

## Apêndice A

### Bandas de frequências em comunicações via satélite

| Banda                | Frequência<br>[GHz] | Aplicação  |
|----------------------|---------------------|--|
| <i>L</i>             | 1 – 2               | Serviços Móveis por Satélite ( <i>SMS</i> )                                      |
| <i>S</i>             | 2 – 4               | <i>SMS</i> e Pesquisa em Espaço Profundo   |
| <i>C</i>             | 4 – 8               | Serviços Fixos por Satélite ( <i>SFS</i> )                                       |
| <i>X</i>             | 8 – 12,5            | <i>SFS</i> Militar, Satélites Meteorológicos e Sensoriamento Remoto por Satélite |
| <i>K<sub>u</sub></i> | 12,5 – 18           | <i>SFS</i> , Serviço de Difusão por Satélite ( <i>SDS</i> )                      |
| <i>K</i>             | 18 – 26,5           | <i>SFS</i> e <i>SDS</i>  |
| <i>K<sub>a</sub></i> | 26,5 – 40           | <i>SFS</i> e <i>SDS</i>  |

## Apêndice B

### Comparação de valores das larguras de feixe calculadas com as equações (2.9) e (2.10) com valores apresentados por fabricantes de antenas

| Modelo de Antena                   | Fabricante | Diâmetro<br>[m] | Frequência<br>[GHz] | $\theta_{3dB}$ (°)<br>Medido | $\theta_{3dB}$ (°)<br>Calculado |
|------------------------------------|------------|-----------------|---------------------|------------------------------|---------------------------------|
| 3.7 - Meter Dual Reflector         | Andrew     | 3,7             | 4                   | 1,20                         | 1,185                           |
| 3.9 - Meter Dual Reflector Off-Set | Andrew     | 3,9             | 11                  | 0,43                         | 0,409                           |
| 9.3 - Meter C-Band                 | Andrew     | 9,3             | 4                   | 0,51                         | 0,472                           |
| TX-FCC180                          | Patriot    | 1,8             | 4                   | 2,60                         | 2,437                           |
| Visiosat 85 Steel Alu              | Visiosat   | 0,8             | 11,7                | 2,00                         | 1,875                           |

## Apêndice C

### Demonstração do *Lema 1* - Não coincidência

Para demonstração do *Lema 1* este apêndice trabalhará com o programa discutido no Capítulo 6 para análise de amplificadores de RF e serão analisadas condições utilizando três e quatro portadoras. Este apêndice apresentará os valores de  $(C/N)_{IMD}$  para as condições de atendimento e não atendimento do *Lema 1*, como apresentado a seguir.

#### C.1. Valores de $(C/N)_{IMD}$ para três portadoras

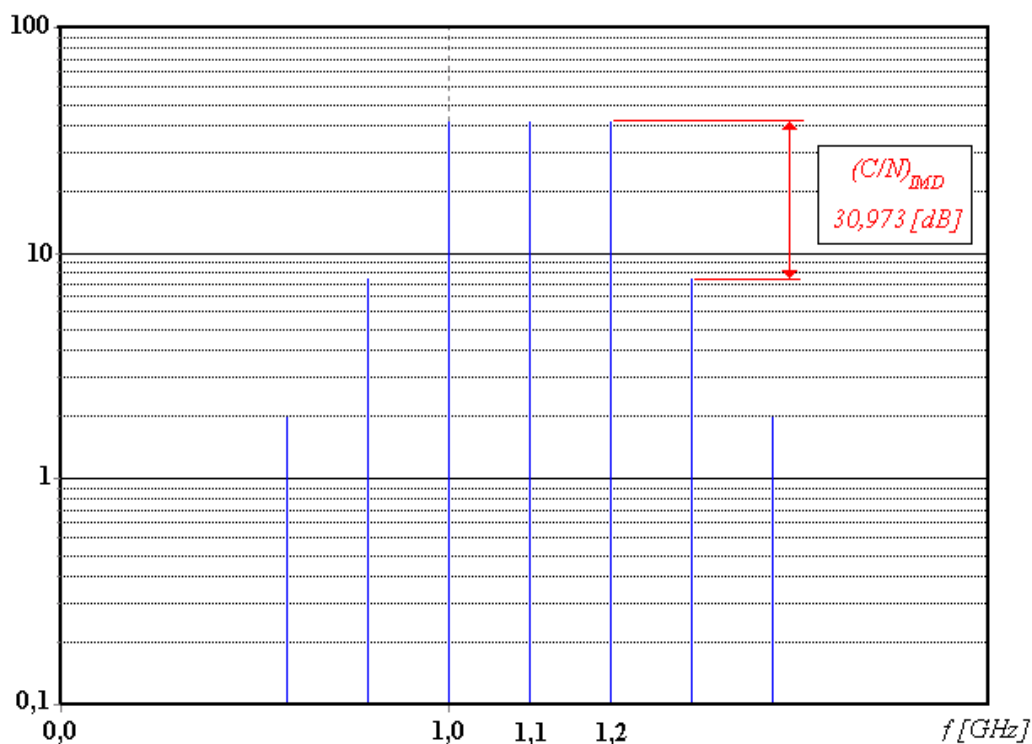
Para as simulações foram utilizados os valores numéricos apresentados na Tabela C.1. Neste caso as hipóteses do *Lema 1* não estão sendo atendidas.

**Tabela C.1.** Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com três portadoras.

|                                 |                         |
|---------------------------------|-------------------------|
| Coeficientes da Série de Taylor | $K_1 = 10$              |
|                                 | $K_3 = -0,03$           |
| Amplitude das Cossenoides       | $A = 2$                 |
| Frequências                     | $F_1 = 1,0 \text{ GHz}$ |
|                                 | $F_2 = 1,1 \text{ GHz}$ |
|                                 | $F_3 = 1,2 \text{ GHz}$ |

Neste caso ocorre a coincidência de alguns produtos de intermodulação na posição espectral, promovendo um aumento significativo do nível de intermodulação, que provoca uma redução considerável da relação portadora/ruído do sistema.

No caso específico abordado nesta simulação, o valor da relação portadora/ruído de intermodulação foi de  $(C/N)_{IMD} = 30,973 \text{ [dB]}$ . Como pode ser visualizado na Figura C.2 os níveis das portadoras não se alteram com a variação da distância entre elas, mas os níveis de intermodulação são sensivelmente reduzidos, com o atendimento do *Lema 1*.



**Figura C.1.** Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 não atendidas.

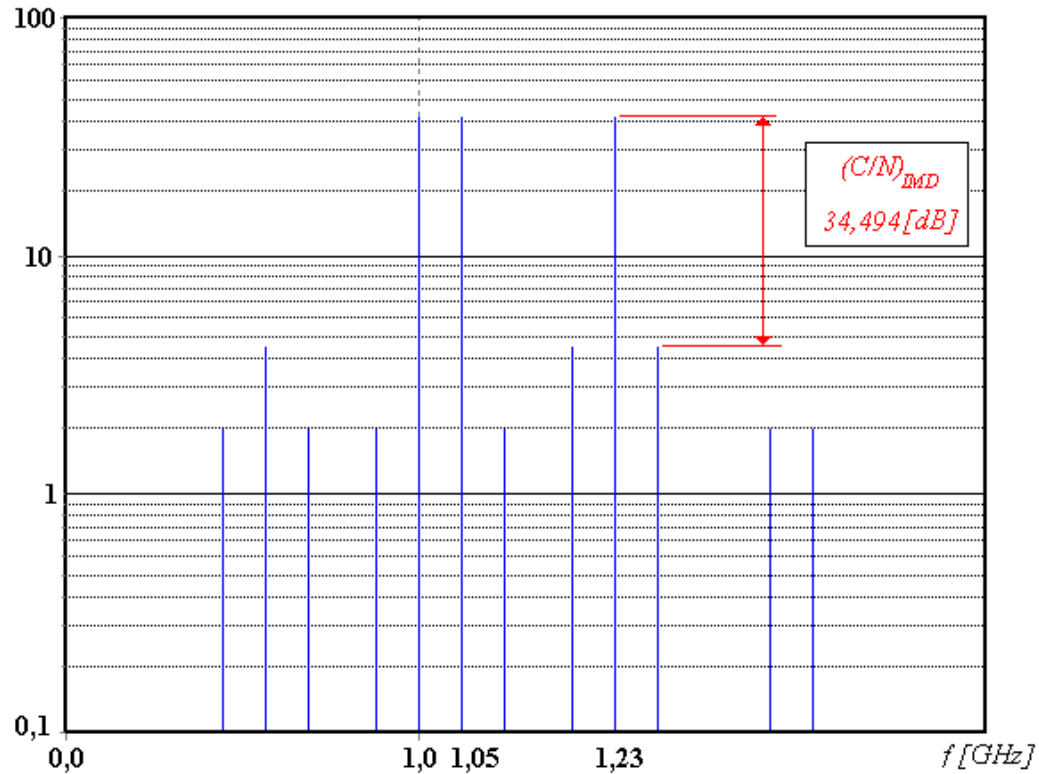
Na Tabela C.2 estão apresentados os valores adotados para a segunda simulação ainda com três portadoras, mas atendendo o *Lema 1*.

**Tabela C.2.** Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com três portadoras.

|                               |                          |
|-------------------------------|--------------------------|
| Constantes da Série de Taylor | $K_1 = 10$               |
|                               | $K_3 = -0,03$            |
| Amplitude das Cossenoides     | $A = 2$                  |
| Frequências                   | $F_1 = 1,0 \text{ GHz}$  |
|                               | $F_2 = 1,05 \text{ GHz}$ |
|                               | $F_3 = 1,23 \text{ GHz}$ |

Nem sempre a banda de frequências pode ser ocupada de acordo com as exigências impostas pelo *Lema 1*, mas sempre que for possível, este tipo de arranjo técnico pode trazer muitas vantagens, como pode ser percebido se os espectros das Figuras C.1 e C.2 forem comparados.

Na Figura C.2. esta apresentada o espectro de frequências com três portadoras e os produtos de intermodulação. Nesta condição tem-se uma maior quantidade de raias no gráfico espectral, pois não existe coincidência das mesmas nas posições espectrais.



**Figura C.2.** Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 atendidas.

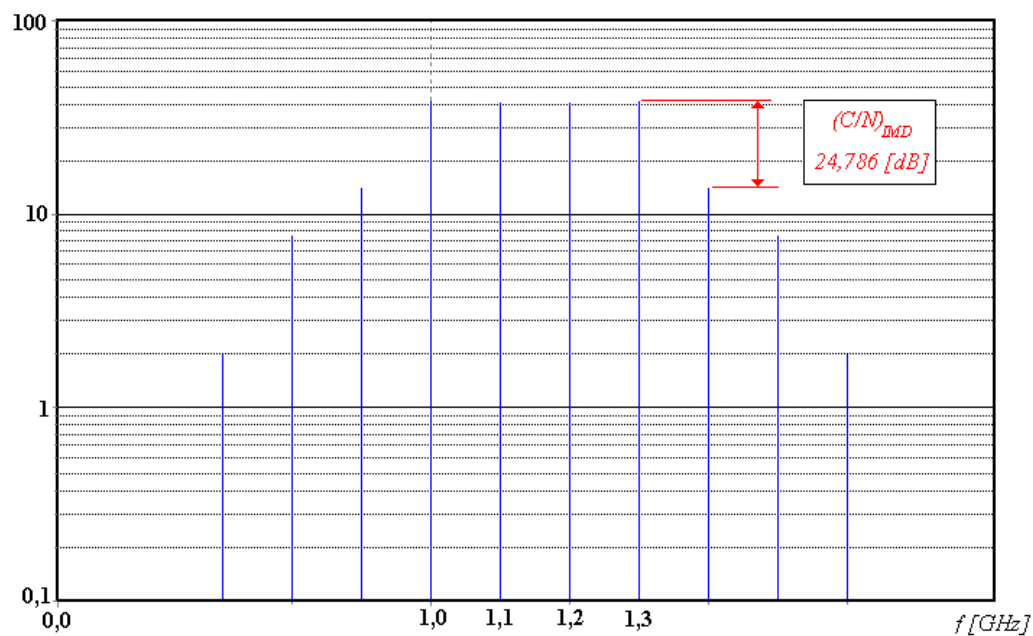
O mesmo efeito poderá ser visualizado com as simulações realizadas com 4 portadoras simultâneas, apresentadas nas Figuras C.3 e C.4.

## C.2. Valores de $(C/N)_{IMD}$ para quatro portadoras

Na Tabela C.3 estão apresentados os valores numéricos empregados nesta terceira simulação. Neste caso são utilizadas quatro portadoras com as hipóteses do Lema 1 não sendo verificadas, resultando na resposta apresentada na Figura C.3.

**Tabela C.3.** Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com quatro portadoras.

|                               |                         |
|-------------------------------|-------------------------|
| Constantes da Série de Taylor | $K_1 = 10$              |
|                               | $K_3 = -0,03$           |
| Amplitude das Cossenoides     | $A = 2$                 |
| Frequências                   | $F_1 = 1,0 \text{ GHz}$ |
|                               | $F_2 = 1,1 \text{ GHz}$ |
|                               | $F_3 = 1,2 \text{ GHz}$ |
|                               | $F_3 = 1,3 \text{ GHz}$ |



**Figura C.3.** Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do Lema 1 não atendidas.

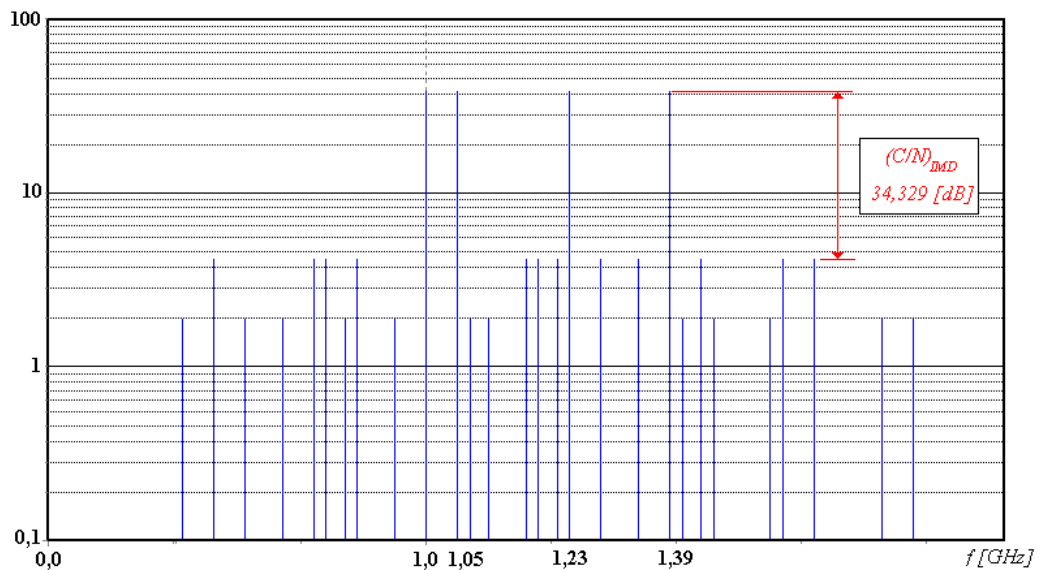
A simulação apresentada a seguir leva em consideração que as condições impostas pelo *Lema 1* estão atendidas e os dados numéricos dos parâmetros principais são apresentados na Tabela C.4.

**Tabela C.4.** Valores para simulação dos efeitos de não linearidades, com quatro portadoras.

|                               |                          |
|-------------------------------|--------------------------|
| Constantes da Série de Taylor | $K_1 = 10$               |
|                               | $K_3 = -0,03$            |
| Amplitude das Cossenoides     | $A = 2$                  |
| Frequências                   | $F_1 = 1,0 \text{ GHz}$  |
|                               | $F_2 = 1,05 \text{ GHz}$ |
|                               | $F_3 = 1,23 \text{ GHz}$ |
|                               | $F_3 = 1,39 \text{ GHz}$ |

Com o *Lema 1* atendido, a relação  $(C/N)_{IMD}$  aumenta consideravelmente, saindo de  $24,786\text{dB}$  para  $34,329\text{dB}$ , utilizando somente a melhor alocação de frequências na banda de ocupação no *transponder*.

Através do espectro de frequências apresentado na Figura C.4 é possível visualizar esta condição. É importante ressaltar que o número maior de espúrios se deve apenas ao fato dos mesmos não estarem coincidindo nas mesmas posições espectrais.

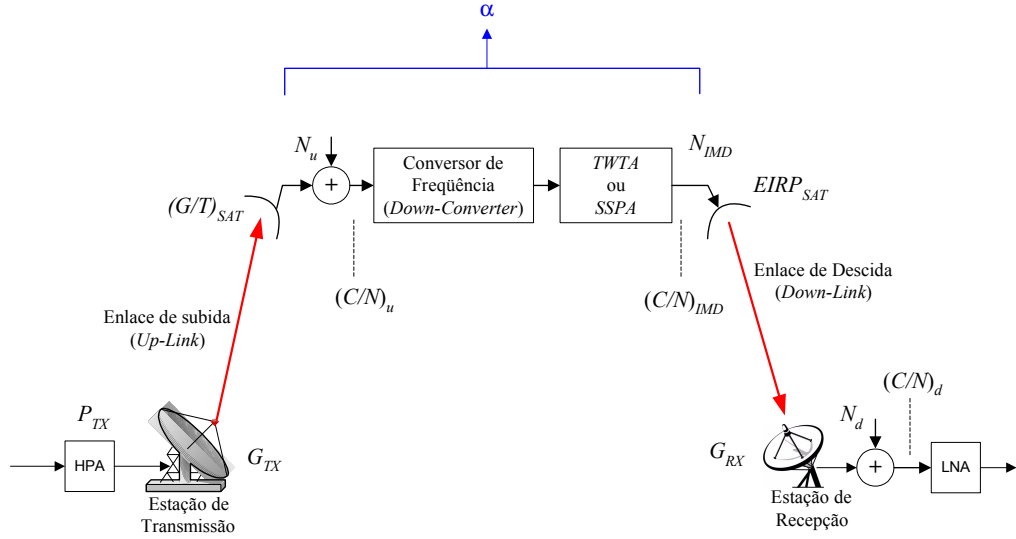


**Figura C.4.** Portadoras fundamentais e produtos de intermodulação na saída do amplificador simulado, com as hipóteses do *Lema 1* atendidas.

## Apêndice D

### Demonstração da equação (5.4)

Para maior entendimento, trabalharemos com a Figura D.1, que apresenta a estrutura de um enlace via satélite.



**Figura D.1.** Estrutura básica de um enlace via satélite.

A relação portadora/ruído total expressa pela equação (5.4) é o resultado final do enlace e, portanto, deve ser medida na estação de recepção. Para a determinação de  $(C/N)_T$  deve-se obter a potência de recepção e o nível total de ruído na estação terrena de destino, como apresentado nas equações (D.1) e (D.2), respectivamente:

$$P_{RX} = \frac{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}}{A_e} \quad (D.1)$$

onde  $P_{RX}$  é a potência de recepção na estação receptora do enlace via satélite [ $W$ ],  $EIRP_{SAT}$  é a potência efetivamente radiada pelo satélite [ $W$ ],  $G_{RX}$  é o ganho da antena de recepção e  $A_e$  é a atenuação por espaço livre.

O ruído total para o enlace completo considerando *up-link* e *down-link* é dado por:

$$N_T = \frac{N_u \cdot \alpha \cdot G_{RX}}{A_e} + \frac{N_{IMD} \cdot G_{RX}}{A_e} + N_d \quad (D.2)$$

onde  $N_T$  é o ruído total na estação receptora terrestre [ $W$ ],  $N_u$  é o ruído na entrada do *transponder* na análise do percurso do *up-link* [ $W$ ],  $N_{IMD}$  é o ruído de intermodulação gerado pela *transponder* [ $W$ ],  $N_d$  é o ruído gerado na entrada do elemento de recepção [ $W$ ] e  $\alpha$  é o ganho oferecido por todo o *transponder*;

Com as equações (D.1) e (D.2), obtém-se a equação (D.3), representada na forma:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \frac{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}}{A_e} \cdot \left( \frac{N_u \cdot \alpha \cdot G_{RX}}{A_e} + \frac{N_{IMD} \cdot G_{RX}}{A_e} + N_d \right)^{-1} \quad (D.3)$$

Desenvolvendo esta expressão, tem-se:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \left[ \left( \frac{N_u \cdot \alpha}{EIRP_{SAT}} \right) + \left( \frac{N_{IMD}}{EIRP_{SAT}} \right) + \left( \frac{N_d}{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}} \right) \right]^{-1} \quad (D.4)$$

Analisando cada um dos termos, tem-se algumas conclusões importantes, dado que:

|  |   |  |
|--|---|--|
| $\left( \frac{N_u \cdot \alpha}{EIRP_{SAT}} \right) = \left( \frac{N_u}{EIRP_{SAT}} \right) = \left( \frac{C}{N} \right)_u^{-1}$ | $\left( \frac{N_{IMD}}{EIRP_{SAT}} \right) = \left( \frac{C}{N} \right)_{IMD}^{-1}$ | $\left( \frac{N_d}{EIRP_{SAT} \cdot G_{RX}} \right) = \left( \frac{C}{N} \right)_d^{-1}$ |
|--|---|--|

Consequentemente, a expressão final pode ser escrita como proposta abaixo:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \left[ \left(\frac{C}{N}\right)_u^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_d^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_{IMD}^{-1} \right]^{-1} \quad (D.5)$$

onde  $(C/N)_u$  é a relação portadora/ruído do *up-link*,  $(C/N)_d$  é a relação portadora/ruído de *down-link*,  $(C/N)_{IMD}$  é a relação portadora/ruído de intermodulação.