

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL
EM SISTEMAS AMDT VIA SATÉLITE

Adelino M.O. Cabral

Orientador: Dalton Soares, Arantes †

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
Elétrica, Departamento de Comunicações,
como parte dos requisitos para a obtenção
do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Outubro 1990

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por ADELINO M. O. CABRAL
e aprovada pela Comissão
Julgadora em 29 / 10 / 90.

Orientador

UNICAMP
BIBLIOTECA GERAL

AGRADECIMENTOS

Desejo agradecer ao Prof. Dr. Dalton Soares Arantes, pela oportunidade de realizar este trabalho sob sua orientação, bem como pelas suas contribuições e discussões para que pudesse completá-lo.

Agradeço ainda ao Prof. Dr. Fábio Viollaro, ao Prof. Lee Luan Ling e ao Prof. Renato Baldini Filho por suas relevantes contribuições neste trabalho. Agradeço ainda às secretárias, datilografas, desenhistas e a todas as pessoas que direta ou indiretamente ajudaram-me na elaboração deste trabalho.

Agradeço aos meus pais e
meus familiares pelo incentivo
ao conhecimento, pelo apoio e
compreensão.

RESUMO

Este trabalho pretende descrever um dos métodos de aquisição inicial de janela temporal empregado em comunicações via satélite, quando se faz uso da técnica de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (AMDT). O método descrito emprega como código de aquisição um simples pulso de FI de pequena duração e com baixo nível de potência.

ÍNDICE

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1-CONSIDERAÇÕES GERAIS EM COMUNICAÇÕES VIA SATÉLITE	001
1.1 - INTRODUÇÃO	002
1.2 - ALGUMAS INFORMAÇÕES ACERCA DOS SATÉLITE GEOESTACIONÁRIOS	002
1.3 - DIFERENTES TÉCNICAS DE ACESSO AO SATÉLITE	004
1.4 - PROCESSAMENTO DA INFORMAÇÃO A SER TRANSMITIDA	007
1.5 - SINCRONIZAÇÃO DE QUADRO	009
1.6 - QUADRO TÍPICO DE UM SISTEMA AMDT	012
1.7 - EQUIPAMENTO COMUM DE CONTROLE	015
CAPÍTULO 2 -SINCRONISMO EM SISTEMAS AMDT	017
2.1 - INTRODUÇÃO	018
2.2 - CÁLCULO DO INSTANTE DE TRANSMISSÃO DOS SURTOS DE UMA ESTAÇÃO TERRENA	018
2.3 - SINCRONISMO EM SISTEMAS DE MALHA-ABERTA E DE MALHA FECHADA	023
2.4 - SINCRONISMO DE SURTO EM SISTEMAS AMDT DE MALHA FECHADA	025
2.5 - AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL	032
CAPÍTULO 3 -MÉTODOS DE AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL COM BAIXO NÍVEL DE POTÊNCIA	045
3.1 - INTRODUÇÃO	046

3.2 - CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE AQUISIÇÃO INICIAL	046
3.3 - MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº1	047
3.4 - MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº2	055
3.5 - MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº3	059
3.6 - MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº4	072
3.7 - MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº5	079
3.8 - MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº6	083
3.9 - ETAPA FINAL DA AQUISIÇÃO INICIAL	089

CAPÍTULO 4 -COEXISTÊNCIA DO SINAL DE AQUISIÇÃO E DOS SURTOS DE DADOS	093
4.1 - INTRODUÇÃO	094
4.2 - INTERFERÊNCIA CAUSADA PELO PULSO DE AQUISIÇÃO NUM SURTO DE DADOS COM POTÊNCIA NORMAL DE TRANSMISSÃO	094
4.3 - CONSIDERAÇÃO SOBRE A UTILIZAÇÃO DA PRESENTE TÉCNICA DE AQUISIÇÃO INICIAL	101
4.4 - O PROBLEMA DA SIMULTANEIDADE NA REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO INICIAL	102
4.5 - DIVISÃO TEMPORAL PARA A REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO INICIAL	104

CAPÍTULO 5 -DESCRIBÇÃO QUANTITATIVA DO PROCESSO AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL	108
5.1 - INTRODUÇÃO	109
5.2 - MODELO SIMPLIFICADO DE HARDWARE PARA AQUISIÇÃO INICIAL	109
5.3 - CARACTERIZAÇÃO DO SINAL DE AQUISIÇÃO	112
5.4 - CARACTERIZAÇÃO DO SINAL PRESENTE NA JANELA DE AQUISIÇÃO	114

5.5 -	RESPOSTA DO FILTRO PASSA BANDA DE FAIXA ESTREITA AO SINAL DE AQUISIÇÃO	115
5.6 -	CARACTERIZAÇÃO DO SINAL DE AQUISIÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DO FILTRO(ω_0)	125
5.7 -	CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE PROBABILIDADE DA ENVOLTÓRIA PARA O SINAL PRESENTE	129
5.8 -	CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE PROBABILIDADE DA ENVOLTÓRIA NA AUSÊNCIA DO SINAL	137
5.9 -	DETERMINAÇÃO DA VARIÂNCIA DO RUÍDO NA SAÍDA DO FILTRO PASSA FAIXA	
5.10 -	DETERMINAÇÃO DO INSTANTE DE AMOSTRAGEM DO SINAL NA SAÍDA DO DETECTOR DE ENVOLTÓRIA	145
5.11 -	NORMALIZAÇÃO DAS DISTRIBUIÇÕES DE PROBABILIDADES CALCULADAS	146
5.12 -	PROBABILIDADES DE ERRO NA TOMADA DE DECISÃO	149
5.13 -	DECISÃO MAJORITÁRIA	155
5.14 -	CÁLCULO DA DURAÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO	156

CAPÍTULO 6 - CIRCUITO DE AGC PARA CONTROLE DA FLUTUAÇÃO DO SINAL DE AQUISIÇÃO		158
6.1 -	INTRODUÇÃO	159
6.2 -	LINEARIZAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO	161
6.3 -	PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS DO SISTEMA	169
6.4 -	CIRCUITO DE CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO COM "SAMPLE HOLD"	178

6.5 - ERRO ACRESCIDO DEVIDO AO RUÍDO NO CIRCUITO DE AGC COM "SAMPLE HOLD"	180
CONCLUSÃO	183
APÊNDICE A	185
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	197

CAPÍTULO 1

CONSIDERAÇÕES GERAIS EM COMUNICAÇÕES VIA SATÉLITE

1.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é dar uma idéia básica de alguns pontos importantes em comunicações via satélite, visando principalmente localizar o processo de Aquisição Inicial de Janela Temporal (quando se faz uso da técnica de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo) dentro de um contexto geral.

1.2. ALGUMAS INFORMAÇÕES ACERCA DOS SATÉLITES GEOESTACIONÁRIOS

Um satélite é caracterizado como geostacionário quando sua órbita é localizada sobre o equador e sua altitude especial de 35.800 km lhe permite cobrir uma volta ao redor da Terra, exatamente no mesmo tempo de uma rotação terrestre, de tal modo que o satélite girando no mesmo sentido de rotação da Terra será considerado estacionário.

Devido a tal localização, (Fig. 1.1), as comunicações via satélite possuem características próprias [1]:

- aproximadamente $1/3$ da superfície da Terra está sob a vista do satélite, o que permite um grande número de estações terrenas, distantes entre si, intercomunicarem-se através de uma antena de cobertura global do satélite;
- devido à grande distância entre as estações terrenas e o satélite, os sinais de recepção chegam sempre muito enfraquecidos;

- essa mesma distância provoca um atraso de propagação de aproximadamente 270 m segs, sendo 135 m segs o atraso correspondente a cada enlace: de subida e de descida;
- diferentes estações possuem diferentes distâncias até o satélite e portanto diferentes tempos de atraso de propagação;
- uma outra característica bem particular é que o satélite não é um repetidor fixo, ao contrário, ele está constantemente se movendo no espaço em torno de uma posição nominal;
- os sinais enviados do satélite para a Terra atingem todos os receptores cobertos pela antena retransmissora do satélite.

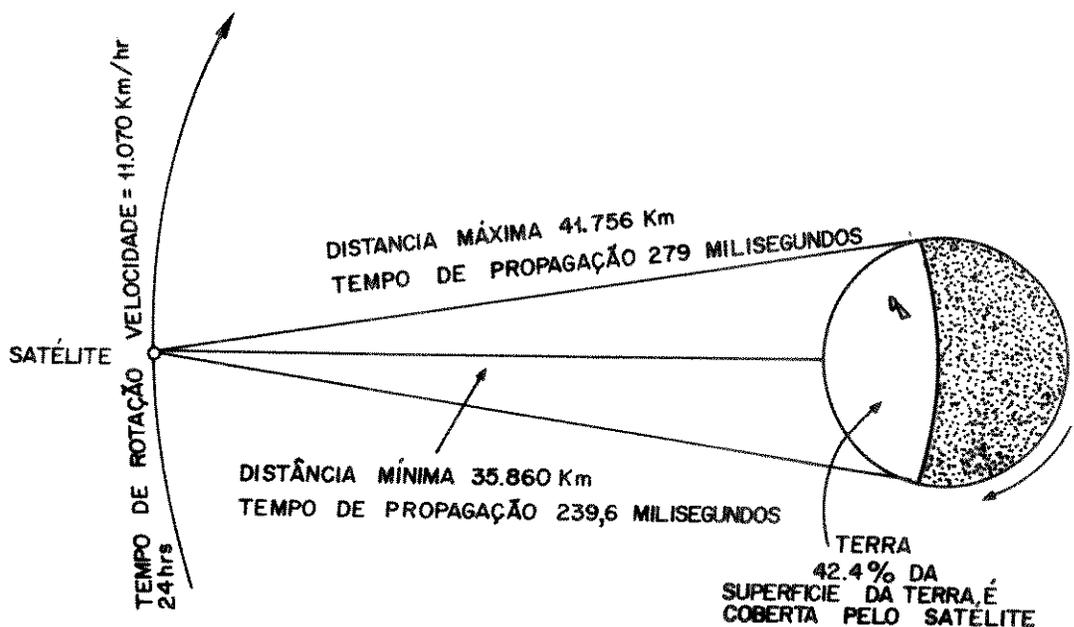


Fig. 1.1 - Distância e tempo de propagação de um satélite geosíncrono

Para o estudo em questão, a parte do satélite que mais se destaca é o "Transponder". O "Transponder" será considerado aqui, simplificada, como uma parte do satélite onde os sinais são recebidos, pré-amplificados, transladados em frequência e retransmitidos de volta. Os satélites atuais possuem vários "Transponders" operando simultaneamente em diferentes faixas de frequências. Em geral, os "Transponders" possuem uma faixa de frequência muito grande, a qual é suficiente para transmitir um canal de TV em cores, por exemplo. Seu principal componente é o amplificador de potência, em geral operando com "Traveling Wave Tube" (TWT). Devido a não linearidade do TWT, quando operado próximo da saturação, duas ou mais portadoras amplificadas simultaneamente tendem a se intermodularem impedindo que o TWT possa ser operado na máxima potência.

1.3. DIFERENTES TÉCNICAS DE ACESSO AO SATÉLITE

Acesso múltiplo se refere ao fato de um conjunto de estações terrenas fazerem uso de um mesmo "Transponder", visando a comunicação mútua [1, 2, 3]. Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (AMDT) é uma técnica de acesso múltiplo entre as estações terrenas pertencentes ao conjunto, na qual o uso do "Transponder" é dividido sequencialmente no tempo. Assim, durante breves intervalos de tempo designados a uma dada estação, esta faz uso exclusivo de toda a faixa de frequência e de toda a potência do "Transponder" para a transmissão de suas informações (Fig. 1.2).

Por outro lado, na técnica de Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência (AMDF), todas as estações terrenas pertencentes ao conjunto acessam simultânea e continuamente o "Transponder", através de uma divisão da faixa de frequências (Fig. 1.3).

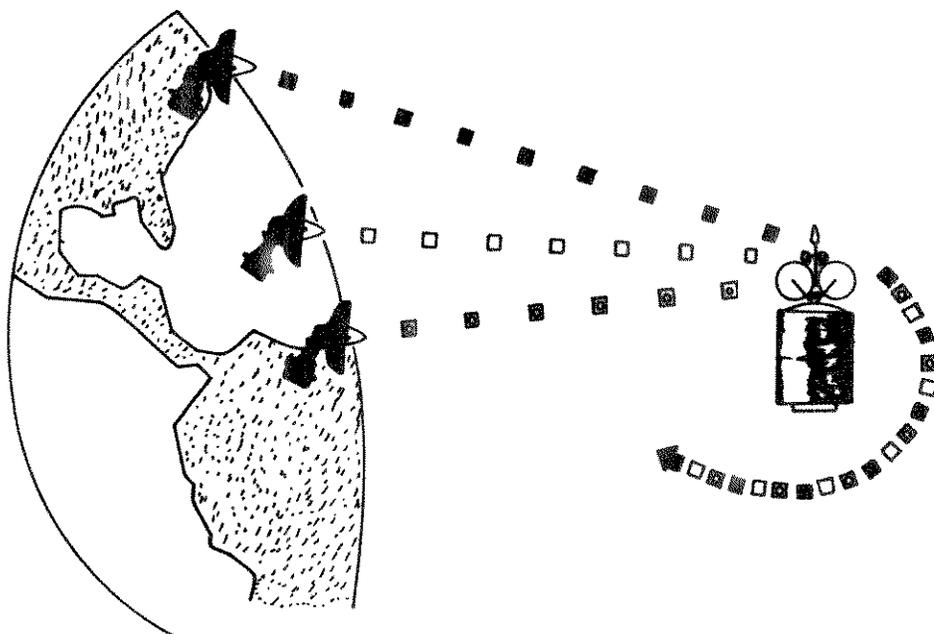


Fig. 1.2 - Conceito de sistema AMDT

Na técnica AMDT, tem-se apenas uma portadora sendo amplificada em um dado instante, podendo o TWT ser operado bem próximo da saturação, fazendo assim uso da máxima potência disponível sem a ocorrência de problemas de intermodulação. Uma simplificação decorrente da técnica AMDT é que todas as estações que fazem uso de um mesmo "Transponder" utilizam a mesma portadora na transmissão (f_t) e a mesma portadora na recepção (f_r). Com isso, simplifica-se grandemente o plano de distribuição de frequências entre as várias estações, mas se faz necessária a introdução de alguma informação extra para diferenciar os sinais das várias estações terrenas.

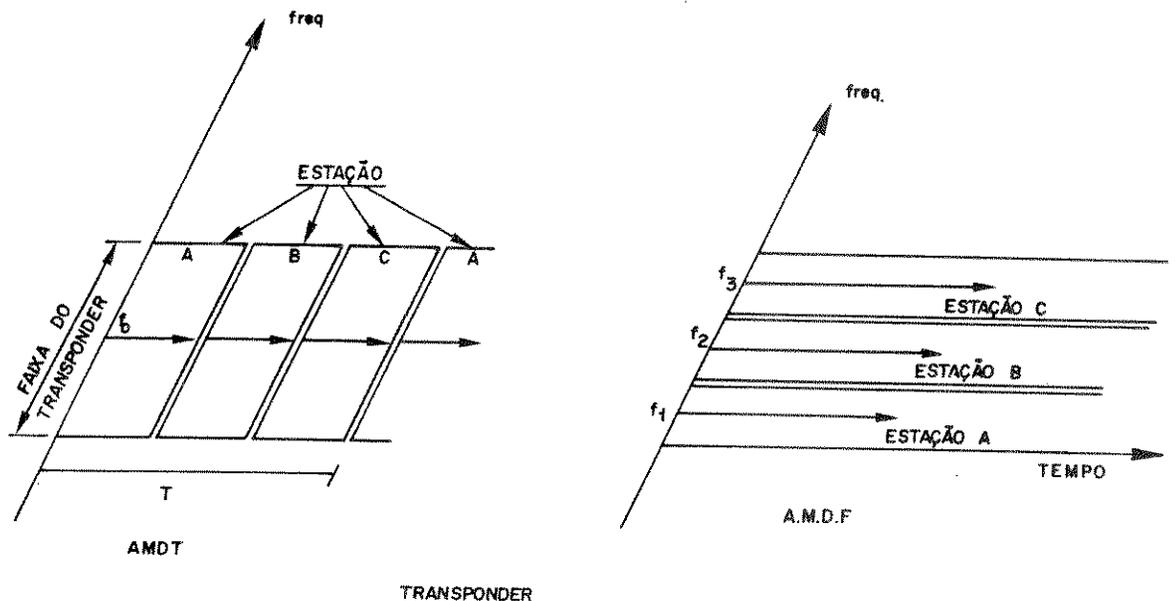


Fig. 1.3 - Distinção entre as técnicas AMDT e AMDF

Na técnica AMDF, o TWT amplifica simultaneamente mais de uma portadora e portanto deve-se ter cuidados ao operá-lo próximo da saturação. Há ainda a necessidade de se ter um plano de distribuição de frequências para alocar as várias estações pertencentes ao conjunto às respectivas faixas de frequência do "Transponder". Desse modo, os sinais das diferentes estações são identificados pela frequência de sua portadora.

Uma vez que o processo de Aquisição Inicial de Janela Temporal é utilizado na técnica de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo, as seções

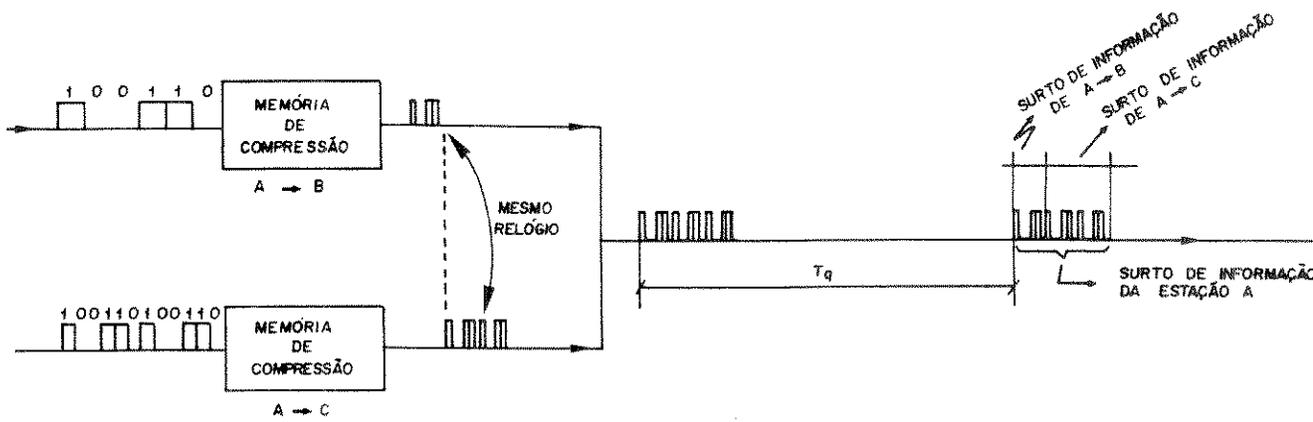
seguintes procuram descrever alguns pontos considerados de interesse para um melhor entendimento dessa técnica.

1.4. PROCESSAMENTO DA INFORMAÇÃO A SER TRANSMITIDA

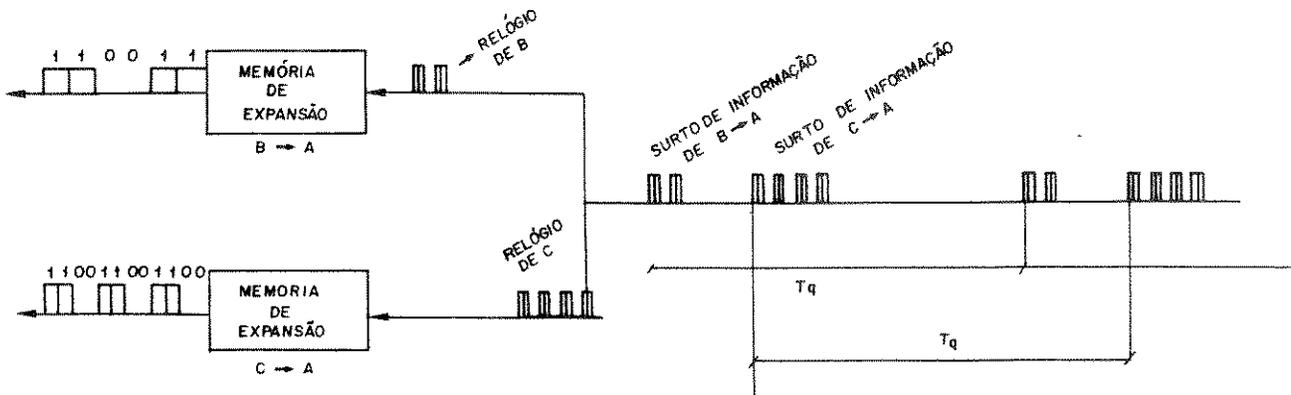
Supondo, para efeito de estudo, que o conjunto de estações seja formado por apenas três estações terrenas A, B e C, a informação a ser transmitida da estação "A" para a estação "B" será considerada já na forma digital, formando um conjunto agregado de bits de informação (no formato PCM, por exemplo) [4]. Os bits de informação da estação "A" para "B" são armazenados numa memória de compressão da estação "A", o mesmo ocorrendo com os bits de informação da estação "A" para a estação "C", que são armazenados em uma outra memória de compressão.

Quando a estação "A" recebe um comando para iniciar seu período de transmissão, no momento adequado os bits de informação contidos nas memórias de compressão são lidos seqüencialmente numa taxa mais elevada que a taxa do sinal original, causando assim um surto de bits de informação. Assim, o surto de bits de informação da estação "A" pode ser considerado como sendo formado por dois sub-surtos, cada um correspondendo aos bits lidos das diferentes memórias de compressão. Finda a leitura das várias memórias de compressão, a estação espera um certo período até que elas estejam novamente carregadas para repetir então o processo de leitura. O mesmo processo ocorre também nas estações "B" e "C" (Fig. 1.4).

A taxa de bits com que as memórias de compressão das estações são lidas é fornecida por um relógio mestre, próprio de cada estação, mas que deve aproximar-se ao máximo dos relógios mestres das demais estações. Assim sendo,



a - TRANSMISSÃO COM MEMÓRIA DE COMPRESSÃO



b - RECEPÇÃO COM MEMÓRIA DE EXPANSÃO

Fig. 1.4 - Processamento da informação

o intervalo de tempo em que cada estação utiliza o "Transponder" depende da quantidade de bits a ser enviada e da taxa com que os bits de informação são lidos das memórias de compressão.

Na transmissão, o que se tem são bits entrando ininterruptamente na memória de compressão a uma dada taxa e surtos de bits de taxa mais elevada saindo durante um breve intervalo de tempo fixo, com um dado período de repetição. Na recepção, tem-se o processo inverso, onde apenas os subsurtos de informação destinados à estação receptora são extraídos do surto de informação total. Cada um desses sub-surtos é em seguida dirigido à respectiva memória de expansão para ser lido continuamente na taxa original. Assim sendo, apesar de as estações terrenas ocuparem o "Transponder" em intervalos de tempo intercalados, os usuários comunicam-se ininterruptamente, tornando o conjunto estação transmissora, satélite e estação receptora transparente ao usuário, desconsiderando-se, naturalmente, o atraso de propagação inerente às comunicações via satélite.

Entretanto, como será visto mais tarde, os surtos de bits transmitidos pelas estações terrenas não consistem unicamente do surto de informação. Por ora, a seção seguinte irá se preocupar em descrever como os surtos de bits das estações terrenas podem ocupar o "Transponder" em intervalos de tempo intercalados, sem que haja a sobreposição dos mesmos e a conseqüente perda de informação.

1.5. SINCRONIZAÇÃO DE QUADRO

O sincronismo de quadro é fornecido por uma estação do conjunto chamada estação de referência [5]. O sincronismo de quadro consiste na transmissão independente de surtos de referência, com alguns poucos bits e com um período " T_q " fixo, chamado período de quadro. Esse intervalo de tempo entre os surtos de referência consecutivos é fornecido pelo relógio mestre da estação de referência.

Os surtos de referência ocupam o "Transponder" com o mesmo período " T_q " com que foram transmitidos, definindo intervalos de ocupação do "Transponder". Cada intervalo de ocupação do "Transponder" é subdividido em intervalos de tempo menores, chamados janelas temporais. A cada estação terrena é atribuída uma janela temporal de modo que o surto de bits por ela transmitido ocupe o "Transponder" somente na janela temporal a ela designada (Fig. 1.5).

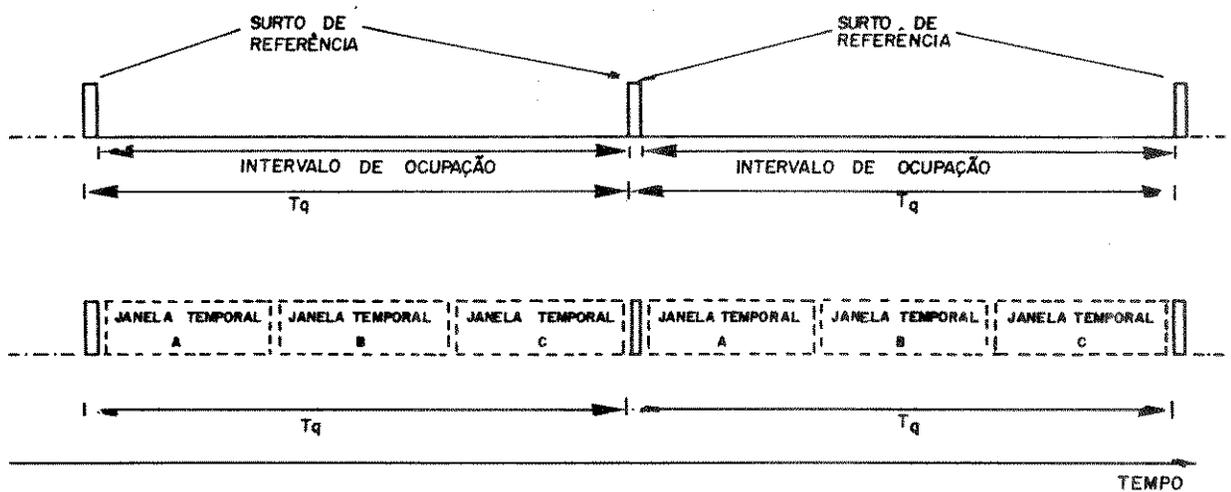


Fig. 1.5 - Ocupação do "Transponder"

Considerando-se que todas as estações do conjunto estão sendo cobertas pela mesma antena retransmissora do satélite, os surtos de referência, e os demais surtos, depois de passarem pelo satélite, são recebidos por todas as estações do conjunto, sofrendo nesse ínterim o atraso de propagação que é particular para cada estação.

Uma vez que cada estação receptora possui em sua memória a posição relativa entre o surto de referência e os demais surtos de bits que compõem

o quadro (Fig. 1.5), todas as estações do conjunto estão aptas a receber as informações a ela destinadas. Para tanto, basta a detecção do surto de referência para a obtenção das posições reservadas para os surtos de bits das demais estações (inclusive seu próprio surto), e conseqüentemente dos subsurtos de informação destinados a estação receptora. Portanto, a simples transmissão do surto de referência, juntamente com o conhecimento da posição relativa entre o surto de referência e os demais surtos de bits é suficiente para a obtenção do sincronismo de recepção.

Com respeito à transmissão, a detecção dos surtos de referência fornecerá a cada estação o período " T_q " com o qual ela deverá fazer a transmissão de seus surtos de bits. Assim, se a transmissão ocorre num tempo " t_o ", ela deverá se repetir nos instantes $t_o + T_q$; $t_o + 2T_q$; etc. O mesmo se sucede com o intervalo de leitura das memórias de compressão que deverá repetir-se com o mesmo período " T_q ".

Obviamente, as afirmações do parágrafo anterior só serão rigorosamente corretas quando o satélite permanecer imóvel em relação à terra. Como o satélite movimenta-se constantemente, há a necessidade de se fazer correções freqüentes nos tempos de transmissão, levando em consideração tal movimento.

Como já foi dito, toda estação tem armazenada na memória qual deve ser a posição relativa entre o surto de referência e seu surto de bits, quando estes ocupam o "Transponder". Assim, inicialmente, a única estação em condições de iniciar a transmissão é a estação de referência, uma vez que a posição relativa entre o surto de referência e seu próprio surto de bits permanece inalterada, ainda que haja movimentação do satélite.

Quanto às demais estações do conjunto, só será possível a

transmissão de seus surtos de bits, de modo que ocupem o "Transponder" somente nas janelas temporais a elas designadas, se além da recepção periódica dos surtos de referência, obtiverem também informação sobre a posição do satélite.

Conseqüentemente, devido a essa constante movimentação do satélite, vê-se que há a necessidade de uma sincronização complementar, uma vez que os tempos de transmissão irão variar com o movimento do satélite (excessão feita aos tempos de transmissão da estação de referência). Observe que, quando o satélite muda de posição, as distâncias entre o satélite e as estações terrenas não variam igualmente, havendo portanto a necessidade de correções diferentes nos tempos de transmissão de cada estação.

Essa sincronização complementar (Sincronização Estacionária de Surto) citada acima, será descrita de maneira mais detalhada no próximo capítulo, assim como a obtenção inicial do tempo de transmissão do surto de bits (Aquisição Inicial de Janela Temporal) a partir da recepção periódica dos surtos de referência e da posição exata do satélite, para uma estação qualquer.

1.6. QUADRO TÍPICO DE UM SISTEMA AMDT

Como foi dito, o surto de bits de uma estação qualquer não se constitui unicamente dos bits de informação. A seguir descreve-se como pode ser constituído o surto de bits de uma estação e de como se constitui um quadro típico de um sistema AMDT [2, 3, 5]. Conforme mostrado na Figura 1.6, o surto de bits de uma estação compõe-se de:

1. CR ("Carrier Recovery") - Os bits que compõem o surto de informação de uma dada estação são sempre modulados numa frequência intermediária (FI), modulação essa que pode ser por exemplo a QPSK, antes de serem

translados para uma frequência de RF e enviados ao satélite. Para que haja demodulação coerente dos bits que compõem o surto de informação da estação, faz-se necessário acrescentar a esse surto de informação alguns bits que informem acerca da portadora (FI) da estação. Esses bits são chamados de bits de recuperação da portadora.

2. B.T.R. ("Bit Timing Recovery") - Os bits que compõem o surto de informação de uma dada estação transmissora foram lidos das memórias de compressão numa taxa fornecida pelo relógio mestre dessa estação. Na recepção, essa taxa é necessária para que haja uma perfeita amostragem dos bits que compõem o surto de informação dessa estação. Os bits que permitem à estação recuperar a taxa com que os bits foram lidos em sua estação de origem são chamados de bits de recuperação de relógio.

3. PU (Palavra Única) - Toda a vez que uma estação receptora tem que recuperar a portadora e o relógio de uma dada estação transmissora, o tempo gasto nessa recuperação não é fixo. Portanto, o conjunto de bits que compõem o CR/BTR deve ter tamanho tal que assegure essa recuperação. Por outro lado, a estação receptora não sabe qual o instante preciso em que se inicia o surto de informação. Os bits que seguem o CR/BTR e que ao serem detectados indicam o início dos surtos de informação são chamados de palavra única.

4. S.I.C. ("Station Identification Code") - Como foi dito anteriormente, num sistema AMDT, há a necessidade de se identificar os surtos de bits das diferentes estações. Os bits que identificam a que estação transmissora pertence o surto que está sendo processado são chamados de código de identificação da estação.

Como ilustrado na Figura 1.6, o surto de referência se resume ao conjunto de bits CR/BTR, PU e SIC. Os demais surtos de bits são constituídos também por esse conjunto de bits (particular para cada estação), seguido pelo surto de informação da estação. Dessa forma, o quadro típico é formado pelo

surto de referência seguido dos surtos de bits das demais estações.

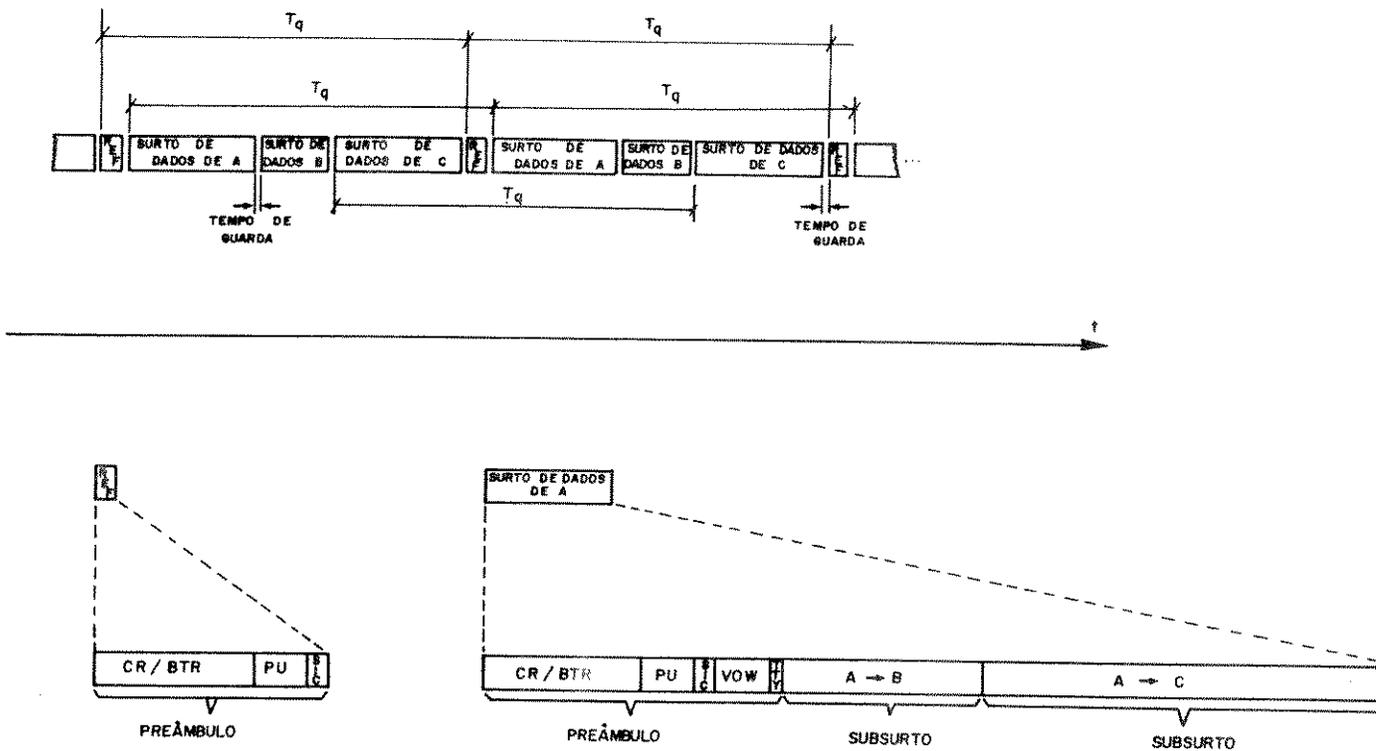


Fig. 1.6 - Estrutura típica de um quadro AMDT

O conjunto de bits que precedem o surto de informação de uma dada estação, e que é destinado ao controle das estações receptoras, é chamado de preâmbulo. O preâmbulo e o surto de informação irão constituir o surto de dados da estação. Com as informações contidas no preâmbulo, mais as

informações contidas na memória da estação e a detecção periódica do surto de referência, qualquer estação receptora está apta a identificar e receber toda a informação a ela dirigida.

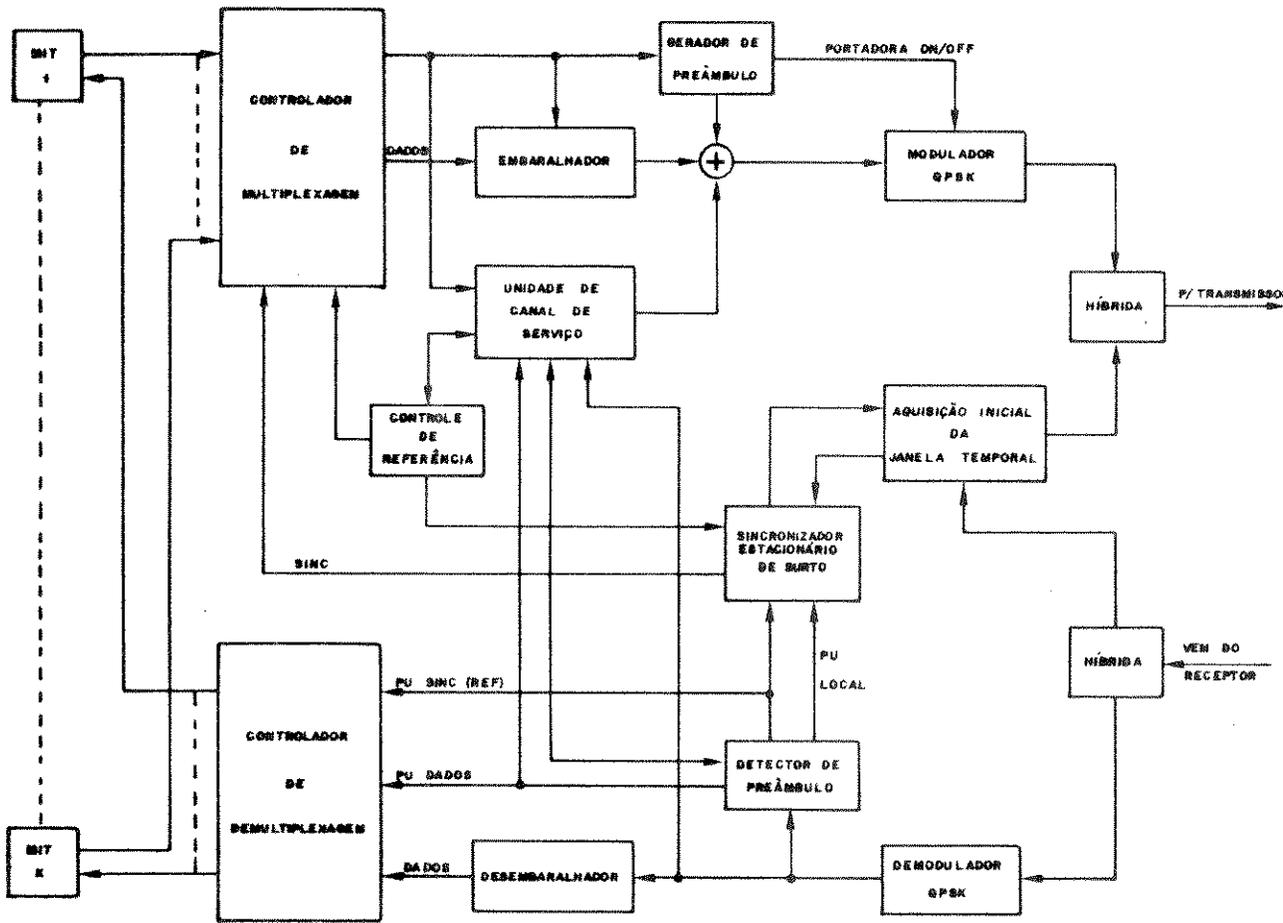
Ainda pela Figura 1.6, nota-se que os preâmbulos dos surtos de dados podem conter outros conjuntos de bits, tais como:

1. VOW ("Voice Order Wire") - Canal de serviço para as estações terrenas manterem comunicação oral entre si.
2. TTY ("Teletype") - Canal de serviço para o envio de informações de cunho geral através de algum teletipo.

Devido a inevitáveis imperfeições da sincronização é necessário deixar um pequeno espaço temporal entre surtos adjacentes denominado tempo de guarda. O tempo de guarda, os preâmbulos dos surtos de dados e o surto de referência são necessários para o funcionamento do sistema em si, não constituindo informação útil para o usuário. Assim sendo, define-se eficiência de quadro como a razão entre o tempo destinado apenas à informação útil (surtos de informação) em um quadro e o tempo de quadro (t_q) [6].

1.7. EQUIPAMENTO COMUM DE CONTROLE

Para encerrar este capítulo, mostra-se a seguir, apenas para efeito de ilustração, o diagrama de blocos simplificado de uma parte da estação terrena chamada Equipamento Comum de Controle (ECC) [7]. Pode-se identificar nele alguns blocos que realizam funções já descritas.



*MIT-Módulo de Interface terrestre

Fig. 1.7 - Diagrama de Blocos do Equipamento Comum de Controle

CAPÍTULO 2

SINCRONISMO EM SISTEMAS AMDT

2.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior verificou-se a falta de um sincronismo complementar necessário para que os surtos de dados transmitidos ocupassem o "Transponder" na janela temporal a eles designada. Este capítulo procura estudar esse sincronismo complementar que passar-se-á a chamar Sincronismo de Surto. O sincronismo de surto consiste em se localizar a janela temporal designada à estação, e manter seu surto de dados confinado, ao máximo, em torno de sua posição nominal, dentro do quadro de recepção. O sincronismo de surto pode ser desenvolvido por métodos diferentes dependendo do tipo de sistema AMDT em questão.

2.2. CÁLCULO DO INSTANTE DE TRANSMISSÃO DOS SURTOS DE UMA ESTAÇÃO TERRENA

Retomando novamente o problema do sincronismo inicial, procura-se, agora, dar uma idéia simples de como uma estação terrena que não seja a estação de referência, pode obter o correto sincronismo (sincronismo de surto) com as demais estações que compartilham de um mesmo transponder [8]. Em outras palavras, cada estação deve ser capaz de transmitir seu surto de dados de modo que este ocupe o transponder a partir de uma posição pré-estabelecida situada a "Y" segs após o surto de referência. Isso aparece ilustrado na Figura 2.1, na qual se estabeleceu ser a estação "A" a estação de referência.

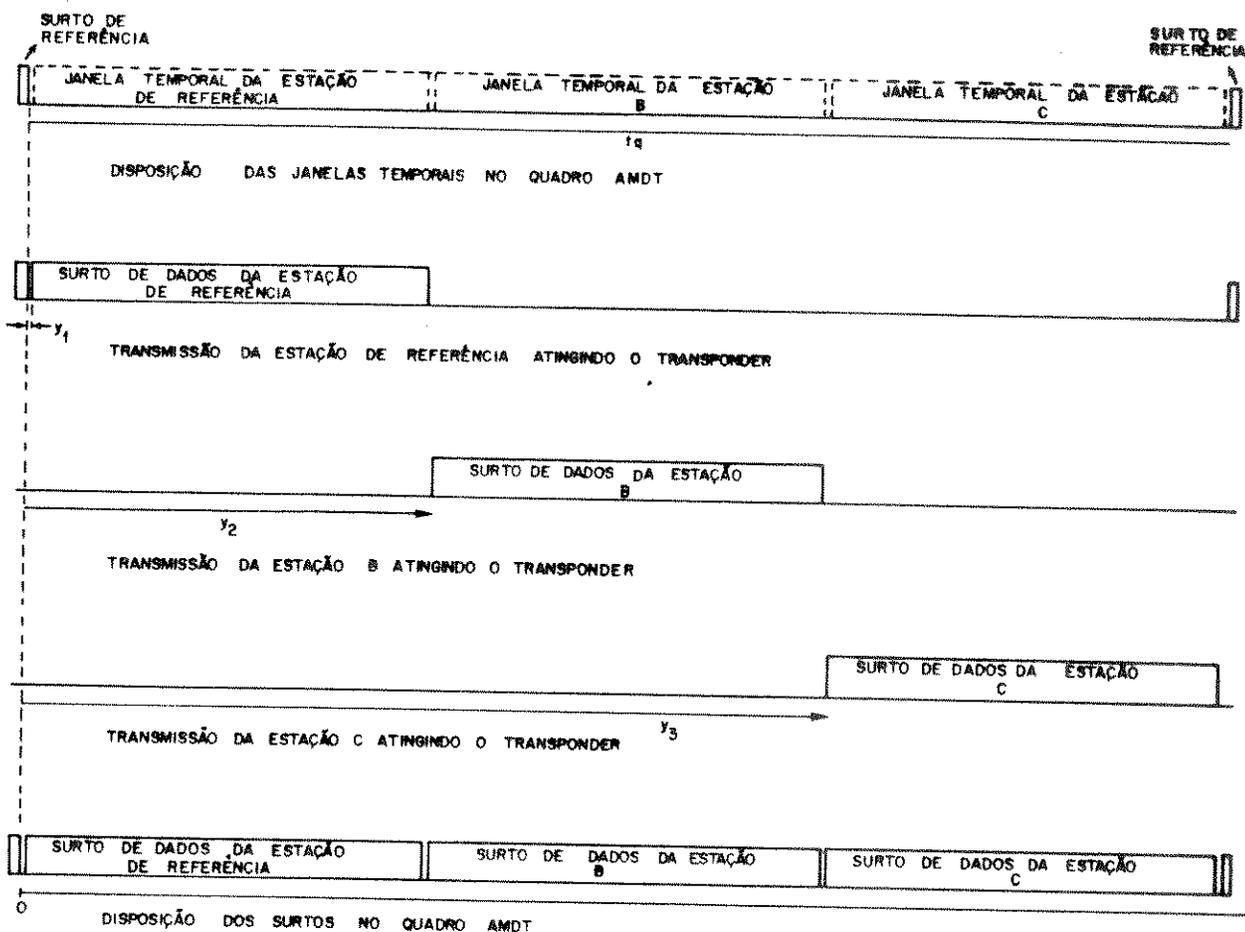


Fig. 2.1 - Disposição dos surtos no quadro AMDT

A princípio, a única estação em condições de iniciar a transmissão de seu surto de dados é a estação de referência. Isso porque o surto de referência e o surto de dados por ela transmitidos guardam sempre a mesma

posição relativa, independentemente da posição ocupada pelo satélite.

O mesmo não ocorre com as demais estações terrenas, que para obterem esse correto sincronismo poderiam, por exemplo, obter inicialmente o instante em que deveriam transmitir um surto de referência que será designado de virtual, de modo a coincidir com o verdadeiro surto de referência quando ambos atingissem o transponder. Com essa informação e sabendo que sua janela temporal ocupa o transponder "Y" segs após o surto de referência, não há problemas para a obtenção do instante de transmissão do surto de dados, pois agora a estação terrena se comporta de maneira semelhante à estação de referência. A única diferença é que a transmissão do surto de referência virtual é obviamente inibida.

O estudo da Figura 2.2 ilustra a obtenção do instante em que deveria ocorrer a transmissão do surto de referência virtual. Quando uma estação terrena (estação local) recebe um surto de referência, sabe-se que o mesmo passou pelo satélite d/c segs atrás (Fig. 2.2a), onde "d" é a distância em metros do satélite à estação local e "c" a velocidade da luz, igual a 3×10^8 m/s. Sabe-se ainda que existem $\frac{d}{t \cdot c}$ quadros em trânsito descendente entre o satélite e a estação local.

O tempo que falta para a chegada de um novo surto de referência ao satélite é $(m \cdot t - d/c)$ segs, onde "m" é o menor inteiro que torna a expressão acima maior ou igual a zero. Portanto, quando um surto de referência chega à estação local, faltam $(m \cdot t - d/c)$ segs para que um novo surto de referência chegue ao transponder (Fig. 2.2a, b e c).

Para se calcular quando a estação local deveria enviar o surto de referência virtual que coincidissem, no transponder, com o verdadeiro surto de referência, imagina-se que no mesmo instante em que a estação local recebe um surto de referência, ela "transmita" também seu surto de referência virtual

(Fig. 2.2a, b e c). Através da Figura 2.2c, observa-se que quando faltam $(m.t_q - d/c)$ segs para que um novo surto de referência atinja o transponder, o surto de referência virtual já passou pelo satélite $(m.t_q - d/c)$ segs atrás. Portanto, quando o surto de referência atinge o transponder, o surto de referência virtual, caso fosse transmitido, já teria passado pelo satélite $2(m.t_q - d/c)$ segs atrás (Fig. 2.2d). Desse modo, para que houvesse coincidência dos dois surtos ao atingirem o transponder, seria necessário atrasar a transmissão do surto de referência virtual de $2(m.t_q - d/c)$ segs. Na hipótese de $2(m.t_q - d/c)$ ser maior que t_q , o atraso do surto de referência virtual deveria ser de $2(m.t_q - d/c) - t_q$ segs.

Conclui-se, então, que se uma estação local recebesse o surto de referência e esperasse o tempo calculado anteriormente [$2(m.t_q - d/c)$ segs ou $2(m.t_q - d/c) - t_q$ segs] para "enviar" o surto de referência virtual, este com certeza coincidiria com o surto de referência ao atingir o transponder. Ou melhor, se houvesse um relógio na estação local que zerasse toda vez que o surto de referência virtual fosse "enviado", e tendo na memória a posição relativa que o surto de dados da estação local deve ter em relação ao surto de referência (Y), a única coisa que se teria a fazer seria esperar que esse tempo (Y) fosse medido pelo relógio para que se iniciasse a transmissão do surto de dados, com a certeza de que o surto ocuparia o transponder na janela temporal a ele designada.

Desse modo, tem-se confirmada a afirmativa feita no capítulo anterior de que uma estação local tendo a exata posição do satélite (d) e recebendo periodicamente os surtos de referência, está apta a fazer a transmissão de seus surtos de dados na janela temporal a ela designada.

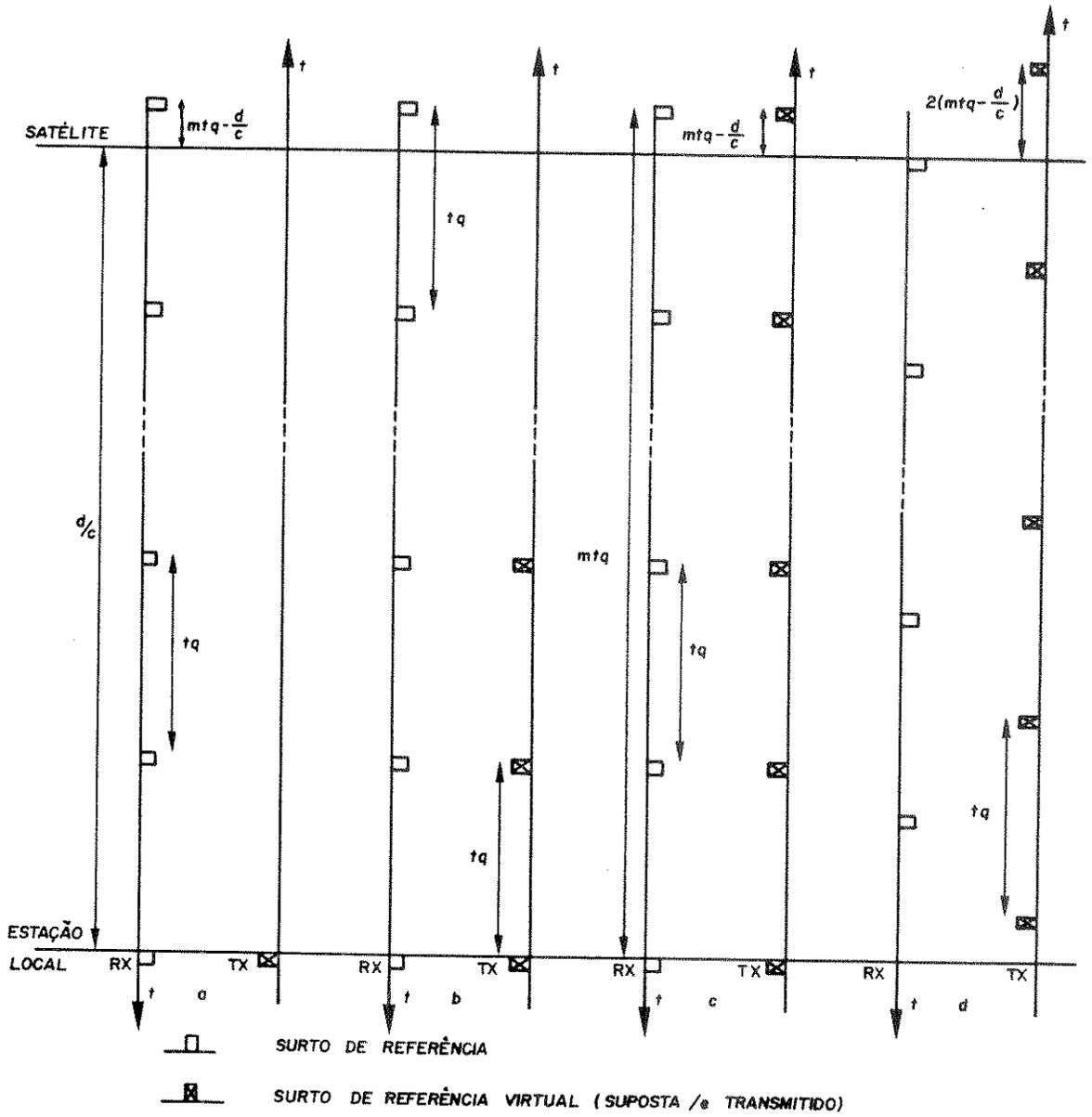


Fig. 2.2 - Figura ilustrativa da obtenção do instante de transmissão do surto de referência virtual

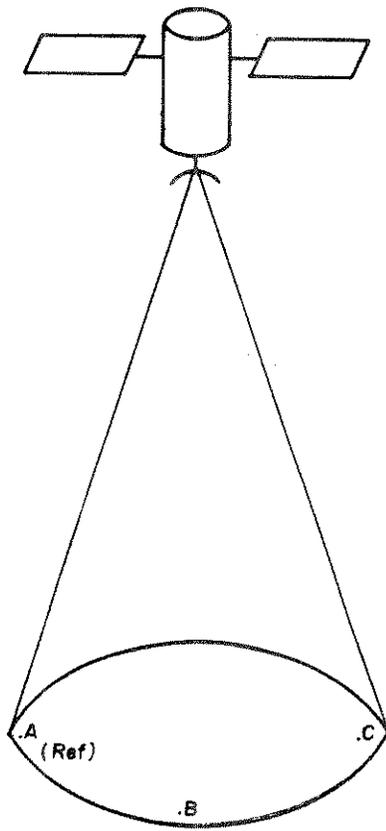
Todavia, para que esse sincronismo seja alcançado, há necessidade de alguma técnica para medir com certa precisão a distância "d" entre o satélite e a estação local em questão. Serão vistas em seção posterior algumas técnicas que direta ou indiretamente medem essa distância. Além disso, devido à constante movimentação do satélite, a distância "d" deve ser continuamente atualizada, fazendo com que o instante de "transmissão" do surto de referência virtual seja alterado continuamente, mantendo o sincronismo desejado. As seções seguintes procuram esclarecer essa questão.

2.3. SINCRONISMO EM SISTEMAS DE MALHA-ABERTA E DE MALHA FECHADA

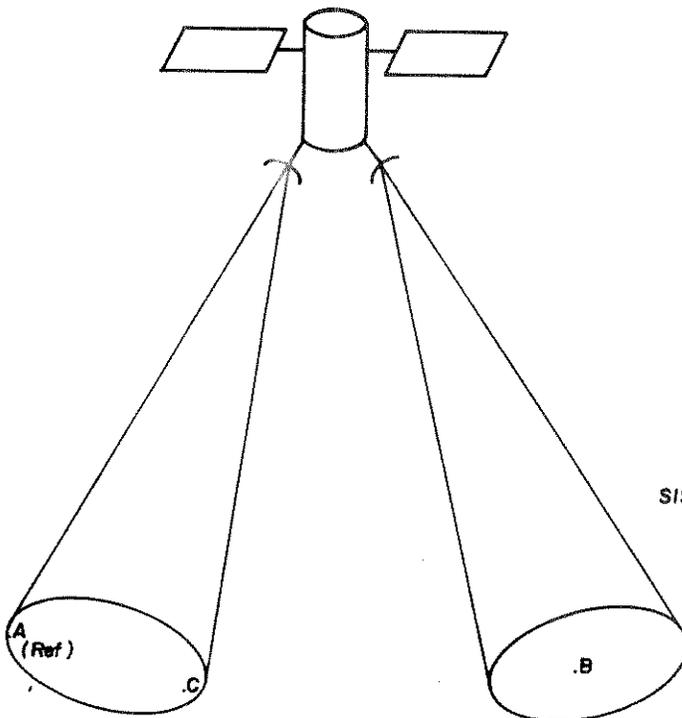
Sincronismo em malha fechada é usado em sistemas AMDT onde as estações terrenas pertencentes ao conjunto recebem, via satélite, o quadro de recepção que contém a sua janela temporal. Desse modo, a própria estação local pode monitorar o instante de transmissão de qualquer pulso ou surto por ela transmitido, pela simples observação da posição ocupada pelos mesmos dentro de sua janela temporal (Fig. 2.3).

Sincronismo em malha aberta é usado em sistemas AMDT em que não há possibilidade da estação local receber, via satélite, o quadro de recepção contendo sua própria janela temporal [9]. Desse modo, o instante de transmissão adotado pela estação local pode ser obtido com base na distância estimada entre o satélite e a estação local em questão.

Pelo exposto acima, vê-se que a sincronização em malha fechada pode ser associada com a idéia de cada estação local desenvolver, de forma independente, uma técnica para localizar, com certa precisão, o início de sua janela temporal. Em seguida, a obtenção precisa do início da janela temporal e a posterior manutenção no posicionamento do surto de dados é feita pela



SISTEMA DE MALHA FECHADA



SISTEMA DE MALHA ABERTA

Fig. 2.3 - Conceito de Sincronismo em malha fechada e malha aberta

monitoração constante da janela temporal na própria estação local.

A sincronização em malha aberta pode ser associada com a idéia de apenas algumas estações do conjunto terem acesso à informação de suas distâncias até o satélite. O processamento conjunto de tais informações mais o conhecimento da disposição geográfica das demais estações permite fornecer à estação local que deseja obter sincronização de surto a informação de quando deve ser a transmissão de seu surto de dados. Caso a precisão dessa informação não seja suficientemente boa, pode-se usá-la para transmitir um surto (preâmbulo) de pequena duração na janela temporal designada à estação local. Uma estação companheira (ou a estação de controle) pode monitorar a posição ocupada por esse surto e através de uma malha fechada com realimentação pelo satélite, informa à estação local as correções necessárias para a obtenção do início da janela temporal. Dessa forma, pode-se transmitir os surtos de dados da estação local, e mantê-los na posição pré-estabelecida.

2.4. SINCRONISMO DE SURTO EM SISTEMAS AMDT DE MALHA FECHADA

Nesta seção descreve-se com mais detalhes o sincronismo de surto em sistemas AMDT de malha fechada. O sincronismo de surto pode ser dividido em duas partes: Aquisição Inicial de Janela Temporal e Sincronização Estacionária de Surto [8].

Aquisição Inicial de Janela Temporal é o processo pelo qual se determina a localização da janela temporal de uma dada estação terrena, quando a mesma se encontra fora do ar por um determinado tempo e portanto não tem informações a respeito da posição do satélite. Esse processo inicia-se com uma medida aproximada da distância entre o satélite e a estação local em questão. Devido à inevitável falta de precisão nessa medida, não se obtém de

imediatamente o início preciso da janela temporal. Este início só é alcançado após eliminar-se as incertezas introduzidas pela medição, encerrando-se, então, a fase de Aquisição Inicial.

Sincronização Estacionária de Surto, ou simplesmente Sincronização de Surto, é o processo pelo qual o surto de dados, transmitido pela estação local, é mantido continuamente o mais próximo possível de sua posição nominal, após ter sido completada a etapa de Aquisição Inicial de Janela Temporal.

Como descrito acima, vê-se que os processos de aquisição inicial e sincronização de surto são mutuamente exclusivos, nunca ocorrendo simultaneamente. Obviamente, o processo de aquisição inicial sempre precede o processo de sincronização estacionária.

2.4.1. PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DA SINCRONIZAÇÃO ESTACIONÁRIA DE SURTO

A idéia que se usa na Sincronização Estacionária de Surto, para se manter o surto de dados da estação local em torno de sua posição nominal, consiste em inicialmente selecionar a Palavra Única da estação de referência (PUR) e a Palavra Única de dados da estação local (PUL), contidas em um mesmo quadro [7], [8]. A seguir, a distância em símbolos que as separa é comparada com a distância nominal que deveria existir entre elas, distância esta gravada na memória da estação local. Com isso, consegue-se detectar se a PU local está adiantada ou atrasada em relação à sua posição nominal. A partir daí, o instante de transmissão do surto de dados da estação local deve ser adiantado ou atrasado, de modo a confiná-lo sempre o mais próximo possível de sua posição nominal no quadro.

2.4.2. DESCRIÇÃO DE UM DIAGRAMA DE BLOCOS DO SINCRONIZADOR ESTACIONÁRIO DE SURTO

Descreve-se, agora, um sincronizador de surto típico, conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 2.4. Num dado instante, o Seletor do Par de PUs seleciona uma PU de referência, a qual sofre um atraso (Atrasador) igual à distância nominal (em símbolos) entre a PU de referência e a PU local. Do mesmo quadro, seleciona também a PU da estação local. Ambas as PUs alimentam o Comparador de Fase que fornece duas informações como saída: o número de símbolos da diferença absoluta entre a PU de referência atrasada, e a PU local e a posição relativa entre ambas (Fig. 2.5).

O número de bits da diferença é armazenado (Armazenador de Erro) e a informação acerca da posição relativa das PUs é fornecida ao Detector de Polaridade do Erro. Obviamente, são três as possibilidades quanto a posição relativa das PUs na entrada do Comparador de fase (Fig. 2.5). Na primeira possibilidade, onde o erro armazenado é igual a zero (Fig. 2.5a), o Decodificador produz o nível "0" nas entradas inferiores das portas "and 1" e "and 2". O Detector de Polaridade de Erro, por sua vez, recebendo a informação de que as PUs estão em fase, produz o nível "0" nas entradas superiores das portas "and 1" "and 2". Neste caso, não haverá necessidade de alteração do instante de transmissão e o Controle de Reset permanecerá zerando o Contador Intra-Quadro quando este atinge o valor "N", onde "N" é o número de símbolos em um quadro.

Conforme visto anteriormente, se no mesmo instante em que o Contador Intra-Quadro é zerado, um surto de referência virtual fosse "transmitido", ele com certeza iria coincidir com o verdadeiro surto de referência, quando ambos

atingissem o "transponder". Portanto, o surto de dados transmitidos nestas circunstâncias está posicionado perfeitamente dentro de sua janela temporal.

Na segunda possibilidade, onde um valor de erro diferente de zero é armazenado (Fig. 2.5b), o Decodificador produz o nível "1" nas entradas inferiores das portas "and 1" e "and 2". O Detector de Polaridade do Erro, por sua vez, recebendo a informação de que a PU local está adiantada em relação a sua posição nominal, produz o nível "1" na entrada superior da porta "and 2" e o nível "0" na entrada superior da porta "and 1". Assim, o Controle de Reset faz com que o Contador Intra-Quadro seja zerado quando o valor "N+1" é atingido. Tal operação equivale a diminuir de um símbolo o adiantamento da PU local, no quadro seguinte.

Completada tal operação, o erro armazenado é diminuído de uma unidade através da realimentação pela porta "and 3", e enquanto ele não for nulo o Controle de Reset permanecerá zerando o Contador Intra-Quadro em "N+1". Quando o erro armazenado decair a zero, o decodificador irá produzir o nível "0" nas entradas inferiores das portas "and 1" e "and 2, fazendo com que o Controle de Reset volte a zerar o Contador Intra-Quadro em "N".

Observe que, neste caso, o surto de referência virtual estava sendo "gerado" em uma posição adiantada de alguns símbolos em relação ao verdadeiro surto de referência. Obviamente, as correções efetuadas pelo Sincronizador de Surto fazem com que o surto de referência virtual e, conseqüentemente, o surto de dados voltem para as suas posições nominais.

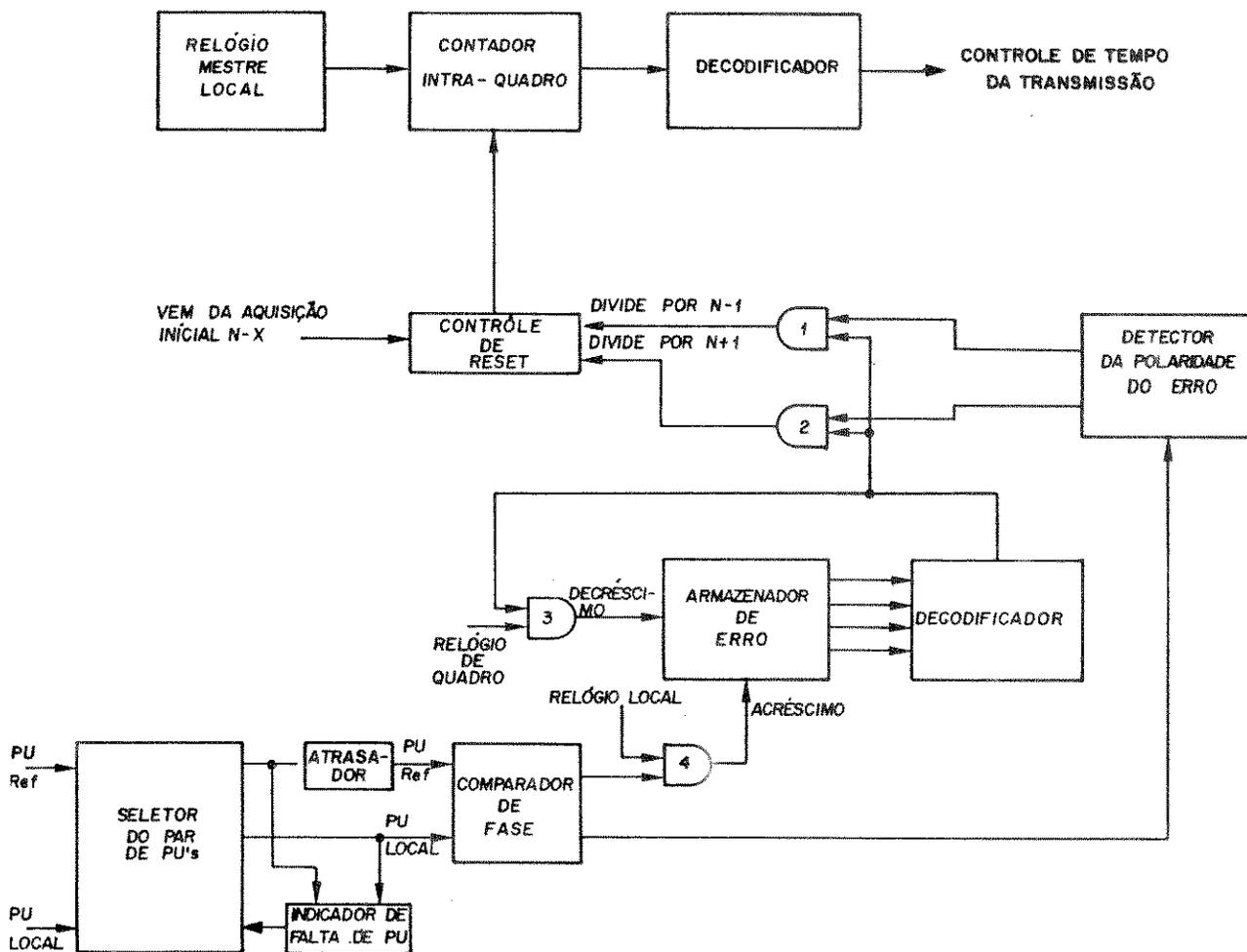


Fig. 2.4 - Diagrama de blocos do sincronizador estacionário de surto

Para a terceira possibilidade (Fig. 2.4c), o procedimento de análise é semelhante ao anterior, sendo que o Contador Intra-Quadro será zerado em "N-1" até que o Decodificador não mais indique a presença de erro, garantindo assim que a PU local atrasada retorne à sua posição nominal.

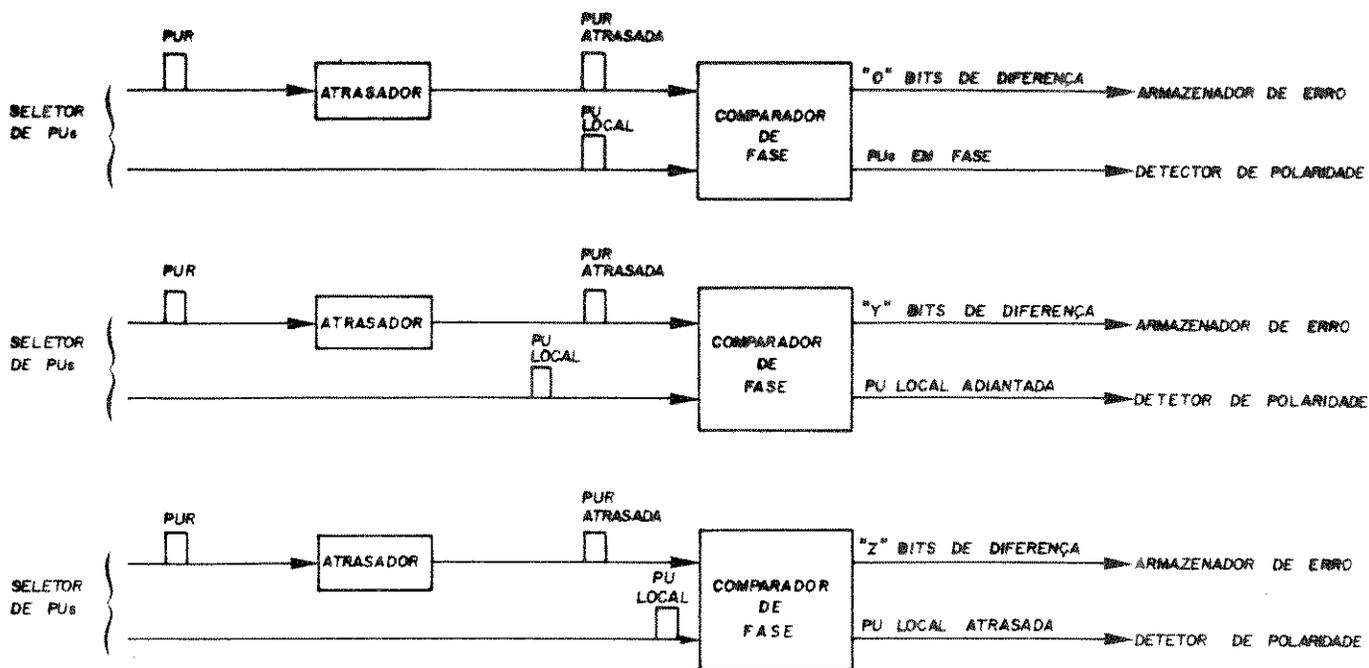


Fig. 2.5 - Possibilidades das disposições das PUs

Para finalizar, decodifica-se a saída do Contador Intra-Quadro (que equivale a esperar que transcorram os "Y" segs que separam o surto de referência do surto de dados da estação local) obtendo-se o instante de transmissão do surto de dados da estação local, que por sua vez é enviado ao Controlador de Multiplexagem (Fig. 1.7).

Deve-se observar que o Sincronizador de Surto descrito acima é um sistema de malha fechada com realimentação através do satélite, portanto susceptível de "overshoots" e instabilidades se algumas precauções não forem observadas. Por exemplo, os efeitos das correções feitas pelo Sincronizador de Surto só devem ser observadas após um intervalo de tempo maior que o atraso

de propagação via satélite (≈ 280 m segs), mais o tempo máximo necessário para se completar as correções. Se houvesse repetição do processo de correção antes de completado este intervalo de tempo, provavelmente o erro seria acumulado e a PU local seria deslocada para uma posição completamente fora de sua posição nominal. Assim, o ideal para se fazer a seleção de um par de PU's seria a cada $1/3$ de seg. Tal intervalo de tempo abrigaria o tempo de atraso de propagação máximo de todas as estações (≈ 280 m segs), bem como o tempo máximo necessário para as correções (alguns milisegundos).

Quando uma das PUs não é selecionada por falta de detecção da mesma, tal informação é fornecida ao Indicador de Falta de PU, que fará com que o Seletor de PU's faça a seleção das mesmas nos quadros subsequentes e não mais a cada $1/3$ de seg. Caso a falta de detecção perdure por vários quadros, o sistema pode sair da Sincronização Estacionária de Surto e passar para a fase de Aquisição Inicial de Janela Temporal.

Até o presente instante, o sincronizador estacionário de surto foi descrito suposto em seu estado de funcionamento normal, sendo mencionada ainda a possibilidade de ele vir a ser inibido na falta de detecção das PU's, reiniciando em seguida a fase de Aquisição Inicial de Janela Temporal. A fase de entrada em operação normal do sincronizador estacionário de surto será agora analisada.

O sincronizador estacionário de surto inicia sua operação normal quando o Controle de Reset recebe do sistema de Aquisição Inicial de Janela Temporal o valor N-X, que permitirá a obtenção do instante correto de "transmissão" do surto de referência virtual (que ocorre sempre que o Contador Intra-Quadro é zerado) e conseqüentemente a obtenção do instante preciso de transmissão do surto de dados da estação local. A manutenção do posicionamento do surto de referência virtual é feita zerando-se o Contador Intra-Quadro

sempre que este atingir o valor "N". Porém, como descrito acima, vê-se que a seleção do par de PU's só pode ocorrer 1/3 de seg após a transmissão do primeiro surto de dados, pois antes desse tempo ainda não poderá haver a detecção da PU local. A partir de então, o sincronizador estacionário de surto funciona como descrito anteriormente, fazendo as devidas correções no posicionamento do surto de referência virtual da estação local.

A operação de inicialização do Sincronizador Estacionário de surto, será melhor entendida quando se estudar detalhadamente um processo de Aquisição Inicial de Janela Temporal (Capítulo III).

2.5. AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL

O objetivo final da Aquisição Inicial de Janela Temporal é fornecer o instante em que a estação local deve iniciar a transmissão de seu surto de dados, de modo que o mesmo ocupe o "transponder" na Janela Temporal a ele designada. Como foi visto na seção 2.2, o valor preciso da distância entre a estação local e o satélite é suficiente para fornecer o instante em que se deve dar a transmissão do surto de dados da estação local.

Sabe-se que os satélites geosíncronos atuais, estão sujeitos a pequenos movimentos em torno de sua posição nominal, devido a inevitáveis imperfeições na órbita. Para o INTELSAT-V, por exemplo, é esperada uma flutuação de $\pm 0.1^\circ$ na direção leste-oeste, uma flutuação de $\pm 0.1^\circ$ na direção norte-sul e excentricidade de 0.001 na altitude (Fig. 2.6). Conseqüentemente, pode-se mostrar [9] que a diferença máxima entre duas posições que o satélite pode ocupar em relação a uma dada estação é de aproximadamente 166 km, que é equivalente a 550 μ s. Assim sendo, a variação máxima no tempo de propagação do sinal (ida e volta) é de duas vezes esse valor. Como o comprimento de um

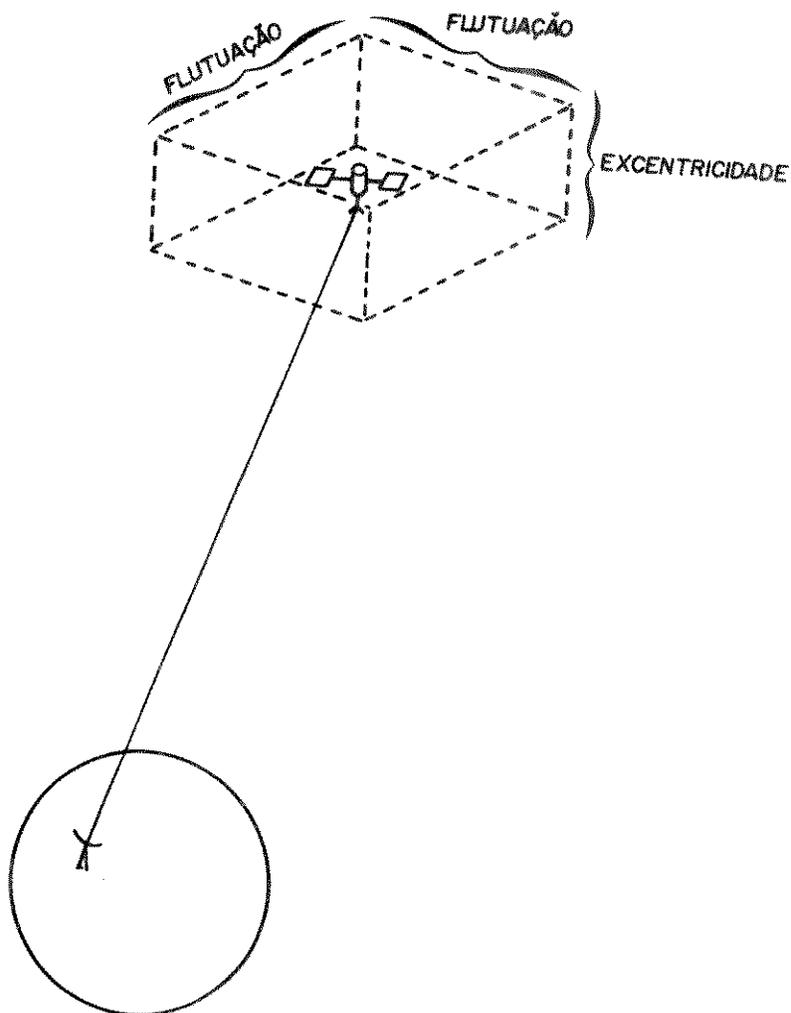


Fig. 2.6 - Região de confinamento do satélite

quadro típico é também da ordem de centenas de microsegundos, fica evidente a necessidade do sincronismo e da Aquisição Inicial de Janela Temporal.

Em função da necessidade de se fazer a Aquisição Inicial de Janela Temporal, vários métodos, diretos ou indiretos, para o cálculo da distância entre a estação local e o satélite foram criados. A seguir, serão descritos, sucintamente, alguns desses métodos propostos na literatura.

2.5.1. MÉTODO DE PREDIÇÃO DA ÓRBITA DO SATÉLITE

Este foi um dos primeiros métodos utilizados na aquisição de janela temporal [4]. Informações de uma estação de controle (TT&C - "Telemetry, Tracking and Control") combinadas com um processamento computacional, podem prover parâmetros orbitais que são suficientes para a obtenção da janela temporal [9]. Um modelo adequado da órbita (movimentos) do satélite pode então ser construído, o que viabiliza a previsão do posicionamento do satélite e, conseqüentemente, o cálculo da distância "d". Entretanto, quando manobras são efetuadas, a precisão da posição do satélite é significativamente reduzida, podendo demorar vários dias para a sua completa recuperação.

A aquisição inicial de janela temporal através de uma única estação de controle (rastreadora) é executada a partir do conhecimento dos seguintes parâmetros:

- distância da estação de controle ao satélite (d_A);
- ângulo de elevação da estação de controle (β);
- ângulo de azimute entre a estação de controle e a estação que está requerendo a aquisição inicial (α).

A distância (d) entre o satélite e uma estação local que está a uma distância " d_ℓ " da estação de controle pode ser calculada pela Figura 2.7 abaixo, onde a esfericidade da Terra é desprezada.

Quando a distância " d_ℓ " entre as estações aumenta, aumenta também a incerteza das variáveis para o cálculo de "d" na Eq. 2.1 e portanto maior é a imprecisão do valor calculado. Assim sendo, não seria aconselhável o uso deste método para manter o sincronismo estacionário de surto em um sistema de malha

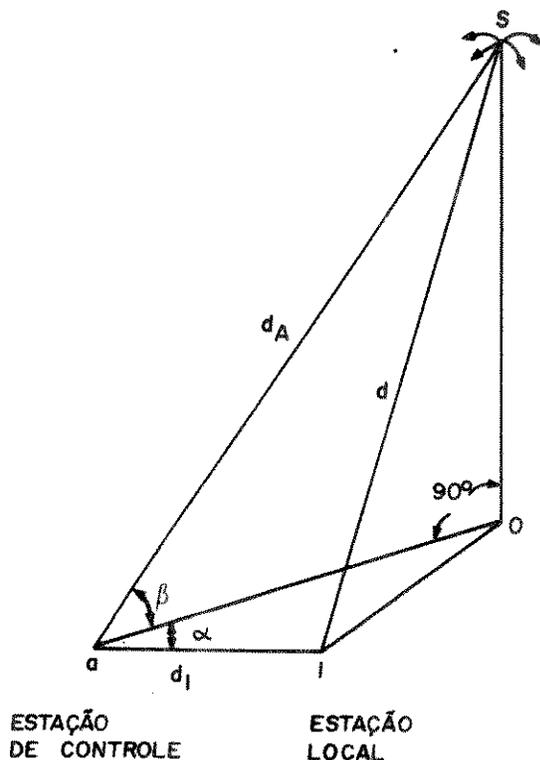
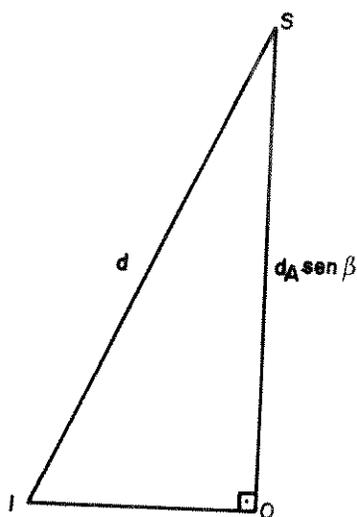
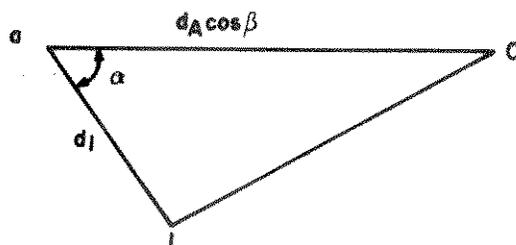
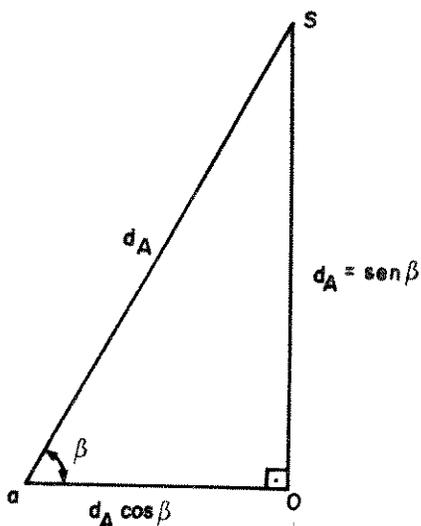


Fig. 2.7 - Rastreamento através de uma única estação de controle

aberta. Entretanto, este método pode ser usado na Aquisição Inicial de Janela Temporal em ambos os sistemas (malha-aberta ou malha-fechada). O que a estação local tem de fazer é transmitir o preâmbulo de seu surto de dados de modo que o mesmo ocupe o "transponder" no centro da janela temporal a ela designada (Fig. 2.8). Dessa forma, consegue-se absorver as imprecisões no valor de "d" obtido da estação de controle. Em seguida, o preâmbulo é trazido ao início da janela temporal e é acrescido de seu surto de informação. A partir daí, segue-se a sincronização estacionária de surto que pode ser a descrita na seção anterior se o sistema permitir a sincronização em malha-fechada, ou através de uma estação companheira.



$$(IO)^2 = d_l^2 + d_A^2 \cos^2 \beta - 2d_l d_A \cos \beta \cos \alpha$$

$$d^2 = (IO)^2 + d_A^2 \sin^2 \beta$$

$$d^2 = d_A^2 \cos^2 \beta + d_A^2 \sin^2 \beta + d_l^2 - 2d_l d_A \cos \beta \cos \alpha$$

$$d^2 = d_A^2 + d_l^2 - d_l 2d_A \cos \beta \cdot \cos \alpha \quad (2.1)$$

Se não houvesse erro no cálculo da distância "d" o preâmbulo ocuparia o centro exato da janela temporal. Obviamente, a imprecisão existente no cômputo de "d" deve ser menor que a máxima incerteza que a janela temporal da estação local consegue absorver, a fim de que sejam evitadas possíveis colisões do preâmbulo local com os surtos vizinhos. A partir da Figura 2.8, pode-se verificar que a tolerância máxima no cômputo de "d" é dada por $\pm \tau.c$, onde c é a velocidade da luz (3×10^8 m/s) e τ é o valor indicado na figura.

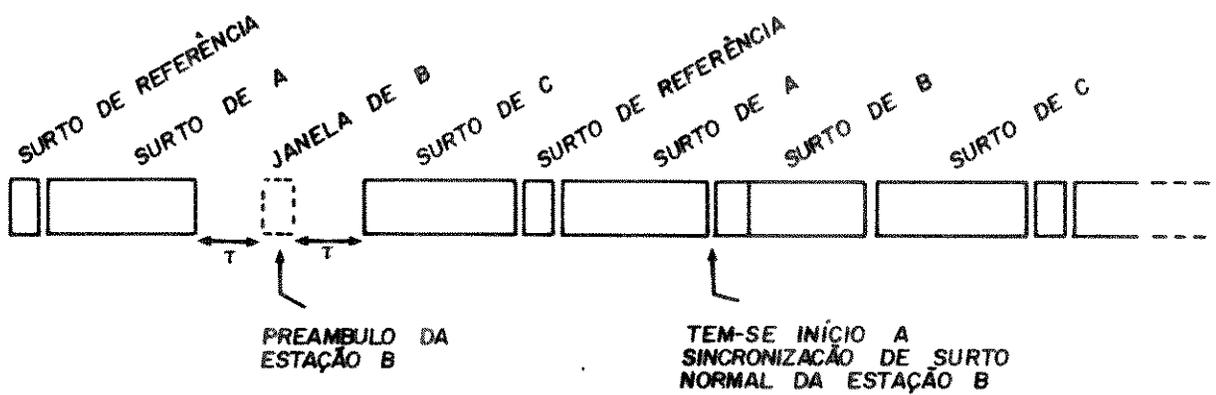


Fig. 2.8 - Posicionamento do préambulo

Este método de aquisição possui os seguintes méritos:

- A aquisição pode ser realizada com potência normal de transmissão (alta relação S/N), de modo que o circuito de detecção da PU pode ser implementado de forma simples e econômica.
- Não ocorre interferências com as transmissões das demais estações.

Suas desvantagens são:

- Necessita de alta precisão para pequenas janelas temporais
- A implementação implica num hardware complexo, o que não se justifica caso seja pequeno o número de estações a usá-lo.

2.5.2. SINCRONIZAÇÃO DIGITAL EM MALHA-ABERTA (DIOS - DIGITAL IN-BAND OPEN-LOOP SYNCHRONIZATION)

Métodos que determinam o posicionamento do satélite em tempo real, são preferidos em relação aos que apenas realizam previsões, pois fornecem continuamente a localização do satélite mesmo durante as manobras.

No método DIOS [9], três estações geograficamente separadas se incumbem de medir suas distâncias até o satélite, distâncias estas que são transmitidas a uma estação central e processadas em tempo real, de modo que a posição do satélite é determinada para todas as condições de órbita, inclusive durante manobras. A estação central, que conhece previamente as coordenadas geográficas nominais das demais estações do conjunto, pode calcular e transmitir a cada estação a sua distância até o satélite. Ao receber tal informação, cada estação calcula o instante de transmissão de seu surto de dados ou as correções necessárias para a manutenção do surto dentro da janela temporal.

Na Figura 2.9 abaixo, tem-se a disposição geográfica das três estações que fazem o rastreamento do satélite e de uma quarta estação que a partir destas (por meio da estação central) obtém sua distância até o satélite. Tal distância pode ser dada, aproximadamente, por:

$$d - d_O = k_{ddA} (d_A - d_{AO}) + k_{ddB} (d_B - d_{BO}) + k_{ddC} (d_C - d_{CO}) \quad (2.2)$$

onde d_{AO} , d_{BO} , d_{CO} e d_O são as distâncias nominais, d_A , d_B , d_C e d são as distâncias no instante de tempo considerado e k_{ddA} , k_{ddB} e k_{ddC} são as derivadas parciais de "d" em relação a d_A , d_B e d_C respectivamente.

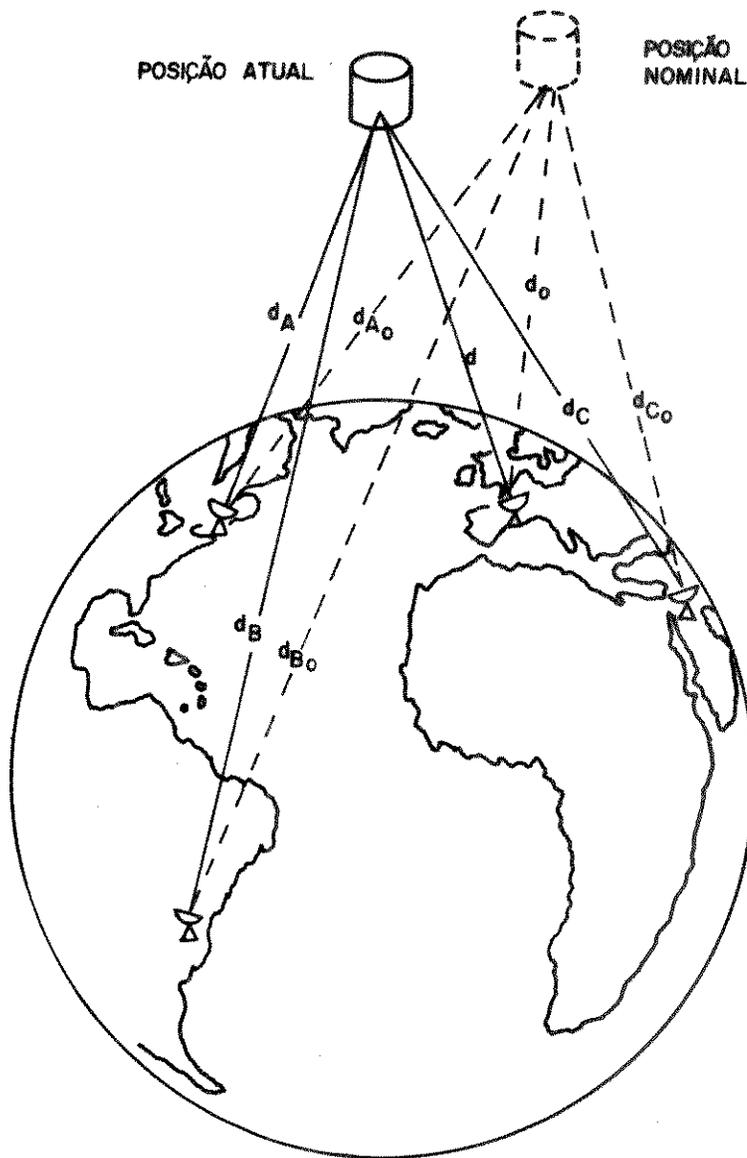
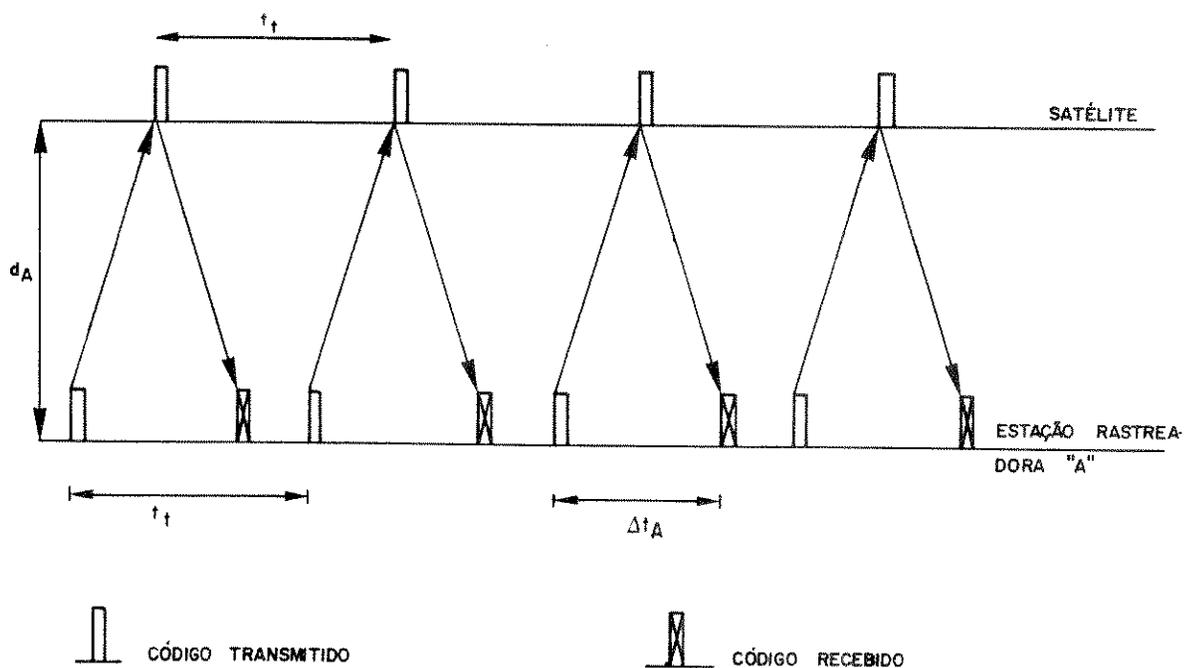


Fig. 2.9 - Rastreamento através de três estações de controle

Para o uso da técnica DIOS, cada uma das três estações rastreadoras deve ser capaz de receber seu próprio surto retransmitido pelo satélite (malha fechada). Nestas condições, um código simples é inserido em seu surto de dados de forma a se repetir com um período maior do que o atraso de propagação (240- 280 m segs). Conseqüentemente, a distância do satélite pode ser obtida, para cada estação rastreadora diretamente do tempo medido entre a transmissão do código e a recepção do mesmo, conforme mostrado na Figura 2.10 abaixo.



d_A - distância entre o satélite e a estação rastreadora "A"

t_t - período de transmissão do código

Δt_A - atraso de propagação

Fig. 2.10 - Transmissão e recepção do código de rastreamento

Portanto, a distância " d_A " correspondente ao tempo medido " Δt_A " é igual a $\frac{\Delta t_A \cdot c}{2}$.

A informação obtida acima, combinada com medidas similares efetuadas por outras duas estações rastreadoras, permite o cálculo da distância de uma quarta estação sem que a mesma necessite enviar qualquer código através do satélite, ou seja, esta quarta estação consegue realizar a Aquisição Inicial de Janela Temporal fazendo uso da Sincronização em malha-aberta.

O método descrito é simples e preciso, pois usa toda a potência normal de transmissão e toda a faixa de frequência do "transponder" na transmissão do código de rastreamento. A imprecisão dos valores calculados é tão reduzida que permite tempos de guarda reduzidíssimos e provavelmente alta eficiência de quadro, permitindo o uso do método não só para a Aquisição Inicial, mas também para Sincronização Estacionária de Surto.

2.5.3. MÉTODOS DE AQUISIÇÃO INICIAL COM BAIXO NÍVEL DE POTÊNCIA

Estes métodos realizam a aquisição inicial através da transmissão de um código apropriado e com nível de potência bem abaixo do nível de potência normal do surto de dados [10], [11]. Isto porque os códigos de aquisição são transmitidos independentemente de informações acerca do posicionamento do satélite, assim sendo, é necessário minimizar a interferência do código de aquisição sobre os surtos de dados já presentes no quadro.

A determinação do instante de transmissão da estação local será obtida a partir da recepção do código de aquisição dentro da janela temporal da estação. Todavia, neste caso, ao contrário do que ocorria na técnica DIOS, a recepção do código de aquisição é mais demorada, pois a relação sinal-ruído é mais baixa.

Este método possui as seguintes vantagens:

- informações acerca da órbita do satélite são desnecessárias;
- o uso de processamento para predição ou determinação da distância é desnecessário.

As desvantagens desta técnica são:

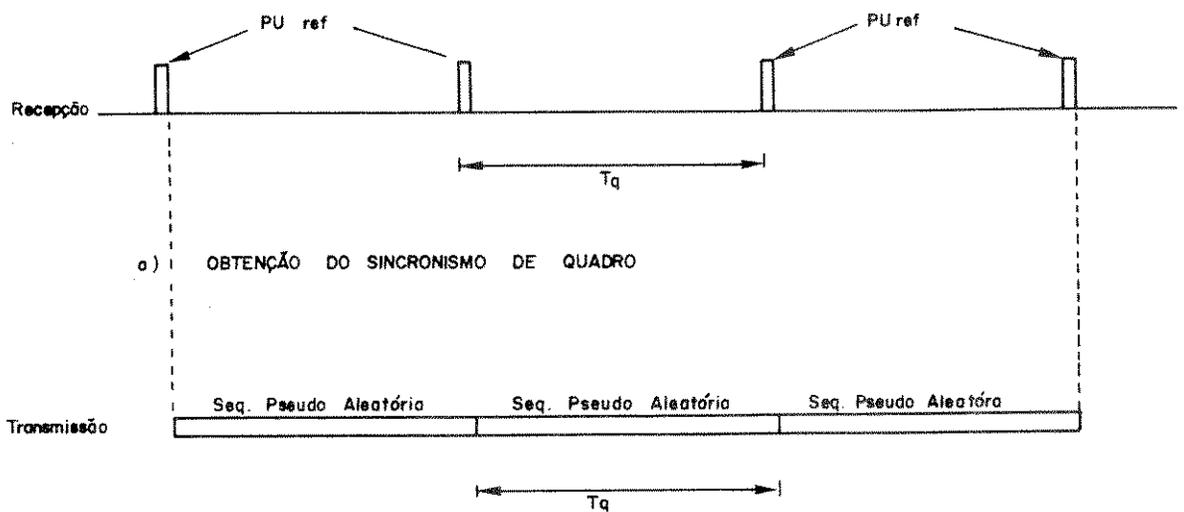
- causa interferência nos surtos de dados das demais estações presentes no quadro. Esta interferência, todavia, pode ser mantida abaixo de um valor aceitável;
- o controle de aquisição é desempenhado sob condições de baixa relação Sinal-Ruído (S/N).

2.5.3.1. Aquisição Inicial Usando uma Sequência Pseudo-Aleatória (PN) Como Código de Aquisição

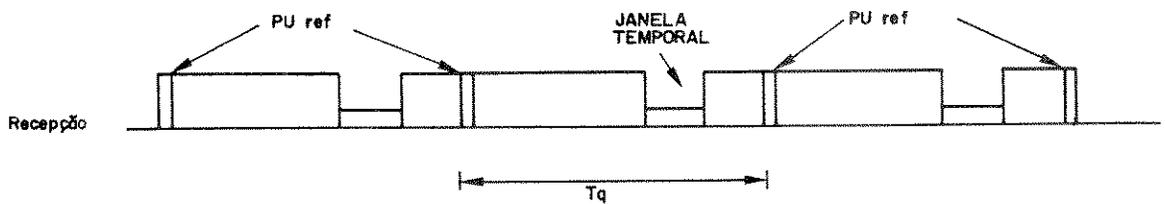
Nesta técnica a aquisição inicial inicia-se com a obtenção do sincronismo de quadro (detecção da PU de referência) e, em seguida, uma sequência pseudo-aleatória (PN), com baixo nível de potência, é gerada síncrona e repetidamente com o mesmo período de quadro " t_q " [10] (Fig. 2.11).

Obviamente, parte dessa sequência pseudo-aleatória é recebida dentro da janela temporal, retornando à estação de origem, somada apenas ao ruído. A sequência PN é estabelecida de forma a permitir que algum sub-código unívoco de N bits seja detectado dentro da janela temporal. Devido à baixa relação sinal-ruído da sequência recebida, os N bits são examinados e acumulados em vários quadros consecutivos e cada bit do sub-código de N bits é detectado através de decisão majoritária.

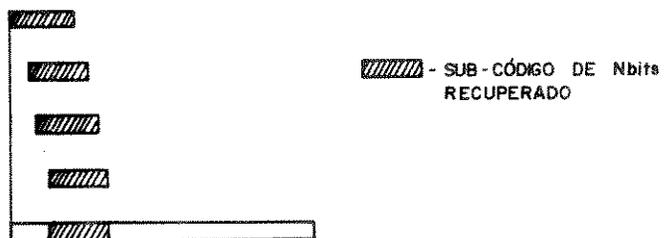
Uma vez detectado o sub-código de N bits na janela temporal, este é comparado com a sequência pseudo-aleatória que está sendo gerada pela estação local, de forma a se obter a posição relativa entre a PU de referência recebida e o instante de transmissão dos "N" bits, como ilustrado na Figura 2.11 abaixo.



b) TRANSMISSÃO DA SEQUÊNCIA ALEATÓRIA



c) RECEPÇÃO DE PARTE DA SEQ. PSEUDO ALEATÓRIA NA JANELA TEMPORAL



d) PROCESSO DE CORRELAÇÃO ENTRE OS BITS RECUPERADOS E A SEQ. PSEUDO ALEATÓRIA

Fig. 2.11 - Aquisição Inicial usando seqüência pseudo-aleatória

Quando este método é empregado em sistemas com chaveamento no satélite (SS_TDMA) [12] a porção da seqüência pseudo aleatória recebida é necessariamente reduzida (N é pequeno), e conseqüentemente haverá uma baixa correlação quando comparar-se os " N " bits detectados com a seqüência pseudo aleatório. Para superar tal problema, usa-se a propriedade de que a fase de uma seqüência pseudo-aleatória, constituída de 2^N-1 bits, pode ser determinada por qualquer segmento de " N " bits sucessivos da seqüência pseudo aleatória.

Um outro método de aquisição inicial com baixo nível de potência consiste na transmissão de um simples pulso de FI de curta duração. Este método possui uma baixa complexidade e será extensivamente estudado a partir do próximo capítulo.

CAPÍTULO 3

MÉTODOS DE AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL COM BAIXO NÍVEL DE POTÊNCIA

3.1. INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é a descrição detalhada do método de aquisição inicial com baixo nível de potência, no qual se emprega como código de aquisição um simples pulso de FI com pequena duração. O método é descrito de forma a enfatizar os pontos que melhor caracterizam o desempenho de um método de aquisição inicial, quais sejam, a precisão obtida, o tempo necessário para a realização da aquisição e as probabilidades de detecção correta e falsa detecção do pulso de aquisição. Para isso, procura-se mostrar uma evolução didática do método, não necessariamente coincidente com a evolução histórica do mesmo.

3.2. CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE AQUISIÇÃO INICIAL

Uma estação terrena, inicialmente fora do ar, só pode iniciar a transmissão normal após completar um estágio de aquisição inicial. Neste estágio, a estação local busca determinar em que instante, após o recebimento da PU de referência, deve ocorrer a transmissão da PU local, de modo que a detecção da mesma ocorra dentro de sua janela de aquisição.

A janela de aquisição é uma subárea da janela temporal (Fig. 3.1) em que se busca, na fase final da aquisição inicial, detectar a PU local transmitida segundo as medidas realizadas numa primeira fase da aquisição. Quanto menor for a janela de aquisição mais precisas devem ser as medidas iniciais para sua localização. Por outro lado, quanto maior for a janela de

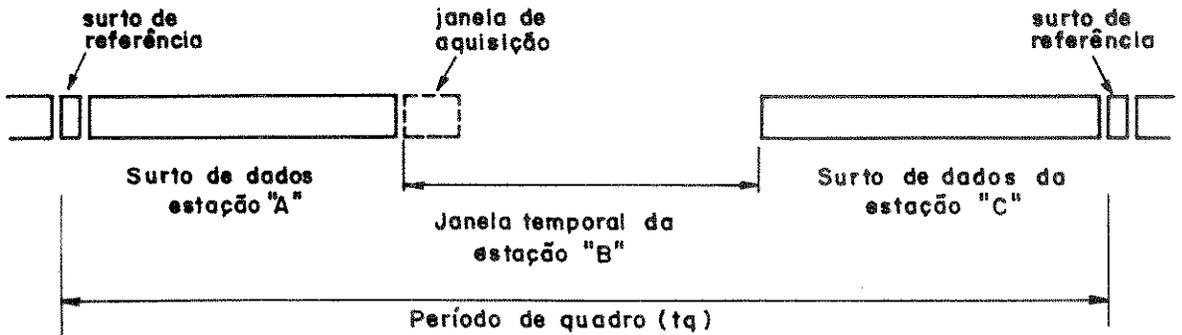


Fig. 3.1 - Localização da janela de aquisição dentro do quadro de recepção

aquisição maior será a probabilidade de se detectar uma falsa PU local dentro dela. Assim sendo, o tamanho da janela de aquisição deve ser tal que satisfaça esses dois compromissos.

Como já foi dito, medidas para a localização da janela de aquisição não são precisas. Por isso, os métodos utilizados procuram sempre determinar o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição. As vizinhanças do ponto central da janela de aquisição ficam destinadas a abrigar as incertezas introduzidas pelo método adotado.

3.3. MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº 1

Uma primeira idéia elementar para se determinar o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição consiste na estação adquirente varrer o quadro de transmissão enviando, a cada

$t_{dmáx} + \Delta$ segs, um pulso de aquisição com largura de τ segs (Fig. 3.2). Neste caso, $t_{dmáx}$ é o tempo de atraso de propagação máximo adotado, feito superior ao tempo real de atraso de propagação máximo da estação local o suficiente para torná-lo múltiplo inteiro do tempo de duração de um quadro (t_q), ou seja:

$$t_{dmáx} = k \cdot t_q \quad (3.1)$$

onde k é o menor inteiro maior ou igual que o número máximo de quadro em trânsito nos enlaces de subida e descida.

Seja t_{dmin} o tempo de atraso de propagação mínimo adotado, feito inferior ao tempo de atraso de propagação mínimo da estação local o suficiente para torná-lo múltiplo inteiro do tempo de duração de um quadro (t_q), ou seja:

$$t_{dmin} = k' \cdot t_q \quad (3.2)$$

onde k' é o maior inteiro menor ou igual que o número mínimo de quadros em trânsito nos enlaces de subida e descida.

Portanto, para se saber se o instante de transmissão de um dado pulso de aquisição é o correspondente ao ponto central da janela de aquisição basta amostrar-se o centro da janela de aquisição dos últimos $k-k'$ quadros de recepção contidos em $t_{dmáx}$. Com isso, leva-se em consideração a possibilidade do satélite ocupar qualquer ponto do quadrilátero da Fig. 2.6, inclusive seus extremos. Caso o pulso seja detectado, esse instante de transmissão do pulso de aquisição (t_o) é adotado como sendo o correspondente ao ponto central da janela de aquisição. Caso contrário, atrasa-se a transmissão do pulso de

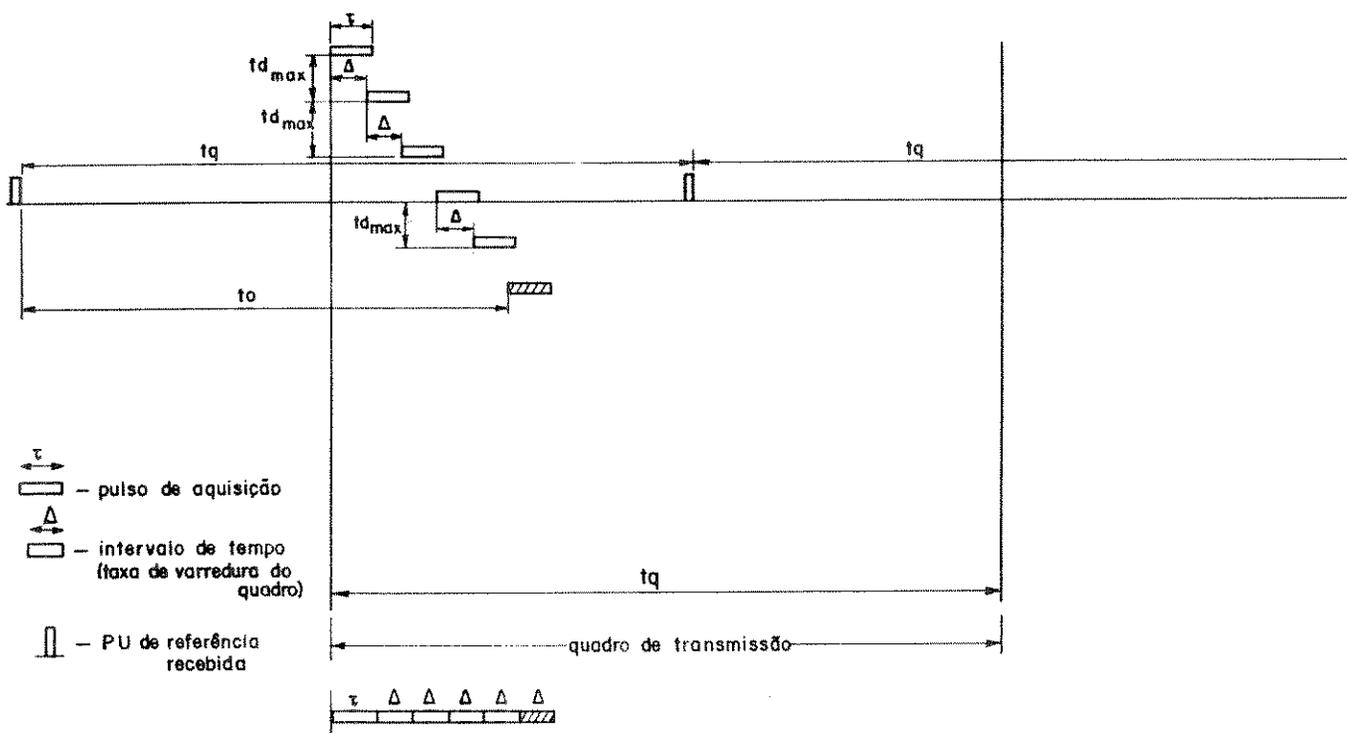


Fig. 3.2 - Quadro de transmissão de estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 1

aquisição de Δ segs e repete-se o processo até que todo o quadro de transmissão tenha sido varrido (Fig. 3.2 e 3.3).

Pelo método descrito, vê-se que a transmissão testa pequenos intervalos de tempo (Δ), do quadro de transmissão, dentro dos quais pode estar o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição. Esses pequenos intervalos de tempo testados ocupam o quadro de transmissão de forma seqüencial e ordenada, pois suas posições dentro do quadro de transmissão ficam bem definidas em relação a PU de referência

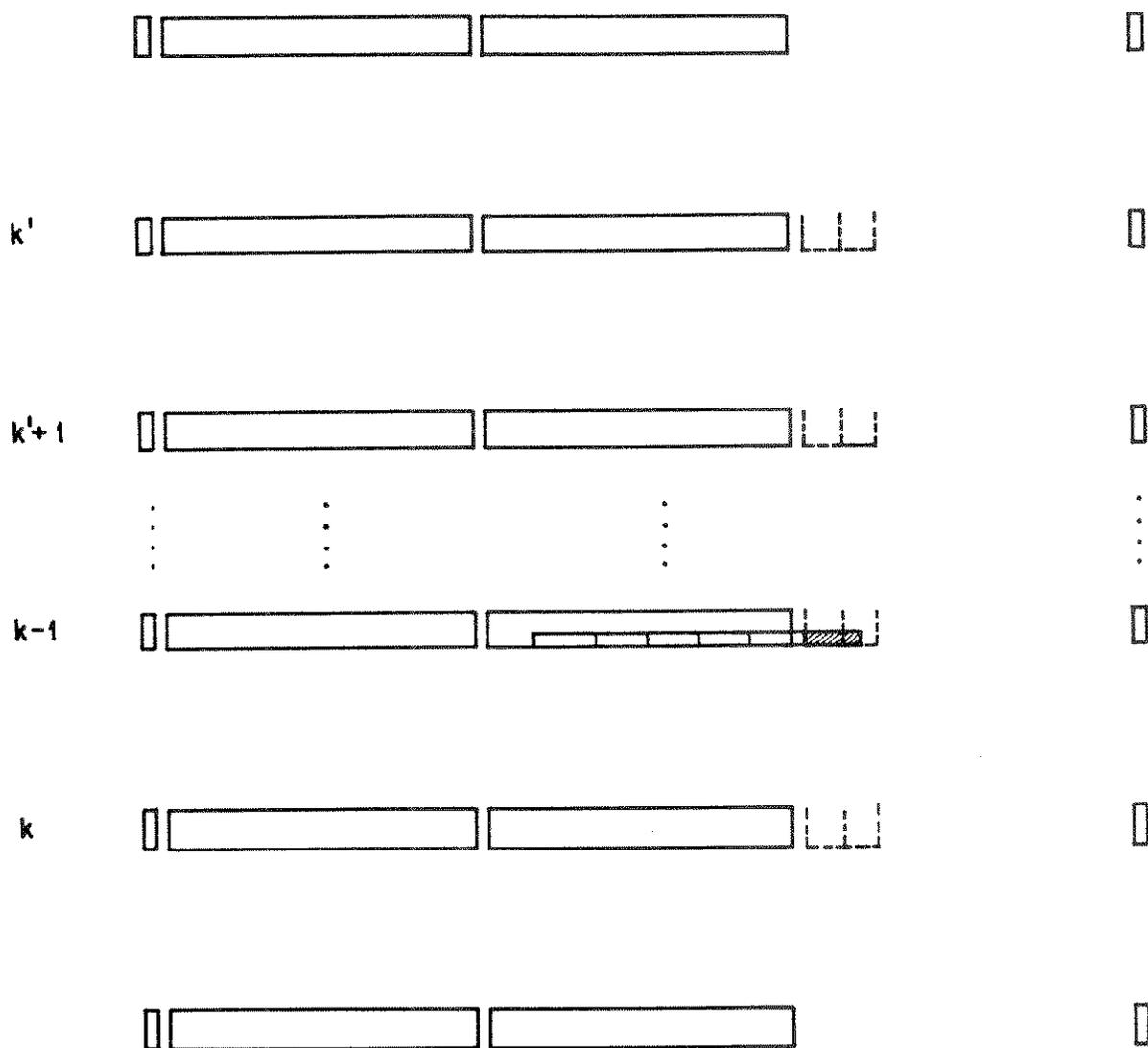


Fig. 3.3 - Quadro de recepção da estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 1

recebida. Na recepção, ao se detectar a presença do pulso de aquisição, sabe-se, sem dúvida alguma, a que intervalo de tempo pertence a detecção, uma vez que o instante de transmissão do pulso detectado só será mudado após transcorrer $t_{dm\acute{a}x} + \Delta$ segs de seu envio. A dúvida que resta é não se saber exatamente qual é o instante de transmissão exato dentro do intervalo de tempo obtido que corresponde ao ponto central da janela de aquisição.

3.3.1. TEMPO NECESSÁRIO PARA REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO

O incremento da varredura a taxa do quadro de transmissão (Δ segs a cada $t_{dm\acute{a}x}$) deve ser menor ou igual que a largura do pulso de aquisição (τ), de modo a assegurar que todo o quadro de transmissão seja varrido. O tempo gasto para que todo o quadro de transmissão seja varrido, isto é, o tempo de varredura de quadro (t_v) é dado por:

$$t_v = \left(\frac{t_q}{\Delta} \right) (t_{dm\acute{a}x} + \Delta) \text{ segs} \quad (3.3)$$

onde a dependência de " t_v " com a largura do pulso de aquisição aparece implicitamente na condição $\Delta \leq \tau$. Deve-se notar que a duração total do processo de aquisição inicial de janela temporal é diretamente dependente do tempo de varredura de quadro (t_v).

3.3.2. INSTANTE DE TRANSMISSÃO CORRESPONDENTE AO PONTO CENTRAL DA JANELA DE AQUISIÇÃO E PRECISÃO OBTIDA

Com o auxílio da Figura 3.4, procura-se estudar a incerteza introduzida pelo método acima descrito na determinação do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição.

Vê-se pela Figura 3.4 que a precisão obtida para o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição depende da largura (τ) do pulso de aquisição transmitido. Quanto mais estreito for o pulso de aquisição, mais precisa será a localização do ponto central da janela de aquisição. Por outro lado estreitar o pulso de aquisição implica em gastar um tempo maior para que todo o quadro de transmissão seja varrido (vide Eq. 3.3). Assim sendo, a largura do pulso de aquisição deve levar em consideração esses dois compromissos.

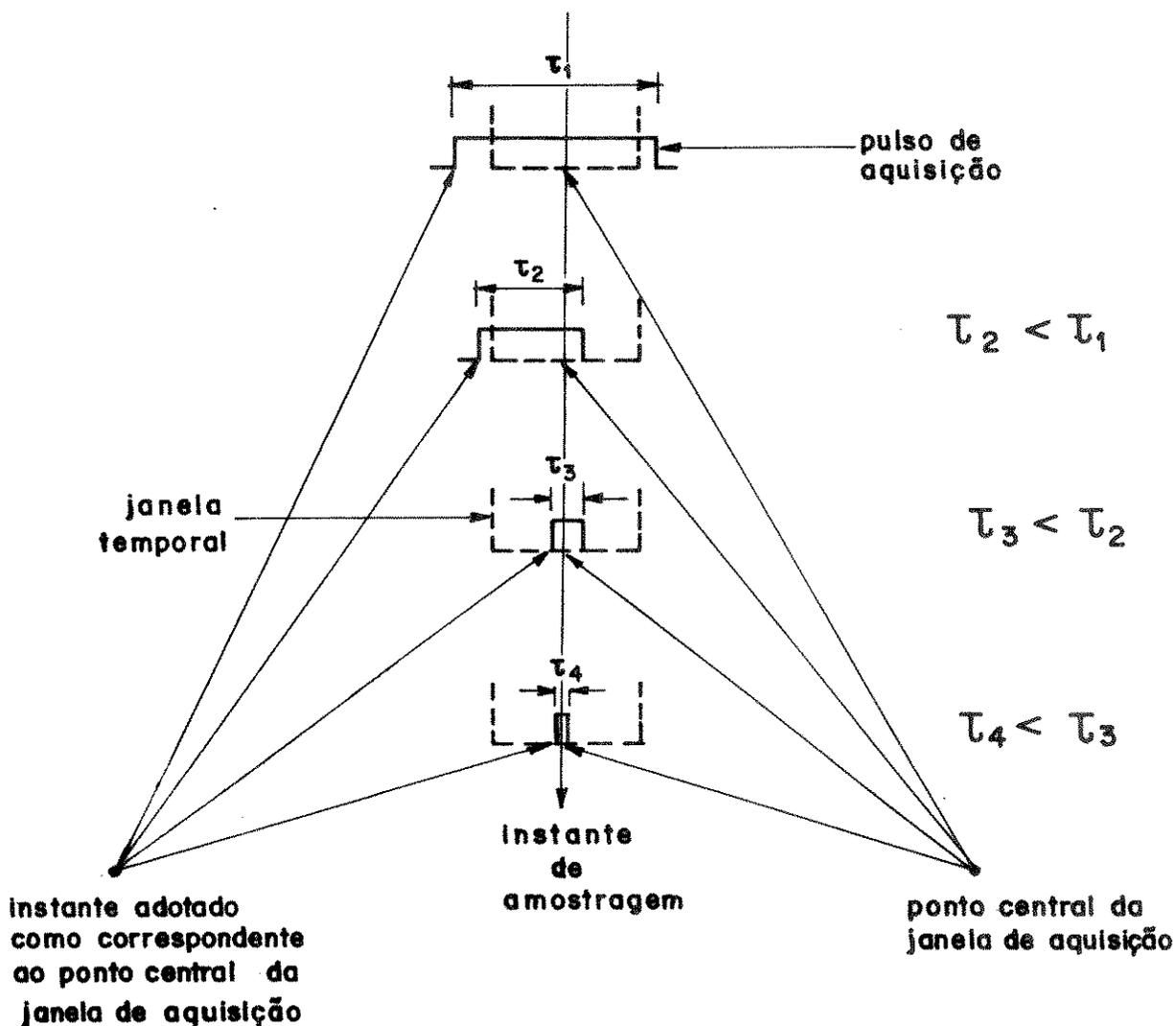


Fig. 3.4 - Impressão na obtenção do ponto central da janela de aquisição devido à largura do pulso de aquisição.

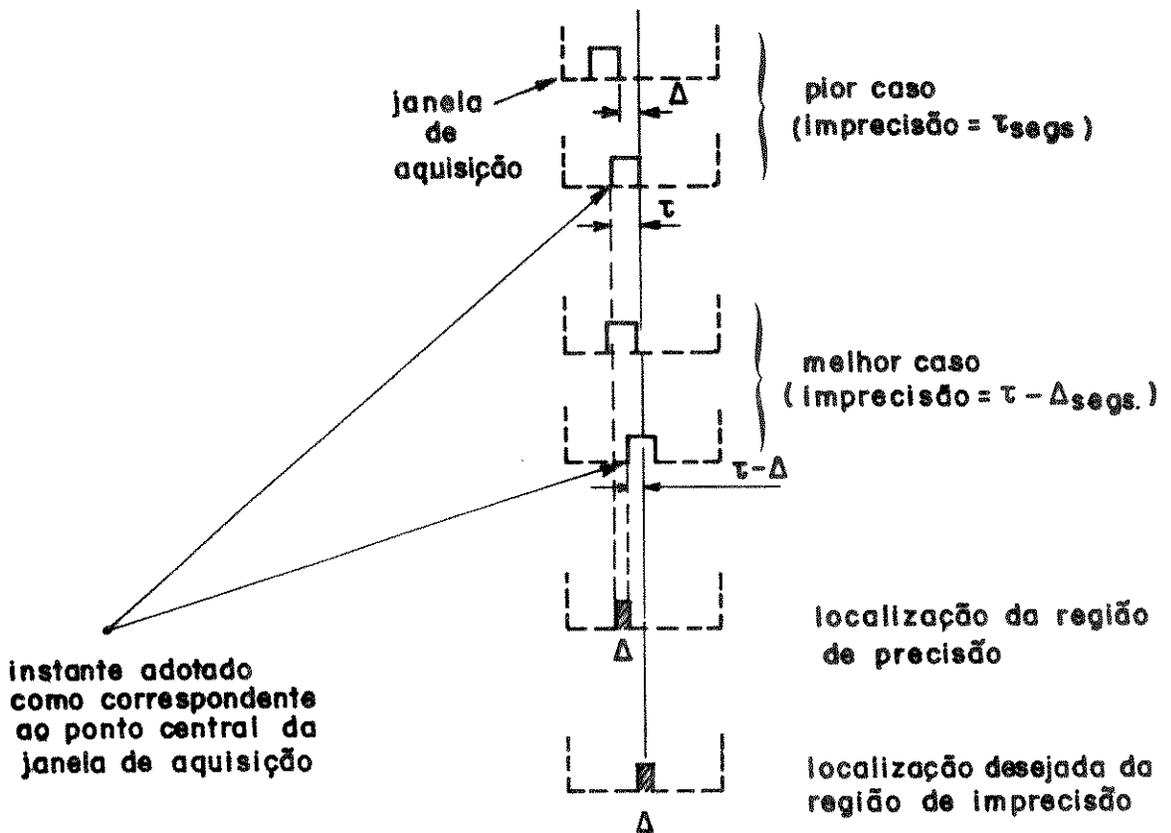


Fig. 3.5 - Imprecisão na obtenção do ponto central da janela de aquisição para o método de aquisição inicial nº 1

Ao se adotar o método de aquisição inicial acima descrito, o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição fica determinado com um erro máximo igual à largura do pulso de aquisição (τ), para o pior caso, e um erro mínimo igual a $(\tau - \Delta)$ seg para o melhor caso (Fig. 3.5). O pior caso irá ocorrer quando a borda de descida do pulso de aquisição transmitido se localizar exatamente à " Δ " segs do ponto central da janela de aquisição, de modo que o próximo pulso de aquisição transmitido será amostrado exatamente na sua borda de descida (isso está ilustrado no alto da Figura 3.5). O melhor caso irá ocorrer quando a borda de descida do pulso de aquisição ocorrer quase sobre o ponto central de janela de

aquisição, de modo que o próximo pulso de aquisição transmitido será amostrado à " Δ " segs da sua borda de descida (isso está ilustrado na parte intermediária da Figura 3.5).

Para se diminuir a imprecisão na determinação do ponto central da janela de aquisição, a observação da Figura 3.5 induz que a "região de imprecisão" deve ser deslocada de modo que a mesma fique centrada em torno do ponto central da janela de aquisição. Para isso, o deslocamento deve ser de $\tau - \Delta/2$ segs para a direita, o que significa atrasar o instante de transmissão de $\tau - \Delta/2$ segs. Portanto, o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição de modo a se ter a incerteza minimizada (t_T) é dado por:

$$t_T = t_o + \tau - \Delta/2 \text{ segs} \quad (3.4)$$

Deve-se notar que os instantes t_o e t_T são sempre medidos em relação à PU de referência recebida. Quando se inicia a varredura de quadro, logo após a detecção da PU de referência recebida, o valor de t_o é sempre múltiplo inteiro do incremento da varredura do quadro (Δ).

Observe que, idealmente, o método de aquisição inicial acima descrito exige que a largura mínima da janela de aquisição, necessária para abrigar as incertezas introduzidas pelo método, seja de Δ segs.

3.3.3. PROBABILIDADES DE FALTA DE DETECÇÃO E DE FALSA DETECÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO

O método acima descrito, toma a decisão sobre o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição baseado na

detecção de um único pulso de aquisição. Assim sendo, pode-se tornar grande a probabilidade de ocorrer falta de detecção do pulso de aquisição (decidir-se sobre a ausência do pulso de aquisição quando na realidade ele está presente), principalmente quando o pulso for de baixa energia.

Um outro erro que pode ocorrer é o de falsa detecção (decidir-se pela presença do pulso de aquisição quando na realidade ele não está presente). No método acima descrito, essa probabilidade é minimizada, pois a amostragem é realizada nos últimos $k-k'$ quadros contidos em $t_{dmáx}$, ao invés de em todos os k quadros.

3.4. MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº 2

Com a finalidade de diminuir as probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção, pode-se modificar um pouco o método anteriormente descrito. Para isso, ao invés de se transmitir, a cada $t_{dmax} + \Delta$ segs, um único pulso de aquisição com duração de τ segs, transmite-se "M" pulsos de aquisição numa mesma posição relativa à PU de referência recebida a cada $t_{dmáx} + (M-1) \cdot t_q + \Delta$ segs (Fig. 3.6).

Neste caso, na recepção, ao invés de se adotar o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição baseando-se na detecção de um único pulso de aquisição, adota-se o instante de transmissão baseado na detecção de "N" pulsos de aquisição sobre o centro da janela de aquisição, dentre "M" quadros consecutivamente amostrados, sendo que $N \leq M$ (Fig. 3.7).

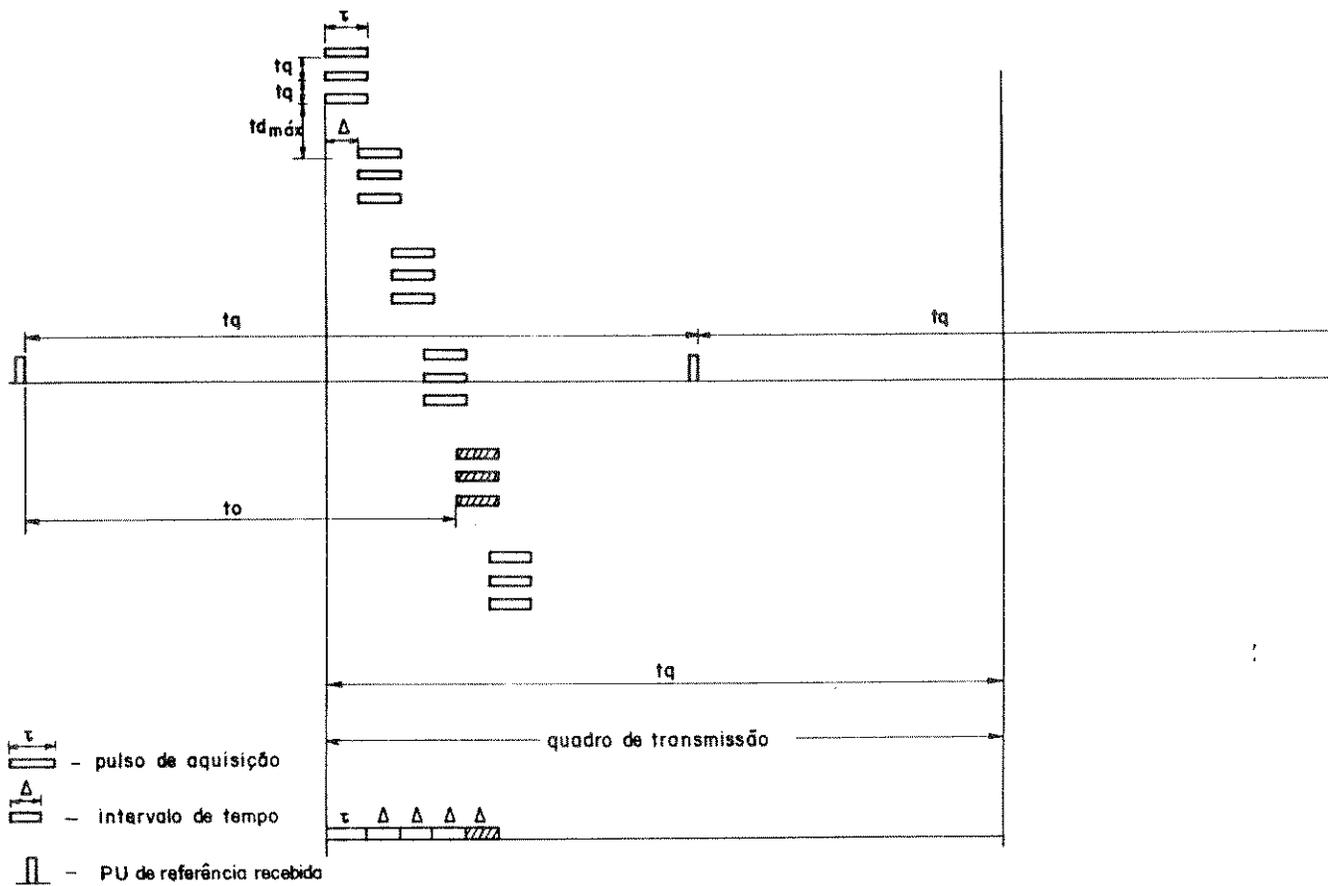


Fig. 3.6 - Quadro de transmissão da estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 2

3.4.1. TEMPO NECESSÁRIO PARA A REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO

No método descrito acima, há o inconveniente de se aumentar um pouco (em relação ao método de Aquisição Inicial nº 1) o tempo de varredura do quadro, agora dado por:

$$t_v = \left(\frac{t_q}{\Delta} \right) \cdot (t_{dmáx} + (M-1) \cdot t_q + \Delta) \text{ segs} \quad (3.5)$$

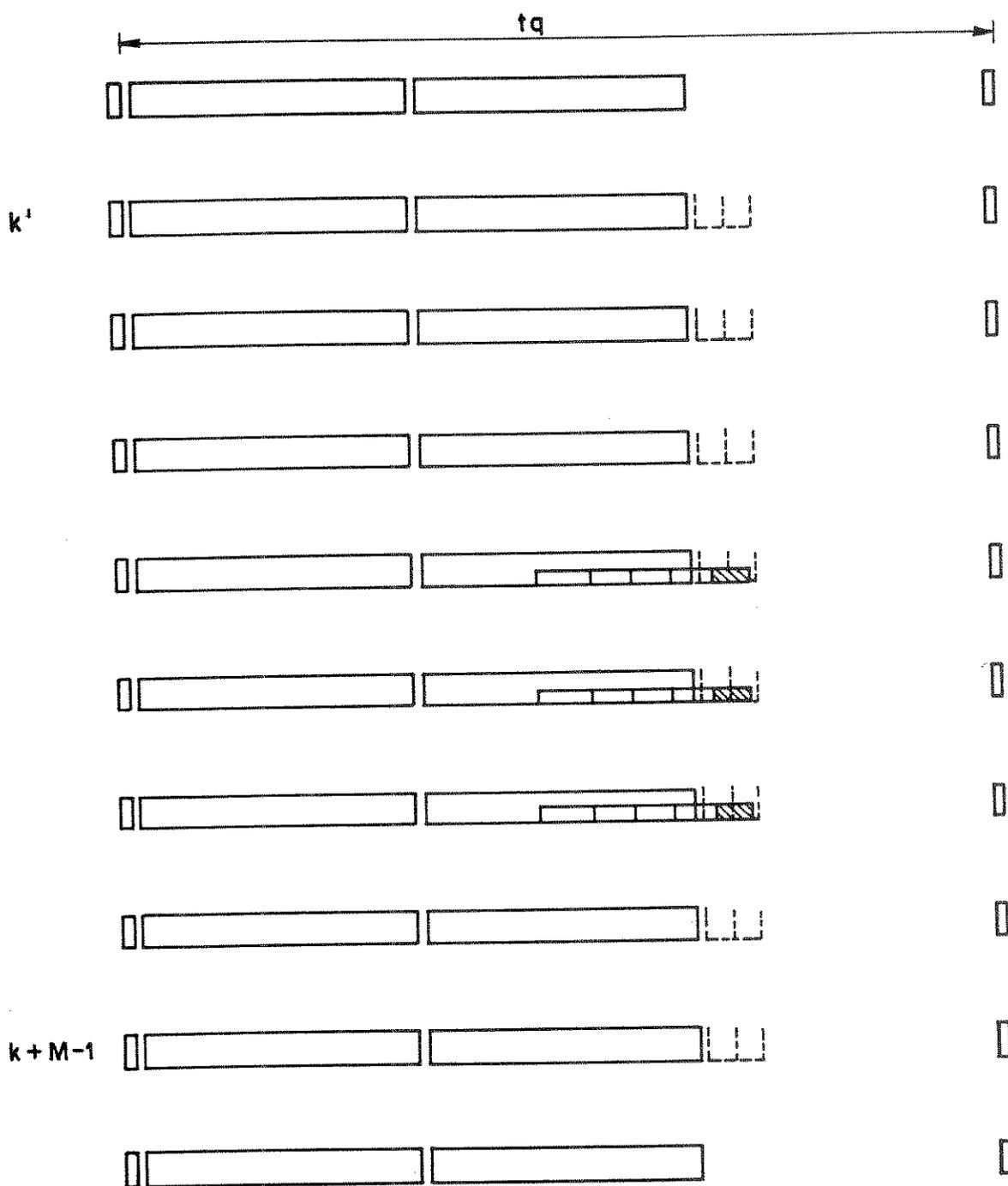


Fig. 3.7 - Quadro de Recepção da estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 2

3.4.2. INSTANTE DE TRANSMISSÃO CORRESPONDENTE AO PONTO CENTRAL DA JANELA DE AQUISIÇÃO E PRECISÃO OBTIDA

Obviamente, deve-se adotar o mesmo instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição obtido no método anterior, de modo a ter a incerteza minimizada. Portanto,

$$t_T = t_o + \tau - \Delta/2 \text{ seg} \quad (3.6)$$

Novamente, tem-se que o método descrito, idealmente, exige que a largura mínima da janela de aquisição, necessária para abrigar as incertezas introduzidas pelo método, seja de Δ segs.

3.4.3. PROBABILIDADES DE FALTA DE DETECÇÃO E DE FALSA DETECÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO

Este método tem o propósito de reduzir significativamente a probabilidade de falta de detecção, uma vez que se admite a falta de detecção de até $(M-N)$ pulsos de aquisição na tomada de decisão sobre o instante de transmissão. Com este método, reduz-se também a probabilidade de falsa detecção, uma vez que ela só ocorrerá quando houver "N" amostras erradas dentre "M" amostras consecutivas do pulso de aquisição e não mais apenas uma.

A fim de se continuar mantendo baixa a probabilidade de falsa detecção, a presença dos N pulsos de aquisição sobre o centro da janela de aquisição só é procurada durante os últimos $[(k-k') + (M+1)]$ quadros dos $(k+M-1)$ quadros contidos em $t_{dm\acute{a}x} + (M-1).t_q$ segs (Fig. 3.7).

Quando este método é utilizado, o instante de transmissão

correspondente aos pulsos detectados sobre o centro da janela de aquisição é estimado fazendo-se uso de uma decisão majoritária. Com isso, pode-se diminuir tanto a probabilidade de falsa detecção quanto a probabilidade de falta de detecção.

3.5. MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº 3

Tendo em vista que em qualquer sistema é desejável que a aquisição inicial se desenvolva o mais rápido possível, os métodos anteriormente descritos não são adequados, pois apresentam a inconveniência de o pulso de aquisição se deslocar no quadro de transmissão somente depois de decorrido um tempo igual ou superior ao tempo de atraso de propagação máximo adotado ($t_{dmáx}$) para a estação local (~280 msecs). O método que será agora descrito procura tornar mais rápida a aquisição inicial.

O método de aquisição inicial nº 1 possui o tempo de varredura do quadro dado por:

$$t_v = \left(\frac{t_q}{\Delta} \right) (t_{dmáx} + \Delta) \text{ segs}$$

onde $t_{dmáx} = k.t_q$. Portanto,

$$t_v = \left(\frac{t_q}{\Delta} \right) (k.t_q + \Delta) \text{ seg} \quad (3.7)$$

Como foi dito, a redução do tempo de realização da aquisição inicial está diretamente relacionada com a redução do tempo de varredura do quadro.

Pela equação (3.7), vê-se que para diminuir t_v pode-se aumentar o valor de Δ , ou reduzir o número inteiro k . Aumentar o valor de Δ implica, como se viu na

seção 3.3.2, em se aumentar a imprecisão na localização do ponto central da janela de aquisição. Diminuir o número inteiro k implica em introduzir modificações no método anteriormente descrito. Estuda-se a seguir as modificações introduzidas neste método, em consequência de uma redução máxima no valor de k , que equivale a fazer $k=1$.

Pelas Figuras 3.8 e 3.9, vê-se as modificações introduzidas nos quadros de transmissão e recepção da estação local para o caso $k=1$. Desse modo, a estação local varre o quadro de transmissão enviando um pulso de aquisição a cada $t_q + \Delta$ segs. Enquanto na transmissão o processo de varredura vai se processando, na recepção o centro da janela de aquisição vai sendo simultaneamente amostrado a cada quadro, até que seja acusada a presença do pulso de aquisição.

3.5.1. TEMPO NECESSÁRIO PARA A REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO

Como descrito acima, o tempo de varredura do quadro é significativamente reduzido, sendo agora dado pela seguinte equação:

$$t_v = \left(\frac{t_q}{\Delta} \right) (t_q + \Delta) \text{ segs} \quad (3.8)$$

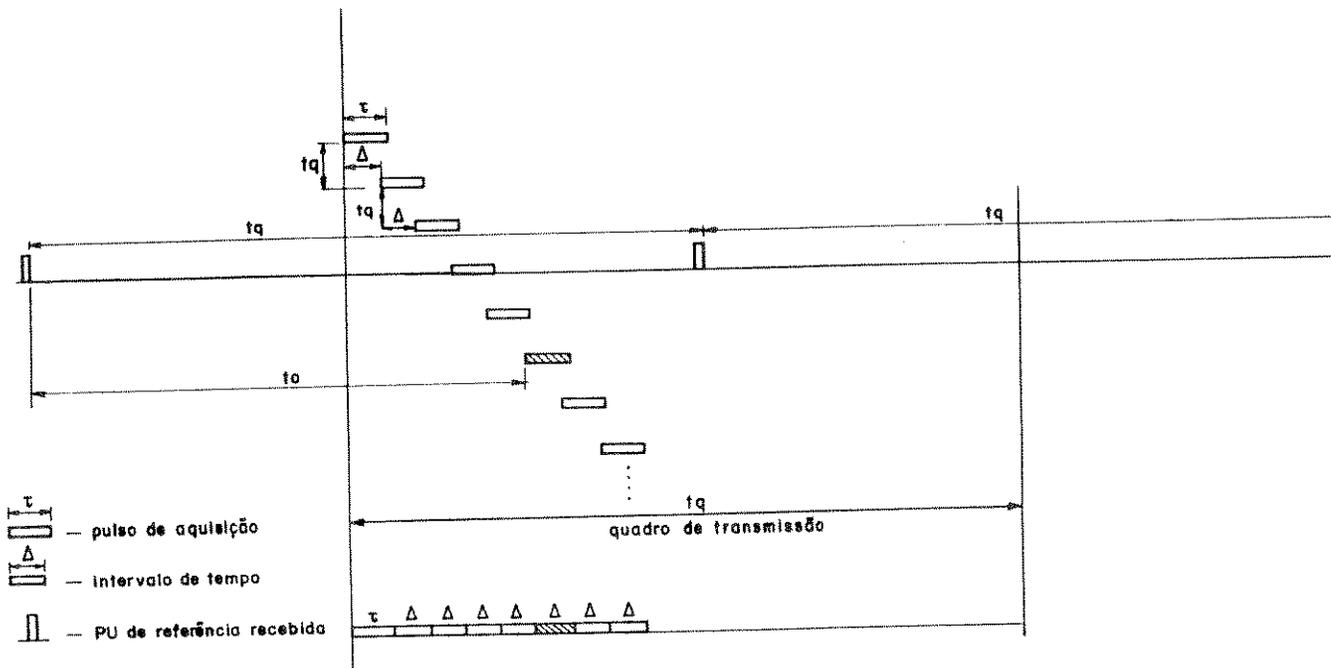


Fig. 3.8 - Quadro de transmissão da estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 3

3.5.2. CÁLCULO DO INSTANTE DE TRANSMISSÃO CORRESPONDENTE AO PONTO CENTRAL DA JANELA DE AQUISIÇÃO E PRECISÃO OBTIDA

No instante em que se detecta o pulso de aquisição sobre o centro da janela de aquisição, sabe-se que o mesmo foi transmitido a exatamente t_d segs atrás, onde t_d é o tempo de atraso de propagação correspondente à estação local, durante o período em que se desenvolve a aquisição inicial. O valor de " t_d " é a princípio desconhecido, mas suposto constante durante o período de realização da aquisição inicial. Assim sendo, para se obter o instante de

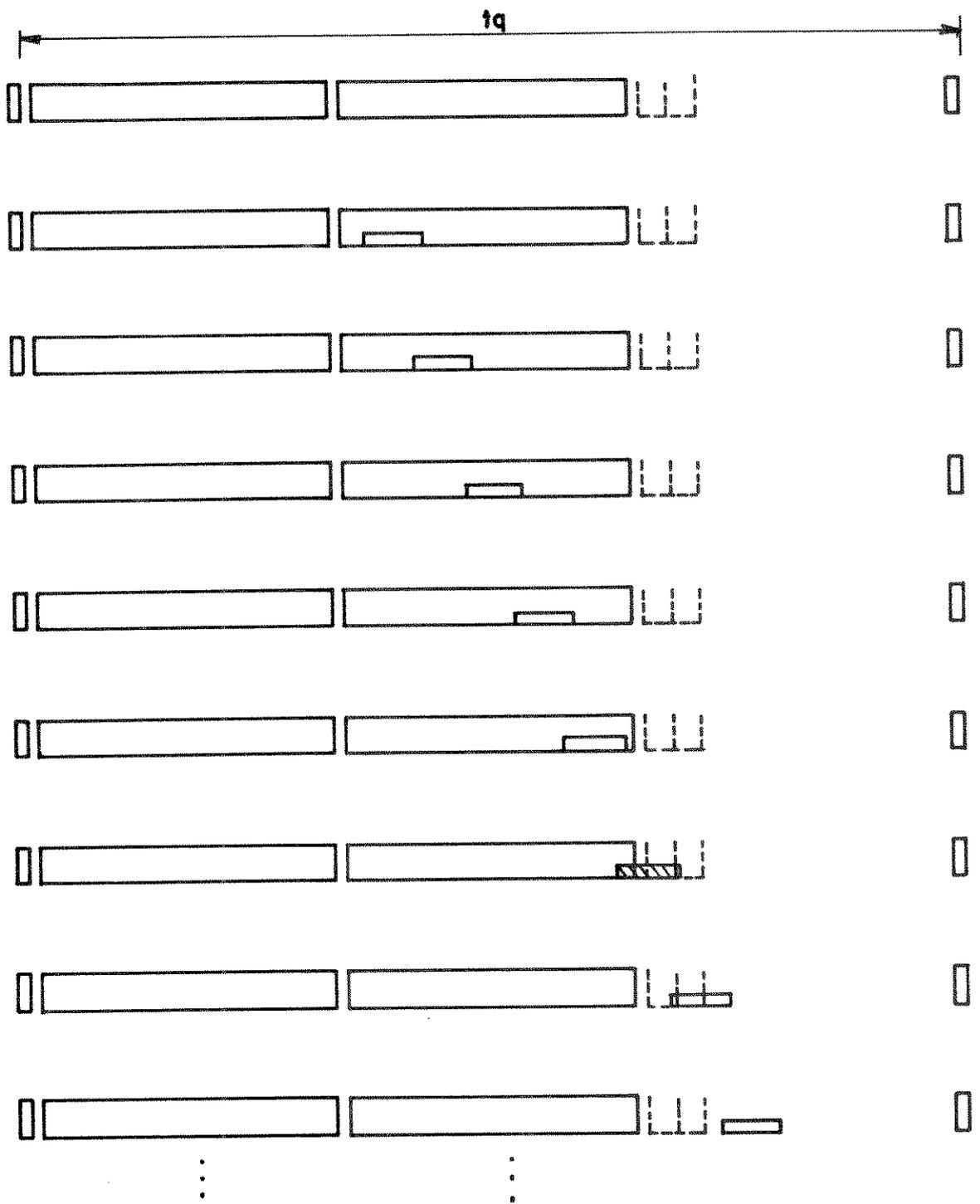


Fig. 3.9 - Quadro de recepção da estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 3

transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição deve-se adiantar o instante de transmissão atual do pulso de aquisição, no momento da detecção, de um tempo equivalente ao percorrido pelo pulso no quadro de transmissão durante um período de tempo de atraso de propagação (t_d).

Quando o satélite ocupa o centro do quadrilátero da Figura 2.6, o tempo de atraso de propagação correspondente é dito nominal (t_{dn}). O número de quadros em trânsito (n_q) neste caso é dado por:

$$n_q = \frac{t_{dn}}{t_q} = x + y \quad \text{quadros} \quad (3.9)$$

onde x é o número de quadros em trânsito e y é apenas uma fração do quadro ($0 \leq y < 1$).

Supondo-se, agora, três diferentes posições nominais para uma mesma estação local (Figuras 3.10, 3.11 e 3.12), estuda-se a seguir o procedimento para a obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição para cada caso.

No caso da Figura 3.10, no qual $y.t_q > x.\Delta$, onde $x=6$ ($y.t_q$ é a fração de quadro em trânsito e $x.\Delta$ é o tempo percorrido pelo pulso de aquisição sobre o quadro de transmissão durante um período de tempo de atraso de propagação), observa-se que quando o pulso de aquisição é detectado sobre o centro da janela de aquisição, o instante de transmissão atual do pulso de aquisição ($t_o = 9.\Delta$ segs) está adiantado de $x.\Delta$ segs em relação ao instante em que foi transmitido o pulso de aquisição detectado sobre o centro da janela de

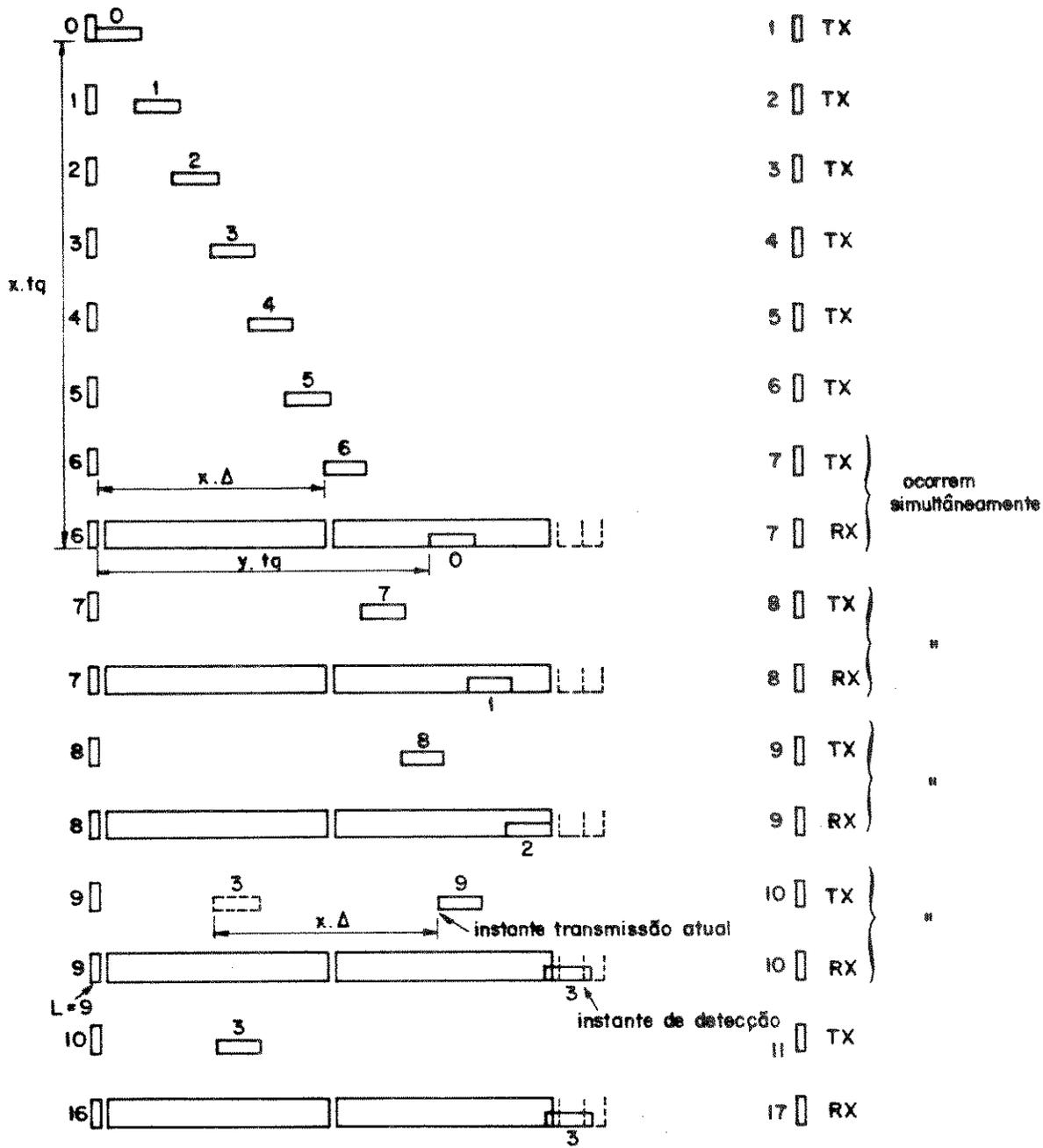


Fig. 3.10 - Obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição para $y.t_q > x.\Delta$

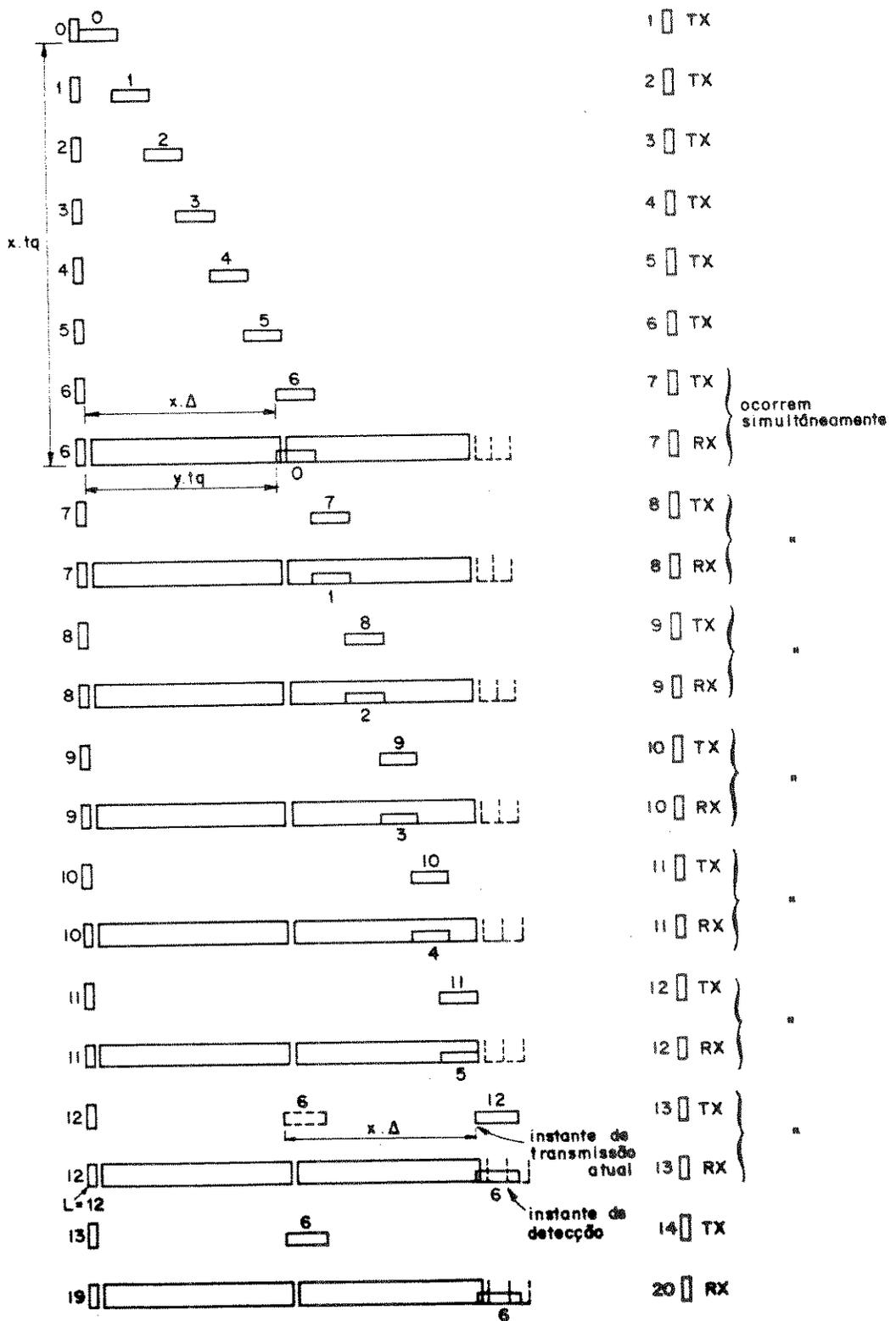


Fig. 3.11 - Obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição para $y.t_q = x.\Delta$

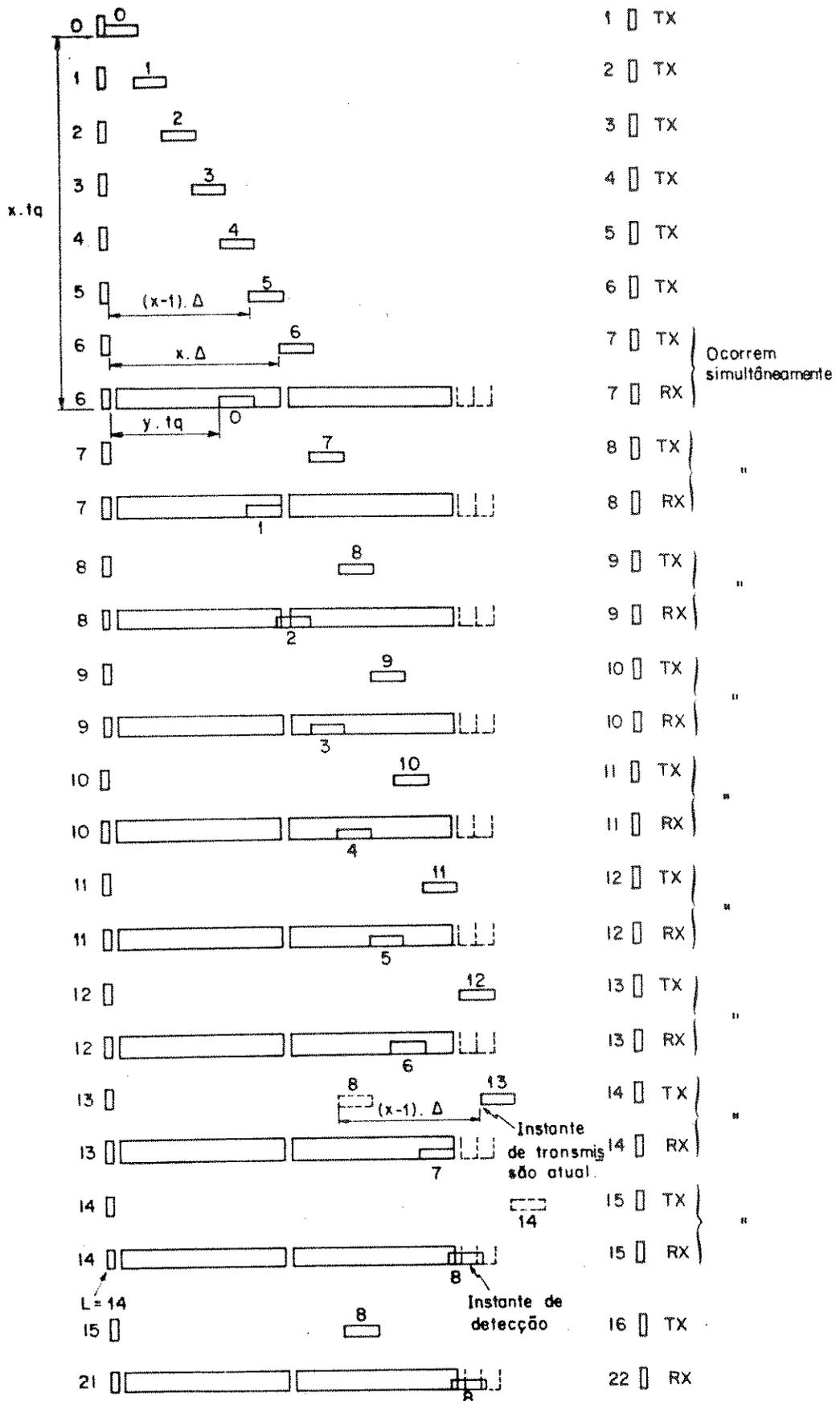


Fig. 3.12 - Obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição para $y.t_q < x.\Delta$

aquisição. Neste caso, para se obter o instante de transmissão correspondente ao pulso detectado, deve-se adiantar o instante de transmissão atual de $x.\Delta$ segs. Todo esse procedimento está perfeitamente ilustrado para o caso da Figura 3.10.

No caso da Figura 3.11, no qual $y.t_q = x.\Delta$, onde $x=6$, observa-se que a obtenção do instante de transmissão correspondente ao pulso detectado sobre o centro da janela de aquisição segue o mesmo procedimento descrito no parágrafo anterior.

No caso da Figura 3.12, no qual $y.t_q < x.\Delta$, onde $x=6$ (notar que neste caso o tempo percorrido pelo pulso de aquisição sobre o quadro de transmissão durante um período de tempo de atraso de propagação é de $(x-1).\Delta$ segs), observa-se que quando ocorre a detecção do pulso de aquisição, o instante de transmissão atual ainda é o do quadro anterior. Procedendo-se como nos dois casos anteriores, o instante de transmissão do pulso detectado é obtido adiantando-se o instante de transmissão atual ($t_o = 13.\Delta$ segs) de $(x-1).\Delta$ segs.

Generalizando, tem-se que o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição de modo a se ter a incerteza minimizada (t_T) é dado por:

$$t_T = \begin{cases} t_o - (x-1).\Delta + \tau - \frac{\Delta}{2} \text{ segs p/ } y.t_q < x.\Delta \\ t_o - x.\Delta + \tau - \frac{\Delta}{2} \text{ segs p/ } y.t_q \geq x.\Delta \end{cases} \quad (3.10)$$

Deve-se observar que o resultado obtido acima continua válido caso a varredura de quadro se inicie em qualquer lugar do quadro de transmissão e não necessariamente após o recebimento da PU de referência.

A equação acima pode ser simplificada com a introdução de um contador de quadros no método anteriormente descrito. Após a inicialização que ocorre antes de se transmitir o primeiro pulso de aquisição, o contador de quadro é incrementado a cada recepção da PU de referência e termina sua contagem quando da detecção do pulso de aquisição no centro da janela de aquisição. Sendo "L" o valor final contido no contador de quadros, o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, de modo a se ter a incerteza minimizada (t_T), será:

$$t_T = t_i + L.\Delta - x.\Delta + \tau - \Delta/2 \text{ segs} \quad (3.11)$$

onde t_i é o tempo relativo entre a PU de referência recebida e o início da transmissão do primeiro pulso de aquisição da varredura.

Através dos exemplos anteriores, nos quais $t_i=0$, verifica-se, para o caso particular da Figura 3.10, que $L=9$, de modo que $t_T=9.\Delta - 6.\Delta = 3.\Delta$, sendo este o resultado esperado. Para o caso da Figura 3.11, tem-se que $L=12$, de modo que $t_T = 12.\Delta - 6.\Delta = 6.\Delta$, novamente o resultado esperado. Finalmente para o caso da Figura 3.12, tem-se que $L=14$, de modo $t_T = 14.\Delta - 6.\Delta = 8.\Delta$ confirmando assim a validade da equação 3.11. A vantagem desta última equação é ser mais facilmente implementada que a anterior.

A imprecisão na determinação do ponto central da janela de aquisição para o método assim desenvolvido é basicamente a mesma imprecisão apresentada na Figura 3.5 (razão pela qual é introduzido o termo $\tau - \Delta/2$ nas equações 3.10 e 3.11), acrescida da imprecisão devido ao posicionamento desconhecido do satélite, durante o período em que se realiza a aquisição inicial. Isto porque durante o período de realização da aquisição inicial o tempo de atraso de

propagação, provavelmente, é diferente do nominal.

Sejam os limites inferior e superior do número de quadros em trânsito ($n_{q\ell}$) dado por:

$$n_{q\ell} = (x \pm \omega) + y \quad \text{quadros} \quad (3.12)$$

onde " ω " é o número de quadros equivalente ao desvio entre o atraso de propagação máximo (ou mínimo) e o atraso de propagação nominal da estação local. Deve-se notar que " ω " é tomado como o menor inteiro maior ou igual que o desvio obtido.

A fim de se estudar a imprecisão acrescida na determinação do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição devido ao posicionamento desconhecido do satélite, retoma-se o exemplo particular da Figura 3.10, agora supondo que o satélite esteja distante de sua posição nominal exatamente um quadro a mais (ou seja $\omega=1$). Isto está ilustrado na Figura 3.13.

Comparando-se as Figuras 3.10 e 3.13, pode-se ver que o primeiro pulso de aquisição recebido, em ambas as figuras, ocupam a mesma posição em relação à PU de referência recebida. Entretanto, para a Figura 3.13 o primeiro pulso de aquisição recebido ocorre um quadro após ao da Figura 3.10. O mesmo se sucede com os demais pulsos de aquisição até que ocorre a detecção. Seguindo o procedimento anteriormente descrito, verificar-se-ia que $L=10$, prosseguindo, far-se-ia $t_T = 10\Delta - 6\Delta = 4\Delta$, ou seja, tomar-se-ia o instante de transmissão correspondente ao pulso detectado como sendo 4Δ segs, quando na realidade foi 3Δ segs. Portanto, para um desvio no posicionamento do satélite equivalente a um quadro tem-se um desvio do

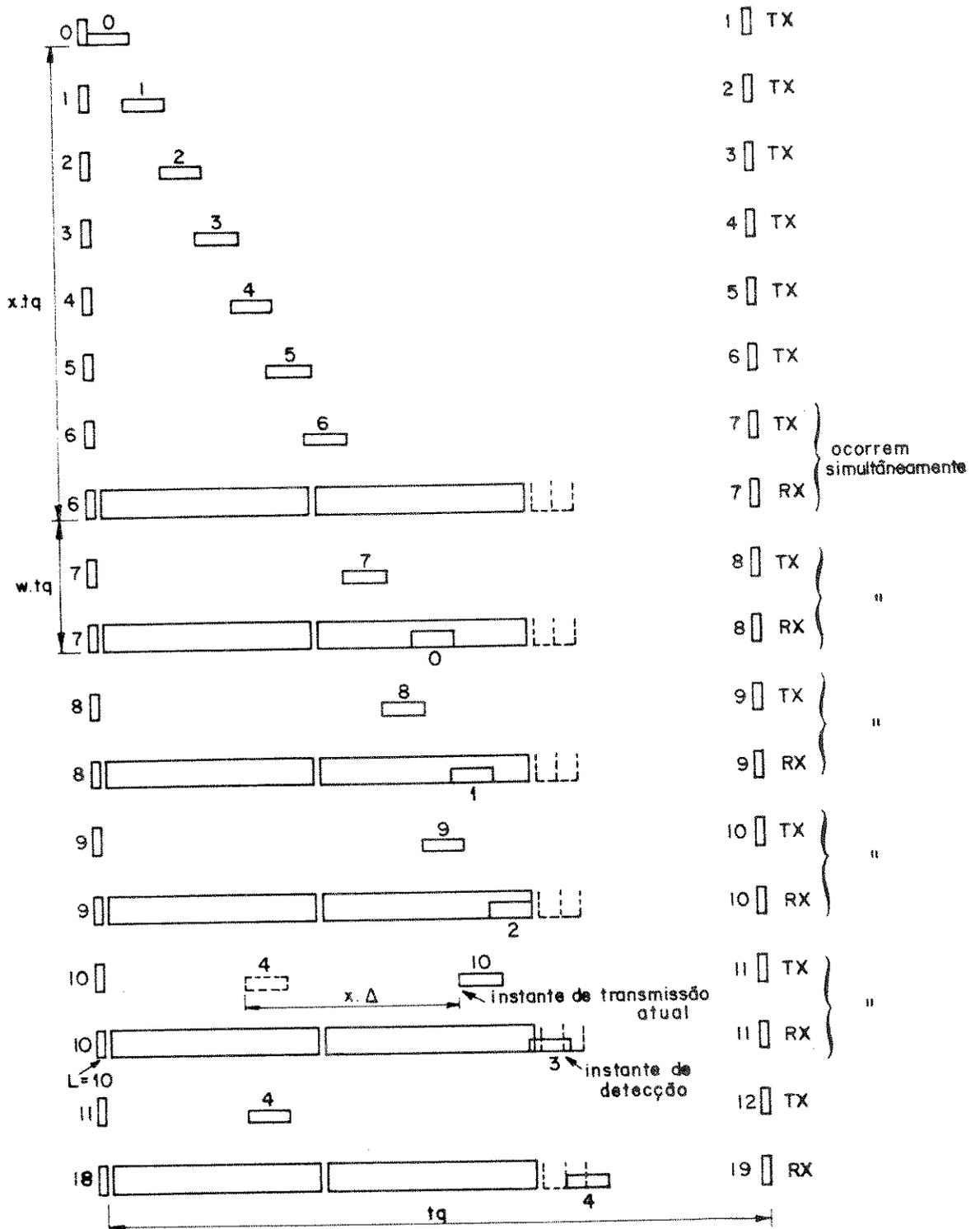
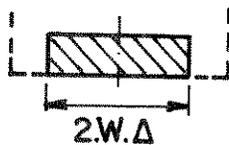


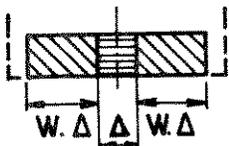
Fig. 3.13 - Erro provocado na obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, devido ao deslocamento do satélite

instante de transmissão correspondente ao pulso detectado de Δ segs.

Entendendo-se este raciocínio para um desvio qualquer no posicionamento do satélite, o desvio do instante de transmissão correspondente ao pulso detectado mantém a mesma proporção anterior. Assim, sabendo-se que o satélite pode desviar de sua posição nominal o equivalente à $\pm \omega.t_q$ segs, a Figura 3.14a ilustra a região de imprecisão do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição para esse desvio.



a) Incerteza devido ao posicionamento desconhecido do satélite



b) Incerteza total apresentada pelo método

Fig. 3.14 - Imprecisão na obtenção do ponto central da janela de aquisição para o método de aquisição inicial nº 3

A Figura 3.14b mostra o efeito da somatória das duas incertezas conhecidas e também a necessidade da janela de aquisição abrigar tais incertezas. A razão de imprecisão indica os pontos que podem ser tomados como correspondentes ao ponto central da janela de aquisição pelo método adotado.

3.5.3. PROBABILIDADES DE FALTA DE DETECÇÃO E DE FALSA DETECÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO

O presente método de aquisição tem probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção do pulso de aquisição piores que nos dois métodos primeiramente descritos. Uma vez que o centro da janela de aquisição é amostrado a cada quadro, desde quando se inicia a varredura de quadro, a probabilidade de falsa detecção é obviamente deteriorada. Além disso, o método descrito não faz uso da decisão majoritária, para a obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, o que permitiria, como já foi dito, uma melhora sensível nas probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção. Portanto, apesar deste método ter a vantagem de reduzir significativamente o tempo de varredura do quadro, ele pode apresentar probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção insatisfatórias.

3.6. MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº 4

O método de aquisição inicial nº 3, ao reduzir significativamente o tempo de varredura do quadro, sacrificou as probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção do pulso de aquisição, provocando também um acréscimo de incerteza na determinação do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição. O método de aquisição a seguir descrito, busca melhorar consideravelmente as probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção do pulso de aquisição, sem contudo provocar um aumento significativo do tempo de varredura do quadro.

Neste método de aquisição inicial, assim como no método anterior, a estação local varre o quadro de transmissão enviando um pulso de aquisição a

cada $t_q + \Delta$ segs. Entretanto, aqui exige-se que a largura do pulso de aquisição (τ) seja várias vezes maior que o incremento da varredura do quadro (Δ).

Seja o valor da largura do pulso de aquisição dado por

$$\tau = M \cdot \Delta \text{ segs} \quad (3.13)$$

onde M é um número inteiro.

Como pode ser visto na Figura 3.15, exigir que a largura do pulso de aquisição (τ) seja M vezes maior que o incremento de varredura do quadro, faz com que o pulso de aquisição necessariamente permaneça M vezes consecutivas sobre o ponto central da janela de aquisição.

Assim sendo, na recepção, com a certeza de existir M pulsos de aquisição sobre o centro da janela de aquisição em M quadros consecutivos, pode-se fazer uso da decisão majoritária, decidindo-se pela presença do pulso de aquisição quando houver N confirmações da presença do pulso de aquisição em M amostragens consecutivas ($N \leq M$).

3.6.1. TEMPO NECESSÁRIO PARA A REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO

Como descrito acima, o tempo de varredura do quadro é dado pela mesma equação do método de aquisição nº 3, ou seja:

$$t_v = \left(\frac{t_q}{\Delta} \right) \cdot (t_q + \Delta) \text{ segs} \quad (3.14)$$

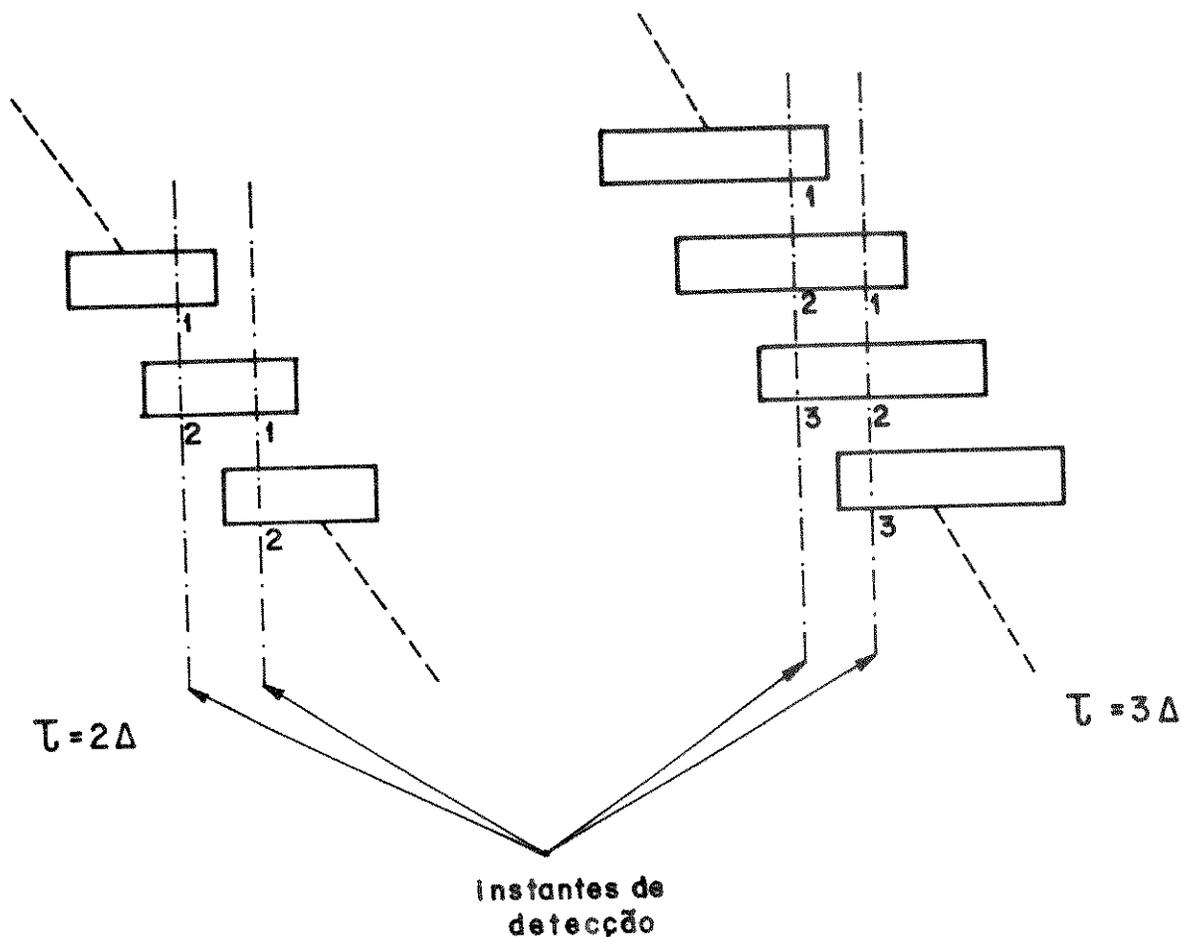


Fig. 3.15 - Relação entre largura do pulso de aquisição e número de deteccões consecutivas

Entretanto, deve-se notar que para um mesmo valor da largura do pulso de aquisição (τ), o método de aquisição nº 3 se desenvolve mais rapidamente, pois neste caso pode-se ter $\Delta = \tau$, enquanto que no método de aquisição nº 4 tem-se $\Delta = \tau/M$.

3.6.2. CÁLCULO DO INSTANTE DE TRANSMISSÃO CORRESPONDENTE AO PONTO CENTRAL DA JANELA DE AQUISIÇÃO E PRECISÃO OBTIDA

Neste método, o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição é dado pela equação:

$$t_T = t_1 + L.\Delta - x.\Delta \quad \text{segs} \quad (3.15)$$

Entretanto, no presente caso, o valor de "L" contido no contador de quadros é obtido quando a presença do pulso de aquisição é detectada pelo circuito de decisão majoritária.

Fazendo-se uso do circuito de decisão majoritária, existem várias posições em que se pode decidir pela presença do pulso de aquisição quando o centro da janela de aquisição é amostrado. A Figura 3.16, abaixo, resalta várias dessas posições:

Na Fig. 3.16a, exemplifica-se um caso em que o circuito de decisão majoritária tomou a decisão pela presença do pulso de aquisição com todas as M amostras sendo feitas na ausência do pulso de aquisição (logicamente houve N falsas detecções do pulso de aquisição dentre as M amostras tomadas). Como consequência existe uma diferença acentuada entre o ponto central da janela de aquisição e o instante tomado como correspondente ao ponto central da janela de aquisição.

Na Figura 3.16b, exemplifica-se o caso em que o circuito de decisão majoritária tomou a decisão pela presença do pulso de aquisição quando a última amostra (deve-se notar que a decisão pela presença do pulso de aquisição exige sempre que a última amostra indique necessariamente a presença do pulso de aquisição) foi tomada na presença do pulso de aquisição, sendo as demais amostras feitas na ausência do pulso (logicamente houve N-1 falsas detecções do pulso de aquisição dentre as primeiras M-1 amostras). Como

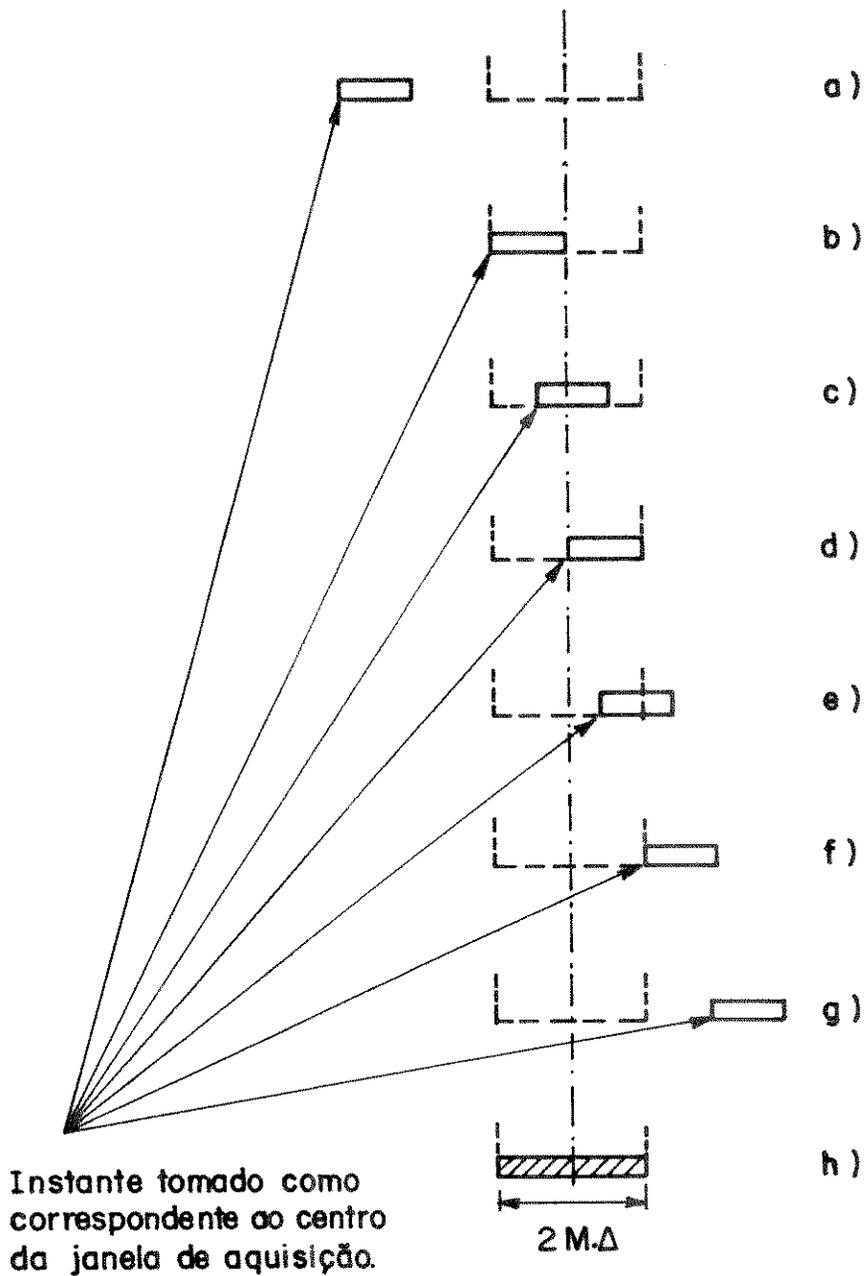


Fig. 3.16 - Imprecisão na obtenção do ponto central da janela de aquisição devido ao uso de decisão majoritária

consequência, produziu-se uma diferença igual à $M \cdot \Delta (= \tau)$ segs entre o ponto central da janela de aquisição e o instante tomado como correspondente ao ponto central da janela de aquisição.

Na Fig. 3.16d, exemplifica-se o caso em que o circuito de decisão majoritária tomou a decisão pela presença do pulso de aquisição com todas as M amostras sendo feitas na presença do pulso de aquisição (logicamente houve M-N faltas de detecções do pulso de aquisição dentre as M-1 primeiras amostras). Como consequência, verifica-se, para este caso, não haver diferença entre o ponto central da janela de aquisição e o instante tomado como correspondente ao ponto central da janela de aquisição.

Na Fig. 3.16c, exemplifica-se um caso intermediário aos das Figuras 3.16b e 3.16d. Assim, os vários casos intermediários podem produzir uma diferença entre o ponto central da janela de aquisição e o instante tomado como correspondente ao ponto central da janela de aquisição, que vai de $(M-1) \cdot \Delta$ à Δ segs.

Na Figura 3.16f, exemplifica-se o caso em que o circuito de decisão majoritária tomou a decisão pela presença do pulso de aquisição apenas com a primeira amostra sendo tomada na presença do pulso de aquisição (esta amostra pode ter sido detectada corretamente ou não). Como consequência, produziu-se, novamente, uma diferença igual à $M \cdot \Delta (= \tau)$ segs entre o ponto central da janela de aquisição e o instante tomado como correspondente ao ponto central da janela de aquisição.

Na Figura 3.16e, exemplifica-se um caso intermediário aos da Figura 3.16d e 3.16f. Novamente produzindo uma diferença entre o ponto central da janela de aquisição e o instante tomado como correspondente ao ponto central da janela de aquisição, que pode variar de Δ à $(M-1) \cdot \Delta$ segs.

Na Figura 3.16g, tem-se outro exemplo similar ao da Figura 3.16a. Na Figura 3.16h tem-se a região de imprecisão devido à utilização da decisão

majoritária na obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, considerando-se que a decisão pela presença do pulso de aquisição é tomada com pelo menos uma amostra na presença do pulso de aquisição. Naturalmente, a imprecisão total deste método é o somatório da imprecisão descrita acima com os outros dois tipos de imprecisão descritos no método de aquisição nº 3. Lembrando novamente que para um mesmo valor da largura do pulso de aquisição (τ), no método de aquisição nº 3 pode-se fazer $\Delta=\tau$, enquanto que no método de aquisição nº 4 tem-se $\Delta=\tau/M$, reduzindo-se para este método, os dois tipos de imprecisão citados acima.

Deve-se notar que a probabilidade de ocorrência de casos como o da Figura 3.16d e seus vizinhos é maior do que a probabilidade de ocorrência de casos como os das Figuras 3.16b e 3.16f e seus vizinhos. Isso desde que as probabilidades de detecção correta (do pulso de aquisição ou da ausência do pulso de aquisição) seja bem maior que a probabilidade de detecção errônea (falta de detecção do pulso de aquisição ou falta de detecção da ausência do pulso de aquisição).

3.6.3. PROBABILIDADES DE FALTA DE DETECÇÃO E DE FALSA DETECÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO

Uma vez que este método de aquisição inicial faz uso da decisão majoritária para a obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, reduz-se significativamente a probabilidade de falta de detecção, uma vez que se admite a falta de detecção de até $(M-N)$ pulsos de aquisição na tomada de decisão. Reduz-se também a probabilidade de falsa detecção, uma vez que ela só ocorrerá quando houver N amostras erradas dentre M amostras consecutivas, feitas na ausência do pulso de aquisição sobre o centro da janela de aquisição.

3.7. MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº 5

O método anteriormente descrito é suficiente para garantir uma aquisição inicial satisfatória, entretanto desejando-se maior confiabilidade nada mais lógico que checar os resultados obtidos antes que se inicie a transmissão com potência normal. Para isso, neste método, acrescenta-se um novo estágio ao método anteriormente descrito: o estágio de reconfirmação.

O estágio de reconfirmação faz uso do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição calculado no método anterior, para enviar continuamente novos pulsos de aquisição, agora, numa mesma posição relativa à PU de referência recebida. Esses pulsos devem ser enviados de modo a ocuparem o centro da janela de aquisição. Em seguida, na recepção, o circuito de decisão majoritária irá reconfirmar ou não a presença dos pulsos de aquisição sobre o centro da janela de aquisição. Caso se confirme a presença dos pulsos de aquisição, o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição (t_T) é adotado como correto. Caso contrário, repete-se todo o processo de aquisição inicial.

3.7.1. TEMPO NECESSÁRIO PARA A REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO

Neste método de aquisição inicial o tempo necessário para a realização será proporcional ao tempo de varredura de quadro (t_V), dado pela equação 3.14, mais o tempo necessário à realização da reconfirmação. A reconfirmação iniciando-se imediatamente após a obtenção do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição (t_T), deve realizar-se, na pior hipótese, num tempo ligeiramente superior ao tempo de atraso de propagação máximo da estação local (≈ 280 ms). Obviamente, esse é o tempo necessário para que pelo menos M pulsos de aquisição retransmitidos

retornem à estação local.

3.7.2. CÁLCULO DO INSTANTE DE RETRANSMISSÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO E PRECISÃO OBTIDA

A Figura 3.16 ilustra as várias posições que pode ocupar o pulso de aquisição dependendo do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição obtido pela equação 3.15. Apesar da equação ser única, a existência das várias posições está relacionada com o funcionamento do circuito de decisão majoritária, como explicado na seção 3.6.2.

É fácil ver, através dessa figura, que se o instante de retransmissão do pulso de aquisição (t_R) for adotado igual ao instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, existem várias posições (Fig. 3.16e e Fig. 3.16f) em que o pulso assim retransmitido não estará sobre o centro da janela de aquisição, apesar de estar confinado à região de imprecisão aceita pelo método (2.M.Δ). Assim sendo, sua presença não poderá ser detectada pelo estágio de reconfirmação.

Na impossibilidade de reconfirmar todas as posições, buscar-se-á reconfirmar as posições com maior probabilidade de ocorrência, quais sejam a posição mostrada na Figura 3.16d e seus vizinhos, que como já foi exposto na seção 3.6.2 são as posições mais prováveis de ocorrer. A Figura 3.17, abaixo, ilustra essas posições, bem como a necessidade do instante de retransmissão (t_R) estar adiantado de $\frac{M}{2} \Delta$ segs em relação ao instante de transmissão (t_T) de modo que o pulso agora retransmitido permaneça sempre sobre o ponto central da janela de aquisição e conseqüentemente seja detectado pelo circuito de decisão majoritária. Portanto, o instante de retransmissão do pulso de

aquisição é dado pela equação:

$$t_R = t_T - \frac{M}{2} \cdot \Delta \text{ segs} \quad (3.16)$$

Na Figura 3.17a, c e e reproduziu-se as posições mais prováveis de ocorrência do pulso de aquisição no estágio anterior à reconfirmação. Enquanto que na Figura 3.17 b, d e f ilustra-se, respectivamente, as posições ocupadas por esses mesmos pulsos na reconfirmação. Na Figura 3.17g tem-se a região de imprecisão do instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição quando se faz uso da equação 3.15. Na figura 3.17h tem-se a região de imprecisão do instante de retransmissão tomada segundo a equação 3.16. Como consequência do estágio de reconfirmação, o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição (t_T) adotado para este método (Eq. 3.15), fica determinado com uma imprecisão (devido à utilização da decisão majoritária) que é igual à metade da obtida para o método anterior (Fig. 3.17g).

3.7.3. PROBABILIDADES DE FALTA DE DETECÇÃO E DE FALSA DETECÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO

O tempo de varredura do quadro é tal que o pulso de aquisição, seguramente, irá permanecer sobre o centro da janela de aquisição tempo suficiente para ser detectado majoritariamente pelo menos uma única vez (Eq. 3.14). Assim, no método de aquisição inicial nº 5, a falta de detecção pode

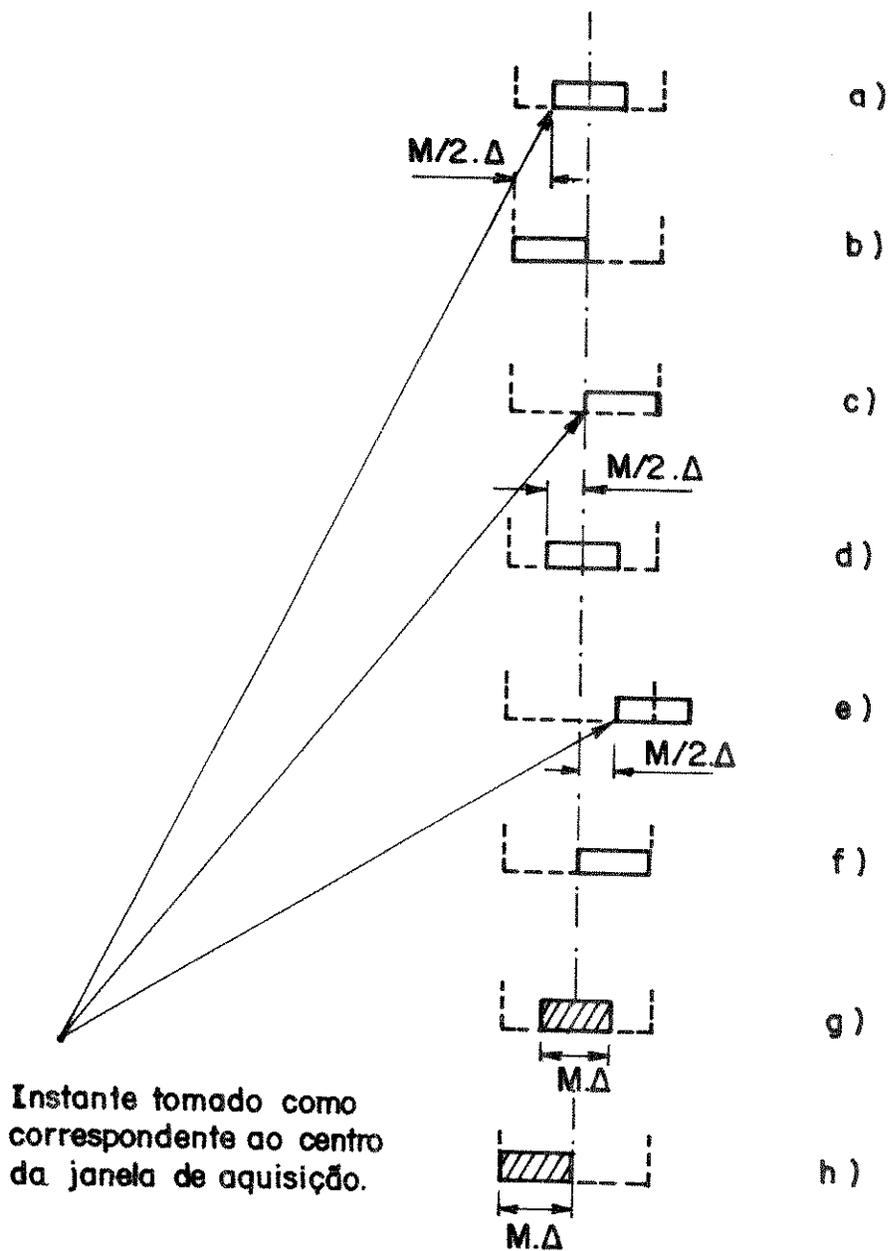


Fig. 3.17 - Imprecisão na obtenção do ponto central da janela de aquisição em consequência do estágio de reconfirmação

ocorrer ou durante a varredura, não havendo portanto a etapa de reconfirmação, ou detectando-se o pulso de aquisição durante a varredura, o mesmo não venha a ocorrer na etapa de reconfirmação. Tendo em vista que no método de aquisição inicial nº 4 a falta de detecção só pode ocorrer durante a varredura do quadro, percebe-se claramente que houve um aumento da probabilidade de falta de detecção para este método.

Para o método de aquisição inicial nº 4, uma falsa detecção do pulso de aquisição só pode ocorrer durante o tempo de varredura do quadro em que o pulso de aquisição não está presente sobre o centro da janela de aquisição. No presente método, todavia, para que ocorra uma falsa detecção é preciso que ela ocorra primeiro durante o tempo de varredura de quadro e depois torne a ocorrer durante a etapa de reconfirmação. Assim sendo, o método de aquisição inicial nº 5 é obviamente mais imune à ocorrência de falsa detecção que o método descrito anteriormente. Busca-se a redução da probabilidade de falsa detecção por causa dos efeitos danosos em que se pode incorrer caso a transmissão do surto de dados (ou preâmbulo) da estação local venha ocorrer sobre outros surtos de dados já presentes no quadro.

3.8. MÉTODO DE AQUISIÇÃO INICIAL Nº 6

Os métodos de aquisição inicial descritos até o presente instante exigem que os pulsos de aquisição transmitidos retornem à estação local. Assim sendo, tais métodos ficam associados ao uso de antenas de cobertura global (sistemas de malha fechada). Entretanto, a técnica AMDT pode também ser desenvolvida com o uso de antenas direcionais seletivas, de modo que o sinal enviado por uma estação local, coberta por uma dada antena direcional, atinge

somente as estações terrenas cobertas pela antena retransmissora, também direcional (Fig. 3.18). Neste caso, a estação local necessitará de uma ou mais estações auxiliares (companheiras), pertencentes ao conjunto de estações terrenas cobertas pela antena direcional retransmissora, para desenvolver seu processo de aquisição inicial. Conseqüentemente, novas modificações devem ser introduzidas ao método anteriormente descrito [11].

Sem nenhuma modificação no método anteriormente descrito, a estação auxiliar teria acesso apenas ao quadro de recepção, no qual busca-se determinar a presença ou ausência do pulso de aquisição transmitido pela estação local, amostrando a cada quadro o centro da janela de aquisição. Quando a estação auxiliar detecta o pulso de aquisição, ela não possui informação sobre o início da transmissão dos pulsos de aquisição, o que lhe permitiria, como foi visto, calcular o instante de transmissão da estação local correspondente ao ponto central da janela de aquisição.

Similarmente, a estação local tem acesso apenas ao seu quadro de transmissão. Assim sendo, se o instante de detecção do pulso de aquisição pela estação auxiliar fosse "imediatamente" informado à estação local, esta obteria o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição subtraindo do instante de transmissão atual o tempo equivalente ao percorrido pelo pulso de aquisição no quadro de transmissão durante o tempo de atraso de propagação nominal. Neste método, o tempo de atraso de propagação é

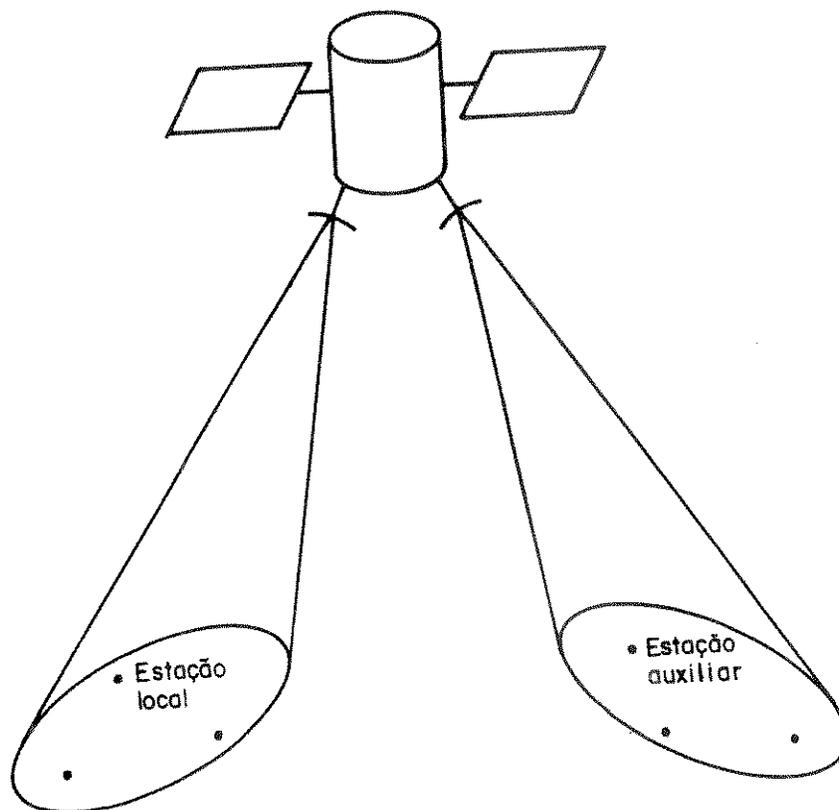


Fig. 3.18 - Disposição das estações envolvida no método de aquisição inicial nº 6

o equivalente ao percurso: estação local, satélite, estação auxiliar, satélite e estação local. Por ser o tempo de propagação deste método aproximadamente o dobro dos anteriores, isso implicaria em introduzir mais incerteza ao instante de transmissão assim obtido.

Para que o tempo de atraso de propagação não introduza incerteza ao instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, a solução encontrada é a estação local fornecer à estação auxiliar o início da transmissão dos pulsos de aquisição. A estação local passa essa informação através da transmissão de um pulso contínuo com duração de "p" quadros (onde p é um nº inteiro). Imediatamente após a transmissão do pulso contínuo, a estação local inicia o processo de varredura transmitindo os

pulsos de aquisição a cada $t_q + \Delta$ segs (Fig. 3.19).

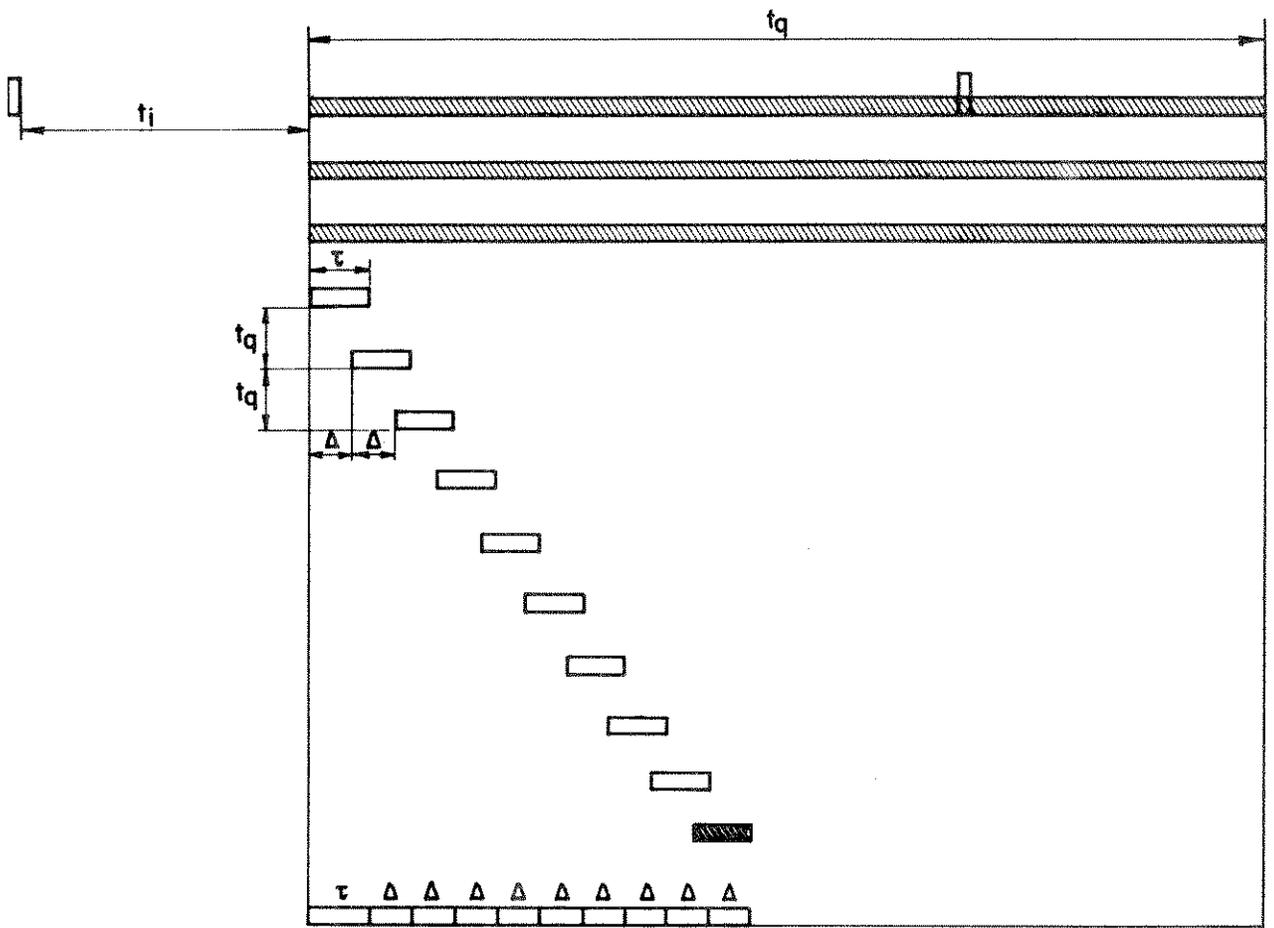


Fig. 3.19 - Quadro de transmissão da estação adquirente para o método de aquisição inicial nº 6

A estação auxiliar sabendo que a duração do pulso contínuo é de p quadros, sabe também que os pulsos de aquisição transmitidos só podem começar a ser detectados após ter sido detectada a presença do pulso contínuo, dentro da janela de aquisição, em p quadros consecutivos (Fig. 3.20).

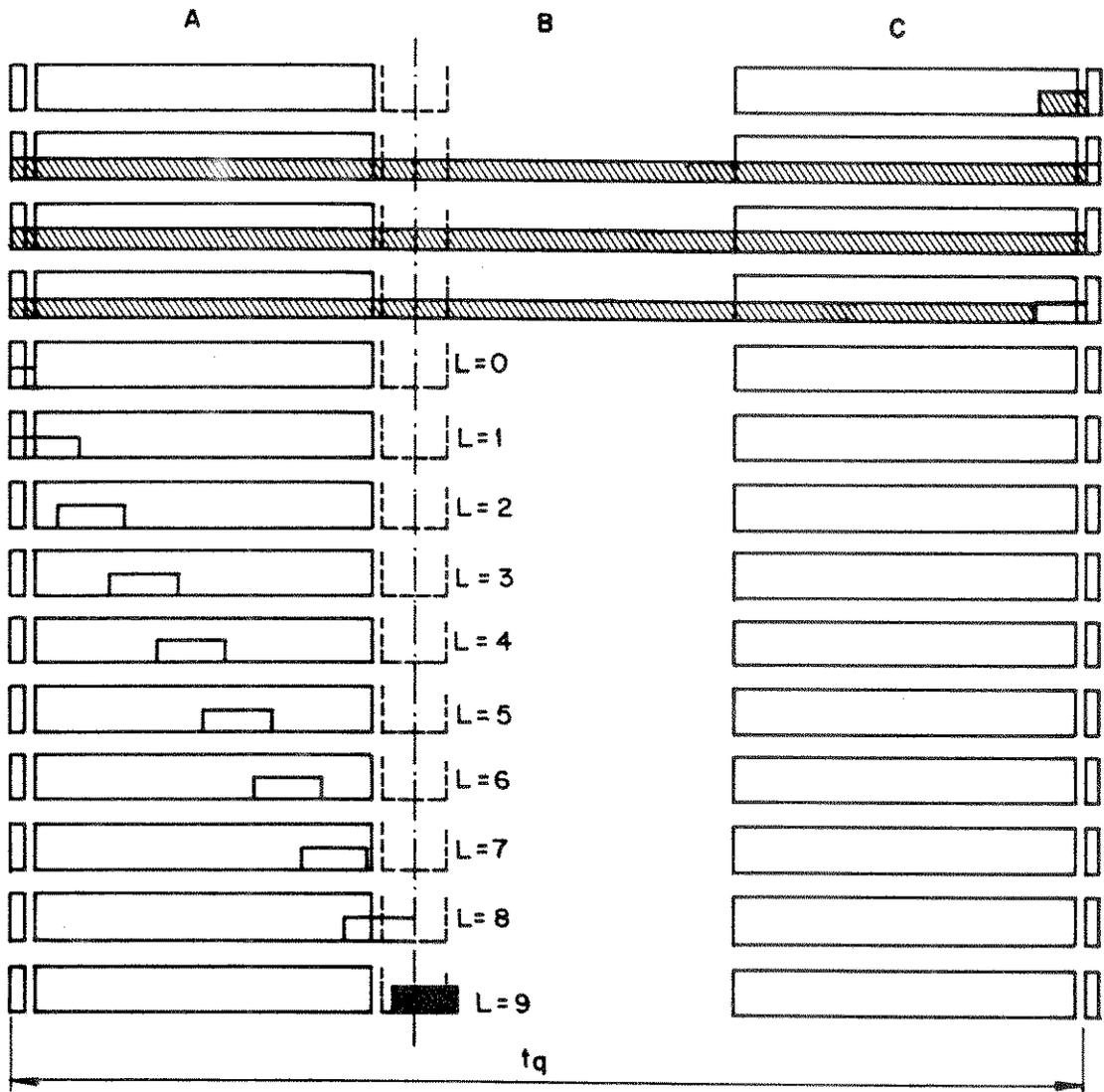


Fig. 3.20 - Quadro de recepção da estação auxiliar para o método de aquisição inicial nº 6

De maneira semelhante ao método anteriormente descrito, a estação auxiliar tem um contador de quadros que inicia sua contagem assim que se observa pela p -ésima vez a presença do pulso contínuo e encerra sua contagem

com a detecção do pulso de aquisição sobre o centro da janela de aquisição. O valor final L contido no contador de quadros é fornecido pela estação auxiliar à estação local, permitindo que esta obtenha o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, através da seguinte equação:

$$t_T = t_i + L \cdot \Delta \text{ segs} \quad (3.17)$$

onde t_i é o tempo relativo entre a PU de referência recebida e o início da transmissão tanto do pulso contínuo quanto do primeiro pulso de aquisição da varredura (Fig. 3.19). Pode-se simplificar a Eq. 3.17 bastando para isso fazer $t_i=0$. Assim, a transmissão do pulso contínuo deve dar-se imediatamente após o recebimento da PU de referência.

Deve-se notar que para este método, o tempo de realização da aquisição inicial tem seu valor aumentado por dois motivos: transmissão do pulso contínuo e tempo necessário para a estação auxiliar fornecer o valor L à estação local.

Para este método, se o satélite estiver numa posição diferente da nominal isso não acrescentará incerteza ao instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, uma vez que a equação 3.17 não tem necessidade de considerar o tempo percorrido pelo pulso de aquisição no quadro de transmissão durante o tempo de atraso de propagação. Portanto, para este método, as incertezas ficarão por conta do circuito de decisão majoritária e da largura do pulso de aquisição. Por eliminar a incerteza devido ao posicionamento do satélite, este método também é utilizado quando a aquisição se desenvolve com antenas de cobertura global.

Espera-se também que as mesmas probabilidades de falta de detecção e

de falsa detecção do pulso de aquisição do método anterior continuem válidas.

3.9. ETAPA FINAL DA AQUISIÇÃO INICIAL

Quando se obtém o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição, encerra-se apenas a etapa de aquisição inicial com baixo nível de potência, restando ainda eliminar-se as incertezas do valor t_T calculado. Com essa finalidade, a estação local, após o recebimento da PU de referência, espera transcorrer o tempo t_T calculado anteriormente e inicia a transmissão do preâmbulo da estação local, com potência normal de transmissão a cada quadro. Desse modo, o preâmbulo da estação local poderá ocupar, na recepção, diferentes posições dentro da janela de aquisição (Fig. 3.21).

Na recepção, busca-se detectar a posição ocupada pelo preâmbulo local na janela de aquisição, através da detecção da PU local. Seja "Z" o desvio que há entre a posição realmente ocupada pelo preâmbulo e a posição desejada para o preâmbulo (Fig. 3.21). Para que se obtenha o instante de transmissão correspondente à posição desejada para o preâmbulo deve-se adiantar o instante de transmissão correspondente ao ponto central da janela de aquisição (t_T) de Z segs (Fig. 3.22).

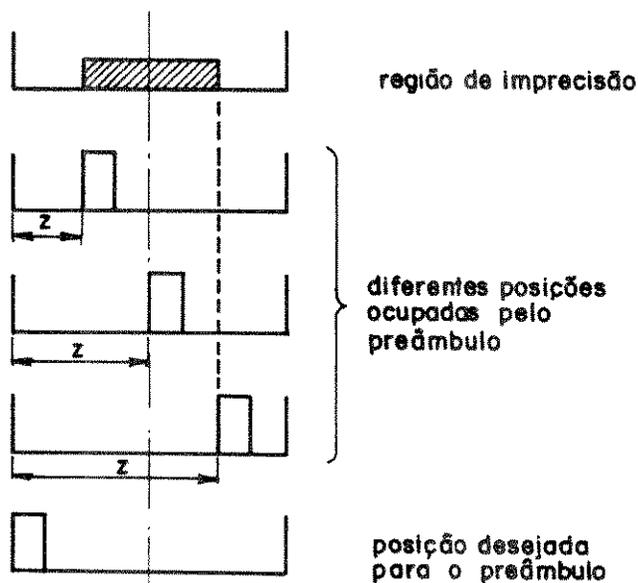


Fig. 3.21 - Posicionamento do preâmbulo em função de diferentes instantes de transmissão correspondentes ao ponto central da janela de aquisição

Entretanto, o objetivo final é a transmissão do preâmbulo y símbolos após a "transmissão" do surto de referência virtual e não a transmissão do preâmbulo a partir do surto de referência recebido. Uma vez que o preâmbulo é transmitido Y símbolos após a "transmissão" do surto de referência virtual, sabe-se que quando o preâmbulo é transmitido faltam $N-Y$ símbolos (Fig. 3.22) para que o contador intra-quadro seja zerado (o instante em que o contador intra-quadro é zerado corresponde ao instante de "transmissão" do surto de referência virtual). Assim sendo, encerra-se o processo de Aquisição Inicial de Janela Temporal fornecendo-se ao Sincronizador Estacionário de Surto o valor " $N-X$ " símbolos ($X = Y + Z$) símbolos, onde estes valores são agora dados em números de símbolos e não mais em segundos) com que o contador intra-quadro (que até então corria livre) deve ser inicializado. A inicialização do contador intra-quadro ocorre exatamente no momento de transmissão do preâmbulo (Fig. 3.22) obtido segundo a aquisição inicial com baixo nível de potência (t_T).

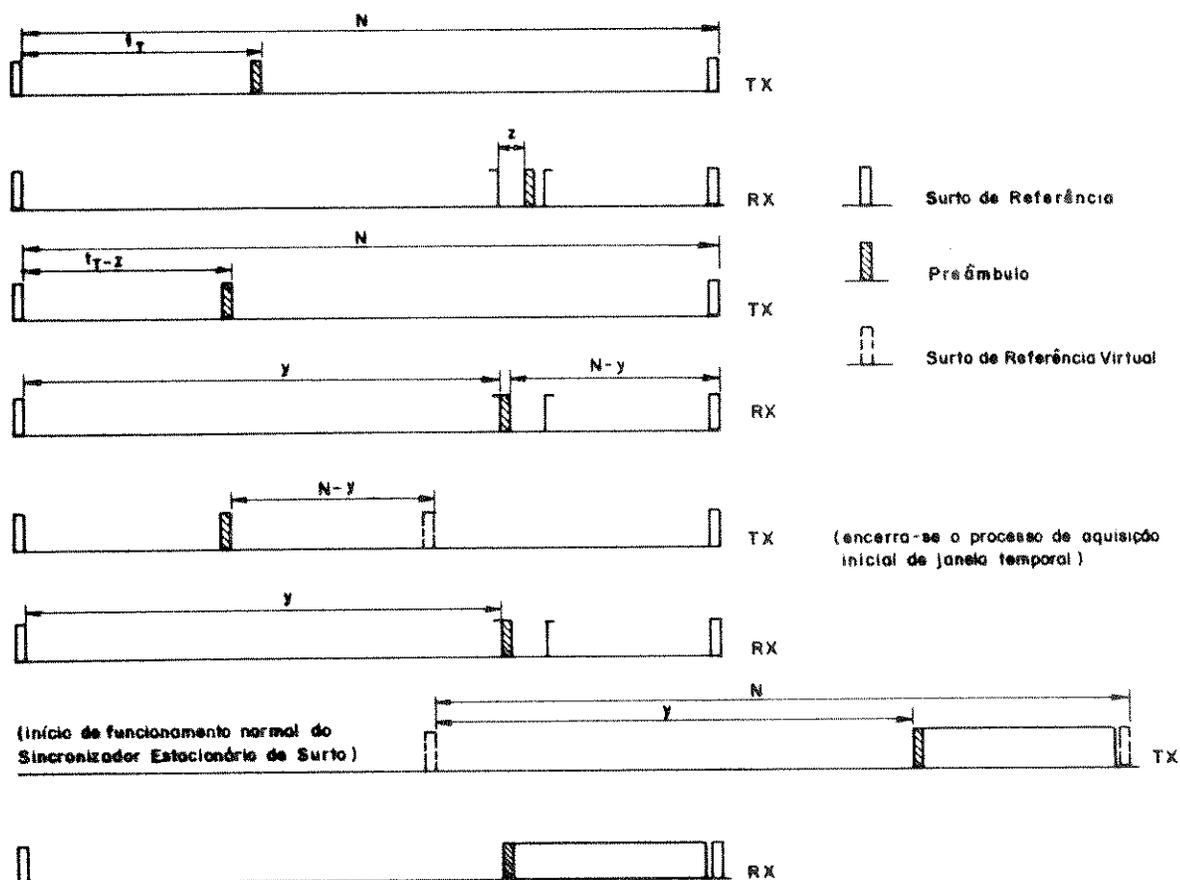


Fig. 3.22 - Obtenção do instante de "transmissão" do surto de referência virtual

A partir desse ponto, cessa o processo de Aquisição Inicial de Janela Temporal e tem-se início o funcionamento normal do Sincronizador Estacionário de Surto (contador intra-quadro contando até N), podendo-se ter a imediata transmissão do surto de dados da estação local.

Uma outra idéia que poderia ser posta em prática consiste no processo de Aquisição Inicial de Janela Temporal fornecer ao Sincronizador Estacionário de Surto o instante em que o contador intra-quadro é zerado. Para

tanto, após o recebimento do surto de referência basta esperar que transcorra o tempo equivalente a $t_T + N - X$ segs ($X = Y + Z$) para que o contador intraquadro (que até então corria livre) seja zerado (Fig. 3.22). Novamente a partir desse ponto, cessa o processo de Aquisição Inicial da Janela Temporal e tem-se início o funcionamento normal do Sincronizador Estacionário de Surto.

CAPÍTULO 4

COEXISTÊNCIA DO SINAL DE AQUISIÇÃO E DOS SURTOS DE DADOS

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo procura-se estudar os problemas criados ao funcionamento normal do sistema AMDT pelos sinais utilizados na realização da aquisição inicial de janela temporal. O primeiro problema é a degradação sofrida pela relação sinal/ruído com que os surtos de dados normais, contaminados pelo sinal de aquisição, serão detectados no receptor. Além disso, a aquisição inicial aqui estudada exige que a Palavra Única (PU) seja modificada de modo que se possa criar um novo período (superquadro) que possibilitará a realização da aquisição inicial de cada estação em intervalos de tempo distintos.

4.2. INTERFERÊNCIA CAUSADA PELO PULSO DE AQUISIÇÃO

NUM SURTO DE DADOS COM POTÊNCIA NORMAL DE TRANSMISSÃO

Pelo exposto até agora, vê-se que os pulsos de aquisição transmitidos pela estação local podem se sobrepor aos surtos de dados das demais estações já estabelecidos no quadro. Tal sobreposição pode causar perda de informação parcial ou total desses surtos de dados. Para contornar esse problema, o sinal de aquisição é transmitido numa potência bem inferior à potência normal com que são transmitidos os surtos de dados. Desse modo, busca-se reduzir ao máximo a interferência causada pelo pulso de aquisição nos surtos de dados já presentes no quadro. Por outro lado, a relação sinal/ruído do pulso de aquisição, quando recebido dentro da janela de aquisição, não deve

ser muito baixa a fim de que a aquisição seja realizada com boa precisão.

Um estudo que leve em consideração os dois compromissos levantados no parágrafo anterior, parte dos parâmetros que contribuem para o cálculo da relação sinal/ruído no enlace de subida $(S/N)_u$, e da relação sinal/ruído no enlace de descida $(S/N)_d$. Por exemplo, a Tabela 4.1 [1] mostra valores típicos para enlaces de Satélite.

	Enlace de 4/6 GHz Antena do Satélite: Cobertura Global Antena Terrestre: 12m	Enlace de 12/14 GHz Antena do Satélite: 1.8 m Antena Terrestre: 1.8 m	Enlace de 20/30 GHz Antena do Satélite: 2 m Antena Terrestre: 27.5 m	Enlace 12/14 GHz para Difusão Antena do Satélite : 9m Antena Terrestre de Recepção : 1.8 m Antena Terrestre de Transmissão : 12 m
Enlace de Subida				
Potência de transmissão, dB _w	35	25	20	20
Perda no sistema de transmissão, dB	-1	-1	-1	-1
Ganho da antena transmissora, dB	55	46	76	62
Perda atmosférica, dB	0	-0.5	-2	-0.5
Perda no espaço livre, dB	-200	-208	-214	-208
Ganho da antena receptora, dB	20	46	53	60
Perda no sistema de recepção, dB	-1	-1	-1	-1
Potência recebida, dB _w	-92	-93.5	-69	-68.5
Temperatura de ruído, °k	1000	1000	1000	1000
Largura de faixa da recepção, MHz	36	36	350	36
Ruído, dB _w	-128	-128	-118	-128
Relação Sinal/Ruído, dB [(S/N) _u]	36	34.5	49	59.5
Perda durante tempestades, dB	2	10	25	10
Relação Sinal/Ruído durante tempestades, dB	34	24.5	24	49.5
Enlace de descida				
Potência de transmissão, dB _w	18	20	8	10
Perda no sistema de transmissão, dB	-1	-1	-1	-1
Ganho da antena transmissora, dB	16	44	49	58
Perda no espaço livre, dB	-197	-206	-210	-206
Perda atmosférica, dB	0	-0.6	-2	-0.6
Ganho da antena receptora, dB	51	44	72	44
Perda no sistema de recepção, dB	-1	-1	-1	-1
Potência recebida, dB _w	-114	-100.6	-85	-96.6
Temperatura de ruído, °k	250	1000	250	1000
Largura de faixa da recepção, MHz	36	36	350	36
Ruído, dB _w	-131	-128	-121	-128
Relação Sinal/Ruído, dB [(S/N) _d]	17	27.4	36	31.4
Perda durante tempestades, dB	2	10	25	10
Relação Sinal/Ruído durante tempestades, dB	15	17.4	11	21.4

Tabela 4.1 - Resumo de ganhos, perdas e ruído para enlaces típicos de satélite

A relação sinal/ruído total (considerando conjuntamente os enlaces de subida e de descida) é dada por [13]:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_t = 10 \log \left[\left(10^{((S/N)_u/10)} \right)^{-1} + \left(10^{((S/N)_d/10)} \right)^{-1} \right]^{-1} \text{ dB} \quad (4.1)$$

Considera-se que depois de estabelecidos os enlaces, o modo mais fácil de se alterar a relação $(S/N)_t$ é variar a relação $(S/N)_u$, através da variação da potência de transmissão do enlace de subida. O gráfico abaixo ilustra a alteração sofrida na relação $(S/N)_t$ pela variação de 0 a 36 dB na relação $(S/N)_u$, de dois sistemas nos quais a relação $(S/N)_d$ é mantida fixa e igual a 17 e 27 dB, respectivamente.

Assume-se aqui que o sinal de aquisição transmitido com baixa potência sobrepõe-se totalmente, no transponder, ao surto de dados transmitidos com potência normal por uma dada estação do conjunto. Por outro lado, o pulso de aquisição será considerado como um ruído independente que é somado aos demais ruídos do enlace de subida, degradando assim a relação $(S/N)_u$ do surto de dados transmitido e conseqüentemente sua relação $(S/N)_t$.

Se o sinal de aquisição é transmitido com "x" dB de potência abaixo da potência normal de transmissão, tem-se que a relação sinal/ruído do pulso de aquisição, no enlace de subida, é dada por:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{ua} = \left(\frac{S}{N} \right)_u - x \text{ dB} \quad (4.2)$$

isso porque os demais parâmetros que concorrem para o cálculo da relação $(S/N)_{ua}$ são os mesmos da Tabela 4.1.

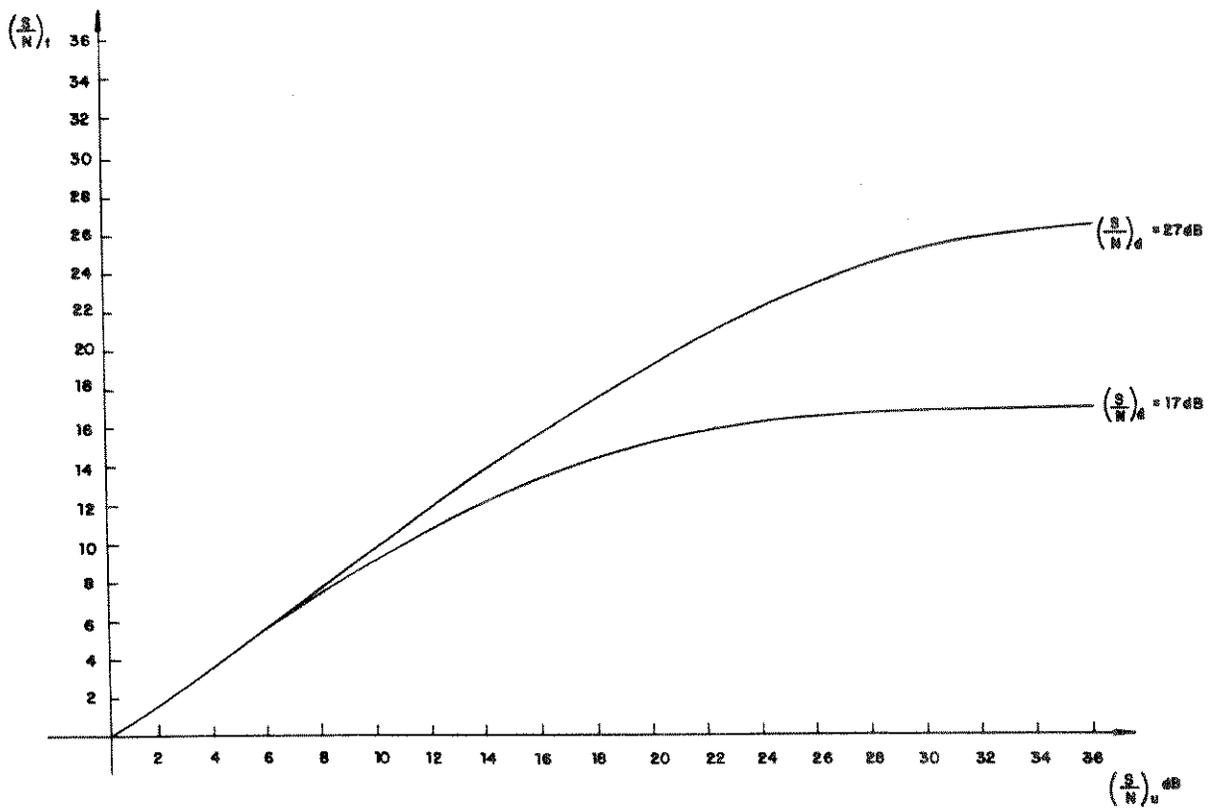


Fig. 4.1 - Relação sinal/ruído total, $(S/N)_t$, versus relação sinal/ruído do enlace de subida, $(S/N)_u$

A nova relação sinal/ruído do enlace de subida, $(S/N)'_u$, atribuída ao surto de dados transmitidos, considerando a degradação causada pelo pulso de aquisição, é dada por:

$$\left(\frac{S}{N} \right)'_u = 10 \log \frac{10^{[(S/N)_u/10]}}{1+10^{[(S/N)_{ua}/10]}} \text{ dB} \quad (4.3)$$

Considerando um enlace de subida com relação $(S/N)_u$ igual a 36 dB, a Fig. 4.2 mostra a degradação sofrida na relação sinal/ruído do enlace de subida, $(S/N)'_u$, causada por um pulso de aquisição, quando sua relação $(S/N)_{ua}$ assume valores no intervalo de 0 a 36 dB.

A nova relação sinal/ruído total, $(S/N)'_t$, é obtida introduzindo-se o valor da relação $(S/N)'_u$, obtido acima, na equação 4.1.

Para se quantificar o desempenho do sistema após a interferência causada pelo pulso de aquisição, recorre-se ao gráfico de probabilidade de erro versus relação energia por símbolo/densidade de ruído (E_s/N_o) , como por exemplo o mostrado na Fig. 4.3 [1].

O valor de E_s/N_o é obtido [13] da relação $(S/N)'_t$ através da seguinte igualdade:

$$\frac{E_s}{N_o} = \left(\frac{S}{N} \right)'_t - 10 \log \left(\frac{R}{B} \right) \text{ dB} \quad (4.4)$$

onde R é a taxa de transmissão de símbolos e B é a largura de faixa do ruído no demodulador

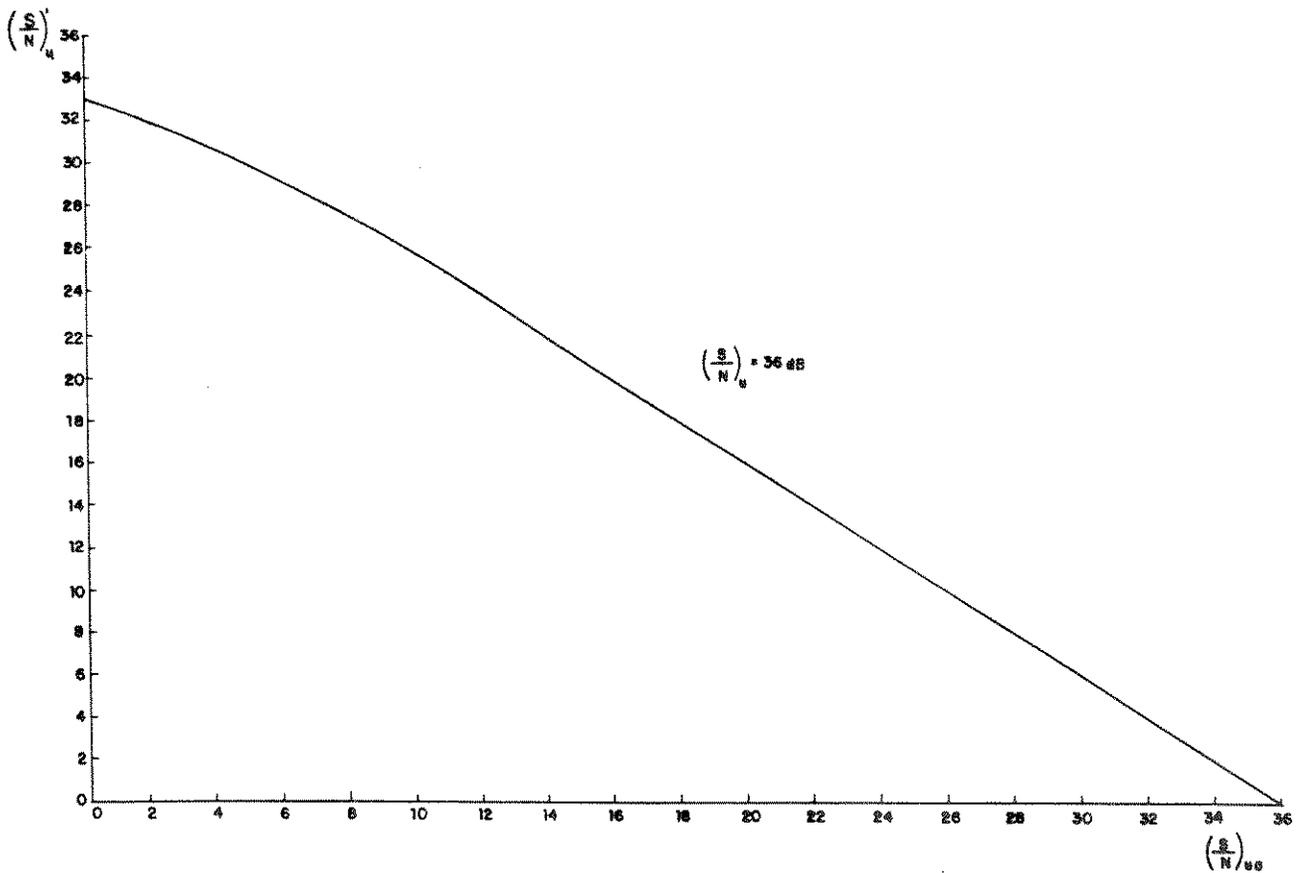


Fig. 4.2 - Nova relação sinal/ruído do enlace de subida, $(S/N)'_u$, versus relação sinal/ruído do pulso de aquisição no enlace de subida,

$$(S/N)_{ua}$$

Cada curva da Figura 4.3 corresponde a um tipo de modulação e sua respectiva demodulação, razão pela qual é apresentada uma família de curvas. Caso a nova taxa de erro com que os símbolos são detectados ainda seja considerada aceitável, deve-se, em seguida, verificar a relação sinal/ruído total com que o sinal de aquisição é recebido dentro da janela de aquisição,

$(S/N)_{ta}$, para se saber se a probabilidade de erro com que o mesmo é detectado também é considerada aceitável.

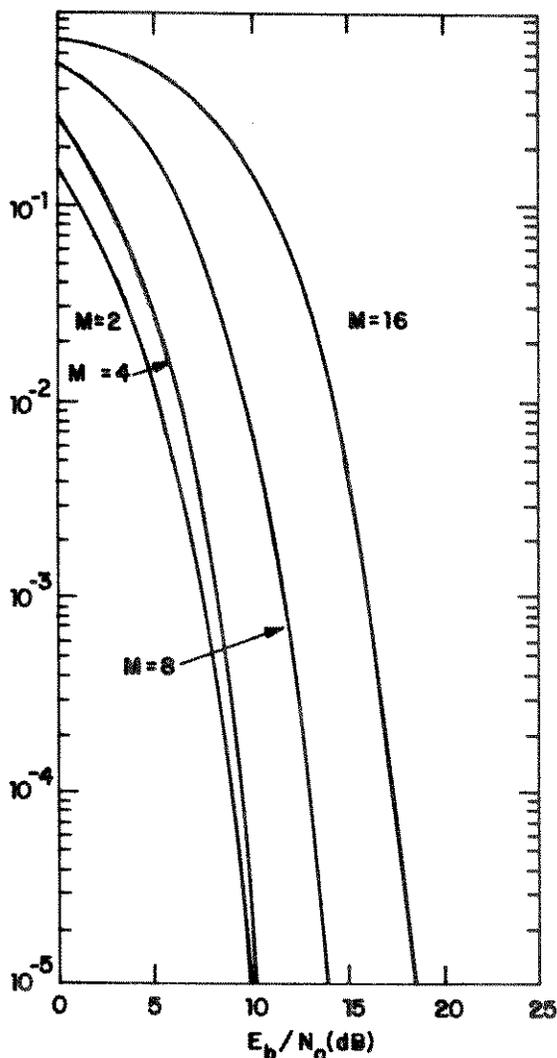


Fig. 4.3 - Probabilidade de erro de símbolo para detecção coerente do tipo MPSK

A relação $(S/N)_{ta}$ é dada pela equação:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{ta} = 10 \log \left[\left(10^{((S/N)_{ua}/10)} \right)^{-1} + \left(10^{((S/N)_d/10)} \right)^{-1} \right]^{-1} \text{ dB}$$

(4.5)

sendo que a probabilidade de erro com que o pulso de aquisição é detectado depende, além dessa relação $(S/N)_{ta}$, do circuito de detecção e decisão.

4.3. CONSIDERAÇÃO SOBRE A UTILIZAÇÃO DA PRESENTE

TÉCNICA DE AQUISIÇÃO INICIAL

A técnica de aquisição inicial com a transmissão de um pulso de aquisição com baixo nível de potência, como analisada acima, tem sido mais utilizada em sistemas nos quais a relação $(S/N)_u$ é bem maior que a relação $(S/N)_d$. Para entender melhor esta afirmação, deve-se tomar inicialmente a equação 4.1 (Figura 4.1) e observar que a relação $(S/N)_t$ tende sempre para o menor valor dentre as relações $(S/N)_u$ e $(S/N)_d$. Portanto, para sistemas em que a relação $(S/N)_u$ é bem maior que a relação $(S/N)_d$, a relação $(S/N)_t$ tende para o valor da relação $(S/N)_d$. Considerando que o pulso de aquisição degrada apenas a relação $(S/N)_u$ (Eq. 4.3), e que essa degradação deve ser a menor possível, tem-se que a relação $(S/N)'_u$ continua sendo bem maior que a relação $(S/N)_d$ e conseqüentemente a relação $(S/N)'_t$ resultante continua tendendo para o valor da relação $(S/N)_d$. Por outro lado, quanto maior a relação $(S/N)_u$, maior pode ser o valor da relação $(S/N)_{ua}$, para um mesmo valor de "x" (Eq. 4.2), fazendo com que o pulso de aquisição seja detectado com uma melhor relação $(S/N)_{ta}$ (Eq. 4.5).

Esta afirmação também pode ser ilustrada por um exemplo numérico. Suponha dois enlaces de satélite com uma mesma relação $(S/N)_u$ igual a 36 dB, e diferentes relações $(S/N)_d$ iguais a 17 e 27 dB, respectivamente. Através da equação 4.1 obtém-se que a relação $(S/N)_t$ com que os surtos de dados são detectados é igual a 16.95 e 26.5 dB, respectivamente. Suponha ainda, que a

aquisição inicial é desenvolvida nos dois casos por circuitos de detecção idênticos, nos quais os sinais de aquisição são detectados, dentro da janela de aquisição, com a mesma relação $(S/N)_{ta}$ de 4 dB.

Da equação 4.5 (Fig. 4.1) obtém-se que a relação $(S/N)_{ua}$ é igual a 4.2 e 4.0 dB, respectivamente. Substituindo-se esses valores na equação 4.3 (Figura 4.2), obtém-se uma relação $(S/N)'_u$ igual a 30.4 e 30.5 dB, respectivamente. E, finalmente, retornando-se à equação 4.1 (Fig. 4.1), obtém-se que a relação $(S/N)'_t$ com que os surtos de dados contaminados são detectados é de 16,8 e 25,4 dB, respectivamente.

Portanto, observa-se que para o caso em que a diferença entre a relação $(S/N)_u$ e a relação $(S/N)_d$ é maior ($36 - 17 = 19$ dB), a degradação da relação $(S/N)_t$ é menor ($16.95 - 16.80 = 0.15$ dB). Por outro lado, para o caso em que a diferença entre a relação $(S/N)_u$ e a relação $(S/N)_d$ é menor ($36 - 27 = 9$ dB), a degradação da relação $(S/N)_t$ é maior ($26,5 - 25,4 = 1,1$ dB).

4.4. O PROBLEMA DA SIMULTANEIDADE NA REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO INICIAL

O estudo anterior considerou apenas a interferência de uma estação local, que realiza aquisição inicial, nos surtos de dados das demais estações do conjunto. Entretanto, pode ocorrer de duas ou mais estações desejarem realizar aquisição inicial ao mesmo tempo. Para solucionar tal problema, duas soluções têm sido utilizadas. A primeira consiste em atribuir diferentes frequências para os sinais de aquisição das diversas estações do conjunto. Desse modo, cada estação pode identificar seu sinal de aquisição caso mais de uma aquisição ocorra simultaneamente. A segunda solução consiste em se impedir

que ocorram aquisições simultâneas, atribuindo intervalos de tempo distintos a cada estação do conjunto de forma que cada uma tenha exclusividade de aquisição em seu intervalo de tempo.

Na primeira solução, a faixa de frequências do transponder deve ser dividida em sub-faixas que serão atribuídas às diversas estações do conjunto para a realização das respectivas aquisições iniciais. Neste caso, os filtros de transmissão e de recepção são diferentes para cada estação. Na segunda solução, uma mesma frequência pode ser atribuída a todas as estações para a realização da aquisição inicial, permitindo que os filtros de transmissão e de recepção dos sinais de aquisição sejam idênticos para todas as estações do conjunto.

Na primeira solução, ao ocorrerem aquisições simultâneas, a degradação sofrida pelo sistema pode ser maior que a calculada anteriormente, ao passo que na segunda solução a degradação sofrida nunca é superior à calculada.

Na primeira solução, a aquisição se inicia assim que a estação local necessitar, ao passo que na segunda solução é preciso esperar que ocorra o intervalo de tempo designado à estação local.

A principal vantagem apresentada pela primeira solução em relação à segunda, está na presteza com que a aquisição inicial pode ter início. Porém, levando-se em consideração que aquisições iniciais não se realizam com muita frequência, essa vantagem deixa de ser significativa. Por essa razão é que um estudo mais aprofundado da segunda solução será apresentado.

4.5. DIVISÃO TEMPORAL PARA A REALIZAÇÃO DA AQUISIÇÃO INICIAL

Como já foi visto o tempo de quadro (t_q) define um intervalo de tempo durante o qual todas as estações do conjunto dividem entre si o tempo de ocupação do transponder, de modo que o surto de dados transmitido por cada estação ocupe o transponder no intervalo de tempo (janela temporal) a si designada.

Similarmente, o tempo de superquadro (t_{sq}) irá definir o intervalo de tempo durante o qual todas as estações do conjunto dividem entre si o tempo de ocupação do transponder, de modo que os sinais de aquisição transmitidos por cada estação local ocupem o transponder em intervalos de tempo distintos, chamados de intervalos de aquisição.

Viu-se também que a estação de referência é a responsável pelo fornecimento do período de quadro, t_q , através da transmissão livre de seus surtos de referência. Pelos mesmos motivos, a estação de referência deve ser também a responsável pelo fornecimento da marca de superquadro, que irá definir o período de superquadro (t_{sq}). Obviamente, essa marca de superquadro deve ser produzida de tal maneira que não interfira no funcionamento normal do sistema.

Uma solução comumente utilizada [7], consiste na transmissão alternada de PU e PU (onde PU é a seqüência binária complementar de PU) pela estação de referência:

... $\overline{\text{PU}}$ $\overline{\text{PU}}$...

A marca de superquadro pode ser produzida por uma alteração na disposição dessa seqüência. Por exemplo, produzindo-se duas PUs consecutivas, seguidas de duas PUs consecutivas e em seguida retornando-se à seqüência

Idealmente, para que as estações pudessem identificar os respectivos intervalos de aquisição, atribuídos como mostra a Figura 4.4, bastaria que cada estação tivesse um contador de quadros, que seria resetado pela detecção da marca de superquadro, além da informação de quantos quadros separam a marca de superquadro do início de seu intervalo de aquisição e do conhecimento do número de quadros que compõe cada intervalo de aquisição.

Observe que o raciocínio utilizado no parágrafo anterior considera idealmente que a marca de superquadro reseta todos os contadores de quadros das estações num mesmo instante de tempo, o que não ocorre na prática.

A marca de superquadro, após passar pelo transponder, percorre diferentes distâncias antes de atingir as várias estações do conjunto, dispersas geograficamente. Assim sendo, os contadores de quadros não são resetados num mesmo instante de tempo, causando com isso uma sobreposição indesejada dos intervalos de aquisição se estes forem atribuídos como descrito anteriormente. Portanto, deve-se impedir a realização da aquisição inicial durante determinado número de quadros iniciais dos intervalos de aquisição das estações, de modo a assegurar que duas estações não realizem aquisição inicial simultaneamente.

Ao se tomar a providência descrita no parágrafo anterior, ainda não se tem assegurado que duas estações não estejam realizando aquisição inicial durante um mesmo intervalo de tempo. Para se ver isto, basta lembrar que um sinal de aquisição recebido no final de um intervalo de aquisição foi transmitido num tempo anterior igual ao tempo de atraso de propagação correspondente à estação. Desse modo, todo sinal de aquisição transmitido pela estação após esse tempo, pode ser detectado no intervalo de aquisição da estação seguinte. Assim sendo, deve-se impedir também a realização da aquisição inicial durante determinado número de quadros finais do intervalo de aquisição das estações,

de modo a assegurar que duas estações não realizem aquisição inicial simultaneamente.

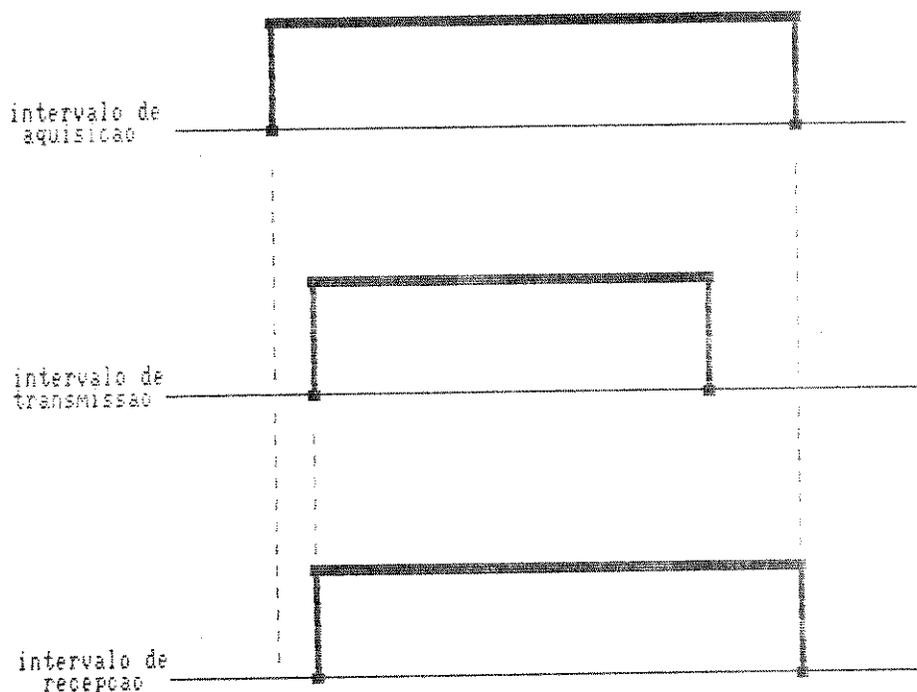


Fig. 4.5 - Intervalos de realização da aquisição inicial

A Fig. 4.5 ilustra os intervalos de tempo em que se deve impedir a realização da aquisição inicial. O intervalo de tempo inicial é calculado considerando a distância relativa entre a estação mais distante do satélite e a mais próxima. O intervalo de tempo final é calculado considerando simplesmente o maior tempo de atraso de propagação que uma estação pode ter.

CAPÍTULO 5

DESCRIÇÃO QUANTITATIVA DO PROCESSO DE AQUISIÇÃO INICIAL DE JANELA TEMPORAL

5.1. INTRODUÇÃO

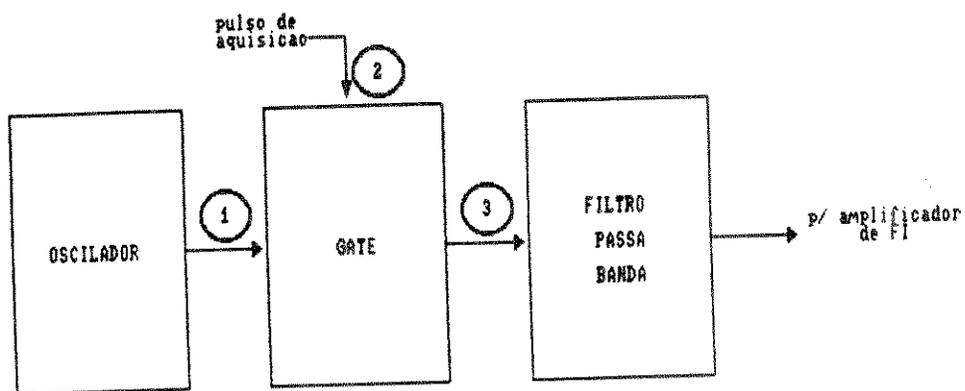
No Capítulo 3 o método de aquisição inicial com baixo nível de potência, no qual se emprega como código de aquisição um simples pulso de FI com pequena duração, foi estudado de maneira qualitativa. O Objetivo deste capítulo é descrever quantitativamente todos os processos sofridos pelo pulso de aquisição, incluindo sua interação com o ruído existente.

5.2. MODELO SIMPLIFICADO DE HARDWARE PARA AQUISIÇÃO INICIAL

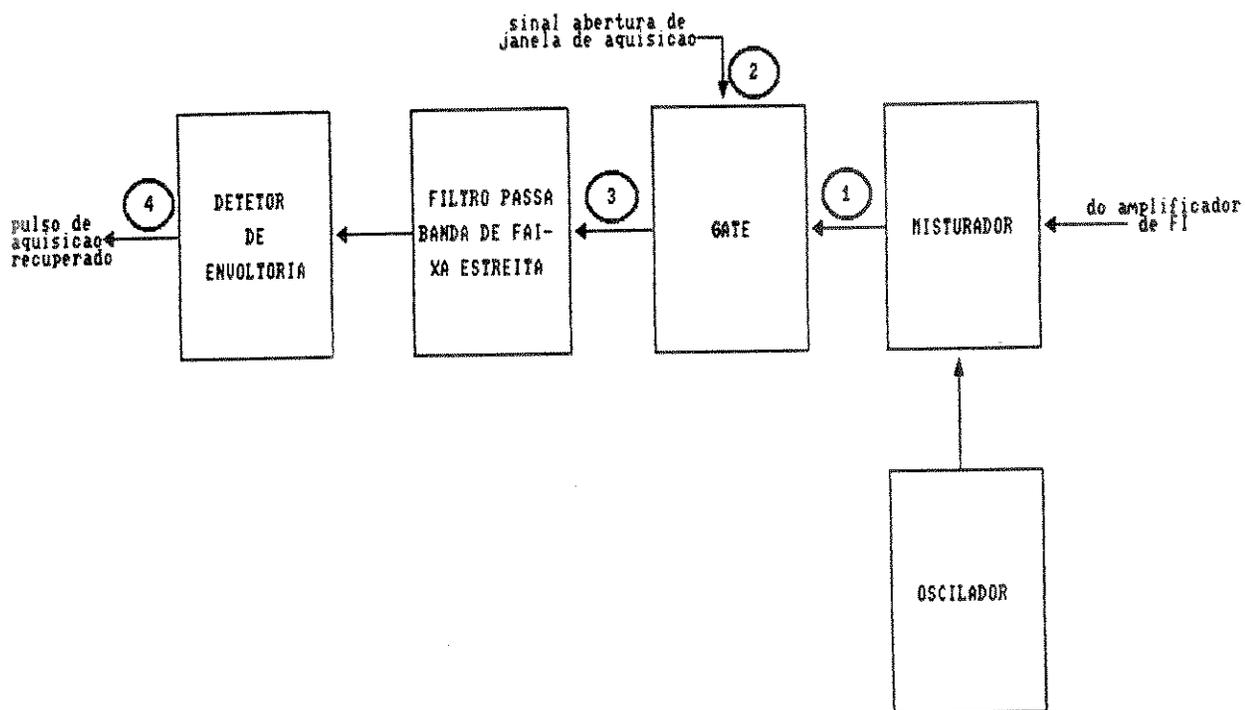
Um modelo de "hardware" bem simples, aplicável às técnicas de aquisição inicial com baixo nível de potência descritas no Capítulo 3 é mostrada na Figura 5.1 abaixo.

Os estudos feitos a seguir procuram descrever o "hardware" aplicável a vários métodos de aquisição inicial descritos anteriormente. A Figura 5.2 abaixo mostra as formas de onda encontradas nos vários pontos assinalados da Figura 5.1.

Na transmissão, (Figuras 5.1a e 5.2a), o sinal de aquisição (3) é obtido através da modulação de uma portadora de FI (1) pelo pulso de aquisição (2). O pulso de aquisição é do tipo "on-off", com τ segs de duração e período igual a $t_q + \Delta$ segs. Desse modo, obtém-se um sinal de aquisição modulado em amplitude, com índice de modulação de 100%.

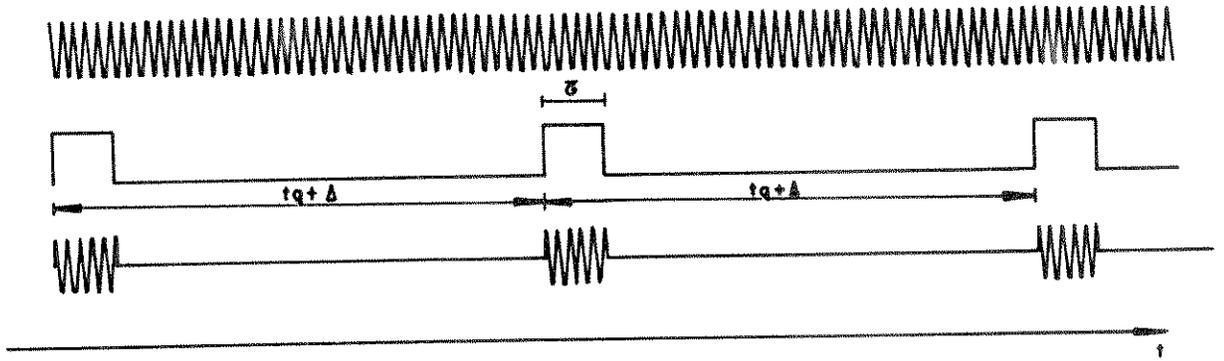


a. Transmissão

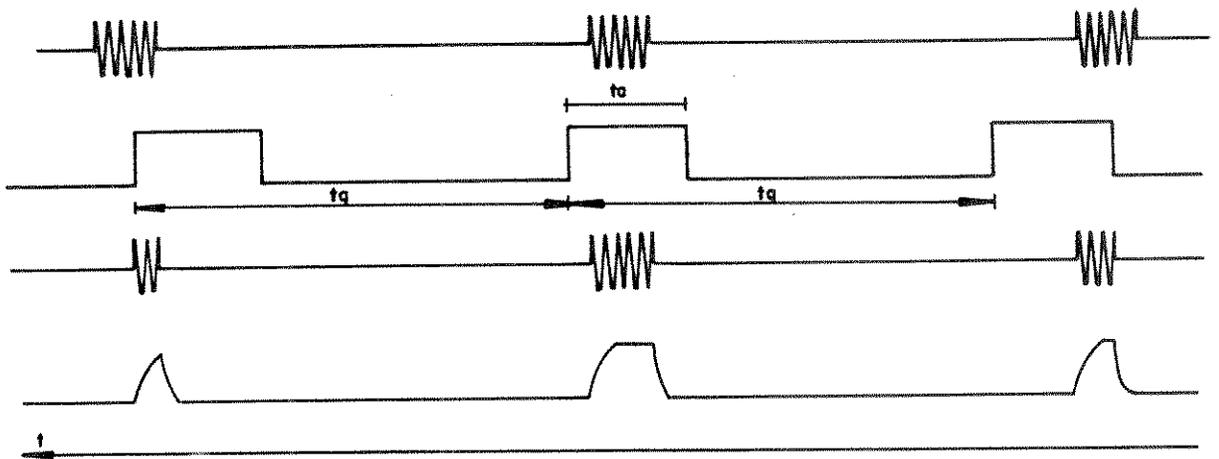


b. Recepção

Fig. 5.1. Diagrama de blocos da Aquisição Inicial de Janela Temporal



a. Transmissão



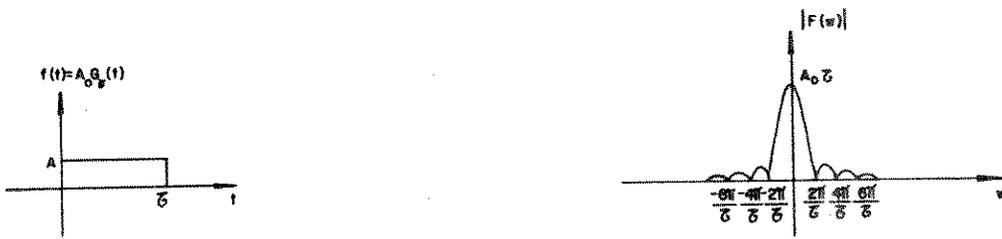
b. Recepção

Fig. 5.2 - Sinais no tempo da Aquisição Inicial de Janela Temporal

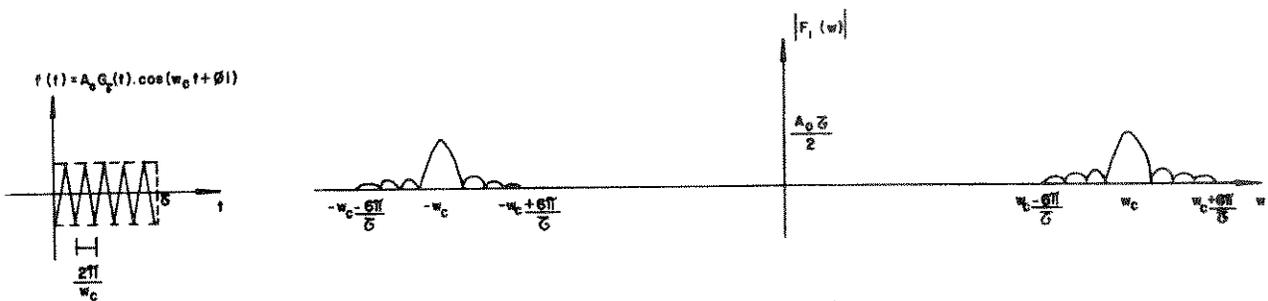
Na recepção (Figuras 5.1b e 5.2b), o sinal de abertura da janela de aquisição (2) também é do tipo "on-off", mas com t_g segs de duração e período igual à t_q segs. Desse modo, enquanto o sinal de aquisição (1) é feito de modo a varrer o quadro de transmissão, o sinal de abertura da janela de aquisição é feito de modo a ter posição fixa no quadro de recepção, dentro da janela temporal designada à estação adquirente. Portanto, todo o sinal de aquisição que chega durante o período de aquisição é ignorado pela estação adquirente, a menos que coincida com a abertura da janela de aquisição. Obviamente, o sinal que coincide com essa abertura ou é sinal de aquisição contaminado pelo ruído ou é apenas o ruído. Para se detectar a presença do sinal de aquisição, pode-se utilizar uma detecção de envoltória do sinal recebido dentro da abertura da janela de aquisição, através da restauração da forma do pulso "on-off" transmitido (4).

5.3. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL DE AQUISIÇÃO

Como descrito na seção anterior, o pulso de aquisição pode ser considerado como uma função gate $[A_o G_\tau(t)]$ de largura τ e amplitude A_o , onde $G_\tau(t) = u(t) - u(t-\tau)$. A Figura 5.3a ilustra o pulso de aquisição e seu espectro de frequência. Após a modulação em amplitude do pulso de aquisição pela portadora de FI $[\cos(\omega_c t + \phi_1)]$, obtém-se o deslocamento desse espectro de frequência, agora correspondente ao sinal de aquisição (Fig. 5.3b).



a. Pulso de aquisição e respectivo espectro de frequência



b. Sinal de aquisição e respectivo espectro de frequência

Fig. 5.3 - Apresentação de sinais de aquisição no domínio do tempo e da frequência

O sinal de aquisição assim produzido pode ser considerado de faixa estreita, pois no domínio do tempo ele possui uma duração muito maior que o período da portadora $\left(\tau \gg \frac{2\pi}{\omega_c} \right)$. No domínio da frequência, esse sinal possui

um conteúdo espectral confinado em uma região relativamente estreita ao redor da portadora de FI (ω_c). Por sua vez, a frequência de FI está relativamente distante da frequência zero [14].

5.4. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL PRESENTE NA JANELA DE AQUISIÇÃO

Na recepção, além do sinal de aquisição caracterizado acima, deve-se considerar também a ininterrupta presença do ruído no instante de amostragem do sinal. O ruído resultante $[n_i(t)]$ será suposto independente do sinal, gaussiano, de média zero e variância σ^2 . Portanto, na entrada do filtro passa banda de faixa estreita (Fig. 5.1b e Fig. 5.4), haverá somente dois tipos de sinais presentes, o sinal de aquisição recuperado mais ruído ou unicamente ruído, como na Equação 5.1 abaixo.

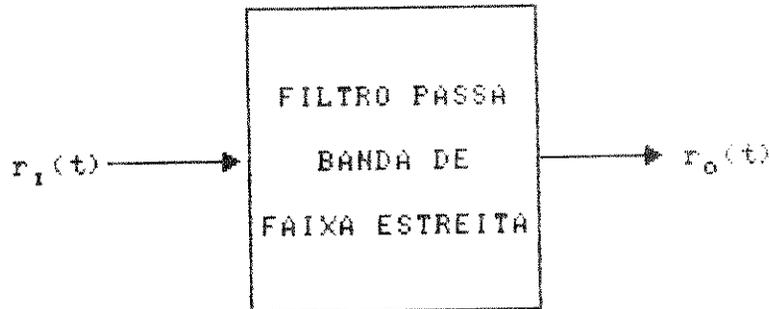


Fig. 5.4 - Sinais de entrada e saída do filtro passa banda de recepção

$$r_i(t) = \begin{cases} s_i(t) + n_i(t) \\ \text{ou} \\ n_i(t) \end{cases} \quad (5.1)$$

Por ser o filtro um sistema linear e invariante no tempo, o ruído de saída $[n_o(t)]$ permanece gaussiano com média zero e variância σ_1^2 . Por outro lado, o espectro de frequência do ruído irá se concentrar apenas em torno da frequência de ressonância (ω_o) do filtro, tornando-se também um sinal de faixa estreita.

O ruído gaussiano de faixa estreita pode ser expresso por [14]:

$$n_o(t) = x(t).\cos \omega_o t - y(t).\sen \omega_o t \quad (5.2)$$

onde $x(t)$ e $y(t)$ podem ser obtidos de $n_o(t)$ por uma operação linear, de modo que $x(t)$ e $y(t)$ também são gaussianos de média zero e variância σ_1^2 .

A seção seguinte irá abordar a resposta do filtro de faixa estreita à entrada $A_o G_\tau(t).\cos(\omega_c t + \phi_1)$

5.5. RESPOSTA DO FILTRO PASSA BANDA DE FAIXA ESTREITA AO SINAL DE AQUISIÇÃO

Para o filtro passa banda em questão, em geral utiliza-se um circuito ressonante na frequência de FI com que o pulso de aquisição foi modulado ou em outra frequência conveniente como será visto adiante. Por isso, este estudo se inicia com a obtenção da resposta de um circuito ressonante série à entrada $u(t) . \cos(\omega_c t + \phi_1)$, onde ω_c é uma frequência muito próxima da frequência de ressonância do filtro (ω_o) e ϕ_1 uma fase qualquer entre $[-\pi, \pi]$.

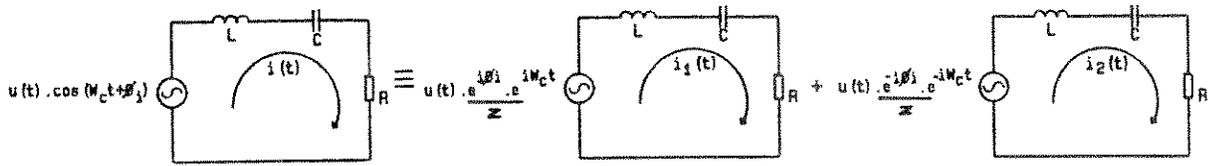


Fig. 5.5 - Filtro ressonante série (domínio do tempo)

A resposta do filtro ressonante série à entrada proposta pode ser obtido através do método da transformada de Laplace (domínio da frequência) [15] a partir do circuito apresentado na figura abaixo onde o mesmo circuito é apresentado após se aplicar convenientemente a transformada de Laplace ao circuito da Figura 5.5.

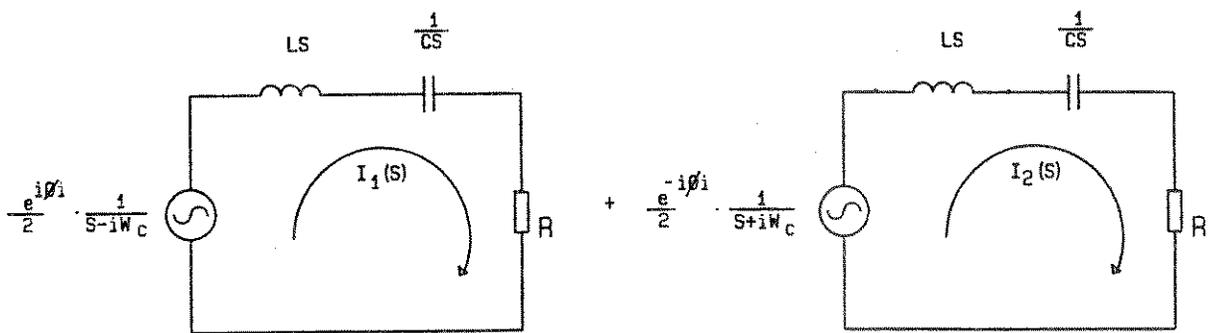


Fig. 5.6 - Filtro ressonante série (domínio de Laplace)

Como será visto adiante, este filtro ressonante deve possuir um

fator de qualidade muito alto. A partir dessa informação, sabe-se que o filtro será do tipo subamortecido ($\alpha \ll \omega_0$), de modo que as correntes $I_1(s)$ e $I_2(s)$ assumem, no domínio de Laplace, a forma dada pelas equações que se seguem.

$$I_1(s) = \frac{\alpha}{R} e^{i\phi} \left(\frac{\alpha\omega_c + i(\omega_0^2 - \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d - \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot \frac{1}{(s - (-\alpha + i\omega_d))} + \frac{-\alpha\omega_c - i(\omega_0^2 + \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d + \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot \frac{1}{(s - (-\alpha - i\omega_d))} + \frac{2\alpha\omega_c^2 + i\omega_c(\omega_0^2 - \omega_c^2)}{(\omega_0^2 - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2\omega_c^2} \cdot \frac{1}{(s - (i\omega_c))} \right) \quad (5.3)$$

$$I_2(s) = \frac{\alpha}{R} e^{-i\phi} \left(\frac{-\alpha\omega_c + i(\omega_0^2 + \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d + \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot \frac{1}{(s - (-\alpha + i\omega_d))} + \frac{\alpha\omega_c - i(\omega_0^2 - \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d - \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot \frac{1}{(s - (-\alpha - i\omega_d))} + \frac{2\alpha\omega_c^2 - i\omega_c(\omega_0^2 - \omega_c^2)}{(\omega_0^2 - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2\omega_c^2} \cdot \frac{1}{(s - (-i\omega_c))} \right)$$

onde α , ω_0 e ω_d dependem dos componentes do filtro, ou melhor, $\alpha = \frac{R}{2L}$, $\omega_0 = \frac{1}{LC}$

$$\text{e } \omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}.$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace às equações $I_1(s)$ e $I_2(s)$, obtém-se as correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ que assumem, no domínio do tempo, a forma dada pelas equações que se seguem:

$$i_1(t) = \frac{\alpha}{R} e^{i\phi_1} \left(\frac{\alpha\omega_c + i(\omega_o^2 - \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d - \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot e^{(-\alpha + i\omega_d)t} + \frac{-\alpha\omega_c - i(\omega_o^2 + \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d + \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot e^{(-\alpha - i\omega_d)t} + \frac{2\alpha\omega_c^2 + i\omega_c(\omega_o^2 - \omega_c^2)}{(\omega_o^2 - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2\omega_c^2} \cdot e^{i\omega_c t} \right) \quad (5.4)$$

$$i_2(t) = \frac{\alpha}{R} e^{-i\phi_1} \left(\frac{-\alpha\omega_c + i(\omega_o^2 + \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d + \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot e^{(-\alpha + i\omega_d)t} + \frac{\alpha\omega_c - i(\omega_o^2 - \omega_d\omega_c)}{-2\omega_d[(\omega_d - \omega_c)^2 + \alpha^2]} \cdot e^{(-\alpha - i\omega_d)t} + \frac{2\alpha\omega_c^2 + i\omega_c(\omega_o^2 - \omega_c^2)}{(\omega_o^2 - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2\omega_c^2} \cdot e^{-i\omega_c t} \right)$$

Essa mesma equação (5.4) pode ser escrita na forma dada pelas equações abaixo

$$i_1(t) = \frac{\alpha}{R} \left(\frac{e^{-\alpha t}}{-2\omega_d} \cdot \frac{\alpha\omega_c + i(\omega_o^2 - \omega_d\omega_c)}{(\omega_d - \omega_c)^2 + \alpha^2} \cdot e^{i(\omega_d t + \phi_1)} + \frac{e^{-\alpha t}}{-2\omega_d} \cdot \frac{-\alpha\omega_c - i(\omega_o^2 + \omega_d\omega_c)}{(\omega_d + \omega_c)^2 + \alpha^2} \cdot e^{-i(\omega_d t - \phi_1)} + \frac{2\alpha\omega_c^2 + i\omega_c(\omega_o^2 - \omega_c^2)}{(\omega_o^2 - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2\omega_c^2} \cdot e^{i(\omega_c t + \phi_1)} \right)$$

$$i_2(t) = \frac{\alpha}{R} \left(\frac{e^{-\alpha t}}{-2\omega_d} \cdot \frac{-\alpha\omega_c + i(\omega_o^2 + \omega_d\omega_c)}{(\omega_d + \omega_c)^2 + \alpha^2} \cdot e^{i(\omega_d t - \phi_1)} + \frac{e^{-\alpha t}}{-2\omega_d} \cdot \frac{\alpha\omega_c - i(\omega_o^2 - \omega_d\omega_c)}{(\omega_d - \omega_c)^2 + \alpha^2} \cdot e^{-i(\omega_d t + \phi_1)} + \frac{2\alpha\omega_c^2 + i\omega_c(\omega_o^2 - \omega_c^2)}{(\omega_o^2 - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2\omega_c^2} \cdot e^{-i(\omega_c t - \phi_1)} \right)$$

$$e^{-1(\omega_d t + \phi_1)} + \frac{2 \alpha \omega_c^2 - 1 \omega_c (\omega_o^2 - \omega_c^2)}{(\omega_o^2 - \omega_c^2)^2 + 4 \alpha^2 \omega_c^2} \cdot e^{-1(\omega_c t + \phi_1)} \Bigg)$$

Somando-se as correntes $i_1(t)$ e $i_2(t)$ acima, colocando-se as funções exponenciais na forma trigonométrica e agrupando-se os termos comuns, obtém-se a corrente $i(t)$ procurada, dada pela seguinte equação:

$$i(t) = \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{2 \alpha \omega_c} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_c t + \phi_1 + \arctg \frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{2 \alpha \omega_c} \right) - \frac{\omega_o}{\omega_d} \cdot$$

$$e^{-\alpha t} \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_d - \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_1 + \arctg \frac{\omega_o^2 - \omega_d \omega_c}{\alpha \omega_c} \right) + \frac{\omega_o}{\omega_d} \cdot$$

$$e^{-\alpha t} \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_d + \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_d t - \phi_1 - \arctg \frac{\omega_o^2 + \omega_d \omega_c}{\alpha \omega_c} \right) \quad (5.5)$$

A seguir são feitas algumas aproximações que permitem obter uma equação mais simples para a corrente $i(t)$. A primeira delas leva em consideração que ω_d e ω_c assumem valores das dezenas de MHz, que ω_d e ω_c são valores próximos e que ω_d e ω_c são muito maiores que α . Assim sendo,

$$\frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_d - \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \gg \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_d + \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}}$$

de modo que o terceiro termo da equação 5.5 pode ser desprezado quando

comparado com o segundo termo. Desse modo, a corrente $i(t)$ assume a forma:

$$i(t) \cong \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{2\alpha \omega_c} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_c t + \phi_i + \arctg \frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{2\alpha \omega_c} \right) - \frac{\omega_o}{\omega_d} \cdot e^{-\alpha t} \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_d - \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_i + \arctg \frac{\omega_o^2 - \omega_d \omega_c}{\alpha \omega_c} \right) \quad (5.6)$$

A segunda aproximação leva em consideração que $\omega_o = \omega_c + \Delta\omega$, onde $\Delta\omega$ é o desvio (positivo, negativo ou nulo) da freqüência do sinal recebido em relação à freqüência de ressonância. Considerando-se ainda que tal desvio é mínimo em relação à freqüência de ressonância, tem-se que $\omega_c \gg \Delta\omega$. Assim sendo, tem-se:

$$\omega_o^2 = \omega_c^2 + 2\omega_c \Delta\omega + \Delta\omega^2$$

ou

$$\omega_o^2 - \omega_c^2 = \Delta\omega (2\omega_c + \Delta\omega)$$

Levando-se em consideração que $\omega_c \gg \Delta\omega$ tem-se:

$$\omega_o^2 - \omega_c^2 \cong 2\omega_c \Delta\omega$$

ou ainda

$$\Delta\omega \cong \frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{2\omega_c}$$

Desse modo, o primeiro termo da equação 5.6 pode ser reescrito levando em consideração essa aproximação. De modo que a corrente $i(t)$ assume a forma:

$$i(t) \approx \frac{1}{R \left[\left(\frac{\Delta\omega}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_c t + \phi_i + \arctg \frac{\Delta\omega}{\alpha} \right) - \frac{\omega_o}{\omega_d}$$

$$+ e^{-\alpha t} \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_d - \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_i + \arctg \frac{\omega_o^2 - \omega_d \omega_c}{\alpha \omega_c} \right)$$

A terceira aproximação leva em consideração que $\omega_o \gg \alpha$, logo $\omega_o \approx \omega_d$. Assim sendo, o segundo termo da equação anterior assume a forma:

$$- \frac{\omega_o}{\omega_o} \cdot e^{-\alpha t} \frac{1}{R \left[\left(\frac{\omega_o - \omega_c}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_i + \arctg \frac{\omega_o}{\omega_c} \left(\frac{\omega_o - \omega_c}{\alpha} \right) \right)$$

ou ainda

$$- e^{-\alpha t} \frac{1}{R \left[\left(\frac{\Delta\omega}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_i + \arctg \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \right) \left(\frac{\Delta\omega}{\alpha} \right) \right)$$

Uma vez que $\omega_c \gg \Delta\omega$, pode-se considerar que $\left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \right) \approx 1$ e a corrente $i(t)$ assume a forma:

$$i(t) \cong \frac{1}{R \left[\left(\frac{\Delta\omega}{\alpha} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \left[\cos \left(\omega_c t + \phi_1 + \arctg \frac{\Delta\omega}{\alpha} \right) - \right. \\ \left. - e^{-\alpha t} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_1 + \arctg \frac{\Delta\omega}{\alpha} \right) \right] \quad (5.7)$$

A obtenção da corrente $i(t)$ teve por premissa que o filtro ressonante série deve possuir um fator de qualidade (Q) muito alto. Sabendo-se que $\alpha = \frac{\omega_0}{2Q}$ [16], pode-se incluir o fator de qualidade na expressão da corrente $i(t)$, obtendo-se:

$$i(t) \cong \frac{1}{R \left[\left(\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 + 1 \right]^{1/2}} \cdot \left[\cos \left(\omega_c t + \phi_1 + \arctg \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0} \right) - \right. \\ \left. - e^{-\alpha t} \cdot \cos \left(\omega_d t + \phi_1 + \arctg \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0} \right) \right]$$

Seja $x = \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_0}$. Quando $\Delta\omega = 0$, ou seja, $\omega_c = \omega_0$, tem-se que x igual a zero. Admitindo-se que a frequência do sinal esteja confinada aos pontos de meia potência do filtro [16], tem-se que $\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q}$ e portanto o módulo de x é igual a 1. Assim sendo, x variará no intervalo $[-1, 1]$, indicando de quanto a frequência da portadora está afastada da frequência de ressonância do filtro. Desse modo, a equação final da corrente $i(t)$ pode ser expressa em função de x , obtendo-se para $t > 0$:

$$i(t) = \frac{1}{R(1 + x^2)^{1/2}} \left[\cos(\omega_c t + \phi_o) - e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t + \phi_o) \right] \quad (5.8)$$

onde $\phi_o = \phi_i + \arctg x$.

Entretanto, para se obter a resposta do filtro à função gate modulada, é necessário obter a resposta do filtro passa banda à entrada $u(t-\tau) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_i)$. Porém, pode-se escrever essa expressão de forma mais adequada, ou seja

$$u(t-\tau) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_i) = u(t-\tau) \cdot \cos(\omega_c(t - \tau) + \omega_c \tau + \phi_i)$$

cuja resposta do filtro é obtida diretamente da equação 5.8, sendo dada por:

$$i(t) = \begin{cases} 0 & \text{p/ } 0 < t < \tau \\ \frac{1}{R(1 + x^2)^{1/2}} \left[\cos(\omega_c t + \phi_o) - \exp(-\alpha(t-\tau)) \cos(\omega_d t + \phi_o + \tau(\omega_c - \omega_d)) \right] & \text{p/ } t \geq \tau \end{cases} \quad (5.9)$$

Finalmente para se obter a resposta do filtro à função gate modulada é necessário subtrair da equação 5.8 a equação 5.9, obtendo-se:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{1}{R(1+x^2)^{1/2}} [\cos(\omega_c t + \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos(\omega_d t + \phi_o)] & 0 < t \leq \tau \\ \frac{\exp(-\alpha t)}{R(1+x^2)^{1/2}} [\exp(\alpha\tau) \cos(\omega_d t + \phi_o + \tau(\omega_c - \omega_d)) - \cos(\omega_d t + \phi_o)] & t \geq \tau \end{cases} \quad (5.10)$$

A expressão 5.10 é finalmente a resposta do filtro ressonante série à função gate modulada. Essa equação permite completar a seção 5.4, caracterizando o sinal $r_o(t)$, presente na saída do filtro de faixa estreita (Fig. 5.1b e Fig. 5.4):

$$r_o(t) = \begin{cases} s_o(t) + n_o(t) \\ \text{ou} \\ n_o(t) \end{cases}$$

Uma vez que o sinal $n_o(t)$ ficou perfeitamente caracterizado na seção anterior, resta apenas caracterizar o sinal $s_o(t)$. Lembrando que a função gate tem na verdade amplitude A_o e que $s_o(t)$ pode representar a tensão desenvolvida sobre o resistor da Figura 5.5, tem-se que:

$$s_o(t) = \begin{cases} \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} [\cos(\omega_c t + \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos(\omega_d t + \phi_o)] & 0 < t \leq \tau \\ \frac{A_o \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} [\exp(\alpha\tau) \cos(\omega_d t + \phi_o + \tau(\omega_c - \omega_d)) - \cos(\omega_d t + \phi_o)] & t \geq \tau \end{cases} \quad (5.11)$$

A seguir, como mostra o diagrama de blocos da Figura 5.1b, o sinal de saída do filtro passa banda será retificado para que se obtenha o pulso de aquisição recuperado (Fig. 5.2b).

5.6. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL DE AQUISIÇÃO EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA DO FILTRO (ω_0)

A tensão fornecida ao detector de envoltória será a tensão $v_R(t)$, desenvolvida sobre o resistor do circuito ressonante estudado na seção anterior, ou seja

$$V_R(t) = \begin{cases} \frac{A_0}{(1+x^2)^{1/2}} [\cos(\omega_c t + \phi_0) - \exp(-\alpha t) \cos(\omega_d t + \phi_0)] & 0 < t \leq \tau \\ \frac{A_0 \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} [\exp(\alpha \tau) \cos(\omega_d t + \phi_0 + \tau(\omega_c - \omega_d)) - \cos(\omega_d t + \phi_0)] & t \geq \tau \end{cases} \quad (5.12)$$

A saída do detector de envoltória fornecerá as variações lentas contidas nesse sinal. Para se ver melhor as variações lentas contidas no sinal, procura-se colocar a equação acima como função apenas da frequência de ressonância do filtro (ω_0), de modo semelhante à Equação 5.2.

Pode-se escrever a parte da Equação 5.12 válida para o intervalo de tempo $0 < t \leq \tau$ na forma:

$$V_{R1}(t) = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} [\cos(\omega_o - \Delta\omega)t + \phi_o] - \exp(-\alpha t) \cos((\omega_o^2 - \alpha^2)^{1/2} t + \phi_o)]$$

Novamente, considerando-se $\omega_o \gg \alpha$, pode-se assumir a seguinte aproximação:

$$(\omega_o^2 - \alpha^2) \cong \left(\omega_o - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right)^2$$

de modo que a equação anterior assume a forma dada pela seguinte equação:

$$V_{R1}(t) = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\omega_o t - (\Delta\omega t - \phi_o)) - \exp(-\alpha t) \cos\left(\omega_o t - \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right)\right) \right]$$

ou finalmente como na forma desejada:

$$V_{R1}(t) = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left\{ \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] \cdot \cos \omega_o t + \right. \\ \left. + \left[\sin(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \sin\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] \cdot \sin \omega_o t \right\} \quad 0 < t \leq \tau$$

(5.13)

Tomando-se o mesmo procedimento com a parte da equação 5.12 válida para o intervalo $t > \tau$, obtém-se:

$$\begin{aligned}
V_{R2}(t) &= \frac{A_o \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left\{ \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) \right] - \right. \\
&- \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \left. \right] \cdot \cos \omega_o t + \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \text{sen} \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) \right] - \\
&- \text{sen} \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \left. \right] \cdot \text{sen} \omega_o t \quad t \geq \tau
\end{aligned}$$

Portanto, a Equação 5.12 pode ser reescrita da seguinte maneira

$$V_R(t) = \begin{cases} \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left\{ \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \right] \cdot \cos \omega_o t + \right. \\ \left. + \left[\text{sen}(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \text{sen} \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \right] \cdot \text{sen} \omega_o t \right\} & 0 < t \leq \tau \\ \frac{A_o \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left\{ \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) \right] - \right. \\ - \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \left. \right] \cdot \cos \omega_o t + \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \text{sen} \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) \right] - \\ - \text{sen} \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \left. \right] \cdot \text{sen} \omega_o t \quad & t \geq \tau \end{cases}$$

(5.13)

Finalmente, a soma do sinal de aquisição (Equação 5.13) e do ruído (Equação 5.2), caracteriza perfeitamente o sinal na saída do filtro passa banda de faixa estreita da recepção, em função de sua frequência de ressonância (ω_0), dada pela equação que se segue:

$$r_0(t) = \begin{cases} \left\{ \frac{A_0}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_0) - \exp(-\alpha t) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right) \right] + x(t) \right\} \cos \omega_0 t + \\ \left\{ \frac{A_0}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\text{sen}(\Delta\omega t - \phi_0) - \exp(-\alpha t) \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right) \right] - y(t) \right\} \text{sen } \omega_0 t & 0 < t \leq \tau \\ \\ \left\{ \frac{A_0 \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha\tau) \cdot \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} - \Delta\omega\right)\right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right) \right] + x(t) \right\} \cos \omega_0 t + \\ \left\{ \frac{A_0 \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha\tau) \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} - \Delta\omega\right)\right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right) \right] - y(t) \right\} \cdot \text{sen } \omega_0 t & t \geq \tau \end{cases} \quad (5.14)$$

O sinal representado pela Equação 5.14 será fornecido ao detetor de envoltória e sua saída será amostrada para que se decida pela presença ou ausência do pulso de aquisição. Assim sendo, está-se apto a obter a distribuição de probabilidade da envoltória desse sinal para um dado instante

de amostragem.

5.7. CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE PROBABILIDADE DA ENVOLTÓRIA PARA O SINAL PRESENTE

Nesta seção obtém-se a distribuição de probabilidade da envoltória para o sinal presente, considerando que a amostragem do sinal ocorre num instante de tempo genérico $t=t_1$, onde $0 < t \leq \tau$. O sinal de entrada do detetor de envoltória, quando o sinal de aquisição encontra-se presente, é dado pela equação:

$$r_{o1}(t) = \left\{ \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] + x(t) \right\} \cos \omega_o t +$$

$$+ \left\{ \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\text{sen}(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] - y(t) \right\} \text{sen } \omega_o t$$

onde ϕ_o é uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$.

Como $r_{o1}(t)$ é um sinal de faixa estreita, sua envoltória é dada por:

$$Z(t) = \left\{ \left\{ \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] + x(t) \right\}^2 + \right.$$

$$\left. + \left\{ \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\text{sen}(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] - y(t) \right\}^2 \right\}^{1/2}$$

Definindo

$$Z_c(t) = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] + x(t)$$

e

$$Z_s(t) = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\sin(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \sin\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] - y(t)$$

tem-se que:

$$Z(t) = \{Z_c^2(t) + Z_s^2(t)\}^{1/2}$$

A partir de um valor fixo de ϕ_o e de um instante genérico de amostragem $t=t_1$, o valor esperado para $Z_c(t)$, bem como para $Z_s(t)$, pode ser obtido como se segue:

$$E\{Z_c(t)\} = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right] + \overline{x(t)}$$

ou ainda,

$$E\{Z_c(t)\} = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) + \overline{x(t)} \right]$$

Como $x(t)$ é uma variável aleatória de média zero, tem-se $\overline{x(t)} = 0$.

Assim sendo:

$$E\{Z_c(t)\} = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right]$$

Analogamente, como $\overline{y(t)} = 0$, resulta:

$$E\{Z_s(t)\} = \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\text{sen}(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right]$$

Assim, $Z_c(t)$ e $Z_s(t)$ são variáveis aleatórias gaussianas com as médias calculadas acima e com variância $\text{Var}\{Z_c(t)\} = \text{Var}\{Z_s(t)\} = \sigma_1^2$. Pode-se mostrar que $Z_c(t)$ e $Z_s(t)$ não são correlacionadas, o que implica em serem independentes, pois são gaussianas.

A seguir calcula-se a distribuição de probabilidade da envoltória. Do exposto no parágrafo anterior, tem-se:

$$P_1(Z_c, Z_s / \phi_o) = P_1(Z_c / \phi_o) \cdot P_1(Z_s / \phi_o)$$

onde:

$$P_1(Z_c / \phi_o) = \frac{1}{(2\pi\sigma_1^2)^{1/2}} \exp - \frac{\left\{ Z_c - \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right] \right\}^2}{2\sigma_1^2}$$

e

$$P_1(Z_s / \phi_o) = \frac{1}{(2\pi\sigma_1^2)^{1/2}} \exp - \frac{\left\{ Z_s - \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\text{sen}(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \text{sen}\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right] \right\}^2}{2\sigma_1^2}$$

portanto

$$\begin{aligned}
 P_1(Z_c, Z_s / \phi_o) &= \\
 &= \frac{1}{2\pi\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left\{ \left\{ Z_c - \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right] \right\}^2 + \right. \right. \\
 &+ \left. \left. \left\{ Z_s - \frac{A_o}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\sin(\Delta\omega t_1 - \phi_o) - \exp(-\alpha t_1) \sin\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right] \right\}^2 \right\} \right\}
 \end{aligned}$$

Realizando mudança de variáveis [14],

$$Z = (Z_c^2 + Z_s^2)^{1/2} \quad Z \geq 0$$

$$\theta = \arctg \frac{Z_s}{Z_c} \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi$$

tem-se

$$Z_c = Z \cdot \cos \theta \quad , \quad Z_s = Z \cdot \sin \theta$$

de modo que

$$P_1(Z, \theta / \phi_o) = \frac{P_1(Z_c, Z_s / \phi_o)}{J\left(\frac{Z, \theta}{Z_c, Z_s}\right)}$$

onde $J\left(\frac{Z, \theta}{Z_c, Z_s}\right)$ é o Jacobiano da transformação igual à $\frac{1}{Z}$.

Portanto,

$$P_1(Z, \theta / \phi_0) =$$

$$= \frac{Z}{2\pi\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left\{ \left\{ Z \cos \theta - \frac{A_0}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_0) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t_1 - \phi_0\right) \right] \right\}^2 + \right. \right. \\ \left. \left. + \left\{ Z \sin \theta - \frac{A_0}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\sin(\Delta\omega t_1 - \phi_0) - \exp(-\alpha t_1) \sin\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t_1 - \phi_0\right) \right] \right\}^2 \right\} \right\}$$

ou ainda:

$$P_1(Z, \theta / \phi_0) =$$

$$= \frac{Z}{2\pi\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left\{ Z^2 - \frac{2ZA_0}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t_1 - \phi_0 - \theta) - \exp(-\alpha t_1) \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t_1 - \phi_0 - \theta\right) \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{A_0^2}{(1+x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right] \right\} \right\}$$

e finalmente,

$$P_1(Z, \theta / \phi_0) =$$

$$= \frac{Z}{2\pi\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left\{ Z^2 + \frac{A_0^2}{(1+x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right] \right\} \right\}.$$

$$\cdot \exp \left\{ \frac{ZA_0}{\sigma_1^2(1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2} \right. \\ \left. \cdot \cos \left(\theta - \arctg \exp(-\alpha t_1) \right) \right\}$$

Tendo-se em vista que

$$P_1(Z/\phi_0) = \int_0^{2\pi} P_1(Z, \theta/\phi_0) d\theta$$

tem-se

$$P_1(Z/\phi_0) =$$

$$= \frac{Z}{2\pi\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left\{ Z^2 + \frac{A_0^2}{(1+x^2)} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right] \right\} \right\}$$

$$\cdot \int_0^{2\pi} \exp \left\{ \frac{ZA_0}{\sigma_1^2(1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2} \right. \\ \left. \cdot \cos \left(\theta - \arctg \exp(-\alpha t_1) \right) \right\} d\theta$$

Considerando que

$$\int_0^{2\pi} \exp \left\{ \frac{Z A_0}{\sigma_1^2 (1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2} \right. \\ \left. \cdot \cos \left(\theta - \arctg \exp(-\alpha t_1) \right) \right\} d\theta = 2\pi I_0 \left\{ \frac{Z A_0}{\sigma_1^2 (1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right] \right\}$$

onde $I_0(x)$ é a função de Bessel modificada de ordem zero, resulta que

$$P_1(Z/\phi_0) = \frac{Z}{\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left[Z^2 + \frac{A_0^2}{(1+x^2)} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(2\alpha t_1) \right] \right] \right\} \cdot I_0 \left\{ \frac{Z A_0}{\sigma_1^2 (1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2} \right\}$$

Daf se vê que a função densidade de probabilidade da envoltória é independente de ϕ_0 . Portanto,

$$\begin{aligned}
P_1(Z) = & \frac{Z}{\sigma_1^2} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_1^2} \left[Z^2 + \frac{A_o^2}{(1+x^2)} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t_1 \right) + \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. + \exp(-2\alpha t_1) \right] \right] \right\} \cdot I_o \left\{ \frac{Z A_o}{\sigma_1^2 (1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t_1 \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. \left. + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2} \right\} \quad Z \geq 0 \tag{5.15}
\end{aligned}$$

que é conhecida como distribuição Riciana.

5.8. CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE PROBABILIDADE DA ENVOLTÓRIA NA AUSÊNCIA DO SINAL

O sinal $r_{o2}(t)$ na entrada do detector de envoltória, na ausência do sinal de aquisição, é dado pela equação:

$$r_{o2}(t) = \left\{ \frac{A_o \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_o - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \right] + x(t) \right\} \cdot \cos \omega_o t + \left\{ \frac{A_o \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \sin \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) - \sin \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o \right) \right] - y(t) \right\} \cdot \sin \omega_o t$$

onde ϕ_o é uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$.

Tendo em vista que $r_{o2}(t)$ é um sinal de faixa estreita, a sua envoltória é dada por:

$$Z(t) = \left\{ \left\{ \frac{A_o \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega \right) \right) - \right. \right. \right. \right.$$

$$\left. - \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 \right) \right] + x(t) \left. \right\} + \left\{ \frac{A_0 \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha \tau) \right. \right.$$

$$\left. \left. \cdot \sin \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} - \Delta\omega \right) \right) - \sin \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 \right) \right] - y(t) \right\} \left. \right\}^{1/2}$$

Definindo,

$$Z_c(t) = \frac{A_0 \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} - \Delta\omega \right) \right) - \right.$$

$$\left. - \cos \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 \right) \right] + x(t)$$

e

$$Z_s(t) = \left\{ \frac{A_0 \exp(-\alpha t)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha \tau) \cdot \sin \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 - \tau \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} - \Delta\omega \right) \right) - \right. \right.$$

$$\left. - \sin \left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0 \right) \right] - y(t) \right\}$$

tem-se:

$$Z(t) = \{Z_c^2(t) + Z_s^2(t)\}^{1/2}$$

A partir de um valor fixo de ϕ_0 e considerando que a amostragem do sinal ocorre num instante genérico $t=t_1$ onde $t_1 \gg \tau$, o valor esperado para

$Z_c(t)$ e $Z_s(t)$ pode ser obtido como se segue:

$$E\{Z_c(t)\} = \frac{A_o \exp(-\alpha t_1)}{(1+x^2)^{1/2}} \left[\exp(\alpha t_1) \cdot \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o - \tau\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} - \Delta\omega\right)\right) - \right. \\ \left. - \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t_1 - \phi_o\right) \right] + x(t)$$

Considerando-se $t_1 \gg \tau$ tem-se

$$E\{Z_c(t)\} = \overline{x(t)}$$

Como $x(t)$ é uma variável aleatória de média zero, tem-se que $\overline{x(t)} = 0$. Assim sendo:

$$E\{Z_c(t)\} = 0$$

Analogamente, como $\overline{y(t)} = 0$, resulta

$$E\{Z_s(t)\} = 0$$

Assim, $Z_c(t)$ e $Z_s(t)$ são variáveis aleatórias gaussianas, não correlacionadas e portanto, independentes, com média zero e variação σ_1^2 .

Assim,

$$P_o(Z_c, Z_s) = P_o(Z_c) \cdot P_o(Z_s)$$

onde

$$P_o(Z_c) = \frac{1}{(2\pi\sigma_1^2)^{1/2}} \cdot \exp\left(-\frac{Z_c^2}{2\sigma_1^2}\right)$$

e

$$P_o(Z_s) = \frac{1}{(2\pi\sigma_1^2)^{1/2}} \cdot \exp\left(-\frac{Z_s^2}{2\sigma_1^2}\right)$$

Conseqüentemente,

$$P_o(Z_c, Z_s) = \frac{1}{2\pi\sigma_1^2} \cdot \exp\left(-\frac{Z_c^2 + Z_s^2}{2\sigma_1^2}\right)$$

Realizando mudanças de variáveis,

$$Z = (Z_c^2 + Z_s^2)^{1/2} \quad ; \quad Z \geq 0$$

$$\theta = \arctg \frac{Z_s}{Z_c}$$

tem-se que

$$Z_c = Z \cdot \cos \theta \quad e \quad Z_s = Z \cdot \sin \theta$$

de modo que

$$P_o(Z, \theta) = \frac{P_o(Z_c, Z_s)}{J\left(\frac{Z, \theta}{Z_c, Z_s}\right)}$$

onde $J\left(\frac{Z, \theta}{Z_c, Z_s}\right)$ é o Jacobiano da transformação, igual a $1/Z$.

Portanto,

$$P_o(Z, \theta) = \frac{Z}{2\pi\sigma_1^2} \cdot \exp\left(-\frac{Z^2}{2\sigma_1^2}\right)$$

Tendo em vista que

$$P_o(Z) = \int_0^{2\pi} \frac{Z}{2\pi\sigma_1^2} \cdot \exp\left(-\frac{Z^2}{2\sigma_1^2}\right) d\theta$$

tem-se

$$P_o(Z) = \frac{Z}{\sigma_1^2} \cdot \exp\left(-\frac{Z^2}{2\sigma_1^2}\right) \quad Z \geq 0 \quad (5.16)$$

que é conhecida como distribuição de Rayleigh. Como já foi dito, o sinal de saída do detetor de envoltória é amostrado num instante conveniente (t_1). O valor amostrado é fornecido a um comparador de limiar que produz nível lógico "1" quando o valor amostrado excede o limiar de decisão e nível lógico "0" caso contrário. A escolha do limiar de decisão leva em consideração a distribuição de probabilidade obtida na seção anterior e nesta. Para que se torne possível a escolha desse limiar, as distribuições de probabilidade obtidas precisam estar perfeitamente definidas. Portanto, torna-se necessário obter a variância do ruído na saída do filtro passa banda (σ_1^2) e o instante conveniente de amostragem do sinal na saída do detetor de envoltória (t_1). As seções seguintes são dedicadas a essa tarefa.

5.9. DETERMINAÇÃO DA VARIÂNCIA DO RUÍDO NA SAÍDA DO FILTRO PASSA FAIXA

A potência do ruído na saída do filtro passa faixa é numericamente igual à variância do ruído (σ_1^2), pois o ruído considerado possui valor médio igual a zero [17]. Assim sendo, a obtenção da variância do ruído se resume ao cálculo da banda de ruído equivalente (B) do filtro passa faixa.

A fim de se calcular a banda de ruído equivalente do filtro passa banda em questão, considera-se a função de transferência do filtro:

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}$$

ou

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{R^2} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]^{1/2}}$$

ou ainda

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{L^2}{R^2} \left(\omega - \frac{1}{\omega LC} \right)^2}$$

Considerando que $\frac{1}{LC} = \omega_o^2$, tem-se

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \frac{L^2}{R^2} \left(\frac{\omega^2 - \omega_o^2}{\omega} \right)^2}$$

Fazendo-se $\omega = \omega_0 + \Delta\omega'$, onde $\omega_0 \gg \Delta\omega'$ e $\omega_0 \gg 0$ e fazendo-se as mesmas considerações da seção 5.5, obtém-se

$$|H(\omega_0 + \Delta\omega')|^2 \cong \frac{1}{1 + \frac{L^2}{R^2} \left(\frac{2\omega_0 \Delta\omega'}{\omega_0} \right)^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2L\omega_0}{R} \cdot \frac{\Delta\omega'}{\omega_0} \right)^2}$$

Considerando que $\frac{L\omega_0}{R} = Q$, tem-se

$$|H(\omega_0 + \Delta\omega')|^2 = \frac{1}{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega'}{\omega_0} \right)^2}$$

Sabendo-se que $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3dB}}$, onde $\Delta\omega_{3dB}$ é a faixa de 3dB do filtro,

obtém-se:

$$|H(\omega_0 + \Delta\omega')|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\omega_0 \Delta\omega'}{\Delta\omega_{3dB} \omega_0} \right)^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\Delta\omega'}{\Delta\omega_{3dB}} \right)^2}$$

ou ainda

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + 4 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega_{3dB}} \right)^2}$$

cuja curva correspondente aparece à esquerda na Figura 5.7. Fazendo-se com que essa curva fique centrada em torno da origem, obtém-se a equação

$$|H(\omega + \omega_0)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\omega}{\Delta\omega_{3dB}}\right)^2}$$

cuja curva correspondente aparece à direita da Fig. 5.7.

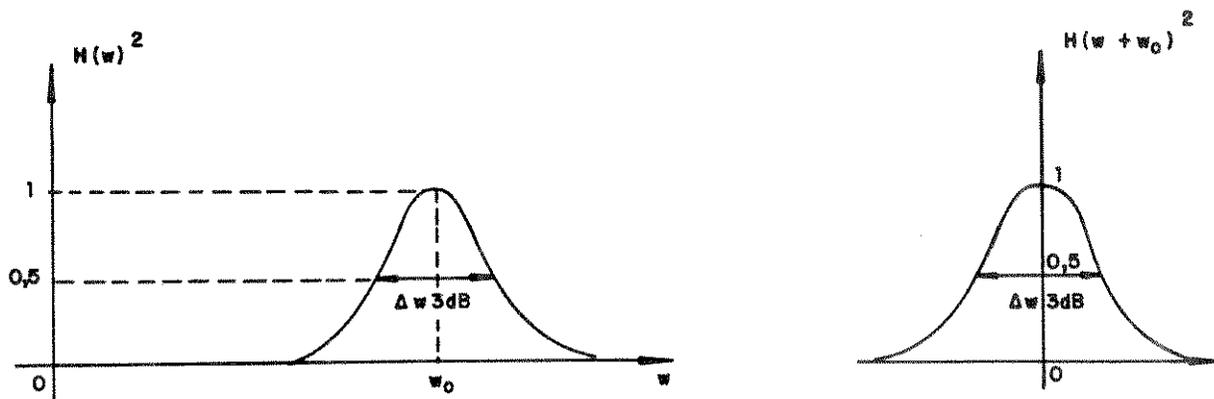


Fig. 5.7 - Módulo quadrático da função de transferência do filtro passa faixa

Conseqüentemente, a banda de ruído equivalente será:

$$B = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega + \omega_0)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\omega}{\Delta\omega_{3dB}}\right)^2} d\omega$$

ou

$$B = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\omega_{3dB}}{2} \cdot \arctg \frac{2\omega}{\Delta\omega_{3dB}} \Bigg|_{-\infty}^{\infty} = \frac{\Delta\omega_{3dB}}{4}$$

Finalmente, a potência de ruído na saída do filtro passa faixa é dada por:

$$\sigma_1^2 = \eta_0 \frac{\Delta\omega_{3dB}}{4} \quad (5.17)$$

onde η_o é a densidade espectral de potência do ruído na entrada do filtro.

5.10. DETERMINAÇÃO DO INSTANTE DE AMOSTRAGEM DO SINAL NA SAÍDA DO DETETOR DE ENVOLTÓRIA

Tendo-se o valor da relação sinal/ruído na entrada do filtro passa faixa, $(S/N)_{ta}$, dada pela equação 4.5, pode-se obter a relação sinal/ruído na saída do filtro passa faixa, $(S/N)_o$, através da seguinte equação:

$$(S/N)_o = (S/N)_{ta} + 10 \log \frac{B_1}{B} \text{ dB}$$

onde B_1 é a banda de ruído equivalente do filtro de FI e B é a banda de ruído equivalente do filtro passa faixa.

Na equação acima, $10 \log \frac{B_1}{B}$ representa o ganho (positivo) na relação $(S/N)_o$ devido à diminuição da potência do ruído em virtude do estreitamento da banda passante. Essa equação considera ainda que a tensão do sinal amostrado tem a mesma amplitude " A_o " do sinal de entrada. Entretanto, isso só é verdade quando o instante de amostragem do sinal tende a infinito ($t_1 = \infty$) e o desvio entre a frequência do sinal de aquisição e a frequência de ressonância do filtro é nulo ($x=0$).

A relação sinal/ruído na saída do filtro passa faixa que leva em consideração os pontos apresentados acima, é dada por:

$$(S/N)_o = (S/N)_{ta} + 10 \log \frac{B_1}{B} + 10 \log \frac{1}{(1+x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t_1) \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right] \text{ dB} \quad (5.19)$$

onde a expressão $\frac{1}{(1+x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t_1) \cdot \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right]$ repre-

senta o quadrado da relação entre o valor de tensão do sinal amostrado e o valor de tensão do sinal de entrada. Deve-se notar que tal valor é sempre menor ou igual a 1, de modo que representará um ganho negativo ou nulo.

Considerando conhecidos os parâmetros que definem o filtro ($\alpha_1 Q$, e ω_0), bem como o desvio entre a frequência do sinal de aquisição e a frequência de ressonância do filtro ($\Delta\omega$ e x) e desejando-se que a amostragem do sinal de aquisição ocorra com determinada relação sinal/ruído $[(S/N)_0]$, tem-se definido, através da equação 5.19, o valor de " t_1 ". Esse valor representa o instante a partir do qual pode-se amostrar o sinal na saída do detetor de envoltória, com garantia da relação sinal/ruído desejada, e conseqüentemente fornece a duração mínima do pulso de aquisição.

5.11. NORMALIZAÇÃO DAS DISTRIBUIÇÕES DE PROBABILIDADES CALCULADAS

A fim de se obter uma melhor visualização das distribuições de probabilidade anteriormente calculadas, bem como das interações existentes entre ambas, é conveniente realizar uma mudança de variável em ambas as equações.

Na distribuição

$$P_0(Z) = \frac{Z}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{Z^2}{2\sigma_1^2}\right)$$

seja $v = \frac{Z}{\sigma_1}$. Portanto, $\frac{dv}{dz} = \frac{1}{\sigma_1}$ implica em

$$P_o(v) = \frac{P_o(z)}{\frac{1}{\sigma_1}} \Bigg|_{z=v \cdot \sigma_1}$$

ou

$$P_o(v) = v \cdot \exp(-v^2/2) \quad ; \quad v \geq 0 \quad (5.20)$$

Analogamente na distribuição

$$P_1(Z) = \frac{Z}{\sigma_1^2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_1^2} \left\{ z^2 + \frac{A_o^2}{(1+x^2)} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t_1 \right) + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \exp(-2\alpha t_1) \right] \right\} \right\} \cdot I_o \left\{ \frac{Z A_o}{\sigma_1^2 (1+x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t_1 \right) + \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2} \right\}$$

seja $v = \frac{z}{\sigma_1}$. Portanto, $\frac{dv}{dz} = \frac{1}{\sigma_1}$. Definindo ainda

$$\gamma = \frac{A_o}{\sigma_1 (1+x)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t_1) \cos \left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t_1 \right) + \exp(-2\alpha t_1) \right]^{1/2},$$

de modo que $\frac{\gamma^2}{2}$ é igual à relação sinal/ruído na saída do filtro passa faixa, tem-se

$$P_1(v) = \frac{P_1(Z)}{\frac{1}{\sigma_1}} \Big|_{z=v \sigma_1}$$

ou

$$P_1(v) = v \exp\left(-\left(\frac{v^2}{2} + \frac{\gamma^2}{2}\right)\right) \cdot I_0(v\gamma) \quad v \geq 0 \quad (5.21)$$

Na figura abaixo [14], apresenta-se as duas distribuições normalizadas acima, onde se enfatiza as interações existentes entre a distribuição de Rayleigh e as várias distribuições Ricianas para diferentes valores da relação sinal/ruído na saída do filtro passa faixa ($\gamma^2/2$).

Deve-se notar que a distribuição de Rayleigh fica perfeitamente determinada tendo-se a variância do ruído na saída do filtro passa faixa (σ_1^2). Por outro lado, a distribuição Riciana fica perfeitamente determinada tendo-se a relação sinal/ruído na saída do filtro faixa, $(S/N)_o$.

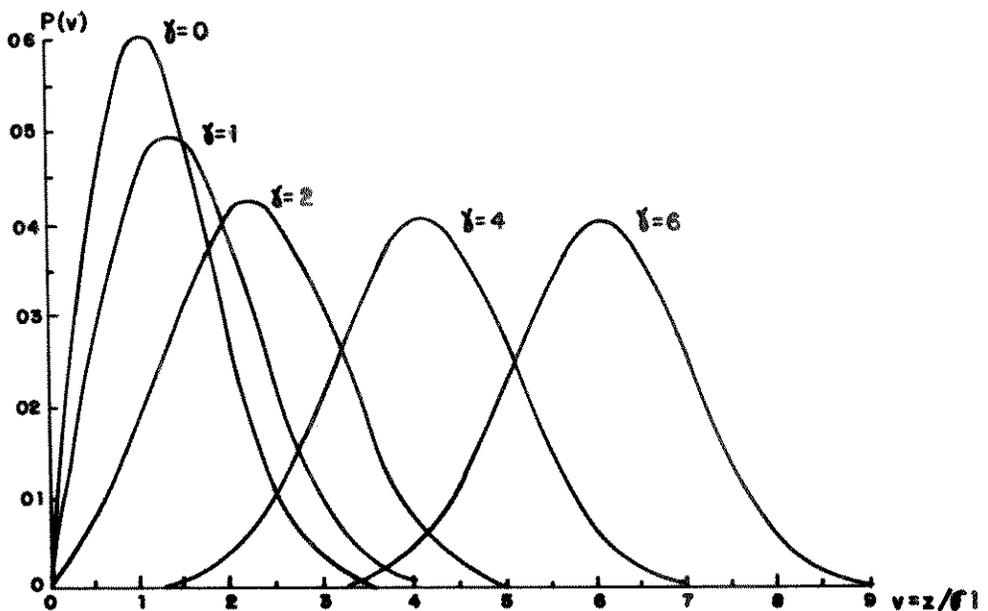


Fig. 5.8 - Interações entre a distribuição de Rayleigh e várias distribuições Ricianas

5.12. PROBABILIDADES DE ERRO NA TOMADA DE DECISÃO

Como mencionado anteriormente, o sinal de saída do detetor de envoltória será amostrado num instante de tempo conveniente (t_1) e em seguida fornecido ao comparador de limiar.

O limiar de decisão deve ser escolhido a partir das distribuições de probabilidade da envoltória, de modo que se tenha uma dada probabilidade de erro ao tomar-se uma decisão. Essa escolha agora é imediata, uma vez que já se tem perfeitamente determinados todos os parâmetros que definem as distribuições de probabilidades da envoltória na presença do sinal de aquisição (Eq. 5.15 e 5.21) e na ausência do sinal de aquisição (Eq. 5.16 e 5.20). A Fig. 5.9 abaixo ilustra melhor estas considerações

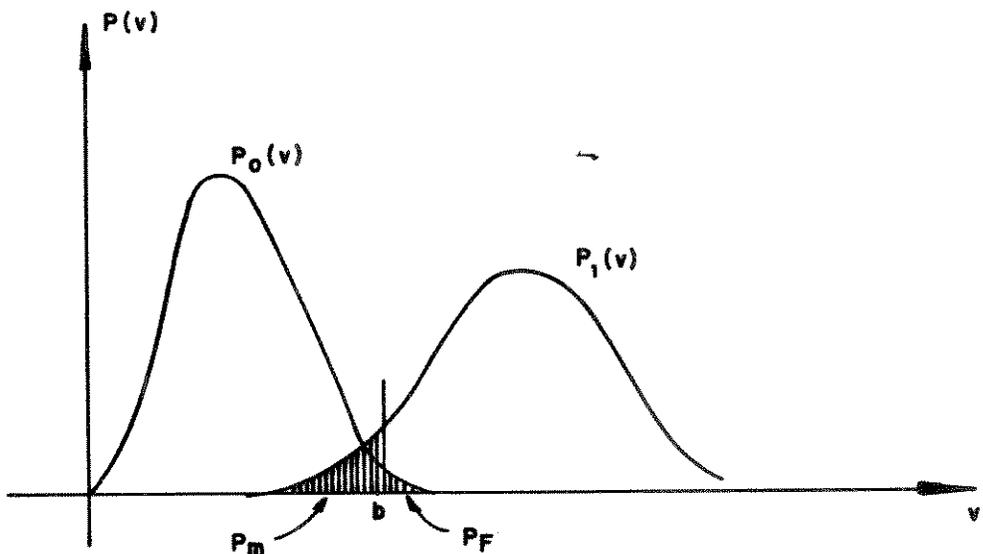


Fig. 5.9 - Identificação gráfica das probabilidades de falta de detecção (P_M) e de detecção falsa (P_F)

A Fig. 5.9 define os dois tipos de erros em que se pode incorrer ao tomar-se uma decisão (áreas hachuradas). A área hachurada à esquerda do limiar fornece a probabilidade de ocorrência de falta de detecção (P_M) do pulso de

aquisição, quando este, na realidade, encontra-se presente. A área hachurada à direita do limiar fornece a probabilidade de ocorrência de uma falsa detecção (P_F), na ausência do pulso de aquisição.

Numericamente tem-se

$$P_F = \int_b^{\infty} P_o(v) dv = \int_b^{\infty} v \exp(-v^2/2) dv$$

que resulta em

$$P_F = e^{-b^2/2} \tag{5.22}$$

Por outro lado,

$$P_M = \int_0^b P_1(v) dv = \int_0^b v \exp\left(-\left(\frac{v^2}{2} + \frac{\gamma^2}{2}\right)\right) \cdot I_0(v\gamma) dv$$

ou, ainda,

$$P_M = 1 - \int_b^{\infty} v \exp\left(-\left(\frac{v^2}{2} + \frac{\gamma^2}{2}\right)\right) \cdot I_0(v\gamma) dv$$

que resulta em

$$P_M = 1 - Q(\gamma, b) \tag{5.23}$$

onde $Q(\gamma, b)$ é conhecida como a função Q de Marcum [14], que pode ser obtida para vários valores de γ e b a partir das curvas abaixo.

A Fig. 5.9 ilustra também que ao mover-se o limiar de decisão para a direita ou para a esquerda, alteram-se as probabilidades de falta de detecção e de falsa detecção do pulso de aquisição. Existem vários critérios de optimalidade [18] para a adoção de um limiar de decisão.

Um critério que poderia ser adotado é o da mínima probabilidade de erro, mas para isso seria necessário o conhecimento da probabilidade "a priori" da presença do pulso de aquisição. Quando esta probabilidade é igual a 0.5, pode-se mostrar que o limiar que minimiza a probabilidade de erro coincide com o ponto de intersecção das duas curvas de distribuição de

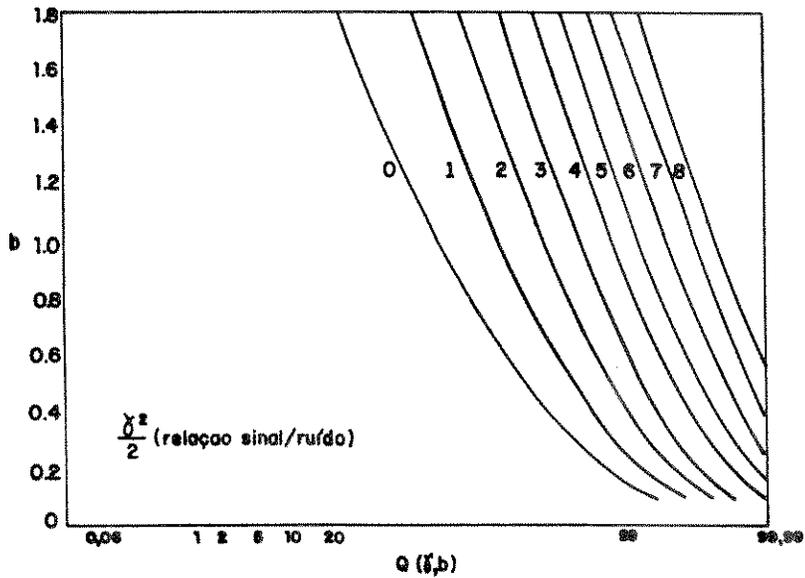


Fig. 5.10a - Função Q de Marcum

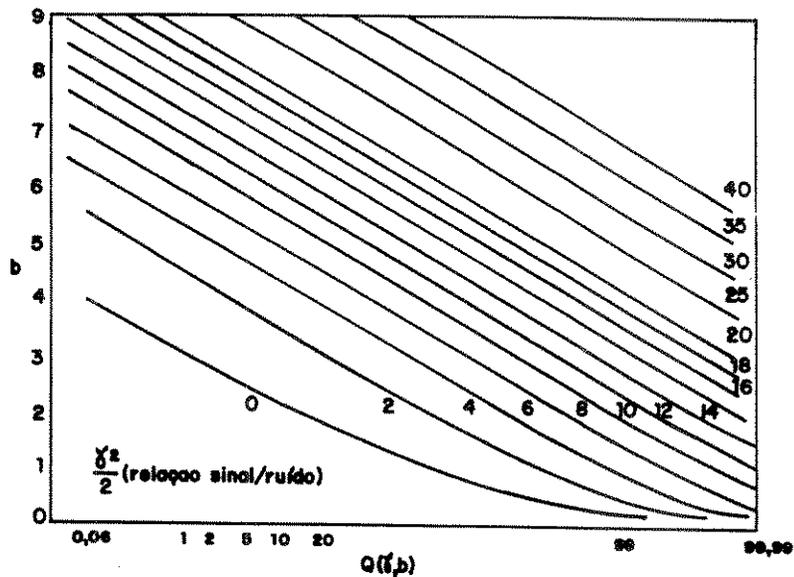


Fig. 5.10b - Função Q de Marcum

probabilidade. Uma vez que a probabilidade "a priori" da ausência do pulso de aquisição $\left(1 - \frac{\tau}{t_q}\right)$ é muito maior que a probabilidade "apriori" da presença do pulso de aquisição, $\left(\frac{\tau}{t_q}\right)$, o limiar de decisão que minimiza a probabilidade de erro estará bem à direita do ponto de intersecção das duas curvas de distribuição de probabilidade. Como consequência disso, reduz-se significativamente a probabilidade de detecção do pulso de aquisição $\left(\frac{\tau}{t_q}(1 - P_M)\right)$, que por sua vez pode se traduzir num aumento indesejado do tempo necessário para a realização da aquisição inicial.

Desejando simplificar a escolha do limiar de decisão, pode-se usar o critério que exhibe probabilidade de falsa detecção igual à probabilidade de falsa detecção [11]. Numericamente, tem-se:

$$P_F = P_M$$

ou

$$e^{-b^2/2} = 1 - Q(\gamma, b) \quad (5.24)$$

Partindo-se de um valor conhecido da relação $(S/N)_o$, o limiar de decisão escolhido é o que satisfaz a igualdade da Eq. 5.24. Isso equivale a obter, a partir da Eq. 5.23, uma curva que fornece a probabilidade de falta de detecção (P_M) em função do limiar utilizado e fazendo uso da Eq. 5.22, obter uma curva que fornece a probabilidade de falsa detecção (P_F), também em função do limiar utilizado. A intersecção dessas duas curvas fornece o limiar a ser escolhido.

Um outro critério que poderia ser utilizado é o que simplesmente adota como limiar de decisão o ponto de intersecção das duas curvas de distribuição de probabilidade (Eq. 5.20 e Eq. 5.21). Numericamente, tem-se:

$$P_0(b) = P_1(b)$$

ou

$$e^{\gamma^2/2} = I_0(b\gamma) \quad (5.25)$$

Assim, para um dado valor da relação $(S/N)_0$, extrai-se da expressão acima o valor do limiar de decisão. Desejando-se saber as probabilidades de falsa detecção (P_F) e de falta de detecção (P_M) com que o processo se desenvolverá, faz-se uso das equações 5.22 e 5.23 respectivamente.

As probabilidades calculadas nesta seção foram tomadas das expressões $P_0(v)$ e $P_1(v)$, que por sua vez foram obtidas através de uma mesma mudança de variável ($v = Z/\sigma_1$) das expressões $P_0(Z)$ e $P_1(Z)$ respectivamente. Obviamente, o valor do limiar de decisão obtido anteriormente para "v" deve sofrer a transformação inversa da mudança de variável, a fim de se obter o valor real de z. Ou seja,

$$b = Z_0/\sigma_1$$

resulta em

$$Z_0 = b \cdot \sigma_1 \quad (5.26)$$

onde z_0 é o valor do limiar de decisão a ser usado de modo a se obter as probabilidades calculadas.

5.13. DECISÃO MAJORITÁRIA

Na seção anterior as probabilidades de erro foram computadas para uma única amostra. Nesta seção considera-se o uso do circuito de decisão majoritária para decidir-se sobre a presença ou ausência do pulso de aquisição. Desse modo, somente quando houver N amostras indicando a presença do pulso de aquisição, em M amostras consecutivas, é que se decide pela presença do pulso de aquisição. Caso contrário, diz-se que o pulso de aquisição não está presente. Assim sendo, pode ocorrer dois tipos de erro na tomada de decisão.

O primeiro tipo de erro é chamado de falsa decisão majoritária, ao qual atribui-se a probabilidade de falsa decisão majoritária ($P_{F.D.M.}$). Ocorre quando todas as amostras são tomadas na ausência do pulso de aquisição e decide-se erroneamente pela presença do pulso de aquisição. O segundo tipo de erro é chamado de falta de decisão majoritária, ao qual atribui-se a probabilidade de falta de detecção majoritária ($P_{M.D.M.}$). Ocorre quando existe amostras suficientes tomadas sobre o pulso de aquisição e decide-se erroneamente pela ausência do pulso de aquisição.

No trabalho de H. Kurihara [11], considera-se que o circuito de decisão majoritária decide pela presença do pulso de aquisição, quando dentre as M amostras tomadas consecutivamente, o número de amostras confirmando a presença do pulso de aquisição é maior ou igual a N . Desse modo, tem-se:

$$P_{FDM} = \sum_{i=N}^M \binom{M}{i} (P_F)^i \cdot (1 - P_F)^{M-i} \quad (5.27)$$

e

$$P_{MDM} = \sum_{i=M-N+1}^M \binom{M}{i} (P_M)^i \cdot (1 - P_M)^{M-i} \quad (5.28)$$

As equações acima, na realidade, constituem uma aproximação para os valores de P_{FDM} e P_{MDM} , uma vez que as mesmas não refletem o funcionamento real de um circuito de decisão majoritária. Um circuito de decisão majoritária somente indica a presença do pulso de aquisição quando exatas N amostras (dentre M) confirmam a presença do pulso de aquisição. No Apêndice A apresenta-se um programa que procura simular o circuito de decisão majoritária, calculando os valores de P_{FDM} e P_{MDM} . A seguir, esses valores são comparados com os valores obtidos através das equações 5.27 e 5.28, respectivamente.

Como apresentado no Capítulo 3, o processo de aquisição inicial possui ainda o estágio de reconfirmação. Considerando ambos os estágios, uma falsa detecção ocorre quando o pulso de aquisição é detectado erroneamente no primeiro estágio de aquisição ($N_Q P_{FDM}$, onde N_Q é o número de quadros do intervalo de aquisição) e novamente detectado na reconfirmação (P_{FDM}). Assim sendo, a probabilidade de falsa detecção total (P_{FT}) é dada por:

$$P_{FT} = N_Q (P_{FDM})^2 \quad (5.29)$$

De modo semelhante, uma falta de detecção ocorre quando o pulso de aquisição não é detectado no primeiro estágio de aquisição (P_{MDM}) ou quando detectado no primeiro estágio, não é no estágio de reconfirmação ($(1 - P_{MDM}) \cdot P_{MDM}$). Assim sendo, a probabilidade de falta de detecção total (P_{MT}) é dada por:

$$P_{MT} = 2 \cdot P_{MDM} - (P_{MDM})^2 \quad (5.30)$$

Deve-se observar que o cálculo da probabilidade de falsa detecção e de falta de detecção no estágio de reconfirmação, considera que o pulso de aquisição é transmitido no instante de tempo obtido no primeiro estágio e portanto não se repete novamente todo o primeiro estágio de aquisição.

5.14. CÁLCULO DA DURAÇÃO DO PULSO DE AQUISIÇÃO

Uma vez escolhida a relação $(S/N)_0$ mínima na saída do filtro passa banda, com que o processo de aquisição inicial pode ser desenvolvido, obtém-se também (Eq. 5.19) a duração mínima do pulso de aquisição (t_1).

Tendo em vista que o método de aquisição inicial exige que $(M-1)$ amostras adicionais sejam feitas sobre o pulso de aquisição, antes de se tomar a decisão majoritária, e que a cada amostragem o pulso de aquisição se desloca Δ segs (taxa de varredura) sobre o quadro de transmissão, a largura total do pulso de aquisição (τ) será então determinada pela equação:

$$\tau = t_1 + (M - 1) \Delta \text{ segs} \quad (5.31)$$

Deve-se notar que as $(M - 1)$ amostragens realizadas após o tempo mínimo serão processadas com relação sinal/ruído superior à relação $(S/N)_0$ mínima. Portanto, os resultados obtidos serão conservadores uma vez que sempre é utilizado o valor da relação $(S/N)_0$ mínimo.

CAPÍTULO 6

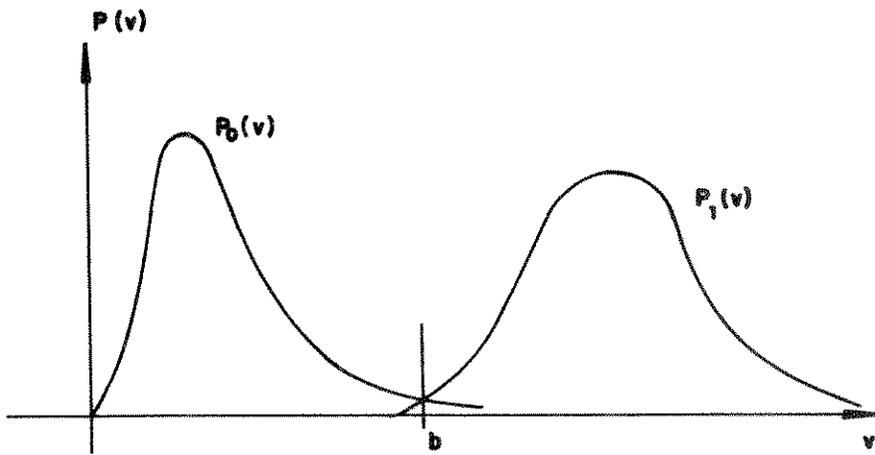
CIRCUITO DE AGC PARA CONTROLE DA FLUTUAÇÃO DO SINAL DE AQUISIÇÃO

6.1. INTRODUÇÃO

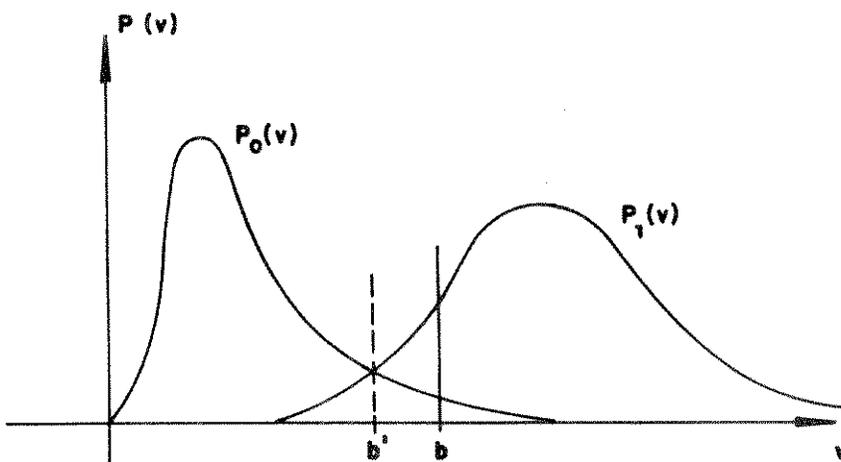
No capítulo anterior, o cálculo das probabilidades de erro, quando da detecção de um pulso de aquisição, é obtido adotando-se um limiar de decisão fixo (b) e naturalmente, supõe-se que as distribuições de probabilidade da envoltória ($P_0(v)$ e $P_1(v)$) também permanecem inalteradas.

Entretanto, o nível de potência do sinal de aquisição pode flutuar em torno do valor nominal. Essa flutuação é causada pela instabilidade da EIRP (Potência Efetivamente Irradiada) da estação local, diferentes EIRP para estações distintas, mudanças na potência do sinal transmitido, etc. Assim sendo, altera-se a relação sinal/ruído com que o pulso de aquisição será detetado; como consequência, altera-se a distribuição de probabilidade da envoltória para o sinal presente ($P_1(v)$), altera-se a probabilidade de falta de detecção (P_M) e o limiar de decisão (b) escolhido não é mais ótimo (Fig. 6.1b).

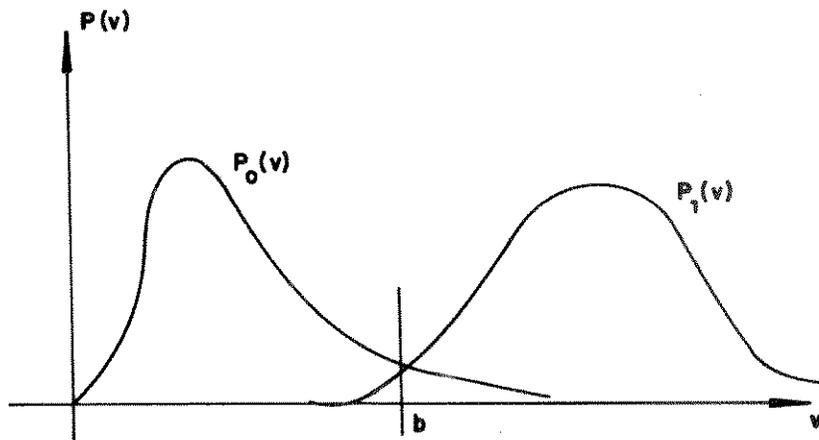
A inclusão de um circuito de Controle Automático de Ganho (AGC) visa minimizar os efeitos causados pela flutuação do sinal de aquisição durante o processo de decisão. Como ilustrado na Figura 6.1c, o circuito de AGC altera a distribuição de probabilidade da envoltória para o sinal presente ($P_1(v)$), assim como a distribuição de probabilidade de envoltória para o sinal ausente ($P_0(v)$). Essa alteração é tal que o limiar de decisão ótimo (b') para as distribuições de probabilidades obtidas com o circuito de AGC se aproxima do



a- distribuições de probabilidade esperada



b- influência da flutuação na distribuição $P_1(v)$



c- distribuições de probabilidade incluindo AGC

Fig. 6.1 - Influência da flutuação e do AGC nas distribuições de probabilidade

limiar (b) com que se desenvolverá o processo de decisão. Portanto, a inclusão do circuito de AGC torna o limiar ótimo (b) menos dependente da relação sinal/ruído do pulso de aquisição.

Este capítulo é dedicado ao estudo de um circuito de Controle Automático de Ganho (AGC), que visa minimizar os efeitos causados por uma pequena flutuação do nível de potência do pulso de aquisição.

6.2. LINEARIZAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO

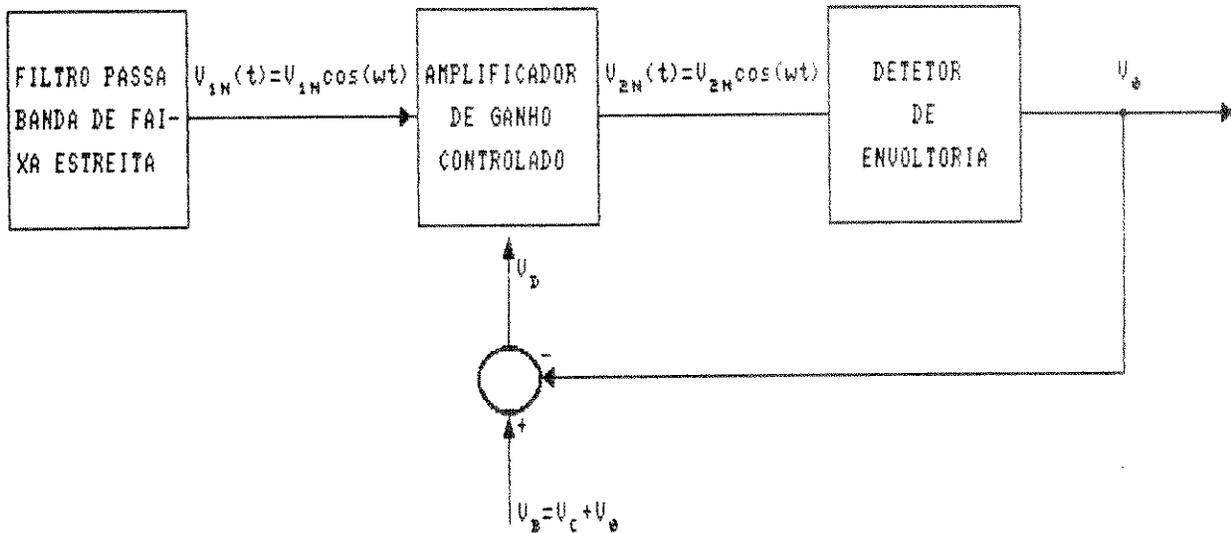
Um diagrama de blocos simplificado de um Controle Automático de Ganho, quando operado com valores nominais, é apresentado na figura abaixo.

Considerando que a flutuação do sinal na entrada do amplificador de AGC, em relação a seu valor nominal ($V_{In}(t)$) é pequena, pode-se, a partir dessa consideração, promover a linearização do circuito de Controle Automático de Ganho.

Com essa idéia em mente, tem-se que o amplificador do AGC pode ser avaliado por sua constante de sensibilidade K_A em dB/v. Desse modo, o ganho do amplificador de AGC pode ser expresso pela equação,

$$G = G_C + K_A (V_D - V_C) \quad \text{dB} \quad (6.1)$$

onde G_C é o ganho central do amplificador, atingido quando a voltagem de controle (V_D) é igual a V_C .



V_B - Voltagem de polarização

V_D - Voltagem de controle do ganho do Amplificador

V_C - Voltagem de controle aplicada para que o amplificador opere com ganho central (nominal)

Fig. 6.2 - Diagrama de blocos simplificado do A.G.C

Uma curva que caracteriza a voltagem de controle versus o ganho de um amplificador de AGC é ilustrada na figura abaixo. Nessa figura está enfatizada a obtenção da constante de sensibilidade K_A a partir da derivada calculada para o ponto de operação normal do amplificador de A.G.C.

Por sua vez, um detetor de envoltória pode ser avaliado pela sua constante de sensibilidade K_D em V/dB. A obtenção dessa constante para os detetores quadrático e linear faz uso da Figura 6.4 abaixo.

Na Figura 6.4a tem-se as curvas características de tensão de entrada versus tensão de saída para os detetores quadrático e linear respectivamente.

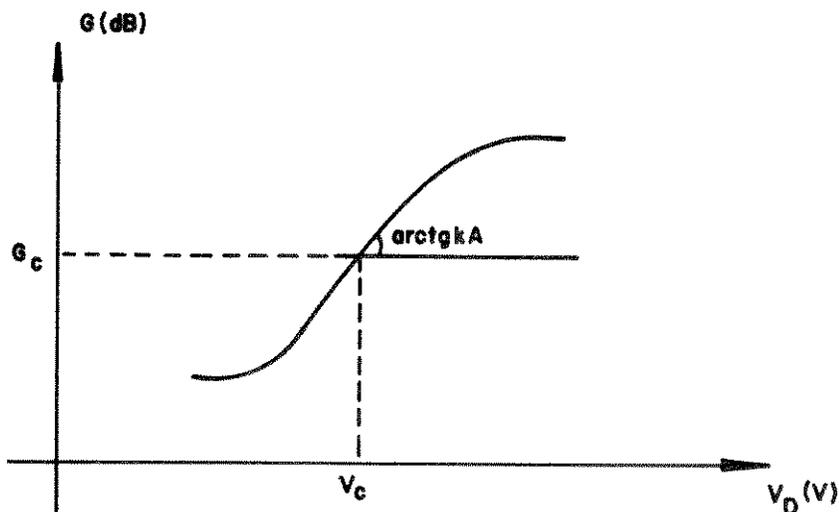


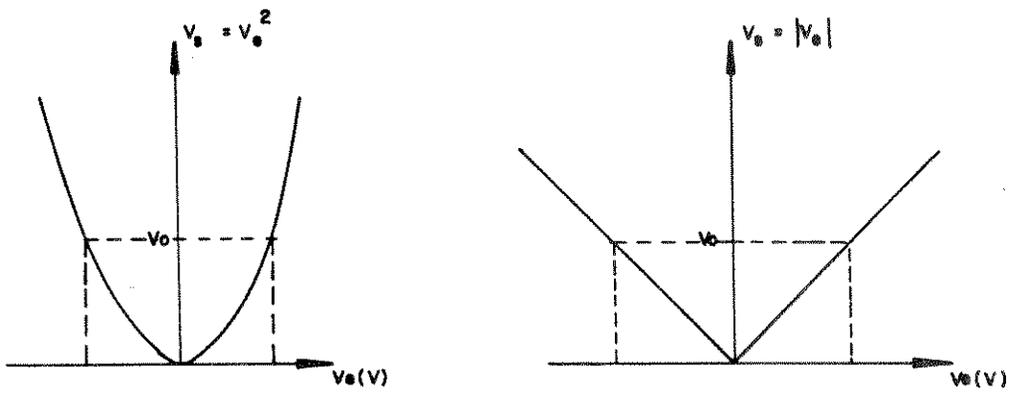
Fig. 6.3 - Curva característica de um amplificador de AGC

A Figura 6.4b ilustra que a tensão de saída do detetor quadrático é diretamente proporcional à potência do sinal de entrada, enquanto que a tensão de saída do detetor linear é diretamente proporcional ao módulo da amplitude. Na Figura 6.4c efetua-se uma mudança na unidade do eixo das abcissas de modo a ter-se como unidade o valor em dB.

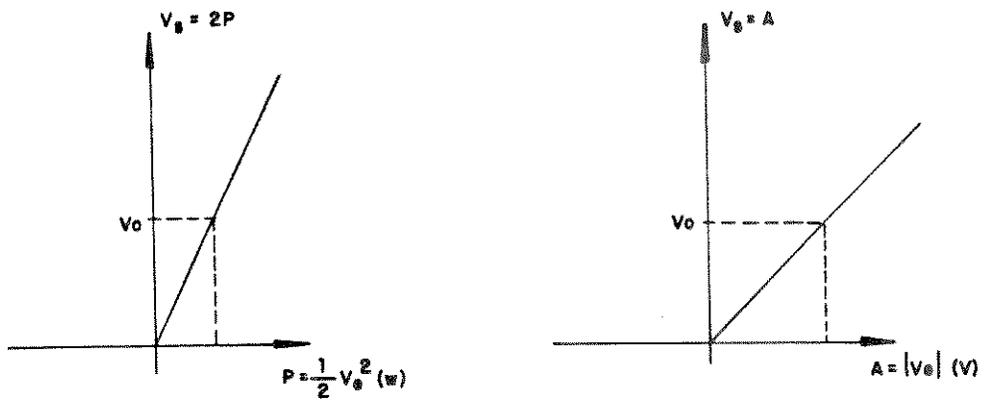
A constante de sensibilidade do detetor de envoltória pode ser obtida das curvas apresentadas na Figura 6.4c, para um determinado ponto de operação ($v_s = V_o$), sendo novamente necessário supor que a variação (em dB) na entrada do detetor é pequena. Segue-se a obtenção dessa constante para o detetor linear. Assim sendo, tem-se,

$$K_l = \frac{d v_s}{d 20 \log A}$$

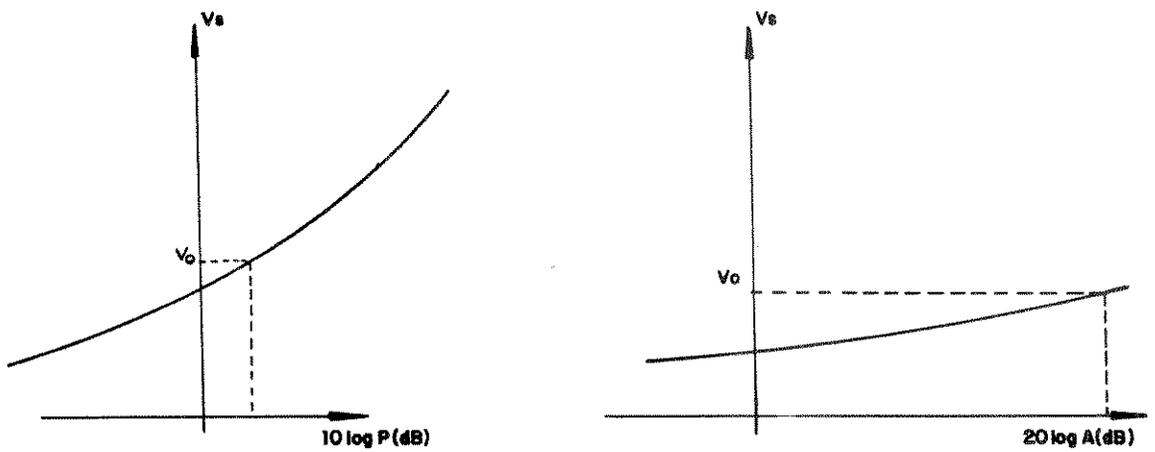
ou



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.4 - Curvas características de entrada versus saída dos detetores quadrático e linear respectivamente

$$K_{\ell} = \frac{1}{20 \log e} \cdot \frac{dA}{A} \cdot \frac{dA}{dv_s}$$

Da Figura, 6.4b obtém-se que

$$\frac{dA}{dv_s} = 1 \quad e \quad A = v_s$$

e, portanto,

$$K_{\ell} = \frac{v_s}{20 \log e} \quad (6.2)$$

Finalmente, a constante de sensibilidade do detetor de envoltória linear para o ponto de operação $v_s = V_o$ é dado por:

$$K_{\ell} = \frac{V_o}{8,68} \quad (v/dB) \quad (6.3)$$

De modo semelhante, obtém-se a constante de sensibilidade do detetor de envoltória quadrático, dada por:

$$K_Q = \frac{V_o}{4,34} \quad (v/dB) \quad (6.4)$$

O detetor de envoltória pode ser visto da seguinte maneira: quando operado com valores nominais, sua saída fornecerá a tensão V_o (Fig. 6.2), uma variação do sinal na entrada do detetor de envoltória de U_2 dB, em relação ao valor nominal (V_{2n}), provocará uma variação de $K_D \cdot U_2$ volts no valor nominal de

saída (V_o). Tudo isso é expresso pela equação,

$$V = V_o + K_D U_2 \text{ volts} \quad (6.5)$$

onde K_D representa a constante de sensibilidade do detetor de envoltória, assumindo o valor K_ℓ ou K_Q , dependendo do tipo do detetor utilizado.

No diagrama de blocos da Figura 6.2, apresenta-se o circuito de AGC com valores nominais de tensões em vários pontos. Supondo agora ter havido uma pequena flutuação no sinal de entrada, tem-se o seguinte diagrama de blocos.

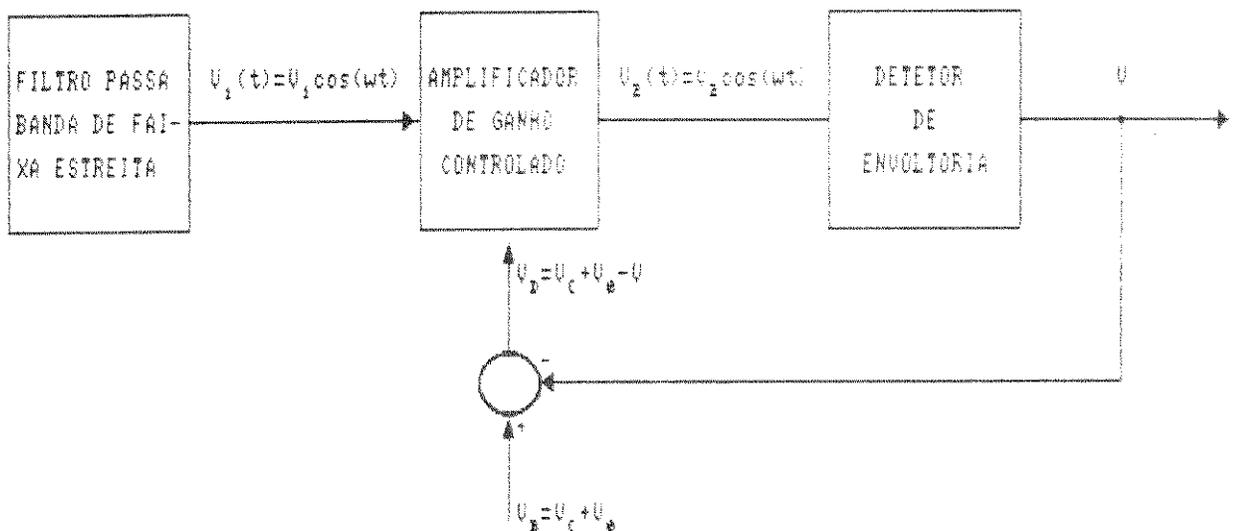


Fig. 6.5 - Diagrama de blocos do AGC

A partir da Figura 6.2, pode-se escrever a identidade

$$10 \log \frac{V^2}{2} = 10 \log \frac{V_1^2}{2} + G_C \quad (6.6)$$

e da Figura 6.5 pode-se escrever que

$$10 \log \frac{V_2^2}{2} = 10 \log \frac{V_1^2}{2} + G_c + K_A (V_o - V) \quad (6.7)$$

Subtraindo-se a equação 6.6 da equação 6.7, obtém-se a flutuação de potência em dB na saída do amplificador de AGC em função da flutuação de potência em sua entrada. Ou seja,

$$10 \log \frac{V_2^2}{2} - 10 \log \frac{V_{2n}^2}{2} = 10 \log \frac{V_1^2}{2} - 10 \log \frac{V_{1n}^2}{2} + K_A (V_o - V) \quad (6.8)$$

onde a flutuação de potência na saída do amplificador de AGC (U_2) é dada por:

$$U_2 = 10 \log \frac{V_2^2}{2} - 10 \log \frac{V_{2n}^2}{2} \quad \text{dB}$$

e a flutuação de potência na entrada do amplificador de AGC (U_1) é dada por:

$$U_1 = 10 \log \frac{V_1^2}{2} - 10 \log \frac{V_{1n}^2}{2} \quad \text{dB}$$

Desse modo, a equação 6.8 pode ser assim reescrita

$$U_2 = U_1 + K_A (V_o - V) \quad \text{dB}$$

ou ainda

$$U_2 = U_1 - K_A K_D U_2 \quad \text{dB} \quad (6.9)$$

uma vez que pela Equação 6.5 tem-se $V_o - V = -K_D U_2$.

Neste ponto, pode-se obter um diagrama de blocos do Controlador Automático de Ganho linearizado. Isto é feito abaixo considerando ainda a presença do filtro passa baixa cuja função de transferência é $F(s)$.

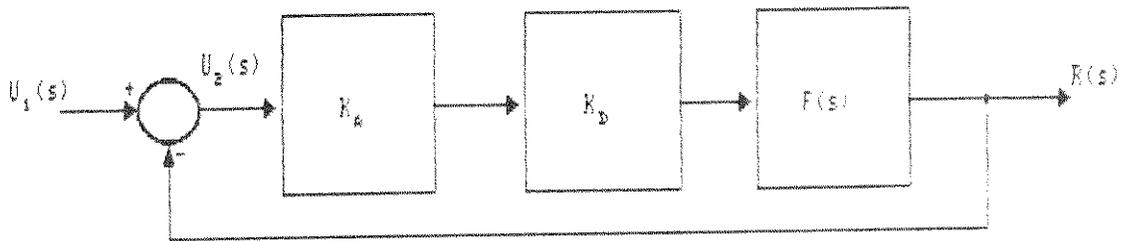


Fig. 6.6 - Diagrama de blocos do AGC linearizado

Da figura acima, pode-se obter a função de transferência do circuito de AGC linearizado, dada por:

$$H(S) = \frac{K_A K_D F(s)}{1 + K_A K_D F(s)} \quad (6.10)$$

Considerando-se que o filtro passa baixa é de 1ª ordem com constante de tempo igual a T, sabe-se que sua função de transferência $F(S)$ é dada por:

$$F(S) = \frac{1}{1 + Ts}$$

Além disso, definindo-se o ganho de realimentação (K_o) do circuito

de AGC como,

$$K_o = K_A \cdot K_D \quad (\text{adimensional}),$$

finalmente obtém-se a seguinte função de transferência do circuito de AGC linearizado,

$$H(S) = \frac{K_o}{1 + K_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Ts}{1 + K_o}} \quad (6.11)$$

que também representa um sistema de 1ª ordem.

6.3. PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS DO SISTEMA

Existem vários parâmetros que caracterizam de maneira exemplar o desempenho do sistema descrito anteriormente, sendo este o objetivo desta seção [19]. Inicialmente, obtém-se a resposta temporal correspondente a uma excitação impulsiva:

$$r(t) = \mathcal{L}^{-1}\{H(s)\} = \frac{K_o}{T} \cdot e^{-\frac{1+K_o}{T} t} \quad (6.12)$$

6.3.1. RESPOSTA DO SISTEMA A UMA ENTRADA DEGRAU UNITÁRIO

Como a transformada de Laplace do degrau unitário é $1/s$, obtém-se

$$R(s) = H(s) \cdot \frac{1}{s}$$

ou

$$R(S) = \frac{K_o}{1 + K_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Ts}{1 + K_o}} \cdot \frac{1}{s}$$

Sabendo-se que multiplicar uma função por $1/s$ no domínio de Laplace equivale a integrar essa função no domínio de tempo, tem-se:

$$r(t) = \int_0^t \frac{K_o}{T} \cdot e^{-\frac{1 + k_o}{T} \cdot t} dt$$

e, portanto,

$$r(t) = \frac{K_o}{1 + K_o} \left[1 - e^{-\frac{1 + k_o}{T} \cdot t} \right] \quad (6.13)$$

6.3.2. CONSTANTE DE TEMPO DO SISTEMA

A constante de tempo do sistema (τ) é dada pelo tempo necessário para a resposta do sistema ao degrau unitário atingir 63.2% de seu valor final. Da Equação 6.13, tem-se que:

$$\tau = \frac{T}{1 + K_o} \quad (6.14)$$

6.3.3. TEMPO DE ESTABELECIMENTO

O tempo de estabelecimento pode ser definido como o tempo necessário para a resposta do sistema alcançar e manter-se dentro de determinada faixa ao

redor do valor final ($r(\infty)$). Normalmente, a faixa desejada, dada em percentagem, é de 5% ou 2% em torno do valor final, o que corresponde a um tempo igual a 3τ ou 4τ respectivamente. Uma precisão ainda maior é obtida quando se toma um tempo de estabelecimento superior a esse.

6.3.4. ERRO ESTACIONÁRIO

Apesar de se esperar que o sistema absorva a flutuação na entrada do circuito de AGC, de modo que a saída do circuito permaneça inalterada, isso nem sempre é conseguido e diz-se que o sistema apresenta erro estacionário. Segue o cálculo do erro estacionário para uma entrada degrau unitário [19].

A função de transferência entre o erro atuante $u_2(t)$ e o sinal de entrada $u_1(t)$ é

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{1 + K_A K_D F(s)}$$

onde o erro atuante $u_2(t)$ é a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação. Caso o sistema absorvesse a flutuação do sinal de entrada, quando $t \rightarrow \infty$, $u_2(t) \rightarrow 0$.

O teorema do valor final provê uma maneira conveniente de se determinar o desempenho de um sistema estável. Como $U_2(s)$ é

$$U_2(s) = \frac{1}{1 + K_A K_D F(s)} U_1(s)$$

o erro estacionário é

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s U_1(s)}{1 + K_A K_D F(s)}$$

Lembrando que $K_A K_D = K_o$ e que $F(s) = \frac{1}{1 + Ts}$, o erro atuante estacionário do sistema para uma entrada degrau unitário é

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + K_o \cdot \frac{1}{1 + Ts}} \cdot \frac{1}{s}$$

ou

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + K_o} \quad (6.15)$$

Como conclusão, pode-se dizer que a realimentação do circuito de AGC reduz o efeito de uma flutuação de entrada por um fator de $\frac{1}{1 + K_o}$ para a saída.

6.3.5. ERRO ACRESCIDO DEVIDO AO RUÍDO

A análise do circuito de AGC, feita até este ponto, não levou em consideração a presença do ruído. Sabendo-se que o sinal na entrada do amplificador de AGC é dado por (Eq. 5.14):

$$r(t) = \left\{ \frac{A_o}{(1 + x^2)^{1/2}} \left[\cos(\Delta\omega t - \phi_o) - \exp(-\alpha t) \cdot \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_o} t - \phi_o\right) \right] + x(t) \right\}.$$

$$\cdot \cos \omega_0 t + \left\{ \frac{A_0}{(1 + x^2)^{1/2}} \left[\sin(\Delta\omega t - \phi_0) - \exp(-\alpha t) \cdot \sin\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right) \right] - y(t) \right\}.$$

$$\cdot \sin \omega_0 t ; \quad 0 < t \leq \tau$$

ou

$$r(t) = \frac{A_0}{(1 + x^2)^{1/2}} \left[1 - 2\exp(-\alpha t) \cdot \cos\left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0}\right)t\right) + \exp(-2\alpha t) \right]^{1/2} \\ \cdot \cos \left[\omega_0 t - \arctg \frac{\sin(\Delta\omega t - \phi_0) - \exp(-\alpha t) \cdot \sin\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right)}{\cos(\Delta\omega t - \phi_0) - \exp(-\alpha t) \cdot \cos\left(\frac{\alpha^2}{2\omega_0} t - \phi_0\right)} \right] + n_0(t)$$

então, a potência do sinal na entrada do amplificador de AGC é dada por:

$$\overline{r^2(t)} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{A_0^2}{(1 + x^2)} \left[1 - 2\exp(-\alpha t) \cdot \cos\left(\left(\Delta\omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_0}\right)t\right) + \exp(-2\alpha t) \right] + 2\overline{n_0^2(t)} \right\}$$

onde $\overline{n_0^2(t)}$ é a potência do ruído na entrada do amplificador de AGC.

Seja ΔU_1 a flutuação de potência do sinal acrescido do ruído, na entrada do amplificador de AGC, em relação ao sinal sem ruído:

$$\Delta U_1 = 10 \log \frac{1}{2} \left\{ \frac{A_o^2}{(1 + x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t) \cdot \cos \left(\left(\Delta \omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t \right) + \exp(-2\alpha t) \right] + \overline{2n_o^2(t)} \right\} - 10 \log \frac{1}{2} \left\{ \frac{A_o^2}{(1 + x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t) \cdot \cos \left(\left(\Delta \omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t \right) + \exp(-2\alpha t) \right] \right\} \text{ dB}$$

ou

$$\Delta U_1 = 10 \log \left\{ 1 + \frac{\overline{2n_o^2(t)}}{\frac{A_o^2}{(1 + x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t) \cdot \cos \left(\left(\Delta \omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t \right) + \exp(-2\alpha t) \right]} \right\} \text{ dB}$$

(6.16)

Observe que

$$\frac{\overline{2n_o^2(t)}}{\frac{A_o^2}{(1 + x^2)} \left[1 - 2 \exp(-\alpha t) \cdot \cos \left(\left(\Delta \omega - \frac{\alpha^2}{2\omega_o} \right) t \right) + \exp(-2\alpha t) \right]} = \frac{N}{S}$$

onde $\frac{S}{N}$ é a relação sinal/ruído na entrada do amplificador de AGC. Assim sendo, a equação 6.16 se reduz a

$$\Delta U_1 = 10 \log \left(1 + \frac{N}{S} \right) \text{ dB} \quad (6.17)$$

que é a flutuação de potência sentida na entrada do amplificador de AGC devido ao ruído que inevitavelmente acompanha o sinal.

A seguir procura-se obter uma aproximação para o valor de ΔU_1 . Como

$$\Delta U_1 = \frac{10 \ln \left(1 + \frac{N}{S} \right)}{\ln 10}$$

tem-se

$$\Delta U_1 = 4,34 \cdot \ln \left(1 + \frac{N}{S} \right)$$

Uma vez que

$$\ln (1 + x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \frac{x^5}{5} - \dots \quad -1 < x \leq 1$$

e considerando que a relação $S/N \gg 1$, pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$\ln \left(1 + \frac{N}{S} \right) \cong \frac{N}{S}$$

de modo que

$$\Delta U_1 \cong 4,34 \cdot \frac{N}{S} \text{ dB} \quad (6.17)$$

Definindo a densidade espectral de potência devido a essa flutuação como $S_1(\omega)$, tem-se [20]

$$\overline{\Delta U_1^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\omega) d\omega$$

Conseqüentemente, a densidade espectral de potência do ganho de realimentação devido a essa flutuação, é dada por

$$S_2(\omega) = |H(\omega)|^2 S_1(\omega)$$

cuja potência correspondente será

$$\overline{\Delta U_2^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_2(\omega) d\omega$$

ou

$$\overline{\Delta U_2^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 S_1(\omega) d\omega \quad (6.18)$$

Neste ponto, faz-se duas considerações. A primeira é uma aproximação para

$H(\omega)$, considerando que $\frac{K_o}{1+K_o} \cong 1$, de modo que

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \tau j\omega}$$

onde τ é a constante de tempo do sistema.

Na segunda consideração, supõe-se que $S_1(\omega)$ tem espectro plano sobre a banda B_1 (banda de ruído equivalente na entrada do amplificador de AGC), ilustrado na figura abaixo.

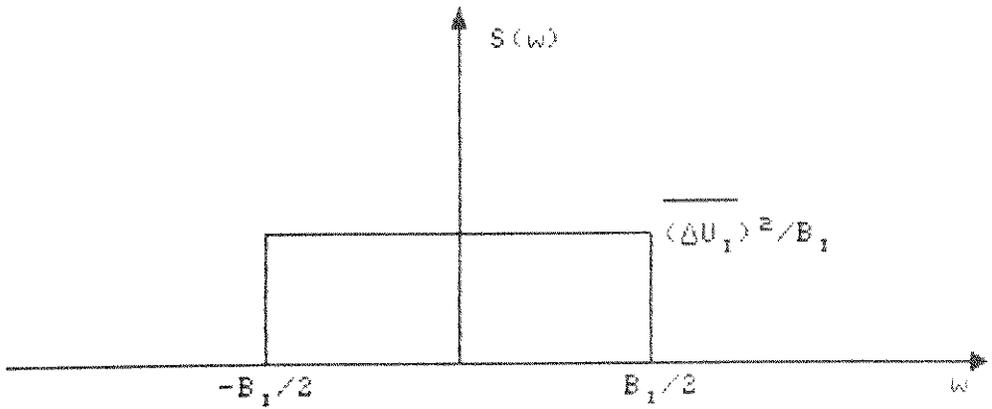


Fig. 6.7 - Densidade espectral de potência da flutuação

Considerando a figura acima, obtém-se que a função $S_1(\omega)$ é dada por

$$S_1(\omega) = \frac{\overline{\Delta U_1^2}}{B_1}$$

de modo que, reescrevendo-se a equação 6.19, tem-se

$$\overline{\Delta U_2^2} = \frac{\overline{\Delta U_1^2}}{B_1} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + (\tau\omega)^2} d\omega$$

Como a banda de ruído equivalente da realimentação (B_1) é dada por:

$$B_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + (\tau\omega)^2} d\omega$$

então,

$$B_L = \frac{1}{2\tau}$$

obtendo-se assim

$$\overline{\Delta U_2^2} = \overline{\Delta U_1^2} \cdot \frac{B_L}{B_i}$$

Considerando ainda a equação 6.17, obtém-se

$$\overline{\Delta U_2^2} = \left(4,34 \cdot \frac{N}{S}\right)^2 \cdot \frac{B_L}{B_i}$$

e, finalmente, extraíndo-se a raiz quadrada da potência devido à realimentação, obtém-se o desvio padrão com que funcionará o circuito de AGC linearizado, dado por

$$\sqrt{\overline{\Delta U_2^2}} = 4,34 \cdot \frac{N}{S} \cdot \left(\frac{B_L}{B_i}\right)^{1/2} \text{ dB} \quad (6.19)$$

Deve-se lembrar, neste ponto, que o espectro de potência do sinal na entrada do amplificador de AGC está concentrado em torno da frequência ω_0 . Em função da não linearidade do detetor de envoltória, parte do espectro de potência resultante irá se concentrar em torno da origem, sendo filtrado por $F(s)$. Esse espectro de potência, que se concentra em torno da origem, é que produzirá a banda de ruído equivalente B_i .

6.4. CIRCUITO DE CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO COM "SAMPLE HOLD"

O circuito de AGC descrito nas seções anteriores exige que o mesmo seja excitado continuamente pelo sinal de entrada. Entretanto, como visto no Capítulo 3, somente durante breves intervalos periódicos de tempo (janela de

aquisição) é que o circuito de AGC pode ser excitado. Além disso, deve-se lembrar que os pulsos de aquisição somente irão coincidir com a janela de aquisição durante alguns quadros e, quando isso ocorrer, o efeito da flutuação do sinal de aquisição já deve ter sido absorvido pelo circuito de AGC.

Para superar os problemas apresentados acima, exige-se que o processo de aquisição inicial, antes de iniciar a transmissão da portadora pulsada, transmita uma portadora contínua, com o mesmo nível de potência com que será transmitida a portadora pulsada, durante "n" quadros consecutivos.

Na recepção é necessário acrescentar ao circuito de AGC um bloco representativo de um circuito de "sample hold", de modo que o circuito é excitado a cada quadro pelo conteúdo amostrado da janela de aquisição. Quando essa amostragem ocorre na presença da portadora contínua, o circuito de AGC com "sample hold" elimina o efeito produzido pela flutuação do sinal de aquisição e permite que o circuito comparador que o segue determine a presença da portadora contínua durante "n" quadros consecutivos. De posse dessa informação, o ganho de malha aberta do circuito de AGC é mantido constante até o final do processo de aquisição inicial.

Uma vez que se supõe que a flutuação do sinal de aquisição deve permanecer constante, durante o processo de aquisição inicial, quando o pulso de aquisição coincidir com a janela de aquisição o mesmo será detetado corretamente independente da flutuação do sinal de aquisição. O restante desta seção procura descrever alguns dos efeitos causados no circuito de AGC pela introdução do "sample hold", como apresentado na Figura 6.8.

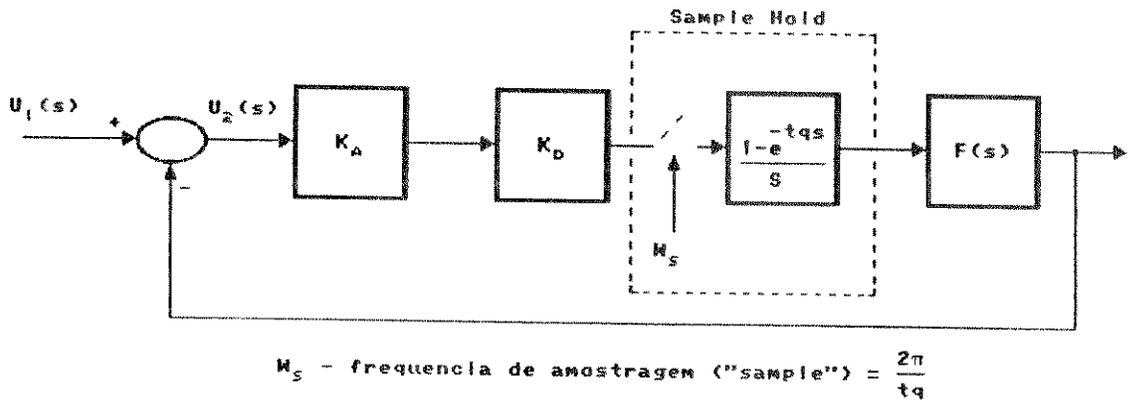


Fig. 6.8 - Diagrama de blocos do AGC com "Sample Hold"

Uma vez que o ganho DC do circuito de AGC com "sample hold" é o mesmo do circuito de AGC sem "sample hold", pode-se concluir que o ganho de erro estacionário também será o mesmo.

6.5. ERRO ACRESCIDO DEVIDO AO RUÍDO NO CIRCUITO DE AGC COM "SAMPLE HOLD"

A amostragem perfeita do sinal na saída do detector de envoltória (segundo o teorema de Nyquist [20]) deve ocorrer em intervalos de $\frac{2\pi}{B_1}$ segs. Uma vez que a amostragem do sinal na saída do detector de envoltória ocorre a cada quadro (t_q segs), e supondo-se que $t_q > \frac{2\pi}{B_1}$, conclui-se que o sinal será subamostrado e portanto haverá um aumento a densidade espectral de ruído devido ao efeito de dobramento ("aliasing") do espectro de ruído para as harmônicas da frequência de amostragem. A figura abaixo procura quantizar o incremento da densidade espectral de ruído na faixa B_1 devido a esse efeito.

Da Figura 6.9, pode-se intuir que a densidade espectral de ruído cresce por um fator igual a $\frac{B_1}{\omega_s}$, devido ao efeito de "aliasing". Assim sendo, a densidade espectral da flutuação no circuito de AGC com "sample hold" é dada por:

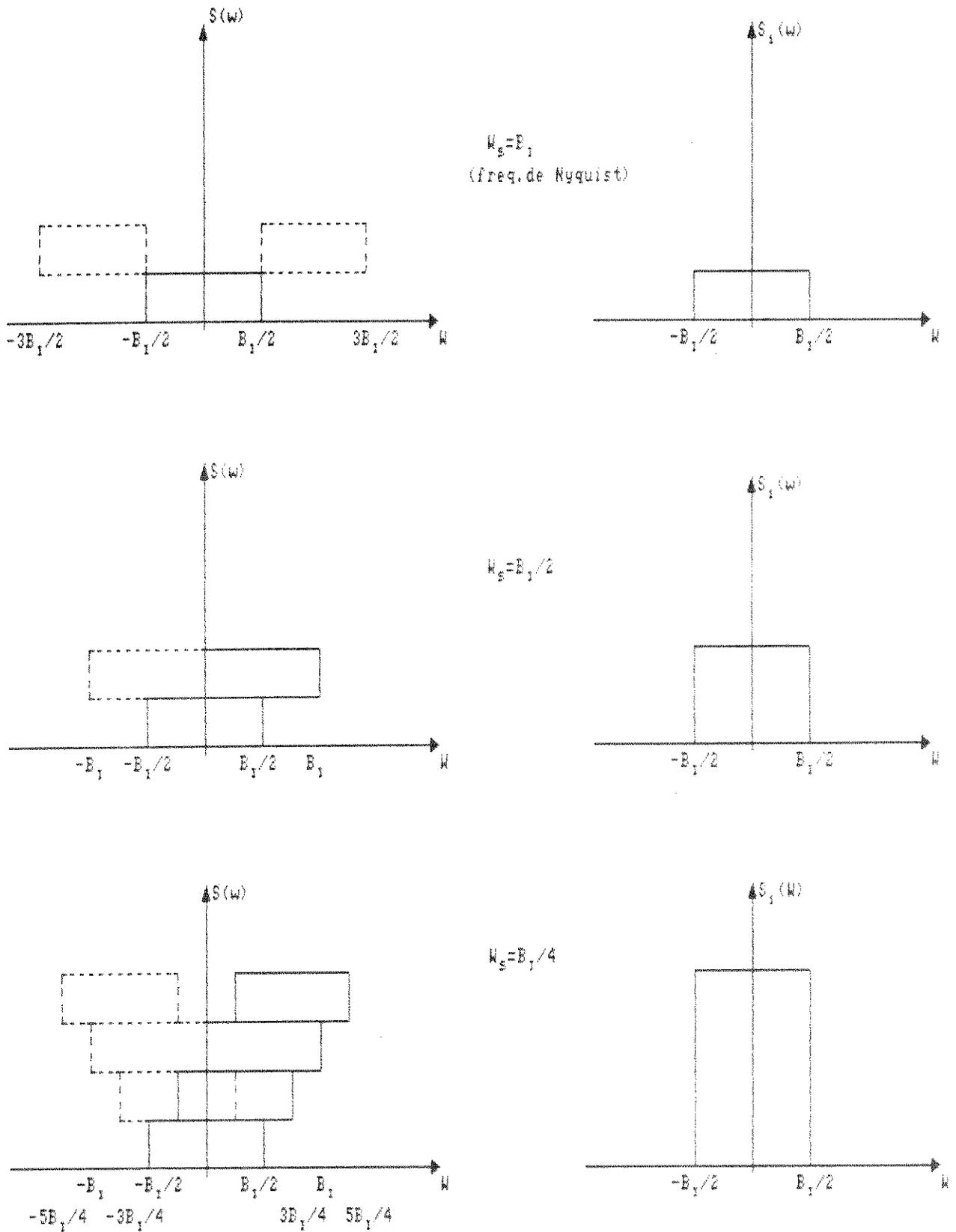


Fig. 6.9 - Efeito do "folding-over" sobre a densidade espectral de ruído

$$S_1(\omega) = \frac{\overline{\Delta U_1^2}}{\omega_s}$$

de modo que o desvio padrão com que funcionará o circuito de AGC com "sample hold" será dado por:

$$\sqrt{\overline{\Delta U_2^2}} = 4,34 \cdot \frac{N}{S} \cdot \left(\frac{B_L}{\omega_s}\right)^{1/2} \text{ dB} \quad (6.21)$$

CONCLUSÃO

O objetivo inicial deste trabalho foi descrever alguns pontos considerados relevantes em comunicações via satélite, para que se pudesse localizar o método de aquisição inicial de janela temporal dentro do contexto da técnica de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (AMDT).

A seguir, o método de aquisição inicial que emprega como código de aquisição um pulso de FI de pequena duração e com baixo nível de potência, foi descrito qualitativamente. Essa descrição visou enfatizar os pontos que melhor caracterizam o desempenho de um método de aquisição, quais sejam, a precisão obtida, o tempo necessário para sua realização e as probabilidades de detecção correta e de detecção falsa do pulso de aquisição. Além disso, mostrou-se como esses três pontos, que caracterizam o desempenho do método de aquisição inicial, se interrelacionam, ou seja, como são afetados os primeiros dois pontos quando procura-se obter uma melhora do terceiro.

Na seqüência, caracterizou-se quantitativamente esse método de aquisição inicial. Primeiro caracterizando a interferência do pulso de aquisição no funcionamento normal do sistema AMDT. Depois descrevendo um circuito simples para a geração e detecção do pulso de aquisição, para o qual se obteve a relação S/N com que deve ser realizada a aquisição inicial e por conseqüência a duração mínima do pulso de aquisição. Da relação S/N, com que deve ser realizada a aquisição inicial, obtém-se as probabilidades de detecção correta e de detecção falsa do pulso de aquisição. Da duração mínima do pulso de aquisição, obtém-se o tempo necessário para a realização da aquisição inicial e a precisão na obtenção da janela de aquisição.

Finalmente, sabendo-se que o sinal de aquisição pode flutuar em torno de um valor nominal e que a decisão pela presença ou ausência do pulso de aquisição é tomada comparando o sinal recebido com um limiar de decisão fixo, mostrou-se como um circuito de controle automático de ganho (AGC) pode ser usado para eliminar os efeitos provocados por essas flutuações.

APÉNDICE A

As equações 5.27 e 5.28 permitem que se determine valores M e N ótimos, com que funcionará o circuito de decisão majoritária, em função de P_F e P_M (respectivamente, probabilidade de falsa detecção e probabilidade de falta de detecção do pulso de aquisição). No entanto, as probabilidades de falsa decisão majoritária (P_{FDM}) e de falta de decisão majoritária (P_{MDM}) obtidas através das equações 5.27 e 5,28, não refletem o funcionamento real do processo de aquisição inicial.

Na realidade, a probabilidade de detecção majoritária falsa (P_{FDM}) ou verdadeira ($1-P_{MDM}$) do pulso de aquisição depende de quantas amostras foram fornecidas ao circuito de decisão majoritária antes de se decidir pela presença do pulso de aquisição. Assim sendo, a probabilidade de falsa detecção majoritária decresce à medida que se desenvolve o processo de varredura do quadro de transmissão, isso porque uma falsa detecção majoritária só ocorrerá dado que até a chegada da amostra anterior não ocorreu a detecção majoritária (falsa ou verdadeira) do pulso de aquisição, mas com a chegada da amostra atual ocorreu a detecção majoritária do pulso de aquisição. De modo semelhante e pelos mesmos motivos, a probabilidade de detecção majoritária do pulso de aquisição quando o mesmo realmente encontra-se sobre a janela de aquisição também decresce quanto mais demorada for a coincidência do pulso de aquisição com a janela de aquisição.

O programa apresentado no final deste apêndice, fornece as probabilidades de falsa detecção majoritária e de detecção correta do pulso de aquisição (quando o mesmo se encontra sobre a janela de aquisição) em função do número de amostras fornecidas ao circuito de decisão majoritária.

Supõem-se que as amostras de falsa detecção e de falta de detecção do pulso de aquisição são iguais à 0,1 que o número de amostras fornecidas ao circuito de decisão majoritária é no máximo igual à 18. Obteve-se a partir do programa apresentado resultados particulares para um circuito de decisão majoritária onde $M=3$ e $N=2$. A seguir são apresentados os resultados obtidos para a probabilidade de detecção do pulso de aquisição.

Para o mesmo valor de M e N usados no programa, obtem-se das equações 5.27 e 5.28 que $P_{FDM} = 0,028$ e que $(1-P_{MDM})=0,972$ (lembrando que $(1-P_{MDM})$ é a probabilidade de detecção na presença do pulso de aquisição). Comparando-se os resultados obtidos, observa-se que a probabilidade de falsa decisão majoritária (P_{FDM}) obtida pela equação 5.27 é bem superior à mesma probabilidade (VTD) obtida através do programa. Por outro lado, observa-se que a probabilidade de detecção majoritária na presença do pulso de aquisição ($1-P_{MDM}$), obtida a partir da equação 5.28, também é superior à mesma probabilidade (VT) obtida através do programa.

A partir dos resultados apresentados pelo programa, pode-se observar que a probabilidade de detecção majoritária do pulso de aquisição (VTD), após a presença do pulso de aquisição, mas com o circuito de decisão majoritária utilizando-se de amostras obtidas na presença do pulso de aquisição, é extremamente baixa quando comparada com a mesma probabilidade obtida na presença do pulso de aquisição.

O programa apresentado possui as seguintes variáveis:

M- Número de amostras usadas pelo circuito de decisão majoritária

N- Número de confirmações necessárias para que se decida pela presença do pulso de aquisição

JK1- O valor JK1-1 indica o número de amostras que precede o pulso de

aquisição

II- Número de amostrass após o pulso de aquisição

JK- O valor JK+1 indica o número de amostras recebidas

VTD- Probabilidade de deteção do pulso ao receber JK+1 amostras

VT- Soma das probabilidades de deteção na presença do pulso de aquisição.

VT	M	N	JK1	II
0.7773741	3	2	16	0

VT	M	N	JK1	II
0.7902535	3	2	15	1

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.0143489	9
0.0141151	10
0.0138850	11
0.0136587	12
0.0134362	13
0.0132172	14
0.1170168	15
0.5471237	16
0.1132337	17

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.0143489	9
0.0141151	10
0.0138850	11
0.0136587	12
0.0134362	13
0.1189551	14
0.5561882	15
0.1151102	16
0.0013980	17

VT	M	N	JK1	II
0.8033412	3	2	14	2

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.0143489	9
0.0141151	10
0.0138850	11
0.0136587	12
0.1209255	13
0.5653989	14
0.1170168	15
0.0014211	16
0.0007383	17

VT	M	N	JK1	II
0.8166493	3	2	13	3

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.0143489	9
0.0141151	10
0.0138850	11
0.1229285	12
0.5747656	13
0.1189551	14
0.0014446	15
0.0007505	16
0.0001909	17

VT	M	N	JK1	II
0.8301762	3	2	12	4

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.0143489	9
0.0141151	10
0.1249646	11
0.5842860	12
0.1209255	13
0.0014686	14
0.0007629	15
0.0001940	16
0.0002936	17

VT	M	N	JK1	II
0.8439276	3	2	11	5

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.0143489	9
0.1270356	10
0.5939635	11
0.1229285	12
0.0014929	13
0.0007756	14
0.0001973	15
0.0002985	16
0.0003314	17

VT	M	N	JK1	II
0.8579063	3	2	10	6

VT	M	N	JK1	II
0.8721156	3	2	9	7

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.0145851	8
0.1291401	9
0.6038016	10
0.1249646	11
0.0015176	12
0.0007884	13
0.0002005	14
0.0003034	15
0.0003369	16
0.0003195	17

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.0148279	7
0.1312659	8
0.6138141	9
0.1270356	10
0.0015428	11
0.0008015	12
0.0002038	13
0.0003084	14
0.0003425	15
0.0003248	16
0.0003173	17

VT	M	N	JK1	II
0.8865615	3	2	8	8

VT	M	N	JK1	II
0.9012647	3	2	7	9

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.0150903	6
0.1334507	7
0.6239706	8
0.1291401	9
0.0015683	10
0.0008148	11
0.0002072	12
0.0003135	13
0.0003482	14
0.0003301	15
0.0003225	16
0.0003185	17

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.0153090	5
0.1358127	6
0.6341861	7
0.1312659	8
0.0015943	9
0.0008283	10
0.0002106	11
0.0003187	12
0.0003539	13
0.0003356	14
0.0003278	15
0.0003237	16
0.0003185	17

VT	M	N	JK1	II
0.9161779	3	2	6	10

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.0153900	4
0.1377810	5
0.6449462	6
0.1334507	7
0.0016206	8
0.0008420	9
0.0002142	10
0.0003240	11
0.0003598	12
0.0003412	13
0.0003333	14
0.0003291	15
0.0003238	16
0.0003184	17

VT	M	N	JK1	II
0.9311516	3	2	5	11

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.0162000	3
0.1385100	4
0.6568289	5
0.1358127	6
0.0016475	7
0.0008559	8
0.0002180	9
0.0003296	10
0.0003660	11
0.0003470	12
0.0003390	13
0.0003348	14
0.0003294	15
0.0003239	16
0.0003187	17

VT	M	N	JK1	II
0.9469708	3	2	4	12

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.0180000	2
0.1458000	3
0.6633899	4
0.1377810	5
0.0016767	6
0.0008699	7
0.0002209	8
0.0003346	9
0.0003716	10
0.0003523	11
0.0003442	12
0.0003399	13
0.0003344	14
0.0003289	15
0.0003235	16
0.0003183	17

VT	M	N	JK1	II
0.9647099	3	2	3	13

VTD	JK
0.0000000	0
0.0100000	1
0.1620000	2
0.6641999	3
0.1385100	4
0.0017010	5
0.0008847	6
0.0002219	7
0.0003375	8
0.0003754	9
0.0003559	10
0.0003476	11
0.0003433	12
0.0003378	13
0.0003321	14
0.0003267	15
0.0003214	16
0.0003162	17

VT	M	N	JK1	II
0.9737999	3	2	2	14

VT	M	N	JK1	II
0.9719999	3	2	1	15

VTD	JK
0.0000000	0
0.0900000	1
0.7379999	2
0.1458000	3
0.0017100	4
0.0009010	5
0.0002367	6
0.0003515	7
0.0003894	8
0.0003696	9
0.0003611	10
0.0003565	11
0.0003508	12
0.0003450	13
0.0003394	14
0.0003339	15
0.0003284	16
0.0003231	17

VTD	JK
0.0000000	0
0.8099999	1
0.1620000	2
0.0018000	3
0.0009100	4
0.0002610	5
0.0003807	6
0.0004163	7
0.0003958	8
0.0003871	9
0.0003821	10
0.0003760	11
0.0003697	12
0.0003637	13
0.0003578	14
0.0003520	15
0.0003462	16
0.0003406	17


```

C      KT - NUMERO DE DETECOES FALSAS DO PULSO DE AQUISICAO APOS O PULSO
C      DE AQUISICAO.
C      KTL - NUMERO DE DETECOES CORRETAS DO PULSO DE AQUISICAO EXATAMENTE
C      SOBRE O PULSO DE AQUISICAO
C      KT1 - NUMERO DE DETECOES FALSA DO PULSO DE AQUISICAO ANTES DO PULSO
C      DE AQUISICAO
C      VD - PROBABILIDADE DE OCORRER A SEQUENCIA EXAMINADA
C
C
C
C
100    DO 200 I2=JK1+2*M,M+JK+1
200    KT=KT+K(I2)
      VD=VD*.1**KT*.9**(JK+2-JK1-M-KT)
300    DO 400 I2=JK1+M,JK1+2*M-1
400    KTL=KTL+K(I2)
      VD=VD*.9**KTL*.1**(M-KTL)
450    IF(M+1-(M+JK1))500,1300,1300
500    DO 600 I2=M+1,M+JK1-1
600    KT1=KT1+K(I2)
      VD=VD*.1**KT1*.9**(JK1-1-KT1)
      GO TO 1300
C
C
C
C      DECIDINDO-SE QUE A DETECAO OCORREU ANTES DA ULTIMA AMOSTRA DO PULSO
C      DE AQUISICAO, CALCULA-SE A PROBABILIDADE (VD) DE OCORRER ESSA
C      SEQUENCIA.
C
C      M+JK+1 - TAMANHO DA SEQUENCIA EXAMINADA
C      JK1+M   - PRIMEIRA AMOSTRA DO PULSO DE AQUISICAO
C
C      M+JK+1 - (JK1+M) >=0 - EXISTEM AMOSTRAS TOMADAS SOBRE O
C      PULSO DE AQUISICAO.
C      M+JK+1 - (JK1+1) <0  - NAO EXISTEM AMOSTRAS TOMADAS SOBRE
C      O PULSO DE AQUISICAO
C
C      JK1+M <----> M+JK+1 - INTERVALO SOBRE O PULSO DE AQUISICAO
C      M+1     <----> M+JK+1 - INTERVALO ANTERIOR AO PULSO DE AQUISICAO
C      QUE VAI DA PRIMEIRA AMOSTRA ATE A
C      AMOSTRA QUE ESTA SENDO EXAMINADA.
C
C      KTL1 - NUMERO DE DETECOES CORRETAS DO PULSO DE AQUISICAO SOBRE PARTE
C      DO PULSO DE AQUISICAO
C      KT2  - NUMERO DE DETECOES FALSAS DO PULSO DE AQUISICAO SOBRE PARTE
C      DO PULSO DE AQUISICAO.
C
C
C
800    IF(M+JK+1-(JK1+M))1100,900,900
900    DO 1000 I2=JK1+M,M+JK+1
1000   KTL1=KTL1+K(I2)
      VD=VD*.9**KTL1*.1**(JK+2-JK1-KTL1)
      GO TO 450
1100   DO 1200 I2=M+1,M+JK+1
1200   KT2=KT2+K(I2)
      VD=VD*.1**KT2*.9**(JK+1-KT2)
C
C
C
C      A PROBABILIDADE DO CIRCUITO DE DECISAO MAJORITARIA DECIDIR PELA PRESENCA
C      DO PULSO DE AQUISICAO QUANDO O CIRCUITO RECEBER JK+1 AMOSTRAS, DADO QUE
C      ATE ENTAO NAO OCORREU A DETECAO E A SOMATORIA DA PROBABILIDADE DE
C      OCORRER TODAS ESSAS SEQUENCIAS COM JK+1 AMOSTRAS.
C
C
C      VTD - PROBABILIDADE DE DETECAO DO PULSO DE AQUISICAO QUANDO O CIRCUITO
C      RECEBER JK+1 AMOSTRAS.

```


REFERÊNCIAS

- [01] James Martin, *Communications Satellite Systems*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1978.
- [02] O.G. Gabbard and Pradman Kaul, "Time Division Multiple Access", *IEEE Electron. Et Aerosp. Syst. Conv. (EASCOM)*, Oct. 7-9, 1974.
- [03] George D. Dill, "TDMA, The State-of-the-Art", *IEEE Electron. Et Aerosp. Syst. Conv. (EASCOM)*, Sept. 26-28, 1977.
- [04] Tadahiro Sekimoto, "A Satellite Time-Division Multiple-Access Experiment", *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. COM-16, nº 4, August 1968.
- [05] R. Baldini Filho, *Estratégias de Sincronização de Quadro para Sistemas AMDT*, Tese de Mestrado, Dep. Engenharia Elétrica, UNICAMP, 1983.
- [06] P.P. Nuspi, K.E. Brown, W. Steenaart, B. Ghicopolos, "Synchronization Methods for TDMA", *Proceedings of IEEE*, vol. 65, nº 3, March 1977.
- [07] L.L. Ling, *Estudo e Dimensionamento de um Sistema de Controle de Sincronização - AMDT para Comunicações Via Satélite*, Tese de Mestrado, Dep. Engenharia Elétrica, UNICAMP, 1984.
- [08] O.G. Gabbard, "Design of a Satellite Time-Division Multiple-Access Burst Synchronizer", *IEEE Trans. on Communication Technology*, vol. COM-16, nº 4, August 1968.
- [09] S.J. Campanella and K. Hodson, "Open-loop TDMA Frame Acquisition and Synchronization", *Consat Technical Review*, vol. 9, nº 2A, Fall 1979.

- [10] Yukio Inoue, "Acquisition in TDMA Satellite Communication System - SMAX", Review of the Electrical Communication Laboratory, vol. 17, nº 8, August 1969.
- [11] H. Kurihara, A. Ogawa and Y. Hirata, "A New Initial Acquisition Technique for PCM-TDMA Satellite Communication System", Proc. INTELSAT/IECE/ITE 3rd Int. Conf. Digital Satellite Commun., Kyoto, Japan, Nov. 11-13, 1975.
- [12] Charles R. Ponter, "Survey of Synchronization Techniques for a TDMA Satellite-Switched System", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-28, nº 8, August 1980.
- [13] V.K. Bhargava, D. Haccoun, R. Matyas and P. Nuspl, Digital Commun. by Satellite, John Wiley & Sons, Inc., 1981.
- [14] A.D. Whalen, Detection of Signal in Noise, Academic Press, N.Y., 1971.
- [15] Ronald Scott, Linear Circuits, Addison-Wesley Publishing Company, 1960.
- [16] Joseph A. Edminister, Circuitos Elétricos, Editora McGraw-Hill do Brasil - 1978.
- [17] A. Bruce Carlson, Sistemas de Comunicação, Editora da Universidade de São Paulo, 1981.
- [18] Von Trees Harryl, Detection, Estimation, and Modulation Theory, New York, J. Wiley, 1971.
- [19] Katsuhiko Ogata, Engenharia de Controle Moderno, Prentice/Hall do Brasil - 1982.

[20] B.P. Lathi, Random Signals and Communication Theory, International Textbook Company - 1968.