

Capítulo 3 - O Sistema SCM (Subcarrier Modulation) e Ruído em enlaces Analógicos

3.1 - Multiplexação por Subportadoras (SCM)

A maior preocupação da engenharia em relação aos modernos sistemas de comunicações ópticas é contornar o “gargalo eletrônico”, termo que descreve o problema de compatibilizar a largura de banda dos sistemas eletrônicos. As janelas de baixa atenuação em 1.3 e 1.55 μm têm largura de banda aproximadamente de 0,1 μm . Se estas larguras de banda ópticas forem convertidas em faixas de frequências isto é equivalente a uma largura total de 30.000 GHz. Em contraste, em sistemas eletrônicos mesmo com frequência de portadora de vários GHz, as larguras de banda são limitadas em poucos GHz. Surge então o problema de como a largura de banda óptica pode ser aproveitada com a limitada eletrônica que controla os dispositivos ópticos. Várias técnicas para resolver este problema têm sido sugeridas, incluindo o OTDM (Optical Time Division Multiplexing) e WDM (Wavelength Division Multiplexing). Neste trabalho, será considerada uma alternativa de custo relativamente baixo conhecida como SCM (Subcarrier Multiplexing).

O conceito básico que sustenta a Multiplexação por Subportadoras é emprestado da tecnologia de comunicações por Microondas, a qual emprega múltiplas portadoras de microondas para a transmissão de múltiplos canais (FDM elétrico) sobre cabos coaxiais ou espaço livre. A largura de banda total é limitada bem abaixo de 1 GHz quando cabos coaxiais são usados para transmitir o sinal multicanal de microondas. Porém, se este sinal for transmitido por fibras ópticas, a largura de banda do sinal pode facilmente exceder os 10 GHz com o uso de uma única portadora óptica. Também, a combinação do SCM com o FDM Óptico (pelo uso de múltiplas portadoras) tem o potencial de atingir largura de banda excedente a 1 THz. Desde que o sinal é transmitido opticamente, a portadora de microondas age como uma subportadora para a

portadora óptica, e esta é a técnica conhecida como SCM. A Figura 3.1 representa um diagrama de blocos do sistema SCM Óptico. A principal vantagem do SCM é a flexibilidade e possibilidade de atualização que ele oferece para projetos de redes banda larga. Modulações analógica ou digital podem ser usadas, ou uma combinação das duas, para a transmissão de múltiplos sinais de voz, dados, ou vídeo para um grande número de usuários. Cada usuário pode ser atendido por uma única portadora, como no caso de aplicações de telecomunicações em “loop” de assinante, ou o sinal multicanal pode ser distribuído para todos os usuários, como no caso das empresas de CATV.

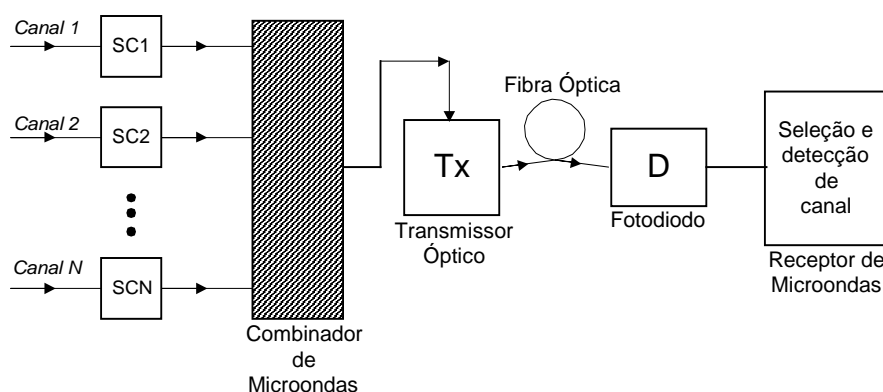


Figura 3.1 – Um sistema SCM Óptico Multicanal. As portadoras de microondas (SC_1, SC_2, \dots, SC_N) são moduladas analógica ou digitalmente. O sinal elétrico composto obtido no combinador de microondas é usado para modular a portadora óptica.

A implementação da multiplexação por subportadora é razoavelmente simples e é uma técnica de fácil realização prática. Um sinal de microondas ou RF (a subportadora) é usado para modular uma portadora óptica. Isto resulta em um espectro óptico consistindo da portadora óptica original mais dois tons localizados em $f_o \pm f_s$ onde f_o é a frequência da portadora óptica e f_s é a frequência da subportadora de RF. Se a subportadora é então modulada com

dados (ou vídeo, ou tráfego telefônico), então tons centrados em $f_o + f_s$ e $f_o - f_s$ são produzidos. Múltiplos canais podem ser multiplexados em uma mesma portadora óptica através do uso de múltiplas subportadoras. No receptor os canais são demultiplexados usando detecção direta ou coerente e então aplicando heterodinagem e filtragem do sinal de RF resultante. O processo é ilustrado na Fig. 3.2.(a) e (b).

A modulação analógica de portadoras ópticas pode ser seguida pelo uso de moduladores externos ou pela modulação direta de diodos laser semicondutores. As taxas limites atualmente estão em torno de 20 GHz. Para usar mais da largura de banda é necessário combinar a SCM com outros métodos faixa larga de divisão do espectro óptico como o WDM.

A maior vantagem da SCM é que muitos dos componentes necessários para um sistema deste tipo já estão disponíveis comercialmente. Moduladores, misturadores e amplificadores usados em CATV e TV via satélite podem ser usados permitindo uma solução de baixo custo ao problema de aproveitamento da banda óptica.

Uma característica da SCM é que pode ser usada para uma ampla faixa de aplicações, conforme já comentado, como a distribuição de sinais de microondas para antenas [3] ou aplicações rádio fibra [6],[7],[8]; substituição de sistemas de cabo coaxial para TV à cabo; telefonia ; transmissão de dados e redes locais (LANs) [9].

Também existe vantagem de que é bastante fácil a mistura de vários tipos de tráfego, por exemplo: vídeo analógico, telefonia digital e transmissão de dados podem ocupar a mesma fibra. A habilidade de combinar transmissões digitais e analógicas é muito importante para aplicações como redes de TV a cabo desde que agora estas companhias podem oferecer serviços adicionais como a telefonia.

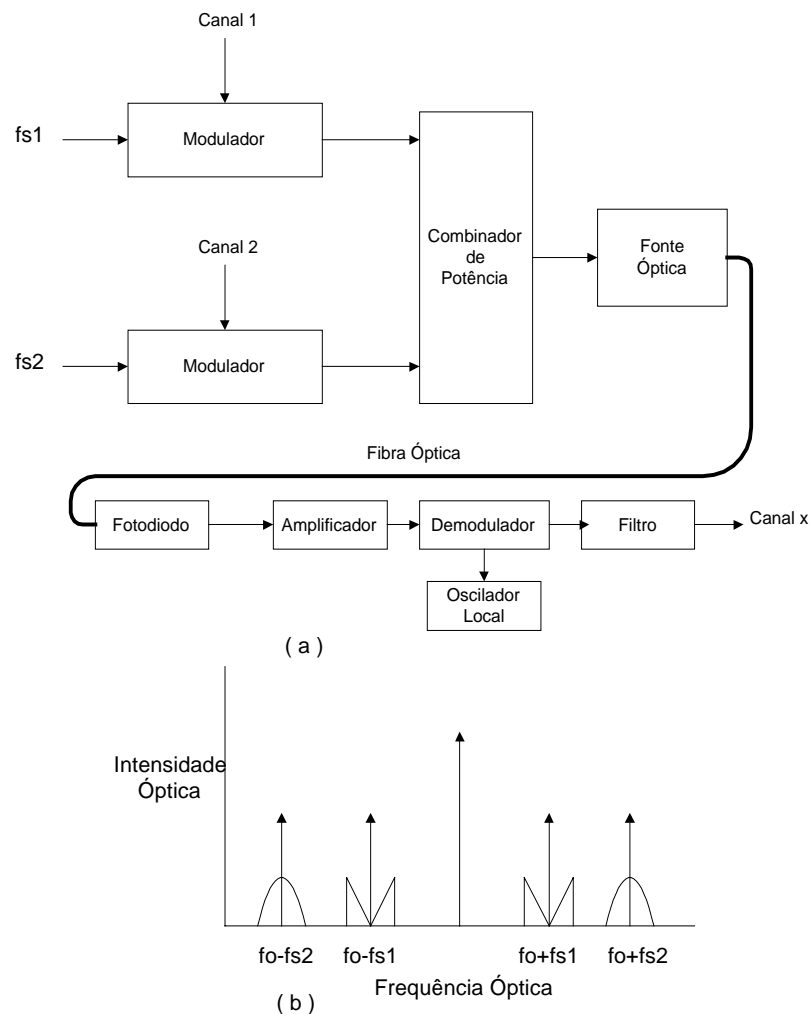


Figura 3.2 – (a) Multiplexação por Subportadoras (SCM) e (b) o espectro óptico resultante

3.2 - Enlaces Analógicos

Em sistemas analógicos deve-se primeiramente polarizar a fonte óptica aproximadamente no ponto médio de sua relação linear de operação. O transmissor pode conter um LED ou um laser como fonte óptica. O sinal analógico pode então ser transmitido usando várias técnicas de modulação. A forma mais simples para enlaces de fibra óptica é a modulação direta em intensidade (IM-DD), onde a saída da fonte óptica é modulada pela simples variação da corrente em torno do ponto de polarização em proporção ao nível do sinal. Desta forma a informação é transmitida diretamente na banda base. A Figura 3.3 mostra os elementos básicos de um enlace analógico, bem como os

principais tipos de ruídos prejudiciais ao sistema. Com relação aos elementos ópticos mostrados na Fig. 3.3 devem ser levados em consideração a dependência em frequência da amplitude, fase e atraso de grupo na fibra. Esta fibra deve ter então uma resposta plana de amplitude e uma resposta de atraso de grupo (dentro da banda passante) necessária para enviar o sinal livre de distorção linear. A manutenção da fibra também é importante, considerando que o desempenho da relação portadora-ruído mudará em função da potência óptica recebida.

Um método mais complexo porém normalmente eficiente é transladar o sinal banda base para uma subportadora elétrica anteriormente à modulação em intensidade da fonte. Isto é feito usando técnicas padrão de modulação em amplitude (AM), em frequência (FM) ou em fase (PM). Não importa qual método implementado, as

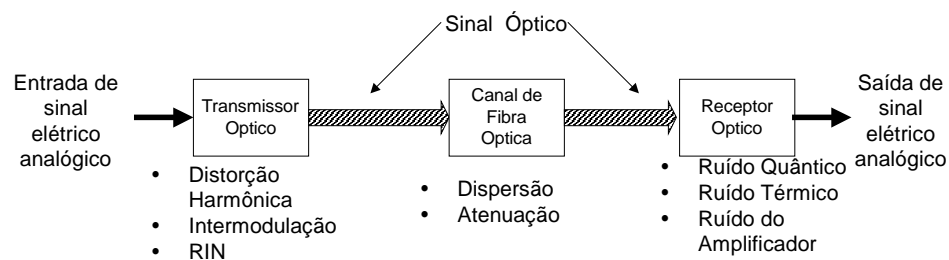


Figura 3.3 - Elementos básicos de um enlace analógico e maiores contribuições de ruídos

não-linearidades da fonte óptica devem ser levadas em consideração. Estas incluem distorções harmônicas, produtos de intermodulação e o ruído de intensidade relativa (RIN) do laser, que serão discutidos melhor no Capítulo 4.

3.3 - Ruído em enlaces ópticos analógicos

Em sistemas analógicos a adição de ruídos degrada a relação sinal-ruído (SNR), e conseqüentemente da Faixa Dinâmica Livre de Espúrios SFDR, assunto do Capítulo 4. A Relação Sinal-Ruído é obviamente dependente da largura de banda e pode variar com a frequência de operação, mas, ainda

assim, é usada como uma medida geral de desempenho para sistemas analógicos. Em sistemas com modulação analógica o parâmetro mais usado é a relação portadora-ruído (CNR). As necessidades maiores estão em aplicações de vídeo, particularmente quando a modulação em amplitude de subportadoras é usada, e uma CNR maior que 55dB pode ser necessária.

Existem muitas fontes de ruído em um sistema de comunicações ópticas. A fonte óptica normalmente introduzirá algumas variações de intensidade indesejadas, causadas por efeitos como instabilidade modal ou ruído de emissão espontânea (ASE). Essas variações de intensidade são normalmente agrupadas e chamadas de ruído de intensidade relativa (RIN), medido em dB/Hz, e definido como a relação do valor médio quadrático da intensidade das flutuações sobre o quadrado da média de intensidade do sinal, visto aqui na equação (3.1) [10]

$$RIN = \frac{\langle (\Delta P_L)^2 \rangle}{\bar{P}_L^2} \quad (3.1),$$

onde $\langle (\Delta P_L)^2 \rangle$ é a média quadrática da intensidade de flutuação de potência da saída do laser e \bar{P}_L é a intensidade média da potência do laser.

O canal óptico é normalmente a fibra óptica e é considerado como não adicionador de ruído, porém degrada o sinal por atenuação, dispersão e introdução de distorção e pelas suas não linearidades sobre condições de fortes sinais. Porém, hoje muitos enlaces ópticos incluem amplificadores ópticos que aumentarão o nível de sinal mas também degradação a SNR de pelo menos 3 dB.[11]

No receptor, as fontes de ruído usuais são adicionadas. Estas incluem o ruído balístico (quântico), corrente de escuro do fotodiodo e ruído térmico do resistor de carga e do pré- amplificador eletrônico.

Nas expressões seguintes, serão encontrados termos de ruído passa banda em torno da frequência de FI (Frequência Intermediária) e ruído banda base, que serão usados posteriormente para definição das relações sinal-ruído dos enlaces. As equações de (3.2) a (3.22) são baseadas em [12].

O subscrito bp indicará ruído passa banda, que é relacionada com o ruído não filtrado por

$$n_{bp}(t) = h_{bp}(t) * n(t) \quad (3.2),$$

onde $h_{bp}(t)$ é a resposta ao impulso do amplificador de FI. O subscrito bb indicará ruído banda base, que é relacionado com o ruído não filtrado por

$$n_{bb}(t) = h_{bb}(t) * n(t) \quad (3.3),$$

onde $h_{bb}(t)$ é a resposta ao impulso dos circuitos operando em banda base. No caso do enlace AM, os termos do ruído passa banda são gerados como termos cruzados entre os termos do RIN e do ruído no receptor e o sinal de FI. Considerando que o sinal de FI é ampliado pelo ruído de fase, os termos cruzados reais não são réplicas exatas do RIN original e sim termos de ruído do receptor sobre a largura de banda do sinal. No entanto para larguras de banda muito maiores que a combinação da largura de linha dos lasers de sinal e oscilador local, estes termos podem ser precisamente aproximados pelos termos de ruído passa banda.

.O ruído balístico (shot) $n_{sh}(t)$ apresenta característica de ruído branco, com uma densidade espectral de potência (PSD) unilateral após *cada* fotodiodo dada por (para detecções coerente (CD) e direta (DD), respectivamente)

$$G_{n_{sh}}(f) = n_{sh} = \begin{matrix} eR(P_s + P_{LO}) & (CD) \\ 2eRP_s & (DD) \end{matrix} \quad (3.4)$$

Na expressão acima, e é a carga do elétron, R é a responsividade do fotodetector, P_s é a potência normalizada transmitida, P_{LO} é a potência do oscilador local.

O ruído térmico $n_{th}(t)$ também apresenta característica de ruído branco, com uma PSD unilateral dada por

$$G_{n_{th}}(f) = n_{th} = \frac{4kT}{R_r} \quad (3.5),$$

onde k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta, R_r é resistência efetiva do receptor.

Assumindo fotodetetores perfeitamente casados, a soma dos ruídos balístico e térmico $n_D(t)$ tem uma PSD dada por $n_D = 2n_{sh} + n_{th}$. O valor médio quadrático (rms) da potência em $n_D(t)$ é então dado por

$$\langle n_{Dbb}^2 \rangle = n_D B, \quad (3.6)$$

$$\langle n_{Dbp}^2 \rangle = 2n_D B \quad (3.7)$$

onde B é a largura de banda do sinal. Para o caso de FM, deve ser avaliada a PSD da soma dos ruídos térmico e balístico, $n_D(t)$, que é dada por

$$G_{n_D}(f) = (2\pi f)^2 n_D, \quad (3.8)$$

levando a

$$\langle \dot{n}_{Dbp} \rangle = \frac{(2\pi)^2}{3} n_D (f_2^3 - f_1^3), \quad (3.9)$$

onde f_1 e f_2 são as frequências inferior e superior do sinal banda base, e obedecem à relação

$$B = f_2 - f_1 \quad (3.10).$$

A PSD do ruído de frequência $\dot{\varphi}_n(t)$ é dada por

$$G_{\varphi_n}(f) = 4\pi \Delta \nu \quad (3.11)$$

que leva a

$$\left\langle \dot{\varphi}_n^2 \right\rangle = 4\pi\Delta\nu B \quad (3.12)$$

onde $\Delta\nu$ é a largura de linha combinada dos lasers transmissor e oscilador local. A PSD do ruído de fase $\varphi_n(t)$ é dada por

$$G_{\varphi_n}(f) = \frac{\Delta\nu}{\pi f^2}, \quad (3.13)$$

que leva a

$$\left\langle \varphi_n^2 \right\rangle = \frac{\Delta\nu}{\pi} \left(\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} \right). \quad (3.14)$$

A PSD do RIN é uma função complicada de vários parâmetros do laser. Para o propósito de análise, a PSD do RIN é descrita fenomenologicamente como:

$$G_{nr}(f) = \frac{n_R}{[1 + (f/f_r)^2]^2} \quad (3.15),$$

onde n_R é a PSD “média” do RIN de baixa frequência e f_R é a frequência de “roll-off” do RIN (frequência onde a intensidade do RIN é atenuada de 3dB), a qual é relacionada com a frequência de oscilação de relaxação do laser. Pela escolha apropriada de n_R e f_R , o impacto do RIN em enlaces analógicos pode ser adequadamente modelado e analisado. A Eq. (3.14) leva a

$$\left\langle n_R^2 \right\rangle = g_1(f_2) - g_1(f_1) \quad (3.16)$$

onde

$$g_1(f) = \frac{n_R f_R}{2} \left[\tan^{-1}(f / f_R) + \frac{(f / f_R)}{1 + (f / f_R)^2} \right]. \quad (3.17)$$

Para o RIN passa banda, acha-se

$$\langle n_{Rbp}^2 \rangle = g_1(f_{IF} + f_2) - g_1(f_{IF} + f_1) + g_1(f_{IF} - f_1) - g_1(f_{IF} - f_2). \quad (3.18)$$

Na expressão da SNR FM, o termo $\langle \dot{n}_R^2 \rangle$ pode ser avaliado como

$$\langle \dot{n}_R^2 \rangle = g_2(f_{IF} + f_2) - g_2(f_{IF} + f_1) + g_2(f_{IF} - f_1) - g_2(f_{IF} - f_2) \quad (3.19)$$

onde

$$g_2(f) = \frac{n_R f_R^3}{2} \left[\tan^{-1}(f / f_R) + \frac{(f / f_R)}{1 + (f / f_R)^2} \right] \quad (3.20)$$

O fator de casamento dos fotodetectores b é definido nos sistemas AM e FM como

$$b = \frac{\langle [h_1(t) - h_2(t)]^* n_R(t) \rangle^2}{\langle n_R^2(t) \rangle} \quad (3.21)$$

Onde $h_1(t)$ e $h_2(t)$ são as respostas ao impulso de dois fotodetectores em um receptor balanceado. Para o sistema FM tem – se:

$$b = \frac{\left\langle \left| [h_1(t) - h_2(t)] * \dot{n}_R(t) \right|^2 \right\rangle}{\left\langle \dot{n}_R^2(t) \right\rangle} \quad (3.22)$$

O parâmetro b varia de 0 para fotodetectores perfeitamente casados até 1 para um único fotodetector [12].

Identificados os tipos de ruídos mais comuns em sistemas analógicos, é possível iniciar considerações e comparações entre os sistemas de transmissão analógicos IM - DD e Coerente

3.4 - Sistemas de transmissão analógicos IMDD .

O esquema de modulação conhecido como IMDD (Intensity Modulation direct detection) é baseado em um sistema simples de transmissão digital no qual uma sequência elétrica de bits é usada para modular a intensidade de uma portadora óptica, e o sinal óptico é detectado diretamente em um fotodiodo o qual faz a conversão do sinal digital original de volta para a forma elétrica.

Para explicar a modulação em intensidade, será considerado primeiramente o sistema IMDD mostrado na figura 3.4 (a). O sinal analógico a ser transmitido será representado por $x\{t\}$. A potência óptica na saída do modulador de intensidade é:

$$P_o = P_u (1 + sx\{t\}) \quad (3.23).$$

Onde P_u é a potência óptica média e s é a sensibilidade de modulação ($s x\{t\} > -1$). O sinal médio quadrático de corrente na entrada do detetor é :

$$I_s^2 = (RG_l P_u s)^2 \overline{x^2\{t\}} \quad (3.24)$$

Onde R é a responsividade do fotodiodo e G_l o ganho ou atenuação do canal óptico ($G_l < 1$, a não ser que amplificadores ópticos sejam usados). O ruído na saída do detector surge de várias fontes, algumas já definidas anteriormente:

- Ruído de intensidade relativa da fonte óptica , definido em (3.1)
- Ruídos térmico e balístico gerados pelo fotodiodo, definidos em (3.5), (3.6) e (3.7).
- Ruído gerado por qualquer amplificador ótico usado, I_{na}^2 .

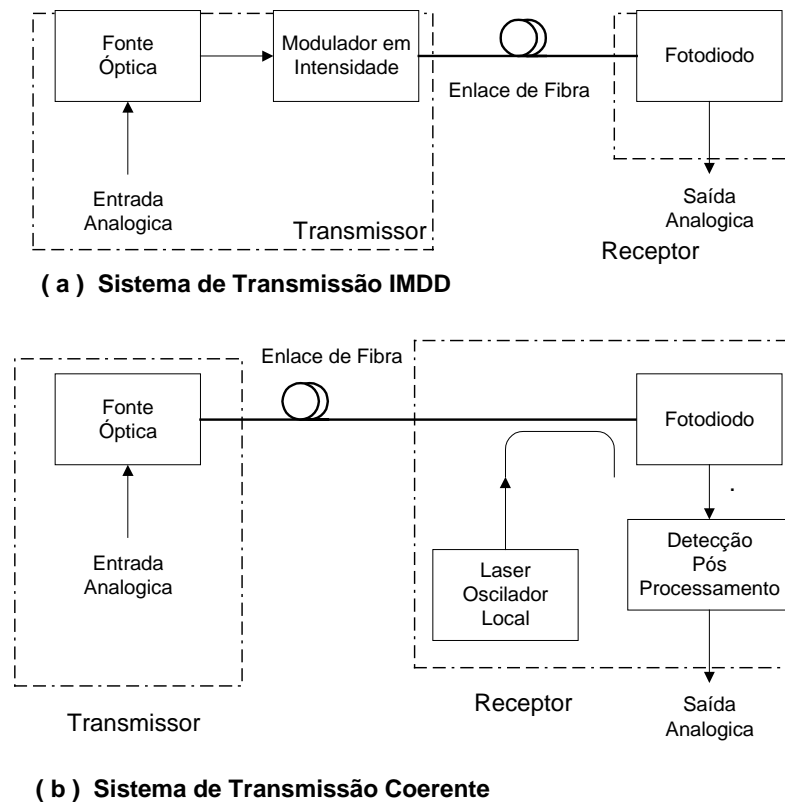


Figura 3.4 – Sistemas de Transmissão Analógicos (a) IMDD (Intensity Modulation Direct Detection) e (b) Coerente.

Assumindo a descorrelação entre estes ruídos de fonte, a relação sinal-ruído na saída do detector pode ser escrita como :

$$SNR = r^2 \frac{s^2 \langle x^2(t) \rangle}{\langle n_{tot}^2(t) \rangle} = r^2 SNR_o \quad (3.25),$$

onde $n_{tot}(t)$ é o ruído total, r é o índice de modulação, s é a amplitude do sinal.

Pode ser verificado que a contribuição do ruído térmico é independente da potência óptica não modulada, assim como a contribuição de ruído do amplificador óptico se os efeitos não lineares forem desprezados. Então, a relação sinal-ruído pode ser melhorada pelo acréscimo da potência óptica não modulada até o limite de RIN, e uma recepção limitada por ruído balístico pode ser alcançada se as contribuições dos ruídos térmicos e do amplificador óptico forem suficientemente pequenas, resultando em

$$SNR = \frac{s^2 \overline{r^2\{t\}}}{RIN B} \quad (3.26).,$$

onde a corrente de escuro do fotodiodo será desprezível em relação a sua fotocorrente. Para baixas potências ópticas recebidas, as contribuições do ruído térmico e do amplificador óptico são dominantes resultando em

$$SNR = \frac{RG_l P_u s^2 \overline{m^2\{t\}}}{2eB} \quad (3.27).$$

3.5 - Detecção Coerente

Muitos esquemas de comunicações ópticas transmitem informação pela modulação em frequência ou em fase da portadora óptica e detectam o sinal transmitido pelo uso de técnicas de detecção homódina ou heteródina. Desde que a coerência de fase da portadora óptica tem um papel importante na implementação de tais esquemas, eles são chamados de sistemas de comunicação coerentes.

A idéia básica por trás dos sistemas de comunicação coerentes é combinar o sinal recebido coerentemente com outro sinal óptico antes de sua incidência no fotodetector. Um sinal óptico é gerado localmente no receptor pelo uso de um laser de largura de linha estreita, comumente chamado de Oscilador Local (OL), um termo emprestado da literatura das comunicações via rádio.

Será considerado agora o sistema coerente da Fig. 3.4 (b), e assumindo que técnicas de controle de polarização são usadas de modo que os campos elétricos do sinal e do oscilador local tenham a mesma polarização.

O sinal do campo elétrico é definido por :

$$E_s = \hat{E}_s \cos(\omega_s t + \phi_s), \quad (3.28)$$

onde ω_s é a frequência do sinal e ϕ_s a fase do sinal. O campo do oscilador local será :

$$E_{LO} = \hat{E}_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \phi_{LO}), \quad (3.29)$$

onde ω_s é a frequência do sinal e ϕ_s a fase do sinal. Definindo Frequência Intermediária como $\omega_i = \omega_{LO} - \omega_s$, o sinal analítico que incide no fotodiodo é:

$$V_{in} = (\hat{E}_s \exp j\phi_s + \hat{E}_{LO} \exp j(\omega_i t + \phi_{LO})) \exp j\omega_s t. \quad (3.30)$$

Para $\omega_i \ll \omega_s$, a corrente de saída do fotodiodo é proporcional a $V_{in} V_{in}^*$ de modo que

$$i \propto \hat{E}_s^2 + \hat{E}_{LO}^2 + 2\hat{E}_s \hat{E}_{LO} \cos(\omega_i t + \phi_{LO} - \phi_s). \quad (3.31)$$

É conveniente reescrever a Eq. 3.31 em termos da potência óptica já que esta é uma quantidade diretamente mensurável. Usando as expressões :

$$\hat{E}_s^2 = \frac{2Z_0 P_o G_l}{A}; \quad (3.32)$$

$$\hat{E}_{LO}^2 = \frac{2Z_0 P_o}{A}; \quad (3.33)$$

onde Z_o é a impedância do meio onde a potência é medida, P_o é a potência de saída da fonte e A é a área do fotodiodo, resulta em uma corrente de fotodiodo dada por:

$$i = R(P_o G_l + P_{LO} + 2\sqrt{P_o G_l P_{LO}} \cos(\omega_l t + \phi_{LO} - \phi_s)). \quad (3.34)$$

A frequência ν_{if} , definida agora como:

$$\nu_{IF} = \frac{\omega_l}{2\pi}, \quad (3.35)$$

é outra notação conhecida para a Frequência Intermediária (FI).

Analisando a equação (3.34) tem-se que os dois primeiros termos representam a detecção direta do sinal e do oscilador local, respectivamente. O terceiro termo é de maior interesse. Primeiro, sua magnitude é proporcional à raiz quadrada da potência do oscilador local. Segundo, o sinal detectado é proporcional à raiz quadrada da potência de saída da fonte. Então, a modulação linear do campo óptico da fonte levará à uma modulação linear da saída de um detector de quadratura alimentado com sinal de FI fotodetectado. Terceiro, este termo está na FI, ω_l , tal que a frequência de modulação da fonte ω_s , leva diretamente à modulação da FI, a qual pode ser recuperada usando um discriminador apropriado. Quarto, este termo contém a fase do sinal, Φ_s , e a fase do oscilador local Φ_{LO} , de modo que a modulação em fase da fonte leva diretamente à modulação em fase da saída de FI. Então, sistemas coerentes podem usar intensidade, frequência ou fase para modulação enquanto sistemas com detecção direta são limitados à modulação em intensidade.

Quando $\omega_l \neq \omega_{LO}$, o sinal óptico recebido é demodulado em dois estágios; sua frequência de portadora é primeiramente convertida para uma frequência de portadora ν_{if} (tipicamente entre 0.1 e 5 GHz) antes do sinal ser demodulado para a banda base. Nem sempre é necessário usar a frequência intermediária. Na verdade, há duas técnicas de detecção coerente para escolha, dependendo se ω_l é igual a zero ou não, e são conhecidas como detecções *Homodina* e *Heterodina*, respectivamente.

3.6 - Detecção Coerente Homódina

Nesta técnica de detecção coerente a frequência do oscilador local ω_{LO} é selecionada para coincidir com a frequência da portadora ω_0 de modo que $\omega_{IF} = 0$. Rearrmando a Eq. (3.34):

$$I(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_S - \phi_{LO}) \quad (3.36)$$

Tipicamente, $P_{LO} \gg P_S$, e o termo $(P_S + P_{LO})$ pode ser aproximado para uma constante P_{LO} . O último termo na Eq (3.36) contém a informação transmitida e é usado pelo circuito de decisão. Considerando o caso no qual a fase do oscilador local seja fixa à fase do sinal de modo que $\phi_{LO} = \phi_S$. O sinal homódino é dado então por:

$$I_P(t) = 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \quad (3.37)$$

A vantagem da detecção homódina é evidente da Eq. (3.37) se for notado que o sinal de corrente para o caso da detecção direta é dado por

$$I_{dB}(t) = RP_S(t). \quad (3.38)$$

A potência elétrica média do sinal é aumentada por um fator de $4P_{LO} / P_S$ pelo uso da detecção homódina. Desde que $4P_{LO} / P_S$ pode ser considerado bem maior que 1, o melhoramento pode ter ordens de magnitude.

Outra vantagem da detecção coerente é evidente da Eq. (3.36): desde que o último termo contém explicitamente a fase do sinal, é possível a transmissão de informação pela modulação em fase ou frequência da portadora óptica. A detecção direta não permite modulação em fase ou frequência, já que toda informação de fase do sinal é perdida.

A desvantagem da detecção homódina vem da sua sensibilidade às variações de fase. Considerando que o último termo de (3.36) contém explicitamente a fase do oscilador local, ϕ_{LO} , fica claro que esta deve ser bem controlada. Idealmente, ϕ_S e ϕ_{LO} deveriam ser constantes exceto pela modulação intencional de ϕ_S . Na prática, ambos variam no decorrer do tempo de maneira aleatória. No entanto, a diferença $\phi_S - \phi_{LO}$ pode ser feita aproximadamente constante por um PLL óptico. A implementação de tal PLL não é simples, e torna o projeto de detectores ópticos homódinos uma tarefa complicada. Também, o casamento das frequências do transmissor e do oscilador local torna necessária máxima precisão nas duas fontes ópticas.

3.7 - Detecção Coerente Heteródina

No caso da detecção heteródina a frequência do oscilador local ω_{LO} é escolhida com um valor diferente da frequência de sinal da portadora ω_0 de tal maneira que a frequência intermediária ω_{IF} esteja na região das microondas ($\nu_{IF} \approx 1 \text{ GHz}$). Usando a Eq (3.36):

$$I(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (3.39).$$

Desde que $P_{LO} \gg P_S$ na prática, o termo de corrente constante pode ser filtrado facilmente. O sinal heteródino é então dado pelo termo de corrente alternada da Eq 3.39 ou por:

$$I_{AC}(t) = 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (3.40)$$

Como no caso da detecção homódina, a informação pode ser transmitida pela modulação em amplitude, fase ou frequência da portadora óptica. Adicionalmente, similar ao caso homódino, o oscilador local amplifica o sinal recebido, melhorando então a SNR. No entanto, a melhora na SNR é de

um fator de 2 (ou de 3dB) comparado com o caso homódino. Esta redução é conhecida como os 3 dB de penalidade da detecção heteródina. A origem desta penalidade pode ser vista se for considerada a potência do sinal (proporcional ao quadrado da corrente). Por causa da natureza alternada de I_{ac} , a potência média do sinal é rebaixada por um fator de 2 quando a média de I_{AC}^2 é tomada em um ciclo na frequência intermediária (lembrando que a média de $\cos^2 \theta$ em θ é $\frac{1}{2}$).

A compensação pela perda de 3dB é que o projeto do receptor é consideravelmente simplificado, desde que um PLL óptico não é mais necessário. Flutuações em ϕ_s e ϕ_{LO} ainda devem ser controladas, porém as necessidades de largura de linha são mais flexíveis para este sistema de demodulação assíncrono. Esta característica torna o sistema de detecção heteródino viável para a implementação prática de sistemas coerentes

3.8 - Sistemas SCM Coerentes Com Portadora e Subportadora digitais

Os sistemas SCM coerentes são atraentes em vista de suas potenciais aplicações, algumas já apresentadas no Capítulo 2. Uma destas aplicações é relacionada à distribuição de canais de HDTV (High Definition Television) requerendo uma taxa de bits de aproximadamente 100 Mbps por canal. Em geral há diferenças entre os esquemas de modulação usados para a portadora de microondas e para a portadora óptica, ambos usando modulação analógica. Porém esquemas híbridos podem ser usados nos quais as portadoras de microondas usam modulação analógica e a portadora óptica usa modulação digital. [11]. Em outro esquema híbrido, as subportadoras são digitalmente moduladas, mas a portadora óptica usa modulação analógica. Finalmente, a modulação digital pode ser usada para a subportadora de microondas e para a portadora óptica. Nos Capítulos posteriores (principalmente no Capítulo 5) os sistemas SCM analisados têm portadora analógica (exceto o IM – DD) porém, a possibilidade de um sistema com portadora digital também é interessante e este caso será analisado agora em mais detalhes.

Neste tipo de esquema o formato FSK (Frequency Shift Keying) é o mais usado na modulação digital das subportadoras de microondas, pela sua simplicidade de implementação usando osciladores controlados por voltagem. As subportadoras moduladas em FSK são combinadas por um combinador de potência (Fig 3.1), amplificadas, e então entregues a um modulador de fase o qual modula um sinal óptico de onda contínua obtida de um laser de largura de linha estreita. No receptor, o sinal óptico é misturado coerentemente com a saída do oscilador local, como discutido na seção 3.5. Para evitar a necessidade de “amarração” de fase da detecção homódina, as frequências da portadora óptica e do oscilador local são escolhidas para diferirem entre si de um valor igual a frequência intermediária ν_{IF} . A fotocorrente gerada no receptor pode ser escrita como:

$$I(t) = R\{P_{LO} + P_S + 2\sqrt{P_{LO}P_S} \cos[2\pi\nu_{IF}t + \phi_m(t)]\} \quad (3.41)$$

onde P_{LO} é a potência do oscilador local e P_S é a potência de sinal recebida. A fase $\phi_m(t)$ contém o sinal composto multicanal de microondas e é dada por [11]

$$\phi_m(t) = \sum_{j=1}^N \beta_j \cos[2\pi f_j t + \alpha_j(t)] \quad (3.42)$$

onde β_j é o índice de modulação em fase de j-ésimo canal com frequência de microondas de subportadora f_j , e $\alpha_j(t)$ é a fase da subportadora cuja dependência do tempo é devido a modulação FSK e contém a informação digital a ser transmitida. Um filtro passa banda em conjunto com um oscilador local sintonizável permitem a seleção de canais.

Para obter a corrente de sinal de um canal específico, será usada a expansão de Bessel para cosseno na equação (3.41) obtendo [11]:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_{LO}P_S} \sum_{k_1} \cdots \sum_{k_n} J_{k_1}(\beta_1) \cdots J_{k_n}(\beta_N) \times \cos[2\pi\nu_{IF}t + k_1(2\pi f_1(t) + \alpha_1) + \cdots + k_n(2\pi f_N(t) + \alpha_N)], \quad (3.43)$$

onde os termos de corrente contínua da eq. (3.41) são desprezados. A notação $J_k(x)$ representa a função de Bessel de k -ésima ordem e de argumento x . Os índices de modulação de fase $\beta_1 \cdots \beta_N$ são geralmente pequenos o suficiente para que somente os termos com baixos valores de $k_1 \cdots k_N$ contribuam para a soma na Eq. (3.43). O termo dominante na corrente recebida para o j -ésimo canal é obtido fazendo $k_j = -1$ e os demais índices iguais a zero de modo que

$$I_j(t) = 2R\sqrt{P_{LO}P_S} J_1(\beta) [J_0(B)]^{N-1} \cos[2\pi(\nu_{IF} - f_j)t - \alpha_j], \quad (3.44)$$

onde os índices de modulação são considerados iguais para todos os canais ($\beta_1 = \beta_2 \cdots = \beta_N \equiv \beta$). O j -ésimo canal é selecionado pela sintonia do oscilador local de modo que o filtro passa banda deixe o sinal centrado em $\nu_{IF} - f_j$ passar. A SNR pode então ser obtida fazendo a média de $I_j^2(t)$ (para obter a potência média do sinal) e dividindo o resultado pelos ruídos presentes. A SNR e conseqüentemente a SFDR (Faixa dinâmica Livre de Espúrios) para o enlace poderá ser derivada, então, conforme a metodologia que será mostrada no Capítulo 4.

3.9 - Detecção Coerente x Detecção Direta

Em resumo, as principais vantagens dos sistemas de detecção coerente em relação à detecção direta são:

1. A recepção limitada por ruído balístico pode ser alcançada mesmo para pequenas potências de sinal recebido, simplesmente pelo acréscimo da potência do oscilador local

2. Modulações em intensidade, frequência e fase podem ser usadas, enquanto que em detecção direta só é possível a modulação em intensidade

3. A excelente seletividade em frequência que pode ser alcançada pelo uso de filtros elétricos após o fotodetector é transladada para o domínio óptico pela técnica de detecção coerente, permitindo a realização de configurações DWDM(Dense Wavelength Division Multiplex) para transmissão multicanal ou a seleção de canais.

A primeira vantagem é de importância reduzida para sistemas operando em um comprimento de onda de 1550 nm agora que amplificadores ópticos efetivos já estão disponíveis [13]. Porém, há interesse em sistemas operando a 1300 nm para aproveitar a vantagem da mínima dispersão da fibra de sílica e o baixo ruído e alta potência de saída dos lasers de estado sólido de Nd-YAG. Há também interesse em sistemas operando em 850 nm para compatibilidade com circuitos integrados monolíticos de microondas de GaAs. Amplificadores de fibra óptica efetivos ainda não estão disponíveis para estes comprimentos de onda. A estratégia alternativa para os sistemas IMDD limitados por ruído balístico de aumento da potência da fonte (P_u) é limitada pelo efeito de Espalhamento de Brilouin (SBS) e outros efeitos não lineares na fibra óptica [11]. Para uma distância de transmissão de 30 km, o limite do SBS é da ordem de alguns miliwatts, de modo que a estratégia de aumento de potência é limitada para sistemas com alguns km apenas. Assim, sistemas de transmissão coerente permanecem de interesse para enlaces de média e longa distância operando em comprimentos de onda diferentes de 1550 nm.

A segunda vantagem permite que o SBS seja reduzido pelo aumento da largura de banda óptica do sinal além da largura de linha do SBS (~28 MHz a 1300 nm) usando modulação em frequência ou fase.

A importância da terceira vantagem depende de se a habilidade de chaveamento de várias portadoras na mesma fibra é necessária. Um exemplo de tal necessidade seria um sistema “Antenna remoting” distribuído.

As três principais desvantagens dos sistemas de transmissão coerente relativas aos de detecção direta são:

1. As frequências do oscilador local e do sinal devem ser controladas para diferir da FI necessária, enquanto que em sistemas DD é somente necessário que o comprimento de onda da fonte seja adequado ao fotodiodo usado.

2. As larguras de linha da fonte e do oscilador local devem ser adequadas ao modo de modulação usado, enquanto que em sistemas DD a largura de linha necessária na fonte é primariamente determinada pela penalidade de dispersão da fibra óptica.

3. O estado de polarização do oscilador local e do sinal devem ser casados no fotodiodo.

As necessidades de controle de frequência da fonte óptica devem ser exatas. Um comprimento de onda de 1550 nm corresponde a uma frequência de 194 THz, de modo que para manter um sinal heterodino numa faixa de 10% do centro da banda em uma largura de banda de 2GHz, um controle de 1 parte em 10^6 é necessário. Para lasers semicondutores com sensibilidade de sintonia de temperatura de 30 GHz K^{-1} e sensibilidade de sintonia de corrente de 3 GHz mA^{-1} é necessário um controle de temperatura na faixa de 7mK e um controle de corrente na faixa de $7\mu\text{A}$ [13].

Lasers semicondutores avançados podem oferecer larguras de linha na faixa de kHz juntamente com faixas de sintonia de largura de linha da ordem de 10 nm, embora com disponibilidade comercial limitada. Sistemas homódinos requerem que a frequência do oscilador local seja fixa em fase com a frequência do sinal recebido em um PLL óptico (Optical phase-lock loop). A implementação de tais sistemas com lasers que não tenham largura de linha estreita, é um grande desafio.

O casamento de polarização pode ser conseguido por um controle de polarização ativo do sinal do oscilador local para máximo sinal detectado na saída ou usando diversidade de polarização na recepção [13]

Embora as desvantagens da transmissão coerente possam ser contornadas, a penalidade maior é um acréscimo significativo na complexidade

do sistema em relação aos de detecção direta. Se a solução via sistema coerente deve ser usada em uma aplicação em particular, dependerá de se as vantagens de desempenho forem suficientes para justificar o aumento na complexidade.