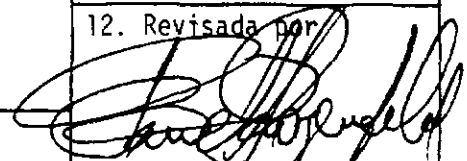




1. Publicação nº <i>INPE-3028-RPI/90</i>	2. Versão	3. Data <i>Março, 1984</i>	5. Distribuição <input checked="" type="checkbox"/> Interna <input type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>DTL/DST</i>	Programa <i>TRANSP</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>TRANSPONDER CÁLCULO DE ENLACE</i> <i>PCD INTERMODULAÇÃO</i> <i>MECB</i>			
7. C.D.U.: <i>621.391.629.783</i>			
8. Título <i>INPE-3028-RPI/90</i>  <i>ESTUDO DE VIABILIDADE DO SUBSISTEMA TRANSPONDER DE CARGA ÚTIL DO PRIMEIRO SATÉLITE DA MECB</i>		10. Páginas: <i>40</i>	
		11. Última página: <i>31</i>	
		12. Revisada por  <i>Pawel Rozenfeld</i>	
9. Autoria <i>Max Henrique M. Costa</i>		13. Autorizada por   <i>Nelson de Jesus Parada</i> Diretor Geral	
Assinatura responsável 			
14. Resumo/Notas  <i>Neste relatório investiga-se a viabilidade do subsistema transponder de carga útil do primeiro satélite da Missão Espacial Completa Brasileira (MECB). Este satélite fará parte de um sistema de reportagem aleatória de dados enviados por Plataformas de Coleta de Dados (PCDs). A viabilidade da utilização de um transponder como canal de comunicação entre as PCDs e uma estação receptora depende do número de PCDs que o sistema pode atender com o nível de desempenho desejado. O transponder foi estudado preliminarmente no Anteprojeto do Primeiro Satélite da MECB. Sua viabilidade foi questionada em vista das dificuldades de construção de um amplificador com operação linear em toda a faixa dinâmica do sinal proveniente das PCDs. A fim de reduzir a faixa dinâmica do sinal à entrada do transponder, adota-se neste estudo o valor de 18° como limitante inferior da visibilidade das PCDs. Avalia-se a capacidade do sistema (i.e., o número de PCDs que o sistema comporta) com a nova restrição de visibilidade. Esta capacidade é então comparada à estimativa do número de PCDs a ser efetivamente instalado até o final da vida útil do primeiro satélite da MECB. Em seguida, efetuam-se cálculos de enlaces onde o ruído de intermodulação provocado pela não linearidade do transponder é considerado. Os resultados permitem a conclusão pela viabilidade do subsistema transponder.</i>			
15. Observações <i>Este trabalho representa um detalhamento das conclusões apresentadas em abril de 1983 pelo Grupo de Estudo de Viabilidade do Sub-sistema Transponder do Segmento Espacial do Satélite da MECB, formado por J. Kono, J.A. Rodrigues, J.R. de Oliveira, M.A. Rodrigues e o autor.</i>			

348790

### ABSTRACT

*In this report, the feasibility of the payload transponder system of the first satellite of the Brazilian Complete Space Mission (MECB) is investigated. This satellite will be part of a random reporting system of data transmitted by Data Collection Platforms (DCP's). The viability of the utilization of a transponder as the communication channel between the DCP's and a receiving station depends on the number of DCP's that the system may serve with the desired level of performance. The transponder was preliminarily studied in the project report of the first satellite of MECB. Its feasibility was questioned in view of the difficult construction of an amplifier with linear operation over the entire dynamic range of the signal sent by the DCP's. In order to reduce the dynamic range of the signal at the transponder input, the visibility of the DCP's is lower bounded by  $18^\circ$  in this study. The capacity of the system (i.e., the number of DCP's that the system holds) is evaluated under the new visibility constraint. This capacity is then compared with an estimate of the number of DCP's to be effectively installed until the end of the life span of the first satellite of MECB. Next, link calculations are presented where intermodulation noise produced by the transponder nonlinearity is considered. The results allow conclusion that the transponder system is viable.*

## SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS .....	v
LISTA DE TABELAS .....	vii
1. <u>INTRODUÇÃO</u> .....	1
2. <u>CAPACIDADE DO SISTEMA</u> .....	4
3. <u>CÁLCULOS DE ENLACE</u> .....	11
3.1 - Relação P/N <sub>0</sub> requerida .....	12
3.2 - Cálculo para a ligação ascendente .....	14
3.3 - Cálculo para a ligação descendente .....	14
3.4 - Cálculo do ganho do transponder .....	24
3.5 - Cálculo do fluxo máximo .....	25
4. <u>CONCLUSÃO</u> .....	27
<u>AGRADECIMENTOS</u> .....	29
<u>REFERÊNCIAS</u> .....	31

## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
1. Níveis relativos à entrada do transponder .....	3
2. Gráfico de $N(n)$ .....	8
3. Constelação de sinais do sistema de modulação utilizado .....	12
4. Amplificador de saída do transponder (exemplo típico) .....	16

## LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
1. Níveis de potência para vários ângulos de elevação .....	4
2. Tempos de visibilidade mútua médios das órbitas mais favoráveis ( $T_V$ ) e períodos entre transmissões (T) para PCDs em vários pontos do Brasil .....	9
3. Características dos transistores do exemplo da Figura 4 (valores típicos) .....	16
4. Recomendações da UIT para a máxima densidade de fluxo de potência .....	25

## 1. INTRODUÇÃO

No Anteprojeto do satélite número 1 da Missão Espacial Completa Brasileira, optou-se por uma carga útil constituída de um transponder. Este transponder recebe o conjunto de sinais emitidos pelas Plataformas de Coleta de Dados (PCDs), transpõe o espectro recebido da faixa de 401 a 403 MHz para a faixa de 2200 a 2290 MHz, amplifica o conjunto de sinais transpostos e o retransmite para a Terra, acrescido de um tom piloto para referência de frequência. A estimativa do Anteprojeto para a faixa dinâmica do conjunto de sinais recebidos no satélite é de 20 dB (INPE, 1979, Anexo 2, p. 143). Deste modo questionou-se a viabilidade do subsistema transponder, dada a dificuldade de realização de um amplificador, com as especificações do Anteprojeto, capaz de operar linearmente em toda uma faixa dinâmica de 20 dB. A inevitável não linearidade do amplificador de potência do transponder introduz ruído de intermodulação. Isto aumenta a probabilidade de erro na decodificação dos sinais e reduz o número máximo de PCDs no sistema, para um determinado nível de desempenho.

Na análise da estimativa da faixa dinâmica dos sinais recebidos pelo satélite verifica-se que a maior contribuição (11,3 dB) provém da variação da perda de propagação com o ângulo de elevação do satélite (visto pela plataforma) a partir da elevação mínima de  $5^{\circ}$ . Esta variação não é suficientemente compensada pelos diagramas de irradiação das antenas da PCD e do satélite em toda esta faixa de ângulos de elevação. A Figura 1 apresenta a variação do nível relativo de sinal à entrada do transponder com o ângulo de elevação do satélite ( $\alpha$ ). Estes níveis relativos foram obtidos a partir do diagrama de irradiação da antena da PCD (INPE, 1979, Anexo 1, p. 52) e da envoltória inferior do gabarito de ganho da antena UHF do satélite (INPE, 1979, Anexo 2, p. 149). Para a potência total irradiada pela PCD utilizou-se o valor de 0 dBW (1 watt). Este é o valor medido nas PCDs em construção no INPE. Níveis de sinais emitidos com vários ângulos de elevação são apresentados na Tabela 1. Do gráfico da Figura 1 observa-se que para elevações  $\alpha$  superiores a  $5^{\circ}$ , a faixa dinâmica do sinal

recebido é da ordem de 13,7 dB (considerando apenas as variações devidas aos diagramas de irradiação das antenas e à perda de propagação). Observa-se também que uma contribuição significativa para esta faixa dinâmica provém dos sinais com ângulos de elevação inferiores a  $18^\circ$ . Em elevação de  $18^\circ$ , o nível do sinal à entrada do transponder é idêntico ao de um sinal enviado por uma PCD situada diretamente abaixo do satélite ( $\alpha = 90^\circ$ ).

Os sinais com elevações superiores a  $18^\circ$  apresentam à entrada do transponder uma faixa dinâmica de 5,4 dB (outros fatores não considerados). A mesma faixa dinâmica é apresentada pelos sinais com elevações superiores a  $30^\circ$ . Com base nestas observações, adotou-se a elevação mínima de  $18^\circ$  para os sinais considerados como utilizáveis, isto é, aqueles que se esperam efetivamente decodificar. Os sinais com elevações  $\alpha$  no intervalo entre  $5^\circ$  e  $18^\circ$  serão aqui considerados como espúrios, capazes de prejudicar as transmissões de outras PCDs. É evidente que na prática, se um sinal com elevação inferior a  $18^\circ$  for decodificado corretamente em Terra, o resultado não será desperdiçado. A limitação de  $18^\circ$  não é uma limitação física; é apenas uma limitação de projeto, para que se possa avaliar o desempenho do sistema.

Um outro motivo para a adoção desta elevação mínima é que, nos locais onde serão instaladas PCDs, as visadas de baixa elevação estarão frequentemente bloqueadas por árvores e outros obstáculos naturais. O sistema de coleta de dados do satélite Landsat, por exemplo, também de órbita baixa (920 km), adota a elevação mínima de  $20^\circ$  (NASA, 1976).

No estudo que se segue, avalia-se a capacidade do sistema quando a elevação mínima de  $18^\circ$  é adotada. Obviamente, a visibilidade da estação receptora foi mantida em  $85^\circ$  a partir da vertical. A capacidade avaliada do sistema é então comparada à estimativa do número de PCDs a ser efetivamente instalado até o final da vida útil do primeiro satélite de MECB. Em seguida, efetuam-se cálculos de enlace onde o ruído de intermodulação é considerado. Finalmente, apresentam-se as conclusões do presente estudo.

NÍVEL DE  
POTÊNCIA  
RELATIVA (dB)

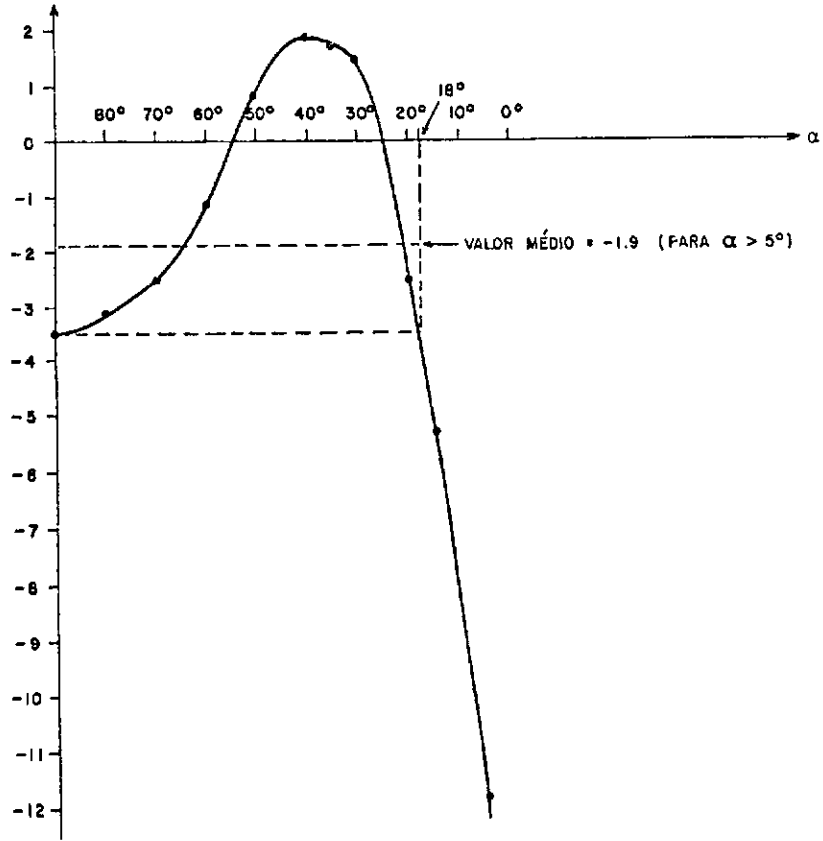


Fig. 1 - Níveis relativos à entrada do transponder.



TABELA 1

NÍVEIS DE POTÊNCIA PARA VÁRIOS ÂNGULOS DE ELEVAÇÃO

Elevação (α)	90°	80°	70°	60°	50°	40°	35°	30°	20°	18°	15°	5°
Desvio da vertical no satélite (α)	0°	9°	18°	26,8°	35,4°	43,7°	47,6°	51,3°	57,8°	59°	60,5°	63,8°
EIRP nominal (dBW)	-1,5	-1,0	0	2,0	4,0	5,0	5,0	5,0	2,5	2,1	1,1	-2,5
Perda de propagação relativa (dB)	0	0,1	0,5	1,1	2,0	3,3	4,1	4,9	7,0	7,6	8,4	11,3
Nível à entrada da antena UHF do satélite (dBW - 141,4 dB)	-1,5	-1,1	-0,5	0,5	2,0	1,7	0,9	0,1	-4,5	-5,5	-7,3	-13,8
Gainho da antena UHF do satélite (dB)	-2,0	-2,0	-2,0	-2,0	-1,1	0,2	0,8	1,4	2,0	2,0	2,0	2,0
Nível à entrada do transponder (dBW - 141,4 dB)	-3,5	-3,1	-2,5	-1,1	0,9	1,9	1,7	1,5	-2,5	-3,5	-5,3	-11,8

2. CAPACIDADE DO SISTEMA

Os sinais que chegam ao satélite são aleatórios no tempo e na frequência. As PCDs transmitem sinais de duração  $\tau$  a cada  $T$  segundos. De acordo com dados do Anteprojeto (INPE, 1979, Anexo 2, p. 135-137), a frequência das transmissões chega ao satélite com uma distribuição aproximadamente uniforme numa faixa de largura  $F = 26$  kHz ( $\pm 13$  kHz), da qual 18 kHz ( $\pm 9$  kHz) devem-se ao efeito Doppler e o restante deve-se à imprecisão dos osciladores das PCDs. O sinal transmitido por uma PCD ocupa uma faixa espectral de largura  $\Delta f$ . A probabilidade de interferência em uma transmissão em particular é dada por Coates (1975) (INPE, 1979, Anexo 1, p. 35):

$$P_i = 1 - \left(1 - \frac{2\tau}{T} \cdot \frac{2\Delta f}{F}\right)^{N-1}, \quad (1)$$

onde  $N$  é o número de PCDs no campo de visibilidade do satélite. Para  $N$  muito maior que 1 (como, espera-se, seja o caso), esta expressão pode ser aproximada por

$$P_i = 1 - \exp\left(-4 \frac{N \tau \Delta f}{T F}\right) . \quad (2)$$

Como se viu,  $F = 26$  kHz. Este valor depende principalmente dos parâmetros da órbita, e dificilmente poderia ser alterado. Os valores típicos de  $\tau$  e  $\Delta f$  adotados no Anteprojeto são de 400 msec e 2 kHz, respectivamente (INPE, 1979, Anexo 2, p. 135-137). A probabilidade de interferência de  $P_i$  pode ser diminuída com uma redução de  $\tau$  ou de  $\Delta f$ . No entanto, para preservar a quantidade de informação contida em uma transmissão, o produto  $\tau \Delta f$  deve ser mantido aproximadamente constante — transmissões mais curtas requerem uma largura de faixa maior. Como a probabilidade de interferência  $P_i$  depende de  $\tau$  e de  $\Delta f$ , apenas através do produto  $\tau \Delta f$ , decidiu-se manter a especificação do Anteprojeto para estes dois parâmetros. Substituindo os valores de  $\tau$ ,  $\Delta f$  e  $F$  na Equação 2 obtêm-se a relação

$$P_i = 1 - \exp\left(-\frac{N c}{T}\right) , \quad (3)$$

onde  $c = 0,123$  seg.

A probabilidade  $P_s$  de que pelo menos uma transmissão de uma determinada PCD seja recebida em Terra com sucesso (isto é, sem interferência) durante uma passagem do satélite depende do tempo  $T_v$  de visibilidade mútua entre a PCD, o satélite e a estação receptora localizada em Cuiabá. O número médio de transmissões de uma PCD durante este período de visibilidade mútua é dado por

$$n = \frac{T_v}{T} . \quad (4)$$

A probabilidade  $P_s$  satisfaz a relação (INPE, 1979, Anexo 1, p. 38)

$$P_s = 1 - P_i^n . \quad (5)$$

O desempenho do sistema é expresso em termos desta probabilidade. Seja  $P_s = 0,95$ . Então

$$P_i = 0,05^{1/n} . \quad (6)$$

Substituindo a Equação 6 e  $T = T_v/n$  na Equação 3, obtêm-se

$$N = - \frac{T_v}{nc} \ln(1 - (0,05)^{1/n}) . \quad (7)$$

Implícita na derivação da Equação 6 está a suposição de que o período entre transmissões  $T$  é constante para todas as PCDs. Em uma segunda análise, permite-se que o período  $T$  varie com a localização geográfica da PCD, de modo a melhor se adaptar às condições locais de tempos de visibilidade mútua.

A Figura 2 mostra o gráfico do número de plataformas  $N$  como função do número de repetições  $n$  (com  $T_v = 600$  seg). Esta função cresce rapidamente até um patamar (em aproximadamente  $n = 3$ ) e passa então a crescer lentamente até um valor máximo em  $n = 4,32$ . A partir deste ponto a função decresce lentamente. Embora o máximo seja obtido com  $n = 4,32$ , o valor de  $n = 3$  repetições por período de visibilidade mútua parece o mais adequado, pois permite um alto número de PCDs no sistema (muito próximo do máximo), sem no entanto sobrecarregar o sistema com um número excessivo de colisões. Deste modo, recomenda-se que cada PCD efetue em torno de três transmissões durante o tempo de visibilidade mútua das órbitas mais favoráveis. O período  $T$  entre as transmissões de uma PCD passa então a ser uma variável que depende da localização geográfica da PCD. Seja  $T(j)$  o período entre as transmissões da PCD  $j$ . A Tabela 2 apresenta os tempos de visibilidade mútua médios das melhores órbitas vistas por PCDs situadas em 12 pontos do território brasileiro. Escolheram-se 6 pontos internos e 6 pontos extremos do território. Os períodos  $T(j)$  adotados são iguais à terça parte destes

períodos de visibilidade mútua. A probabilidade  $P_i(k)$  de interferência em uma transmissão da PCD  $k$  pode ser expressa em termos dos períodos  $T(j)$  por

$$P_i(k) = 1 - \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \left(1 - \frac{c}{T(j)}\right), \quad (8)$$

onde  $c = 0,123$  seg. Estas probabilidades de interferência são aproximadamente constantes para as várias PCDs. Introduzindo um período efetivo entre transmissões  $T_{\text{efet}}$  igual à média harmônica dos períodos  $T(j)$ ,

$$T_{\text{efet}} = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{1}{T(j)}\right)^{-1}, \quad (9)$$

pode-se aproximar a probabilidade de interferência por

$$P_i(k) \cong P_i = 1 - \exp\left(-\frac{N c}{T_{\text{efet}}}\right). \quad (10)$$

Se  $P_s = 0,95$  e  $n = 3$ , obtêm-se da Equação 6 que  $P_i = 0,3684$ . Substituindo na Equação 10, com  $c = 0,123$  seg, tem-se

$$N = 3,74 T_{\text{efet}}, \quad (11)$$

onde  $T_{\text{efet}}$  é expresso em segundos.

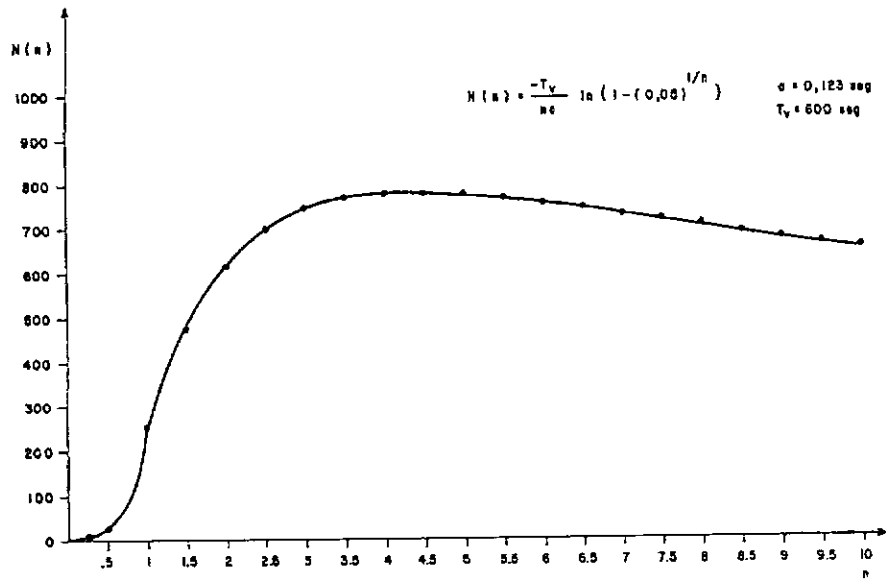


Fig. 2 - Gráfico de N(n).

TABELA 2

TEMPOS DE VISIBILIDADE MÚTUA MÉDIOS DAS ÓRBITAS MAIS FAVORÁVEIS ( $T_v$ ) E PERÍODOS ENTRE TRANSMISSÕES (T) PARA PCDs EM VÁRIOS PONTOS DO BRASIL

NÚMERO	LOCAL	LATITUDE	LONGITUDE (OESTE)	$T_v$ (seg)	T (seg)
1	Cuiabá	-15°30'	56°06'	449	150
2	Rondônia	-12°00'	62°00'	457	152
3	Pará	-8°00'	56°00'	457	152
4	Araguaia	-10°00'	50°00'	439	146
5	Brasília	-15°52'	48°14'	447	149
6	Londrina	-23°30'	51°15'	469	156
7	Oiapoque	+4°00'	52°00'	346	115
8	Cruzeiro do Sul	-7°36'	72°30'	341	114
9	Cabo Branco	-7°12'	34°42'	233	78
10	Chuy	-33°42'	53°27'	329	110
11	Monte Roraima	+5°12'	-60°42'	334	111
12	Natal	-5°30'	35°12'	233	78

Como uma estimativa de  $T_{\text{efet}}$  utiliza-se a média harmônica dos períodos entre transmissões das 12 PCDs listadas na Tabela 2:

$$T_{\text{efet}} = 119 \text{ seg.}$$

Portanto, encontra-se  $N = 445$  como uma estimativa do número médio de PCDs no círculo de visibilidade de  $5^\circ$  do satélite, isto é, o número médio de PCDs com potencial para interferir nas transmissões de uma determinada PCD. Como todas as PCDs efetuam 3 transmissões

durante o período de visibilidade mútua das órbitas mais favoráveis, as piores condições do canal são observadas pelas PCDs nas regiões próximas a Cuiabá, pois nesta área o círculo de visibilidade de  $5^\circ$  do satélite abrange aproximadamente todo o território brasileiro. O número de PCDs neste círculo varia com o movimento do satélite. Quando o satélite estabelece contato (a  $18^\circ$ ) com uma PCD localizada em Cuiabá, o número de PCDs no círculo de visibilidade de  $5^\circ$  é aproximadamente  $0,65 N_{tot}$ , onde  $N_{tot}$  é o número total de PCDs instaladas em todo o Brasil. Este número aumenta de maneira aproximadamente linear até o ponto em que o satélite sobrevoa Cuiabá, quando todas as  $N_{tot}$  se encontram na baliza de  $5^\circ$ . A partir daí, o número de PCDs na baliza de  $5^\circ$  decresce até o valor de aproximadamente  $0,65 N_{tot}$ , no ponto em que o satélite perde contato (a  $18^\circ$ ) com a PCD em Cuiabá. Portanto, o número médio de PCDs em condições de interferir com as transmissões da PCD de Cuiabá é  $N = 0,825 N_{tot}$ . Substituindo  $N = 445$ , obtém-se a estimativa de  $N_{tot} = 540$  PCDs para a capacidade por canal do sistema, quando a probabilidade de sucesso em pelo menos uma das 3 transmissões efetuadas durante o período de visibilidade mútua PCD-satélite-Cuiabá (das órbitas mais favoráveis) é igual ou superior a 0,95. Portanto, a capacidade dos 4 canais do sistema é estimada em

$$N^* = 2160 \text{ PCDs} \quad . \quad (12)$$

Considere-se agora a estimativa do número de PCDs a ser instaladas até o final da vida útil dos satélites desta série. Estima-se que um total de 300 PCDs sejam instaladas antes do lançamento do primeiro satélite, das quais 250 devem ser do tipo ARGOS (o Departamento Nacional de Águas e Energia Elétrica - DNAEE - pretende instalar, já em 1984, 23 unidades) e as 50 restantes serão instaladas pelo INPE para formar a rede piloto. Durante os 2 anos de vida útil do satélite, prevê-se a instalação de mais 200 PCDs, dada a capacidade de instalação de aproximadamente 10 PCDs por mês. Assim, o primeiro satélite deverá atender efetivamente a um total de 500 PCDs. Embora este número seja bastante reduzido e possa mesmo ser atendido com apenas um dos quatro canais do satélite, as estimativas para a demanda de PCDs

são bem superiores. A densidade de PCDs recomendada pela Organização Mundial de Meteorologia (OMM) é de uma estação para cada 600 km<sup>2</sup>. Isto representa um total de 14.000 estações espalhadas pelos 8.500.000 km<sup>2</sup> de extensão do território nacional. Atualmente existem apenas 7000 estações de coleta de dados instalados no Brasil (5000 hidrológicas e 2000 meteorológicas). Há portanto uma demanda significativamente maior que as 500 PCDs que, estima-se, serão servidas pelo primeiro satélite da MECB.

### 3. CÁLCULOS DE ENLACE

Nesta seção são apresentados os cálculos de enlace do subsistema transponder quando a elevação mínima dos sinais ascendentes considerados é de 18°. São considerados os efeitos de intermodulação provocados pela não-linearidade da resposta de transistores de micro-ondas típicos. Os cálculos seguem um desenvolvimento análogo ao apresentado no Anteprojeto (INPE, 1979, Anexo 2, Capítulo VII). Consideram-se os seguintes dados:

a) EIRP mínima de uma PCD ( $\alpha = 18^\circ$ ):

EIRP nominal ( $\alpha = 18^\circ$ )	2,1 dBW
Tolerância: -2 dB, + 0,5 dB	
EIRP mínima ( $\alpha = 18^\circ$ )	0,1 dBW

b) Ganho da antena receptora (UHF) do satélite (para PCD com elevação de 18°):

Valor mínimo do gabarito	2 dB
--------------------------	------

c) Ganho da antena transmissora (Banda S) do satélite (para estação terrena com elevação de 5°):

Valor mínimo do gabarito	2 dB
--------------------------	------



- d) Número médio de emissões simultâneas nos quatro canais (540 PCDs por grupo): 7,3

$$\frac{4 N_{\text{tot}} \tau}{T_{\text{efet}}} = \frac{4 \times 540 \times 0,4}{119} \approx 7,3$$

- e) Número máximo de emissões simultâneas nos quatro canais (excedido menos de 1% do tempo): 15

### 3.1 - RELAÇÃO P/N<sub>0</sub> REQUERIDA

Apresenta-se aqui o cálculo em dB da relação potência de sinal/densidade espectral de ruído ( $P/N_0$ ) necessária no enlace completo (entre a PCD e a estação terrena receptora). O sistema de modulação do enlace deverá ser modulação digital de fase com desvio de  $\pm 60^\circ$  e tolerância de  $\pm 6^\circ$  (INPE, 1979, Anexo 1, p. 47). A constelação de sinais deste sistema é mostrada na Figura 3.

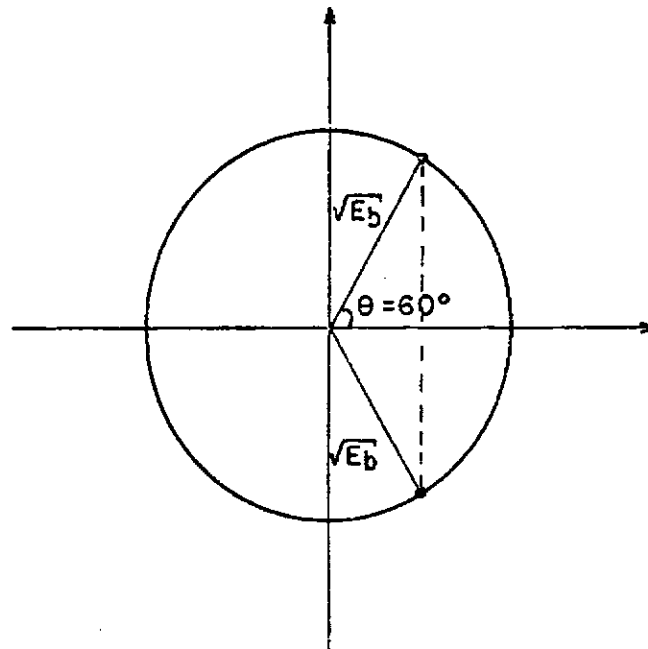


Fig. 3 - Constelação de sinais do sistema de modulação utilizado.

Trata-se de uma variação do sistema PSK tradicional que oferece vantagens na recuperação do sincronismo de portadora. Neste sistema a taxa de erro de bit (BER) é uma função da energia de bit ( $E_b$ ), da densidade espectral de ruído ( $N_0$ ), e do desvio de fase ( $\theta$ ) expressa por

$$\text{BER} = \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{2 \text{sen}^2(\theta) E_b}{N_0}} \right), \quad (13)$$

onde  $\text{erfc}(\cdot)$  denota a função complementar de erro. Especificando  $\text{BER} = 10^{-5}$ , têm-se os seguintes valores para a relação  $E_b/N_0$  (em dBHz):

$\theta = 54^\circ$	$E_b/N_0 = 11,4$
$\theta = 60^\circ$	$E_b/N_0 = 10,8$
$\theta = 66^\circ$	$E_b/N_0 = 10,3$

A avaliação pessimista do sistema é aquela que exige uma maior relação  $E_b/N_0$  para uma mesma BER.

A perda de modulação em um sistema de modulação digital de fase modulado por um trem de pulsos em formato Manchester é dada por

$$L_{\text{PM}} = -10 \log \left( \frac{4}{\pi} \int_0^\pi \frac{\text{sen}^4 x}{x^2} dx \right) \quad (14)$$

= 0,7 dB.

Observa-se que o fator  $\text{sen}^2(\theta)$  de redução de potência não é considerado na Equação 14 pois ele já está incluído na Equação 13.

Analisando o pior caso, tem-se:

$E_b/N_0$ ( $\theta = 54^\circ$ )	11,4
Taxa de transmissão (400 Baud)	26,0
Perda de modulação ( $\theta = 54^\circ$ )	0,7
<hr/>	
$P/N_0$ teórica	38,1
Perda de implementação prática	3,0
<hr/>	
$P/N_0$ requerida	41,1 dBHz
<hr/>	

Portanto  $P/N_0 = 41,1$  dBHz é uma avaliação pessimista da relação sinal/densidade de ruído requerida para a decodificação dos sinais com uma taxa de erro de bit igual ou inferior a  $10^{-5}$  erros/transmissão.

### 3.2 - CÁLCULO PARA A LIGAÇÃO ASCENDENTE

Nesta seção apresenta-se o cálculo (em dB) da relação  $P/N_0$  mínima disponível na ligação ascendente.

EIRP mínima	0,1
$(\lambda/4\pi d)^2$ para $d = 1676$ km ( $\alpha = 18^\circ$ )	-149
Ganho da antena UHF do satélite	2
$(1/kT)$ para $T = 1000$ K	198,6
Perdas diversas	-3
<hr/>	
$P/N_0$ (ascendente)	48,7 dBHz
<hr/>	

### 3.3 - CÁLCULO PARA A LIGAÇÃO DESCENDENTE

O cálculo da relação  $P/N_0$  necessária na ligação descendente pode ser feito de duas maneiras. A primeira consiste em adicionar uma margem de tolerância (e.g., 3 dB) à relação  $P/N_0$  total requerida e obter a relação  $P/N_0$  descendente a partir da expressão

$$(P/N_0)_{desc}^{-1} = (P/N_0)_{total}^{-1} - (P/N_0)_{asc}^{-1}, \quad (15)$$

sem considerar o ruído de intermodulação gerado pela não-linearidade do transponder. Espera-se que a margem de tolerância adicionada à relação  $P/N_0$  requerida seja suficiente para compensar os efeitos do ruído de intermodulação. Este é o método utilizado no Anteprojeto. O método alternativo inclui uma estimativa do ruído de intermodulação e procura a relação  $(P/N_0)_{desc}$  que maximiza a relação  $P/N_0$  total do enlace. Nesta seção considera-se inicialmente um projeto típico para o amplificador do transponder e utiliza-se o segundo método para avaliar a relação  $(P/N_0)_{desc}$ . Esta consideração permite uma conclusão quanto à viabilidade da solução transponder para o enlace. Em seguida utiliza-se o método do Anteprojeto para escolher valores apropriados para as várias relações  $(P/N_0)$  do enlace.

A relação  $P/N_0$  total do enlace é dada por

$$(P/N_0)_{enlace}^{-1} = (P/N_0)_{asc}^{-1} + (P/N_0)_{desc}^{-1} + (P/N_0)_{imd}^{-1}, \quad (16)$$

onde  $(P/N_0)_{imd}$  denota a relação entre a potência do sinal e a densidade de ruído de intermodulação. Obviamente a relação  $(P/N_0)_{desc}$  aumenta com o aumento da potência do sinal transposto. No entanto, a um aumento na potência deste sinal corresponde uma diminuição do "back off" de operação do amplificador de saída do transponder. Consequentemente, o amplificador passa a operar de modo menos linear e a relação  $(P/N_0)_{imd}$  é diminuída. Há portanto uma solução de compromisso entre as relações  $(P/N_0)_{desc}$  e  $(P/N_0)_{imd}$  que resulta na máxima relação  $P/N_0$  total.

O ruído de intermodulação depende das características de linearidade do amplificador de saída do transponder. Para inclusão deste ruído nos cálculos, considere-se um projeto típico para o amplificador de saída, como mostrado na Figura 4.

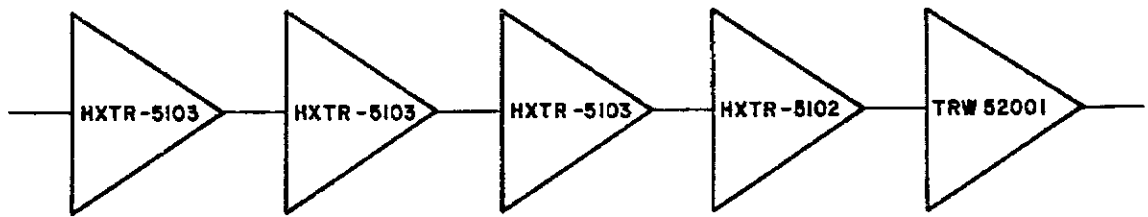


Fig. 4 - Amplificador de saída do transponder (exemplo típico).

Os transistores utilizados neste exemplo de projeto são transistores bipolares lineares de potência para operação em microondas. Suas características gerais são sumariadas na Tabela 3.

TABELA 3

CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES DO EXEMPLO DA FIGURA 4  
(VALORES TÍPICOS)

TRANSISTOR	HXTR-5103	HXTR-5102	TRW-52001
Fabricação	HP	HP	TRW
$V_{CE}$ (volt)	18	18	20
Frequência (GHz)	2,0	2,0	2,0
Ganho (dB)	11,0	11,5	6,0
Ponto de compressão de 1 dB (mW)	200	790	1800
Saturação (mW)	320	1260	2500
Ponto de IMD = -30 dB (mW)	200	350	1500
Corrente de emissor (mA)	30	110	220

A relação  $P/N_0$  da ligação descendente está ligada à potência efetiva isotropicamente irradiada pela antena S1 através da expressão

$$\left. \frac{P}{N_0} \right|_{\text{desc}} = \frac{\text{EIRP (S1)}}{L} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{G}{kT}, \quad (17)$$

onde L denota a perda atmosférica devida a descasamentos de polarização,  $\lambda = 0,136$  m é o comprimento de onda, d é a distância entre o satélite e a estação receptora, k é a constante de Boltzmann, e G/T é a razão ganho/temperatura da antena da estação receptora.

O mínimo valor de  $(P/N_0)_{\text{desc}}$  é obtido da Equação 17 quando se utilizam a EIRP mínima por emissão e a distância  $d = 2561$  km (referente à elevação de  $5^\circ$ ). Fazendo  $y = \text{EIRP(S1)}$  mínima por emissão (em dBW) e estimando  $L = 1$  dB (INPE, 1979, Anexo 2, p. 141) obtêm-se para a especificação de  $(P/N)_{\text{desc}}$  a seguinte relação em dB:

EIRP mínima por emissão (dBW)	y
$\lambda^2$	-17,3
G/T (antena de 10 m)	21
$L^{-1}$	-1
$(4\pi d)^{-2}$	-150,2
$k^{-1}$	228,6
<hr/>	
$\left. \frac{P}{N_0} \right _{\text{desc.}}$	y + 81,1
<hr/>	

Por outro lado a EIRP mínima por emissão está relacionada com a potência máxima requerida do transponder para os quatro canais da seguinte forma:

EIRP (S1) mínima por emissão (dBW)	y
Faixa dinâmica (detalhada adiante)	13
Fator correspondente ao número máximo (15) de emissões simultâneas	11,8

Inverso de ganho da antena S1	-2,0
Perdas entre transmissor e antena	2,5
<hr/>	
Potência máxima requerida do transponder para os quatro canais (dBW)	y + 25,3 dB

Fazendo  $P_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}}$  denotar a potência máxima requerida do transponder e utilizando as duas últimas relações, obtêm-se

$$\frac{P}{N_0} \Big|_{\text{desc}} = P_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}} + 55,8 \text{ (dB)} \quad (18)$$

Em termos absolutos a relação equivalente é

$$\frac{P}{N_0} \Big|_{\text{desc}} = 3,802 \times 10^5 P_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}}, \quad (19)$$

onde  $P_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}}$  é expressa em watts. A potência total máxima requerida do transponder deve incluir a potência do tom piloto (0,02 W). Seja  $P'_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}} = (P_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}} + 0,02)W$ . Substituindo esta expressão na Equação 19 obtêm-se

$$\frac{P}{N_0} \Big|_{\text{desc}} = 3,802 \times 10^5 (P'_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}} - 0,02) \quad (20)$$

com  $P'_{\text{m}\bar{\text{a}}\text{x}}$  expresso em watts.

A faixa dinâmica utilizada no cálculo acima foi estimada a partir das seguintes contribuições em dB:

a) Variação de potência das PCDs (-2, +0,5)	2,5
b) Discrepâncias entre os diagramas de radiação das antenas das PCDs	1,0
c) Flutuações irregulares no diagrama de radiação da antena receptora de UHF do satélite	2,0

d) Variação no ganho da antena UHF causada pelo balanço ( $\pm 15^\circ$ ) do satélite	2,4
e) Variação do nível de sinal à entrada do transponder devida aos diferentes ângulos de elevação $\alpha$ (valor médio - valor mínimo)	1,6
f) Variação da altitude do satélite (200 km)	2,5
g) Diferenças relativas à atenuação atmosférica, cintilação ionosférica, etc.	1,0
<hr/>	
Faixa Dinâmica	13,0 dB
<hr/>	

A faixa dinâmica obtida acima é um parâmetro útil nos cálculos desta seção, em que se consideram os efeitos de 15 emissões simultâneas. No entanto, ela difere da faixa dinâmica total apresentada pelo sinal de uma emissão de PCD. O cálculo desta faixa dinâmica total utiliza 5,4 dB (e não 1,6 dB) no item (e), o que resulta no valor de 16,8 dB.

A seguir avalia-se a degradação causada pelos produtos de intermodulação. Considere-se inicialmente o último transistor do projeto típico mostrado na Figura 4. Operando a uma potência de saída de 1,5 watt (1,76 dBW), este transistor apresenta uma relação portadora/produto de intermodulação de 2 tons puros  $(C/I)_2$  igual a 30 dB. Se a potência de saída (expressa em dBW) é  $P'$ , a relação  $(C/I)_2$  é aproximadamente  $2(1,76 - P') + 30$  dB. Para muitos tons, os produtos de intermodulação predominantes são do tipo  $f_1 + f_2 - f_3$ . Em Westcott (1967), obtêm-se que a relação portadora/potência total de intermodulação para muitos tons  $(C/P_i)_\infty$  é dada pela expressão

$$\left(\frac{C}{P_i}\right)_\infty = \left(\frac{C}{I}\right)_4 - 7,8 \text{ dB} , \quad (21)$$

onde  $(C/I)_4$  denota a relação portadora/potência de um produto típico de intermodulação do tipo  $f_1 + f_2 - f_3$  quando o número de portadoras é



igual a 4. Usando as fórmulas fornecidas em Westcott (1967) e Myia (1975), pode-se mostrar que (para a mesma potência total de entrada)

$$\left(\frac{C}{I}\right)_4 \Big|_{f_1 + f_2 - f_3} = \left(\frac{C}{I}\right)_2 \Big|_{2f_1 - f_2} \quad (22)$$

Portanto,

$$\left(\frac{C}{P_i}\right)_\infty = \left(\frac{C}{I}\right)_2 - 7,8 \quad (23)$$

Para o número máximo de emissões de PCD (igual a 15) a relação  $C/P_i$  é aproximadamente igual ao valor assintótico dado na Equação 23. Substituindo a estimativa de  $(C/I)_2$  para o transistor considerado, tem-se

$$\left(\frac{C}{P_i}\right) = 2(1,76 - P') + 30 - 7,8 \quad (24)$$

$$= 25,7 - 2P' \quad (25)$$

As emissões mais fracas estão 10,5 dB abaixo do nível médio. Este valor é obtido da faixa dinâmica de 13 dB reduzida de 2,5 dB referente ao item (f), que afeta todas as emissões simultaneamente. Portanto, a relação  $(C/P_i)$  mínima é dada por

$$\left(\frac{C}{P_i}\right)_{\min} = 15,2 - 2P' \quad (26)$$

A relação portadora/densidade espectral de ruído de intermodulação correspondente ao último transistor ( $T_1$ ) é dada por

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_1} = 15,2 + 33 - 2P' \text{ dBHz} \quad (27)$$

onde se adiciona o fator de 33 dB relativo à faixa de 2 kHz.

Um procedimento análogo, com os dados do penúltimo transistor ( $T_2$ ) e do antepenúltimo transistor ( $T_3$ ) do esquema da Figura 4, resulta nas seguintes relações (mínimas) portadora/densidade espectral de intermodulação:

$$\begin{aligned} \left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_2} &= 2(-4,56 + 6 - P') + 30 - 7,8 - 10,5 + 33 \\ &= 47,6 - 2P' \text{ dBHz} \quad , \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_3} &= 2(-7 + 6 + 11,5 - P') + 30 - 7,8 - 10,5 + 33 \\ &= 65,7 - 2P' \text{ dBHz} \quad . \end{aligned} \quad (29)$$

Em escala absoluta as relações dadas nas Equações 27, 28 e 29 são

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_1} = \frac{6,61 \times 10^4}{p'^2} \text{ Hz} \quad , \quad (30)$$

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_2} = \frac{5,75 \times 10^4}{p'^2} \text{ Hz} \quad , \quad (31)$$

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_3} = \frac{3,715 \times 10^4}{p'^2} \text{ Hz} \quad . \quad (32)$$

Combinando a especificação de 48,7 dBHz para a relação P/N ascendente com as Equações 20, 30, 31 e 32, pode-se finalmente montar a expressão para a relação portadora/densidade espectral de ruído do enlace completo:

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{enlace}}^{-1} = \left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{asc}}^{-1} + \left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{desc}}^{-1} + \left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{imd}, T_1}^{-1}$$

$$+ \left(\frac{P}{N_0}\right)^{-1}_{\text{imd}, T_2} + \left(\frac{P}{N_0}\right)^{-1}_{\text{imd}, T_3} \quad (33)$$

$$= 1,34 \times 10^{-5} + \frac{2,63 \times 10^{-6}}{(P' - 0,02)} + \frac{P'^2}{6,61 \times 10^4}$$

$$+ \frac{P'^2}{5,75 \times 10^4} + \frac{P'^2}{3,715 \times 10^6} \quad (34)$$

onde  $P'$  é expresso em watts.

Minimizando a Equação 34 com relação a  $P'$  obtém-se para a máxima relação  $P/N_0$  do enlace completo o valor de 46,0 dBHz, obtido com  $P' = 0,356$  Watt. Este valor é bem superior à relação  $P/N_0$  requerida do enlace (43 dBHz). Há portanto uma ampla margem de segurança.

Com  $P' = 0,356$  watt, a relação  $(P/N_0)_{\text{imd}}$  relativa aos três últimos transistores do esquema utilizado para o transponder é igual a 53,8 dBHz. A relação  $P/N_0$  do enlace descendente torna-se igual a 51,1 dBHz.

Os valores obtidos acima demonstram a viabilidade da solução transponder para a carga útil do 1º satélite da MECB. No entanto, as especificações do transponder não devem ser feitas em função de uma determinada escolha de transistores. Ademais, a diferença entre a relação  $P/N_0$  requerida do enlace (41,1 dBHz) e a relação  $P/N_0$  obtida (46 dBHz) é relativamente ampla, sugerindo que as características obtidas acima superdimensionam o transponder. Estas considerações sugerem a escolha de valores alternativos para as várias relações  $P/N_0$  envolvidas no enlace. A seguir apresentam-se especificações para o enlace que se mostram mais ajustadas à relação  $P/N_0 = 41,1$  dBHz requerida do enlace.

Permitindo uma margem de 3 dBHz (para acomodar o ruído de intermodulação) e considerando a relação  $(P/N_0)_{\text{asc}} = 48,7$  dBHz calculada na Seção 3.2, tem-se a seguinte relação:

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{desc}}^{-1} = \left(\frac{P}{N_0 \text{ enlace}}\right)^{-1} - \left(\frac{P}{N_0 \text{ asc}}\right)^{-1} \cdot (c/\text{margem}) \quad (35)$$

Efetutando o cálculo obtêm-se

$$\left(\frac{P}{N_0}\right)_{\text{desc}} = 45,9 \text{ dBHz} \quad .$$

Finalmente, pode-se utilizar a Equação 16 para calcular o valor mínimo da relação  $(P/N_0)_{\text{imd}}$  para que os requisitos do enlace completo sejam satisfeitos. Os resultados são sumariados a seguir.

$$(P/N_0)_{\text{asc}} = 48,7 \text{ dBHz} \quad , \quad (36)$$

$$(P/N_0)_{\text{desc}} = 45,9 \text{ dBHz} \quad , \quad (37)$$

$$(P/N_0)_{\text{imd}} = 44,2 \text{ dBHz} \quad , \quad (38)$$

$$(P/N_0)_{\text{enlace}} = 41,1 \text{ dBHz} \quad . \quad (39)$$

O requisito de que a relação  $(P/N_0)_{\text{imd}}$  apresentada pelo transponder seja superior a 44,2 dBHz pode ser expresso em termos da intermodulação de 2 tons,

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{2 \text{ tons}} \quad ,$$
$$2f_1 - f_2$$

através das Equações 23 a 27. Obtêm-se que a máxima intermodulação de 2 tons deve estar 29,5 dB abaixo de cada um dos tons. A intermodulação de 2 tons normalmente consta das especificações de transistores lineares.

A especificação de  $(P/N_0)_{desc} = 45,9$  dBHz resulta em uma máxima potência de saída do transponder igual a  $P' = 122$  mW (Equação 20). Este valor é utilizado na próxima seção para o cálculo do ganho do transponder.

### 3.4 - CÁLCULO DO GANHO DO TRANSPONDER

A seguir efetua-se o cálculo do ganho total do transponder.

Inicialmente calcula-se a potência mínima do sinal de entrada:

EIRP da PCD (valor mínimo, $\alpha = 18^\circ$ )	+ 0,1 dBW
$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \Big _{d = 1676 \text{ km}}$	- 149
Ganho da antena UHF do satélite	2,0
Perdas diversas	- 3,0
<hr/>	
Nível do sinal de entrada do transponder	- 149,9 dBW
<hr/>	

A potência efetiva mínima isotropicamente irradiada pelo satélite,  $EIRP(S1)_{min}$ , correspondente a uma única emissão está relacionada à potência máxima de saída  $P_{max}$  (não incluindo a potência do tom piloto) através da relação

$$EIRP(S1)_{min} = P_{max} - 25,3 \quad . \quad (40)$$

Esta relação foi obtida no cálculo que antecede a Equação 18. Substituindo  $P_{max} = - 9,9$  dBW (102 mW) obtém-se  $EIRP(S1)_{min} = - 35,2$  dBW.

Assim, a potência mínima de saída do transponder do sinal correspondente a uma única emissão de PCD é dada pela seguinte soma:

EIRP(S1) <sub>min</sub>	- 35,2 dBW
Inverso do ganho da antena S1	- 2,0
Perdas entre transmissor e antena	2,5
<hr/>	
Potência mínima de saída do transponder para uma única emissão	- 34,7 dBW
<hr/>	

O ganho do transponder é portanto igual a

$$- 34,7 - (-149,9) = 115,2 \text{ dB.}$$

### 3.5 - CÁLCULO DO FLUXO MÁXIMO

O regulamento internacional de radiocomunicações da União Internacional de Telecomunicações (UIT) recomenda que a máxima densidade do fluxo de potência proveniente de espaçonaves, que atinge a superfície da Terra, na faixa S de microondas, em qualquer banda de 4 kHz, não exceda os valores da Tabela 4.

TABELA 4

RECOMENDAÇÕES DA UIT PARA A MÁXIMA DENSIDADE DE FLUXO DE POTÊNCIA

ÂNGULO DE ELEVAÇÃO DA RADIÇÃO INCIDENTE	MÁXIMA DENSIDADE DE FLUXO RECOMENDADA
$0^{\circ} \leq \alpha \leq 5^{\circ}$	- 154 dB (W/m <sup>2</sup> )
$5^{\circ} \leq \alpha \leq 25^{\circ}$	$- 154 + \frac{\alpha - 5^{\circ}}{2^{\circ}} \text{ dB (W/m}^2\text{)}$
$25^{\circ} \leq \alpha \leq 90^{\circ}$	- 144 dB (W/m <sup>2</sup> )

Para verificar se os parâmetros obtidos nas seções anteriores satisfazem esta recomendação, calculam-se as densidades de fluxo incidente sobre a Terra. A máxima densidade de fluxo (correspondente a uma única emissão de PCD) com incidência vertical ( $\alpha = 90^\circ$ ) resulta da seguinte soma:

EIRP(S1) <sub>min</sub> ( $\alpha = 90^\circ$ )	- 39,2 dBW
$(1/4\pi d^2) \Big _{d = 700 \text{ km}}$	- 127,9
Inverso das perdas ( $L^{-1}$ )	- 1
Faixa dinâmica total (de uma emissão)	16,8
<hr/>	
Máxima densidade de fluxo por emissão ( $\alpha = 90^\circ$ )	- 151,3 dB(W/m <sup>2</sup> )
<hr/>	

Este valor está 7,3 dB abaixo da recomendação da UIT, o que permite que até 5 emissões compartilhem a mesma faixa de 4 kHz.

Para a elevação de  $\alpha = 5^\circ$ , tem-se o seguinte cálculo:

EIRP(S1) <sub>min</sub> ( $\alpha = 5^\circ$ )	- 35,2 dBW
$(\frac{1}{4\pi d^2}) \Big _{d = 2561 \text{ km}}$	- 139,2
$L^{-1}$	- 1
Faixa dinâmica total	16,8
<hr/>	
Máxima densidade de fluxo por emissão ( $\alpha = 5^\circ$ )	- 158,6 dB(W/m <sup>2</sup> )
<hr/>	

Este valor está 4,6 dB abaixo do limiar recomendado pela UIT. Portanto, o limiar da UIT será ultrapassado caso quatro ou mais emissões com densidades de fluxo próximas do valor máximo compartilhem simultaneamente a mesma faixa de 4 kHz. A probabilidade de ocorrência

deste evento pode não ser desprezível. Em todo caso, os eventos ocorrerão com duração média bastante curta, inferior a  $\tau = 0,4$  seg (duração de uma emissão).

#### 4. CONCLUSÃO

O presente trabalho investiga a viabilidade do subsistema transponder do segmento espacial do primeiro satélite da MECB. Inicialmente avalia-se a capacidade do sistema (em termos do número de PCDs) quando a visibilidade das PCDs é restrita às elevações superiores a  $18^{\circ}$ . A estimativa de 540 PCDs operando em cada um dos quatro canais do sistema indica que a sua capacidade é bastante superior ao número de PCDs com instalação prevista até o fim da vida útil do primeiro satélite da MECB.

A restrição da visibilidade a elevações superiores a  $18^{\circ}$  representa uma diminuição na faixa dinâmica do sinal visto pelo transponder. Utilizando especificações de alguns transistores lineares de microondas, verifica-se que a faixa dinâmica do sinal à entrada do transponder pode ser atendida dentro dos padrões de linearidade requeridos. Sugerem-se especificações para a máxima potência de saída, para a máxima intermodulação de dois tons e para o ganho do transponder.

Estas considerações permitem a conclusão pela viabilidade dos subsistema transponder de carga útil do segmento espacial do primeiro satélite da MECB.



AGRADECIMENTOS

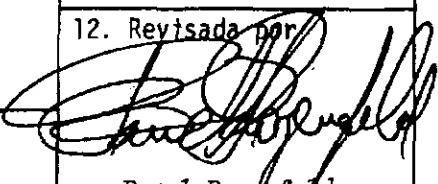


O presente estudo representa um detalhamento das conclusões apresentadas pelo Grupo de Trabalho para Estudo da Viabilidade do Subsistema Transponder do Segmento Espacial do Satélite da MECB.

O autor agradece aos demais integrantes do grupo, Janio Kono, José Antonio Rodrigues, José Roberto de Oliveira e Marcos Antonio Rodrigues, as valiosas discussões.

O autor também agradece a Kondapalli Rama Rao, Maureen Teresa Fitzgibbon Pereira e Valder Matos de Medeiros as simulações que deram origem aos tempos de visibilidade da Tabela 2.

## REFERÊNCIAS

- COATES, J.L. The NIMBUS-F random access measurement system (RAMS).  
*IEEE Transactions on Geoscience Electronics*, GE-13(1):18-27,  
Jan. 1975.
- INSTITUTO DE PESQUISAS ESPACIAIS (INPE). *Missão Espacial Completa.*  
*Estudo de viabilidade do satélite brasileiro; Anteprojeto do saté-*  
*lite.* [São José dos Campos], dez. 1979. Anexos 1 e 2.
- MIYA, K. ed. *Satellite communications engineering.* Tóquio, Japão.  
Lattice Company, 1975.
- NASA. *Landsat data users handbook.* Washington, DC, Goddard Space  
Flight Center, 1976. Appendix E.
- WESTCOTT, R.J. Investigation of multiple f.m./f.d.m. carriers through  
a satellite t.w.t. operating near saturation. *Proceedings of the*  
*IEE*, 114(sf):726-740, Jun. 1967.

1. Publicação nº <i>INPE-3028-RPI/90</i>	2. Versão	3. Data <i>Março, 1984</i>	5. Distribuição <input checked="" type="checkbox"/> Interna <input type="checkbox"/> Externa <input type="checkbox"/> Restrita
4. Origem <i>DTL/DST</i>	Programa <i>TRANSP</i>		
6. Palavras chaves - selecionadas pelo(s) autor(es) <i>TRANSPONDER CÁLCULO DE ENLACE</i> <i>PCD INTERMODULAÇÃO</i> <i>MECB</i>			
7. C.D.U.: <i>621.391.629.783</i>			
8. Título  <i>ESTUDO DE VIABILIDADE DO SUBSISTEMA TRANSPONDER DE CARGA ÚTIL DO PRIMEIRO SATÉLITE DA MECB</i>		10. Páginas: <i>40</i>	
		11. Última página: <i>31</i>	
		12. Revisada por  <i>Pawel Rosenfeld</i>	
9. Autoria <i>Max Henrique M. Costa</i>		13. Autorizada por   <i>Nelson de Jesus Parada</i> Diretor Geral	
Assinatura responsável  			
14. Resumo/Notas  <i>Neste relatório investiga-se a viabilidade do subsistema transponder de carga útil do primeiro satélite da Missão Espacial Completa Brasileira (MECB). Este satélite fará parte de um sistema de reportagem aleatória de dados enviados por Plataformas de Coleta de Dados (PCDs). A viabilidade da utilização de um transponder como canal de comunicação entre as PCDs e uma estação receptora depende do número de PCDs que o sistema pode atender com o nível de desempenho desejado. O transponder foi estudado preliminarmente no Anteprojeto do Primeiro Satélite da MECB. Sua viabilidade foi questionada em vista das dificuldades de construção de um amplificador com operação linear em toda a faixa dinâmica do sinal proveniente das PCDs. A fim de reduzir a faixa dinâmica do sinal à entrada do transponder, adota-se neste estudo o valor de 18° como limitante inferior da visibilidade das PCDs. Avalia-se a capacidade do sistema (i.e., o número de PCDs que o sistema comporta) com a nova restrição de visibilidade. Esta capacidade é então comparada à estimativa do número de PCDs a ser efetivamente instalado até o final da vida útil do primeiro satélite da MECB. Em seguida, efetuam-se cálculos de enlaces onde o ruído de intermodulação provocado pela não linearidade do transponder é considerado. Os resultados permitem a conclusão pela viabilidade do subsistema transponder.</i>			
15. Observações <i>Este trabalho representa um detalhamento das conclusões apresentadas em abril de 1983 pelo Grupo de Estudo de Viabilidade do Subsistema Transponder do Segmento Espacial do Satélite da MECB, formado por J. Kono, J.A. Rodrigues, J.R. de Oliveira, M.A. Rodrigues e o autor.</i>			