

## Capítulo 4 - Relação Sinal Ruído (SNR) e Faixa Dinâmica Livre de Espúrios ( SFDR) para enlaces analógicos

### 4.1 - Relação sinal-ruído

Neste capítulo, é analisada em detalhes a detecção coerente (AM, PM, e FM) e a detecção direta, a fim de se enfatizar suas semelhanças e diferenças. A SNR (relação sinal ruído) para cada enlace é derivada primeiramente, e posteriormente a SFDR ( Faixa Dinâmica Livre de Espúrios) para um único canal e para vários canais com multiplexação de subportadora (SCM).

Diagramas de bloco de enlaces com detecção direta (DD), modulação em amplitude (AM), modulação em frequência (FM) e modulação em fase (PM) , os três últimos casos com detecção coerente, são mostrados na Fig. 4.1. No enlace DD, o sinal de entrada é aplicado a um modulador de Mach-Zehnder. No receptor, o sinal óptico é detectado e é passado por um amplificador banda base. No sistema AM coerente, o sinal é combinado com a luz de um laser oscilador local (OL), que usa um acoplador direcional de 3 dB. Este sinal óptico é então detectado, amplificado em frequência intermediária (FI), e aplicado a um dispositivo quadrático para recuperar o sinal banda base. No sistema PM, o sinal de entrada é a fase de uma portadora óptica. No receptor, sinal é combinado com a luz do laser OL e detectado. É então amplificado em FI, limitado, passado por um filtro de atraso de linha, detectado em envelope, e integrado. No sistema FM, o sinal de entrada é integrado antes de ser aplicado a um modulador de fase. O receptor FM é idêntico ao PM, exceto que não há nenhum integrador antes da saída.

A potência óptica do sinal recebido  $P_R$  por um receptor pode ser expressa como  $P_R = P_{\text{laser}} \cdot L_e \cdot L_{\text{in}}$  , onde  $P_{\text{laser}}$  é a potência de saída do laser transmissor,  $L_e$  é a perda de excesso do enlace, e  $L_{\text{in}}$  é a perda intrínseca do modulador externo.  $L_{\text{in}} = 0.5$  para um modulador de amplitude externo polarizado para eliminar a distorção de segunda ordem, e  $L_{\text{in}} = 1.0$  para um modulador de fase

externo. É definida uma potência óptica normalizada transmitida  $P_S = P_{\text{laser}} \cdot L_e$ , e esta é usada nas comparações de enlace deste trabalho.

Em todos os casos, há filtragem implícita nos amplificadores banda base e de FI. Com a finalidade de análise, é assumido que a largura de banda dos amplificadores é suficientemente grande para passagem dos sinais sem distorção, inclusive sinais com largura de banda aumentada por ruído de fase. Nos sistemas coerentes, são utilizados os receptores balanceados para aumento da potência recebida do sinal e para suprimir parte do ruído de intensidade relativa (RIN).

O campo incidente do sinal óptico em cada fotodetector para os enlaces DD, AM, PM, e FM são representados por [12]

$$e_{DD}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2} [1 + n_{RS}(t)] [1 + \text{sen}(mx(t))]} \cdot \exp i [\omega_s t + \varphi_{nS}(t)], \quad (4.1)$$

$$e_{AM}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{4} [1 + n_{RS}(t)] [1 + \text{sen}(mx(t))]} \cdot \exp i [\omega_s t + \varphi_{nS}(t)], \quad (4.2)$$

$$e_{PM}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2} [1 + n_{RS}(t)]} \cdot \exp i [\omega_s t + \varphi_{\Delta} x(t) + \varphi_{nS}(t)], \quad (4.3)$$

$$e_{FM}(t) = \sqrt{\frac{P_s}{2} [1 + n_{RS}(t)]} \cdot \exp i \left[ \omega_s t + \omega_{\Delta} \int x(t) dt + \varphi_{nS}(t) \right], \quad (4.4)$$

onde  $n_{RS}(t)$  é o ruído de intensidade relativa (RIN) do laser de sinal,  $\omega_s$  e  $\varphi_{nS}(t)$  são a frequência óptica e o ruído de fase do laser de sinal, respectivamente,  $x(t)$  é o sinal normalizado aplicado,  $m$  é o índice de modulação em amplitude,  $\varphi_{\Delta}$  é o desvio de fase, e  $\omega_{\Delta}$  é o desvio de frequência.

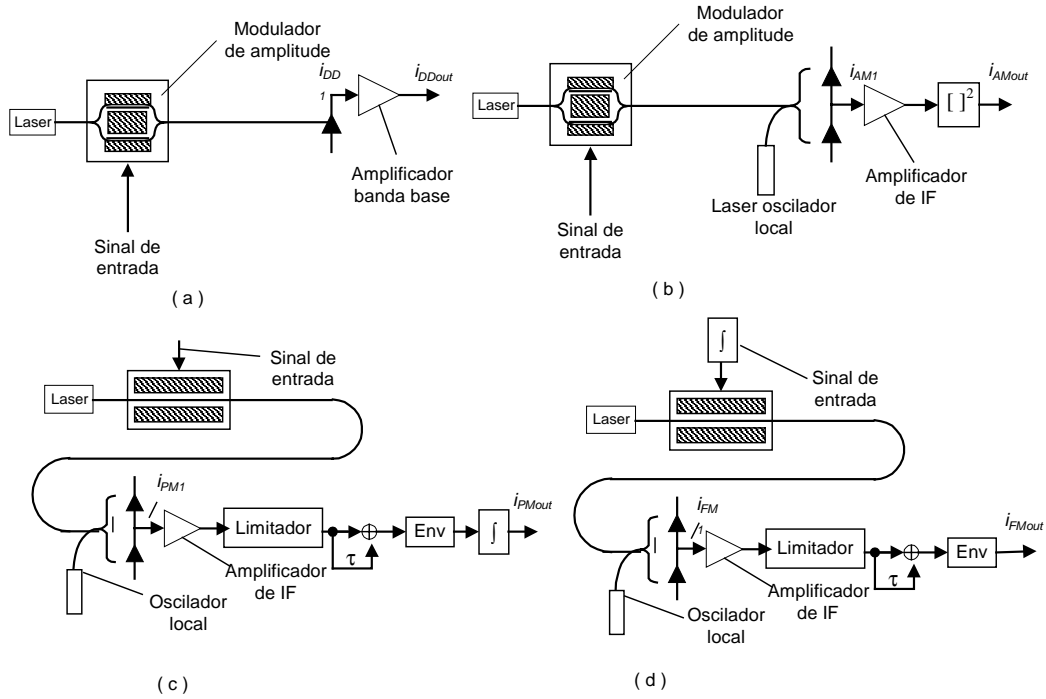


Figura 4.1 - Representação esquemática de enlaces ópticos com: (a) Detecção Direta (DD) (b) Modulação em Amplitude AM (c) Modulação em Fase (PM) (d) Modulação em Frequência (FM).

O campo do oscilador local em cada fotodetector para os enlaces coerentes é dado por:

$$e_{LO}(t) = \sqrt{\frac{P_{LO}}{2}} [1 + n_{RLO}(t)] \cdot \exp[i(\omega_{LO}t + \varphi_{nLO}(t))] \quad (4.5)$$

onde  $P_{LO}$  é a potência total do oscilador local recebida no fotodetector,  $n_{RLO}(t)$  é o ruído de intensidade relativa (RIN) do laser OL, e  $\omega_{OL}$  e  $\varphi_{nLO}(t)$  são a frequência óptica e o ruído de fase do laser OL, respectivamente.

Desprezando os termos dc, as correntes detectadas (indicadas pelo subscrito “1”) nos quatro enlaces são dadas por [11] :

$$i_{DD1} = h_1(t) * \left\{ R \frac{P_S}{2} [\sin(mx(t)) + n_{RS}(t) + \sin(mx(t))n_{RS}(t)] + n_{sh}(t) \right\} + n_{sh}(t) \quad (4.6)$$

$$K_1 = P_S P_{LO} [1 + n_{RS}(t)] [1 + n_{RLO}(t)] [1 + \sin(mx(t))] \quad (4.7-a)$$

$$K_2 = \frac{1}{2} R [P_S n_{RS}(t) + P_{LO} n_{RLO}(t)] \quad (4.7-b)$$

$$K_3 = \frac{1}{2} R \left[ \frac{P_S}{2} n_{RS}(t) + P_{LO} n_{RLO}(t) \right] \quad (4.7-c)$$

$$K_4 = [h_1(t) + h_2(t)] \quad (4.7-d)$$

$$i_{AM1} = K_4 * \left\{ R \sqrt{\frac{1}{2} K_1} [1 + \sin(mx(t))] \times \cos[\omega_{IF} t + \varphi_{ns}(t) - \varphi_{nLO}(t)] + n_{sh}(t) \right\} + n_{th} + K_4 * K_3 \quad (4.7-e)$$

$$i_{PM1} = K_4 * \left\{ R \sqrt{K_1} \times \cos[\omega_{IF} t + \varphi_{\Delta} x(t) + \varphi_{ns}(t) - \varphi_{nLO}(t) + n_{sh}(t)] + n_{sh}(t) \right\} + n_{th} + K_4 * K_2 \quad (4.8)$$

$$i_{FM1} = K_4 * \left\{ R \sqrt{K_1} \times \cos\left[\omega_{IF} t + \omega_{\Delta} \int x(t) dt + \varphi_{ns}(t) - \varphi_{nLO}(t) + n_{sh}(t)\right] + n_{sh}(t) \right\} + n_{sh} + K_4 * K_2 \quad (4.9)$$

onde R é a responsividade dos fotodetectores,  $h_1(t)$  e  $h_2(t)$  são as respostas ao impulso dos dois fotodetectores, e  $n_{sh}(t)$  e  $n_{th}(t)$  são as contribuições devidas aos ruídos balístico e térmico, respectivamente. O ruído balístico é definido pelo fotodetector em cada sistema, conforme comentado. Considerando que o ruído térmico é somado depois da detecção, este não é então afetado pelas respostas ao impulso dos detetores. Idealmente, as respostas ao impulso dos fotodetectores em um receptor balanceado são perfeitamente casadas; na prática, elas são um pouco diferentes. Será assumido que a função de transferência do fotodetector é aproximadamente plana dentro da largura de banda do sinal recebido, e que elas diferem por um pequeno fator. Sob esta hipótese, pode ser escrito

$$[h_1(t) + h_2(t)] * A(t) \cong 2A(t) \quad (4.10)$$

e

$$\Delta h(t) \equiv h_1(t) - h_2(t) . \quad (4.11)$$

A seguir, serão derivadas expressões para as correntes de saída dos quatro enlaces. Os termos de ruído de alta ordem e os produtos entre o ruído e o sinal modulado (que não inclui o componente de FI da portadora) são negligenciados, desde que enlaces analógicos têm alta SNR e intensidades de modulação pequenas. A corrente de saída do enlace de DD é [11]:

$$i_{DDout}(t) \cong R \frac{P_S}{2} \left[ mx(t) - \frac{m^3}{6} x^3(t) + n_{RSbb}(t) \right] + n_{Dbb}(t) \quad (4.12)$$

onde  $n_D(t)$  é a soma dos ruídos balístico e térmico. Nesta expressão, foi feita uma expansão para pequenos sinais do termo de sinal de entrada, e o termo proporcional a  $m^3$  resultará em distorção por intermodulação. O subscrito *bb* indica ruído banda base.

A corrente de saída do enlace AM é determinada por

$$Z_1 = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \quad (4.13-a)$$

$$Z_2 = RP_S n_{bp}(t) \quad (4.13-b)$$

$$Z_3 = RP_{LO} n_{RLObp}(t) \quad (4.13-c)$$

$$Z_4 = [\varphi_{nS}(t) - \varphi_{nLO}(t)] \quad (4.13-d)$$

$$i_{AMout}(t) \cong \sqrt{2}Z_1 \left\{ \frac{1}{2} R \sqrt{\frac{P_S}{P_{LO}}} \left[ mx(t) - \frac{m^3}{6} x^3(t) + n_{RSbb}(t) + n_{RLObb}(t) \right] + \frac{1}{2} \Delta h(t) * \left[ \frac{Z_2}{2\sqrt{2}} + \frac{Z_3}{\sqrt{2}} \right] + \frac{n_{Dbp}(t)}{\sqrt{2}} \right\} . \quad (4.13-e)$$

O termo proporcional a  $m^3$  é novamente devido a uma expansão para pequenos sinais, e resulta em distorção de intermodulação. Nesta expressão

os termos centrados em torno da frequência intermediária ( $2\omega_{FI}$ ) foram negligenciados. O subscrito *bp* indica ruído passa banda. Os termos de ruído passa banda são divididos por um fator de  $\sqrt{2}$ , para representar o efeito na potência de ruído recebida da passagem por um dispositivo quadrático e filtragem passa baixa na saída de receptor.

O sinal PM é recuperado por uma cadeia que consiste de um limitador, um discriminador de fase, e um detetor de envelope. Depois do limitador, são eliminados os termos de RIN que multiplicam o termo em coseno, e os componentes em quadratura dos termos do ruído de amplitude se tornam parte do argumento do coseno:

$$i_{PM2}(t) = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos[\omega_{IF}t + \varphi_{\Delta}x(t) + \varphi_{tot}(t)], \quad (4.14)$$

onde o ruído total na fase do sinal é determinado por:

$$\varphi_{tot}(t) = \varphi_{nS}(t) - \varphi_{nLO}(t) + \frac{1}{2R\sqrt{P_S P_{LO}}} (RP_S n_{RSq}(t) + RP_{LO} n_{RLOq}(t) + n_{Dq}(t)). \quad (4.15)$$

O filtro de atraso de linha tem uma função de transferência dada por

$$H(f) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_{IF}}\right) \quad (4.16)$$

onde foi escolhido o atraso do filtro como  $\tau = 1/2f_{IF}$ . Para um sinal centrado em  $f_{IF}$ , a função de transferência pode ser expandida em

$$H(f) \cong -\frac{\pi}{2f_{IF}}(f - f_{IF}) + \frac{1}{6} \left[ \frac{\pi}{2f_{IF}}(f - f_{IF}) \right]^3 \quad (4.17).$$

Usando o teorema da derivada de Fourier para relacionar a corrente de entrada no discriminador com a corrente de saída, obtém-se

$$i_{PM3}(t) = KR\sqrt{P_s P_{LO}} \left\{ -\frac{1}{4f_{IF}} \left[ \dot{\varphi}_\Delta x(t) + \dot{\varphi}_{ntot}(t) \right] + \frac{1}{6} \left( \frac{1}{4f_{if}} \right)^3 \left[ \ddot{\varphi}_\Delta x(t) - i3\dot{\varphi}_\Delta^2 x(t) - \varphi_\Delta^3 \dot{x}(t) \right] \right\} \\ \times \cos[2\pi f_{if} t + \varphi_\Delta x(t) + \varphi_{ntot}(t) + \varphi_o] \quad (4.18)$$

Em (4.18), foram negligenciados os termos do ruído de alta ordem e termos cruzados sinal-ruído (que são pequenos comparados ao sinal de primeira ordem e termos de ruído). Depois do detector de envelope e o integrador, tem-se

$$i_{PMout}(t) = KR\sqrt{P_s P_{LO}} \left\{ -\frac{1}{4f_{IF}} \left[ \varphi_\Delta x(t) + \varphi_{ntot}(t) \right] + \frac{1}{6} \left( \frac{1}{4f_{if}} \right)^3 \left[ \ddot{\varphi}_\Delta x(t) - i\frac{3}{2}\dot{\varphi}_\Delta^2 x^2(t) - \varphi_\Delta^3 \int \dot{x}^3(t) dt \right] \right\} \quad (4.19)$$

Pode ser mostrado que, para uma faixa de sinal de uma oitava, os únicos termos de intermodulação significantes que caem dentro da faixa do sinal são os vindos do termo proporcional a  $\varphi_\Delta^3$ , [11] e chega-se assim a

$$i_{PMout}(t) \cong K \left\{ Z_1 \left[ \varphi_\Delta x(t) - \frac{\varphi_\Delta^3}{6} \left( \frac{1}{4f_{IF}} \right)^2 \int \dot{x}^3(t) dt \right] + Z_1 \cdot Z_4 + \frac{1}{2} \Delta h(t) * [Z_2 + Z_3] + n_{Dbp}(t) \right\} \quad (4.20)$$

O termo proporcional a  $\varphi_\Delta^3$  surge devido a imperfeições na linearidade do discriminador de fase. Este termo é obtido por uma expansão para pequenos sinais da função de transferência do discriminador, e resulta em distorção de intermodulação.

A única diferença entre os receptores FM e PM é a falta de um integrador após o detector de envelope no caso FM. Isto resulta em

$$i_{FM\ out}(t) = TR\sqrt{P_s P_{LO}} \left\{ -\frac{1}{4f_{IF}} \left[ \varphi_{\Delta} \dot{x}(t) + \dot{\varphi}_{mot}(t) \right] + \frac{1}{6} \left( \frac{1}{4f_{if}} \right)^3 \left[ \omega_{\Delta} \ddot{x}(t) - i3\omega_{\Delta}^2 x(t) \dot{x}(t) - \omega_{\Delta}^3 x^3(t) \right] \right\} \quad (4.21)$$

Pode-se então mostrar que, para uma faixa de sinal de uma oitava, os únicos termos de intermodulação significantes que caem dentro da faixa do sinal são os vindos do termo proporcional a  $\varphi_{\Delta}^3$ , e chega-se assim a

$$i_{FMout}(t) \cong T \left\{ Z_1 \left[ \omega_{\Delta} x(t) - \frac{\omega_{\Delta}^3}{6} \left( \frac{1}{4f_{IF}} \right)^2 x^3(t) \right] + Z_1 \cdot Z_4 + \frac{1}{2} \Delta h(t) * [Z_2 + Z_3] + \dot{n}_{Dbp}(t) \right\}, \quad (4.22)$$

onde T é uma constante com dimensões de tempo associadas ao discriminador de frequência. O termo proporcional a  $\omega_{\Delta}^3$  surge devido a imperfeições na linearidade do discriminador de frequência por atraso de linha, e resulta em distorção de intermodulação.

Para os quatro enlaces, as relações sinal-ruído correspondentes (SNR's) são determinadas por

$$SNR_{DD} = m^2 \frac{(RP_S)^2 \langle x^2(t) \rangle}{(RP_S)^2 \langle n_{RSbb}^2 \rangle + 4 \langle n_{Dbb}^2 \rangle} = m^2 SNR_{DDo} \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned} SNR_{AM} &= m^2 \frac{R^2 P_S P_{LO} \langle x^2(t) \rangle}{R^2 P_S P_{LO} (\langle n_{RSbb}^2 \rangle + \langle n_{RLObb}^2 \rangle) + \frac{1}{4} b(RP_S)^2 \langle n_{RSbp}^2 \rangle + b(RP_{LO})^2 \langle n_{RLObp}^2 \rangle + 4 \langle n_{Dbp}^2 \rangle} \\ &= m^2 SNR_{AMo} \end{aligned} \quad (4.24)$$



$$\begin{aligned}
SNR_{PM} &= \varphi_{\Delta}^2 \frac{4R^2 P_S P_{LO} \langle x^2(t) \rangle}{4R^2 P_S P_{LO} \langle (\varphi_{ns} - \varphi_{nLO})^2 \rangle + (1/4)b(RP_S)^2 \langle n_{RSbp}^2 \rangle + \frac{1}{4}b(RP_{LO})^2 \langle n_{RLObp}^2 \rangle + 4 \langle n_{Dbp}^2 \rangle} \\
&= \varphi_{\Delta}^2 SNR_{PMo}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

$$\begin{aligned}
SNR_{FM} &= \left( \frac{\omega_{\Delta}^2}{B} \right)^2 \frac{4B^2 R^2 P_S P_{LO} \langle x^2(t) \rangle}{4R^2 P_S P_{LO} \langle (\dot{\varphi}_{ns} - \dot{\varphi}_{nLO})^2 \rangle + \frac{1}{4}b(RP_S)^2 \langle \dot{n}_{RSbp}^2 \rangle + \frac{1}{4}b(RP_{LO})^2 \langle \dot{n}_{RLObp}^2 \rangle + 4 \langle \dot{n}_{Dbp}^2 \rangle} \\
&= \left( \frac{\omega_{\Delta}}{B} \right)^2 SNR_{FMo}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Onde  $B$  é a largura de banda do sinal banda base  $x(t)$  e  $b$  é o fator de casamento do fotodetector. As SNR's normalizadas  $SNR_{DDo}$ ,  $SNR_{AMo}$ ,  $SNR_{PMo}$ , e  $SNR_{FMo}$ , são as SNR's para cada um dos enlaces considerando um índice de modulação unitário; nota-se que o índice de modulação para enlaces PM e FM pode exceder a unidade.

As Equações (4.23) a (4.26) indicam que a SNR aumenta monotonicamente com o índice de modulação. O máximo índice de modulação útil está limitado pela distorção de intermodulação associada com efeitos não lineares. Na próxima seção, serão derivadas expressões para o máximo índice de modulação útil e a faixa dinâmica livre de espúrios associada.

## 4.2 - Faixa Dinâmica Livre de Espúrios para um Único Canal

Um parâmetro importante na medida do desempenho de um enlace analógico é a faixa dinâmica, definida como a razão entre a maior e a menor intensidade de sinal que um sistema pode transportar. Porém, devido a não linearidades nos sistemas, são criados produtos de intermodulação espúrios, os quais podem mascarar ou imitar sinais reais. Portanto, a SFDR (Spurious Free Dynamic Range) é normalmente usada como medida de desempenho para um sistema analógico. De maneira simplificada, a SFDR é faixa dinâmica onde o máximo nível de sinal é limitado pelos produtos de intermodulação. A

potência mínima de RF de entrada para esta faixa é aquela que resulta no sinal recebido com o mesmo nível do ruído gerado pelo receptor e pelo ruído de intensidade relativa do laser (RIN). A potência máxima de RF de entrada nesta faixa é aquela onde o produto de intermodulação de terceira ordem gerado pelas não linearidades do laser ou do modulador externo está no mesmo nível do ruído.

Agora, será derivada a faixa dinâmica livre de espúrios (SFDR) para um enlace com um único canal. Na próxima seção, será considerada a SFDR de sistemas nos quais canais com multiplexação de sub-portadora (SCM) são transmitidos pelo enlace. As expressões de corrente de saída de (4.12), (4.13), e (4.14) podem ser escritas na forma

$$i_{out} = s\{rx(t) + b_3[rx(t)]^3\} + n_{tot}(t) \quad (4.27),$$

onde  $r$  é o índice de modulação,  $s$  é a amplitude do sinal,  $b_3$  é o coeficiente que descreve as não linearidades de terceira ordem, e  $n_{tot}(t)$  é o ruído total. As não linearidades para o enlace PM são ligeiramente diferentes. A Tabela 4.1 mostra  $r$  e  $b_3$  para os vários enlaces. No Capítulo 3 foi mostrado que as expressões genéricas de SNR para os vários enlaces podem ser escritas como (3.25), repetida aqui para melhor compreensão:

$$SNR = r^2 \frac{s^2 \langle x^2(t) \rangle}{\langle n_{tot}^2(t) \rangle} = r^2 SNR_o \quad (4.28)$$

A medida chave de desempenho de um enlace analógico é a faixa dinâmica livre de espúrios (SFDR), já definida como a relação (em dB) entre a máxima potência de sinal e a mínima potência de sinal que o enlace pode transportar. Em altas profundidades de modulação, as não linearidades de terceira ordem resultam em produtos de intermodulação significantes, que caem dentro da faixa sinal. Pode ser mostrado que a SFDR é a SNR na qual a potência de intermodulação é igual a potência de ruído [12].

Na derivação da SFDR é assumido um sinal de teste normalizado da forma

$$x(t) = \alpha_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \alpha_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (4.29)$$

onde  $\alpha_1^2 + \alpha_2^2 = 1$ , levando a  $\langle x(t)^2 \rangle = 0.5$ , e  $\varphi_1$  e  $\varphi_2$  são constantes de fase arbitrárias. Para uma largura menor que uma oitava da largura de banda total, a máxima potência de intermodulação que cai dentro da faixa é

$$\langle i_{NL3}^2 \rangle = \frac{9}{128} S^2 b_3^2 r^6 \quad (4.30)$$

onde os únicos termos importantes que caem dentro da banda do sinal estão em  $2\omega_1 - \omega_2$  e  $2\omega_2 - \omega_1$ . Isto acontece para  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1/\sqrt{2}$ . Fazendo a potência de intermodulação igual a potência de ruído, mostra-se que o índice de modulação útil máximo é determinado por

$$r^2 = \left( \frac{64}{9} \frac{1}{b_3^2 SNR_o} \right)^{1/3} \quad (4.31).$$

Considerando que a SFDR é definida como a SNR para a máxima profundidade de modulação útil, (4.31) é substituída em (4.28) resultando na SFDR:

$$SFDR = \left[ \frac{8SNR_o}{3|b_3|} \right]^{2/3} \quad (4.32)$$

Para um enlace PM com o sinal de teste descrito pela equação (4.29), a potência de intermodulação total é determinada por

$$\langle i_{NL3}^2 \rangle = \frac{K^2}{2} \left[ \frac{\phi_{\Delta}^3}{6} \frac{3}{4} \left( \frac{1}{4f_{IF}} \right)^2 \right]^2 \left[ \alpha_1^2 \alpha_2 \left( \frac{\omega_1^2 \omega_2}{2\omega_1 - \omega_2} \right)^2 + \alpha_2^2 \alpha_1 \left( \frac{\omega_2^2 \omega_1}{2\omega_2 - \omega_1} \right)^2 \right] \quad (4.33)$$

Para isto pode ser mostrado que o pior caso (i.e., máximo  $\langle i_{NL3}^2 \rangle$ ) acontece para  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1/\sqrt{2}$  e  $\omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_{\max}$ , onde  $f_{\max}$  é a máxima frequência do sinal; para uma oitava da largura de banda do sinal,  $f_{\max} = 2B$ . O valor correspondente de  $b_3$  é dado na Tabela 4.1. Usando este valor de  $b_3$ , a SFDR será dada por (4.32).

Tabela 4.1 - Índice de modulação  $r$  (valor genérico) e coeficiente não linear  $b_3$  para os vários enlaces.

	<i>DD</i>	<i>AM</i>	<i>PM</i>	<i>FM</i>
<i>r</i>	m	m	$\phi_{\Delta}$	$\omega_{\Delta}/B$
<b><i>b</i><sub>3</sub></b>	-1/6	-1/6	$-1/6(\pi f_{\max}/2f_{IF})^2$	$-1/6(B/4f_{IF})^2$

#### 4.3 - Faixa dinâmica livre de espúrios em um Enlace com multiplexação de subportadora (SCM)

Num enlace com multiplexação de subportadora (SCM), a largura de banda total do sinal  $B$  é partida em  $N$  canais, cada qual com uma largura de banda  $B/N$ . Para calcular a potência de Intermodulação (IMD), o sinal de teste de (4.29) será generalizado:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \phi_n) \quad (4.34)$$

onde  $\omega_n$  cai dentro da faixa do  $n$ -ésimo canal. É assumido que as fases dos vários canais  $\phi_n$  são descorrelatadas de forma que a potência do sinal de

entrada é normalizada a  $\langle x(t)^2 \rangle = 0.5$ . O número máximo de produtos de intermodulação de terceira ordem que caem na faixa do  $n$ -ésimo canal é [14]

$$M = \frac{n}{2}(N - n + 1) + \frac{1}{4}[(N - 3)^2 - 5] \quad (4.35)$$

M alcança seu valor máximo para  $n = N/2$  e seu valor mínimo para  $n = 1$ . Para  $N > 10$ , o valor mínimo de M é 0.6 vezes maior que o seu valor máximo, e M é então relativamente insensível a n. Uma simulação de (4.35) para sistemas com diferentes números de canais pode ser vista na Fig. 4.2.

A potência máxima de IMD dentro da banda de um canal é

$$\langle i_{NL3}^2 \rangle = \frac{9}{16} \frac{M}{N^3} s^2 b_3^2 r^6 \quad (4.36)$$

Resolvendo para a máxima profundidade de modulação como em (4.31) e usando (4.28), conclui-se que a SFDR para um canal n é determinada por

$$SFDR = \left( \frac{8}{9} \frac{N^3}{M} \right)^{1/3} \left( \frac{SNR_o^{canal\ n}}{|b_3|} \right)^{2/3} \quad (4.37)$$

onde  $SNR_o^{canal\ n}$  é a  $SNR_o$  correspondente a um canal n. Para N grande e fazendo  $n = N/2$ , ponto onde está localizado o pior caso de intermodulação e facilmente identificável se observada a Fig 4.2, acha-se  $M \cong 3N^2/8$  e aproxima-se (4.37) para :

$$SFDR \cong \frac{4}{3} N^{1/3} \left( \frac{SNR_o^{canal\ n}}{|b_3|} \right)^{2/3} \quad (4.38)$$

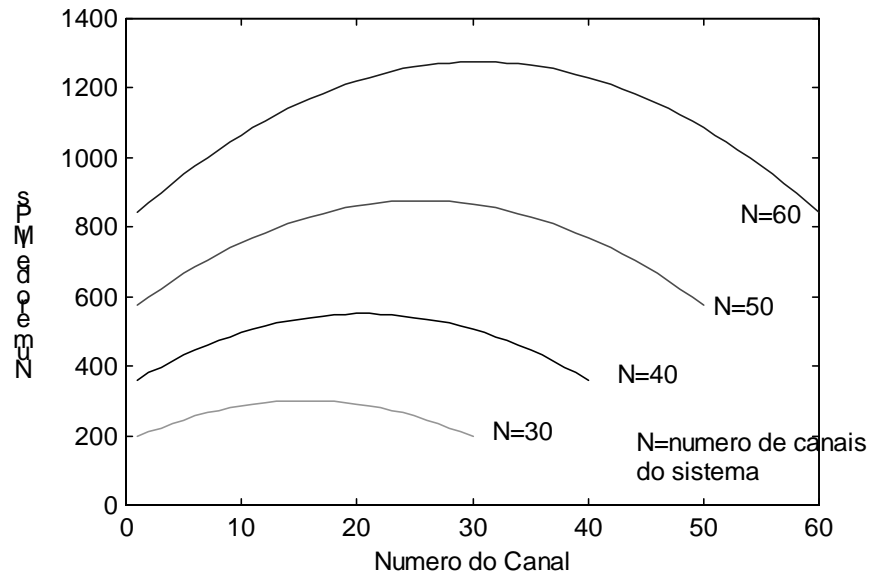


Figura 4.2 - Numero total de produtos de intermodulação de terceira ordem para sistemas com diferentes números de canais.

Se a potência óptica recebida total é fixa e o espectro de ruído da corrente de saída é independente da faixa de frequência de canal, então a SFDR de um sistema de N canais é determinada por

$$SFDR \cong \frac{4}{3} N^{1/3} \left( \frac{SNR_o^{1\ canal}}{|b_3|} \right)^{2/3} \quad (4.39)$$

onde  $SNR_o^{1\ canal}$  é a  $SNR_o$  de um sistema transmitindo um único canal com potência óptica recebida total.

Para os enlaces PM e FM, o espectro de ruído não é branco. Também, no enlace PM, a potência da distorção de intermodulação não é uniformemente distribuída sobre a faixa do sinal. Para os enlaces DD e AM, o espectro de ruído é branco com exceção do RIN, que pode não ser branco se a faixa do sinal SCM se estende além da frequência de “roll-off” do RIN. Para o enlace PM, o pior caso de SFDR acontece nos canais centrais da banda (localização da maioria dos produtos de intermodulação de terceira ordem). Para enlace FM, o pior caso de SFDR acontece no canal de frequência mais alta da

aplicação desejada se a largura de linha causar uma degradação de desempenho desprezível. O pior caso de SFDR acontece nos canais centrais da banda se a largura de linha é a fonte dominante da degradação de desempenho. Para DD e o AM, o pior caso acontece nas frequências mais baixas .

No próximo capítulo serão avaliados resultados de simulações numéricas para os tipos de modulações analisados, assim como as necessidades de faixa dinâmica dos mesmos.