MARCO ANTONIO GRIVET MATTOSO MAIA

ALOCÇÃO DE PORTADORAS FDM/FM/FDMA
EM REPETIDORES NÃO LINEARES

Tese apresentada ao Departamento
de Engenharia Elétrica da PUC/RJ
como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

Orientador: José Paulo de Almeida
e Albuquerque

Departamento de Engenharia Elétrica

Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Rio de Janeiro, 27 de Dezembro de 1977

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que diretamente ou in
diretamente, contribuíram para que esta tese fosse elaborada:

De modo especial agradeço:

- ao Professor José Paulo de Almeida e Albuqueru
que pela orientação recebida.
- ao Professor Carlos Silva Kubrusly
- a Elaine Martins Faria pelo trabalho de dati
lografia.

RESUMO

Este trabalho consiste no desenvolvimento de um algoritmo heurístico para alocação de portadora de telefonia FDM/FM em repetidores não lineares. Os métodos matemáticos existentes e a quantidade de alternativas impedem que um método exaustivo seja empregado. É proposto então, como solução alternativa, um algoritmo sub-ótimo que inicialmente determina as larguras de faixa das portadoras e a seguir as suas frequências centrais de modo a minimizar a potência total de intermodulação.

ÍNDICE

	pag
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 1 - RUÍDO TÉRMICO E DE INTERMODULAÇÃO NO DIMENSIO NAMENTO DE ENLACES FDM/FM/FDMA	4
CAPÍTULO 2 - O PROBLEMA DA ALOCAÇÃO DAS PORTADORAS	12
CAPÍTULO 3 - DESCRIÇÃO DO ALGORITMO DE ATRIBUIÇÃO DE FRE QUÊNCIAS CENTRAIS DAS PORTADORAS	30
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS NUMÉRICOS	37
CONCLUSÕES	48
BIBLIOGRAFIA	49

LISTA DE FIGURAS

	pag
FIGURA 2.1 - Lugar Geométrico de Z para o caso $N = 3$	24
FIGURA 4.1 - Planos de Frequência para Cinco Transponders do Sistema INTELSAT IV	39
FIGURA 4.2 - Planos de Frequência do SBTS	40
FIGURA 4.3 - Planos de Frequência Propostos, Conservando -se as Larguras de Faixa Originais (SBTS) ...	40

LISTAS DE TABELAS

	pag
TABELA 4.1 - Ruído Total em (pWp0) para o Transponder 4 ..	41
TABELA 4.2 - Ruído Total em (pWp0) para o Transponder 6 ..	42
TABELA 4.3 - Ruído Total em (pWp0) para o Transponder 7 ..	43
TABELA 4.4 - Ruído Total em (pWp0) para o Transponder 8 ..	44
TABELA 4.5 - Ruído Total em (pWp0) para o Transponder 9 ..	45
TABELA 4.6 - Ruído Total (em pWp0) para o Transponder a ser usado pela EMBRATEL no SBTS	46

INTRODUÇÃO

A atribuição de frequência é um importante problema quando se pretende usar um transponder de satélite para a transmissão de portadoras FDM/FM. Devido às características não lineares do transponder, surgem em sua saída produtos de intermodulação responsáveis pela distorção do sinal original. Dispõe-se atualmente de métodos poderosos para a avaliação quantitativa dos efeitos desses produtos de intermodulação, porém a complexidade de tais métodos impede-nos de examinar detalhadamente todas as configurações possíveis. Quando N portadoras diferentes, com larguras de faixa conhecidas, são consideradas, existem $N!/2$ possíveis atribuições de frequências centrais. Por outro lado, se somente os números de canais de cada portadora FDM/FM são conhecidos, as larguras de faixa devem ser determinadas embora alguma forma de padronização seja em geral empregada.

Esta tese consiste no desenvolvimento de um algoritmo de atribuição de larguras de faixa e frequências centrais para um conjunto de N portadoras de telefonia FDM/FM que partilham de um mesmo transponder. O algoritmo inicialmente determina as larguras de faixa das portadoras, minimizando a razão portadora-densidade espectral de ruído requerida total, sendo que nessa fase, os efeitos da não linearidade não são considerados. Uma vez definidas as larguras de faixa, a atribuição de frequências centrais é feita com base em um procedimento sub-ótimo em que se tenta minimizar a potência total dos produtos de intermodulação de terceira ordem, não sendo considerados os efeitos de

intermodulação em transponders adjacentes. Para a verificação da qualidade da solução obtida pelo algoritmo, foram testados alguns planos de frequência dentre os quais alguns encontram-se em uso no sistema INTELSAT IV e os resultados encontrados foram comparados com base no ruído total gerado no último canal da banda básica de cada portadora.

Pode-se considerar o algoritmo proposto como um ponto de partida adequado para a alocação de portadoras quando técnicas de reuso de frequências são empregadas, uma vez que soluções heurísticas são difíceis de serem encontradas nesta situação. Entretanto essa extensão deve ser cuidadosamente investigada.

No Capítulo 1 são analisados os efeitos do ruído térmico e de intermodulação na transmissão de portadoras de telefonia FDM/FM. São discutidas também, as razões pelas quais o problema de alocação de portadoras é de resolução extremamente difícil, o que motivou a criação do algoritmo proposto.

A análise do problema em questão, bem como os métodos propostos à sua solução, encontram-se no Capítulo 2. Nele, o tratamento do problema é feito de forma um pouco diferente, sem com isso quebrar o compromisso com o problema de interesse.

A descrição detalhada do algoritmo empregado é o tema central do Capítulo 3, que serve de roteiro para a elaboração de um programa de computador para alocação de portadoras.

Alguns planos de frequência atualmente em uso no sistema INTELSAT IV foram usados para uma comparação com os resultados obtidos pelo método proposto. Tais resultados são apresentados no Capítulo 4.

Finalmente algumas conclusões são apresentadas no que se refere à utilização do método sugerido para investigações de problemas mais elaborados.

CAPÍTULO 1

RUÍDO TÉRMICO E DE INTERMODULAÇÃO NO
DIMENSIONAMENTO DE ENLACES FDM/FM/FDMA

O desempenho desejado para um enlace FDM/FM/FDMA por satélite é especificado em termos da potência média de ruído ponderado psofometricamente que se permite no último canal da banda básica que modula em frequência da portadora a ser transmitida. Essa potência média de ruído inclui além de outras parcelas^[2], que não serão aqui consideradas, o ruído térmico introduzido nos lances de subida e descida e o ruído de intermodulação introduzido pelo satélite. Ruído térmico mais ruído de intermodulação não devem exceder um determinado valor de R_{pWp0} (R_{pWp} no nível zero de transmissão, NZT). Se a média de ruído for igual a R_T , a razão sinal-ruído térmico no último canal, quando ele for ocupado por um tom de teste de potência média igual a 1 mW (também medida no NZT), será dado por:

$$\left[\frac{S}{N} \right]_T = 90 - 10 \log R_T(pWp0) \quad (1.1)$$

Esta razão sinal-ruído térmico é dada pela equação de FM.

$$\left[\frac{S}{N} \right]_T = \left[\frac{C}{N_o} \right] \frac{PW}{b} \left(\frac{f_r}{f_m} \right)^2 \quad (1.2)$$

onde:

$\left[\frac{S}{N} \right]_T$ é a razão tom de teste-ruído térmico na saída do demodulador de FM operando em sua região linear, no último canal da banda básica

$\left[\frac{C}{N_o} \right]$ é a razão portadora-densidade espectral de ruído térmico na entrada do demodulador de FM

b é a largura de faixa do canal de áudio

f_r é o desvio rms provocado pelo tom de teste na portadora

f_m é a frequência máxima da banda básica

P é o fator de ponderação psfométrica dado por:

$$P(\text{dB}) = 2.5 + 10 \log \frac{b(\text{KHZ})}{3.1} \quad (1.3)$$

W é o fator de pré-ênfase, tomado igual a 4 dB

A largura de faixa de RF da portadora modulada é calculada pela regra de Carson:

$$B_{RF} = 2 \left[\Delta f(\epsilon) + f_m \right] \quad (1.4)$$

onde $\Delta f(\epsilon)$ é desvio de pico provocado na portadora pelo sinal multiplex, desvio este só excedido por uma percentagem de tempo menor do que $\epsilon\%$. Tal desvio é relacionado ao desvio rms Δf_{rms} provocado pelo sinal multiplex através do fator de pico, dado por:

$$f_p(\epsilon) = \frac{\Delta f(\epsilon)}{\Delta f_{rms}} \quad (1.5)$$

Por sua vez, o desvio rms do sinal multiplex será $(P_m)^{1/2}$ vezes maior do que o desvio rms do tom de teste, onde P_m é a potência média do sinal multiplex em mW (medida no NZT). Assim definindo:

$$g = \Delta(P_m)^{1/2} \quad (1.6)$$

podemos escrever pela regra de Carson que

$$B_{RF} = 2 \left[f_p(\epsilon) \cdot g \cdot f_r + f_m \right] \quad (1.7)$$

O fator de pico é função do número de canais ativos da portadora, que por sua vez é função do número nominal de canais do sinal multiplex.

O fator g , igual a raiz quadrada da potência média do sinal multiplex expressa em mW (medida no NZT), é calculado pela expressão:

$$P_m \text{ (dBm)} = \begin{cases} 4 \log N - 1 & \text{para } N < 240 \text{ canais} \\ 10 \log N - 15 & \text{para } N \geq 240 \text{ canais} \end{cases} \quad (1.8)$$

Para verificar a especificação de ruído térmico mais intermodulação menor ou igual a R_{pWp0} é preciso calcular a parcela de ruído R_I no último canal da portadora, devida aos efeitos de intermodulação no satélite. Para isso, é necessário levar em conta que cada portadora partilhará com as outras um transponder do satélite, que em síntese, é um amplificador de características não lineares. Esta não linearidade é responsável pela distorção do sinal aparecendo na saída do transponder. Tal distorção provém da adição aos termos correspondendo às portadoras na entrada de termos denominados produtos de intermodulação. A descrição quantitativa deste efeito tem sido extensivamente estudada e atualmente já se dispõe de modelos matemáticos adequados. O restante deste capítulo descreve um destes modelos e as conclusões mais importantes que dele resultam.

Um sistema não linear é muitas vezes caracterizado pelo relacionamento que ele estabelece entre as envoltórias complexas dos sinais de entrada e saída. Para tal caracterização são necessárias duas funções não lineares: as funções de amplitude e fase. Se a entrada deste sistema é da forma

$$\begin{aligned} e_i(t) &= \text{Re} \{ V(t) \exp[j\omega_0 t] \} = \\ &= \text{Re} \{ \rho(t) \exp[j\omega_0 t + j\theta(t)] \} \end{aligned} \quad (1.9)$$

onde

$$V(t) = \rho(t) \exp[j\theta(t)]$$

é a envoltória complexa e

$$\rho(t) = \text{amplitude de } V(t)$$

$$\theta(t) = \text{fase de } V(t)$$

$$\omega_0 = \text{frequência central da portadora}$$

o sinal de saída correspondente se escreve

$$e_o(t) = \text{Re}\{g[\rho(t)] \exp[j\omega_0 t + j\theta(t) + jf[\rho(t)]]\} \quad (1.10)$$

sendo a não-linearidade caracterizada pelas funções f e g .

Pode-se reescrever a expressão (1.10) explicitando o ganho complexo, ou seja

$$e_o(t) = \text{Re}\{G[\rho(t)] V(t) \exp[j\omega_0 t]\} \quad (1.11)$$

onde

$$G[\rho(t)] = \frac{g[\rho(t)]}{\rho(t)} \exp[jf[\rho(t)]] \quad (1.12)$$

é o ganho complexo

As funções f e g podem ser obtidas experimentalmente em laboratório, mas mesmo assim a falta de um modelo matemático adequado para tais funções foi, durante muito tempo, o principal obstáculo para uma análise mais profunda. De acordo com o trabalho de Fang, Fuenzalida e Shimbo^[3], a expansão de tais funções por funções de Bessel mostrou-se extremamente adequadas

para tais propósitos. Desta forma, as funções f e g são aproximadas por:

$$g(\rho) \exp[jf(\rho)] = \sum_{s=1}^L b_s J_1(\alpha s \rho) \quad (1.13)$$

sendo L um valor tal que o erro cometido no truncamento da série seja significativamente pequeno e $J_1(.)$ a função de Bessel de primeira espécie e primeira ordem.

Considera-se agora, a situação em que o sinal de entrada é a soma de m sinais modulados em fase.

$$e_i(t) = \operatorname{Re}\left\{ \sum_{\ell=1}^m A_{\ell} \exp[j\omega_o t + j\theta_{\ell}(t)] \right\} \quad (4.14)$$

Pode-se mostrar que o sinal da saída correspondente é expresso por:

$$e_o(t) = \operatorname{Re}\left\{ \exp[j\omega_o t] \sum_{\substack{k_1, k_2, \dots, k_m = -\infty \\ (k_1 + k_2 + \dots + k_m = 1)}}^{\infty} M(k_1, k_2, \dots, k_m) \right. \\ \left. \exp\left[j \sum_{\ell=1}^m k_{\ell} \theta_{\ell}(t)\right] \right\} \quad (1.15)$$

onde $M(k_1, k_2, \dots, k_m)$ é a amplitude complexa e expressa por:

$$M(k_1, k_2, \dots, k_m) = \sum_{s=1}^L b_s \prod_{\ell=1}^m J_{k_{\ell}}(\alpha s A_{\ell}) \quad (4.16)$$

onde $J_{k_\ell}(\cdot)$ é a função de Bessel de 1ª espécie e ordem k_ℓ

As amplitudes dos m sinais modulados em fase na saída do dispositivo não linear são identificadas por $M(1,0,\dots,0),\dots,M(0,0,\dots,0,1)$. Todos os outros termos são indesejáveis e constituem o ruído de intermodulação em RF. Dentre esses produtos de intermodulação, os responsáveis por grande parte da potência de ruído são aqueles associados às m -uplas $(k_1,k_2,\dots,k_m)$ em que $\sum_{\ell=1}^m |k_\ell| = 3$. Tais termos são denominados de produtos de intermodulação de 3ª. ordem e são eles os únicos considerados em análises posteriores.

Uma vez caracterizada a intermodulação em RF é preciso caracterizar seu efeito em banda básica. Para tanto determina-se para cada portadora a densidade espectral de potência de intermodulação caindo dentro de sua faixa. O efeito em banda básica pode então ser determinado a partir da análise de Pontano, Fuenzalida e Chitre, exceto para produtos de intermodulação envolvendo a portadora desejada que, por não serem independentes desta portadora, requerem tratamento especial [3]. Toda essa análise embora disponível e já programada [6] é razoavelmente complexa e requer um tempo de computador bastante grande. Ainda assim, ela se acha incorporada a um outro programa de computador [7], que a partir de um determinado número de portadoras (números de canais, faixa e frequência central conhecidos), compartilhado um transponder do satélite, dimensiona o enlace de forma otimizada [7]. O tempo de computador requerido para esse dimensionamen

to otimizado elimina, por exemplo, a possibilidade de examinar-se dessa maneira todas as possíveis larguras de faixa e frequências centrais que poderiam ser atribuídas às portadoras consideradas. Por outro lado, a influência que essas escolhas têm sobre o ruído térmico e principalmente sobre o ruído de intermodulação faz com que uma escolha judiciosa de largura de faixa e frequências centrais deva ser perseguida. Daí a motivação de se buscar uma solução simplificada para o problema, através da qual um número pequeno de possíveis escolhas fosse preliminarmente eleito para uma decisão final a ser feita a partir do programa de dimensionamento mencionado [7]. É esse precisamente o problema que se começa a examinar no Capítulo 2.

CAPÍTULO 2

O PROBLEMA DE ALOCAÇÃO DE PORTADORAS

A descrição do problema de alocação das portadoras bem como a proposta alternativa formam o conteúdo desse Capítulo. Nele são analisados os problemas de otimização decorrentes da proposta bem como suas soluções.

2.1 - Descrição do Problema

Sejam $c_1, c_2, \dots, c_N$ os números de canais de N portadoras FDM/FM que deverão partilhar um mesmo transponder do satélite, transponder esse de características não lineares. Deseja-se determinar, para cada uma das N portadoras acima citadas, a sua largura de faixa e frequência central, de modo que, para níveis relativos de entrada que equalizem o ruído total (térmico mais intermodulação) no último canal de cada portadora, esse ruído comum seja mínimo. Admite-se para tal que os seguintes elementos são conhecidos:

- características de entrada-saída do transponder
- largura de faixa do transponder
- potência total na entrada do transponder
- características dos enlaces de subida e descida

A obtenção da solução deste problema é certamente de extrema dificuldade pois trata-se de um problema de otimização.

zação em que o conjunto de restrições define uma região não convexa e não conexa.

Propõe-se então modificar o enunciado original do problema para uma forma mais simplificada sem que isso represente afastamento demasiado do problema de interesse.

Essa proposta consiste em dividir o problema original em dois sub-problemas de otimização, o primeiro, propõe-se a resolver a atribuição das larguras de faixa das portadoras, e o segundo, uma vez definidas as faixas, propõe-se a determinar as frequências centrais das portadoras.

A enunciação e solução de tais problemas são apresentadas a seguir.

2.2 - Atribuição das Larguras de Faixa

O problema da atribuição das larguras de faixa das N portadoras pode ser enunciado de forma:

Sejam $B_1, B_2, \dots, B_N$ as larguras de faixa de N portadoras FDM/FM, que partilham um mesmo transponder de largura de faixa B . Nosso objetivo consiste em determinar os valores de $\{B_i\}$ ($i=1, \dots, N$) de modo a minimizar a razão portadora-densidade espectral de ruído térmico requerida total $[C/N_o]_{req}$, desprezando-se os efeitos não-lineares.

De acordo com o que foi exposto no Capítulo 1 , a razão portadora-densidade espectral de ruído térmico requerida total e as larguras de faixa B_i de cada portadora são expressas, respectivamente, por:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{\text{req}} = \sum_{i=1}^N \left[\frac{S}{N} \right]_T \frac{b}{PW} \left[\frac{f_{m_i}}{f_{r_i}} \right]^2 \quad (2.1)$$

$$B_i = 2 \left| f_p(c_i) g(c_i) f_{r_i} + f_{m_i} \right| \quad i=(1,N) \quad (2.2)$$

onde $\left[\frac{S}{N} \right]_T$, b , P e W são constantes e os demais termos, à exceção dos desvios rms de cada portadora, f_{r_i} , dependem exclusivamente do número de canais de cada portadora.

Na medida em que essas portadoras ocuparão todo o transponder, a seguinte relação também deve ser satisfeita:

$$\sum_{i=1}^N B_i = B \quad (2.3)$$

Antes de formular-se analiticamente o primeiro problema, defina-se três funções f , h e g como se segue:

$$f: R^N \rightarrow R$$

$$\underline{x} = (x_1, \dots, x_N) \rightarrow f(\underline{x}) = K \sum_{i=1}^N \frac{a_i^2}{x_i}$$

onde:

$$K = \left[\frac{S}{N} \right]_T \frac{b}{PW}$$

$$a_i = f_{m_i}$$

$$x_i = f_{r_i}$$

$$h: \mathbb{R}^N \rightarrow \mathbb{R}$$

$$\underline{x} = (x_1, \dots, x_N) \rightarrow h(\underline{x}) = \left(\sum_{i=1}^N b_i x_i \right) - \tilde{B}$$

onde

$$b_i = 2f_p(c_i)g(c_i)$$

$$\tilde{B} = B - 2 \sum_{i=1}^N a_i$$

$$g: \mathbb{R}^N \rightarrow \mathbb{R}$$

$$\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N) \quad g_i(\underline{x}) = (-x_1, -x_2, \dots, -x_n)$$

Deseja-se então minimizar $f(\underline{x})$ sujeito à restri_

ção:

$$\underline{x} \in \Gamma = \{ \underline{x} \in \mathbb{R}^N \mid h(\underline{x}) = 0 \text{ e } \underline{x} > 0 \} \quad (2.4)$$

Uma inspeção na função objetiva $f(\underline{x})$ revela cla_

ramente que a solução deste problema não pode possuir nenhuma

componente nula, pois neste caso a função $f(\underline{x})$ assume valor in_

finito. Portanto, a região Γ pode ser redefinida de tal forma

que se admita como possível componentes nulas, para que as con_

dições de Kuhn-Tucker possam ser aplicadas.

A matriz Hessiana da função f é dada por:

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} \frac{6Ka_1^2}{x_1^2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{6Ka_2^2}{x_2^2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{6Ka_N^2}{x_N^2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Sendo Γ uma região convexa e $\underline{F}$ uma matriz positiva definida, podemos concluir que a função f é convexa em Γ e se $\underline{x}^*$ é um mínimo local de f , então $\underline{x}^*$ é também mínimo global de f [1].

Como a origem de $\mathbb{R}^N$ não pertence ao conjunto Γ e os coeficientes b_i 's são positivos, então todo o ponto $\underline{x}$ que pertença a Γ é um ponto regular das restrições. Desta forma o mínimo da função f pode ser obtido através das condições de Kuhn-Tucker. Assim, se $\underline{x}^*$ é um ponto de mínimo do problema em questão, existe um escalar positivo λ e um vetor $\underline{\mu} \geq \underline{0}$ pertencente ao $\mathbb{R}^N$ tal que

$$\nabla f(\underline{x}^*) + \lambda \nabla h(\underline{x}^*) + \underline{\mu} \nabla g(\underline{x}^*) = \underline{0} \quad (2.6)$$

$$\underline{\mu} \underline{g}(\underline{x}^*) = 0 \quad (2.7)$$

Como $\underline{x}^*$ só possui componentes positivas e $\underline{\mu}$ é um vetor de coordenadas não negativas, o único valor do vetor $\underline{\mu}$

que satisfaz (2.7) é

$$\underline{\mu} = \underline{0}$$

Como consequência, a equação (2.6) reduz-se a

$$\nabla f(\underline{x}^*) + \lambda \nabla h(\underline{x}^*) = 0 \quad (2.8)$$

ou de outra forma:

$$-\frac{2Ka_i^2}{x_i^3} + \lambda b_i = 0 \quad i = 1, \dots, N \quad (2.9)$$

Explicitando o valor de x_i^* em (2.9) e substituindo em $h(\underline{x}^*)$, tem-se:

$$\sum_{i=1}^N b_i x_i^* = \left(\frac{1}{\lambda}\right)^{1/3} \sum_{i=1}^N (2a_i b_i^2)^{1/3} = \tilde{B} \quad (2.10)$$

A equação (2.10) permite a determinação de λ que substituída na expressão de x_i^* fornece a solução:

$$x_i^* = \frac{\left(\frac{a_i}{b_i}\right)^{1/3}}{\sum_{j=1}^N (a_j b_j^2)^{1/3}} \quad \tilde{B} = \frac{\tilde{B}}{\Delta} \left(\frac{a_i}{b_i}\right)^{1/3} \quad (2.11)$$

Para provar-se que a solução encontrada é mínimo de f , deve-se verificar-se que a condição:

$$\nabla f(\underline{x}^*) (\underline{y} - \underline{x}^*)^T \geq 0 \text{ para todos } \underline{y} \in \Gamma \quad (2.12)$$

é satisfeita.

$$\begin{aligned} \nabla f(\underline{x}^*) (\underline{y} - \underline{x}^*)^T &= \sum_{i=1}^N \frac{2Ka_i^2}{x_i^{*3}} (x_i^* - y_i) = \\ &= \sum_{i=1}^N \frac{2K\Delta^2}{\tilde{B}^2} (a_i b_i)^{1/3} - \sum_{i=1}^N \frac{2K\Delta^2}{\tilde{B}^3} (b_i y_i) = \\ &= \frac{2K\Delta^3}{\tilde{B}^2} \left[1 - \frac{1}{\tilde{B}} \sum_{i=1}^N b_i y_i \right] \end{aligned}$$

Mas por hipótese $\underline{y} \in \Gamma$, o que implica em

$$h(\underline{y}) = 0$$

ou ainda

$$\sum_{i=1}^N b_i y_i = \tilde{B}$$

Então

$$\nabla f(\underline{x}^*) (\underline{y} - \underline{x}^*)^T = 0 \quad \text{para todo } \underline{y} \in \Gamma$$

o que confirma (2.12)

Muito embora a solução para este primeiro problema tenha sido teoricamente encontrada, essa solução não pode ser diretamente implementada porque a faixa atribuída a cada porta

dora em um transponder segue, em geral, alguma padronização. No sistema INTELSAT essas faixas são múltiplos inteiros de unidades de faixa de 2.5 MHz. Tal procedimento é empregado para permitir uma maior flexibilidade na troca eventual das portadoras de uma certa faixa do plano de frequências, sem a necessária mudança das frequências centrais das outras portadoras do plano. Além disso, há diferença entre as faixas atribuídas e requeridas, que correspondem a uma faixa de guarda entre portadoras, da ordem de 10 a 20% da faixa requerida.

Se a padronização de portadoras é considerada tem-se a rigor um problema de programação inteira. Uma solução aproximada do problema satisfazendo a condição acima, pode ser obtida fazendo-se uma redução conveniente no valor do parâmetro $\tilde{B}$ de tal forma que a solução $\underline{x}^*$ encontrada em (2.11) implique numa atribuição de larguras de faixas $B_1, \dots, B_N$ para a qual se tem

$$\sum_{i=1}^N \tilde{B}_i = \sum_{i=1}^N 2.5 \text{ ceil}\left(\frac{1.2B_i}{2.5}\right) = B \quad (2.13)$$

onde $\text{ceil}(x)$ é o menor inteiro maior ou igual a x .

A redução $\tilde{B}^*$ de $\tilde{B}$ não é caracterizada de forma única pelo vetor $(\tilde{B}_1, \tilde{B}_2, \dots, \tilde{B}_N)$ que satisfaz (2.13). Defina-se então o conjunto S de todos os valores possíveis de $\tilde{B}$ que implicam em larguras de faixa que satisfazem (2.13). A redução adequada de $\tilde{B}$, designada por $\tilde{B}_{\text{ótimo}}$ é o máximo de S pois a relação $(C/N_o)^*_{\text{req}}$ é inversamente proporcional ao quadrado de $\tilde{B}^*$

$$\left[\frac{C}{N_o} \right]_{\text{req}}^* = f(\underline{x}^*) = K \frac{\Delta^2}{\tilde{B}^{*2}} \sum_{i=1}^N (a_i^2 b_i)^{2/3} \quad (2.14)$$

Observe-se, no entanto, que (2.14) não dá efetivamente o $\left[C/N_o \right]_{\text{req}}$ quando as faixas $\{\tilde{B}_i\}$, $i=1, \dots, N$, são atribuídas, uma vez que os $\{B_i\}$ levando a (2.14) não são as faixas realmente ocupadas, tendo em vista a função $\text{ceil}(\cdot)$ que aparece em (2.13).

2.3 - Atribuição das Frequências Centrais

Uma vez definidas as larguras de faixa atribuídas às N portadoras, a atribuição das frequências é equivalente à determinação do valor $2N$ -dimensional:

$$\tilde{\underline{Z}} = (B_{i_1}, C_{i_1}, \dots, B_{i_N}, C_{i_N}) \quad (2.15)$$

onde $\{i_1, \dots, i_N\}$ é uma permutação de $\{1, \dots, N\}$ e o par (B_{i_j}, C_{i_j}) representa, respectivamente a largura de faixa e número de canais da j -ésima portadora contada a partir do extremo inferior da faixa do transponder.

Admite-se por hipótese que:

$$B_i \leq B_{i+1} \quad i = \overline{1, N-1} \quad (2.16)$$

As frequências centrais podem ser determinadas a partir do conhecimento de $\tilde{\underline{Z}}$ segundo (2.17) e (2.18):

$$f_{i_1} = \frac{B_{i_1}}{2} \quad (2.17)$$

$$f_{i_j} = \sum_{\ell=1}^{j-1} B_{i_\ell} + \frac{B_{i_j}}{2} \quad j = \overline{2, N} \quad (2.18)$$

Define-se como atribuição ótima de frequências centrais aquela correspondendo ao vetor $\tilde{Z}^*$ em que a potência total dos produtos de intermodulação que caem dentro da faixa útil do transponder é mínima. A determinação de $\tilde{Z}^*$ pode ser feita através de uma procura exaustiva entre todos os vetores $\tilde{Z}$ possíveis, que totalizam $N!/2$, uma vez que os vetores da forma $\tilde{Z}_1$ e $\tilde{Z}_2$ associados às permutações, respectivamente $\{i_1, \dots, i_N\}$ e $\{i_N, \dots, i_1\}$ apresentam a mesma potência total de intermodulação. A inviabilidade da pesquisa exaustiva decorre não só da quantidade de vetores $\tilde{Z}$ a serem analisados como também do custo associado a essa pesquisa.

Apresenta-se como alternativa à pesquisa exaustiva, um algoritmo sub-ótimo em que o compromisso entre qualidade da solução e viabilidade de implementação apresentou resultados bastante satisfatórios em termos de ruído total no último canal de cada portadora.

A idéia central do algoritmo proposto baseia-se na observação da disposição no R^N dos vetores $\underline{Z}$ definidos por:

$$\underline{Z} = (B_{i_1}, \dots, B_{i_N}) \quad (2.19)$$

Muito embora o mapa

$$\tilde{\underline{Z}} \rightarrow \underline{Z}$$

não seja, de forma geral, inversível, tal fato não acarreta maiores dificuldades conforme será adequadamente visto mais adiante.

Seja Ω o conjunto de todos os possíveis vetores $\underline{Z}$ da forma (2.19).

Todo elemento $\underline{Z}$ e Ω satisfaz

$$\sum_{j=1}^N B_{ij} = B \quad (2.20)$$

$$\sum_{j=1}^N \left(B_{ij} - \frac{B}{N} \right)^2 = \rho^2 \quad (2.21)$$

sendo esta última equivalente a:

$$\sum_{j=1}^N B_{ij}^2 = K_1^2 \quad (2.22)$$

onde

$$K_1^2 = \rho^2 + \frac{B^2}{N} \left(2 - \frac{1}{N} \right) \quad (2.23)$$

Assim todo vetor $\underline{Z}$ pertencente ao conjunto Ω é um

vetor do R^N pertencente à interseção entre o plano definido em (2.20) e a esfera de raio ρ e centro em

$$C = \left(\frac{B}{N}, \dots, \frac{B}{N}\right) \quad (2.24)$$

definida em (2.21)

Essa interseção é um círculo máximo da esfera em (2.21) pois seu centro pertence ao plano em (2.20). A figura 2.1 ilustra esta situação para o caso particular em que $N=3$.

Na interseção entre (2.20) e (2.21) existem N pontos definidos pelos vetores $\{a_k\} (k=\overline{1,N})$ da forma:

$$\underline{a}_k = (a, \dots, a, \underset{\substack{\uparrow \\ k}}{A}, a, \dots, a) \quad (2.25)$$

em que a k -ésima coordenada vale A e as $(N-1)$ restantes valem a ($a < A$). Tais pontos são as interseções entre os segmentos de reta em que um dos extremos é C definido em (2.24) e o outro extremo é um ponto da forma:

$$\underline{L}_k = (0, \dots, 0, \underset{\substack{\uparrow \\ k}}{B}, 0, \dots, 0) \quad (2.26)$$

com a esfera em (2.21).

Para o caso particular em que $N=3$, os pontos $\underline{a}_1, \underline{a}_2$ e $\underline{a}_3$ são apresentados na figura 2.1. Deve-se observar que os ve

FIGURA 2.1 - Lugar Geométrico de $\underline{Z}$ para o caso $N = 3$

tores $\{\underline{a}_k\}_{k=\overline{1,N}}$ não pertencem, de forma geral, ao conjunto Ω , uma vez que suas coordenadas não formam uma permutação de $\{B_1, \dots, B_N\}$.

Defina-se como produto interno e distância entre dois pontos do R^N , aos valores de, respectivamente:

$$\langle \underline{x}, \underline{y} \rangle = \sum_{j=1}^N x_j y_j \quad (2.27)$$

$$d(x, y) = (\langle x - y, x - y \rangle)^{1/2} \quad (2.28)$$

Então se $\underline{Z} \in \Omega$ tem-se:

$$\begin{aligned} \langle \underline{a}_k, \underline{Z} \rangle &= AB_{i_k} + a \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N B_{i_j} = \\ &= (A-a) B_{i_k} + aB > 0 \end{aligned} \quad (2.29)$$

O produto interno $\langle \underline{a}_k, \underline{Z} \rangle$ assume o valor máximo se:

$$B_{i_k} = B_N \quad (2.30)$$

A coleção dos vetores $\{\underline{a}_k\} (k = \overline{1,N})$ de Ω onde Ω_k é o subconjunto de Ω em que a k -ésima coordenada de qualquer um de seus vetores vale B_N . Cada subconjunto Ω_k de Ω é formado de $(N-1)!$ vetores da forma (2.19).

A partição assim definida é munida de uma pro

propriedade que é o alicerce fundamental do algoritmo proposto. Essa propriedade pode ser enunciada da forma:

Sejam

$$\underline{z}^{(1)} = \{B_{i_1}^{(1)}, \dots, B_{i_N}^{(1)}\}$$

um elemento genérico de Ω_r e

$$\underline{z}^{(2)} = \{B_{i_1}^{(2)}, \dots, B_{i_N}^{(2)}\}$$

um elemento genérico de Ω_s , onde

$$r \in \overline{1, N},$$

$$s \in \overline{1, N}$$

$$\text{e} \quad r \neq s$$

Então

$$d(\underline{a}_r, \underline{z}^{(1)}) = \text{constante} \quad \underline{z}^{(1)} \in \Omega_r \quad (2.31)$$

$$d(\underline{a}_r, \underline{z}^{(1)}) \leq d(\underline{a}_r, \underline{z}^{(2)}) \quad (2.32)$$

Para demonstrar o resultado ora enunciado, observe

-se que

$$d(\underline{a}_r, \underline{z}^{(1)}) = \langle \underline{a}_r - \underline{z}^{(1)}, \underline{a}_r - \underline{z}^{(1)} \rangle =$$

$$\begin{aligned}
&= \langle \underline{a}_r, \underline{a}_r \rangle + \langle \underline{z}^{(1)}, \underline{z}^{(1)} \rangle - 2 \langle \underline{a}_r, \underline{z}^{(1)} \rangle = \\
&= 2 \left[K_1^2 - aB - (A-a) B_{i_r}^{(1)} \right] \quad (2.33)
\end{aligned}$$

Analogamente

$$d^2(\underline{a}_r, \underline{z}^{(2)}) = 2 \left[K - aB - (A-a) B_{i_r}^{(2)} \right] \quad (2.34)$$

Como $\underline{z}^{(1)} \in \Omega_r$ tem-se que

$$B_{i_r}^{(1)} = B_N > B_{i_r}^{(2)}$$

o que mostra (2.31) e (2.32).

O objetivo do algoritmo proposto é decidir pela posição da portadora de largura de faixa B_N com base no vetor $\underline{a}_k$ que apresentar a menor potência total de intermodulação, pois para computar esta potência cada vetor $\underline{a}_k$ é eleito como representante da partição correspondente Ω_k .

Neste ponto, cabe discutir os problemas decorrentes da não inversibilidade do mapa $\tilde{\underline{z}} \rightarrow \underline{z}$ descrito anteriormente. Uma vez que o vetor $\tilde{\underline{z}}$ é constituído de larguras de faixa atribuídas e portanto múltiplas de 2.5 MHz, é possível que duas portadoras com números de canais distintos tenham a mesma largura de faixa, embora não seja aqui considerado possível que uma portado

ra tenha um número de canais superior ao de outra, mas sua largura de faixa seja inferior à desta. Caso as portadoras possuam a mesma largura e o mesmo número de canais, então elas são indistinguíveis. Assim, sem perda de generalidade, pode-se assumir que:

$$C_i \leq C_{i+1} \quad i = \overline{1, N-1}$$

Tal hipótese garante-nos que associada à maior largura de faixa tem-se a maior canalização.

Como já anunciado, a posição da portadora de largura de faixa B_N é escolhida segundo os vetores $\underline{a}_k$. A cada vetor $\underline{a}_k$ associa-se um plano de frequências hipotético caracterizado por:

(i) (N-1) portadoras de largura de faixa a e uma portadora de largura de faixa A ocupando a k -ésima posição.

(ii) A portadora de largura A possui c_A canais onde

$$c_A = C_N$$

(iii) As (N-1) portadoras restantes são idênticas e possuem c_a canais cada uma.

(iv) O número total de canais deste plano hipotético é o mesmo do plano real. Conclui-se então que:

$$c_a = \frac{\sum_{j=1}^{N-1} C_j}{N-1}$$

Com (i) a (iv), a potência total de intermodulação associada a cada plano hipotético definido por um vetor $\underline{a}_k$ pode ser determinada e a escolha das "melhores" posições da portadora de largura B_N pode ser feita.

Uma vez definida a posição desta portadora, a alocação das portadoras subsequentes pode vista como problemas de mesmo enunciado que este e de dimensões reduzidas para $(N-1), (N-2), \dots, 1$.

CAPÍTULO 3

DESCRIÇÃO DO ALGORITMO DE ATRIBUIÇÃO DE FREQUÊNCIAS CENTRAIS DAS PORTADORAS

Este capítulo propõe-se a descrever o algoritmo usado em seus detalhes mais importantes. As justificativas teóricas dos procedimentos adotados encontram-se no Capítulo 2.

A descrição que se segue refere-se à determinação da frequência central da portadora FDM/FM de maior largura de faixa e número de canais. A alocação das portadoras restantes é feita repetindo-se esse procedimento, obviamente adaptado à nova situação.

Passo 1: Determinação dos Vetores $\underline{a}_k$

De acordo com a definição do vetor $\underline{a}_k$ feita em (2.25), este vetor é formado de $(N-1)$ componentes de valor a e uma componente de valor A ($a < A$). Face a exigência de que tais vetores pertençam à interseção do plano definido em (2.20) com a esfera definida em (2.21), os valores a e A devem ser tais que as seguintes equações sejam obedecidas.

$$(N-1)a + A = B \quad (3.1)$$

$$(N-1)a^2 + A^2 = K_1^2$$

$$a < A$$

A solução do sistema acima é

$$a = \frac{B}{N} - \frac{1}{N} \sqrt{\frac{N K_1^2 - B^2}{N-1}} \quad (3.2)$$

$$A = \frac{B}{N} + \frac{1}{N} \sqrt{(N-1)(N K_1^2 - B^2)} \quad (3.3)$$

Na construção de cada plano hipotético associado a um vetor $\underline{a}_k$, as portadoras de larguras a e A possuem respectivamente, c_a e c_A canais onde

$$c_A = c_N \quad (3.4)$$

$$c_a = \frac{\sum_{j=1}^{N-1} c_j}{N-1} \quad (3.5)$$

Passo 2: Determinação dos Desvios RMS e Potência das Portadoras Hipotéticas

Uma vez determinadas as canalizações e larguras de faixa das portadoras que compõem o plano de frequências hipotético, associado a cada vetor $\underline{a}_k$, os seus desvios rms podem ser calculados através da expressão da faixa de Carson

$$f_{r_a} = \frac{a - 2f_m(c_a)}{2f_p(c_a) g(c_a)} \quad (3.6)$$

e

$$f_{r_A} = \frac{A - 2f_m(c_A)}{2f_p(c_A) g(c_A)} \quad (3.7)$$

As razões portadora-densidade espectral de ruído térmico requeridas por cada uma das portadoras do plano de frequências valem

$$\left| \frac{C}{N_o} \right|_{req_a} = \left[\frac{S}{N} \right] \frac{b}{PW} \left(\frac{f_{m_a}}{f_{r_a}} \right)^2 \quad (3.8)$$

$$\left| \frac{C}{N_o} \right|_{req_A} = \left[\frac{S}{N} \right] \frac{b}{PW} \left(\frac{f_{m_A}}{f_{r_A}} \right)^2 \quad (3.9)$$

Admite-se, por hipótese, que a potência de cada portadora é proporcional à razão portadora-densidade espectral de ruído térmico por ela requerida. Assim, se o "back-off" de entrada do transponder do satélite vale $B0_1$, as amplitudes de entrada das portadoras normalizadas em relação à potência de saturação na entrada do referido transponder podem ser determinadas pela expressão

$$\rho_i = \left[2B0 \frac{\left[\frac{C}{N_o} \right]_{req_i}}{\left[\frac{C}{N_o} \right]_{req_T}} \right]^{1/2} \quad i=\overline{1,N} \quad (3.10)$$

Passo 3: Determinação da Potência Total de Intermodulação de Um Plano de Frequências

Neste ponto, para cada plano de frequências, dispõe-se de todos os elementos necessários ao cálculo da potência total de intermodulação dentro da faixa útil do transponder.

Algumas hipóteses, porém, fazem-se necessárias:

- 1) Considera-se desprezível a contribuição dos produtos de intermodulação de ordem diferente de 3.
- 2) Os filtros de entrada do transponder são considerados do tipo passa-faixa ideais, isto é, suas funções de transferência são da forma:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{se } f \in [f_l, f_s] \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.11)$$

onde f_l e f_s são respectivamente as frequências de corte inferior e superior do transponder.

$$P_I = \sum_{r \in S_3} \frac{1}{2} \left\| \sum_{s=1}^L b_s \prod_{\ell=1}^N J_{r_\ell}(\alpha s \rho_\ell) \right\|^2 u\left(\sum_{\ell=1}^M r_{\ell}^c\right) \quad (3.12)$$

onde

$$S_3 = \{ (r_1, r_2, \dots, r_N) \in \mathbb{Z}^N \text{ tq } \sum_{\ell=1}^N r_\ell = 1 \wedge \sum_{\ell=1}^N |r_\ell| = 3 \}$$

$$u(x) = \begin{cases} 1 & \text{se } x \in [f_\ell, f_s] \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$$

e

$$\{f_\ell\} \quad (\ell=1, N)$$

são as frequências centrais das portadoras.

Para cada plano hipotético definido por um vetor a_k , a expressão (3.12) é calculada. Portanto, pode-se construir um subconjunto Λ de:

$$\Lambda^* = \{a_1, \dots, a_N\}$$

da forma

$$\Lambda = \{a_{\ell_1}, a_{\ell_2}, \dots, a_{\ell_M}; M \leq N\}$$

tal que qualquer elemento de $(\Lambda^* - \Lambda)$ corresponde a uma maior potência total de intermodulação do que qualquer elemento de Λ .

Cada elemento de Λ induz uma posição para a portadora de maior largura de faixa e número de canais, que é fixada em iterações posteriores, reduzindo-se desta forma a dimensão do problema para $(N-1)$.

Uma vez definida a posição da "maior" portadora, retorna-se ao Passo 1 para alocação das portadoras restantes. Naturalmente, os valores de B e K_1^2 em (3.1) são modificados porque com a posição de uma portadora já definida, a largura de faixa disponível para a alocação das demais portadoras reduz-se de B_N . Pode-se determinar, de forma geral, os valores de B e K_1^2 na i -ésima iteração por

$$B = \sum_{j=1}^{N-i+1} B_j$$

$$K_1^2 = \sum_{j=1}^{N-i+1} B_j^2$$

O passo 2 é idêntico em todas as iterações, a exceção dos valores de B e K_1^2 que são modificados à cada iteração. Entretanto, quando se calculam as razões portadora-densidade espectral de ruído térmico requeridas, as portadoras cujas posições

já estejam definidas em iterações anteriores são consideradas com seus verdadeiros valores de largura de faixa e número de canais pois no passo 3, embora se esteja calculando os valores de P_i para decidir pela posição das portadoras restantes, a equação (3.12) considera todas as portadoras que constituem o plano de frequências.

É importante salientar que ao final da primeira iteração, dispõe-se das M posições mais "adequadas" para a "maior" portadora. Para cada uma dessas M posições são gerados M posições possíveis para a segunda "maior" portadora, totalizando M^2 configurações para as duas maiores portadoras. Dessas, são selecionadas apenas M configurações para a continuação do algoritmo. Esse processo de seleção é levado adiante, até o instante da alocação das duas menores portadoras. Neste ponto, o algoritmo não é repetido e as duas configurações possíveis para as duas últimas portadoras, correspondendo a cada uma das M configurações retidas, são então testadas.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS NUMÉRICOS

Com aplicação do algoritmo desenvolvido nos capítulos precedentes, cinco planos de frequência, atualmente em uso no sistema INTELSAT IV, foram usados para avaliar a qualidade das soluções geradas pelo algoritmo. Para as portadoras que ocupam os transponders 4,6,7,8 e 9 foram geradas larguras de faixas múltiplas de 2.5 MHz e em seguida atribuídas as frequências centrais. Quanto às larguras de faixa, à exceção do transponder 6, todas concordaram com os valores em [4], porém, no que diz respeito às frequências centrais, os resultados obtidos são diferentes daqueles em [4]. Na figura 4.1 são mostrados, para cada um dos transponders em questão, os planos de frequência em vigor no sistema INTELSAT IV e os planos de frequência gerados pelo algoritmo sugerido.

Para que os resultados possam ser avaliados, o ruído total (ruído de intermodulação mais ruído térmico) no último canal de cada portadora foram calculados através do programa Plano.

Todos os resultados aqui apresentados (tabelas 4.1 e 4.5) foram obtidos numa situação hipotética de transmissão entre duas cidades brasileiras, Rio de Janeiro e Manaus, sendo que essa situação foi mantida em todos os casos para que os resultados fossem comparáveis.

Observa-se que o procedimento proposto conduziu a valores de ruído total no último canal de cada portadora menores do que aqueles encontrados nos planos de frequência adotados pelo COMSAT para o sistema INTELSAT IV. Isto não significa que, de forma global, as alocações sugeridas sejam melhores porque, nesta análise, não foram considerados os efeitos de interferência em transponders adjacentes. Não verdade, essa não é a proposta inicial desse trabalho. O que se pretende concluir a partir dos resultados obtidos é que o algoritmo proposto, quando aplicado a cada um dos cinco conjuntos de portadoras FDM/FM, mostrou-se um meio efetivo de atribuir larguras de faixa e frequências centrais de uma forma automatizada.

Um outro exemplo analisado corresponde a um plano de quatro portadoras, de possível utilização futura no SBTS (Sistema Brasileiro de Telecomunicações por Satélite). Aqui a solução sugerida pelo algoritmo foi inferior a uma outra solução inicialmente cogitada pela EMBRATEL. A figura 4.2 mostra o plano de frequência inicial considerado pela EMBRATEL e a solução do algoritmo. Na figura 4.3 são mostrados os dois planos de frequência de maior prioridade de acordo com o algoritmo, se as faixas do plano inicial cogitado fossem mantidas. Isto foi feito, porque no SBTS não se cogita da utilização de portadora de 7,5 MHz. Observa-se que a segunda opção na figura 4.3 é precisamente o plano inicialmente contemplado pela EMBRATEL. Os resultados do programa PLANO^[7] para as três configurações são apresentados na tabela 4.6.

Planos de Frequência
em 2

Planos de Frequência Sugeridos
Não Considerando o Efeito de
Interferência em Transponders
Adjacentes

FIGURA 4.1 - Planos de Frequência Para Cinco Transponders
do Sistema INTELSAT IV

FIGURA 4.2 - Planos de Frequência do SBTS

FIGURA 4.3 - Planos de Frequência Propostos, Conservando-se as Larguras de Faixa Originais (SBTS)

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
60	4018.3	3721.7	7739.9
24	4073.4	3760.6	7834.0
24	3376.7	4229.0	7605.7
36	4248.2	3509.8	7758.0
60	4291.3	3477.0	7768.4
24	4842.8	2902.5	7745.3
96	4091.6	3593.5	7685.1
132	2696.6	4992.4	7689.0

Larguras de Faixa e Frequências Centrais em [2]

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
36	2077.4	5380.9	7458.3
24	3077.5	4534.6	7602.1
96	2977.8	4577.5	7555.3
24	4101.2	3582.5	7683.7
24	2827.9	4635.0	7462.9
60	3756.5	3898.5	7655.0
60	3668.8	3923.0	7591.8
132	2012.8	5505.0	7517.9

Largura de Faixas e Frequências Centrais Propostas

TABELA 4.1 - Ruído Total em (pVp0) para o Transponder 4

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
132	5074.1	5898.7	10972.8
96	7023.9	3763.9	10787.8
96	5187.2	5672.2	10859.4
24	3723.4	7147.7	10871.1
96	5981.1	4923.0	10804.1
72	5641.9	5195.5	10837.4

Larguras de Faixa e Frequências Centrais em [2]

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
72	3024.5	4981.0	8005.5
24	4595.7	3103.9	7789.6
96	3845.5	4096.0	7941.5
132	3561.2	4427.6	7988.8
96	2943.9	5036.3	7980.2
96	2175.5	5827.7	8003.2

Larguras de Faixa e Frequências Centrais Propostas

TABELA 4.2 - Ruído Total (em pWp0) para o Transponder 6

NÚMERO DE CANALIS	RUÍDO NO ÚLTIMO INTERMODULAÇÃO	CANAL DA BANDA BÁSICA	
		TÉRMICO	TOTAL
96	5294.6	4729.0	10023.6
24	7010.0	3471.8	10481.7
60	5028.9	4955.1	9983.9
60	1718.3	7831.2	9549.5
60	5208.6	4770.0	9978.6
132	3330.1	6447.5	9777.5

Larguras de Faixa e Frequências Centrais em [2]

NÚMERO DE CANALIS	RUÍDO NO ÚLTIMO INTERMODULAÇÃO	CANAL DA BANDA BÁSICA	
		TÉRMICO	TOTAL
60	1802.4	6367.6	8169.9
24	441.4	7673.5	8114.9
60	2351.0	5819.7	8170.7
96	2237.0	5933.1	8170.0
60	2478.0	5684.1	8162.1
132	1252.8	6923.5	8176.3

Larguras de Faixa e Frequências Centrais Propostas

TABELA 4.3 - Ruído Total (em μWp0) para o Transponder 7

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
24	3160.7	6461.5	9622.5
24	5026.8	4772.6	9799.4
24	5146.0	4732.1	9878.1
132	4968.4	4972.7	9941.1
72	6337.7	3618.6	9956.3
24	3942.7	5549.8	9492.5
36	6660.7	3269.0	9929.7
196	3715.6	6265.2	9880.8

Larguras de Faixa e Frequências Centrais em [2]

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
36	2814.5	5683.0	8497.5
24	2818.7	4730.9	8549.6
24	4070.6	4532.5	8619.1
132	3707.9	4888.1	8596.0
72	4570.8	4042.8	8613.5
24	4095.4	4220.6	8315.9
24	5507.6	3026.5	8534.1
192	2475.3	6182.1	8657.4

Larguras de Faixa e Frequências Centrais Propostas

TABELA 4.4 - Ruído Total (em pVp0) para o Transponder 8

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
132	3641.0	5710.9	9352.0
96	5372.2	3919.2	9291.5
96	4614.8	4651.2	9266.0
132	3527.5	5763.0	9290.5
24	4209.1	5049.7	9258.8

Larguras de Faixa e Frequências Centrais em 2

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
24	486.8	8110.2	8597.0
132	2017.2	6676.9	8694.1
132	3579.8	5073.8	8653.5
96	3377.8	5282.4	8660.2
96	2598.2	6079.7	8677.9

Larguras de Faixa e Frequências Centrais Propostas

TABELA 4.5 - Ruído Total (em pWp0) para o Transponder '9

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
312	175.1	5480.3	5655.4
60	1553.3	4239.6	5792.8
96	312.3	5361.4	5673.7
132	532.0	5169.6	5701.6

De acordo com o SBTS

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
312	811.3	6182.7	6994.0
96	3532.3	3725.7	7258.1
60	829.1	6113.7	6942.8
132	2278.8	4901.8	7180.6

Plano Sugerido Pelo Algoritmo Mantendo
as Mesmas Larguras de Faixa

NÚMERO DE CANAIS	RUÍDO NO ÚLTIMO CANAL DA BANDA BÁSICA		
	INTERMODULAÇÃO	TÉRMICO	TOTAL
96	178.8	7515.1	7693.8
60	2164.5	5552.2	7716.8
312	1473.3	6279.3	7752.6
132	1134.1	6622.2	7756.3

Plano Sugerido Pelo Algoritmo

TABELA 4.6 - Ruído Total (em pWp0) para o transponder a ser
usado pela EMBRATEL no SBTS

Ainda aqui parece razoável concluir que o algoritmo teve desempenho adequado, uma vez não ser possível esperar que, em presença das aproximações nele contidas, se possa ter em primeira prioridade a configuração que efetivamente minimiza o ruído total equalizado no último casal de cada portadora.

CONCLUSÕES

Conclui-se, dos resultados encontrados no Capítulo 4, que o método sugerido nos Capítulos 2 e 3 mostrou-se um meio efetivo para atribuição automática de larguras de faixa e frequências centrais de portadoras FDM/FM que partilham um mesmo transponder. Outros trabalhos^[5,8], que recentemente abordaram o problema de alocação de portadoras, dirigiram-se basicamente à situação em que se tem um grande número de portadoras de faixa estreita, sendo duvidosa sua extensão para portadoras FDM/FM de faixa larga. Embora não tenham sido considerados efeitos de interferência em transponders adjacentes, esses efeitos podem ser incorporados ao problema com a modificação da função $u(.)$ definida em (3.11) para uma que corresponda à função de transferência desejada do filtro de saída do transponder. Outra extensão interessante a ser investigada refere-se a sistemas em que o reuso de frequências é empregado, pois além do aumento de possibilidades a investigar existe a dificuldade de determinar as larguras de faixa e as frequências centrais de forma heurística. Seria ainda pertinente examinar de forma global o problema em que várias portadoras FDM/FM devem ser alocadas a vários transponders sem uma especificação a priori das portadoras que são transmitidas através de cada um dos transponders.

REFERÊNCIAS

- [1] Luenberger, David G. - "Introduction to Linear and Nonlinear Programming" - Addison - Wesley Publishing Company, Inc - 1973
- [2] P.L. Bargellini (Editor), "INTELSAT IV Communications System" COMSAT Technical Review, Vol 2, No.2, Fall 1972, pp. 437-572
- [3] J.C. Fuenzalida, O. Shimbo, W.L. Cook, "Time-Domain Analysis of Intermodulation Effects Caused by Nonlinear Amplifiers", COMSAT Technical Review, Vol 3, No. 1, Spring 1973, pp. 89-143
- [4] J. Dicks, M. Brown Jr., "INTELSAT IV - A transmission System Design", COMSAT Technical Review, Vol. 5, No. 1, Spring 1975, pp. 73-104
- [5] R.J.F. Fang, W.A. Sandrin, "Carrier Frequency Assignment for Nonlinear Repeaters", COMSAT Technical Review, Vol 7, No. 1, Spring 1977, pp. 227-245
- [6] J. C. Fuenzalida, O. Shimbo, W. L. Cook, "The Intermodulation Analysis (CIA4)" - Technical Memorandum CL-48-72 - Setembro, 1972
- [7] Azevedo, Celso Alvares - "Programa Para Avaliação de Um Plano de Frequências e Otimização dos Parâmetros de Transmissão (PLANO)" - CETUC D-SC 106/74 - Dezembro, 1974

- [3] M.F. Maxemchuk, L. Schiff - "Third Order Intermodulation Interference - Bounds and Interference-Free Channel Assignment" - IEEE Transactions on Communications - Vol Com-25, No.9, pp. 1041-1046.

Tese apresentada aos Professores

José Paulo de Almeida e Albuquerque
Orientador

Carlos Silva Kubrusly
Carlos Silva Kubrusly

Roberto Gadelha Pinheiro
Roberto Gadelha Pinheiro

Visto e permitida a impressão.
Rio de Janeiro, 27/12/77

Coordenador dos Programas de Pós-Graduação
e Pesquisa do Centro Técnico Científico