6
Referências Bibliográficas

[1] E. Biglieri, "Coding and Modulation for a Horrible Channel," IEEE Communication Magazine, vol.41, no. 4, May 2003, pp. 92-98.
[2] F. J. Cañete, J. A. Cortés, L. Díes and J. T. Entrambasaguas, "Modeling and Evaluation of the Indoor Power Line Transmission Medium," IEEE Communication Magazine, vol.41, no. 4, April 2003, pp. 41-47.
[3] C. Konate, M. Machmoum and J. F. Diouris, "Multipath Model for Power Line Communication Channel in the Frequency Range of 1MHZ - 30MHz", EUROCOM 2007, September.
[4] H. Meng, S. Chen, " Modeling of the Transfer Characteristics for the Broadband Power Line Communication Channel," IEEE Transactions on power delivery, vol. 19, N 3, pp. 529-551, July 2004.
[5] M. Zimmermann, K .Dostert, "A Multi-Path Model for the Power Line Channel," IEEE Transactions on communications, Vol.50, N0.4, pp 553 - 559, April 2002.
[6] C. Ioannis Papaleonidopoulos, G. Constantinos Karagiannopoulos, J. Nickolas Theodorou, " Statistical Analysis and Simulation of Indoor Single-phase Low Voltage Power-Line Communication Channels on the basis of Multi path Propagation," IEEE Transactions on power delivery, Vol. 49, No. 1, pp 89 - 99, February 2003.
[7] A. D. Oliveira and H. F. Silva, "Powerline Communication Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing with a Gray Code Variation", Electronic Systems Lab (LabSel) Engineering College Federal University of Juiz de Fora (UFJF), 2003.
[8] F. Tlili, F. Rouissi and A. Ghazel, "Precoded OFDM for Powerline Broadband Communication", Ecole Suptieure des Communications de Tunis (SUPCOM), Cité Technologique des Communications, 2003 Ariana- Tunisia.
[9] E. Tooraj, R. Frank Kschischang and P. Glenn Gulak, "In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble," International Journal of Communication Systems 2003, pp 381 - 400, May 2003.
[10] Prassad, R., Van Nee R., OFDM for wireless multimedia communication, Artech House, 2000.
[11] M. Zimmermann and K. Dostert, " An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Power Line Networks," Proc. 4th. Int´l. Symp. Power Line Commun. and Its apps., Limerick, Ireland, pp. 131-138.
[12] Y. Zhang, C. Shijie, J. Nguimbis and L. Xiong, "Analysis and Simulation of Low-voltage Powerline Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing", Journal of Electrical & Eletronics Engineering, vol.3, no.1, 2003, pp. 827-833, Istanbul University.
[13] ETSI, Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and Fixed Receivers, ETS, 300-401, February, 1995.
[14] ETSI, Digital Video Broadcasting Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Televisions, EN 300-744, August, 1997.
[15] Takanashi., H., Van Nee R., Merged Physical Layer Specification for the 5 GHz Band, technical Report, IEEE, 1998.

[16] M. K. Ozdemir and H. Arslan, “Channel Estimation for Wireless OFDM Systems”, IEEE Communication Survey, Vol. 9, No. 2, 2ND Quarter 2007
[17] D. Schafhuber, G. Matz, and F. Hlawatsch, “Adaptive Wiener Filters for Time–Varying Channel Estimation in Wireless OFDM Systems,” Proc. IEEE Int’l. Conf. Acoust., Speech, and Signal Processing, vol. 4, Hong Kong, China, Apr. 2003, pp. 688–91.
[18] Rodrigo Pereira David, Técnica de Estimação de Canal utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM , Dissertação de Mestrado, PUC-Rio, Abril de 2007.
[19] Haykin, S. Adaptive Filter Theory, 2ed. Englewood Cliffs, Nj, USA, Prentice Hall, 1991.
[20] Diniz, P. S. R. Adaptive Filtering: Algorithms and Pratical Implementation, Norwell, MA, USA, Kluwer Academic Press, 1997.
[21] Roy, S., Shink J. J., “Analysis of the Data-reusing LMS Algorithm”, In: Proceedings of the 32 Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp. 1127-1130, Urbana- Champaign, IL, USA, 1989.
[22] Slock, D. T., “On the Convergence Behavior of the LMS and the normalized LMS Algorithm”, IEEE Transaction on Signal Processing , v. 41, pp. 2811-2825, September 1993.
[23] Jenkins W. K., Hull, A. W., Strait, J. C. et al., Advance Concepts in Adaptive Signal Processing, Norwell, MA, USA, Kluwer Academic Publishers, 1996.
[24] Aureo Serrano, Equalização e Estimação de Canal em Sistema de Transmissão OFDM, dissertação de Mestrado, PUC-Rio, Julho de 2005.
[25] HRASNICA, Halid; HAIDINE, Abdelfatteh; LEHNERT Ralf. Broadband Powerline Communications: Network Design. Dresden University of Technology, Germany. Wiley, 2004.
[26] APTEL – Associação de empresas proprietárias de infra-estrutura e sistemas privados de telecomunicações. http://www.aptel.com.br.
[27] www.teleco.com.br.
[28] J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1995.
[29] S. Verdú, Multiuser Detection, Cambridge, Univ. Press, 1998.
[30] Rodrigo Silva Mello, Modelagem do Canal PLC, Dissertação de Mestrado, PUC-Rio, Março de 2005.
[31] D. Anastasiadou and T. Antonakopoulos, "Multipath Characterization of Indoor Power-Line Networks," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 20, No. 1, Jan. 2005.
[32] Vasegui, S. V., Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction, Wiley-Teubner, 1996.
[33] P. Stoica and Y. Selém, “Model - Order Selection”, IEEE Signal Processing Magazine, Julho de 2004.
[34] Mauricio Sol de Castro, Soluções adaptativas para equalização autodidata multicanal, Dissertação de Mestrado, Unicamp, Agosto de 2002.
[35] Wicker, S., B., Error Control Systems for Digital Communication and Storage, Prentice – Hall, 1995.
[36] iai, H., Imai, H., On the Distribution of the Peak to average Power Ratio of the OFDM signals. IEEE Trans. Commun., february 2001, pp. 282-289.
[37] Vijaya Chandran Ramasami, Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

[38] Pollet, T.; Van Baldel, M.; Moneclaey, M, “BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise, IEEE Transactions on Communications , p.191-193, April 1995.
[39] ITU. DTTB Handbook: Digital Terrestrial Television Broadcasting in the VHF/UHF Bands, Technical Reposts, Radiocommunication Bureau, 2002.
[40] EEE. Supplement to Standard for telecommunication and Information Exchange between Systems – LAN/MAC Specific Requirements – Part 11: Wireless MAC and PHY Specification: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band technical Report, IEEE, 1999.

Apêndices

APÊNDICE 1

Algoritmo EM

O algoritmo EM (*expectation maximization*) é um método iterativo de maximização da função de verossimilhança. O EM é utilizado para resolver problemas onde há a dificuldade de se obter diretamente a estimativa ML (*Maximum-likelihood*) devido ao fato dos dados serem incompletos ou devido à própria dificuldade de se obter a estimativa ML.

O algoritmo EM consiste de dois passos principais: um passo chamado de expectativa (*expectation*), seguido do passo da maximização (*maximization*). A expectativa diz respeito às variáveis desconhecidas, usando a estimação dos parâmetros condicionada pela observação. O passo da maximização obtém a nova estimação dos parâmetros.

Y denota o espaço de amostras da observação e y $\in \Re^m$ denota uma observação de Y. X denota o espaço subjacente e x$\in \Re^n$ denota uma saída de X, com m < n. O dado x é chamado de dado completo. O dado completo x não é observado diretamente, mas somente pela observação de y. Uma observação y determina um subconjunto de X, o qual é denotado como X(y). A figura 7.1 ilustra esse mapeamento.

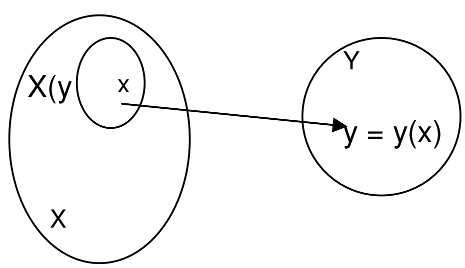

Figura 7.1: Ilustração do mapeamento de muitos para um de X para Y.

O ponto y é a imagem de x e o conjunto X(y) é o mapa inverso de y.

Considerando um vetor aleatório $\underline{x}$ que assume valores no R^n que depende de um parâmetro $\theta \in \Theta \subseteq R^q$ cujo valor deseja-se estimar. Entretanto como foi dito acima $\underline{x}$ não é observável. Tem-se acesso apenas a um vetor aleatório $\underline{y} = H(x)$ que assume valores no R^m. Por conseqüência *H* é não inversível.

Deseja-se determinar o estimador ML de θ a partir do conhecimento de $\underline{y}$ (denominado de *dado incompleto*), porém levando-se em conta a sua dependência com $\underline{x}$ (denominado de *dado completo*).

O estimador ML de θ a partir do conhecimento de $\underline{y}$ é dado por:

$$\underline{\hat{\theta}}_{ML} = \arg\max_{\underline{\theta}} \; p_{\underline{y}}\left(\underline{Y};\underline{\theta}\right) \tag{7.1}$$

Por conveniência podemos maximizar de forma alternativa o logaritmo desta distribuição uma vez que esta função é monotônica crescente. Usando das relações que envolvem as densidades condicionais temos:

$$\log p_{\underline{y}}\left(\underline{Y};\underline{\theta}\right) = \log p_{\underline{x},\underline{y}}\left(\underline{X},\underline{Y};\underline{\theta}\right) - \log p_{\underline{x}|\underline{y}}\left(\underline{X}\,|\,\underline{Y};\underline{\theta}\right) \tag{7.2}$$

Multiplicando ambos os membros da equação (7.2) por $p_{\underline{x}}\left(\underline{X};\underline{\theta}'\right)$ e integrando em $\underline{X}$ ao longo de todo R^n temos:

$$\log p_{\underline{y}}\left(\underline{Y};\underline{\theta}\right) = \int_{R^n} \log p_{\underline{x},\underline{y}}\left(\underline{X},\underline{Y};\underline{\theta}\right).p_{\underline{x}}\left(\underline{X};\underline{\theta}'\right).d\underline{X} - \int_{R^n} \log p_{\underline{x}|\underline{y}}\left(\underline{X}\,|\,\underline{Y};\underline{\theta}\right).p_{\underline{x}}\left(\underline{X};\underline{\theta}'\right).d\underline{X} \tag{7.3}$$

O primeiro termo é facilmente identificável com:

$$U\left(\underline{\theta},\underline{\theta}'\right) = \int_{R^n} \log p_{\underline{x},\underline{y}}\left(\underline{X},\underline{Y};\underline{\theta}\right).p_{\underline{x}}\left(\underline{X};\underline{\theta}'\right).d\underline{X} = E_{\underline{x}}\left\{\log p_{\underline{x},\underline{y}}\left(\underline{X},\underline{Y};\underline{\theta}\right) |\, \underline{y}=\underline{Y},\underline{\theta}'\right\} \tag{7. 4}$$

E o segundo termo pode ser visto como:

$$V\left(\underline{\theta},\underline{\theta}'\right) = \int_{R^n} \log p_{\underline{x}|\underline{y}}\left(\underline{X}\,|\,\underline{Y};\underline{\theta}\right).p_{\underline{x}}\left(\underline{X};\underline{\theta}'\right).d\underline{X} = E_{\underline{x}}\left\{\log p_{\underline{x}|\underline{y}}\left(\underline{X}\,|\,\underline{Y};\underline{\theta}\right) |\, \underline{y}=\underline{Y},\underline{\theta}'\right\} \tag{7.5}$$

Pode ser mostrado [32] que a função V satisfaz a seguinte desigualdade:

$$V\left(\underline{\theta},\underline{\theta}'\right) \le V\left(\underline{\theta}',\underline{\theta}'\right) \quad \text{para } \forall \underline{\theta},\underline{\theta}' \in \Theta \tag{7. 6}$$

Assim tem-se:

$$
\begin{aligned}
&L(\underline{\theta}) = U(\underline{\theta},\underline{\theta}') - V(\underline{\theta},\underline{\theta}') \\
&L(\underline{\theta}') = U(\underline{\theta}',\underline{\theta}') - V(\underline{\theta}',\underline{\theta}') \\
&\qquad\qquad\Downarrow \\
&L(\underline{\theta}) - L(\underline{\theta}') = \left[U(\underline{\theta},\underline{\theta}') - U(\underline{\theta}',\underline{\theta}')\right] + \underbrace{\left[V(\underline{\theta}',\underline{\theta}') - V(\underline{\theta},\underline{\theta}')\right]}_{\geq 0} \\
&\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\Downarrow \\
&L(\underline{\theta}) - L(\underline{\theta}') \geq U(\underline{\theta},\underline{\theta}') - U(\underline{\theta}',\underline{\theta}')
\end{aligned}
\tag{7.7}
$$

Conseqüentemente se $\underline{\theta}$ for escolhido de modo que $U(\underline{\theta},\underline{\theta}') \geq U(\underline{\theta}',\underline{\theta}')$ então $L(\underline{\theta}) \geq L(\underline{\theta}')$.

Este resultado permite a construção de um método iterativo para determinação do estimador ML que requer exclusivamente o conhecimento da função $U(\underline{\theta},\underline{\theta}')$

1. Seja $\underline{\theta}_0$ um valor arbitrário para $\underline{\theta}$
2. Seja $\underline{\theta}_1 = \arg\max_{\underline{\theta}} U(\underline{\theta},\underline{\theta}_0)$
3. Faça $\underline{\theta}_0 = \underline{\theta}_1$ e volte para 2.

APÊNDICE 2

<u>Resultado</u>

Seja $\underline{x}$ um vetor gaussiano complexo de média $\underline{m}$ e matriz covariância Λ. Queremos determinar $E\{\underline{x}^{\dagger}.A.\underline{x}\}$.

$$
\begin{aligned}
&E\{\underline{x}^{\dagger}.A.\underline{x}\} = E\{[\underline{x}-\underline{m}+\underline{m}]^{\dagger}.A.[\underline{x}-\underline{m}+\underline{m}]\} = \\
&= E\{[\underline{x}-\underline{m}]^{\dagger}.A.[\underline{x}-\underline{m}]\} + E\{\underline{m}^{\dagger}.A.\underline{m}\} - E\{\underline{m}^{\dagger}.A.[\underline{x}-\underline{m}]\} - E\{[\underline{x}-\underline{m}]^{\dagger}.A.\underline{m}\} = \\
&= E\{[\underline{x}-\underline{m}]^{\dagger}.A.[\underline{x}-\underline{m}]\} + E\{\underline{m}^{\dagger}.A.\underline{m}\} - \underline{m}^{\dagger}.A.E\{[\underline{x}-\underline{m}]\} - E\{[\underline{x}-\underline{m}]^{\dagger}\}.A.\underline{m} = \\
&= E\{[\underline{x}-\underline{m}]^{\dagger}.A.[\underline{x}-\underline{m}]\} + E\{\underline{m}^{\dagger}.A.\underline{m}\}
\end{aligned}
\tag{7.8}
$$

Observe que o primeiro termo se desenvolve da forma:

$$
\begin{aligned}
&E\{[\underline{x}-\underline{m}]^{\dagger}.A.[\underline{x}-\underline{m}]\} = E\left\{\sum_i\sum_j A_{ij}.(x_i-m_i).(x_j-m_j)^*\right\} = \\
&= \sum_i\sum_j A_{ij}.\Lambda_{ij} = \sum_i\sum_j A_{ij}.\left[\Lambda^T\right]_{ji} = \sum_i\left[A.\Lambda^T\right]_{ii} = tr\left[A.\Lambda^T\right]
\end{aligned}
\tag{7.9}
$$

APÊNDICE 3

<u>Resultado (Ljung 87)</u>

Se $\underline{x}$ e $\underline{y}$ são vetores conjuntamente gaussianos complexos de médias $\underline{m}_x$ e $\underline{m}_y$ e de matrizes de covariâncias dadas por Λ_x e Λ_y com covariância cruzada dada por Λ_{xy} então $\underline{x}/\underline{y}$ é um vetor gaussiano complexo de média $\underline{m}_x + \Lambda_{\underline{x},\underline{y}}.\Lambda_{\underline{y}}^{-1}.\left(\underline{Y} - \underline{m}_y\right)$ e matriz covariância expressa por $\Lambda_{\underline{x}} - \Lambda_{\underline{x},\underline{y}}.\Lambda_{\underline{y}}^{-1}.\Lambda_{\underline{x},\underline{y}}^{\dagger}$.

APÊNDICE 4

Sistema OFDM

Considere N fontes discretas emitindo símbolos de um mesmo alfabeto a uma taxa de símbolos 1/T. Os símbolos de cada fonte modulam um filtro próprio, caracterizado por uma função específica de suporte não superior a T. Os sinais produzidos pelas fontes são então somados e transmitidos por um canal. A figura 7.2 ilustra este processo de transmissão.

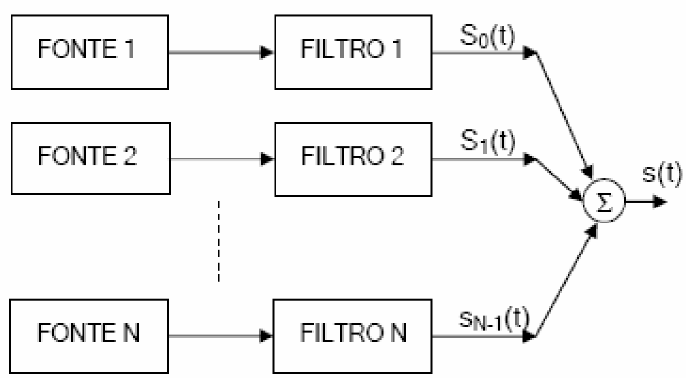

Figura 7.2: Processo de transmissão OFDM

$x_{i,m} =$ símbolo emitido pela fonte i+1 no intervalo [m.T,(m+1).T]

$$s_i(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_{i,m}.\phi_i(t - mT) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i(t) \qquad (7.10)$$

Na recepção, s(t) passa por um banco de N filtros casados aos sinais $\{\phi_i(.)\}$, como está indicado na figura 7.3.

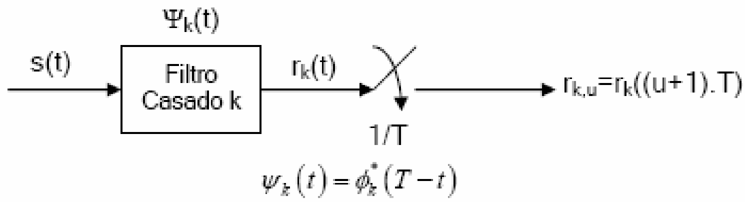

Figura 7.3: Processo de recepção OFDM

$$r_k(t) = s(t) * \psi_k(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t-\lambda).\psi_k(\lambda).d\lambda =$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t-\lambda).\phi_k^*(T-\lambda).d\lambda = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_{i,m}.\int_0^T \phi_i(t-\lambda-mT).\phi_k^*(T-\lambda).d\lambda \qquad (7.11)$$

$$r_k((I+1).T) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_{i,m}.\int_0^T \phi_i((I+1-m).T-\lambda).\phi_k^*(T-\lambda).d\lambda$$

Por questões de suporte das funções $\{\phi_i(.)\}$, a integral acima só é não nula quando I = m e assim:

$$\mathrm{r_k}((I+1).T) = \sum_{i=0}^{N\_1} x_{i,t}.\int_0^T \phi_i(\lambda).\phi_k^*(\lambda).d\lambda \qquad (7.12)$$

A única forma de recuperar o símbolo adequado consiste em exigir que os sinais $\{\phi_i(.)\}$sejam ortogonais no intervalo [0,T]. Por comodidade, exigiremos que este sinais sejam ortonormais em [0,T] ou seja:

$$\int_0^T \phi_i(\lambda).\phi_k^*(\lambda).d\lambda = \delta[i-k] \qquad (7.13)$$

Um conjunto de funções que satisfazem esta propriedade é apresentado abaixo e que denominaremos de “proposta OFDM”:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T}}.\exp\left[j.2\pi.\frac{i}{T}.(t-t_0)\right] \qquad t \in [0,T], i \in \{0,1,...,N-1\} \qquad (7.14)$$

Estas funções possuem uma propriedade que será muito útil adiante que é:

$$(a,b) \in (o,T] \Rightarrow \phi_i(a+b) = \exp\left(j.2\pi.\frac{i}{T}.b \right)\phi_i(a) \quad (7.15)$$

O PROBLEMA DO INTERVALO DE GUARDA

No desenvolvimento acima foi assumido que o canal é ideal, isto é, sem ruído e sem distorção.

Vamos admitir agora que o canal pode ser modelado por um sistema linear invariante no tempo (pelo menos durante o período T) cuja resposta impulsional h(t) possui suporte T_g inferior a T.

Se nada for feito na transmissão, ocorrerá ISI (*Inter symbol Interference* – interferência intersimbólica). Para combatê-la, cria-se um intervalo de guarda a montante do intervalo T. Assim o sinal transmitido no restante deste intervalo ao chegar à recepção, terá seu término antes no início do sinal do período seguinte. Como está indicado na figura 7.4.

Figura 7.4: Intervalo de guarda

Agora não se poderá usar na recepção o sinal recebido durante este intervalo.
sinal transmitido *s(t)*
sinal recebido *r(t) = s(t)*h(t)*

Seja,

$$\hat{r}(t) = \begin{cases} r(t) & t \in (m.T,(m+1).T] \ \forall m \\ 0 & caso\ contrario \end{cases} \quad (7.16)$$

Este sinal recebido passa pelo mesmo banco de filtros anteriormente discutido.

$$
\begin{aligned}
r_{k,i} &= \hat{r}(t) * \psi_k(t)\Big|_{t=(I+1).T} = \int_{IT+T_g}^{(I+1).T} r(u).*\psi_k((I+1).T-u).du \\
&= \int_{T_g}^{T} r(\lambda + I.T).\psi_k(T-\lambda).d\lambda = \\
&= \int_{T_g}^{T} \left[h(u).s(\lambda + I.T - u).du\right].\psi_k(T-\lambda).d\lambda = \\
&= \int_{T_g}^{T} \left[\int_{T_g}^{T} h(u).\left[\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_{i,I}.\phi_i(\lambda - u + (I-m).T \right] du \right].\psi_k(T-\lambda).d\lambda
\end{aligned}
\tag{7.17}
$$

Novamente devido aos suportes das funções envolvidas acima, só não são nulos os termos em que m=I e assim:

$$
r_{k,I} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i,I}.\int_{T_g}^{T} \left[\int_{T_g}^{T} h(u).\phi_i(\lambda - u).du \right].\psi_k(T-\lambda).d\lambda \tag{7.18}
$$

Se assumirmos a “proposta OFDM” então, usando a propriedade mencionada destas funções tem-se que:

$$
r_{k,I} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i,I}.\int_{0}^{T_g} h(u).\exp\left(-j2\pi.\frac{i}{T}u\right).du \int_{T_g}^{T} \phi_i(\lambda).\psi_k(T-\lambda).d\lambda \tag{7.19}
$$

Pode-se facilmente perceber que a primeira integral é a transformada de Fourier da resposta impulsional do canal na freqüência i/T e que por simplicidade denotaremos por h_i. Assim:

$$
r_{k,I} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i,I}.\int_{0}^{T_g} h_i.\int_{T_g}^{T} \phi_i(\lambda).\psi_k(T-\lambda).d\lambda \tag{7.20}
$$

Desnecessário dizer que continuamos querendo que a integral acima seja nula para i≠k, mas também queremos manter o fato de que a recepção continua sendo feita por filtros casados, o que implica em:

$$\int_{T_g}^{T} \phi_i(\lambda).\phi_k^*(\lambda).d\lambda = \delta[i-k] \qquad (7.21)$$

Isto pode ser facilmente obtido fazer uma leve alteração nas funções $\{\phi_i(.)\}$ sugeridas. Considere agora as funções:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T-T_g}}.\exp\left[j2\pi.\frac{i}{T-T_g}.(t-t_0)\right] \quad t \in [T_g, T], i \in \{0,1,...,N\} \qquad (7.22)$$

Convém salientar que a propriedade mencionada agora passa a ser:

$$(a+b) \in (T_g, T] \Rightarrow \phi_i(a+b) = \exp\left(j.2\pi.\frac{i}{T}.b\right).\phi_i(a) \qquad (7.23)$$

Observe que os espectros de amplitude destes sinais são da forma:

$$\left|\Im[\phi_i(t)]\right| = KSinc\left[(T-T_g).\left(f - \frac{i}{T-T_g}\right)\right] \qquad (7.24)$$

e assim temos funções Sinc de largura de faixa de nulo de $\frac{1}{T-T_g}$ e centradas em freqüências múltiplas de $\frac{1}{T-T_g}$, indo de 0 a $\frac{N-1}{T-T_g}$.

Consequentemente a largura da faixa de nulo do sinal s(t) vale:

$$W = \frac{N}{T-T_g} \Rightarrow T = T_g + \frac{N}{W} \qquad (7.25)$$

Frequentemente escolhe-se Tg de modo a ser múltiplo de $\frac{1}{W}$, digamos $T_g = \frac{L}{W}$. Então:

$$T = T_g + \frac{\mathrm{N}}{\mathrm{W}} = \frac{L}{W} + \frac{\mathrm{N}}{\mathrm{W}} = \frac{\mathrm{M}}{\mathrm{W}} = M.T_s \text{ onde } T_s = \frac{1}{W} \qquad (7.26)$$

O PROBLEMA DO MULTIPERCURSO

No caso de multipercursos, sinais distintos chegam ao receptor com atrasos distintos devido a diferente faixa de freqüência que ocupam. Neste caso a ortogonalidade é perdida dando origem ao que é chamado de ICI (*Inter carrier Interference* – interferência entre portadoras). Como indicado na figura 7.5.

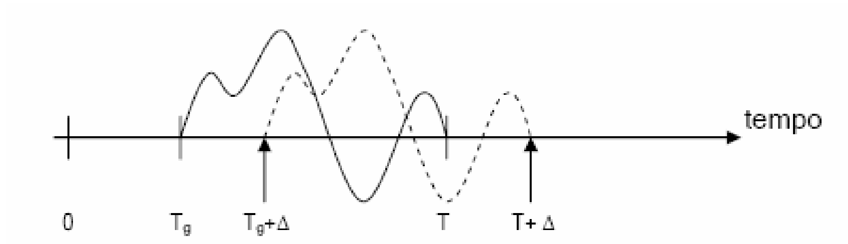

Figura 7.5: Multipercurso

Note que agora a integral de ortogonalidade se escreve da forma:

$$\int_{T_g+\Delta}^{T} \phi_i(t).\phi_j^*(\lambda-\Delta).d\lambda = \exp\left(j2\pi.\frac{\Delta}{T-T_g}\right).\int_{T_g+\Delta}^{T} \phi_i(t).\phi_j^*(\lambda-\Delta).d\lambda \qquad (7.27)$$

onde a integral final não é necessariamente nula.

Na tentativa de resolver este problema, vamos “estender“ o suporte das funções $\{\phi_i(.)\}$de [Tg,T] para [0,T], consequentemente, tem-se:

$$\int_{T_g}^{T} \phi_i(t).\phi_j^*(\lambda-\Delta).d\lambda = \int_{T_g}^{T_g+\Delta} \phi_i(t).\phi_j^*(\lambda-\Delta).d\lambda + \int_{T_g+\Delta}^{T} \phi_i(t).\phi_j^*(\lambda-\Delta).d\lambda \qquad (7.28)$$

Observe que a propriedade básica pode ser aplicada na 2ª integral, mas em princípio não pode ser aplicada na 1ª integral, a não ser que no processo de extensão das funções $\{\phi_i(.)\}$ esta propriedade seja também imposta, o que será aqui feito. Para o caso das funções sugeridas, isto é automaticamente satisfeito desde que Δ ≤ Tg. Assim tem-se que:

$$\phi_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T-T_g}}.\exp\left[j.2\pi.\frac{i}{T-T_g}.(t-t_0\right] t\in[0,T], i\in\{0,1,...,N-1\} \qquad (7.29)$$

e para i ≠ j tem-se que:

$$\int_{T_g}^{T} \phi_i(\lambda).\phi_j^*(\lambda-\Delta).d\lambda = \exp\left(j2\pi.\frac{\Delta}{T-T_g}\right).\int_{T_g}^{T} \phi_i(\lambda).\phi_j^*(\lambda)d\lambda = 0 \quad (7.30)$$

Convém notar que a continuação indicada das funções $\{\phi_i(.)\}$ faz com que estas apresentem a seguinte propriedade:

$$\phi_i(t) = \phi_i(t+T-t_g) \;\; para \;\; t \in (0, T_g] \quad (7.31)$$

O que faz com que esta extensão seja denominada de prefixo cíclico.

Em resumo: o sinal OFDM é da forma:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_{i,m}.\phi_i(t-mT)$$

$$\phi_i(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_g}}.\exp\left[j2\pi.\frac{W}{N}.i.(t-t_o)\right] para \;\; t \in (A,T] \\ 0 \;\; para \;\; t \in (0,A] \end{cases} \quad (7.31)$$

Se A=0 , temos o chamado sinal OFDM de prefixo cíclico (CP)

Se A=Tg , temos o chamado sinal OFDM de prefixo nulo (NP)