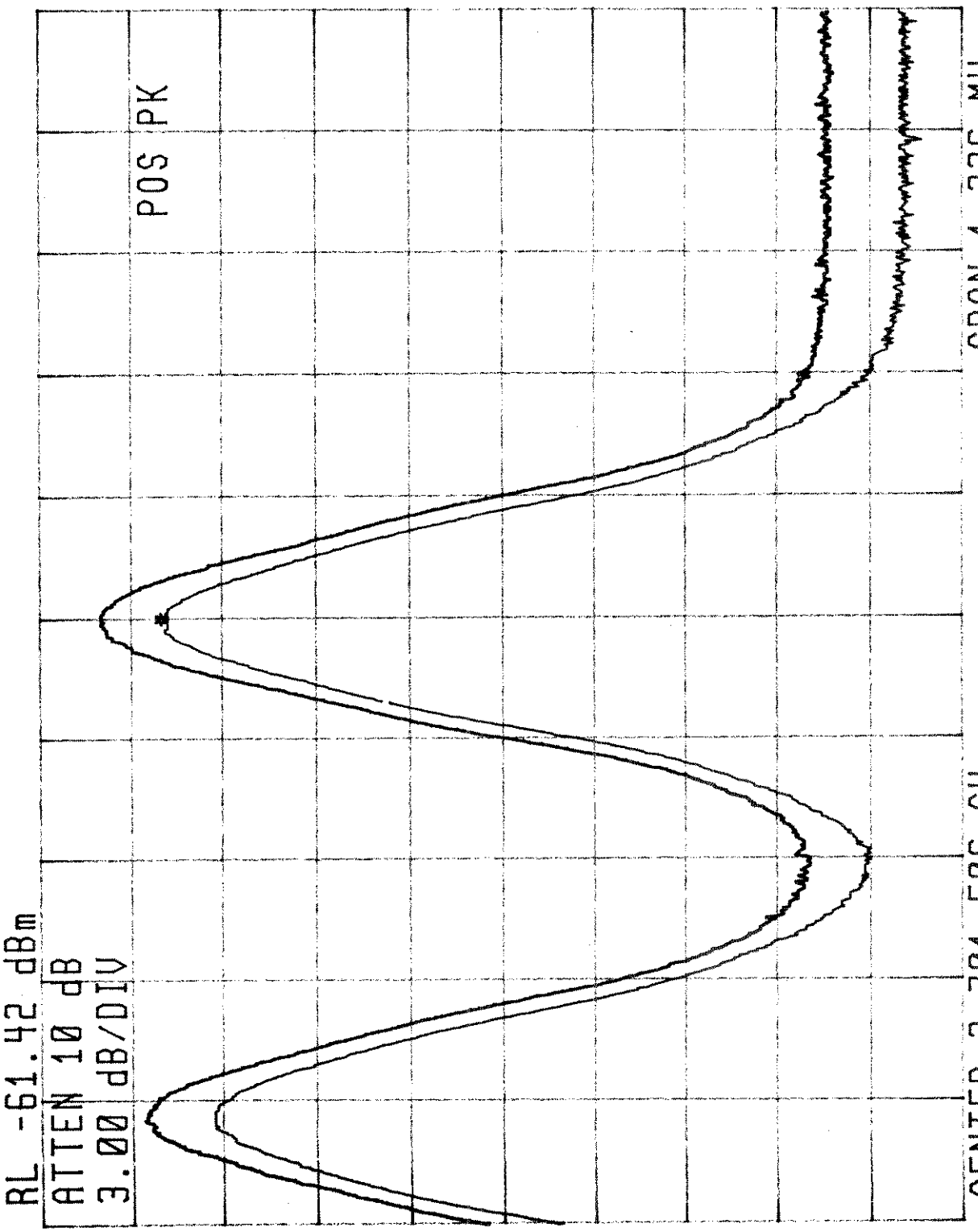


FIG. IV.14 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
12.11.93 - 00:17/00:30 - SAT. 295° Leste

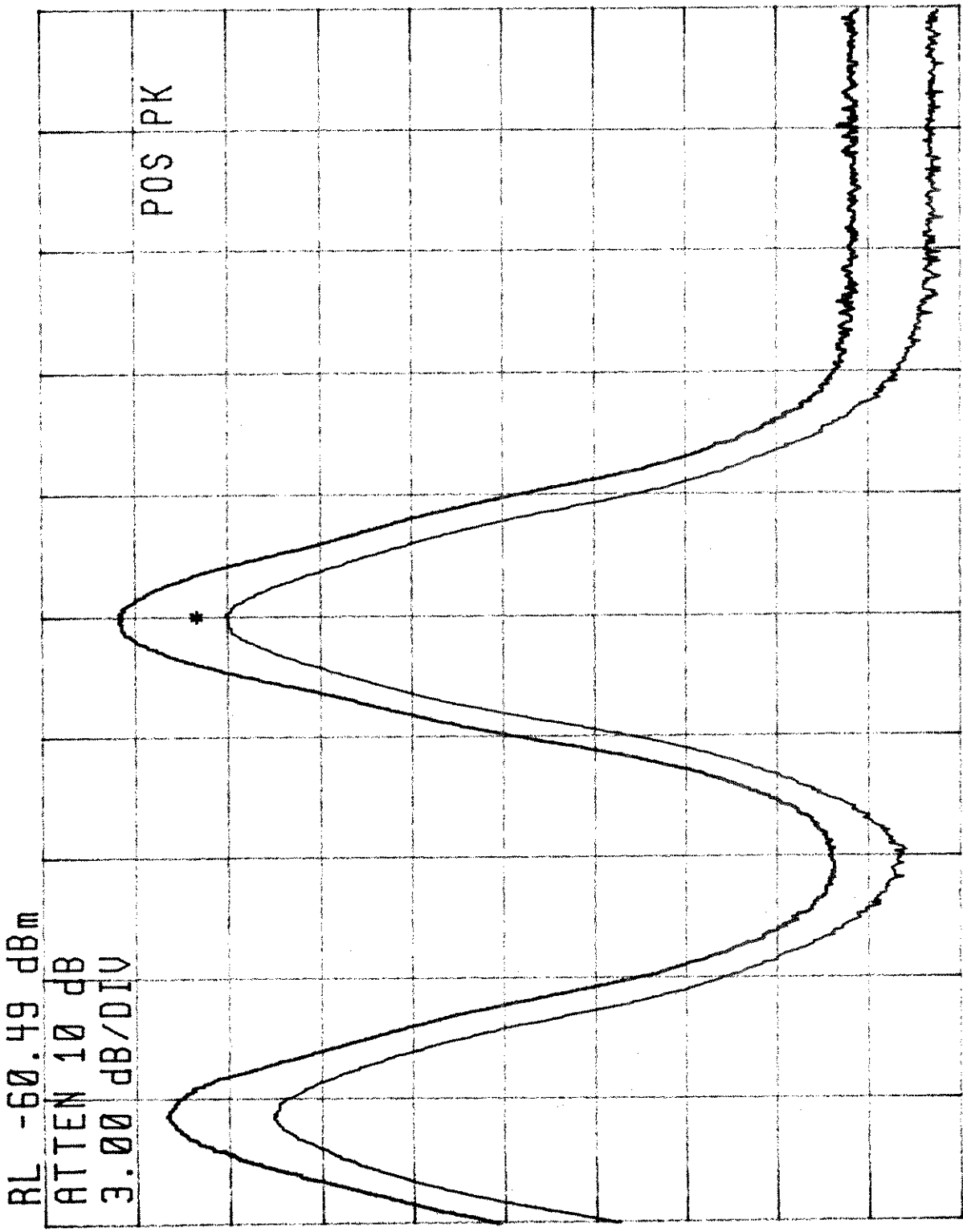


FIG. IV.15 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
12.11.93 - 00:32/00:47 - SAT. 295° leste

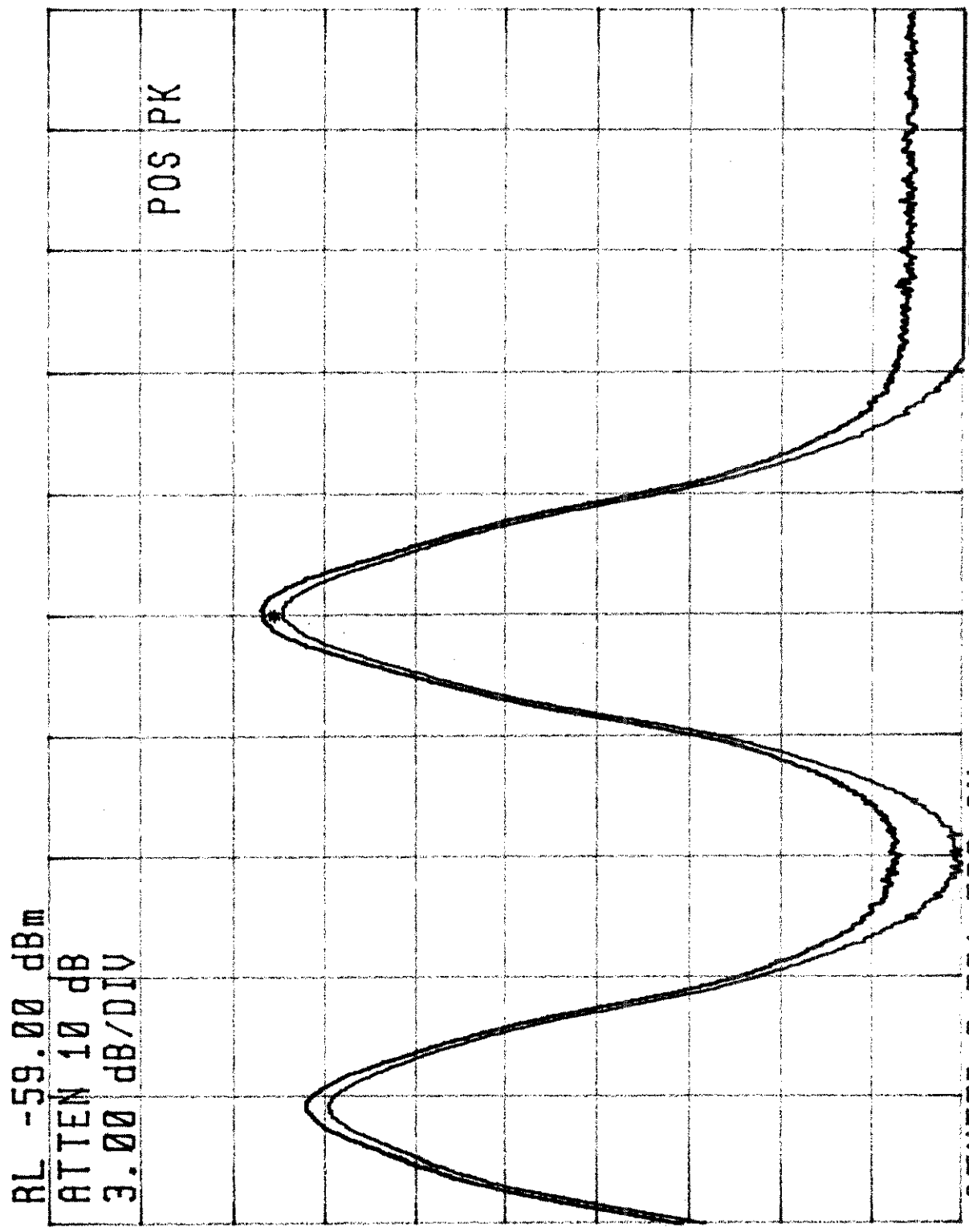


FIG. IV.16 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
19.11.93 - 00:16/00:45 - SAT. 295° Leste

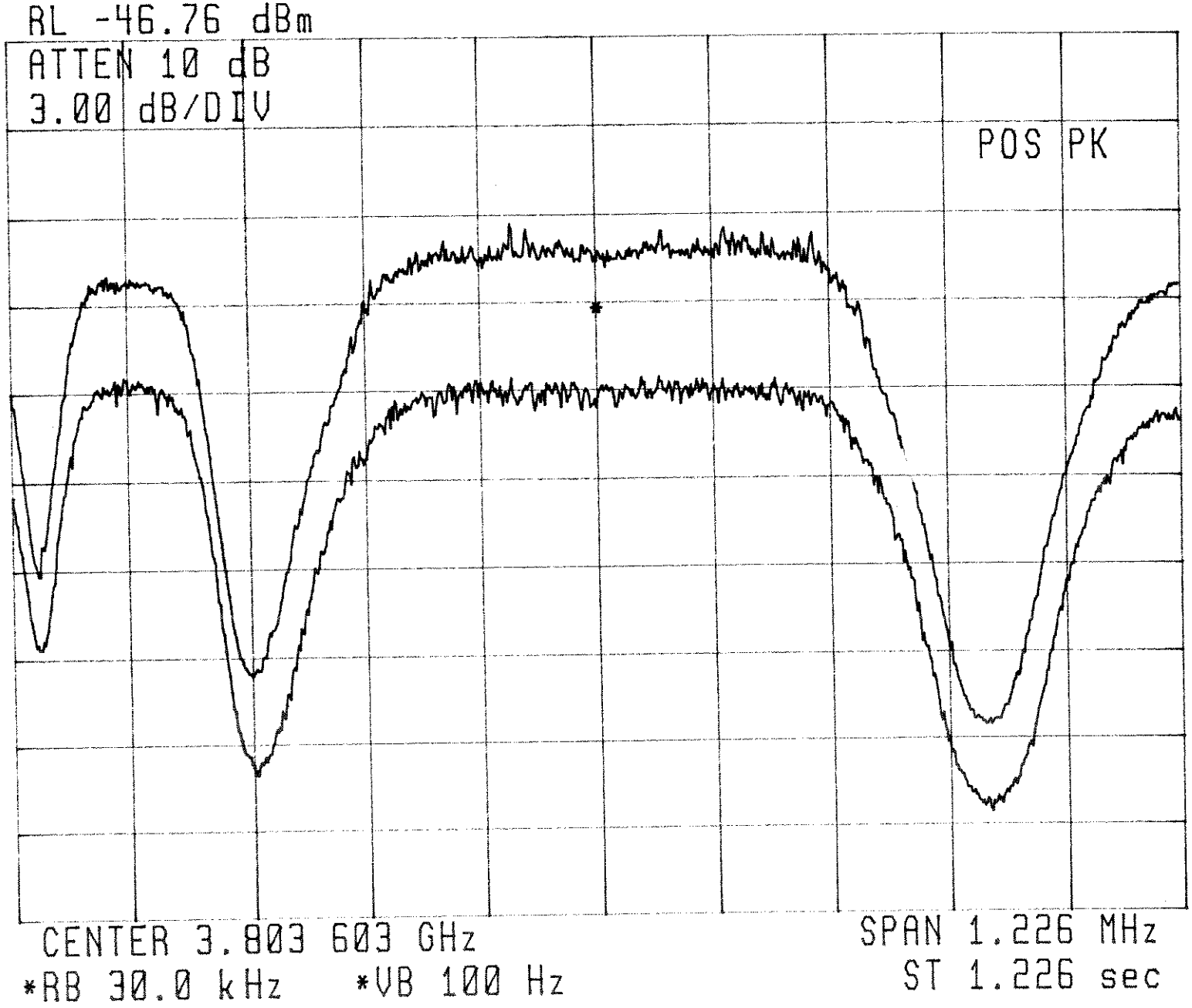


FIG. IV.17 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
11.11.93 - 01:00/01:30 - SAT.307° Leste

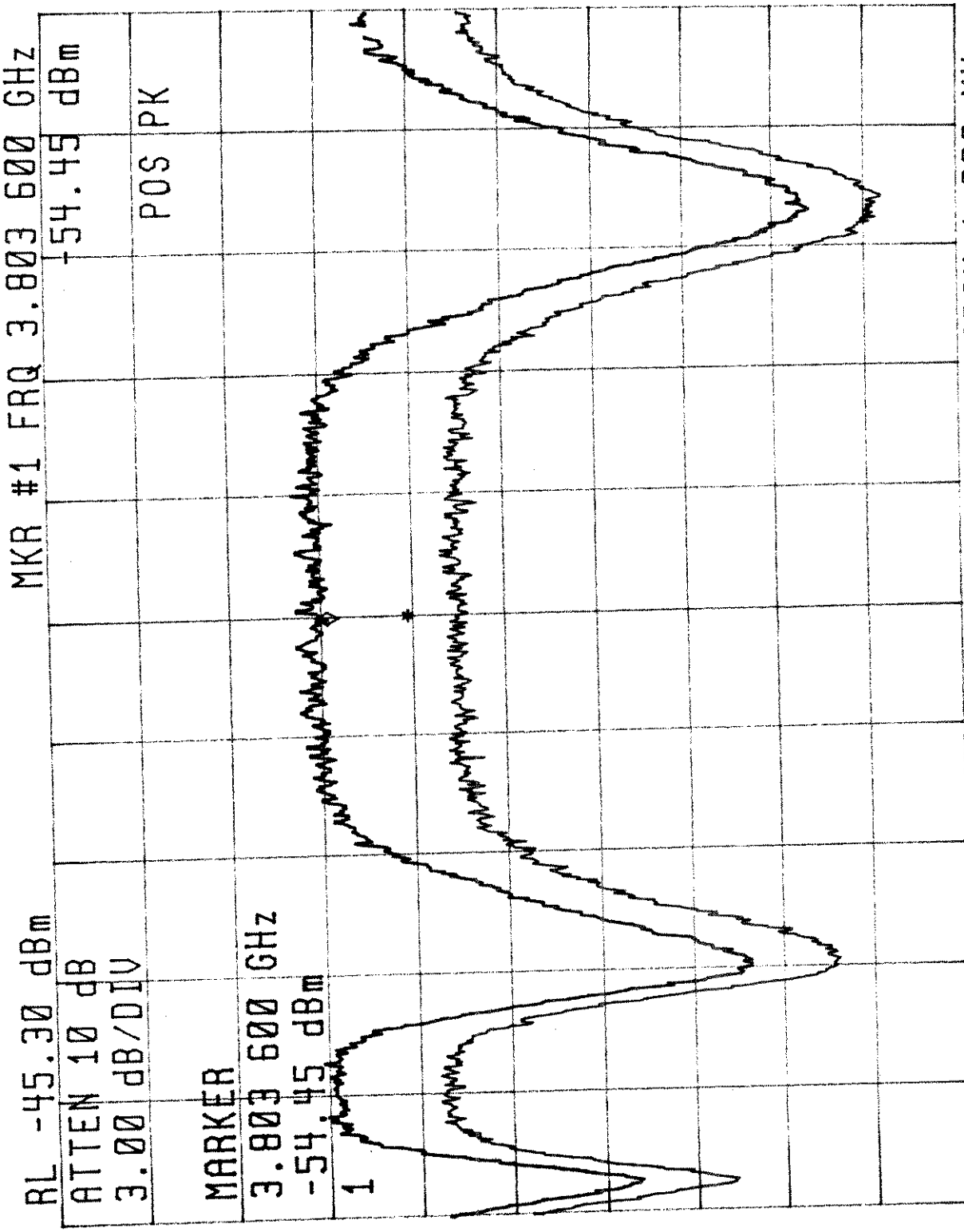


FIG. IV.18 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA

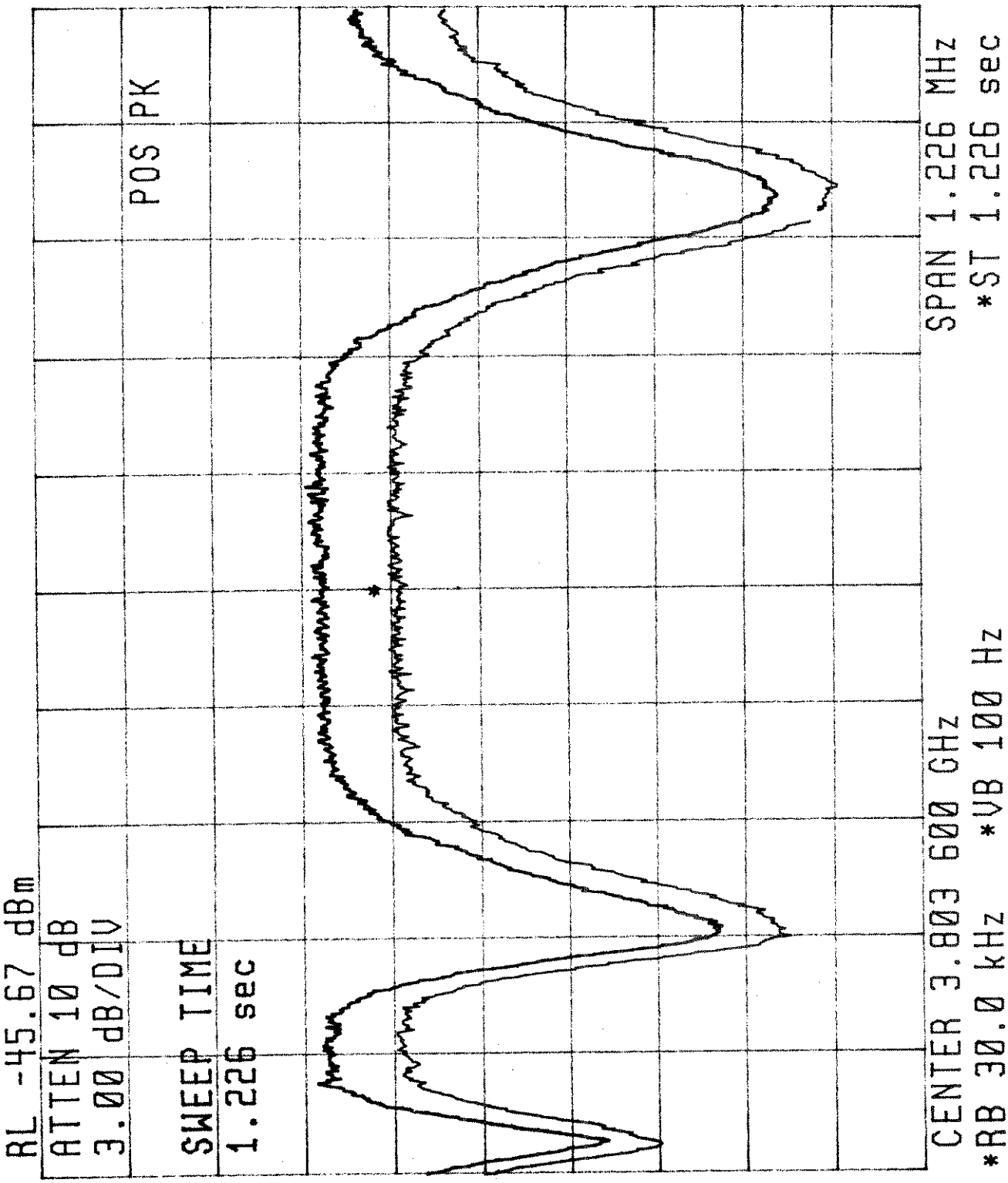


FIG. IV.19- EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
21.11.93 - 23:08/23:28 - SAT 307° Leste

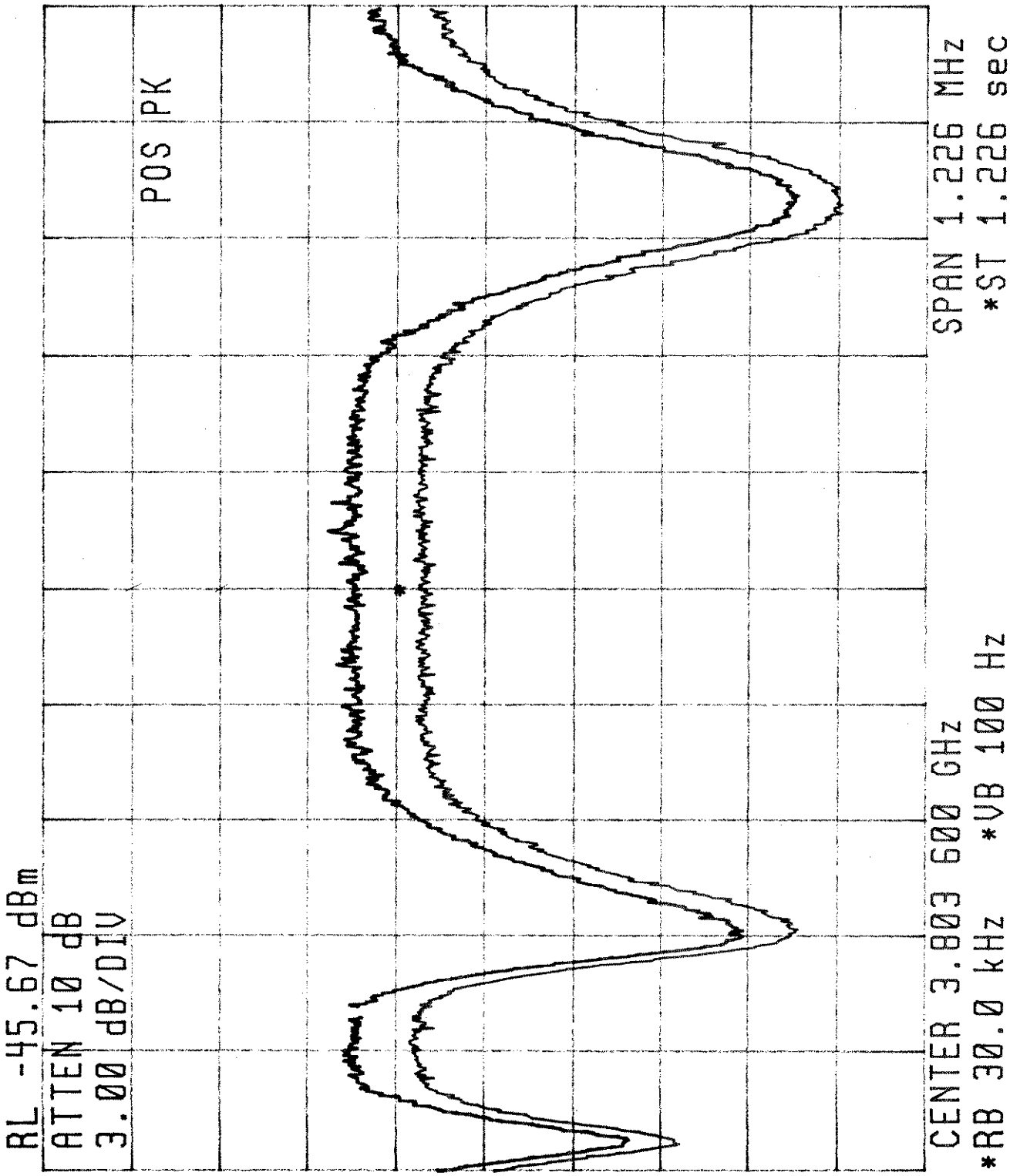


FIG. IV.20 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
12.11.93 - 00:00/00:05 - SAT 307° Leste

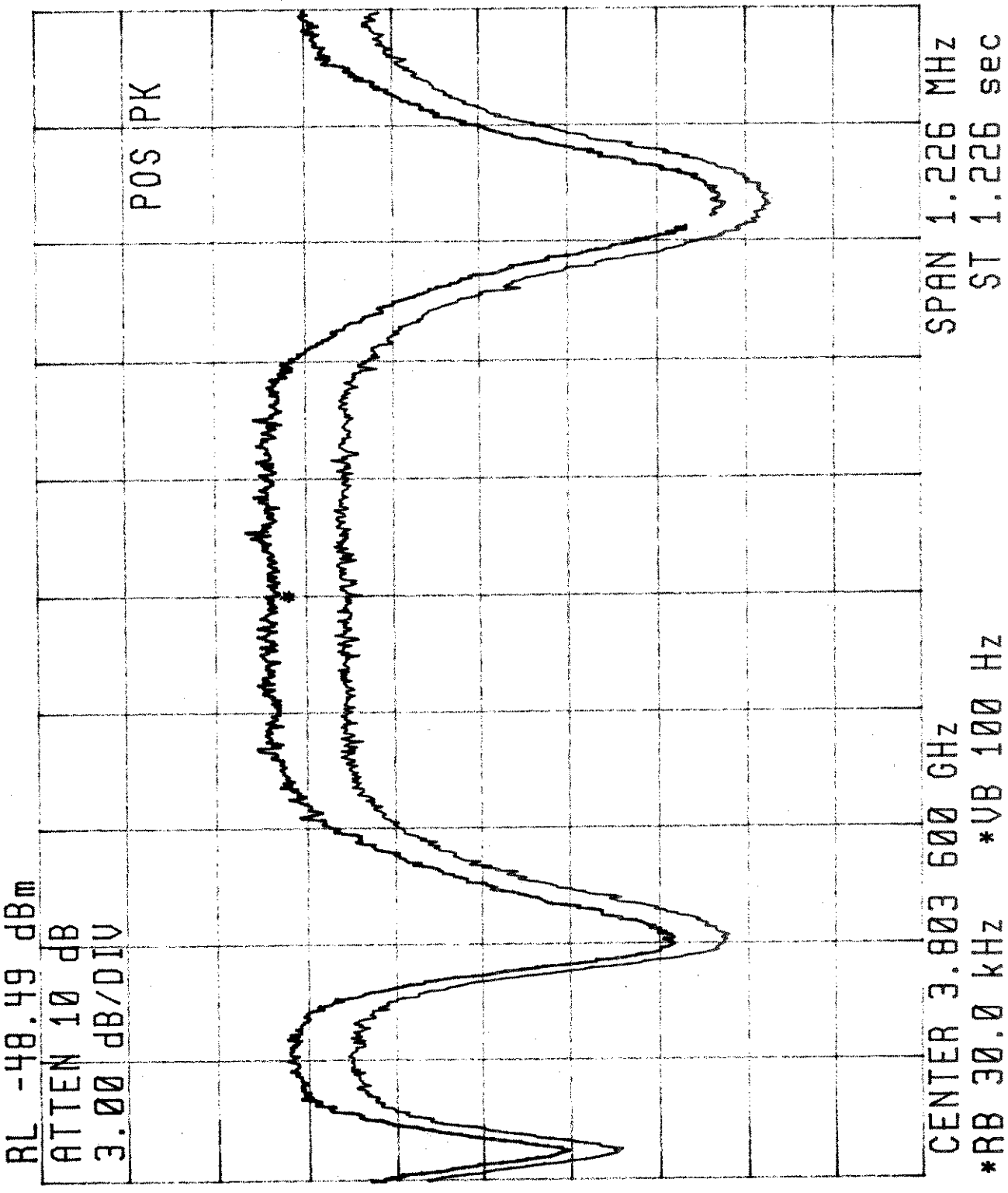


FIG. IV.21 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
12.11.93 - 01:00/01:05 - SAT. 295° Leste

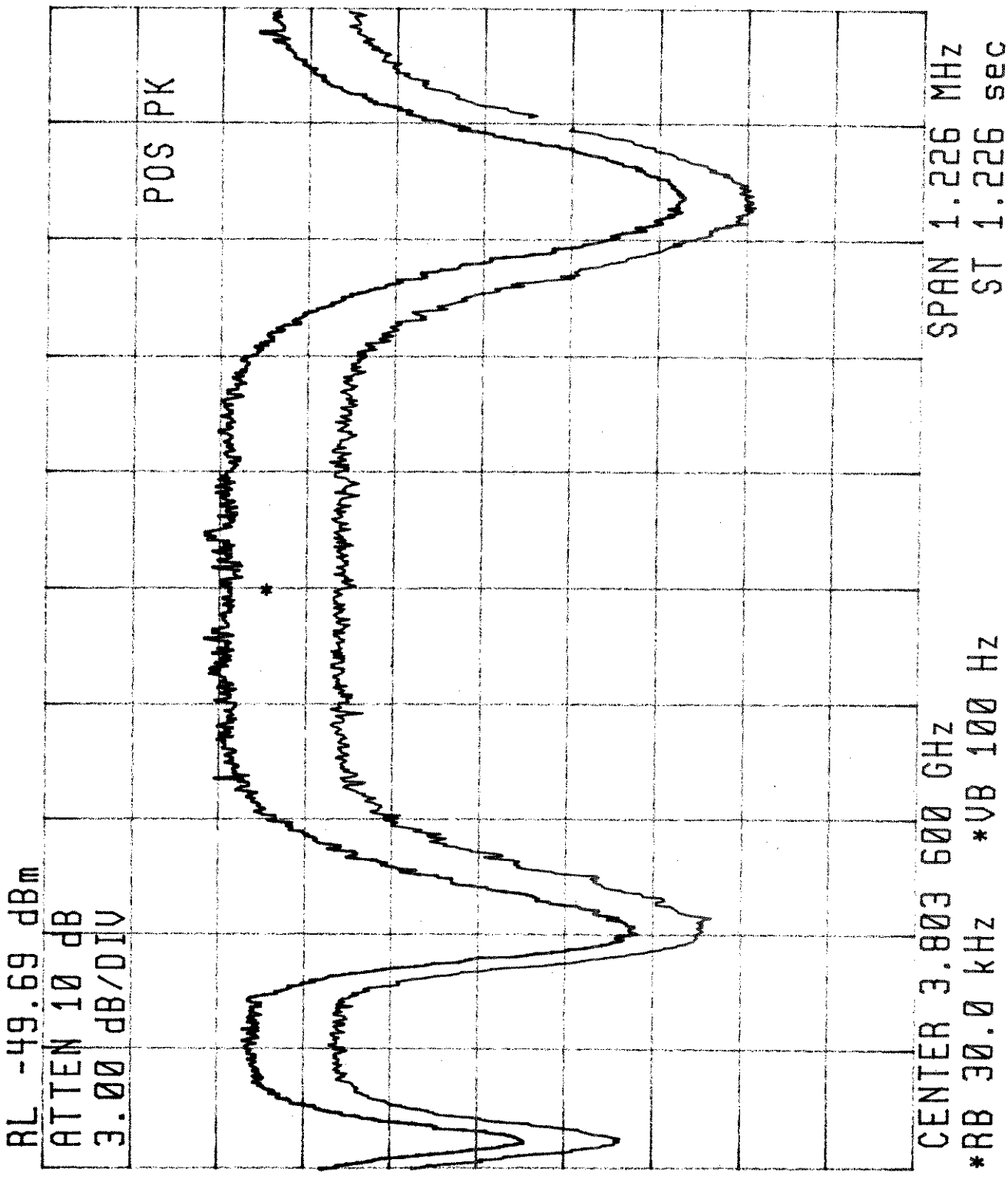


FIG. IV.22 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA

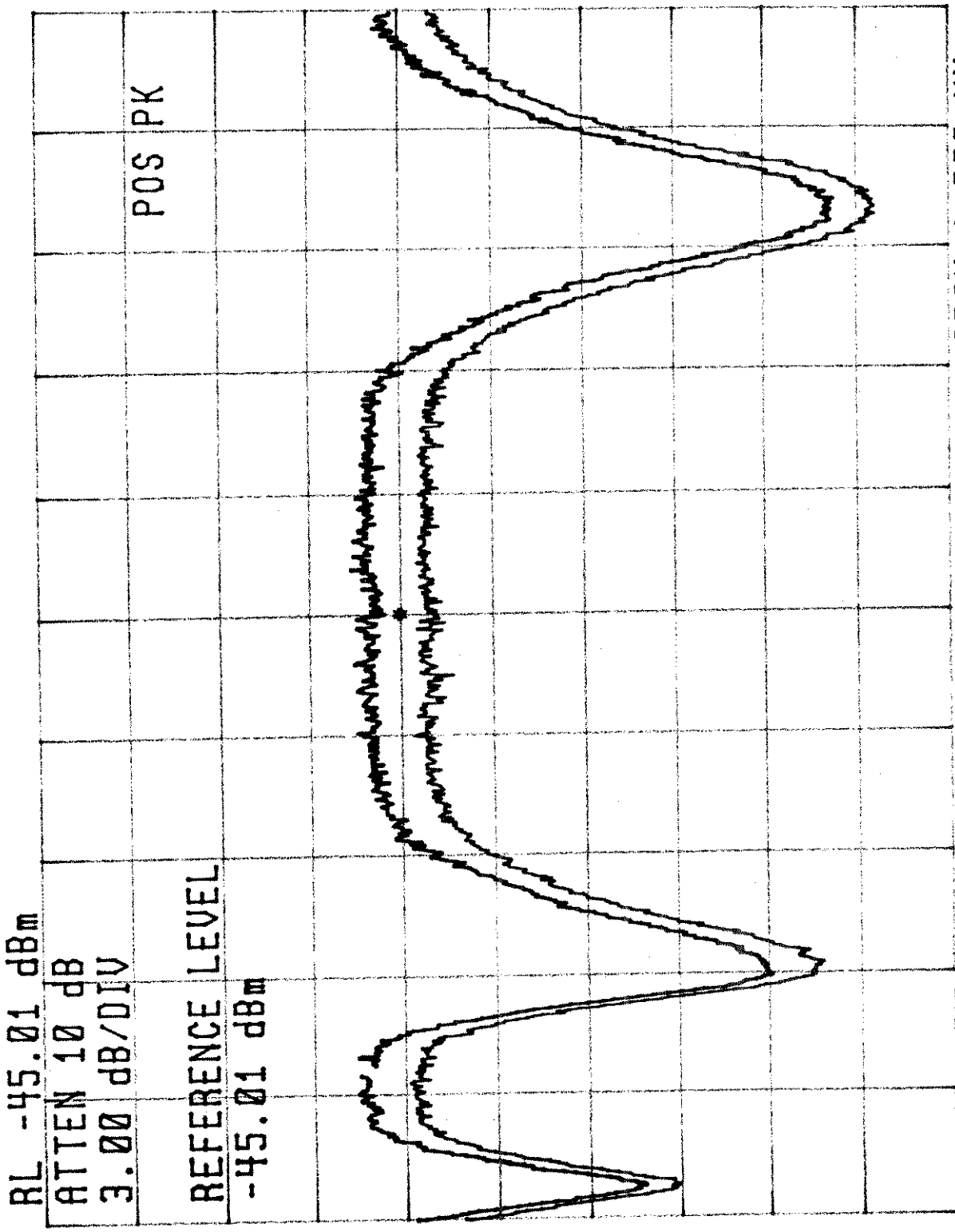


FIG. IV.23 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
30-11-93 01:00/01:30 - SAT 307° Leste

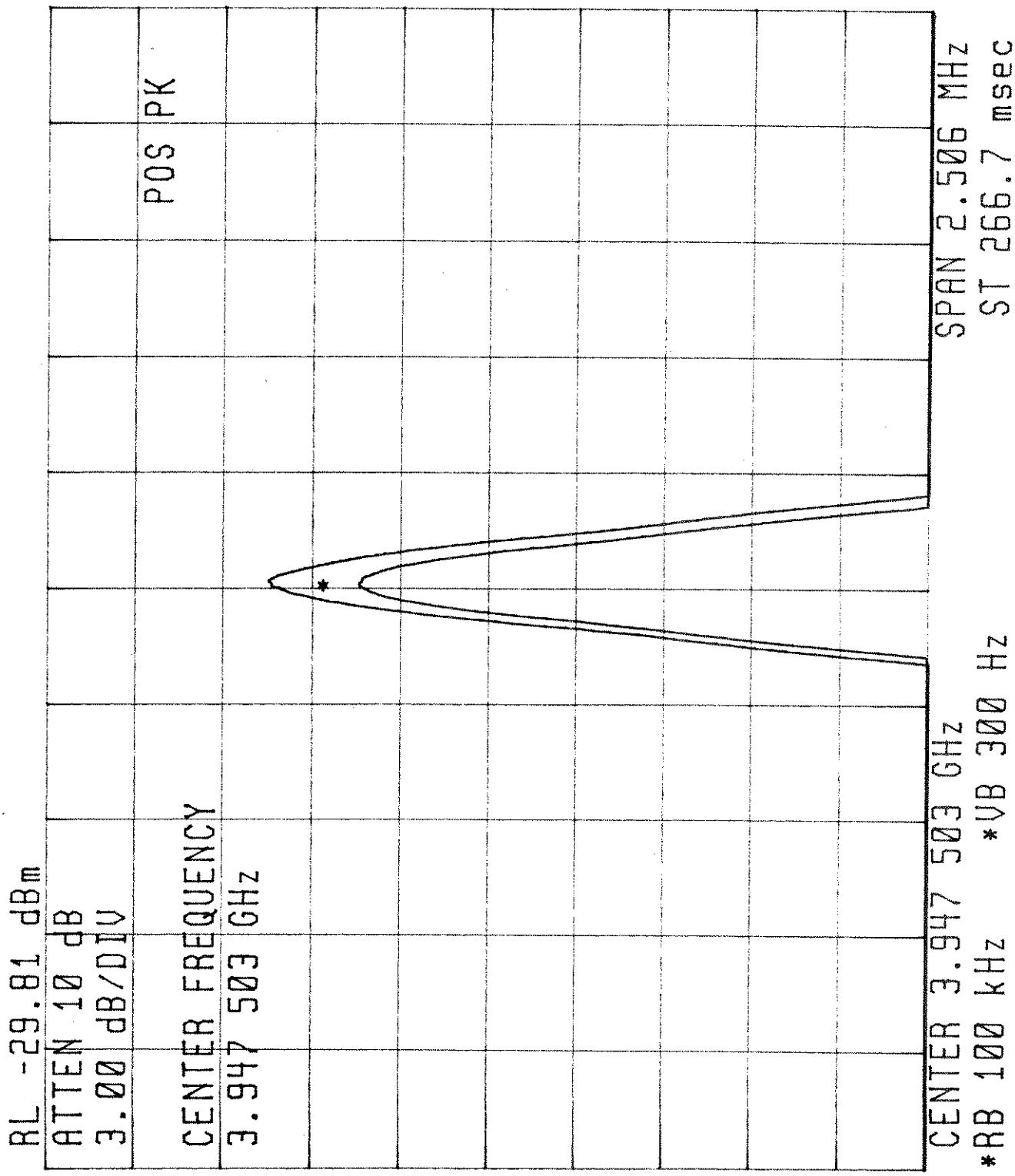


FIG. IV.24 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA

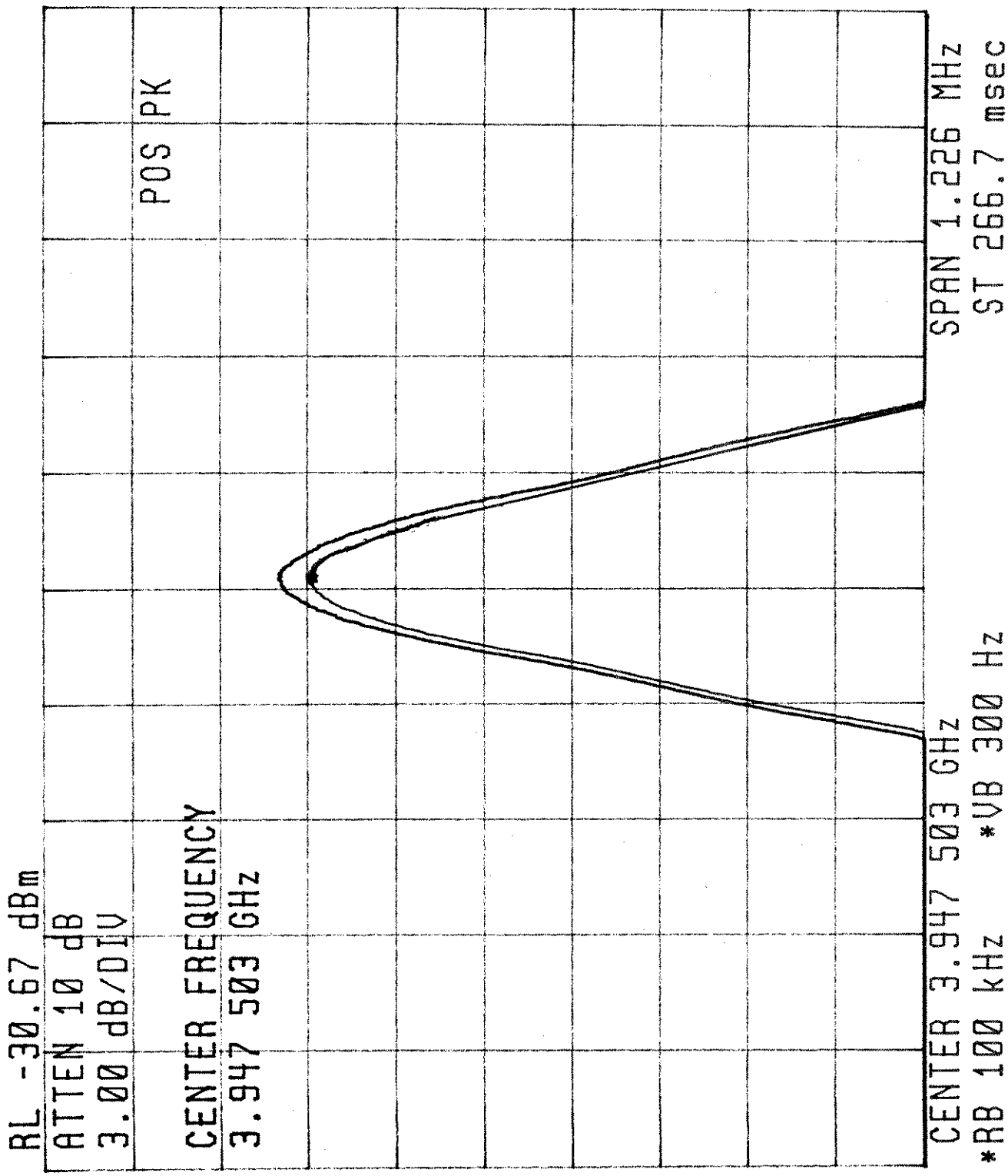


FIG. IV.25 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
11.11.93 - 22:50/23:05 - SAT. 342° Leste

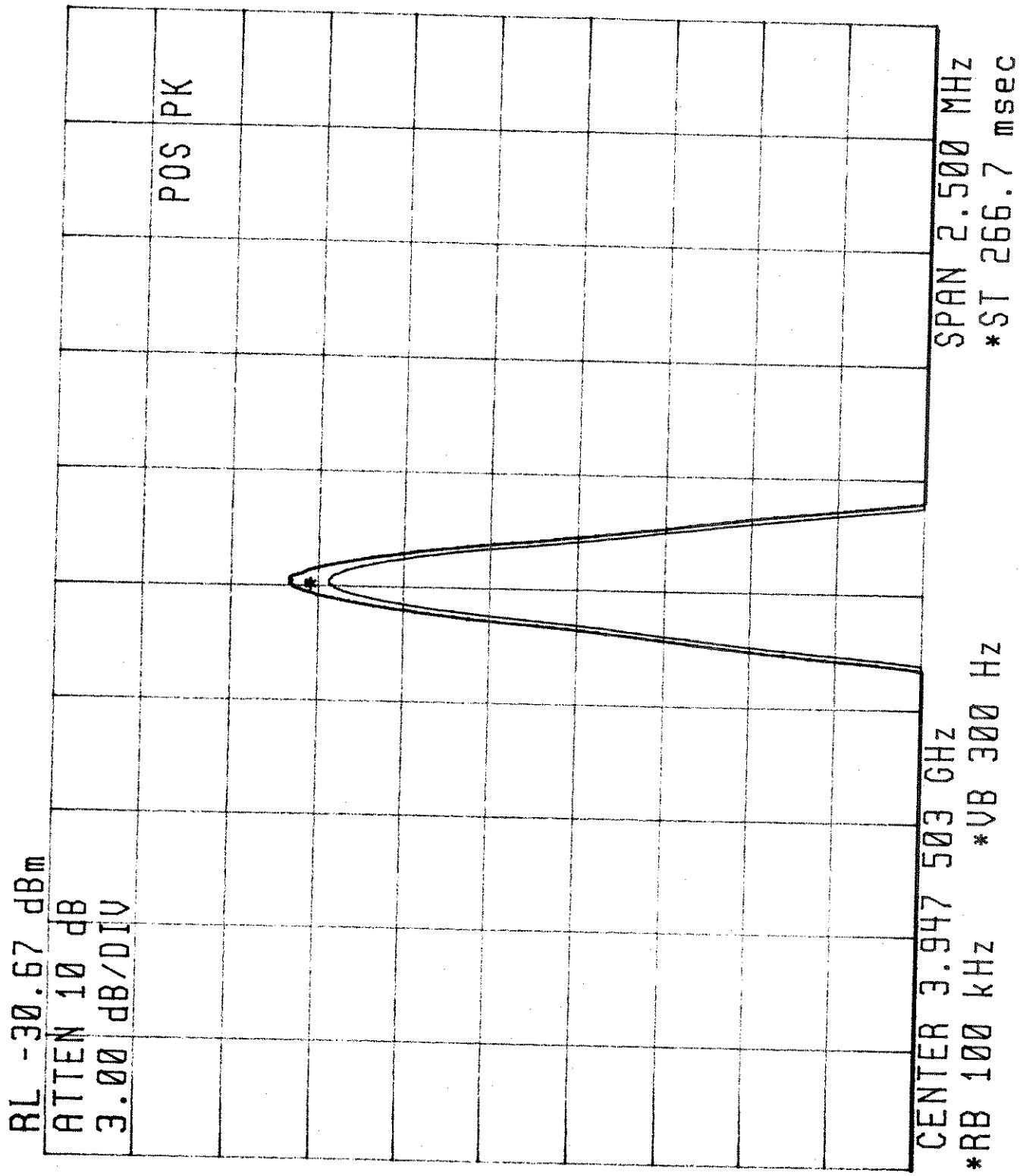


FIG. IV.26 - EFEITO DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA
11.11.93 - 23:30/23:45 - SAT. 342° leste

RESULTADOS DE MEDIDAS DE CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA NA ESTAÇÃO DE MORUNGABA

Tabela IV.3 - Satélite: 295° Leste (BRASILSAT II)
Frequência: 3.701 MHz

DIA	FIGURA	HORÁRIO (Local)	VARIAÇÃO MÁXIMA EM RELAÇÃO AO NÍVEL NOMINAL		
			(+ Δ)	(- Δ)	(Δ TOTAL)
10/11	IV.12	00:17/00:47	3,1	2,8	5,9
11/11	IV.13	23:49/23:57	0,4	1,1	1,5
12/11	IV.14	00:17/00:30	2,0	0,2	2,2
	IV.15	00:32/00:47	2,6	0,8	3,4
19/11	IV.16	00:16/00:45	0,2	0,4	0,6

Tabela IV.4 - Satélite: 307° Leste (INTELSAT F-13)
Frequência: 3.803 MHz

DIA	FIGURA	HORÁRIO (Local)	VARIAÇÃO MÁXIMA EM RELAÇÃO AO NÍVEL NOMINAL		
			(+ Δ)	(- Δ)	(Δ TOTAL)
11/11	IV.17	01:00/01:30	1,6	3,0	4,6
	IV.18	22:40/22:45	1,6	2,9	4,5
	IV.19	23:08/23:28	0,5	2,5	3,0
12/11	IV.20	00:00/00:05	0,8	1,6	2,4
	IV.21	00:50/00:55	0,5	2,1	2,6
	IV.22	01:08/01:30	1,4	2,6	4,0
19/11	IV.23	01:00/01:30	0,8	1,2	2,0

Tabela IV.5 - Satélite: 342° Leste
Frequência: 3.947 MHz

DIA	FIGURA	HORÁRIO (Local)	VARIAÇÃO MÁXIMA EM RELAÇÃO AO NÍVEL NOMINAL		
			(+ Δ)	(- Δ)	(Δ TOTAL)
10/11	IV.24	23:45/00:15	1,3	1,6	2,9
11/11	IV.25	22:50/23:05	1,0	0	1,0
	IV.26	23:30/23:45	0,8	0,5	1,3

IV.4 - COMENTÁRIOS SOBRE OS RESULTADOS:

Os gráficos mostrados nas Figuras IV.12 a IV.26 foram obtidos na saída de um analisador de espectro ajustado para registrar as curvas definidas pelos pontos de máximo valor ("Maximum Hold") e de mínimo valor ("Minimum Hold") para a faixa selecionada pela função "SPAN" (ver figuras), dentro do intervalo de tempo constante da coluna Horário nas tabelas IV.3 a IV.5.

A diferença entre os formatos das curvas apresentadas deve-se ao fato de que para a recepção no sinal dos satélites BRASILSAT II (Fig.IV.12 a IV.16) e INTELSAT F-15 (Fig.IV.24 a IV.26), foi selecionada a faixa correspondente ao sinal de "beacon" que é o sinal usado para rastreamento do satélite por parte da estação terrena, ocupando uma faixa de aproximadamente 500 kHz e empregando modulação FSK.

Por sua vez, o registro do sinal proveniente do satélite INTELSAT F-13 (Fig.IV.17 a IV.23) foi feito selecionando-se a faixa correspondente a um sinal digital modulado em QPSK ocupando uma faixa de 720 kHz, que pode ser visto ocupando 6 segmentos de 122 kHz, centrado no eixo horizontal das referidas figuras.

Ficou bem nítida a diferença em termos de intensidade e horário da ocorrência entre os caminhos determinados pela estação terrena e satélite visados. O enlace com o satélite mais a leste (INTELSAT F-15) foi atingido com menos frequência e menos intensidade. Já nos enlaces com satélite mais a oeste foram observadas variações da ordem de 5dB, sendo que os períodos de cintilação mais forte variaram: no caso do BRASILSAT II em torno de 00:30h e no caso do INTELSAT F-13 em torno de 01:15, tendo sido registrada uma única medida de cintilação forte próximo de 22:30h no enlace com INTELSAT F-13.

O horário de ocorrência (aproximadamente 5 horas após o pôr-do-sol local) e a variação de nível provocada mostraram-se coerentes com a descrição do fenômeno, apresentada no capítulo III.

Foi observado que durante todos os dias de acompanhamento da ocorrência do fenômeno o tráfego das 3 antenas não foi atingido mesmo nos períodos de cintilação mais forte, confirmando que, nas porções do gráfico Fig. IV.11 em que a atividade Solar é menor ou igual que a de 1993, a margem utilizada nos enlaces convencionais é suficiente para protegê-los dos efeitos da cintilação.

APÊNDICE IV.A

"SET-UP" EMPREGADO NAS MEDIDAS DO ITEM IV.1

Equipamentos Empregados:

- Equipamentos de recepção: LNA's NEC e EATON
- Analisador de espectro HP Sistema 70.000
- "Plotter" HP 7090A

Realização das medidas:

Na saída dos equipamentos de recepção, conectamos a entrada do analisador de espectro, preparado com os seguintes parâmetros principais:

- CENTER (frequência central) - Escolhemos uma freqüência na qual não havia nenhum sinal sendo transmitido, de forma a registrarmos apenas os valores do ruído presente no caminho de recepção.
- dB/DIV (variação de potência no eixo vertical) - Escolhemos os valores de 3 e 5, suficientes para fornecer com precisão a forma da curva correspondente à elevação do ruído.
- SPAN (largura de faixa/eixo horizontal) - Foi empregado um valor adequado (1 KHz) para registrar a variação instantânea do sinal em uma janela de frequência tão pequena que produzisse na realidade um gráfico variação de potência x tempo, que era o nosso objetivo.

APÊNDICE IV.B

"SET-UP" EMPREGADO NAS MEDIDAS DO ITEM IV.3

Equipamentos Empregados:

- Analisador de espectro HP sistema 70000.
- "Plotter" HP 7050A
- Equipamentos de recepção:
  . LNA EATON: Figuras IV.12 a IV.16
  . LNA NEC: Figuras IV.24 a IV.26
  . LNA NEC: Figuras IV.17 a IV.23

Realização de Medidas:

a) Figuras IV.12 a IV.16 e IV.24 a IV.26

Na saída das cadeias de recepção, conectamos a entrada do analisador de espectro preparado com os seguintes parâmetros principais:

- CENTER(freqüência central) - Freqüência central do sinal de "beacon" proveniente do satélite visado.
- dB/DIV(variação de potência no eixo vertical) - Escolhemos o valor de 3dB para cada divisão, suficiente para mostrar com clareza a variação de nível durante a cintilação.
- SPAN(largura de faixa/eixo horizontal) - Uma vez que o sinal de "beacon" ocupa uma faixa de aproximadamente 500KHz, escolhemos o valor de 1,226MHz para "SPAN" o que permitiu que o sinal desejado ocupasse quatro gratículas do eixo horizontal, aparecendo com suficiente clareza e permitindo também que fosse mostrado à sua esquerda o patamar do ruído proveniente do satélite.
- MAXIMUM HOLD/MINIMUM HOLD - Funções que permitem o registro dos valores máximos e mínimos ocorridos durante a realização da medida.

b) Figuras IV.17 a IV.23

Na saída das cadeias de recepção, conectamos a entrada do analisador de espectro com os seguintes parâmetros principais:

- CENTER(freqüência central) - Freqüência central do sinal desejado (FDM/QPSK).

- SPAN(largura de faixa/eixo horizontal) - Escolhemos o valor 1,226MHz, o que representa 122KHz por gratícula e permite que o sinal desejado (faixa 720KHz) apareça com clareza, ocupando 6 gratículas.

- dB/DIV e MAXIMUM/MINIMUM HOLD - O mesmo que para as Figuras do item (a).

CAPÍTULO V

MEDIDAS DE COMBATE ÀS PERTURBAÇÕES EM TRANSMISSÃO VIA SATÉLITE

V.1 - TÉCNICAS PARA REDUZIR OS EFEITOS DE UM SINAL INTERFERENTE QUALQUER

Para reduzir a presença de sinal interferente, várias técnicas têm sido desenvolvidas. Algumas técnicas visam proteger o sinal desejado do sinal interferente e outras, assumindo que o sinal recebido contém componentes desejadas e interferentes, procuram discriminar e cancelar o sinal interferente deixando chegar ao receptor apenas o sinal desejado. Do primeiro grupo de técnicas vamos apresentar a utilização de anteparos e projetos de antenas e do segundo veremos o emprego de filtros e canceladores de interferência, baseando-nos nos resultados apresentados em [12].

V.1.1 - Proteção Através de Anteparos

É a forma mais básica de prevenir interferência. Consiste em preparar o local para instalação da estação terrena de forma a que as fontes de interferência fiquem impedidas de atingir a antena. A melhor solução dependerá do tipo de ambiente em que será instalada a estação terrena: rural ou urbano.

Em ambiente rural onde o espectro de frequência é normalmente pouco ocupado, basta observar os caminhos de RF's porventura existentes, além de dar preferência a relevos que constituam escudos naturais, como por exemplo, montanhas.

Se a estação for implantada em zona urbana, deverá ser feito um cuidadoso estudo de interferência proveniente das diversas fontes que normalmente congestionam o espectro. Neste estudo, não podem ser desconsideradas as fontes intermitentes de interferência como por exemplo, radares, além do fato de que o caminho do sinal (antena, combinadores, guias de onda, etc.) deverá ser protegido.

Deste estudo emergirá a conclusão acerca da necessidade ou não de instalação de escudos artificiais. Neste caso, as principais opções são:

a. Anteparos de Metal

São os que apresentam melhor capacidade de reflexão de ondas interferentes. Seu desempenho pode ser melhorado através da escolha correta de:

. Espessura da folha de metal
. Furos apropriadamente localizados
. Pintura própria para aumentar reflectividade

Como valor típico de atenuação podemos citar 20 dB. Naturalmente este valor dependerá de fatores como ângulo de elevação do satélite, altura do escudo, frequência do sinal interferente.

Na Figura V.1 aparece uma solução adotada na estação terrena de Madley (Inglaterra) para proteger o enlace satélite de interferência de enlace rádio-terrestre presente em região próxima a antena.

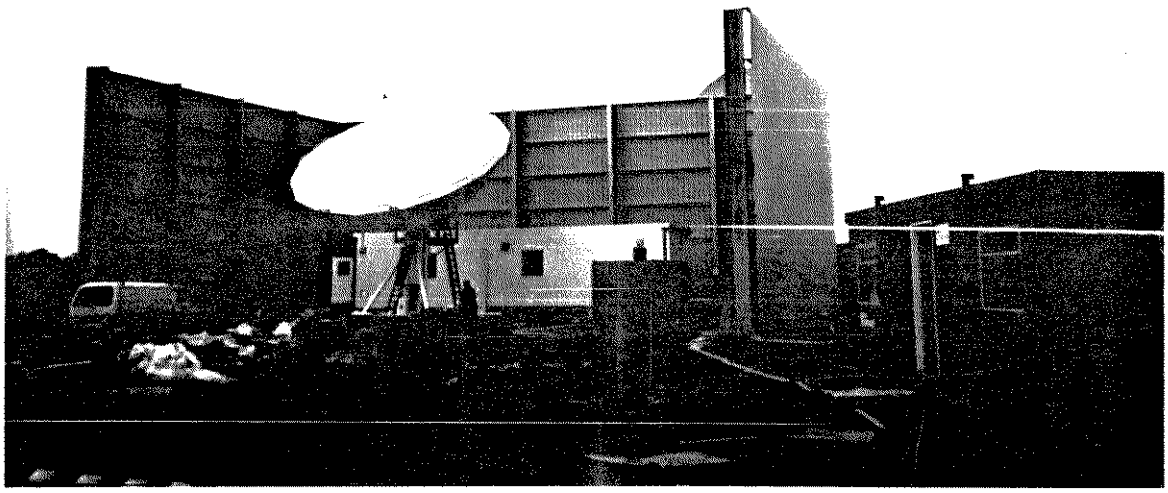


Fig. V.1 - Proteção contra interferência empregando anteparo de metal - Estação de Madley (UK)

b. Paredes

Muros de concreto ou tijolo podem ser usados para refletir e absorver campos eletromagnéticos. Prédios e outras construções com dimensões muito maiores do que as da antena podem ser aproveitadas com este objetivo. A eficiência da proteção dependerá principalmente dos materiais utilizados na construção e da difração em torno das bordas dos prédios. Com este método podem ser obtidas atenuações entre 10 e 35 dB.

c. Fosso

Dependendo de sua geometria e profundidade, um fosso cavado na terra pode produzir uma boa proteção para estações terrenas. Devido aos requisitos de espaço e alto custo, esta solução dificilmente é adotada, apesar de permitir atenuação de até 40 dB.

Sempre poderá ser contemplado como alternativa o emprego de mais de um tipo de anteparo ao mesmo tempo.

Para o cálculo da eficiência de cada solução o modelo matemático consagrado é o cálculo da difração em obstáculo tipo "gume de faca". Contudo, premissas requeridas por esse modelo fazem com que não seja apropriado a muitos casos práticos.

Outra limitação para o cálculo de eficiência da proteção por anteparos é a grande aleatoriedade quanto ao número e à forma de espalhadores presentes em torno de uma estação terrena instalada em ambiente urbano.

V.1.2 - Antenas

Uma forma básica de minimizar o efeito de interferência em uma comunicação via satélite é a escolha da antena a ser empregada, buscando garantir o máximo ganho possível na direção do sinal desejado e mínimo ganho na direção dos sinais interferentes. O ganho na direção do sinal desejado está associado ao ganho no lóbulo principal que, por sua vez, é função da frequência de operação, do grau de uniformidade com que a abertura da antena é iluminada e da precisão da superfície refletora. A rejeição dos sinais indesejados é controlada pelas dimensões dos lóbulos laterais da antena.

A relação entre o ganho na direção dos sinais desejados e o ganho para sinais interferentes, que permite medir a imunidade à interferência, é dada por diversas recomendações existentes. Além de satisfazer aos critérios estabelecidos nestas recomendações, outras áreas em que pode ser aumentada a resistência a sinais indesejados são:

a. Recobrimento da antena ou de partes dela, como o alimentador.
b. Aproveitamento das vantagens oferecidas pelos diversos tipos de antenas:
   - Parabólicas (Cassegrain, Gregoriana, Alimentador Frontal)
   - Com Alimentador Ajustável
   - "Horn"
   - Alimentadores Múltiplos
   - "Phased Array"

A fim de determinar a eficiência de uma antena, do ponto de vista de redução de interferência, três ferramentas são fundamentais: Diagrama de Irradiação, Comportamento relativo ao arco do satélite a ser acessado e o Giro de Horizonte do local.

Um tipo de interferência bastante peculiar a uma transmissão via satélite é a de polarização cruzada. Para controlá-la as partes envolvidas no projeto de uma antena, tais como alimentadores, filtros, chaves, circuladores e guias de onda, precisam ser cuidadosamente escolhidos, garantindo níveis mínimos de rejeição de sinal de polarização cruzada. Os mesmos cuidados são necessários no projeto das antenas e circuitos do próprio satélite. Os valores de isolação de polarização cruzada para estação terrena e satélite são largamente conhecidos e normalmente aplicados.

Um outro recurso que pode ser empregado em conjunto com os elementos comumente presentes em uma antena é o discriminador de polarização que tem a capacidade de alterar a relação entre as duas componentes de polarização (p. ex: à direita e à esquerda, para polarização circular), enfatizando uma em relação à outra. Desta forma, relações distorcidas entre as componentes presentes no sinal podem ser compensadas.

V.1.3 - Filtros

A eficácia da utilização de filtros como elementos redutores de interferência dependerá do comportamento espectral do sinal interferente, determinado pela sua faixa de frequência e forma de modulação. Deste ponto de vista podemos falar de interferência dentro da faixa (faixa definida como a porção espectral ocupada pelo sinal desejado) e fora de faixa.

Os filtros podem ser classificados como:

Ativos: Circuitos internos do equipamento, embora possam também ser adicionados aos circuitos existentes para aumentar a eficiência.

Passivo: Guias de onda, Cabos, etc.

As técnicas mais recentes de filtragem com recursos adaptativos, serão mencionados no ítem V.4.

No estudo da melhor utilização de filtros, duas questões devem ser consideradas: Ponto de inserção do filtro no sistema e resposta de amplitude/ largura de faixa do filtro adicionado.

Quanto à posição de inserção do filtro, a decisão é dirigida pela característica do sinal interferente. Se tratar-se de um sinal em RF o filtro deve ser colocado antes do LNA ou do conversor de descida. Se, contudo, o sinal em RF não causar sobre-saturação, a melhor posição fica entre o conversor de descida e o estágio de FI.

Já para o sinal com frequências a nível de banda básica, a melhor solução é contar com filtros de banda básica.

Quanto à resposta de amplitude, os filtros adicionais serão formatados segundo os modelos tradicionais tais como Chebychev ou Butterworth, considerando as características em frequência dos sinais desejado e interferente.

A principal limitação deste recurso para interferência dentro da faixa é a extrema dificuldade de atacar o sinal interferente sem degradar significativamente o sinal desejado. Para interferência fora de faixa, a filtragem pode usualmente levar a bons resultados. Quando há interferência dentro e fora de faixa simultaneamente em geral não é possível o tratamento através de filtros.

V.1.4 - Canceladores de Interferência

Este método de redução de interferência busca obter amostras do sinal interferente no tempo e gerar um novo sinal com mesma amplitude e fase invertida, adicionando-o ao sinal desejado, o que produzirá um cancelamento da interferência.

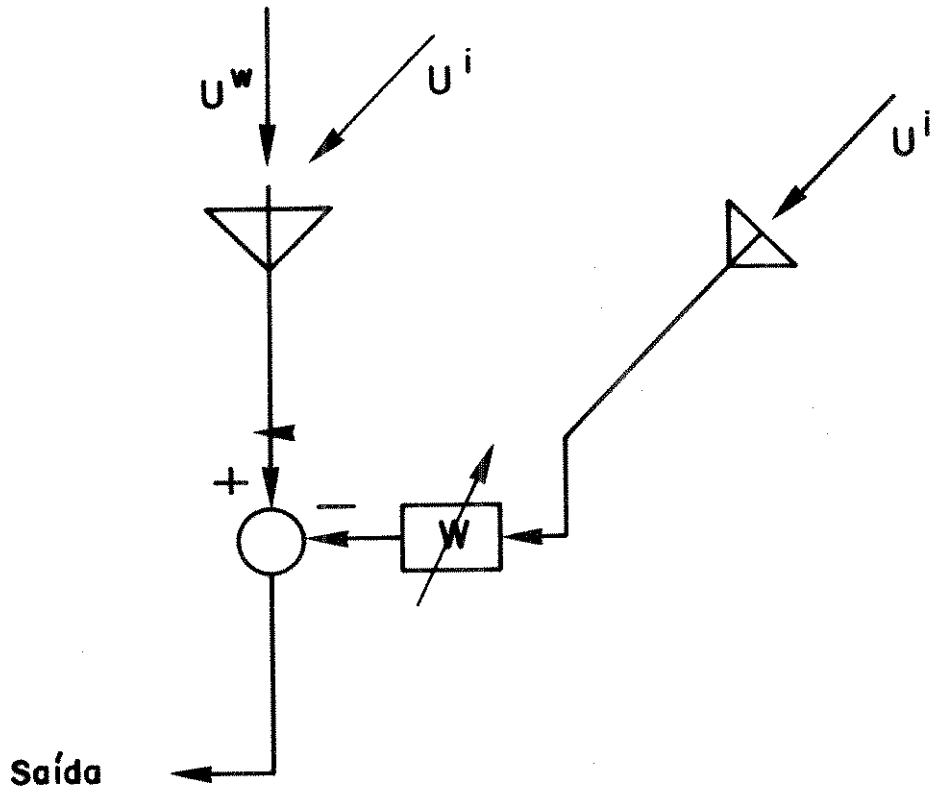
Existem dois tipos básicos de canceladores:

ESTÁTICO: Um modulador de vetor ajusta em fase e amplitude uma amostra do sinal interferente. (Figura V.2). Este sinal ajustado é inserido no caminho do sinal desejado. Uma evidente limitação deste esquema é a incapacidade de compensar automaticamente variações em fase e amplitude causadas por efeitos de propagação.

ADAPTATIVO: Dispõe de uma mecanismo que utiliza as flutuações no sinal residual (sinal interferente após a passagem pelo cancelador) para controlar os parâmetros de ajuste, via retro-alimentação, a fim de garantir continuamente o máximo possível de cancelamento do sinal interferente sem degradar o sinal desejado (ver Figura V.3)

Atualmente, os maiores esforços de desenvolvimento concentram-se no campo de sistemas adaptativos, utilizando uma antena auxiliar para obter o sinal de referência. Este método recebe o nome de cancelamento de lóbulo lateral e pode ser implementado de 2 formas principais. Um exemplo de dispositivo deste tipo é o que explora a correlação entre sinais de referência e residual.

Este método está ilustrado na Figura V.4. Através de uma antena auxiliar com suficiente diretividade para ignorar o sinal desejado e selecionar o interferente, obtemos a amostra de referência. Essa amostra é enviada para 2 caminhos: em um, sofre a atuação do modulador de vetor, que ajusta amplitude e fase e no outro é comparada com o sinal presente na antena principal através de um correlacionador. Na saída do correlacionador, que será nula quando estiver presente o sinal desejado, obtêm-se os valores que controlarão o modulador de vetor. A saída produzida será combinada com o canal principal para produzir cancelamento. Desta forma a saída do modulador de vetor é controlada pela correlação entre os sinais de referência e residual e, graças à realimentação, o sistema entrará em regime estacionário quando a correlação chegar a um mínimo.

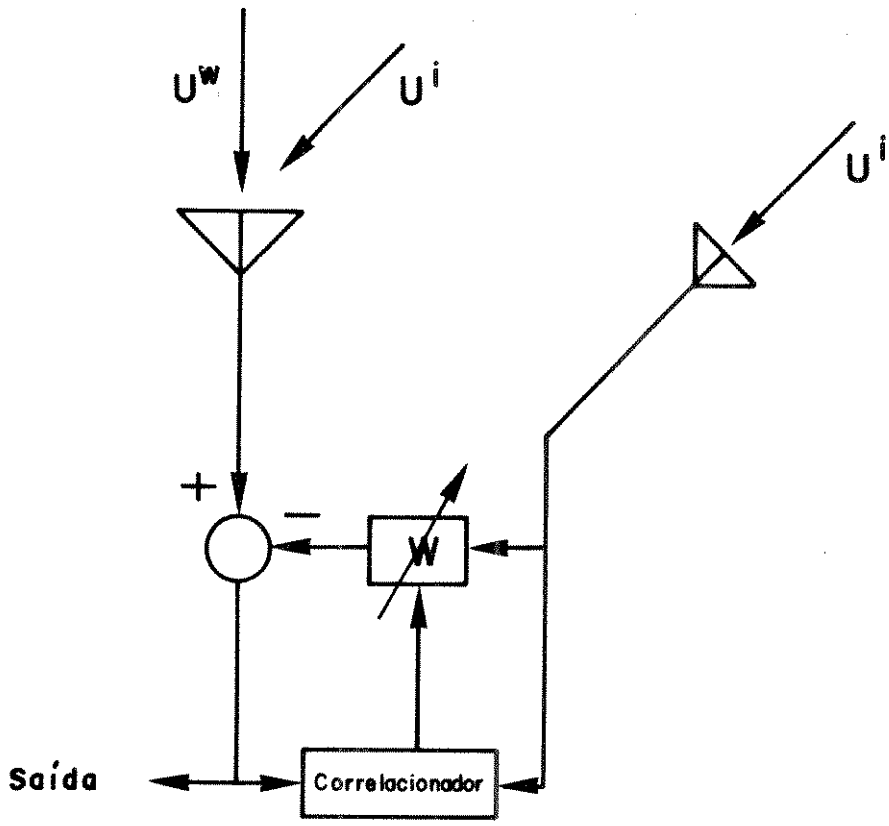


W - Dispositivo de ponderação.

U^W - Sinal desejado.

U^I - Sinal interferente.

Fig. V.2 - Cancelador de Interferência Estático [12].



W - Dispositivo de ponderação.

U^W - Sinal desejado.

U^I - Sinal interferente.

Fig. V.3 - Cancelador de Interferência Adaptativo [12].

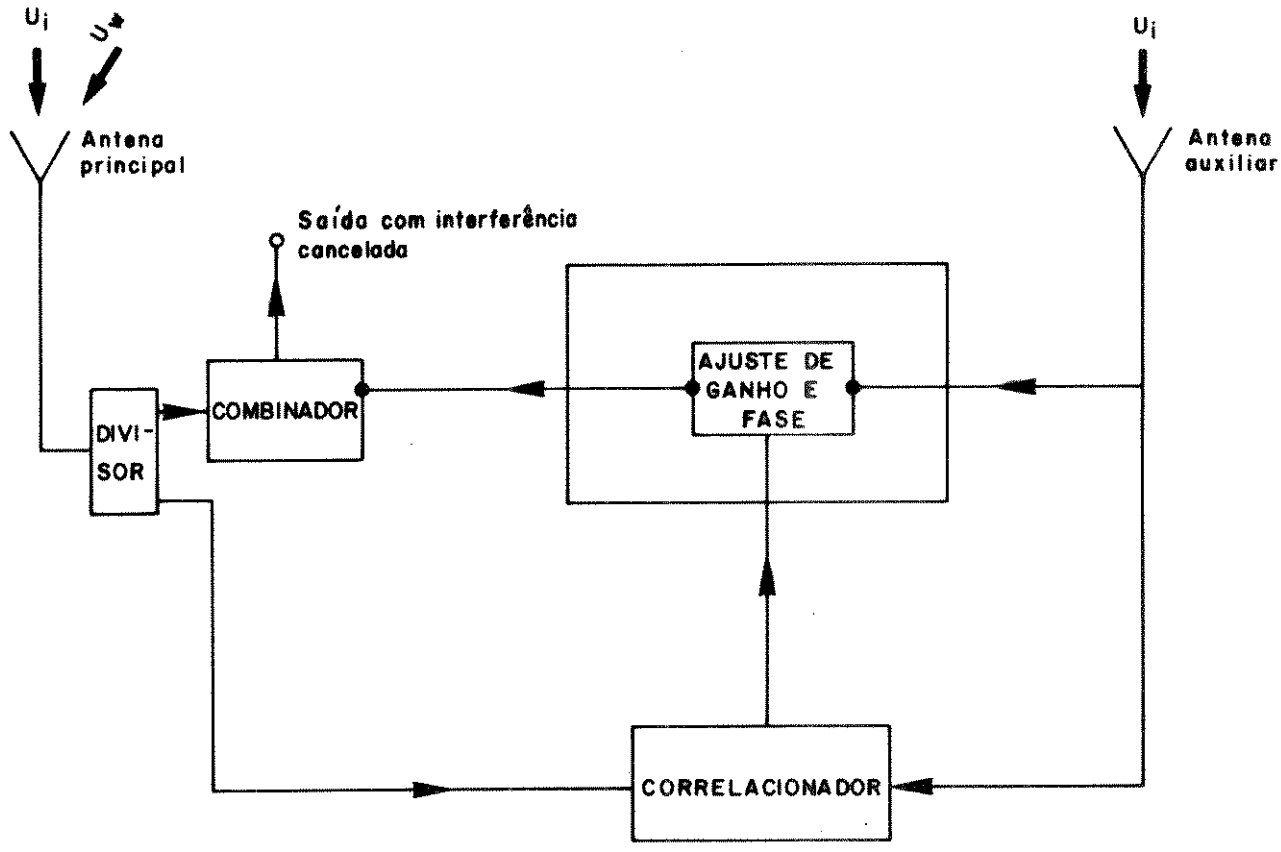


Fig. V.4 - Cancelador Adaptativo com malha de retro alimentação usando correlacionador e modulador de vetor.

Devido à sua amplitude, custo e necessidade de equipamento adicional, o uso de canceladores adaptativos tem se restringido a casos onde interferências não esperadas surgem em estações terrenas já instaladas.

Apesar de não operarem bem com interferências de múltiplas fontes, consistem numa solução com bom potencial para atacar sinais interferentes independentemente de sua largura de faixa e frequência central, já que não degradam significativamente o sinal desejado.

A título de ilustração, apresentamos em anexo a este capítulo o catálogo de um modelo de cancelador disponível no mercado.

V.2 - CONTRAMEDIDAS PARA COMBATER O RUÍDO SOLAR

Se, do ponto de vista de contramedidas para combater os seus efeitos, o ruído solar apresenta a facilidade de ser previsível com razoável precisão, a ocorrência de altos valores de elevação de potência de ruído (até 23 dB) torna extremamente custosa a implementação de contramedidas eficazes.

Duas alternativas, de fácil implementação, mas de alto custo, são:

(1) Elevação da potência transmitida do sinal desejado, de forma a manter a relação (C/N) dentro dos limites aceitáveis para recuperação pelo receptor. A adoção desta alternativa implicaria em reservar altos valores de potência no satélite para serem usados durante aproximadamente 40 minutos em um ano, o que dificilmente seria economicamente justificável.

(2) Manter preparado um sistema de transponders/estações terrenas transmissoras reservas que, durante o período em que um enlace principal estivesse afetado, receberia o tráfego do enlace afetado sem interrupção das comunicações. Esta alternativa, dependendo da importância do sinal em tráfego durante a interrupção, pode ser considerada, já que envolve elementos reservas que, fora do período de interferência solar, podem ser usados para outros propósitos.

V.2.1 - Alternativa Empregando um Sistema Reserva

No caso de antenas receptoras de grande porte (alta diretividade) a mudança de satélite implicaria sempre em um tempo para rastreamento do satélite reserva e para retorno ao satélite original. Para estações de pequeno porte, é possível garantir a recepção de outro satélite, sem movimento da antena, desde que a separação entre os dois satélites não seja maior que um determinado ângulo.

A seguir descrevemos o cálculo do ângulo de separação para uma antena de pequeno porte destinada à recepção de TV, conforme mostrado em [4], cujas principais características são:

Diâmetro: $\sim$ 12 metros

Largura de Feixe: 0.5^{o}

Para garantir a recepção do sinal com a mínima qualidade é necessário operar com uma S/N de 55dB.

Na Figura V.5 são mostradas 3 curvas que expressam o comportamento da relação G/T em função do ângulo de desapontamento de uma antena, que corresponde ao ângulo de separação entre os 2 satélites visados pela antena:

- Curva A - Representa a variação de G/T verificada para sistemas reais.
- Curva B - Apresenta os valores de G/T requeridos para garantir a qualidade mínima de recepção do sinal (S/N de 55 dB).
- Curva C - Representa o comportamento de G/T quando a antena está sujeita à elevação de temperatura de ruído devido ao ruído solar.

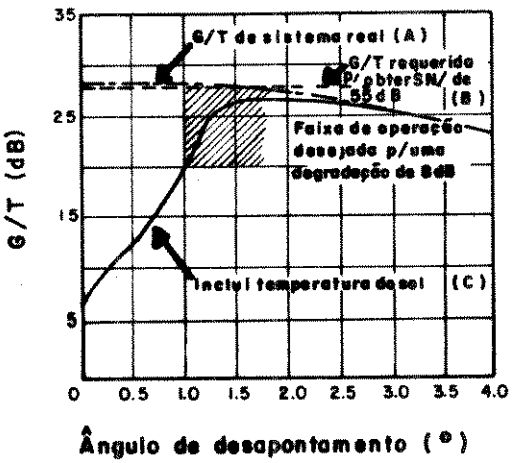


Fig. V.5 - G/T x ângulo de desapontamento para antena parabólica de 12 metros [6].

Para determinarmos o valor do ângulo de separação entre satélites, basta verificarmos em que ponto a curva A intercepta a curva B. Concluímos que neste ponto, o ângulo é aproximadamente igual a 1,5°. Logo o ângulo de separação exigido é de 3°.

É interessante observarmos na figura V.5 a região da máxima degradação devida ao ruído que pode ser tolerada, que vai até 8 dB abaixo da curva dos valores de G/T requeridos para garantir uma S/N de 55 dB (curva B). Este valor máximo de degradação pôde ser confirmado através dos resultados apresentado anteriormente (Fig. IV.1 a IV.10).

Um aspecto interessante a ser estudado é durante quanto tempo o sistema reserva precisaria ser usado, caso se deseje garantir que todas as estações receptoras de um programa de TV transmitido no Brasil fiquem livres do ruído solar. Para tanto é necessário calcular o tempo que a sombra do satélite leva para mover-se em longitude por todo o território brasileiro.

Este tempo pode ser calculado pela geometria envolvendo sol-satélite-estação terrena, como mostrado na figura V.6.

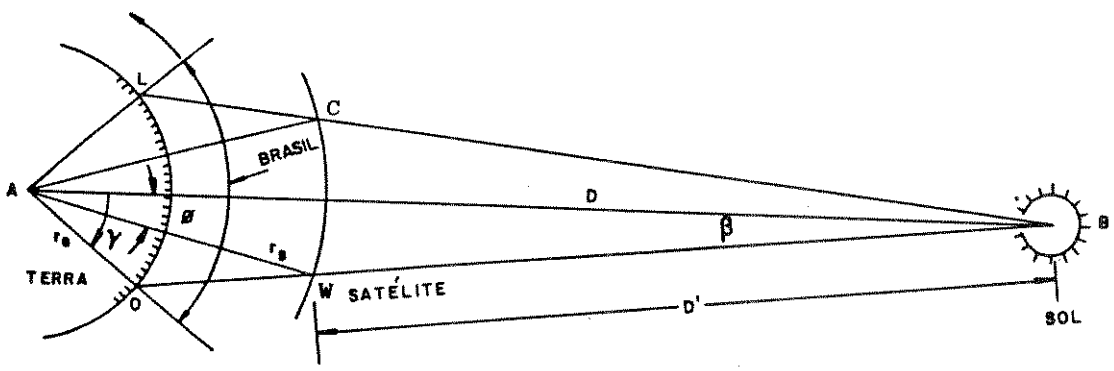


Fig. V.6 - Geometria do Ruído Solar.

O ângulo em longitude entre os pontos O (extremo oeste) e L (extremo leste) relativo ao Brasil é de $2\gamma = 39^\circ$ (de 74° a 35° oeste). O ângulo em longitude, 2ϕ, entre as posições do satélite que causam sombra em L e O, é obtido dos triângulos ABC e ABW.

$$\text{sen } \beta = \frac{rs}{D'} \text{ sen } \phi \cong \frac{rs}{D} \text{ sen } \phi$$

$$\text{sen } \gamma \cong \frac{D}{re} \text{ sen } \beta \cong \frac{rs}{re} \text{ sen } \phi$$

Onde rs : raio síncrono
re : raio da terra
D : distância do centro da terra até o sol
D': distância do satélite até o sol
re/rs : 0,14

$$\text{Logo: } \phi = \text{sen}^{-1}\left\{\frac{re}{rs}\ \text{sen}\ \gamma\right\}$$

Como durante 1 hora o ângulo de excursão da terra durante seu movimento de rotação é de 15°, podemos calcular a duração do ruído solar através do Brasil por:

$$td = \frac{2 \times \phi}{15}\ \text{(horas)}$$

Substituindo os valores relativos ao Brasil nas fórmulas acima temos:

$$\phi = \text{sen}^{-1}\left\{0{,}14\ \text{sen}\ 19{,}5^{0}\right\}$$

$$\phi = 2{,}68^{o}$$

$$td = \frac{2 \times 2{,}68}{15} = 22\ \text{minutos}$$

Logo, o sistema de contingência apresentado deve permanecer operando durante pelo menos 22 minutos. Após este tempo, o sistema pode ser liberado para outros propósitos.

V.2.2 - Alternativa Empregando Desapontamento Proposital da Antena

Uma outra contramedida, teoricamente eficaz, é o desapontamento proposital da antena receptora do sinal sob interferência do ruído solar, segundo um ângulo da ordem de centésimos de grau, suficiente para provocar uma atenuação no ruído solar expressivamente maior que a atenuação no sinal desejado. Desta forma, é possível manter a relação C/N dentro de valores que impeçam a interrupção do tráfego.

Este efeito pode ser obtido graças aos seguintes fatores:

- A declinação do sol varia cerca de $0{,}3^{o}$/dia (visto da superfície da terra).
- No diagrama de recepção de uma antena os valores da perda em relação ao ganho máximo não variam linearmente com a distância angular em relação ao centro do lóbulo principal. Existem regiões onde a varia-

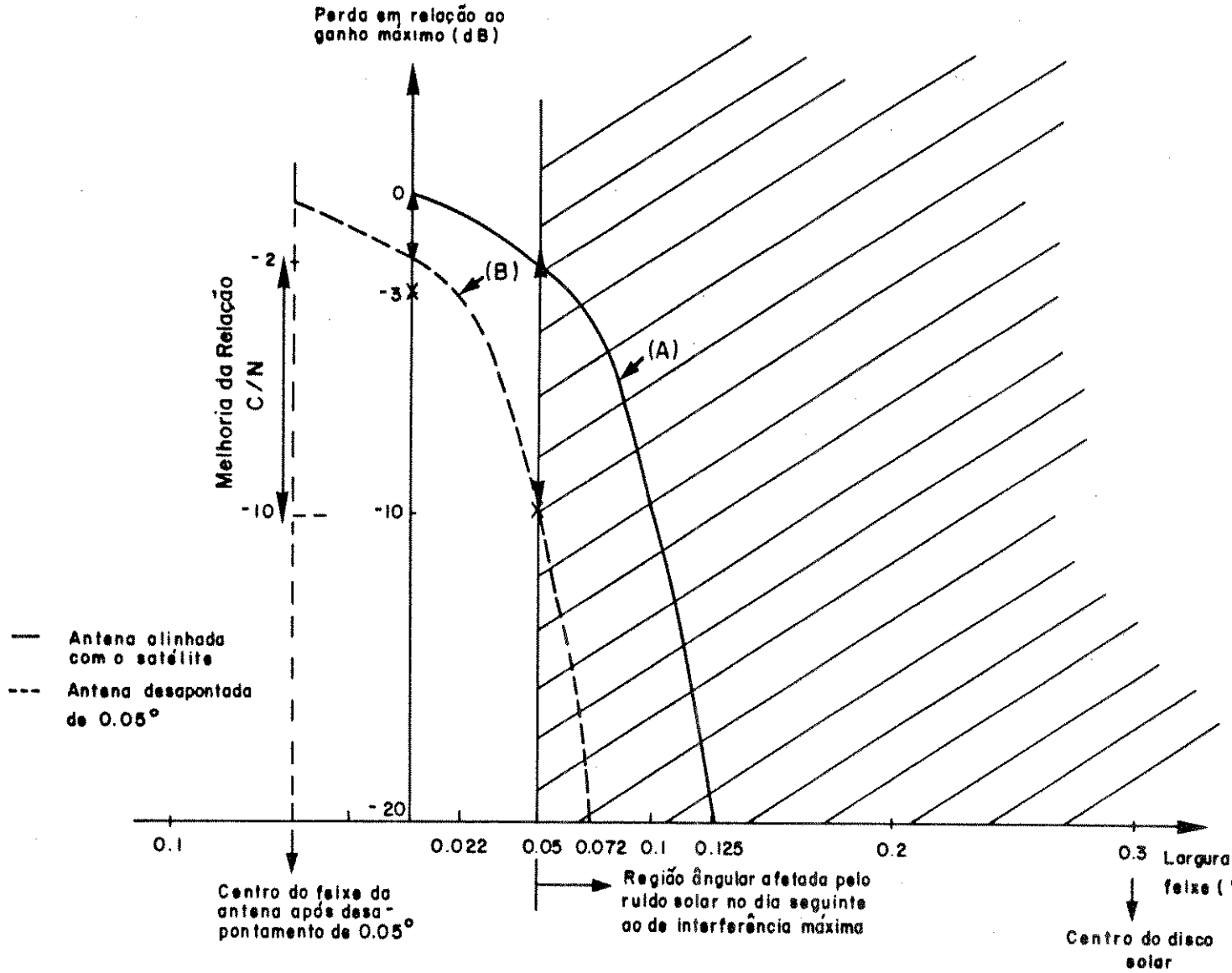
ção da perda para uma determinada variação angular é bem maior que em outras.

Para ilustrar a possibilidade de uso desta contramedida, suponhamos o caso de um dia de ruído solar sobre uma estação no território brasileiro em que o sol (que pode ser visto da Terra como um disco de $0,5^{o}$) esteja com o seu centro sobre a linha de visada que passa pelo satélite e antena receptora. Nesta situação, nenhum ganho é alcançado com o esquema proposto, já que o efeito do desapontamento será o mesmo tanto para o ruído solar quanto para o sinal desejado.

Contudo, no dia seguinte aconteceria a situação prevista na Figura V.7. Nesta figura admitimos que a curva A expressa a variação da perda x variação angular em relação ao centro do lóbulo principal da antena no dia de interferência máxima, e a curva B expressa as mesmas variações no dia seguinte ao de interferência máxima. Podemos perceber que, ao provocarmos um desapontamento de $0,05^{o}$ (no sentido contrário ao da declinação do sol), a curva B apresenta um valor para perda do sinal no centro do feixe inferior em 2 dB ao valor que seria obtido pela curva de perda sem desapontamento (curva A). No entanto, a perda experimentada na região afetada pelo ruído solar passa de -2 dB (curva A) para -10 dB (curva B). Portanto, é possível obter uma melhoria de 8 dB na relação C/N do enlace , o que pode permitir que os sinais presentes no caminho afetado pelo ruído não sejam degradados a ponto de interromper a comunicação. O mesmo efeito seria observado no dia anterior ao do pico da interferência, e corresponderia a valores simétricos sobre o eixo horizontal em relação aos da figura V.7.

O exemplo apresentado pressupôs um dia de interferência máxima em que o sol estaria perfeitamente alinhado com o satélite e estação receptora. No entanto, mesmo que isto não ocorra, o que é mais provável, a contramedida proposta permanece válida com pequenas variações nos benefícios obtidos com o desapontamento, o que pode ser controlado pelo ângulo escolhido para o desapontamento da antena.

Está planejada uma série de verificações experimentais da contramedida apresentada para o período de março/abril de 1995, na estação terrena de Morungaba.



Dados da antena receptora:

Diâmetro: 32 metros

LARGURA DE FEIXE (°)	ATENUAÇÃO (dB)
0.144	3
0.2	10
0.25	20

FIG. V.7 - Efeito do desapontamento de antena receptora sobre o sinal desejado e o ruído do sol no dia seguinte ao pico de interferência solar.

V.3 - CONTRAMEDIDAS PARA COMBATER EFEITOS DA CINTILAÇÃO IONOSFÉRICA

Na Referência [13], são estudadas várias teorias que tentam modelar o fenômeno da cintilação ionosférica. Uma delas é baseada no Método da Equação Parabólica (PEM), que foi desenvolvida para tratar de problemas de propagação de onda em ambiente randômico. Este método, que considera soluções de espalhamento simples e múltiplo para o problema da cintilação, permite que se calcule a função de correlação para a intensidade de cintilação. Os resultados obtidos permitem concluir que, para frequências altas, as contribuições mais proeminentes para a intensidade da cintilação provêm de irregularidades de dimensões aproximadamente iguais à dimensão da primeira zona de Fresnel. Portanto, a distância de correlação das flutuações de intensidade deve ser aproximadamente igual à dimensão da zona de Fresnel, isto é, proporcional a $1/\sqrt{f}$. À medida que a frequência diminui, os efeitos de espalhamento múltiplo entram em cena, predominando algumas vezes. A descorrelação proveniente destes efeitos, fazem com que a distância de correlação diminua com a redução da frequência. Estão presentes, portanto, dois mecanismos que competem entre si para correlação da intensidade nos limites das frequências altas e baixas, o que resultará em uma distância de correlação máxima em uma frequência intermediária.

Podemos observar na Figura V.8 dois exemplos do comportamento descrito acima, onde a distância de correlação é definida como a distância em que a intensidade de correlação é equivalente à metade do seu valor máximo e L é a espessura da camada ("slab") de irregularidade.

Estes resultados permitem considerar como viável a alternativa de utilizar uma antena receptora reserva, separada da antena principal de poucas dezenas de metros, para suportar o tráfego durante a ocorrência da cintilação no caminho da antena principal, já que a correlação entre os sinais das duas antenas, que encontram-se na faixa de 4GHz, é baixa.

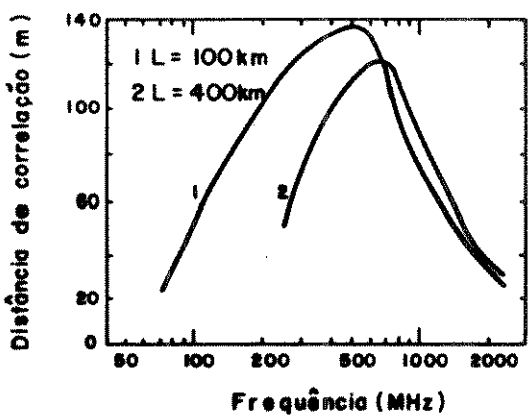


Fig. V.8 - Distância de correlação como função da freqüência [13].

A verificação experimental deste resultado também está planejada para 1995 empregando as duas antenas de 32 metros de diâmetro que estarão instaladas na estação de Morungaba.

V.4 - MEDIDAS PARA COMBATER INTERFERÊNCIA DE RADAR

Neste caso, se for tomada uma série de medidas de caráter essencialmente preventivo, pode se conseguir uma minimização de ocorrências de interferência, dispensando o emprego de dispositivos especiais para proteção e cancelamento. A grande dificuldade para implantação dessas medidas é sua exigência de entendimentos administrativos com todas as possíveis fontes deste tipo de perturbação:

1 - COM USUÁRIOS DE RADAR: Discutir com os usuários, especialmente as Forças Armadas que usam radares mais potentes, procedimentos de coordenação, operação e manutenção preventiva para garantir que as fontes de radar trabalhem com a pureza espectral necessária para manter a (C/I) dentro dos níveis especificados.

2 - COM FABRICANTES DE RADAR: Procurar incentivar desenvolvimento que produzam Klystrons e Magnetrons melhores, bem como discutir métodos de filtragens e formas de pulso mais favoráveis.

3 - COM USUÁRIOS DE ESTAÇÕES TERRENAS: Procurar garantir o melhor desempenho possível em todos os parâmetros do sistema que são potenciais contribuintes para interferência, especialmente a diretividade da antena, discriminação de polarização cruzada e os dispositivos de filtragem do caminho de recepção.

4 - COM AUTORIDADES REGULAMENTADORAS: Discutir com as agências regulamentadoras valores de limiar de proteção adequados, bem como critérios para seleção de novas posições para estações rádio e radar. Como citado anteriormente, o meio mais viável para a obtenção de tais valores é o empírico através de testes em campo e laboratórios.

Quanto aos valores de limiar de proteção adequados, que podem ser expressos pelo valor de C/I, apresentamos a seguir algumas sugestões de critérios presentes em documentação da INTELSAT, CCIR e Laboratórios BELL.

RESULTADOS INTELSAT

Encarando a interferência de radar sobre uma portadora via satélite como uma interferência de enlace terrestre, podemos recorrer a Recomendação 558 do CCIR, que lida com interferência terrestre em canais telefônicos PCM 8 bits via satélite e limita a potência total de interferência a 10% da potência total de ruído na entrada do demodulador (TEB=10^{-6}). Ou seja:

$$\left(\frac{C}{I}\right) \geq \left(\frac{C}{N}\right) + 10 \text{ dB},$$

onde C/N é a relação portadora ruído do sinal desejado.

Se não houver fontes relevantes de interferência na região da estação receptora além do sinal de radar, todos os 10% toleráveis podem ser associados a interferência por radar. Assumindo o valor de 4% para interferência proveniente de satélites adjacentes chegaríamos a um valor geral para C/I de:

$$\left(\frac{C}{I}\right) = \left(\frac{C}{N}\right) + 14 \text{ dB},$$

No caso de interferência por sinal pulsado em uma portadora QSPK de 2Mb/s, por exemplo, um fator de relaxamento pode ser incorporado à expressão acima, função do DC (DUTY CYCLE), já que como visto anteriormente, uma redução no valor de DC implica em melhor desempenho. Baseada em medidas e extrapolações, a INTELSAT propõe um fator de relaxamento R1 dependente do ciclo de carga, dado pela seguinte expressão:

$$R1 = 4 \log [40(100/DC) - 39] \text{ dB},$$

onde Dc é dado em percentagem.

Esta relação é aplicável para valores de DC que garantam pulsos do radar com comprimento maior que o intervalo da taxa de Nyquist. Por exemplo, para uma taxa de 2Mb/s, o intervalo de Nyquist é de 1 μs, o que, para um radar com PRF de 1 KHz, corresponde a um DC de 0.1 %.

Para ciclos de carga que geram pulsos com duração menor que 1 μs, um fator de relaxamento de 20 dB pode ser adicionado para cada fator de 10 na redução da duração do pulso do radar. Assim o fator adicional seria:

$$R2 = 20 \log (TN/tp)$$

para tp (tempo de pulso) menor que TN (tempo de Nyquist)

Desta forma, um critério para portadora QSPK (FDMA) de 2 Mb/s seria:

$$\left(\frac{C}{I}\right) \geq \left(\frac{C}{N}\right) + P - R$$

onde P = 14 dB

R = 4 log [40 (100/DC) - 39] para tp > TN

= 18,4 + 20 log (TN/tp) para tp < TN

Para portadoras QSPK de 64 Kb/s foi proposto o critério abaixo, considerando que o intervalo de Nyquist para esta taxa é 31,25 μs, o que corresponde a um DC de 3,125% para uma PRF de 1KHz:

$$\left(\frac{C}{I}\right) \geq \left(\frac{C}{N}\right) + P - R$$

onde P = 14dB

R = 3 log [2 (100/DC) - 1] para tp > 31,25 μs

= 14,45 + 20 log (31,25/tp) para tp < 31,25 μs

Na área de transmissão via radiovisibilidade existem vários resultados que sugerem critérios de interferência de radar. A fim de ilustrarmos as diferentes suscetibilidades dos sinais analógicos e digitais, apresentamos abaixo os critérios sugeridos pelos laboratórios Bell para rádio analógico [8] e pelo CCIR para rádio digital [9].

RESULTADOS BELL LABS - Na tabela abaixo, aparece a potência irradiada efetiva(ERP) máxima que pode ser tolerada sob várias condições proveniente de produtos harmônicos ou espúrios de radar caindo na faixa do canal de recepção. Os valores incluem uma margem de 30 dB para fading e uma distância de 50 Km entre repetidores.

Tab.V.1 - Níveis estimados de tolerância a produtos espúrios de radar

LOCALIZAÇÃO DO RADAR EM RELAÇÃO AOS RECEPTORES RÁDIO	ERP MÁXIMA DOS PRODUTOS ESPÚRIOS DO RADAR (dBm)	
	CANAIS DE TV	CANAIS DE TF
Qualquer posição que não seja próxima à estação	- 35	- 10
Na mesma estação rádio, com a antena do equipamento rádio com apontamento fora do apontamento do radar	+ 5	+ 30
Qualquer posição que não esteja ao longo de uma faixa de 1,5Km centrada em algum ponto da rota rádio	+ 15	+ 40

A conclusão da tabela anterior é que, a fim de permitir máxima liberdade na escolha da localização das estações de radar e de microondas, a emissão de radar nas frequências usadas para serviço de comunicação deve estar limitada a uma ERP de - 35 dBm. Também conclui-se que o sinal de TV é mais sensível que o de telefonia por um fator de 25 dB.

RESULTADOS GRUPO DE ESTUDO CCIR

Reconhecendo que é difícil determinar analiticamente um limiar de proteção para C/I no caso de interferência pulsada, já que a interferência é da forma de surto por natureza, um grupo de estudo do CCIR usou medidas de teste em campo e/ou laboratório como base para estimar o valor de C/I necessário para garantir interferência não prejudicial. Os resultados levaram aos seguintes valores:

TIPO DE MODULAÇÃO	C/I (dB)
QAM - 16	49
QAM - 64	55
QAM - 256	61

Para determinação dos valores acima, considerou-se que o limiar de C/I para garantir que uma interferência pulsada não levará à interrrupção do enlace é de 24, 30 e 36 dB para QAM-16, QAM-64 e QAM-256, respectivamente. Os 25 dB restantes visam proteger o enlace contra desvanecimento.

Broadband Interference Reduction Device

Description

The Broadband Interference Reduction Device (BIRD 1071) is a high performance interference canceller with wideband cancellation applications. Its' principal use is to minimise cross-polar interference in FM satellite TV channels during unfavourable propagation conditions.

BIRD 1071, installed at a satellite earth station receiver, will reduce cross-polar interference between two 20MHz FM TV channels and maintain high quality TV picture reception.

BIRD 1071 operates in both single and dual channel modes. In single channel mode BIRD 1071 operates on one satellite TV channel to reduce interference and improve picture quality. In dual channel mode BIRD 1071 enables high quality reception of two TV channels with opposite polarisation, on the same carrier frequency, even when isolation between the original carrier frequencies is reduced to 14dB.

Using a BIRD 1071 in the dual channel mode also allows an increase in channel capacity by eliminating the need to interleave satellite TV channels. For example, Intelsat's Occasional Use Global Beam TV Service has a maximum capacity of three 20MHz FM TV channels. Use of two BIRD 1071 cancellers enables four TV channels to be carried within the same frequency bandwidth.

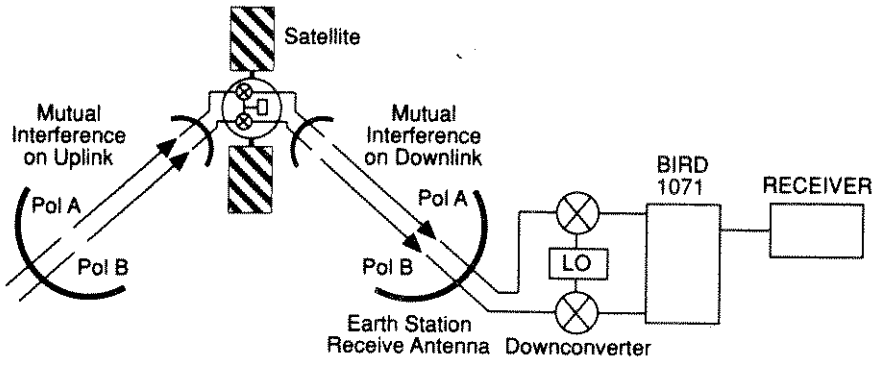
BIRD 1071 operates at an IF of 70MHz and is installed in the signal path between the downconverter and the receiver IF modules in the satellite earth station. It is compatible with the NTSC, PAL and SECAM video standards. Future versions will incorporate the MAC standards.

Features

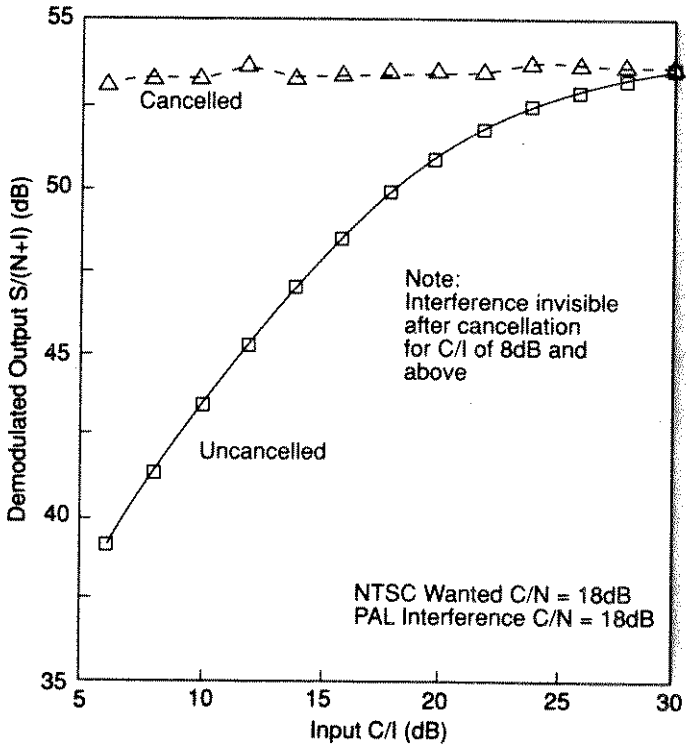
- High quality TV reception
- Fully Automatic: No user operation required once installed
- Compatible Video Standards: NTSC—PAL—SECAM
- Additional capacity
- Selectable IF Filter: For operation with other TV channel bandwidths
- 19" Rack Enclosure

Certificate Number FM 22250

BIRD 1071 APPLICATION AND PERFORMANCE



BIRD 1071 Configured in Single Channel Mode for cancellation of cross-polar interference.



BIRD 1071 performance, in single channel mode, cancelling interference from a 20MHz FM PAL carrier onto a 20MHz FM NTSC carrier at the same centre frequency. The isolation between the channels is given by the carrier to interference (C/I) ratio.

PRODUCT SAFETY INFORMATION IS AVAILABLE ON REQUEST

Northern Telecom Europe Limited
Radio & Microwave
Brixham Road, Paignton, Devon, TQ4 7BE
Telephone: 44 (0) 803 662720
Telex: 42437 STCPAI G
Fax: 44 (0) 803 662806

Performance figures and data in this document are typical and must be specifically confirmed in writing by Northern Telecom Limited before they become applicable to any particular order or contract. The company reserves the right to make alterations or amendments to the detail specification at its discretion. The publication of information in this document does not imply freedom from patent or other rights of Northern Telecom Europe Limited or others.

© Northern Telecom Limited 1992

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

Neste trabalho, após uma apresentação dos conceitos fundamentais envolvidos em uma transmissão via satélite, procuramos analisar a natureza, principais efeitos e resultados reportados em outros trabalhos referentes às principais fontes de interferência presentes em um enlace digital via satélite, contra as quais não existe proteção suficiente nos cálculos convencionais para dimensionamento de enlace. As principais conclusões foram:

- A interferência devido a ruído solar acontece 2 vezes por ano em horário e com duração previsíveis para cada enlace. A intensidade da degradação provocada por este tipo de ruído varia diretamente com o diâmetro da antena de recepção e inversamente com a frequência

- A intensidade da cintilação ionosférica varia diretamente com o número de "sunspots" presentes em regiões de média e baixa latitude, sendo considerada como forte quando provoca variação de amplitude da ordem de 8 dB, podendo durar de poucos segundos até vários minutos. Este fenômeno tem intensidade inversamente proporcional à latitude da estação afetada e à frequência do sinal.

- A interferência proveniente de radar atinge sinal de televisão e de telefonia de formas diferentes; o sinal de TV apresenta-se suscetível a sinal de radar com potência da ordem de 25 dB menor que aquele capaz de afetar o sinal de telefonia. Quanto maior o valor do ciclo de carga empregado no sinal de radar, maior será a degradação no sinal desejado.

Através de medidas por nós realizadas na estação de Morungaba (São Paulo) durante o ano de 1993, pudemos verificar os efeitos naquela região das fontes de degradação referidas acima, sendo que as principais conclusões a que chegamos foram:

- A elevação da potência de ruído durante o ruído solar é suficiente para interromper as comunicações do enlace satélite, podendo cheqar a valores superiores a 20 dB
- O sinal de TV mostrou-se mais suscetível à degradação que o sinal de telefonia.

- Para o caso de portadoras digitais FDM/QPSK, verificamos que uma elevação de ruído da ordem de 8 dB elevou a TEB para 10^{-3}, e que quando o ruído chegou a 14 dB perdeu-se completamente a comunicação.

- A cintilação ionosférica ocorreu em períodos diferentes entre 22:00h e 01:00h de alguns dias do ano.

- No período em que as medidas foram realizadas o valor máximo de variação de potência observado foi de aproximadamente 6 dB, não sendo suficiente para interromper a comunicação.

Foram apresentadas também sugestões de contramedidas para combater as 3 fontes de degradação descritas, sendo que as conclusões mais significativas foram:

- No combate aos efeitos de interferência as opções convencionais para proteção e cancelamento de interferência devem ser analisadas, quais sejam: anteparos, projetos especiais de antena, filtros e cancela-dores. Cada uma apresenta vantagens e desvantagens de ponto de vista de custo, complexidade, eficiência, faixa de frequência atingida, etc., que devem ser levadas em conta na busca da melhor solução.

- Especificamente para o combate do ruído solar, apresentamos a sugestão, presente em outros trabalhos, do uso de um sistema reserva de satélite/estação receptora para ser usado durante a interferência e a nossa proposta de desapontamento proposital da antena receptora, vantajosa sob todos os pontos de vista analisados.

- Quanto à cintilação ionosférica, baseados em resultado teórico publicado, estimando que sinais na faixa de 4 GHz apresenta uma distância de correlação da ordem de 20 metros, sugerimos que o emprego de uma antena reserva, localizada no mesmo "site" da principal, para receber o tráfego durante a cintilação no caminho da antena principal pode resolver este problema.

Através das duas propostas por nós apresentadas para combate ao ruído solar/cintilação ionosférica, abrimos duas linhas de pesquisa que pretendemos conduzir no próximo ano na estação de Morungaba. Estas pesquisas certamente fornecerão subsídios para consolidarmos nossas conclusões quanto à eficácia das contramedidas propostas, o que, esperamos, permitirá que de uma forma simples e de baixo custo seja incrementada a qualidade das transmissões empregando enlaces via satélite.

REFERÊNCIAS

[1] Siemens Aktiengesellschaft, "Satellite Communications - A general guide", Berlin, 1972.

[2] K. Sam, Shanmugan, "Digital and Analog Communications Systems", John Wiley & Sons, Inc., 1978.

[3] Feher K., "Digital modulation techniques in an interference environment", Don White Consultants, Inc., Germantown, 1977.

[4] C.J. Welejsza, Jr., "Effects of oscillator phase noise on PSK demodulation", COMSAT Technical Review, vol.6, nº1, spring 1976.

[5] INTELSAT, "Digital Technology - a handbook", pp. IV-18,19, december 1989.

[6] Klaus G. Johannsen, "Combating sun outage in satellite TV distribution systems", IEEE Transactions on Broadcastings, vol.34, nº 1, pp. 18-23, march 1988.

[7] CCITT Report 263-7, "Ionospheric effects upon earth-space propagation", 1990.

[8] Brazilian contribution to INTELSAT, "Ionospheric Scintillation of signals received at Tanguá", may 1972.

[9] T. Mizuno, S. Prasanna, R. Manobrar, "Sharing Problems for FSS in extended C-Bands", INTELSAT Technical Memorandum, january 1988.

[10] R. L. Robbins, "Radar Interference with microwave radio", Bell Laboratories Record, april 1969.

[11] CCIR document 9A/TEMP/5-E, "Effects of unwanted emission from radar systems in the radiodetermination service on systems in the fixed service", june 1991.

[12] Report prepared by Comsearch for INTELSAT, "Interference prediction and reduction techniques for small earth stations", contract INTEL-718, september 1989.

[13] Kung Chie Yeh, Chao-Han Liu, "Radio Wave Scintillations in the Ionosphere", Proceedings of the IEEE, vol.70, nº 4, pp. 324-359, april 1982.