

Michel Pinto Rodrigues

**Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa
Setembro/2009**

Técnicas de estimação de canal para sistemas de satélites

Michel Pinto Rodrigues

*Tese submetida na Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa
para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores*

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa
Setembro/2009

Dedico esta tese à minha família e amigos.

Agradecimentos

Quero exprimir os meus agradecimentos aos meus pais e amigos que me apoiaram durante a execução do presente trabalho.

Resumo

O objectivo primordial desta tese consiste em analisar o impacto de técnicas de estimação e seguimento de canal para sistemas de satélite utilizando modulações OFDM e SC-FDE que são adequadas para canais fortemente dispersivos no tempo.

No contexto de transmissões de alto débito, devido à dispersão temporal do canal este apresenta selectividade no domínio da frequência e introduz interferência inter-simbólica no sinal recebido. Por conseguinte é necessário do lado do receptor, no caso de empregar-se receptores coerentes, uma estimativa da resposta do canal de forma a compensar os efeitos do canal. Na transmissão para satélites LEO, a existência de um elevado movimento relativo entre o emissor e receptor altera as condições de propagação. Esse facto origina a variação no tempo do canal de propagação tornando necessário o seguimento constante da resposta do canal para efeitos de igualização. São possíveis várias técnicas de estimação e seguimento de canal. Contudo, é necessário limitar o *overhead* relativo ao envio dos blocos de treino.

Constatou-se, a melhor aptidão do OFDM ao objectivo do seguimento de canal. De facto, verificou-se um melhor desempenho desse último, comparativamente ao SC-FDE, em todas as técnicas de seguimento de canal consideradas neste trabalho.

Abstract

The main objective of this thesis is to evaluate the impact of channel estimation and tracking techniques for satellite systems using OFDM and SC-FDE modulation which, as we know, are suitable for severely time-dispersive channels.

In the context of high data-rate transmissions, the delay spread of the channel is experienced as frequency selective fading and intersymbol interference (ISI). Therefore, in case of coherent receiver, we need an estimated channel response to inverse the channel effect. However, for LEO satellites transmissions, the high relative motion between the transmitter and receiver modifies the propagation conditions. This provokes the time-varying nature of the channel making it necessary to follow. Several channel estimation and tracking techniques are feasible. However, it is necessary to limit the overhead involved to the transmission of training blocks.

It was notice that OFDM modulation is more appropriate to the objective of channel tracking. In fact, the results show a better performance of the latter, compared to SC-FDE, in every channel tracking techniques considered in this work.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto	1
1.2	Objectivo	3
1.3	Organização	3
2	Sistemas de comunicação por satélites	5
2.1	Satélites	5
2.1.1	Tipos de órbita	6
2.1.2	Sistemas de satélites	10
2.2	Modelos de canal para sistemas de comunicação	11
2.2.1	Modelos dos sinais transmitidos e recebidos	12
2.2.2	Propagação multipercurso	13
2.2.3	Desvanecimento lento	16
2.2.4	Canal não selectivo na frequência	17
2.2.5	Efeito de Doppler em sistemas de satélites LEO	21

2.2.6	Espectro de Doppler	23
2.2.7	Canal selectivo na frequência	26
2.2.8	Modelação de um canal duplamente selectivo utilizando o modelo de Rayleigh e o modelo de Jakes	28
3	Técnicas de modulação para canais dispersivos no tempo	33
3.1	Igualização do canal	33
3.1.1	Técnicas convencionais	34
3.1.1.1	Igualização no domínio da frequência	35
3.2	Modulação OFDM	38
3.2.1	Ortogonalidade em FDM	39
3.2.2	Estrutura de emissão	41
3.2.3	Estrutura de recepção	43
3.2.4	Codificação e <i>interleaving</i> dos dados em OFDM	45
3.3	SC-FDE	46
3.3.1	Estrutura de emissão	48
3.3.2	Estrutura de recepção	49
3.3.3	Igualização do canal em SC-FDE	50
3.3.3.1	FDE Linear	50
3.3.4	FDE do tipo IB-DFE com realimentação de decisões	52
3.3.4.1	Variantes "Soft-Decision" e Turbo FDE para IB-DFE	59

3.4	Comparação entre OFDM e SC-FDE	63
4	Estimação de canal para técnicas de transmissão por bloco	67
4.1	Estimação de canal	67
4.1.1	Estimação de canal do tipo ZF	69
4.1.2	Estimação de canal com base num estimador MMSE	71
4.1.3	Refinamento da estimação do canal com base em Decision-Directed . . .	72
4.1.4	Estimação do canal baseada em sequências de treino	74
4.1.5	Estimação do canal baseada em pilotos multiplexados	84
4.1.6	Melhoria da estimação do canal através da combinação de dados	92
5	Seguimento de canal	99
5.1	Introdução	99
5.2	Interpolação de canal	101
5.2.1	Interpolação ideal	103
5.2.2	Seguimento do canal baseado na interpolação linear	106
5.2.3	Seguimento do canal baseado em sequências de treino	109
5.2.4	Seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados	114
5.3	Seguimento de canal adaptativo	118
5.3.1	Limitações inerentes ao seguimento do canal	118
5.3.2	Seguimento do canal baseado em Decision-Directed	121
5.3.3	Seguimento do canal baseado no algoritmo LMS	124

5.3.4	Seguimento do canal baseado na combinação de dados	127
5.3.5	<i>Interleaving</i> dos dados de informação sobre a trama	130
5.4	Resumo	133
6	Conclusões	137
6.1	Conclusões gerais	137
6.2	Linhas de investigação futuras	141
A	Estimador MMSE	143
B	Algoritmo LMS	147
C	Curvas de desempenho complementares	149
C.1	Curvas de desempenho referentes à interpolação ideal	149
C.2	Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear	154
C.3	Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino	161
C.4	Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados	168
C.5	Curvas de desempenho referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal	172
C.6	Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed	178

C.7	Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado no algoritmo LMS	187
C.8	Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados	193
C.9	Curvas de desempenho referentes ao <i>interleaving</i> dos dados de informação sobre a trama	199
Bibliografia		205

Lista de Tabelas

2.1	Algumas características dos principais tipos de órbitas.	8
5.1	Tabela comparativa entre as diversas técnicas de seguimento de canal. Parâmetros de comparação: • $f_D T_B$ máximo alcançado para um $\text{BER} = 10^{-3}$ para as diversas variantes do OFDM e SC-FDE consideradas neste trabalho (3ª iteração dos respectivos métodos) com $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB • atraso • <i>overhead</i> • complexidade	135

Lista de Figuras

2.1	Ilustração da configuração das diversas órbitas apresentadas	9
2.2	Ilustração da propagação multipercurso.	13
2.3	Possível representação da resposta impulsiva de um canal de propagação. . . .	15
2.4	Efeito multipercurso em dois instantes distintos (t_1 e t_2) e respectivas respostas impulsivas $h(\tau)$	15
2.5	Ilustração de uma resposta em frequência de um canal comparativamente a largura de banda do sinal transmitido no caso de $\Delta\tau \ll T_s$	18
2.6	Amplitude $ \alpha(t) $ do sinal recebido a um dado instante. A amplitude do sinal resultante consiste na soma vectorial de todas as componentes.	19
2.7	Amplitude $ \alpha(t) $ do sinal recebido a um dado instante. A amplitude do sinal resultante consiste na soma vectorial de todas as componentes multipercurso com a componente de linha de vista.	20
2.8	Ilustração do problema do deslocamento de Doppler nos sistemas de satélites LEO	21
2.9	Exemplos de diversos deslocamentos de Doppler normalizado num sistema de satélites LEO para diversas alturas possíveis da órbita	22
2.10	Ilustração de uma área isotrópica dispersiva.	23

2.11	Densidade espectral de potência de Doppler (Jakes) $S_{r,r}(f)$ (2.11a) e sua respectiva função de autocorrelação $R_{r,r}(\tau)$ em função de $f_D\tau$ ($f_D = 90$ Hz, $\sigma_0^2 = 1$) (2.11b).	25
2.12	Ilustração de um exemplo de resposta em frequência de um canal, comparativamente a largura de banda do sinal transmitido, no caso de $\Delta\tau \gg T_s$	27
2.13	Ilustração do processo de modelação do canal através o modelo de Rayleigh e o modelo de Jakes. A passagem de (a) para (b) traduz a modelação do canal pelo modelo de Rayleigh, enquanto a passagem de (b) para (c) traduz a introdução da presença do efeito de Doppler pelo modelo de Jakes.	29
2.14	Ilustração de um canal variável ao longo do tempo modelado pela expressão (2.23). 30	
3.1	Ilustração da interferência inter-simbólica. As réplicas não interferem com o próximo bloco.	36
3.2	Conceito de FDM (Frequency-Division Multiplexing)	38
3.3	Conceito de OFDM, é visível o ganho de largura de banda alcançado.	39
3.4	Ilustração da ortogonalidade dos vários espectros $R(f)$	41
3.5	Diagrama de blocos de uma estrutura básica de emissão OFDM.	43
3.6	Diagrama de blocos de uma estrutura básica de recepção OFDM.	44
3.7	Ilustração do benefício da codificação e <i>interleaving</i> no OFDM.	46
3.8	Diagrama de blocos de uma estrutura básica de emissão SC-FDE.	48
3.9	Diagrama de blocos de uma estrutura básica de recepção SC-FDE.	49
3.10	Ilustração da estrutura do receptor IB-DFE com diversidade de ordem L	53

3.11	Desempenho do igualizador IB-DFE (com conhecimento perfeito da resposta do canal).	58
3.12	Ilustração da estrutura do receptor IB-DFE com diversidade de ordem L e decisão do tipo “Soft-Decision” (1) e Turbo FDE (2).	60
3.13	Desempenho do igualizador IB-DFE (com conhecimento perfeito da resposta do canal).	62
3.14	Ilustração das estruturas de transmissão e recepção do OFDM e SC-FDE. . . .	63
3.15	Diagramas I-Q de um sinal: (3.15a) OFDM (3.15b) SC-FDE.	64
4.1	Exemplo da melhoria da estimação do canal através da eliminação de parte do ruído existente na amostra.	70
4.2	Ilustração do processo de Decision-Directed por parte do OFDM.	74
4.3	Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal do tipo ZF e MMSE (sem utilização das sequências de Chu) e com utilização das sequências de Chu ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	76
4.4	Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino.	79
4.5	Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em sequências de treino.	82
4.6	Evolução para o OFDM de $\frac{E_b}{N_0}$ para um desempenho (BER = 10^{-4}) em função de $\frac{P_p}{P_s}$	83
4.7	Evolução para o SC-FDE de $\frac{E_b}{N_0}$ para um desempenho (BER = 10^{-3}) em função de $\frac{P_p}{P_s}$	83

4.8	Ilustração do método de interpolação considerado: (a) amostras na frequência da estimação do canal obtida através os pilotos multiplexados, (b) sequência periódica da resposta impulsiva do canal resultando da aplicação da transformada inversa de Fourier em (a), (c) resultado após restringirmo-nos a uma única resposta impulsiva do canal e (d) resposta impulsiva do canal resultando da aplicação da transformada de Fourier em (c).	85
4.9	Impacto do espaçamento dos pilotos multiplexados, num bloco de treino, face ao desempenho.	87
4.10	Comparação das curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino e com pilotos multiplexados para $\frac{P_p}{P_s} = -5$ dB.	88
4.11	Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados.	90
4.12	Evolução de $\frac{E_b}{N_0}$ para um desempenho ($\text{BER} = 10^{-4}$) em função de $\frac{P_p}{P_s}$ (OFDM).	91
4.13	Ilustração do esquema do processo de estimação de canal baseado na combinação de dados.	95
4.14	Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino.	96
4.15	Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados.	97
4.16	Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em sequências de treino.	98
5.1	Exemplo da evolução do valor absoluto da resposta em frequência de um dado canal, ao fim de $N_B = 10$ blocos de dados, em função de $f_D T_B$	100

5.2	Exemplo de uma possível evolução de $ \alpha_i(t) $	102
5.3	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	105
5.4	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	105
5.5	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	106
5.6	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	108
5.7	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	108
5.8	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	109
5.9	Ilustração do plano bidimensional relativo ao envio de sequências de treino . . .	110
5.10	Ilustração do processo efectuado no seguimento do canal baseado em sequências de treino.	110
5.11	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	111
5.12	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	112
5.13	Ilustração da variante do processo efectuado no seguimento do canal baseado em sequências de treino.	112

5.14	Evolução do desempenho do OFDM referente ao processo ilustrado na Figura 5.13, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	113
5.15	Evolução do desempenho do SC-FDE referente ao processo ilustrado na Figura 5.13, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	114
5.16	Ilustração do plano bidimensional relativo ao envio de pilotos de treino	115
5.17	Ilustração do processo efectuado no seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados.	115
5.18	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	116
5.19	Ilustração da variante do processo efectuado no seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados.	117
5.20	Evolução do desempenho do OFDM referente ao processo ilustrado na Figura 5.19, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	117
5.21	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	119
5.22	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	119
5.23	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	120
5.24	Ilustração do esquema do processo de treino e seguimento do canal baseado em Decision-Directed.	122

5.25	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	123
5.26	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	123
5.27	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	124
5.28	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	126
5.29	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	126
5.30	Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB, $\mu = 0.95$) e com $f_D T_B = 0$	127
5.31	Ilustração do esquema do processo do seguimento do canal baseado na combinação de dados.	128
5.32	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	129
5.33	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	129
5.34	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	130
5.35	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	131
5.36	Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB. . .	132

5.37	Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.	133
C.1	Curvas de desempenho do OFDM (referentes à interpolação ideal) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB). . . .	151
C.2	Curvas de desempenho do OFDM (referentes à interpolação ideal) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB). . .	152
C.3	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes à interpolação ideal) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB). . . .	154
C.4	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	156
C.5	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	158
C.6	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	160
C.7	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	163
C.8	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	164

C.9	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em seqüências de treino) com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB) e processo de seguimento do canal ilustrado pela Figura 5.13.	166
C.10	Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB) e processo de seguimento do canal ilustrado pela Figura 5.13.	167
C.11	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	169
C.12	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB) e processo de seguimento do canal ilustrado pela Figura 5.19.	171
C.13	Curvas de desempenho do OFDM (referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal) com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	174
C.14	Curvas de desempenho do OFDM (referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	176
C.15	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal) ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	178
C.16	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed) com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	181

C.17	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	183
C.18	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	186
C.19	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado no algoritmo LMS) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB, $\mu = 0.95$).	189
C.20	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado no algoritmo LMS) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB, $\mu = 0.95$).	192
C.21	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	195
C.22	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	197
C.23	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	198
C.24	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao <i>interleaving</i> dos dados de formação sobre a trama) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	200

C.25	Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao <i>interleaving</i> dos dados de informação sobre a trama) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	202
C.26	Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao <i>interleaving</i> dos dados de informação sobre a trama) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).	204

Lista de Acrónimos

AWGN - Additive White Gaussian Noise

BER - Bit Error Rate

CDD - Coded Decision-Directed

COFDM - Coded Orthogonal Frequency Division multiplexing

DD - Decision-Directed

DFE - Decision-Feedback Equalization

DFT - Discrete Fourier Transform

FDE - Frequency-Domain Equalization

FDM - Frequency-Division Multiplexing

FFT - Fast Fourier Transform

IB-DFE - Iterative Block Decision-Feedback Equalization

H-DFE - Hybrid Decision-Feedback Equalization

IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform

IFFT - Inverse Fast Fourier Transform

ISI - InterSymbol Interference

GEO - Geostationary Earth Orbit

GLONASS - GLObal NAVigation Satellite System

GPS - Global Positioning System

GSO - GeoSynchronous Orbit

LEO - Low Earth Orbit

LLR - Log-Like Ratio

LMS - Least Mean Squares

MEO - Medium Earth Orbit

MIMO - Multiple-Input and Multiple-Output

MLSE - Maximum-Likelihood Sequence Estimation

MMSE - Minimum Mean Square Error

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PMEPR - Peak-to-Mean Envelope Power Ratio

QAM - Quadrature Amplitude Modulation

QPSK - Quadrature Phase-Shift Keying

SC - Single-Carrier

SC-FDE - Single Carrier with Frequency Domain Equalization

SISO - Soft-Input and Soft-Output

SNR - Signal-to-Noise Ratio

SNIR - Signal-to-Noise + Interference Ratio

SOVA - Soft Output Viterbi Algorithm

TDE - Time-Domain Equalization

ZF - Zero-Forcing

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

Actualmente as telecomunicações móveis enfrentam um novo desafio, devido ao número crescente de utilizadores e exigência de maior mobilidade e qualidade de serviço. Aliada a estes factores vem a crescente utilização de serviços de dados, nomeadamente internet de alto débito e alta mobilidade, antevendo-se a disponibilização de uma variedade de serviços de dados de alto débito, a nível global, como complemento à rede fixa suportada por fibra óptica.

Entre os serviços sujeitos a uma procura crescente por parte dos consumidores encontram-se os serviços de multimédia. Dadas as suas características, este tipo de serviços exige ligações de alto débito dificultando desse modo a concepção inerente a qualquer sistema de comunicação. Esta dificuldade é acrescida caso se pretenda um sistema de comunicação global. É possível afirmar que a procura de novos serviços exerce forte pressão para o estabelecimento de uma infra-estrutura de comunicação móvel de alto débito à escala global.

Uma infra-estrutura suportada pela rede fixa ou móvel não constitui uma solução economicamente viável para atingir este fim. A utilização de um sistema de comunicações baseado em satélites, em complementaridade com a rede fixa existente, pode constituir uma solução

adequada, uma vez que permite uma cobertura de banda larga à escala global.

No entanto, os diferentes tipos de órbitas dos satélites e os tempos de latência associados, condicionam a escolha do tipo de satélite consoante a aplicação visada. Os satélites do tipo GEO (Geostationary Earth Orbit) e MEO (Medium Earth Orbit), introduzem tempos de latência elevados, devido aos tempos de propagação do sinal o que os tornam pouco adequados para sistemas de comunicação bidireccionais em tempo real. Convém salientar, no caso da órbita GEO, que apenas podem transitar um número limitado de satélites nessa órbita pelo facto de ser necessário um espaço mínimo (meio grau) entre cada um. Assim, para um sistema de telecomunicações móvel de alto débito à escala global, a escolha mais adequada consiste no recurso a satélites em órbita terrestre baixa, ou seja, do tipo LEO (Low Earth Orbit). Esta escolha é justificada pelo menor tempo de latência e menor potência necessária no *uplink* (transmissão do receptor terrestre para o satélite) e *downlink* (transmissão do satélite para o receptor terrestre), possibilitando o uso de equipamentos móveis de menores dimensões e melhores rendimentos das baterias.

A utilização de satélites do tipo LEO, em sistemas de alto débito, acarreta problemas na recepção do sinal devido ao efeito multipercurso e ao efeito Doppler. O efeito multipercurso pode ser compensado por meio de técnicas de modulação adequadas, nomeadamente o OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) e o SC-FDE (Single Carrier with Frequency Domain Equalization), que efectuem a igualização do canal no domínio da frequência. Melhores resultados são obtidos com o uso de receptores coerentes. Nesse caso é necessário proceder-se a uma estimação do canal no receptor de forma a poder-se efectuar o processo de igualização. Variadíssimas técnicas de estimação de canal podem ser empregues para o efeito, tais como o recurso a sequências de treino ou pilotos multiplexados com os dados.

Uma desvantagem dos satélites do tipo LEO face aos outros tipos, consiste na maior velocidade relativa do satélite face ao emissor/receptor posicionado na superfície terrestre e consequentemente um efeito de Doppler mais acentuado. Adicionalmente, os deslocamentos do satélite e dos terminais móveis provocam mudanças nas condições de transmissão/recepção e portanto

na resposta do canal que se torna variante com o tempo. Essa variabilidade obriga o receptor a adoptar um processo de seguimento da resposta do canal. O seguimento pode ser realizado através do envio periódico de dados, previamente conhecidos do receptor, o que se repercute numa diminuição do ritmo de bit útil. Consequentemente, qualquer técnica de estimação e seguimento de canal tem de limitar o *overhead* associado ao envio de símbolos piloto, sem comprometer a exactidão da estimação da resposta do canal.

1.2 Objectivo

Pretende-se com este trabalho avaliar os desempenhos das técnicas de transmissão por blocos, nomeadamente o OFDM e o SC-FDE, no contexto de transmissões de alto débito para satélites do tipo LEO. Para tal, planeia-se avaliar, para ambas as modulações, os requisitos mínimos de potência dos símbolos de referência presentes nos blocos de treino para proporcionar uma estimação do canal suficientemente correcta para garantir um desempenho aceitável do sistema. Pretende-se estudar técnicas de estimação de canal que permitem limitar o *overhead* associado ao envio dos símbolos de referência e melhorar a estimativa do canal sem no entanto aumentar em demasia a complexidade do processo. Finalmente, tenciona-se avaliar os desempenhos de várias técnicas de seguimento de canal em situações de grande variabilidade do canal de propagação.

1.3 Organização

No Capítulo 2, começa-se por apresentar as características dos sistemas de satélite, com especial ênfase para a sua classificação no que respeita aos tipos de órbitas associadas a cada sistema e serviço, indicando igualmente as limitações associadas a cada uma. Procede-se à caracterização dos serviços suportados por esses sistemas, propriedades relevantes e limitações que fundamentam a escolha de um sistema em particular para suporte de serviços de banda larga bidireccionais em tempo real. Nas últimas secções procede-se à caracterização dos

diferentes tipos de canais associados aos sistemas considerados, em especial ênfase os canais dispersivos e com efeito de Doppler.

O Capítulo 3, caracteriza duas técnicas de modulação, o OFDM no contexto das modulações multiportadoras e o SC-FDE para as modulações monoportadora. É dada uma breve explicação sobre as propriedades gerais de cada uma, com maior ênfase sobre as suas respectivas particularidades. Por fim são referidas as desvantagens e vantagens de cada uma das técnicas.

No Capítulo 4, é apresentado a descrição das técnicas de estimação de canal consideradas, para o OFDM e SC-FDE, no âmbito deste trabalho. Começa-se, nas secções 4.1.1 e 4.1.2, por descrever-se a estimação do canal do tipo ZF (Zero-Forcing) e MMSE (Minimum Mean Square Error), respectivamente. É apresentado um processo iterativo para melhorar a estimação do canal, para o OFDM, na secção 4.1.3. Nas secções 4.1.4 e 4.1.5 são apresentadas, respectivamente, as estimações do canal baseada em sequências de treino e em pilotos multiplexados e seus desempenhos. Por fim, na secção 4.1.6, é abordado uma forma de melhorar a estimação do canal através da combinação de dados.

O Capítulo 5 descreve as técnicas de seguimento de canal consideradas, para o OFDM e SC-FDE, no âmbito deste trabalho. Começa-se, na secção 5.2, por apresentar o método de interpolação de canal, sendo os resultados obtidos pela interpolação ideal e linear apresentados nas secções 5.2.1 e 5.2.2 respectivamente. Nas secções seguintes são apresentados os resultados obtidos por cada uma das técnicas de seguimento de canal consideradas neste trabalho.

Finalmente, no Capítulo 6, são realizadas as considerações finais respeitantes ao trabalho efectuado. Nestas incluem-se as conclusões relativas aos resultados obtidos e técnicas empregues, bem como linhas orientadoras para trabalho futuro de pesquisa dentro das técnicas de estimação de canal.

Capítulo 2

Sistemas de comunicação por satélites

Neste capítulo são apresentadas as características dos sistemas de satélite, com especial ênfase para a sua classificação no que respeita aos tipos de órbitas associadas a cada sistema e serviço. Na secção 2.1.1 começa-se pela caracterização dos diversos tipos de órbitas e limitações associadas a cada uma. Na secção 2.1.2 procede-se à caracterização dos serviços suportados por esses sistemas, propriedades relevantes e limitações que fundamentam a escolha de um sistema em particular, para suporte de serviços de banda larga bidireccionais em tempo real. Na secção 2.2 e seguintes procede-se à caracterização dos diferentes tipos de canais associados aos sistemas considerados, com especial ênfase para canais dispersivos e com efeito de Doppler.

2.1 Satélites

O conceito de satélite artificial surgiu num artigo publicado em 1945 por Arthur C.Clark. Nesse artigo era proposto um método de comunicação entre dois pontos da Terra através de um dispositivo de comunicação chamado satélite artificial colocado numa órbita geostacionária.

Dada a velocidade do satélite, solidária com a velocidade de rotação da Terra, este aparecia imóvel para um dado observador na superfície da Terra. Sendo a posição do satélite no céu conhecida por parte de observadores possibilitaria a existência de comunicação entre eles usando o satélite como relé. Devido à grande cobertura alcançada por parte de cada satélite obter-se ia com a utilização de três desses satélites, dispostos adequadamente sobre a órbita, a cobertura total do globo para efeitos de comunicação à excepção dos pólos.

Esse artigo marcou o começo da era dos satélites. No entanto, só passado cerca de uma década foi possível por em prática a ideia uma vez que na altura da publicação do artigo não estava disponível a tecnologia necessária.

Desde o lançamento do primeiro satélite artificial (Sputnik 1) pela União Soviética em 1957 os satélites evoluíram imenso no que toca às aplicações e capacidades. Actualmente os satélites de 4^a geração suportam serviços de banda larga e rivalizam com os sistemas terrestres em serviços de telecomunicações de elevada mobilidade.

2.1.1 Tipos de órbita

Uma órbita consiste na trajectória que descreve no espaço um corpo em redor de um outro corpo por acção da força gravítica. A escolha da órbita para um satélite é deveras importante devido ao facto de cada uma das órbitas existentes possuir características distintas com suas vantagens e desvantagens, sendo portanto a órbita escolhida para o satélite estreitamente ligada à sua utilização. Em seguida, apresenta-se uma breve descrição de algumas das principais órbitas, ilustradas na Figura 2.1, utilizadas:

- Órbita geostacionária (GEO) consiste numa órbita situada a 35786km de altitude sobre o equador da Terra e possui uma inclinação nula no plano equatorial e excentricidade orbital igualmente nula (órbita circular). O seu período de revolução coincide com o período de revolução da Terra e como tal permanece imóvel face a um ponto na superfície terrestre. Essa característica é de extrema importância para equipamentos que necessitam ter

uma linha de vista fixa para o satélite ou no caso de o satélite necessitar de monitorar pontos fixos na Terra. Actualmente a órbita GEO utilizada apresenta uma inclinação não nula e uma excentricidade possivelmente maior que zero, resultando numa órbita denominada de órbita geossíncrona (GSO - GeoSynchronous Orbit) para a diferenciar da órbita GEO. Muitos dos satélites actuais operam nessa órbita visto apresentar vantagens para a comunicação entre dois ou mais pontos da Terra através da utilização do satélite como um relé, ou seja, a informação é transmitida para o satélite, que tendo em conta a ampla área que consegue cobrir sobre a superfície da Terra, retransmite a informação para um ponto desejado sem depender da infra-estrutura da rede fixa. A órbita GSO apresenta igualmente algumas desvantagens, como grandes atenuações de potência devido à grande distância a que se encontra o satélite da superfície terrestre e o atraso de propagação de uma transmissão ida e volta para o satélite ser da ordem dos $260ms$ para uma estação localizada numa latitude média. Este último valor revela-se demasiado elevado para aplicações com comunicação bidireccional em tempo real.

- Órbita terrestre média (MEO) consiste numa órbita que se encontra entre a órbita geostacionária e a órbita terrestre baixa, ou seja, aproximadamente entre $10000km$ e $25000km$ da superfície da Terra. Os satélites colocados nessa órbita possuem um período orbital compreendido entre duas e doze horas consoante a altitude. Devido a uma altitude mais baixa é necessário um maior número de satélites para proporcionar uma cobertura total da Terra. Este tipo de órbita é usado em sistemas de posicionamento e meteorologia como o GPS (Global Positioning System) com uma altitude de $20200km$ [HWLW07], o GLONASS (GLObal NAVigation Satellite System) com uma altitude de $19100km$ [HWLW07] e o GALILEO com uma altitude de $23222km$ [HWLW07] .
- Órbita terrestre baixa (LEO) consiste numa órbita circular situada a uma altitude entre $160km$ e $1500km$. Um período de revolução completo é realizado a cada $90 - 120$ minutos sendo a velocidade de cada satélite aproximadamente de $27400km/h$ ($8km/s$). Tendo em conta que a órbita não é geostacionária e que os equipamentos necessitam de estar em linha de vista com o satélite, é necessária uma constelação de satélites para manter uma

cobertura contínua o que constitui uma desvantagem em relação à órbita GEO. Devido à sua proximidade da superfície da Terra, este tipo de satélites é capaz de cobrir altas latitudes, tem tempos de atraso relativamente pequenos na ordem dos $5 - 7ms$ ($750km$) e $10 - 25ms$ ($1500km$) para uma transmissão de ida e volta. Apresentam baixas perdas de propagação o que permite requisitos de amplificação de potência menos exigentes, com a consequente maior durabilidade das baterias dos terminais móveis. Estas características tornam-no atractivo para suporte à sistemas de comunicação móveis bidireccionais.

Convém referir a existência de duas zonas de radiação conhecidas como 1ª cintura de Van Hallen encontrando-se a uma altitude entre $1500km$ e $5000km$ da Terra e 2ª cintura de Van Hallen encontrando-se a uma altitude entre $13000km$ e $20000km$ da Terra. Nessas zonas a radiação existente é altamente prejudicial ao equipamento dos satélites além de produzirem perdas de propagação adicionais e como tal são excluídas para efeitos de colocação de satélites em órbita.

Um resumo sobre as principais características de cada órbita pode ser visto na tabela 2.1.

	LEO	MEO	GEO
Custo associado a uma cobertura total	Enorme	Médio	Baixo
Vida de um satélite (anos)	3-7	10-15	10-15
Necessidade de constelação	≥ 48 satélites	≥ 10 satélites	Não
Complexidade associada ao sistema	Enorme	Média	Fraca
Uso de terminal móvel	Possível	Possível	Muito difícil
Tempo de propagação	Curto	Médio	Longo
Atenuação do sinal	Baixa	Média	Alta
Tempo de visibilidade de um satélite	Curto	Médio	Sempre

Tabela 2.1: Algumas características dos principais tipos de órbitas.

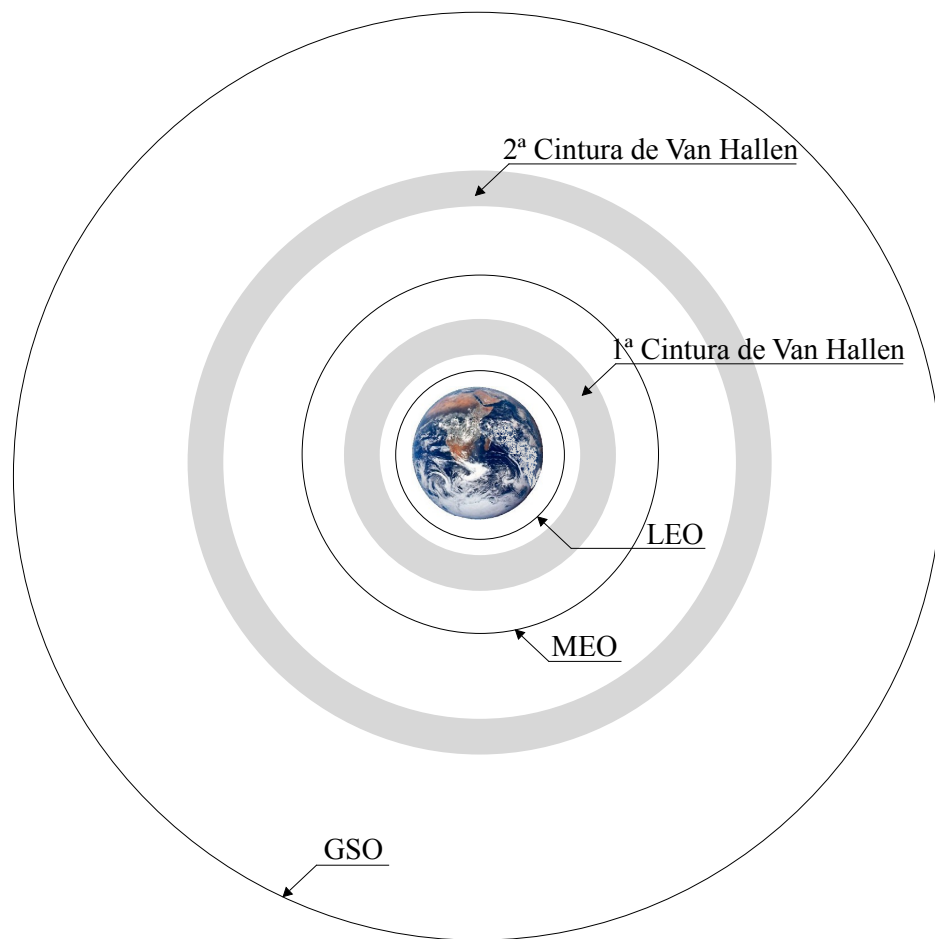


Figura 2.1: Ilustração da configuração das diversas órbitas apresentadas

2.1.2 Sistemas de satélites

Um sistema de satélite consiste na cooperação de vários satélites artificiais postos em órbita sobre a Terra no intuito de fornecer uma variedade de serviços, tais como:

- Telecomunicações
- Difusão de dados
- Detecção remota
- Posicionamento Global e Navegação
- Procura e Salvamento
- Monitoração do tempo/clima
- Vigilância remota

Um dos serviços que goza de um forte interesse por parte dos mercados tem sido o serviço de multimédia referente aos sistemas de telecomunicações. Esse interesse ocorre pelo facto de existir uma crescente necessidade de se estabelecer uma infra-estrutura multimédia global de alto débito e com custos marginais baixos. Neste contexto, os sistemas de comunicações móveis baseados em satélites aparecem como uma opção evidente visto possuírem a capacidade de cobrir zonas onde as infra-estruturas terrestres não são financeiramente vantajosas e/ou adequadas. Integrar essa infra-estrutura móvel com a rede actual de comunicação possibilitaria a existência de serviços multimédia a uma escala global.

Uma escolha óbvia para o tipo de satélites recai na utilização de satélites situados numa órbita LEO. Essa configuração apresenta como vantagens a fraca atenuação de potência sentida sobre os sinais transmitidos relativamente às órbitas MEO e GEO, um atraso de propagação relativamente baixo que é de uma importância primordial no caso de sistemas de telecomunicações de alto débito bidireccionais em tempo real o que permite desse modo o uso de equipamentos de menor dimensão (os terminais móveis não necessitam de antenas de alto ganho como no

caso dos equipamentos que trabalham com satélites fixos e como os requisitos de potência são menores permite o emprego de baterias mais pequenas bem como uma gestão mais eficiente das mesmas).

Contudo surge um problema pelo facto dos satélites LEO terem um curto tempo útil de passagem devido à alta velocidade orbital. Sendo assim, a transmissão efectua-se usualmente quando o satélite se encontra num ângulo com fraca elevação em relação ao terminal móvel. Em meios urbanos ou áreas suburbanas resulta que nem sempre existe linha de vista entre o terminal móvel e o satélite. Devido a esse facto, o sinal recebido consiste num conjunto de réplicas do sinal transmitido, consequência do efeito multi-percurso. A alta velocidade a que o satélite viaja introduz outro efeito denominado de efeito de Doppler, que consiste no problema de se receber um sinal com uma frequência diferente daquela a que o sinal foi originalmente transmitido.

2.2 Modelos de canal para sistemas de comunicação

A natureza da propagação de radiofrequência introduz portanto limitações fundamentais no desempenho dos sistemas de comunicação rádio. Devido à complexidade da obtenção de um modelo do canal de propagação determinístico é frequentemente necessário recorrer a modelos estatísticos que são o âmbito das próximas secções.

A obtenção de um modelo o mais fidedigno possível para o canal de propagação é de extrema importância para o desenvolvimento de um sistema de comunicação, visto que da sua qualidade dependerá a qualidade do serviço prestado.

A potência do sinal recebido no receptor depende da potência emitida pelo emissor, da atenuação causada pela distância do percurso de propagação, da atenuação provocada por obstruções existentes no trajecto das ondas e da combinação de todas essas ondas que se propagam do emissor até ao receptor.

Para modelar correctamente um canal de propagação é necessário distinguir três parâmetros:

- A atenuação de percurso devido à distância.
- As flutuações do sinal devido a obstruções no trajecto efectuado pelas ondas radioeléctricas. Esse efeito é referido de sombreamento do sinal.
- As flutuações do sinal devido a combinação no receptor das diversas réplicas associadas a caminhos de propagação distintos.

Os dois primeiros parâmetros estão associados ao desvanecimento lento e o terceiro ao desvanecimento rápido.

2.2.1 Modelos dos sinais transmitidos e recebidos

Assumindo um sinal passa-banda, o sinal transmitido é representado da seguinte forma

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \Re \left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \\
 &= \Re \{ u(t) \} \cos(2\pi f_c t) - \Im \{ u(t) \} \sin(2\pi f_c t) \\
 &= a(t) \cos(2\pi f_c t) - b(t) \sin(2\pi f_c t),
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

em que $u(t) = a(t) + jb(t)$ consiste na envolvente complexa de $s(t)$ com componente em fase $a(t) = \Re \{ u(t) \}$ e componente em quadratura $b(t) = \Im \{ u(t) \}$. A frequência da portadora é representada por f_c e define-se W a largura de banda do sinal.

O sinal recebido é representado analogamente por

$$y(t) = \Re \left\{ v(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}, \tag{2.2}$$

no qual a envolvente complexa $v(t) = u(t) * h(t)$, em que $h(t)$ representa a resposta impulsiva do canal. Nas próximas secções vai-se proceder à caracterização dos fenómenos associados, tipos de canais e das respectivas respostas impulsivas.

2.2.2 Propagação multipercurso

Num sistema de comunicação sem fios, os sinais transmitidos não se propagam do emissor até ao receptor por um único caminho. Na prática existem fenómenos de reflexão, difracção, cintilação ou dispersão do sinal que originam uma multiplicidade de réplicas diferentes do sinal original que alcançam o receptor via percursos distintos, conforme se encontra exemplificado na Figura 2.2. As diversas versões do sinal original são usualmente referidas de componentes de multipercurso.

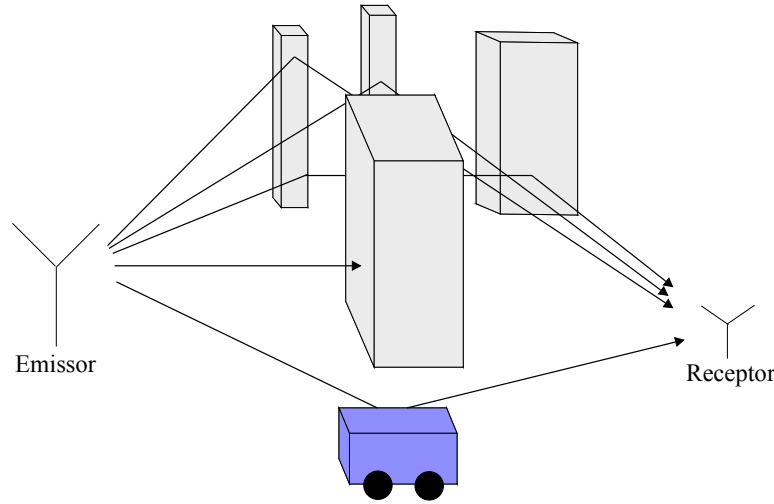


Figura 2.2: Ilustração da propagação multipercurso.

Dado que os diferentes percursos possuem comprimentos distintos resultam diferentes tempos de chegada ao receptor para as várias réplicas do sinal. O tempo de atraso entre a primeira réplica resultante do efeito multipercurso e a última consiste na duração da resposta impulsiva do canal $\Delta\tau$, e o vector $\{\tau_n; n = 0, \dots, N - 1\}$ representa os atrasos de dispersão de cada uma das N réplicas relativamente à primeira réplica recebida, ou seja, $\tau_0 = 0$ e $\tau_{N-1} = \Delta\tau$.

A dispersão temporal $\Delta\tau$ não consiste no melhor indicador para caracterizar a dispersão originada por um dado canal, sendo geralmente usado o valor quadrático médio de dispersão temporal $\Delta\tau_{rms}$ que consiste no valor quadrático médio do atraso de dispersão das componentes ponderado pela energia de cada uma. O valor quadrático médio de dispersão temporal $\Delta\tau_{rms}$

é dado por

$$\Delta\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}, \quad (2.3)$$

em que a potência média da k -ésima componente de dispersão é

$$\overline{\tau^k} = K^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \tau_n^k P_n, \quad (2.4)$$

onde P_n representa a potência da n -ésima componente e K o factor de normalização dado por $K = \sum_{n=0}^{N-1} P_n$.

Devido aos diferentes trajectos, cada uma das componentes atinge o receptor com amplitude α_n , fase θ_n , ângulo de incidência β_n e atraso de dispersão τ_n distintos.

O canal de propagação $h(\tau)$ pode ser interpretado como sendo formado por um conjunto de impulsos definidos por α , θ , β e τ dependentes da dispersão sofrida por cada componente ou raio. A representação do canal em função dos atrasos de dispersão é referida como resposta impulsiva do canal e encontra-se representada na Figura 2.3.

Uma característica comum nos canais de multipercurso consiste na sua variabilidade no tempo (Figura 2.4). Essas variações surgem quando o meio de propagação que envolve o emissor e o receptor se altera, ou seja, mais usualmente quando existe movimentação por parte do receptor e/ou emissor. Nessa situação os trajectos efectuados pelas componentes de multipercurso alteram-se resultando numa dispersão temporal do sinal distinta ao longo do tempo.

De notar que num canal ideal, ou seja, com atraso de dispersão nulo a resposta impulsiva do canal consistiria unicamente num impulso com potência igual à média total da potência do sinal recebido.

O canal $h(\tau)$ pode ser representado igualmente no domínio da frequência resultando na resposta em frequência do canal $H(f) = \sum_{\tau=0}^{N-1} h(\tau) e^{-j2\pi f \frac{\tau}{N}}$. Um parâmetro muito útil para caracterização dos canais consiste na banda de coerência B_c . A banda de coerência fornece

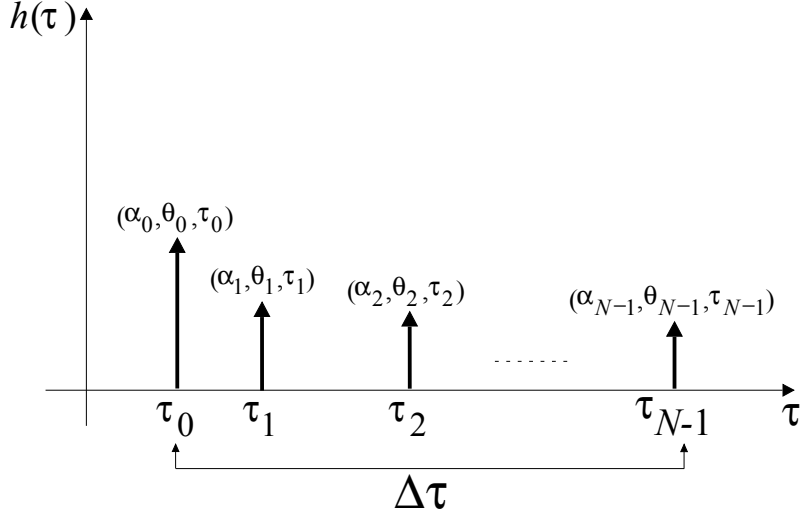


Figura 2.3: Possível representação da resposta impulsiva de um canal de propagação.

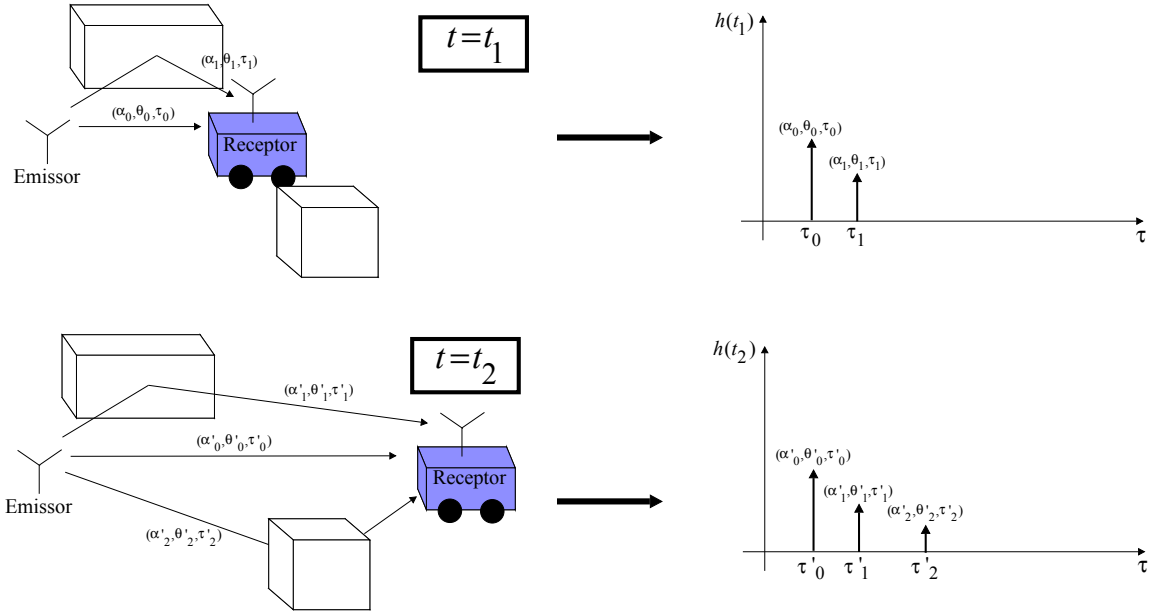


Figura 2.4: Efeito multipercurso em dois instantes distintos (t_1 e t_2) e respectivas respostas impulsivas $h(\tau)$.

uma estimativa da dimensão da largura de banda em que a resposta do canal se mantém praticamente constante, ou seja, é uma medida estatística da gama de frequências do canal ao longo da qual as componentes espectrais do sinal sofrem atenuações de ganho e atrasos de fase similares e pode ser aproximada por $B_c \approx \frac{1}{\Delta\tau}$. De notar que não existe uma relação exacta entre a banda de coerência do canal e a dispersão temporal.

Normalmente, define-se a banda de coerência do canal como a gama de frequências para a qual a função de transferência do canal apresenta uma correlação superior ou igual a 0.9 e é descrita por

$$B_c \approx \frac{1}{50\Delta\tau_{rms}}. \quad (2.5)$$

2.2.3 Desvanecimento lento

O desvanecimento lento pode ser visto como a causa da junção de dois mecanismos distintos, a atenuação de percurso e a difracção devido à presença de obstáculos ou efeito de sombra.

A atenuação de percurso consiste na atenuação média da potência do sinal que foi transmitido devido ao aumento da distância entre emissor e receptor. Esse factor restringe o raio de acção do emissor visto o receptor necessitar receber o sinal transmitido com um certo patamar mínimo de potência. A atenuação média de percurso $\bar{L}_p(d)$ em função da distância d é dada por [Rap96]

$$\bar{L}_p(d) = L_s(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) (dB), \quad (2.6)$$

em que n corresponde ao expoente da atenuação de percurso e $L_s(d_0)$ a atenuação de percurso existente à uma distância de referência d_0 dependente do comprimento de onda. $L_s(d_0)$ é usualmente calculada utilizando a equação de atenuação de percurso em espaço livre definida por [Sk188]

$$L_s(d_0) = \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)^2, \quad (2.7)$$

com λ a representar o comprimento de onda do sinal transmitido.

O efeito de sombra do sinal ocorre principalmente em zonas urbanas ou suburbanas, devido à presença de obstáculos que eliminam o sinal em linha de vista entre o emissor e o receptor originando igualmente flutuações na potência do sinal recebido.

O modelo descrito por (2.6) inclui os efeitos de eventuais obstáculos entre o emissor e o receptor mas não se adapta a todos os cenários dadas as diferenças existentes nas diversas morfologias urbanas e entre ambientes *outdoor* e *indoor*. Não descreve igualmente variações instantâneas da potência do sinal devido aos efeitos da propagação multipercurso.

Medições demonstraram que para qualquer valor de distância d a variação da potência recebida varia com uma distribuição log-normal sobre a atenuação média de percurso $\bar{L}_p(d)$, pelo que é possível definir um modelo mais genérico na forma [Rap96]

$$L_p(d) = L_s(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma (dB), \quad (2.8)$$

em que X_σ representa um factor de correcção dependente do meio de propagação (tipo de solo, obstáculos, etc.) e é uma variável aleatória Gaussiana de média zero com desvio padrão σ (sendo a escolha de σ baseada em medições).

2.2.4 Canal não selectivo na frequência

Um canal diz-se não selectivo na frequência quando a dispersão temporal $\Delta\tau$ é muito menor que o tempo de símbolo T_s do sinal transmitido, ou seja, quando $\Delta\tau \ll T_s$. Neste caso é impossível para o receptor diferenciar as várias componentes de multipercurso que o alcançam e portanto são referidas como sendo não resolúveis.

Sendo $s(t)$ o sinal transmitido com largura de banda $W \approx \frac{1}{T_s}$, constata-se através da Figura 2.5 que as frequências que constituem o sinal serão afectadas de forma aproximadamente semelhante.

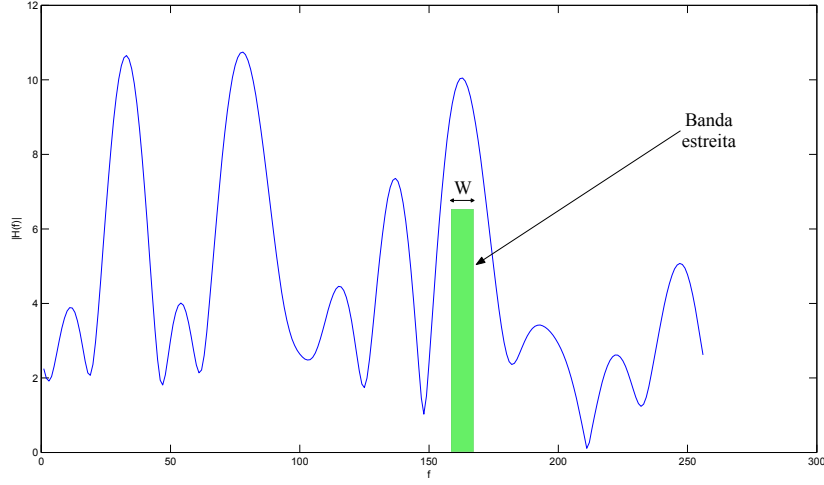


Figura 2.5: Ilustração de uma resposta em frequência de um canal comparativamente a largura de banda do sinal transmitido no caso de $\Delta\tau \ll T_s$.

As flutuações da envolvente do sinal que surgem devido a soma das diferentes componentes podem ser modeladas através de processos de modelos estocásticos tais como o modelo de Rayleigh e o modelo de Rice. No entanto esses modelos são válidos somente em pequenas áreas onde as flutuações de envolvente devido a atenuação de percurso e ao efeito de sombra são aproximadamente constantes [Jak93]. As dimensões dessas áreas limitam-se a alguns comprimentos de onda λ .

Admitindo a inexistência de componente em linha de vista e assumindo que as diferenças dos tempos de propagação das várias réplicas do sinal são negligenciáveis, o sinal recebido pode ser representado por uma única componente que consiste na soma de todas as N réplicas recebidas, sendo a sua amplitude $\alpha(t)$ dada por

$$\alpha(t) = \sum_{n=0}^{N(t)-1} a_n(t) e^{j(2\pi f_n t + \varphi_n + \theta_n(t))}, \quad (2.9)$$

em que $a_n(t)$, f_n , φ_n e $\theta_n(t)$ representam respectivamente a amplitude, frequência, fase inicial e rotação de fase da n -ésima réplica.

Cada réplica é caracterizada por uma atenuação de potência, rotação de fase e ângulo de incidência distinto. A Figura 2.6 representa o sinal resultante (a preto) da soma vectorial de cinco componentes dispersivas (a azul), a amplitude $|\alpha(t)|$ resultante consiste numa componente em fase $\alpha_I(t)$ e numa componente em quadratura $\alpha_Q(t)$.

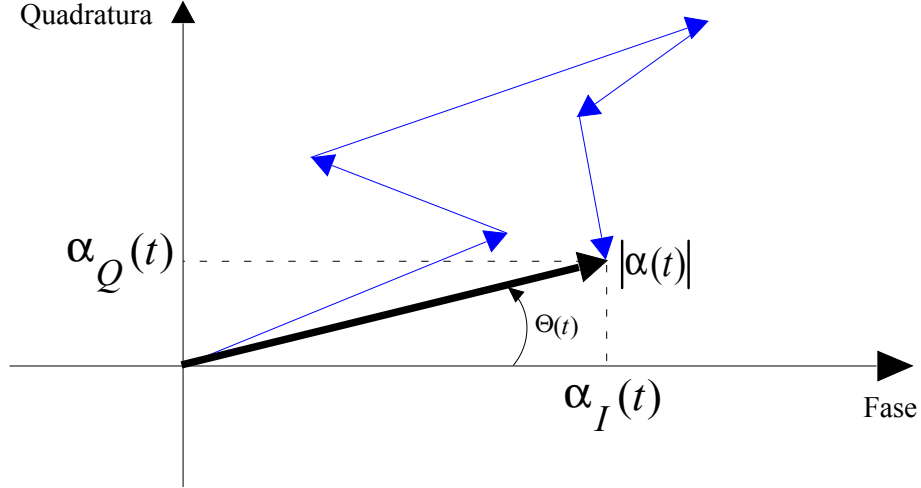


Figura 2.6: Amplitude $|\alpha(t)|$ do sinal recebido a um dado instante. A amplitude do sinal resultante consiste na soma vectorial de todas as componentes.

Notar que $\alpha(t) = \alpha_I(t) + j\alpha_Q(t)$ é igualmente descrita em termos da componente em fase e componente em quadratura do sinal recebido deste modo

$$|\alpha(t)| = \sqrt{(\Re \{\alpha(t)\})^2 + (\Im \{\alpha(t)\})^2} = \sqrt{\alpha_I(t)^2 + \alpha_Q(t)^2}. \quad (2.10)$$

De acordo com o teorema do limite central [Pap84], se o número de componentes dispersivas tender para infinito e foram independentes e identicamente distribuídas pode-se assumir que as componentes em fase $\alpha_I(t)$ e em quadratura $\alpha_Q(t)$ são variáveis aleatórias Gaussianas de média nula, resultando numa fase $\Theta(t)$ uniformemente distribuída entre $[0, 2\pi)$.

O canal $h(t)$ pode ser portanto representado pelo coeficiente complexo $\alpha(t)$, variável no tempo, definido em (2.9), na forma

$$h(t) = \alpha(t), \quad (2.11)$$

em que $\alpha(t) = |\alpha(t)| e^{j\Theta(t)}$.

A envolvente $A = |\alpha(t)|$ obedece a uma distribuição de Rayleigh caracterizada por

$$p_{Rayleigh}(A) = \begin{cases} \frac{A}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2}{\sigma^2}} & , \quad \text{para } A \geq 0 \\ 0 & , \quad \text{para } A < 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

Quando existe linha de vista entre o emissor e o receptor tem-se uma componente dominante (Figura 2.7) e a envolvente do sinal recebido passa a obedecer a uma distribuição de Rice, sendo a sua função densidade de probabilidade dada por

$$p_{Rice}(A) = \begin{cases} \frac{A}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2 + \rho^2}{\sigma^2}} I_0\left(\frac{A\rho}{\sigma^2}\right) & , \quad \text{para } A \geq 0 \\ 0 & , \quad \text{para } A < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

em que $I_0(x) = i^{-0} J_0(ix)$ representa a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem 0 e ρ a amplitude da componente de linha de vista.

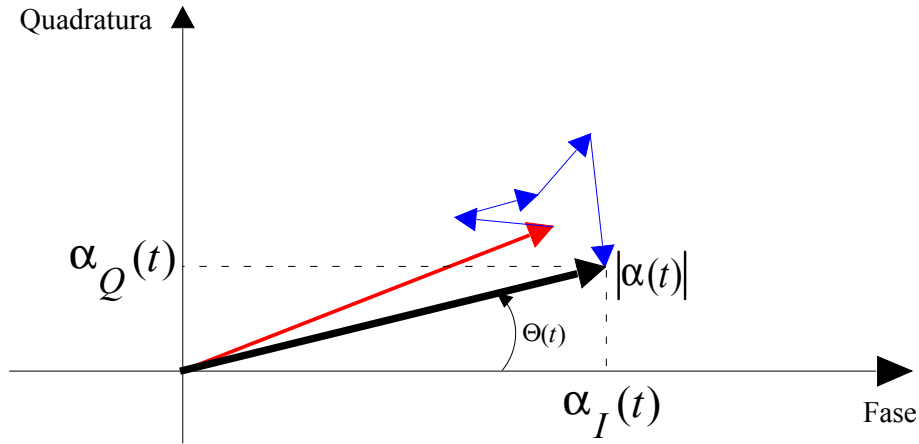


Figura 2.7: Amplitude $|\alpha(t)|$ do sinal recebido a um dado instante. A amplitude do sinal resultante consiste na soma vectorial de todas as componentes multipercursos com a componente de linha de vista.

Das Figuras 2.6 e 2.7 pode-se constatar que pequenos deslocamentos do receptor podem modificar drasticamente a potência do sinal recebido devido à alterações do comprimento de

cada caminho e conseqüentemente da relação das fases entre as várias componentes dispersivas. As flutuações da potência do sinal tornam-se portanto funções da localização do receptor, ou igualmente funções do tempo no caso de um receptor em movimento.

2.2.5 Efeito de Doppler em sistemas de satélites LEO

O efeito de Doppler consiste no problema de se receber um sinal com uma frequência diferente do que aquela a que o sinal foi originalmente transmitido. A diferença que separa as duas frequências é chamada de desvio de Doppler. Esse deslocamento de frequência surge pelo facto do emissor e/ou receptor se movimentarem relativamente um ao outro e é acentuado com o aumento da velocidade de deslocação existente entre eles.

Já foi referido anteriormente, no caso de sistemas de satélites operando numa órbita LEO, que cada satélite viaja a uma velocidade consideravelmente elevada (aproximadamente 27400km/h) em relação ao receptor situado na Terra, nesse contexto o sistema é fortemente afectado por grandes variações de frequência introduzidos pelo efeito de Doppler (Figura 2.8).

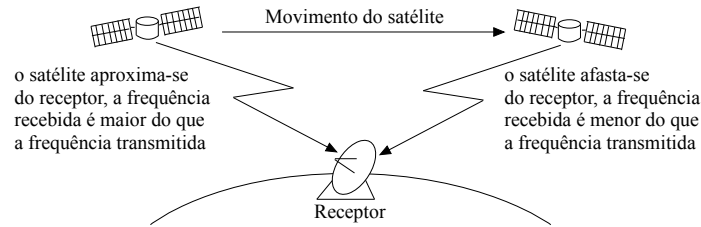


Figura 2.8: Ilustração do problema do deslocamento de Doppler nos sistemas de satélites LEO

A alteração de frequência deve-se ao movimento relativo entre o receptor e o emissor e depende da frequência original do sinal transmitido e dos ângulos de saída e de chegada do sinal relativamente às direcções dos movimentos do emissor e receptor.

O desvio de Doppler Δf pode ser definido de uma forma simplificada por

$$\Delta f = \frac{V_s \cos(\theta_s) - V_r \cos(\theta_r)}{c} \cdot f_o = \frac{V_s \cos(\theta_s) - V_r \cos(\theta_r)}{\lambda}, \quad (2.14)$$

em que V_s e V_r são as velocidades do emissor e receptor, λ o comprimento de onda do sinal, f_0 a frequência da portadora e c a velocidade da luz ($3 \times 10^8 m/s$). θ_s e θ_r representam os ângulos de transmissão e de chegada do sinal relativamente a direcção do movimento de aproximação.

No caso de satélites do tipo LEO o terminal móvel terrestre assume-se como estático, pelo que resulta para (2.14)

$$\Delta f = \frac{-V_r \cos(\theta_r)}{c} \cdot f_0 = \frac{-V_r \cos(\theta_r)}{\lambda}. \quad (2.15)$$

Assumindo que um satélite se encontra visível a partir de uma elevação de 10° no horizonte até um ângulo de 170° , a Figura 2.9 mostra a evolução do desvio de Doppler normalizado existente num receptor imóvel na Terra aquando da transmissão de um sinal por parte do satélite no seu tempo útil de passagem em relação a esse receptor. Os cálculos foram realizados considerando-se 27400 km/h a velocidade do satélite e 2.1 GHz a frequência do sinal.

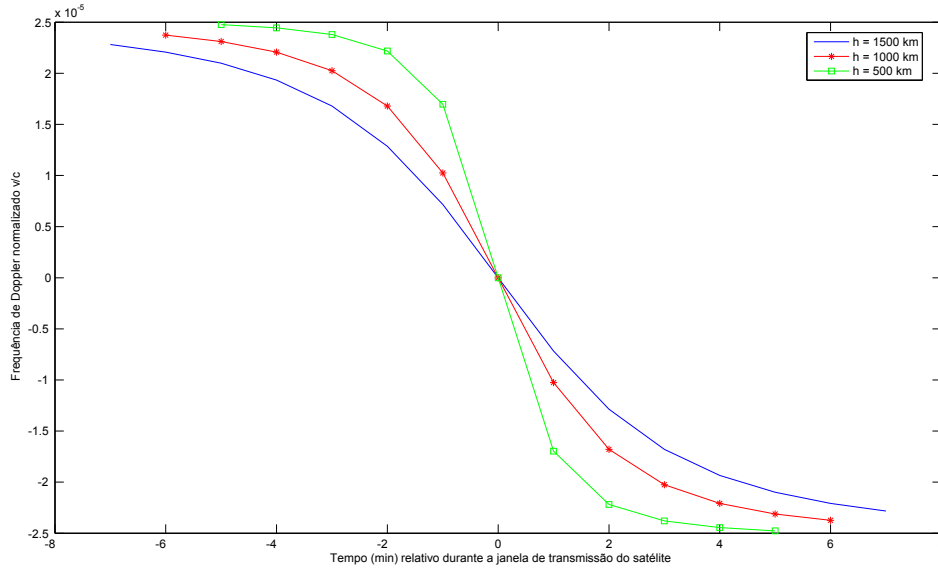


Figura 2.9: Exemplos de diversos deslocamentos de Doppler normalizado num sistema de satélites LEO para diversas alturas possíveis da órbita

Da Figura 2.9 pode-se verificar que quanto mais próximo o satélite se encontrar do receptor (portanto numa órbita mais baixa) mais abrupta será a mudança de frequência relativamente

ao deslocamento de Doppler que acontece depois do satélite ultrapassar o zénite relativo ao receptor (definido pela origem 0 na Figura 2.9).

2.2.6 Espectro de Doppler

Como se viu na secção 2.1.1, nos sistemas de telecomunicações baseados em satélites do tipo LEO, os terminais móveis terrestres podem ser considerados fixos, dada a elevada velocidade relativa dos satélites face aos primeiros. Deste facto resultam desvios na frequência da portadora devido ao efeito de Doppler.

O desvio de Doppler pode ser caracterizado estatisticamente usando o modelo de Jakes, que assenta nas seguintes 3 premissas:

- A propagação das ondas electromagnéticas realiza-se num plano horizontal, no qual o receptor situa-se no centro de uma área dispersiva e isotrópica (figura 2.10).
- Os ângulos de chegada das ondas incidentes são uniformemente distribuídos no intervalo $[-\pi, \pi)$.
- A antena receptora é omnidireccional.

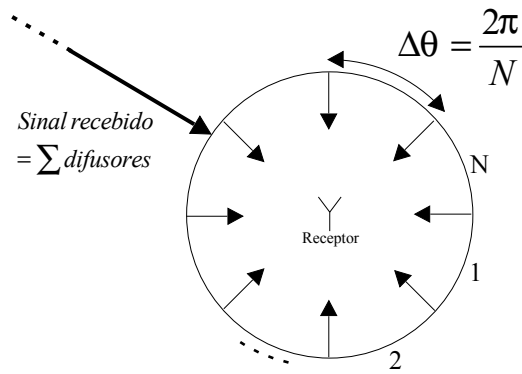


Figura 2.10: Ilustração de uma área isotrópica dispersiva.

Neste caso, a densidade espectral de potência de Doppler $S_{r,r}(f)$ do sinal recebido $r(t) = r_1(t) + jr_2(t)$ é dada por [Cla68][Jak93]

$$S_{r,r}(f) = S_{r_1,r_1}(f) + jS_{r_2,r_2}(f), \quad (2.16)$$

em que

$$S_{r,r}(f) = 2S_{r_i,r_i}(f) = \begin{cases} \frac{2\sigma_0^2}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}} & , \quad |f| \leq f_D \\ 0 & , \quad |f| > f_D \end{cases} \quad (2.17)$$

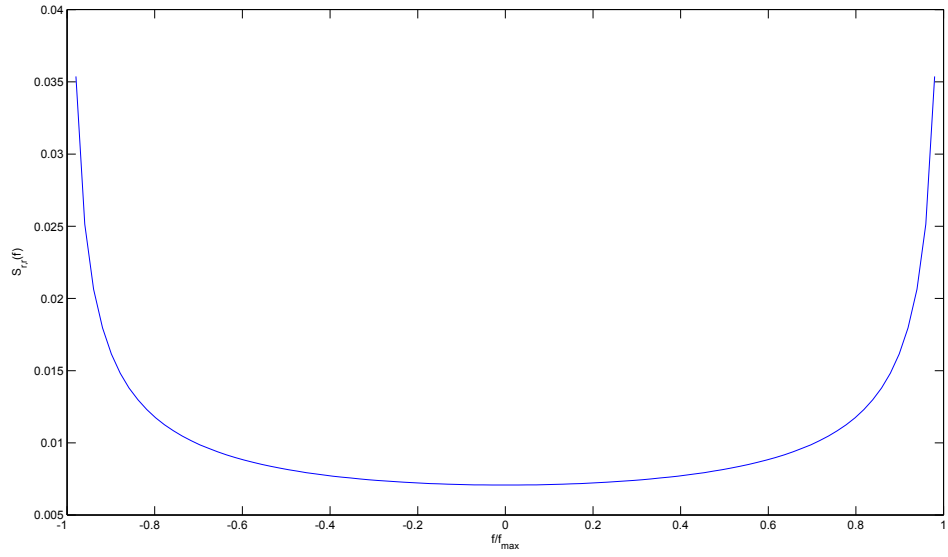
com $i = 1$ e $i = 2$ respectivamente, $2\sigma^2$ a potência média das ondas incidentes e f_D a frequência máxima do deslocamento de Doppler ($\theta_r = 0$). A expressão anterior é usualmente referida como densidade espectral de potência de Jakes embora fosse originalmente derivada por Clark [Cla68]. Embora $S_{r,r}(f)$ seja uma função par, essa característica deixa de ser válida se houver impedimento de algumas das componentes em alcançar o receptor tornando a chegada das ondas não isotrópica [Cla68] ou então no caso da antena receptora não ser omnidireccional [Gan72]. Devido ao meio de propagação, algumas das componentes podem alcançar o receptor com potências distintas o que pode resultar numa densidade espectral de Doppler não simétrica [KW90].

Aplicando a transformada de Fourier inversa sobre $S_{r,r}(f)$ resulta na função de autocorrelação $R_{r,r}(\tau)$ dada por

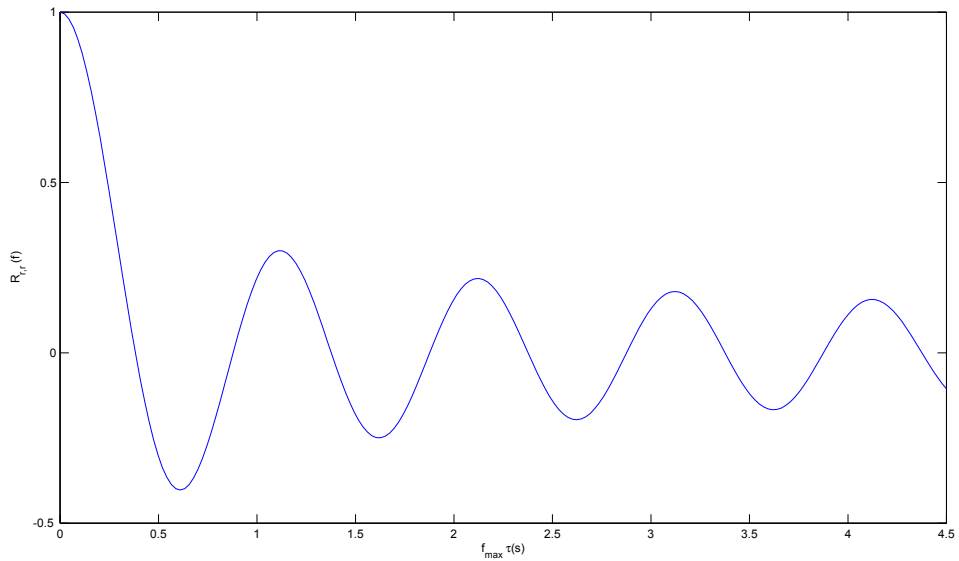
$$R_{r,r}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{r,r}(f) e^{j2\pi f\tau} df = 2\sigma_0^2 J_0(2\pi f_D \tau), \quad (2.18)$$

em que J_0 define a função de Bessel de primeira espécie de ordem 0.

Da curva da figura 2.11b é possível verificar que a função de autocorrelação é 0 para $f_D \tau \approx 0.4$, ou seja, para $V_r \tau \approx 0.4\lambda$ (emissor estático). Por conseguinte, para uma distância de 0.4λ o sinal fica descorrelacionado, voltando a estar correlacionado (embora com um valor menor) para uma



(a)



(b)

Figura 2.11: Densidade espectral de potência de Doppler (Jakes) $S_{r,r}(f)$ (2.11a) e sua respectiva função de autocorrelação $R_{r,r}(\tau)$ em função de $f_D \tau$ ($f_D = 90$ Hz, $\sigma_0^2 = 1$) (2.11b).

distância de aproximadamente λ e assim por diante sendo que somente para elevadas distâncias o sinal permanece totalmente descorrelacionado. Esta propriedade pode ser explorada por duas antenas receptoras distanciadas de 0.4λ de forma a receber dois sinais descorrelacionados entre si, caso dos sistemas MIMO (Multiple-Input and Multiple-Output) e de diversidade espacial.

$R_{r,r}(\tau = T) = 0$ define que observações, em intervalos de tempo separados de T , são descorrelacionadas e portanto independentes. O intervalo de tempo onde o sinal se encontra correlacionado é referido de tempo de coerência do canal T_c , definido por

$$T_c = \frac{1}{f_D}, \quad (2.19)$$

que consiste no intervalo de tempo em que a resposta do canal se mantém aproximadamente inalterada. Para sinais com correlação maior que 0.5, a aproximação usada consiste em [GH94]

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_D}. \quad (2.20)$$

Consoante o valor do tempo de coerência do canal, relativamente ao tempo de símbolo T_s , o desvanecimento causado pode assumir características distintas. Se $T_c < T_s$, a resposta do canal não permanece constante durante o tempo de símbolo e o desvanecimento diz-se rápido. O desvanecimento lento verifica-se para $T_c > T_s$, neste caso a resposta do canal permanece constante durante o tempo do símbolo.

2.2.7 Canal selectivo na frequência

Um canal para o qual $\Delta\tau \gg T_s$ diz-se selectivo na frequência. Pelo facto da dispersão temporal ser significativa comparativamente ao tempo de símbolo utilizado, a aproximação $\tau_0 \approx \tau_1 \approx \dots \approx \tau_n \approx \tau$ deixa de ser válida impossibilitando a agregação de todas as componentes recebidas numa única componente principal. Neste caso, o receptor consegue distinguir as várias componentes do sinal que são referidas neste caso como sendo resolúveis. Cada versão

do sinal interfere com as subsequentes versões atrasadas dando origem à chamada interferência inter-simbólica (ISI - InterSymbol Interference).

Esse problema pode ser visualizado igualmente através da resposta em frequência do canal comparativamente a largura de banda $W \approx \frac{1}{T_s}$ do sinal transmitido (Figura 2.12). Constatase que as frequências que constituem o sinal serão afectadas de forma distinta. O canal exibe uma selectividade sobre o conjunto das frequências do sinal [Pro95], que se traduz na ocorrência de interferência inter-simbólica.

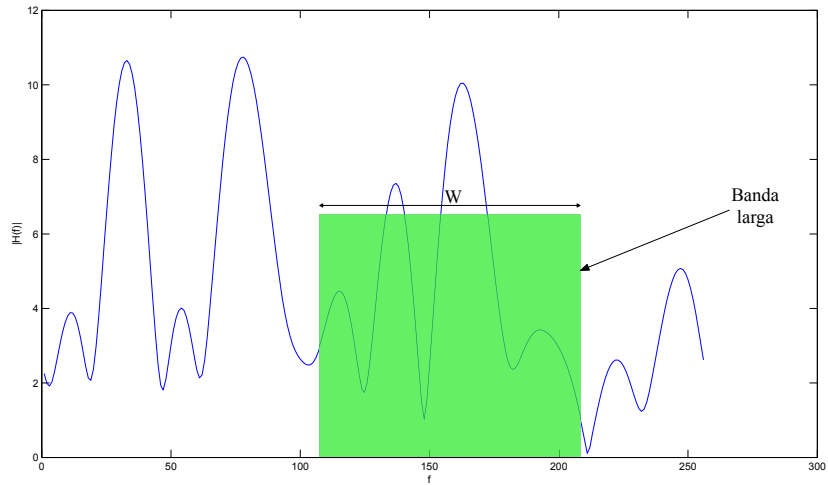


Figura 2.12: Ilustração de um exemplo de resposta em frequência de um canal, comparativamente a largura de banda do sinal transmitido, no caso de $\Delta\tau \gg T_s$.

2.2.8 Modelação de um canal duplamente selectivo utilizando o modelo de Rayleigh e o modelo de Jakes

A modelação de um canal duplamente selectivo (selectividade no domínio do tempo e da frequência) pode ser efectuada através da utilização do modelo de Rayleigh e do modelo de Jakes. Consequentemente, a resposta do canal pode ser modelada por um filtro linear com resposta impulsiva dada por

$$h(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)-1} \sum_{i=0}^{I(n,t)-1} \alpha_{n,i}(t) \delta(\tau - \tau_{n,i}(t)). \quad (2.21)$$

De forma similar ao modelo de Rayleigh pode-se admitir que cada componente de multipercurso, que alcança o receptor, consiste na soma de várias réplicas em que as componentes, em fase e em quadratura, de cada coeficiente α_n são variáveis aleatórias Gaussianas de média nula. Logo α_n segue uma distribuição de Rayleigh e é definida por

$$\alpha_n(t) = \sum_{i=0}^{I(n,t)-1} \alpha_{n,i}(t), \quad (2.22)$$

assumindo que $|\tau_{n,i}(t) - \tau_{n,i'}(t)| < T_s \ \forall_{i,i'}$. Nestas condições, a resposta do canal resulta simplesmente

$$h(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)-1} \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (2.23)$$

em que $\tau_n(t) \approx \tau_{n,i}(t)$ e α_n corresponde a um coeficiente complexo que define a acção efectuada sobre a amplitude e fase da n -ésima componente. Na presença de movimento podemos igualmente assumir o modelo de Jakes para cada uma das componentes conforme ilustrado na Figura 2.13.

O tempo de coerência deste canal consistirá no tempo de coerência de cada componente. Devido ao facto de cada componente ter uma mesma densidade espectral de potência de Doppler, o

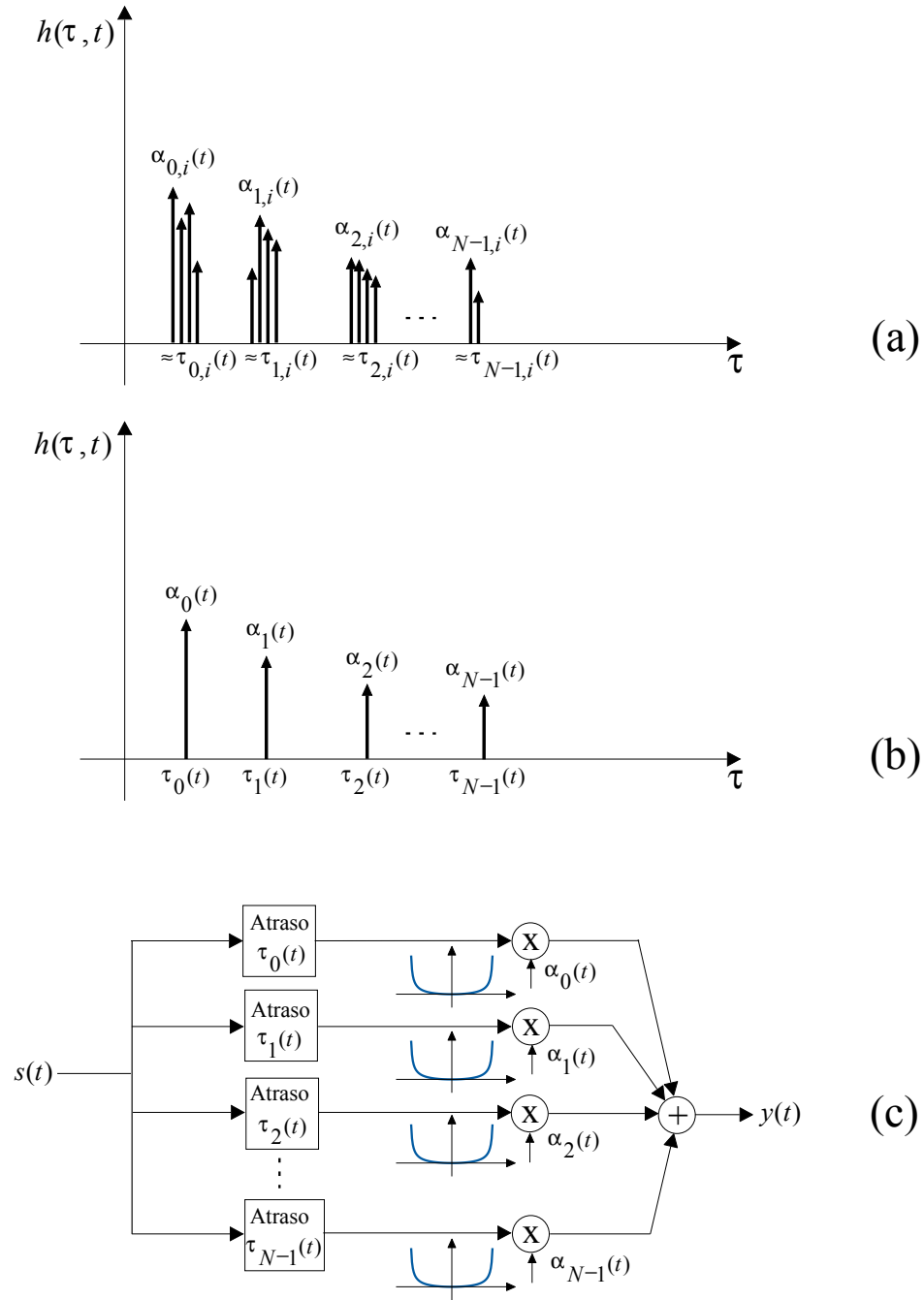


Figura 2.13: Ilustração do processo de modelação do canal através o modelo de Rayleigh e o modelo de Jakes. A passagem de (a) para (b) traduz a modelação do canal pelo modelo de Rayleigh, enquanto a passagem de (b) para (c) traduz a introdução da presença do efeito de Doppler pelo modelo de Jakes.

tempo de coerência do canal resume-se nesse caso ao tempo de coerência de qualquer uma das componentes. A Figura 2.14 representa a ilustração da modelação de um canal variável no tempo com base na expressão (2.23).

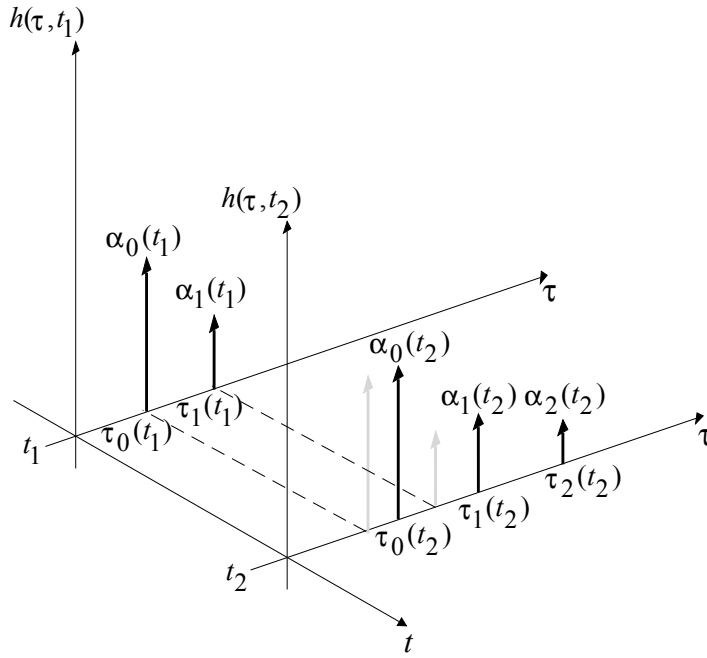


Figura 2.14: Ilustração de um canal variável ao longo do tempo modelado pela expressão (2.23).

No âmbito desta tese, são considerados para efeitos de simulação cenários urbanos. Consequentemente, os modelos adoptados consistem no modelo de Rayleigh, para a descrição do efeito multipercurso, e no modelo de Jakes para caracterização do efeito de Doppler. O canal de propagação considerado, para efeitos de simulação nos capítulos seguintes, é constituído por $N_{\text{raios}} = 32$ raios, tendo os blocos transmitidos um tamanho $N = 256$.

Capítulo 3

Técnicas de modulação para canais dispersivos no tempo

Neste capítulo são abordadas duas técnicas de modulação, o OFDM no contexto das modulações multiportadoras e o SC-FDE para as modulações monoportadora. Será dada uma breve explicação sobre as propriedades gerais de cada uma, com maior ênfase sobre as suas respectivas particularidades. Por fim, são referidas as desvantagens e vantagens de cada uma das técnicas.

3.1 Igualização do canal

O objectivo da igualização do canal consiste em compensar o efeito do canal sem todavia acen-
tuar o ruído. Tal tarefa constitui um factor decisivo, quando se empregam taxas de transmissão elevadas, dada a interferência inter-simbólica introduzida devido à dispersão temporal do sinal.

3.1.1 Técnicas convencionais

O igualizador óptimo consiste num igualizador baseado na estimação de sequência de máxima verosimilhança (MLSE - Maximum-Likelihood Sequence Estimation) [Pro95] que quando combinado com o algoritmo de Viterbi, resulta no igualizador de Viterbi [For72]. A igualização MLSE é processada efectuando decisões sobre sequências de símbolos, cuja, escolha recai na sequência que maximiza a verosimilhança com o sinal recebido. Infelizmente, este igualizador possui uma complexidade que cresce exponencialmente com o aumento da dispersão temporal do canal, o que para muitos canais de interesse prático é incomportável.

A igualização do canal pode ser efectuada quer no domínio do tempo quer no domínio da frequência. Como técnicas de igualização no domínio do tempo, efectuadas por igualizadores TDE (Time Domain Equalization), destacam-se a igualização linear e a igualização de decisão retroalimentada. A primeira pode ser implementada utilizando um filtro transversal com um número finito de baixadas (que depende do número de símbolos dispersos pela dispersão temporal). A complexidade deste igualizador aumenta com o aumento da dispersão temporal do canal. Por conseguinte, não é adequado para canais muito dispersivos.

Para canais muito dispersivos um melhor desempenho é alcançado através de igualizadores de decisão retroalimentada. Neste caso, a ideia base consiste em aproveitar a decisão efectuada sobre os símbolos estimados de forma a subtrair as suas contribuições, na interferência intersimbólica, nos símbolos seguintes. A sua implementação consiste num filtro *feedforward* e num filtro *feedback*, ambos implementados no domínio do tempo. Este tipo de igualizador é afectado pela propagação de erros, aquando de uma má decisão sobre os símbolos estimados.

Relativamente à igualização no domínio da frequência destacam-se a igualização linear, a igualização híbrida de decisão retroalimentada (H-DFE - Hybrid Decision-Feedback Equalization) e a igualização de decisão retroalimentada iterativa por blocos (IB-DFE - Iterative Block Decision-Feedback Equalization). A igualização linear no domínio da frequência corresponde ao dual da igualização linear no domínio do tempo. A igualização H-DFE corresponde ao dual da igualização DFE (Decision-Feedback Equalization) no domínio do tempo, em que

apenas o filtro *feedforward* passou a ser implementado no domínio da frequência. O filtro *feedback* continua a ser implementado no domínio do tempo, devido ao facto do tempo de atraso relativo ao processamento do algoritmo FFT (Fast Fourier Transform) ser demasiado elevado para poder ser efectuado em cada novo símbolo detectado. Deste facto advém a ideia de implementar um DFE iterativo por blocos, o IB-DFE. Neste caso, a igualização efectuada tanto pelo filtro *feedforward* como pelo filtro *feedback* é processada sobre blocos de dados, o que permite reduzir a complexidade do processo.

3.1.1.1 Igualização no domínio da frequência

O princípio preponderante nas técnicas OFDM e SC-FDE consiste na igualização no domínio da frequência [WS73][WE71], utilizando as propriedades da DFT (Discrete Fourier Transform) e IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform), na transmissão e/ou recepção dos dados, implementadas através dos algoritmos FFT e IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) respectivamente. Esse tipo de igualização possui uma menor complexidade [ZW95] comparativamente ao seu homólogo no domínio do tempo.

Visto a DFT/IDFT trabalhar com blocos de tamanhos finito é necessário realizar a segmentação do fluxo de dados a ser transmitido em vários blocos temporais. No intuito de se precaver dos efeitos da interferência inter-blocos causados pelos canais dispersivos é adicionado ao início de cada bloco um intervalo de guarda. O comprimento desse intervalo é escolhido para que seja maior que o atraso máximo esperado, entre o primeiro bloco recebido e a sua última réplica, inviabilizando assim a distorção dos blocos. Como o intervalo de guarda não contém nenhuma informação relevante ele é descartado na altura da recepção, portanto torna-se evidente a necessidade do intervalo de tempo dedicado ser o menor possível para efeitos de SNR (Signal-to-Noise Ratio) do sistema. No entanto, o intervalo de guarda por si só não permite que a igualização do canal se efectua no domínio da frequência. Para tal, a solução passa por usar uma das propriedades da transformada de Fourier, que transforma uma convolução entre dois sinais no domínio do tempo numa multiplicação desses mesmos sinais no domínio da frequência

[OS89]. Essa propriedade só é válida, no campo discreto, se um dos sinais for periódico sobre a faixa de convolução. A ilusão de periodicidade sobre um dado bloco de tamanho N pode ser alcançada substituindo o intervalo de guarda por uma extensão cíclica (Figura 3.1). A introdução da extensão cíclica consiste apenas em adicionar ao início do bloco as suas últimas N_G amostras (com $N \geq N_G$). De referir que a extensão cíclica actua igualmente como intervalo de guarda.

Figura 3.1: Ilustração da interferência inter-simbólica. As réplicas não interferem com o próximo bloco.

$$s(t) = \sum_{n=-N_G}^{N-1} \check{s}_n g_T(t - nT_S), \quad (3.1)$$

$$y_n = \check{s}_n * h_n$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{m=0}^{N-1} H_m \check{s}_{-N_G-n-m} \\
&= \sum_{m=0}^{N-1} H_m \sum_{l=0}^{N-1} s_{n-m-lN} \\
&= \sum_{m=0}^{N-1} H_m s_{n-m|N} \\
&= s_n \otimes h_n, \quad n = 0, 1, \dots, N-1,
\end{aligned} \tag{3.2}$$

em que $n|k$ representa “n módulo k” e “ $\otimes$ ” a convolução circular. Consequentemente, a inserção da extensão cíclica permite transformar um sinal não periódico num sinal periódico no intervalo de convolução, e altera a convolução linear efectuada pelo canal sobre o sinal enviado, numa convolução cíclica sobre o sinal original (antes da inserção da extensão cíclica).

Depois de converter o sinal recebido num sinal digital, através de um conversor Analógico/Digital, e após a remoção das amostras da extensão cíclica é calculada a transformada de Fourier do bloco $\{y_n; n = 0, \dots, N-1\}$ resultando

$$Y_k = S_k H_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \tag{3.3}$$

em que $\{S_k; k = 0, \dots, N-1\} = DFT\{s_n; n = 0, \dots, N-1\}$ consiste na representação na frequência dos dados enviados e $\{H_k; k = 0, \dots, N-1\} = DFT\{h_n; n = 0, \dots, N-1\}$ a resposta em frequência do canal (incluindo $g_T(t)$, o canal de propagação e o filtro de recepção).

Se assumirmos a existência de diversidade de ordem L na recepção e ruído branco Gaussiano de média nula, (3.3) pode ser reescrita como

$$Y_k^{(l)} = S_k H_k^{(l)} + N_k^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \tag{3.4}$$

em que l representa a l -ésima antena receptora, $\{y_n^{(l)}; n = 0, \dots, N-1\} = IDFT\{Y_k^{(l)}; k = 0, \dots, N-1\}$ consiste no bloco no tempo recebido na l -ésima antena de recepção, $H_k^{(l)}$ e $N_k^{(l)}$ são a resposta na frequência do canal e o ruído para a subportadora k e antena l .

3.2 Modulação OFDM

O OFDM é uma técnica de modulação multi-portadora, na qual a banda disponível é dividida em várias sub-bandas que são utilizadas por múltiplas portadoras moduladas em paralelo [Cha66, Cim85]. A totalidade do fluxo de dados a ser transmitido é repartido pelas várias sub-portadoras em paralelo que podem modular símbolos de constelações distintas (e.g. símbolos de uma constelação QAM (Quadrature Amplitude Modulation) para certas portadoras e QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) para as restantes). Nitidamente, a repartição do fluxo de dados resulta numa diminuição considerável da taxa de bit, relativa a cada uma das sub-portadoras, comparativamente ao que seria o caso na utilização de uma única portadora para transmissão dos dados. O OFDM pode ser visto portanto como uma técnica de modulação aliada a uma técnica de multiplexagem na frequência.

Num sistema clássico de transmissão de dados que utiliza multiplexagem na frequência a largura de banda disponível é dividida em N sub-bandas não sobrepostas de menores dimensões (Figura 3.2). A cada sub-banda é atribuída uma única portadora que modula somente um símbolo num certo intervalo de tempo. Sendo B a largura de banda disponível cada símbolo ocupará uma fracção $\frac{1}{N}$ da largura de banda total, ou seja, $\frac{B}{N}$. A não sobreposição é efectuada de forma a não existir interferência entre os vários sub-espectros originados pela forma de impulso seleccionada para as portadoras, facilitando a tarefa de filtragem de cada sub-espectro realizada no receptor. No entanto, fica patente que resulta numa ineficiência relativamente à utilização da largura de banda disponível.

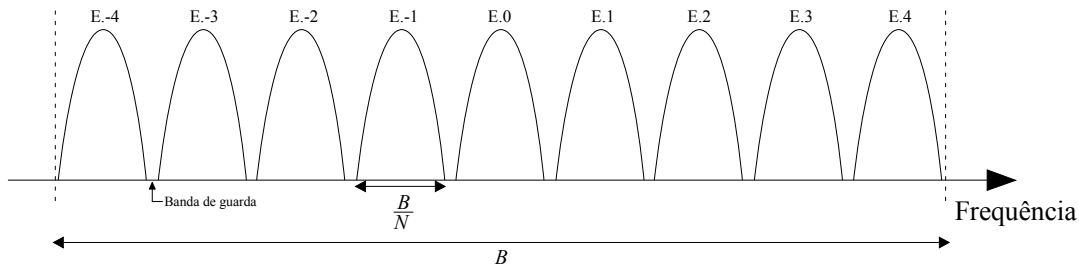


Figura 3.2: Conceito de FDM (Frequency-Division Multiplexing)

Para maximização da eficiência espectral é possível rearranjar os espectros das sub-portadoras separando-os por uma frequência mínima, desde que se consiga promover a ortogonalidade entre cada uma delas, resultando num incremento da eficiência espectral (Figura 3.3). Desde que a ortogonalidade seja mantida, continua a ser possível recuperar o sinal transmitido pelas sub-portadoras mesmo com sobreposição dos vários sub-espectros.

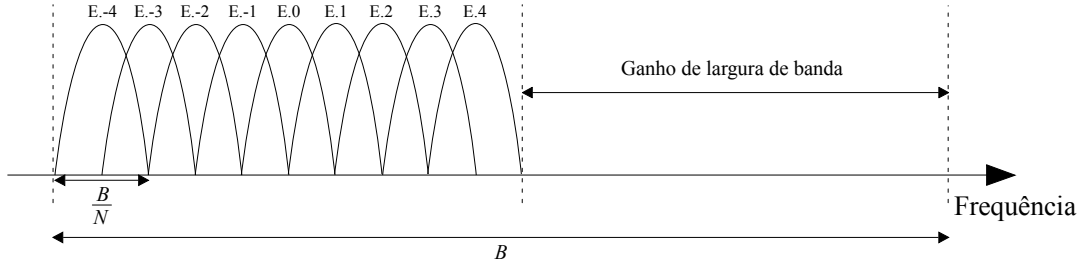


Figura 3.3: Conceito de OFDM, é visível o ganho de largura de banda alcançado.

O propósito da divisão do espectro, para além da eficiência espectral, consiste em garantir sub-espectros estreitos para que a largura de banda de cada sub-portadora seja menor ou da ordem da largura de banda coerente do canal. A vantagem de se ter sub-espectros de banda estreita advém do facto de um canal selectivo na frequência se converter em uma série de subcanais de desvanecimento plano, o que simplifica o desenho do receptor.

3.2.1 Ortogonalidade em FDM

Seja $s(t)$ um sinal baseado numa modulação multi-portadora constituída por N sub-portadoras

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k F t} r(t), \quad (3.5)$$

em que S_k representa os símbolos transmitidos, seleccionados a partir de uma determinada constelação (e.g. QPSK, QAM), F o espaçamento entre sub-portadoras e $r(t)$ a forma de impulso de suporte à modulação aplicada ao sinal de cada sub-portadora. Aplicando a transformada

de Fourier ao sinal (3.5), resulta

$$\begin{aligned}
S(f) &= TF \langle s(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=0}^{N-1} S_k r(t) e^{j2\pi k F t} \right) e^{-j2\pi f t} dt \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} S_k \int_{-\infty}^{\infty} \left(r(t) e^{j2\pi k F t} \right) e^{-j2\pi f t} dt \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} S_k R(f - kF).
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Para garantir a ortogonalidade entre os espectros das sub-portadoras tem que se verificar a condição

$$\int_{-\infty}^{\infty} R(f - kF) R^*(f - k'F) df = 0, \quad k \neq k', \tag{3.7}$$

o que, recorrendo ao Teorema de Parseval, é equivalente a

$$\int_{-\infty}^{\infty} |r(t)|^2 e^{j2\pi(k-k')Ft} dt = 0, \quad k \neq k'. \tag{3.8}$$

É possível definir impulsos que permitem sobreposição dos espectros (para maximização da eficiência espectral) e que verificam simultaneamente (3.7) e (3.8). Como exemplo pode-se considerar o impulso de Nyquist cuja representação na frequência é dada por

$$R(f) = \text{sinc} \left(\frac{f}{F} \right), \tag{3.9}$$

com

$$\text{sinc}(x) = \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x}. \tag{3.10}$$

Esse impulso corresponde no domínio do tempo a um impulso $r(t)$ rectangular com duração $T = \frac{1}{F}$ e portanto a condição (3.8) fica simplesmente

$$\int_0^T e^{j2\pi(k-k')Ft} dt = 0, \quad k \neq k', \tag{3.11}$$

ou seja, o sinal é ortogonal no intervalo de tempo $T = \frac{1}{F}$.

O resultado obtido da sobreposição dos vários espectros ortogonais é ilustrado na Figura 3.4.

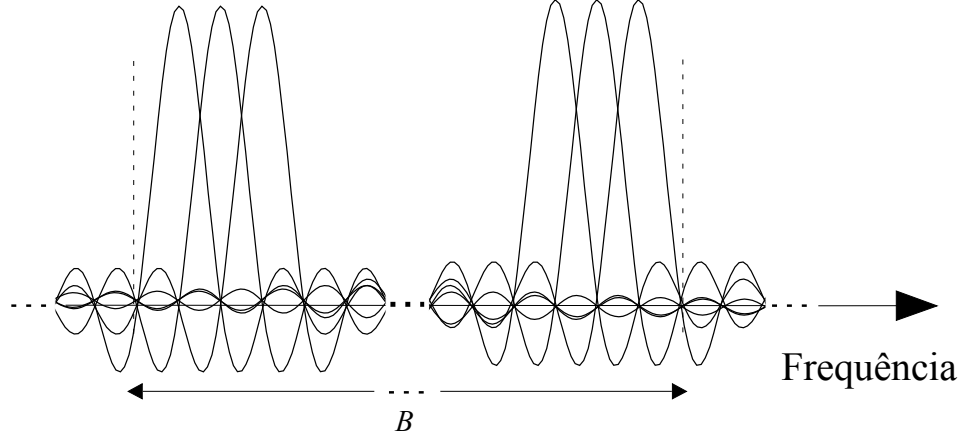


Figura 3.4: Ilustração da ortogonalidade dos vários espectros $R(f)$.

3.2.2 Estrutura de emissão

A estrutura de emissão de um modulador OFDM é implementada com o recurso a uma operação IDFT de tamanho N . Seja $\{S_k; k = 0, \dots, N - 1\}$ o conjunto dos símbolos a transmitir num dado bloco. Nestas condições, o sinal enviado pode ser representado por

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k F t} r(t). \quad (3.12)$$

Escolhendo para $r(t)$ uma forma de impulso rectangular tem-se

$$r(t) = \begin{cases} 1, & [-T_G, T] \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.13)$$

em que $T = \frac{1}{F}$ e T_G representa a duração do intervalo de tempo da extensão cíclica. Claramente esse impulso não satisfaz a condição (3.8). No entanto, pelo facto do intervalo de detecção

restringir-se apenas entre $[0, T]$ a condição (3.8) mantêm-se válida, pois

$$\int_0^T |r(t)|^2 e^{j2\pi(k-k')Ft} dt = \int_0^T e^{j2\pi(k-k')Ft} dt = 0, \quad k \neq k', \quad (3.14)$$

resultando para o sinal enviado

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k F t}. \quad (3.15)$$

O uso da IDFT proporciona um conjunto de N amostras que correspondem ao resultado que se obteria com uma amostragem a uma taxa T_a do sinal obtido na utilização de um IFFT sobre o bloco $\{S_k; k = 0, \dots, N-1\}$. Logo

$$s_n \equiv s(t)|_{t=nT_a} = s(t)\delta(t - nT_a) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k F n T_a}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.16)$$

em que $T_a = \frac{1}{F_a} = \frac{T}{N}$ e $F = \frac{1}{T}$. Logo (3.16) pode ser reescrita na forma

$$s(nT_a) = N s_n, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.17)$$

em que

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3.18)$$

ou, seja $\{s_n; n = 0, \dots, N-1\} = IDFT\{S_k; k = 0, \dots, N-1\}$ (ao bloco de amostras $\{s_n; n = 0, \dots, N-1\}$ é adicionado a extensão cíclica que corresponde simplesmente à repetição das últimas N_G amostras no início do bloco $\{s_n; n = 0, \dots, N-1\}$, ou seja, o bloco transmitido é $\{s_n; n = -N_G, \dots, N-1\}$).

As componentes em fase s_n^I e em quadratura s_n^Q de s_n são convertidas num sinal contínuo $s^I(t)$ e $s^Q(t)$ através de um conversor Digital/Analógico e são posteriormente adicionadas resultando num novo sinal transmitido $s(t)$.

A estrutura de emissão pode ser visualizada na Figura 3.5.

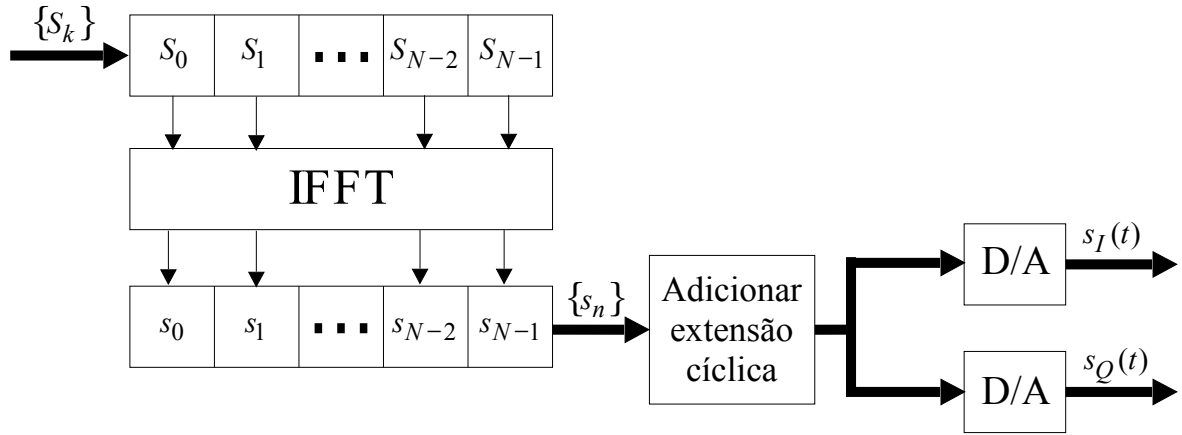


Figura 3.5: Diagrama de blocos de uma estrutura básica de emissão OFDM.

3.2.3 Estrutura de recepção

A estrutura de recepção OFDM é implementada através da utilização de uma DFT de tamanho N conforme a estrutura de recepção representada na Figura 3.6. Consideremos $y(t)$ o sinal recebido sobre o qual é empregue um conversor Analógico/Digital, que efectua uma amostragem a uma taxa $T_a = \frac{T}{N}$. O resultado obtido consiste num conjunto de $N + N_G$ amostras $\{y_n; n = -N_G, \dots, N - 1\}$. Depois da remoção da extensão cíclica (que tinha sido introduzida na emissão) do sinal ficamos com o bloco $\{y_n; n = 0, \dots, N - 1\}$. Esse conjunto de amostras é convertido para o domínio da frequência, utilizando o algoritmo FFT, resultando o bloco $\{Y_k; k = 0, \dots, N - 1\}$, com

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (3.19)$$

Após a aquisição das amostras Y_k é necessário proceder-se a igualização do canal de forma a tentar eliminar a interferência inter-simbólica existente no sinal. Finalmente obtém-se $\hat{S}_k$, a estimativa do símbolo transmitido S_k após a decisão efectuada sobre $\tilde{S}_k$ à saída do processo de igualização.

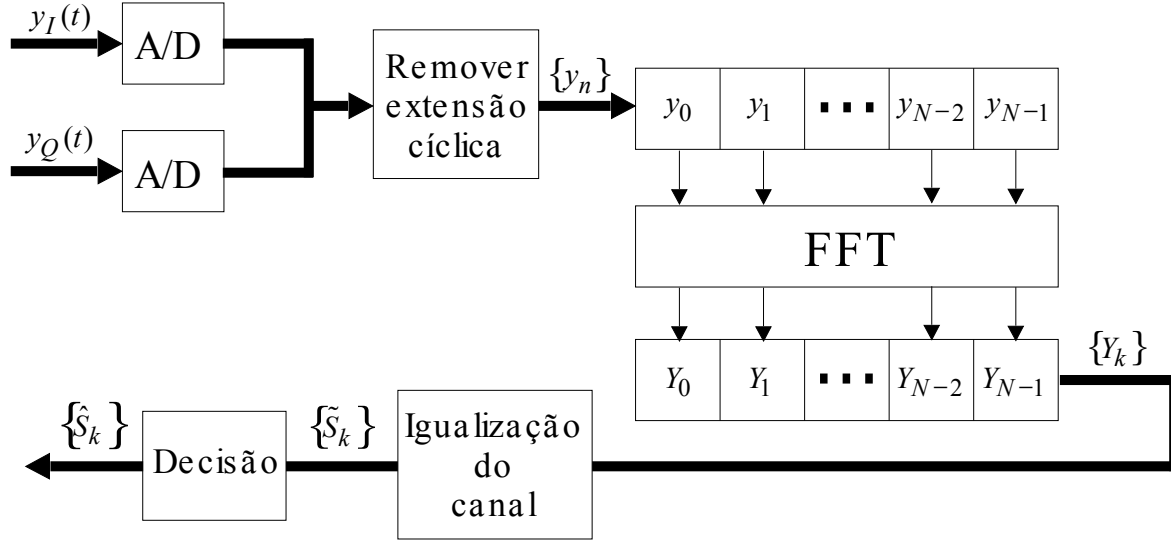


Figura 3.6: Diagrama de blocos de uma estrutura básica de recepção OFDM.

O bloco de igualização do canal ilustrado na Figura 3.6 pode ser realizado empregando um igualizador linear do tipo ZF, que foi escolhido no âmbito desta tese para o OFDM.

Consideremos o sinal recebido, na l -ésima antena, descrito por (3.4), ou seja

$$Y_k^{(l)} = S_k H_k^{(l)} + N_k^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.20)$$

O igualizador do tipo ZF consiste num igualizador que remove toda a interferência intersimbólica presente no sinal. Facilmente se verifica, que esse propósito é alcançado através do igualizador descrito por

$$F_k^{(l)} = \frac{1}{H_k^{(l)}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.21)$$

Aplicando (3.21) ao sinal recebido (3.20), resulta em $\tilde{S}_k$ que representa os dados estimados dados por

$$\tilde{S}_k = Y_k^{(l)} F_k^{(l)} = \frac{Y_k^{(l)}}{H_k^{(l)}} = S_k + \frac{N_k^{(l)}}{H_k^{(l)}} = S_k + \epsilon_k^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.22)$$

A partir de (3.22) a estimação dos dados com base na informação obtida através das L antenas pode ser definida por

$$\tilde{S}_k = \sum_{l=0}^{L-1} Y_k^{(l)} F_k^{(l)} = \sum_{l=0}^{L-1} S_k + \epsilon_k^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.23)$$

Constata-se, através (3.22), que se o canal $H_k^{(l)}$ possuir nulos espectrais em algumas frequências k , a potência do ruído $\epsilon_k^{(l)}$ torna-se infinita, corrompendo os símbolos representados nas portadoras dessas frequências. O mesmo efeito ocorre, de forma menos significativa, sempre que $H_k^{(l)}$ apresenta desvanecimentos profundos que causam um reforço do ruído nos respectivos símbolos onde esses desvanecimentos ocorrem. Contudo, no OFDM, o reforço do ruído numa dada frequência apenas corrompe o símbolo aí representado (modulado pela portadora).

3.2.4 Codificação e *interleaving* dos dados em OFDM

No OFDM o desempenho está condicionado pelas subportadoras de menor potência. De facto, as subportadoras que apresentem frequências nulas e de grande atenuação (pela acção do canal) incite a uma maior probabilidade de erro na decisão dos símbolos transmitidos nessas subportadoras. Uma solução para esse problema passa por empregar códigos correctores de erros, em combinação com um processo de *interleaving*, nos dados a transmitir.

A utilização da codificação dos dados em modulação OFDM usualmente designa-se COFDM (Coded OFDM). É sabido que o recurso a códigos correctores de erros pode melhorar significativamente a eficiência de potência ao diminuir as taxas de erros no receptor. Relativamente ao caso do OFDM os ganhos de código são extremamente elevados. De facto, a descodificação do sinal permite atenuar a ocorrência da perda de informação ao recuperar os símbolos transmitidos nas portadoras que apresentaram frequências nulas ou de grande atenuação.

De forma a tornar os erros incorrelacionados no bloco transmitido é efectuado um *interleaving* dos símbolos. Este método serve para baralhar os símbolos que seriam adjacentes no bloco, ou seja, nas frequências das portadoras. No caso de a resposta do canal apresentar frequências

contíguas nulas que provocariam uma série de símbolos errados de difícil recuperação para um decodificador, a introdução do *interleaving* provoca a dispersão desses mesmos pelo bloco permitindo ao decodificador uma maior probabilidade de corrigir os símbolos errados e reaver desse modo os dados transmitidos. Como se pode depreender dos resultados da Figura 3.7 o efeito do *interleaving* na ausência de código corrector de erros é nulo. No entanto, se forem utilizados códigos correctores de erros, a codificação dos símbolos aliada ao processo de *interleaving* é de enorme benefício, a nível de desempenho, para o OFDM. Para efeitos de simulação admite-se neste capítulo, o modelo de Rayleigh para caracterização do efeito multipercurso, um canal de propagação estacionário apresentando $N_{raios} = 32$ raios, blocos de dados de tamanho $N = 256$ e uma ordem de diversidade unitária.

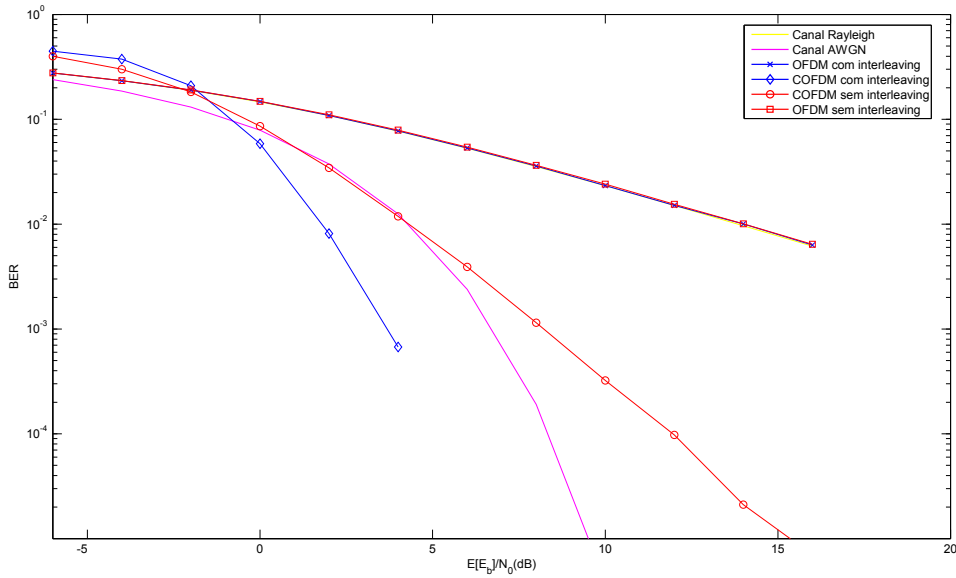


Figura 3.7: Ilustração do benefício da codificação e *interleaving* no OFDM.

3.3 SC-FDE

O SC (Single-Carrier) consiste numa técnica de transmissão, que ao invés do OFDM, utiliza apenas uma portadora para transmissão dos dados. Outra diferença relevante consiste no

facto dos símbolos de informação se encontrarem representados no domínio do tempo e não no domínio da frequência.

Para poder atingir os altos débitos conseguidos no OFDM, o SC necessita usar tempos de símbolo muito mais curto do que no OFDM. Essa solução implica um aumento da largura de banda, mas dado que é usada uma única portadora a largura de banda total utilizada é da mesma ordem de grandeza que a do OFDM, para taxas de transmissão idênticas.

Claramente, no SC torna-se impossível utilizar uma banda que seja menor que a largura da banda de coerência do canal. Portanto o espectro do sinal transmitido será sujeito a uma maior probabilidade de experimentar várias atenuações distintas relativamente a cada uma das portadoras no caso do OFDM. De referir que esse fenómeno é acentuado tanto pelo aumento da largura de banda devido a utilização de tempos de símbolos mais curtos bem como pelo acréscimo da interferência inter-simbólica e consecutiva diminuição da banda de coerência do canal devido igualmente a utilização de tempos de símbolos cada vez mais curtos.

Convencionalmente, o processo de igualização do canal no SC é relativamente mais complexo do que no caso do OFDM, devido ao facto dos primeiros processos de igualização consistir em igualizadores TDE que tinham como objectivo compensar a distorção introduzida pelo canal no domínio do tempo. No entanto, esse método deixa de ser atractivo para altos débitos.

Uma alternativa de menor complexidade surgiu com a utilização do FDE (Frequency Domain Equalization). Walzman e Schwartz demonstraram que a igualização do canal efectuada no domínio da frequência apresentava melhor convergência do que o seu homólogo no domínio do tempo, além de uma significativa diminuição da complexidade computacional [WS73]. A técnica de modulação SC com utilização de igualização no domínio da frequência passou a ser referida de SC-FDE. Posteriormente em [SKJ94][SKJ95] demonstrou-se que o SC-FDE, com utilização do algoritmo FFT e de uma extensão cíclica (com o mesmo propósito do OFDM), resultava numa complexidade computacional comparável ao caso do OFDM, além de se ter demonstrado o seu potencial como técnica de modulação para altos débitos [FABSE02].

Recentemente foi proposto em [BT02] um igualizador não linear (IB-DFE) SISO (Single-Input

and Single-Output) com um desempenho superior aos equalizadores lineares convencionais FDE. Esse equalizador foi melhorado em [GDE03] de forma a abranger diversidade na transmissão bem como na recepção.

3.3.1 Estrutura de emissão

A estrutura de emissão de um modulador SC-FDE é relativamente simples visto não requerer uma operação DFT/IDFT. Consideremos s_n os símbolos a transmitir num dado bloco. A esses símbolos é adicionada a extensão cíclica que corresponde simplesmente às últimas N_G amostras $\{s_n; n = N - N_G, \dots, N - 1\}$ resultando em $\{s_n; n = -N_G, \dots, N - 1\}$. Tal como no OFDM, esse procedimento é efectuado de forma a garantir um tempo de guarda para combater a interferência inter-blocos causada pelos canais dispersivos, para além de ser necessário à utilização da propriedade da TF na recepção do sinal no âmbito da equalização do canal.

As componentes em fase s_n^I e em quadratura s_n^Q de s_n são convertidas num sinal contínuo $s^I(t)$ e $s^Q(t)$, através de um conversor Digital/Analógico, e posteriormente adicionadas resultando no sinal transmitido $s(t)$ que pode ser representado por

$$s(t) = \sum_{n=-N_G}^{N-1} s_n r(t - nT), \quad (3.24)$$

em que $r(t - nT)$ corresponde ao impulso de suporte e T o tempo de símbolo.

A estrutura de transmissão pode ser visualizada na Figura 3.8.

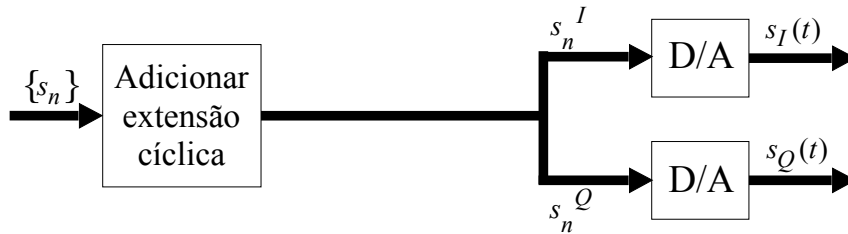


Figura 3.8: Diagrama de blocos de uma estrutura básica de emissão SC-FDE.

3.3.2 Estrutura de recepção

A estrutura de recepção de um modulador SC-FDE é implementada através da utilização de um DFT e de um IDFT de N amostras baseado nos algoritmos FFT e IFFT respectivamente, conforme se encontra representado na Figura 3.9.

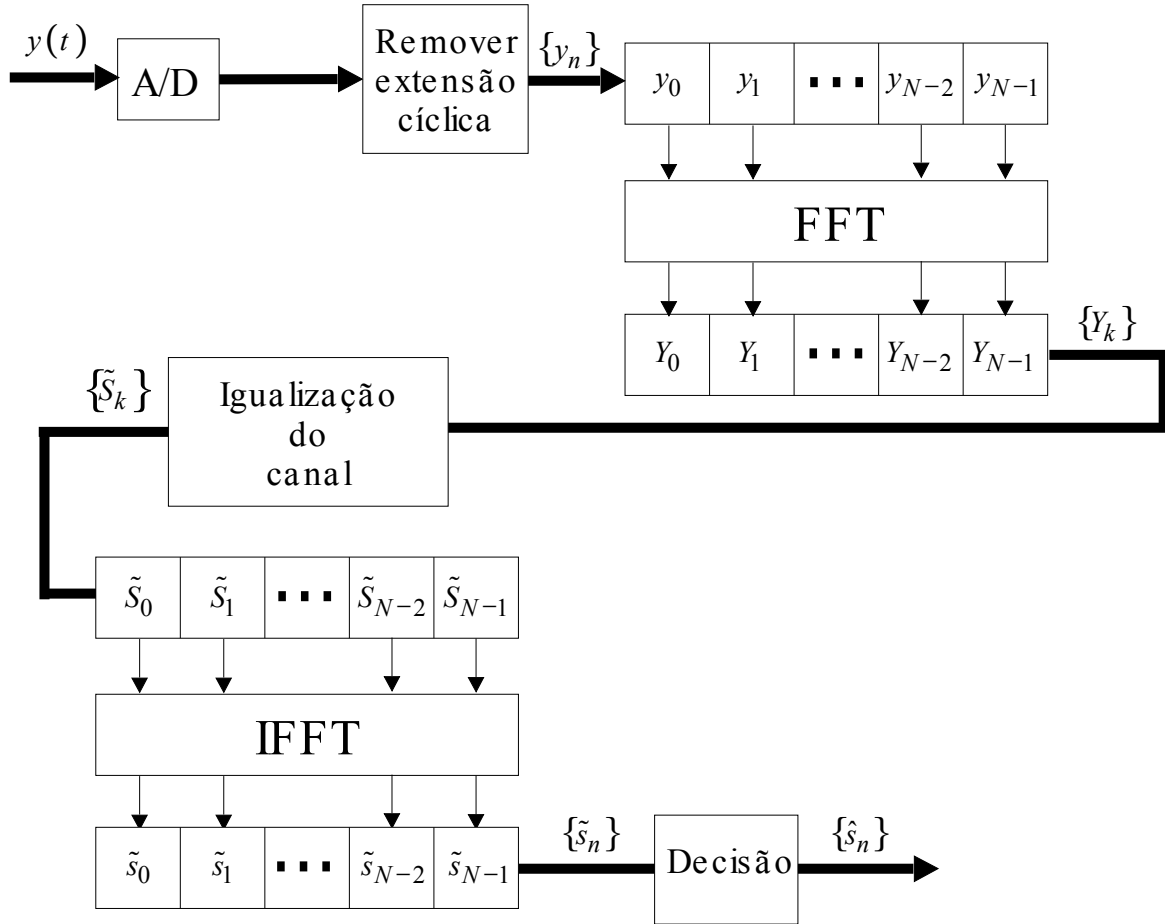


Figura 3.9: Diagrama de blocos de uma estrutura básica de recepção SC-FDE.

Seja $y(t)$ o sinal recebido sobre o qual é empregue um conversor Analógico/Digital que efectua uma amostragem a uma taxa $T_a = \frac{T}{N}$. O resultado obtido consiste num conjunto de $N + N_G$ amostras $\{y_n; n = -N_G, \dots, N - 1\}$, que após a remoção da extensão cíclica fica apenas

$\{y_n; n = 0, \dots, N-1\}$. Esse conjunto de amostras é convertido para o domínio da frequência utilizando o algoritmo FFT, resultando em Y_k definido por

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.25)$$

Após a aquisição das amostras Y_k é necessário proceder-se à igualização do canal de forma a tentar eliminar a interferência inter-simbólica existente. Obtém-se, à saída do igualizador, uma estimação dos dados transmitidos no domínio da frequência $\tilde{S}_k$ que é necessário transformar para o domínio do tempo, ou seja, $\{\tilde{s}_n; n = 0, \dots, N-1\} = IDFT \left\{ \tilde{S}_k; k = 0, \dots, N-1 \right\}$ de forma a ser possível efectuar o processo de decisão resultando em $\hat{s}_n$.

3.3.3 Igualização do canal em SC-FDE

No âmbito desta tese o igualizador considerado recaiu no IB-DFE. Contudo para efeitos de comparação é igualmente apresentado um igualizador linear, baseado num estimador do tipo MMSE que se encontra definido no apêndice A.

3.3.3.1 FDE Linear

O igualizador de mínimo erro quadrático médio (MMSE) consiste num igualizador que minimiza o erro quadrático médio entre um dado valor pretendido e a sua estimação. Os pesos de ganho óptimo para a estimação das amplitudes e fases de S_k , relativos à l -ésima antena receptora, do ponto de vista do estimador MMSE, é alcançado substituindo (3.4) em (A.15). Representando os valores desejados de d_n por S_k obtêm-se os seguintes pesos de ganho

$$w_k^{(l)} = \frac{E \left[S_k H_k^{(l)} S_k^* + N_k^{(l)} S_k^* \right]}{E \left[S_k S_k^* H_k^{(l)} H_k^{*(l)} + N_k^{(l)} N_k^{*(l)} \right]}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (3.26)$$

Admitindo que S_k e $N_k^{(l)}$ são variáveis aleatórias independentes e $H_k^{(l)}$ para cada k constante, (3.26) pode ser colocado na forma

$$w_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l)} E[|S_k|^2]}{|H_k^{(l)}|^2 E[|S_k|^2] + E[|N_k^{(l)}|^2]}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (3.27)$$

Dividindo o numerador e denominador por $E[|S_k|^2]$ obtém-se

$$w_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l)}}{|H_k^{(l)}|^2 + \frac{E[|N_k^{(l)}|^2]}{E[|S_k|^2]}}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (3.28)$$

em que $\frac{E[|N_k^{(l)}|^2]}{E[|S_k|^2]} = \frac{1}{SNR}$ é o inverso da relação sinal-ruído (SNR). Chega-se por fim a expressão final óptima para os pesos de ganho $\{w_k^{(l)}; k = 0, \dots, N-1\}$

$$w_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l)}}{|H_k^{(l)}|^2 + \frac{1}{SNR}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (3.29)$$

De acordo com (A.2) a estimação dos dados recebidos relativos à l -ésima antena receptora é dada por

$$\tilde{S}_k^{(l)} = w_k^{*(l)} Y_k^{(l)}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (3.30)$$

ou seja,

$$\tilde{S}_k^{(l)} = \frac{Y_k^{(l)} H_k^{*(l)}}{|H_k^{(l)}|^2 + \frac{1}{SNR}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (3.31)$$

O resultado anterior é interessante, pois demonstra claramente a ponderação entre a inversão do canal e o reforço do ruído. Se $|H_k^{(l)}|^2$ é fortemente atenuado em alguma frequência, o termo

$\frac{1}{\overline{SNR}}$ no denominador previne que o ruído seja fortemente reforçado pelo igualizador. Contudo, quando o termo $\frac{1}{\overline{SNR}}$ é baixo comparado com $\left|H_k^{(l)}\right|^2$, o igualizador irá inverter efectivamente o canal.

A partir de (3.30) a estimação de S_k , usando a informação obtida através das L antenas, pode ser definida por

$$\tilde{S}_k = \sum_{l=1}^L w_k^{*(l)} Y_k^{(l)}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (3.32)$$

ou seja,

$$\tilde{S}_k = \frac{\sum_{l=1}^L Y_k^{(l)} H_k^{*(l)}}{\sum_{l=1}^L \left|H_k^{(l)}\right|^2 + \frac{1}{\overline{SNR}}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (3.33)$$

3.3.4 FDE do tipo IB-DFE com realimentação de decisões

O IB-DFE consiste num método iterativo baseado no princípio da utilização de coeficientes *feedforward* e de coeficientes *feedback* aplicados, no domínio da frequência, no processo de igualização do canal. Considerando um receptor com diversidade de ordem L , a estimação dos dados transmitidos à saída do igualizador IB-DFE para uma dada iteração i é obtida através da seguinte equação [DGE04]

$$\tilde{S}_k^{(i)} = \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} Y_k^{(l)} - B_k^{(i)} \hat{S}_k^{(i-1)}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (3.34)$$

em que $\left\{F_k^{(l,i)}; k = 0, 1, \dots, N-1; l = 1, 2, \dots, L\right\}$ e $\left\{B_k; k = 0, 1, \dots, N-1\right\}$ representam respectivamente os coeficientes *feedforward* e de *feedback*. $\left\{\hat{s}_n^{(i-1)}; n = 0, 1, \dots, N-1\right\} = IDFT \left\{\hat{S}_k^{(i-1)}; k = 0, 1, \dots, N-1\right\}$ designa os dados estimados no domínio do tempo obtidos na iteração anterior após a decisão efectuada sobre os dados estimados $\left\{\hat{s}_n^{(i-1)}; n = 0, 1, \dots, N-1\right\} = IDFT \left\{\tilde{S}_k^{(i-1)}; k = 0, 1, \dots, N-1\right\}$. Essa decisão consiste numa decisão do tipo "Hard-decision". No entanto, existem diversas variantes do IB-DFE que utilizam outros tipos de

decisão como é o caso do "Soft-Decision" e da decodificação SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) [BCJR74] (ver secção 3.3.4.1).

Pode-se desde já frisar que o objectivo dos coeficientes *feedforward* consiste em eliminar a parte mais significativa da interferência inter-simbólica presente no sinal, enquanto os coeficientes *feedback* têm como objectivo eliminar a ISI que não foi retirada na iteração anterior.

Na Figura 3.10 é apresentada a ilustração da estrutura do receptor IB-DFE com diversidade de ordem L , onde $(.)_m$ representa o m -ésimo bloco recebido e $(.)^l$ a l -ésima antena receptora.

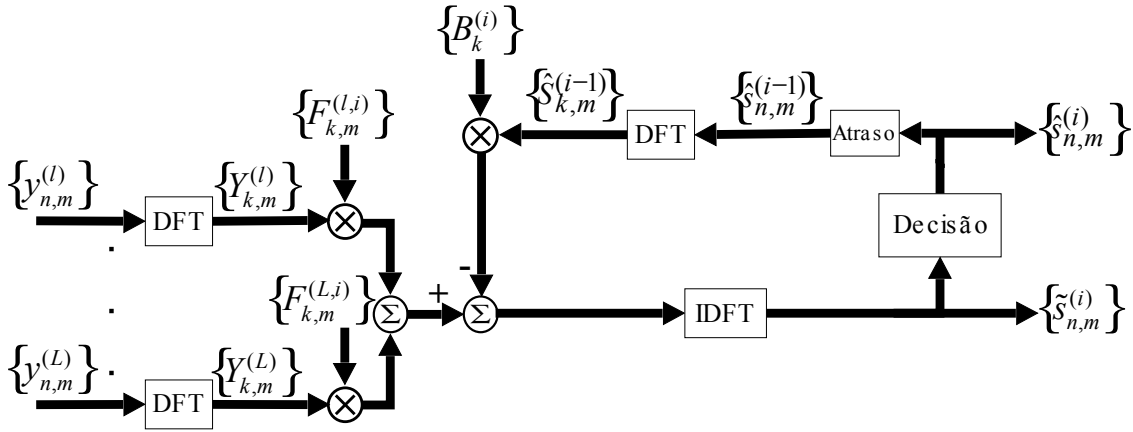


Figura 3.10: Ilustração da estrutura do receptor IB-DFE com diversidade de ordem L .

É possível verificar [DGE04] que, à parte de uma constante $\gamma^{(i)}$, os dados estimados consistem nos dados transmitidos corrompidos por um ruído $\epsilon_n^{eq(i)}$, ou seja

$$\tilde{s}_n^{(i)} = \gamma^{(i)} s_n + \epsilon_n^{eq(i)}, \quad (3.35)$$

em que $\epsilon_n^{eq(i)}$ representa o ruído equivalente que engloba o ruído de canal e a interferência inter-simbólica residual e

$$\gamma^{(i)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)}. \quad (3.36)$$

Os coeficientes *feedforward* e *feedback* são escolhidos de forma a maximizar a relação entre a energia média de símbolo dos dados transmitidos E_s (com o factor multiplicativo $|\gamma^{(i)}|^2$) e o ruído presente na estimação, ou seja, maximizar a "relação sinal-ruído mais interferência" (SNIR - Signal-to-Noise + Interference Ratio), definida por

$$SNIR_n^{(i)} = \frac{|\gamma^{(i)}|^2 E_s}{E \left[|\epsilon_n^{eq(i)}|^2 \right]}, \quad (3.37)$$

em que $E_s = E \left[|s_n|^2 \right]$ representa a energia média de símbolo.

A constante $\gamma^{(i)}$ pode ser interpretada como sendo a relação média do erro residual da interferência inter-simbólica que os pesos $\left\{ F_k^{(l,i)}; l = 1, 2, \dots, L \right\}$ não irão eliminar no sinal.

Os símbolos estimados $\hat{s}_n^{(i)}$ podem ser representados na forma

$$\hat{s}_n^{(i)} = \rho^{(i)} s_n + \delta_n^{(i)}, \quad (3.38)$$

correspondendo no domínio da frequência a

$$\hat{S}_k^{(i)} = \rho^{(i)} S_k + \Delta_k^{(i)}, \quad (3.39)$$

em que $\rho^{(i)}$ é dado por

$$\rho^{(i)} = \frac{E \left[s_n \hat{s}_n^{*(i)} \right]}{E_s}, \quad (3.40)$$

e $\left\{ \Delta_k^{(i)}; k = 0, 1, \dots, N-1 \right\} = DFT \left\{ \delta_n^{(i)}; n = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$. Admite-se que não existe correlação entre $\delta_n^{(i)}$ e os símbolos transmitidos s_n .

A partir de (3.38) e considerando $E \left[|\hat{s}_n^{(i)}|^2 \right] = E \left[|s_n|^2 \right]$, pode-se escrever

$$E \left[|\delta_n^{(i)}|^2 \right] = \left(1 - \left(\rho^{(i)} \right)^2 \right) E_s, \quad (3.41)$$

e, portanto, no domínio da frequência tem-se

$$E \left[\left| \Delta_k^{(i)} \right|^2 \right] = NE \left[\left| \delta_k^{(i)} \right|^2 \right] = \left(1 - \left(\rho^{(i)} \right)^2 \right) NE_s. \quad (3.42)$$

Substituindo (3.4) e (3.39) em (3.34) obtem-se

$$\begin{aligned} \hat{S}_k^{(i)} &= \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} \left(H_k^{(l)} S_k + N_k^{(l)} \right) - B_k^{(i)} \left(\rho^{(i-1)} S_k + \Delta_k^{(i-1)} \right) \\ &= \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} S_k + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} N_k^{(l)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} S_k - B_k^{(i)} \Delta_k^{(i-1)} \\ &= \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) S_k + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} N_k^{(l)} - B_k^{(i)} \Delta_k^{(i-1)} \\ &= \gamma^{(i)} S_k + \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) S_k + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} N_k^{(l)} - B_k^{(i)} \Delta_k^{(i-1)}, \end{aligned} \quad (3.43)$$

De (3.43) verifica-se que $\hat{S}_k^{(i)}$ comporta 4 termos: uma componente de sinal $\gamma^{(i)} S_k$ e três componentes de "ruído" representados por

$$\epsilon_k^{Eq(i)} = \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) S_k + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} N_k^{(l)} - B_k^{(i)} \Delta_k^{(i-1)}, \quad (3.44)$$

em que $\left\{ \epsilon_k^{Eq(i)}; k = 0, 1, \dots, N-1 \right\} = DFT \left\{ \epsilon_n^{eq(i)}; n = 0, 1, \dots, N-1 \right\}$. O valor esperado para a potência do ruído é dado por

$$\begin{aligned} E \left[\left| \epsilon_k^{Eq(i)} \right|^2 \right] &= \left| \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right|^2 NE_s + \\ &+ \sum_{l=1}^L \left| F_k^{(l,i)} \right|^2 2N\sigma_N^2 - \left| B_k^{(i)} \right|^2 \left(1 - \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 \right) NE_s, \end{aligned} \quad (3.45)$$

em que $\sigma_N^2 = \frac{1}{2N} E \left[\left| N_k^{(l)} \right|^2 \right]$ representa a variância das componentes em fase e em quadratura do ruído do canal, relativa à l -ésima antena receptora, e $NE_s = E \left[|S_k|^2 \right]$. Desenvolvendo $E \left[\left| \epsilon_k^{Eq(i)} \right|^2 \right]$ vem

$$\begin{aligned}
E \left[\left| \epsilon_k^{Eq(i)} \right|^2 \right] &= \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) \left(\sum_{l'=1}^L F_k^{*(l',i)} H_k^{*(l')} - \gamma^{*(i)} - B_k^{*(i)} \rho^{*(i-1)} \right) NE_s + \\
&\quad + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} F_k^{*(l,i)} 2N\sigma_N^2 - \left| B_k^{(i)} \right|^2 \left(1 - \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 \right) NE_s \\
&= \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} H_k^{*(l')} F_k^{*(l',i)} NE_s - \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} \gamma^{*(i)} NE_s - \\
&\quad - \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} B_k^{*(i)} \rho^{*(i-1)} NE_s - \gamma^{(i)} \sum_{l'=1}^L F_k^{*(l',i)} H_k^{*(l')} NE_s + \left| \gamma^{(i)} \right|^2 NE_s + \\
&\quad + \gamma^{(i)} B_k^{*(i)} \rho^{*(i-1)} NE_s - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \sum_{l'=1}^L F_k^{*(l',i)} H_k^{*(l')} NE_s + B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \gamma^{*(i)} NE_s + \\
&\quad + B_k^{(i)} B_k^{*(i)} \rho^{(i-1)} \rho^{*(i-1)} NE_s + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} F_k^{*(l,i)} 2N\sigma_N^2 - \\
&\quad - B_k^{(i)} B_k^{*(i)} NE_s - B_k^{(i)} B_k^{*(i)} \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 NE_s \\
&= \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} H_k^{*(l')} F_k^{*(l',i)} NE_s - \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} \left(\gamma^{(i)} + B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right)^* NE_s - \\
&\quad - \sum_{l'=1}^L F_k^{*(l',i)} H_k^{*(l')} \left(\gamma^{(i)} + B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) NE_s + \left| \gamma^{(i)} + B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right|^2 NE_s + \\
&\quad + \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} F_k^{*(l,i)} 2N\sigma_N^2 - B_k^{(i)} B_k^{*(i)} NE_s - B_k^{(i)} B_k^{*(i)} \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 NE_s. \tag{3.46}
\end{aligned}$$

Segundo (3.37), a maximização do SNIR no domínio da frequência é dada simplesmente por

$$SNIR_k^{(i)} = \frac{\left| \gamma^{(i)} \right|^2 NE_s}{E \left[\left| \epsilon_k^{Eq(i)} \right|^2 \right]}. \tag{3.47}$$

Esta maximização é equivalente à resolução de $L + 1$ sistemas de equações, relativos à minimização do erro quadrático médio (MMSE), descritos por

$$\begin{cases} H_k^{*(l')} \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) + \frac{F_k^{(l',i)}}{SNR} = 0, & l' = 1, 2, \dots, L \\ -\rho^{(i-1)} \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} \right) + B_k^{(i)} = 0 \end{cases}, \quad (3.48)$$

em que $SNR = \frac{E_s}{2\sigma_N^2}$. Note-se que $\rho^{(i-1)}$ e $\gamma^{(i)}$ são escalares portanto $\rho^{*(i-1)} = \rho^{(i-1)}$ e $\gamma^{*(i)} = \gamma^{(i)}$. Os valores óptimos para $B_k^{(i)}$ são facilmente obtidos através de (3.48), resultando

$$B_k^{(i)} = \rho^{(i-1)} \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} \right). \quad (3.49)$$

Substituindo (3.49) em (3.48) é possível obter as seguintes L equações:

$$\begin{aligned} H_k^{*(l')} \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} - B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} \right) + \frac{F_k^{(l',i)}}{SNR} &= 0, \\ H_k^{*(l')} \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - H_k^{*(l')} \gamma^{(i)} - H_k^{*(l')} B_k^{(i)} \rho^{(i-1)} + \frac{F_k^{(l',i)}}{SNR} &= 0, \\ H_k^{*(l')} \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - H_k^{*(l')} \gamma^{(i)} - \\ &- H_k^{*(l')} \left(\rho^{(i-1)} \left(\sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \gamma^{(i)} \right) \right) \rho^{(i-1)} + \frac{F_k^{(l',i)}}{SNR} = 0, \\ H_k^{*(l')} \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - H_k^{*(l')} \gamma^{(i)} - H_k^{*(l')} \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 + \\ &+ H_k^{*(l')} \gamma^{(i)} \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 + \frac{F_k^{(l',i)}}{SNR} = 0, \\ \left(1 - \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 \right) H_k^{*(l')} \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} H_k^{(l)} - \\ &- \gamma^{(i)} \left(1 - \left(\rho^{(i-1)} \right)^2 \right) H_k^{*(l')} + \frac{F_k^{(l',i)}}{SNR} = 0, \quad l' = 1, 2, \dots, L. \end{aligned} \quad (3.50)$$

Verifica-se por substituição que a solução de (3.48) é dada por

$$F_k^{(l',i)} = \frac{SNR \left(1 - (\rho^{(i-1)})^2\right) \gamma^{(i)} H_k^{*(l')}}{1 + SNR \left(1 - (\rho^{(i-1)})^2\right) \sum_{l=1}^L |H_k^{(l)}|^2}, \quad l' = 1, 2, \dots, L. \quad (3.51)$$

Uma vez que a multiplicação de todos os coeficientes *feedforward* $F_k^{(l',i)}$ por uma constante não altera a *SNIR*, pode-se escrever

$$F_k^{(l',i)} = \frac{H_k^{*(l')}}{\frac{1}{SNR} + \left(1 - (\rho^{(i-1)})^2\right) \sum_{l=1}^L |H_k^{(l)}|^2}, \quad l' = 1, 2, \dots, L. \quad (3.52)$$

Os coeficientes *feedforward* $F_k^{(l',i)}$, obtidos em (3.52), são então usados para obter os coeficientes *feedback* $B_k^{(i)}$ definidos em (3.49).

A Figura 3.11 representa o desempenho do SC-FDE com a utilização do igualizador IB-DFE (com conhecimento perfeito da resposta do canal).

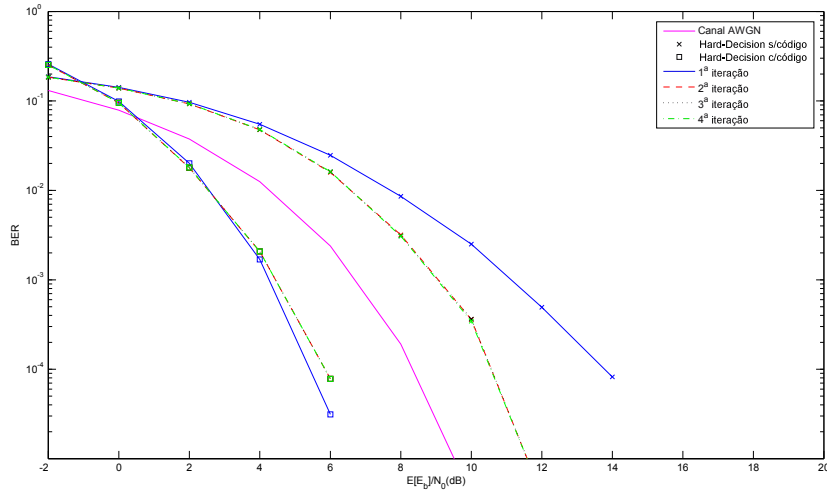


Figura 3.11: Desempenho do igualizador IB-DFE (com conhecimento perfeito da resposta do canal).

A primeira iteração do IB-DFE corresponde a uma simples igualização linear (secção 3.3.3.1). Comparativamente ao OFDM, verifica-se um desempenho aceitável deste igualizador mesmo sem o recurso a códigos correctores de erros. Verifica-se igualmente que o ganho conseguido com o aumento das iterações diminui de forma significativa, relativamente à iteração anterior, sendo praticamente nulo a partir da 3ª iteração. Tendo em conta o ganho conseguido através do processo iterativo pelo IB-DFE, este igualizador será utilizado, no âmbito da tese, para efeitos de simulação nos Capítulos 4 e 5.

3.3.4.1 Variantes "Soft-Decision" e Turbo FDE para IB-DFE

Foi referido, na secção anterior, que diversas variantes do IB-DFE não se baseiam num processo de decisão do tipo "Hard-Decision" sobre os símbolos utilizados como *feedback* do processo iterativo. Uma dessas variantes utiliza uma decisão do tipo "Soft-Decision" (Figura 3.12 (2)). Tendo em conta (3.34) considere-se os dados na saída do igualizador, dados por

$$\tilde{S}_k^{(i)} = \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} Y_k^{(l)} - B_k^{(i)} \hat{S}_k^{(i-1)}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (3.53)$$

com $\gamma = 1$ e $F_k = \frac{F_k}{\gamma}$. O sinal estimado na saída do processo de decisão é obtido da seguinte forma [DGE04]:

$$\hat{s}_n^{(i)} = \tanh\left(\frac{L_n^{I(i)}}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{L_n^{Q(i)}}{2}\right), \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (3.54)$$

em que os coeficientes de máxima verosimilhança das componentes em fase e em quadratura $L_n^{I(i)}$ e $L_n^{Q(i)}$ são dados por

$$L_n^{I(i)} = \frac{2}{\sigma_i^2} \tilde{s}_n^{I(i)}, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (3.55)$$

e

$$L_n^{Q(i)} = \frac{2}{\sigma_i^2} \tilde{s}_n^{Q(i)}, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (3.56)$$

respectivamente, com

$$\sigma_i^2 = \frac{1}{2} E \left[\left| s_n - \tilde{s}_n^{(i)} \right|^2 \right] \approx \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \left| \hat{s}_n^{(i)} - \tilde{s}_n^{(i)} \right|^2. \quad (3.57)$$

Outra variante do IB-DFE consiste na utilização de um decodificador do tipo "Soft Output Viterbi Algorithm" sobre os símbolos estimados que servirão de *feedback* no processo iterativo (Figura 3.12 (1)). Este método difere do algoritmo de Viterbi clássico, uma vez que utiliza uma métrica associada aos caminhos que têm em consideração as probabilidades à priori dos símbolos de entrada [BCJR74]. A necessidade prévia de codificação e seguinte decodificação por esse método introduz uma complexidade muito mais elevada comparativamente ao "Hard-Decision" e "Soft-Decision". O processo iterativo realizado por este método é chamado de Turbo FDE.

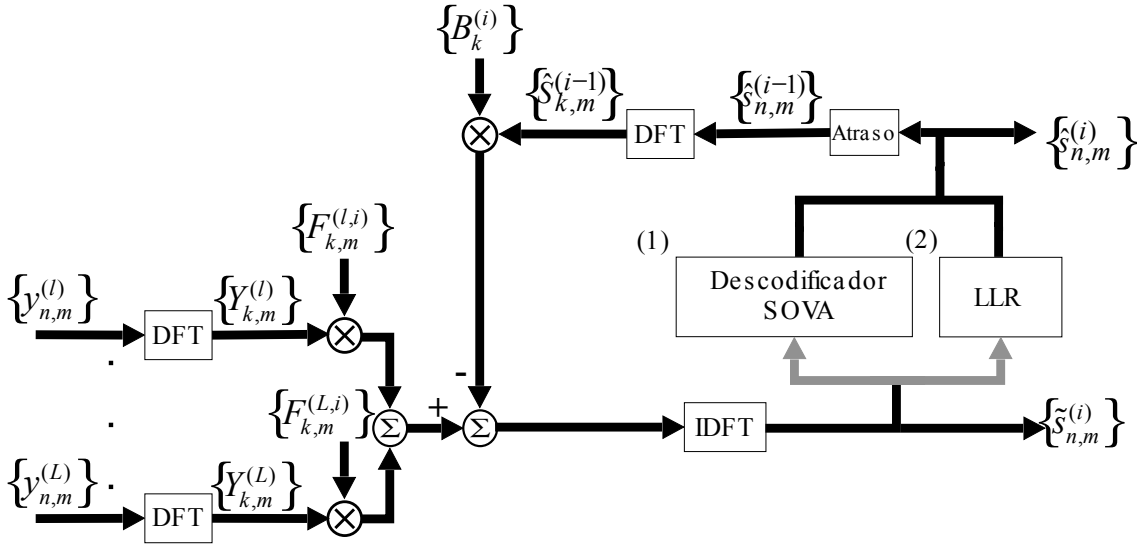
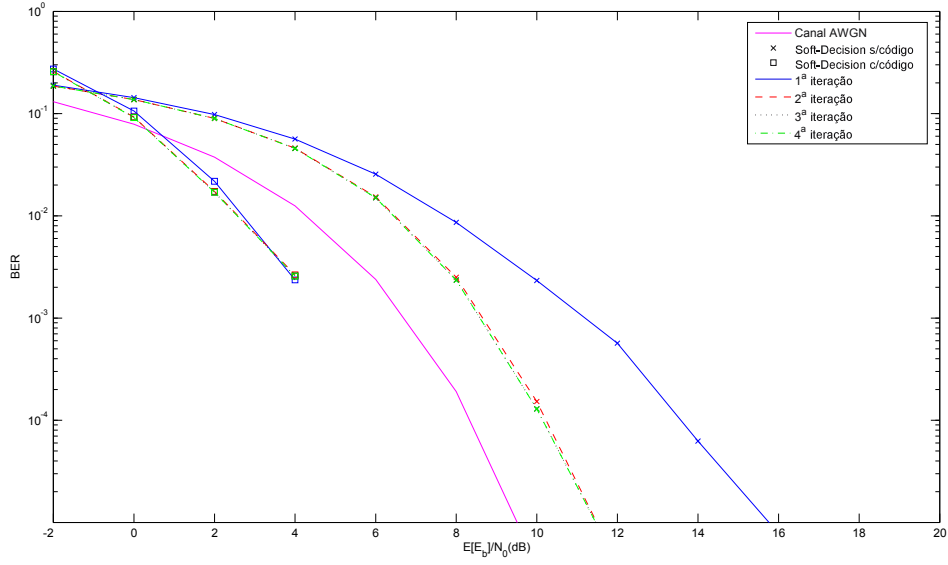


Figura 3.12: Ilustração da estrutura do receptor IB-DFE com diversidade de ordem L e decisão do tipo "Soft-Decision" (1) e Turbo FDE (2).

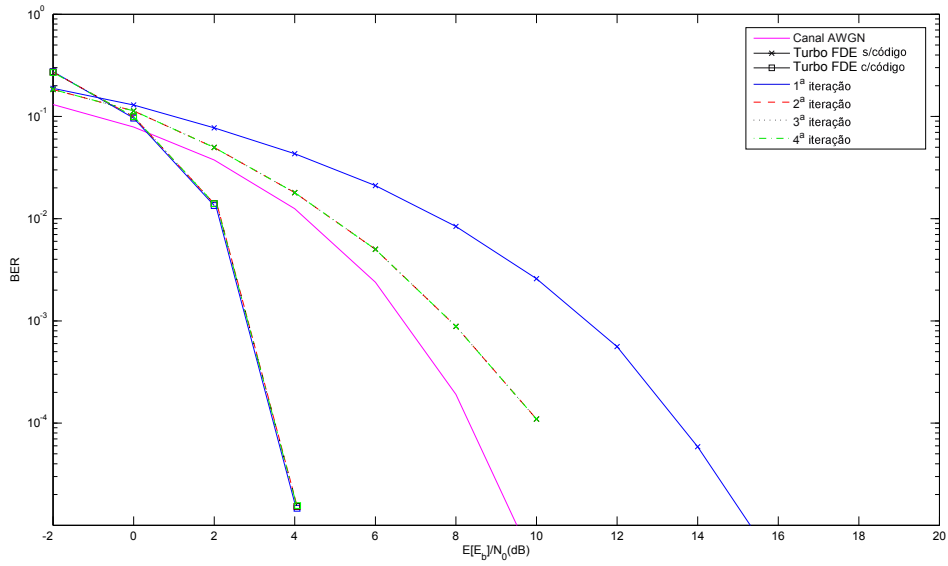
A Figura 3.13 apresenta os desempenhos do SC-FDE com a utilização do igualizador IB-DFE com "soft-decision" e com Turbo FDE. Constata-se que existe um ganho diminuto, por parte do "Soft-Decision" sem código, relativamente à variante "Hard-Decision" (Figura 3.11), já com

utilização de código verifica-se um ganho mais significativo à partir de $\frac{E[E_b]}{N_0} = 4$. Contudo, o Turbo FDE consegue apresentar um ganho ainda mais significativo comparativamente às outras duas variantes.

Devido aos desempenhos apresentados nas Figuras 3.11, 3.13a e 3.13b decidiu-se, de forma a diminuir o número de figuras e torná-las inteligíveis, representar apenas os desempenhos com e sem código, relativo a variante “Soft-Decision” e a variante Turbo FDE. É apresentado igualmente o desempenho da estimação perfeita, com e sem código, por parte do Turbo FDE.



(a) “Soft-Decision”



(b) Turbo FDE

Figura 3.13: Desempenho do igualizador IB-DFE (com conhecimento perfeito da resposta do canal).

3.4 Comparação entre OFDM e SC-FDE

Claramente, a escolha da representação dos símbolos no domínio do tempo ou no domínio da frequência influencia as vantagens e desvantagens do OFDM e SC-FDE. Um primeiro aspecto que sobressai das estruturas de transmissão e recepção do OFDM e SC-FDE, reside no facto da passagem do bloco IDFT na estrutura de transmissão do OFDM para o fim da estrutura de recepção do SC-FDE (Figura 3.14). Dessa diferença resulta a menor complexidade da estrutura de transmissão do SC-FDE relativamente ao seu homólogo no OFDM. Por outro lado, a estrutura de recepção do SC-FDE é forçosamente mais complexa do que no caso do OFDM.

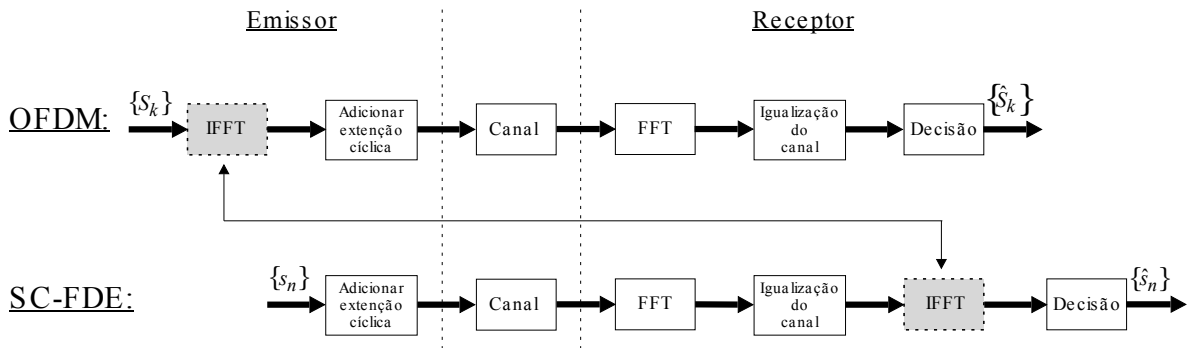


Figura 3.14: Ilustração das estruturas de transmissão e recepção do OFDM e SC-FDE.

No entanto, o OFDM apresenta maior sensibilidade face a uma amplificação fortemente não linear dado a maior variação da envolvente quando comparado com o SC-FDE, como se pode comprovar pelos diagramas I-Q da Figura 3.15.

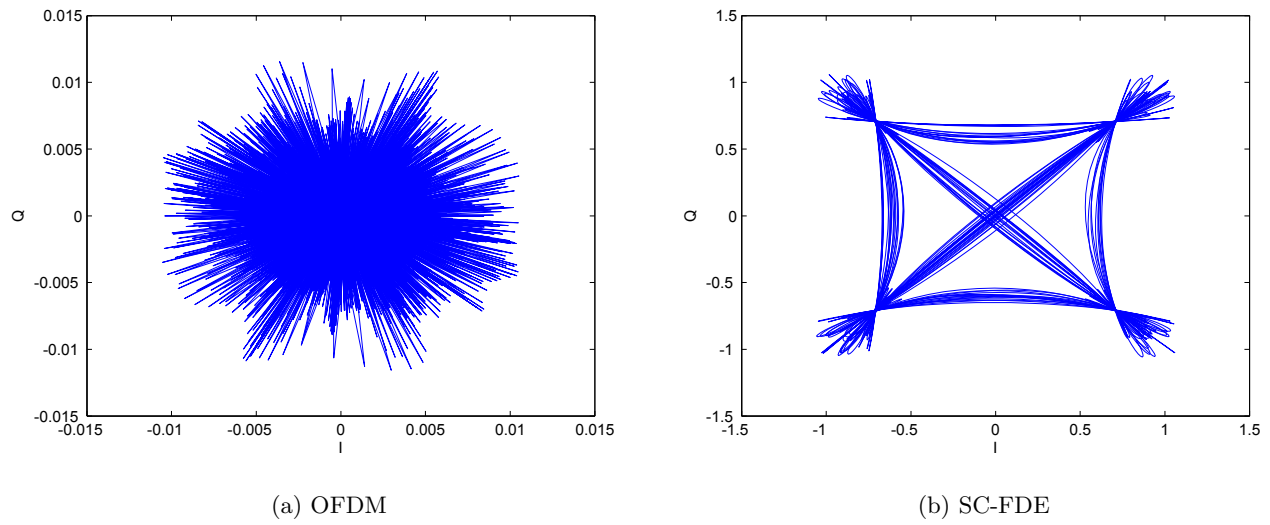


Figura 3.15: Diagramas I-Q de um sinal.

O elevado valor dessas flutuações de envolvente (PMEPR - Peak-to-Mean Envelope Power Ratio) obriga o recurso a amplificadores lineares no emissor resultando num maior consumo de potência e maior custo do andar de amplificação face ao SC-FDE.

Devido a esses factos foi proposto, no caso da rede móvel, a utilização do OFDM nas estações bases onde o aspecto do consumo de potência e dos custos dos amplificadores não é tão crítico comparativamente aos receptores (terminais móveis) que empregariam o SC-FDE como técnica de modulação, proporcionando desse modo dispositivos móveis mais baratos [GDCE00] [FABSE02].

Capítulo 4

Estimação de canal para técnicas de transmissão por bloco

Neste capítulo é apresentada a descrição das técnicas de estimação de canal consideradas no âmbito deste trabalho, para o OFDM e SC-FDE. Começa-se, nas secções 4.1.1 e 4.1.2, por descrever-se a estimação do canal do tipo ZF e MMSE respectivamente. É apresentado um processo iterativo para melhorar a estimação do canal, para o OFDM, na secção 4.1.3. Nas secções 4.1.4 e 4.1.5 são apresentadas, respectivamente, as estimações do canal baseada em sequências de treino e em pilotos multiplexados e seus desempenhos. Por fim, na secção 4.1.6, é abordada uma forma de melhorar a estimação do canal através da combinação de dados.

4.1 Estimação de canal

Já foi referido no Capítulo 2, que o meio de propagação introduz efeitos de desvanecimento e distorção nos sinais transmitidos devido a diversos factores, tais como a atenuação de percurso, difracção por obstáculos e propagação multipercurso. Na recepção podem-se empregar duas aproximações distintas, a detecção coerente e a detecção não coerente.

A detecção coerente requer, por parte do receptor, o conhecimento prévio do canal (no caso do OFDM ou SC-FDE a resposta em frequência). Uma forma de estimar o canal é através da transmissão de uma sequência de treino, ou seja, de um bloco de dados constituído de símbolos de referência previamente conhecidos do receptor.

A detecção não coerente não necessita do conhecimento prévio da resposta do canal recorrendo a um processo distinto para estimação dos símbolos enviados [CEPB02][BG84][Joh91]. Uma hipótese consiste em empregar uma técnica de modulação diferencial, em que a informação é transmitida nas diferenças entre os símbolos consecutivos [CEPB02]. Neste caso, todos os símbolos transmitidos consistem em símbolos de informação pelo que não existe uma diminuição na taxa útil de bit como no caso da detecção coerente.

Se por um lado a detecção não coerente tem como vantagem a utilização de apenas símbolos de informação, a detecção coerente permite um desempenho bastante superior, desde que seja efectuada uma boa estimação da resposta do canal [Qur85].

Uma variedade de técnicas de estimação de canal foi desenvolvida ao longo dos anos [MMF97]. Contudo o uso de técnicas de estimação de canal que proporcionam juntamente baixa complexidade e boa precisão é muitas vezes contraditório com o objectivo de se ter altos débitos e baixas taxas de erros.

Entre as diversas escolhas possíveis para a estimação do canal, destaca-se a possibilidade de transmitir-se apenas alguns símbolos previamente conhecidos do receptor reduzindo o impacto no ritmo binário útil. Esses símbolos, designados de pilotos, são multiplexados entre os símbolos de informação, sendo o canal estimado através as variações detectadas nesses pilotos.

Consoante a exactidão da estimação obtida, o desempenho resultante das duas técnicas de modulação pode variar drasticamente [MMF97]. A potência empregue nos símbolos de referência constitui igualmente num factor importante do desempenho obtido, pois quanto maior for a relação sinal-ruído nos pilotos mais fidedigna será a estimação do canal alcançada. Contudo, tem que se ter em conta que para uma determinada potência transmitida quanto maior a potência de pilotos menor a potência disponível para dados, pelo que existe um valor óptimo

para a potência dos pilotos.

No âmbito desta tese, restringiu-se apenas uma detecção coerente. Nas simulações efectuadas, assumiu-se um canal com multipercurso, em que cada raio apresenta desvanecimento de Rayleigh e um espectro de Doppler de Jakes. Consequentemente empregou-se o modelo de canal definido na secção 2.2.8 do Capítulo 2. O canal de propagação é estacionário com $N_{\text{raios}} = 32$ raios sendo o tamanho dos blocos de dados $N = 256$. Refere-se, igualmente, que embora o tratamento analítico das equações apresentadas neste capítulo seja efectuado para uma ordem de diversidade L , para efeito das simulações apenas foi considerada diversidade de ordem um.

4.1.1 Estimação de canal do tipo ZF

Consideremos o sinal recebido, na l -ésima antena receptora, descrito por

$$Y_k^{(l)} = S_k H_k^{(l)} + N_k^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.1)$$

A estimação do canal do tipo ZF referente à l -ésima antena é obtida dividindo o sinal recebido pelos dados transmitidos $\{S_k; k = 0, \dots, N-1\}$, resultando

$$\tilde{H}_k^{(l)} = \frac{Y_k^{(l)}}{S_k} = H_k + \frac{N_k^{(l)}}{S_k}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.2)$$

Claramente verifica-se que a estimação obtida resulta na resposta do canal acrescida de um termo dependente de ruído $\left\{ \epsilon_k^{(l)} = \frac{N_k^{(l)}}{S_k}; k = 0, \dots, N-1 \right\}$. Por conseguinte, uma relação sinal-ruído adequada é necessária para proporcionar uma estimação do canal correcta.

A estimação obtida em (4.2) consiste num bloco de tamanho N . Definindo $\left\{ \tilde{H}_n^{(l)}; n = 0, \dots, N-1 \right\} = IDFT \left\{ \tilde{H}_k^{(l)}; k = 0, \dots, N-1 \right\}$ e se se assumir que a dispersão temporal do canal não ultrapassa N_G amostras, com $(N_G < N)$, é possível eliminar algum do ruído existente na estimação alcançada eliminando todas as contribuições existentes após as N_G amostras, ou seja, colocar $\left\{ \tilde{H}_n^{(l)}; n = N_G, \dots, N-1 \right\} = 0$. Daqui resulta uma nova estimação em frequência

do canal $\{\hat{H}_k^{(l)}; k = 0, \dots, N - 1\} = DFT\{\hat{H}_n^{(l)}; n = 0, \dots, N - 1\}$. Um exemplo da melhoria alcançada com este processo pode ser visualizada na Figura 4.1.

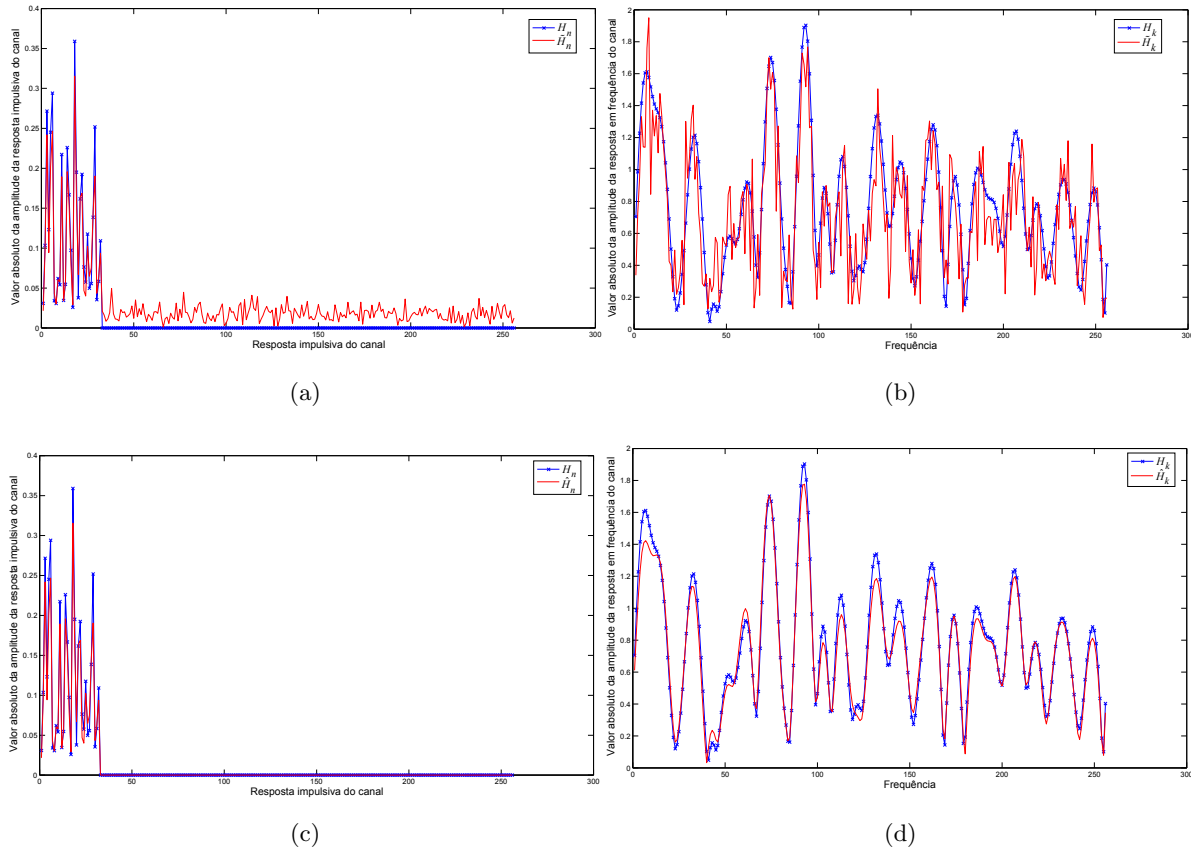


Figura 4.1: Exemplo da melhoria da estimação do canal através da eliminação de parte do ruído existente na amostra.

A estimação do canal do tipo ZF é particularmente adequada quando $|S_k|$ é aproximadamente constante. Consequentemente, este processo foi adoptado para a estimação do canal em OFDM, no âmbito desta tese.

4.1.2 Estimação de canal com base num estimador MMSE

Consideremos agora a estimação do canal baseada num estimador MMSE definido no apêndice A. O peso de ganho óptimo para a estimação da amplitude e fase da k -ésima frequência da resposta do canal, relativo à l -ésima antenna receptora, do ponto de vista do estimador MMSE é alcançado substituindo (3.4) em (A.15). Definindo os valores desejados d_n por H_k obtêm-se os seguintes pesos de ganho $w_k^{(l)}$ definidos por

$$w_k^{(l)} = \frac{E \left[S_k H_k^{(l)} H_k^{*(l)} + N_k^{(l)} H_k^{*(l)} \right]}{E \left[S_k S_k^* H_k^{(l)} H_k^{*(l)} + N_k^{(l)} N_k^{*(l)} \right]}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (4.3)$$

Assumindo $H_k^{(l)}$ e $N_k^{(l)}$ como variáveis aleatórias independentes e S_k constante para qualquer valor de k (4.3) pode ser colocado na forma

$$w_k^{(l)} = \frac{S_k E \left[\left| H_k^{(l)} \right|^2 \right]}{|S_k|^2 E \left[\left| H_k^{(l)} \right|^2 \right] + E \left[\left| N_k^{(l)} \right|^2 \right]}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (4.4)$$

Dividindo o numerador e denominador por $E \left[\left| H_k^{(l)} \right|^2 \right]$, obtém-se

$$w_k^{(l)} = \frac{S_k}{|S_k|^2 + \frac{E \left[\left| N_k^{(l)} \right|^2 \right]}{E \left[\left| H_k^{(l)} \right|^2 \right]}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (4.5)$$

De acordo com (A.2), a estimação da amplitude e fase da k -ésima frequência da resposta do canal relativo a l -ésima antenna receptora, fica simplesmente

$$\tilde{H}_k^{(l)} = w_k^{*(l)} Y_k^{(l)}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (4.6)$$

ou seja,

$$\tilde{H}_k^{(l)} = \frac{Y_k^{(l)} S_k^*}{|S_k|^2 + \frac{E \left[|N_k^{(l)}|^2 \right]}{E \left[|H_k^{(l)}|^2 \right]}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (4.7)$$

Assumindo $E \left[|H_k^{(l)}|^2 \right] = 1$ para $\forall_k$, resulta

$$\tilde{H}_k^{(l)} = \frac{Y_k^{(l)} S_k^*}{|S_k|^2 + E \left[|N_k^{(l)}|^2 \right]}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (4.8)$$

Definindo $\left\{ \tilde{H}_n^{(l)}; n = 0, \dots, N-1 \right\} = IDFT \left\{ \tilde{H}_k^{(l)}; k = 0, \dots, N-1 \right\}$ e assumindo que a dispersão temporal do canal não ultrapassa N_G amostras, com $(N_G < N)$, é possível reduzir o peso do ruído existente na estimação alcançada eliminando todas as contribuições existentes após as N_G amostras, ou seja, colocar $\tilde{H}_n^{(l)} = 0$ para $\{n = N_G, \dots, N-1\}$. Nestas condições, resulta uma nova estimação em frequência do canal $\left\{ \hat{H}_k^{(l)}; k = 0, \dots, N-1 \right\} = DFT \left\{ \tilde{H}_n^{(l)}; n = 0, \dots, N-1 \right\}$.

A estimação do canal do tipo MMSE é particularmente adequada no caso de $|S_k|$ apresentar variações significativas. Consequentemente, este processo foi adoptado no SC-FDE para a estimação do canal no âmbito desta tese. Convém salientar, que se $|S_k|$ for constante então a estimação ZF e MMSE ficam equivalentes à parte de um factor de escala.

4.1.3 Refinamento da estimação do canal com base em Decision-Directed

A estimação do canal, e por conseguinte o desempenho do igualizador, pode ser melhorado por meio de um processo iterativo. A estimação e igualização do canal com base em DD (Decision-Directed) consistem simplesmente num processo iterativo, em que a decisão efectuada sobre os dados estimados é aproveitada de forma a obter uma nova estimação do canal. Posteriormente

essa estimação, que se espera mais fidedigna, é usada para obter uma nova estimativa dos dados transmitidos, sendo o número de iterações deste processo o desejado.

Consideremos os cálculos e a anotação da secção anterior. Efectuando o processo de decisão sobre $\tilde{S}_k$ obtém-se $\hat{S}_k$, através dos quais pode-se obter uma nova estimação do canal $\hat{H}_k^{(l,1)}$ dada por

$$\hat{H}_k^{(l,1)} = \frac{Y_k^{(l)}}{\hat{S}_k}, \quad k = 0, \dots, N-1, \quad (4.9)$$

em que $(l, 1)$ define a primeira estimativa obtida através do processo de decisão para a l -ésima antena receptora.

Definindo $\{\hat{H}_n^{(l,1)}; n = 0, \dots, N-1\} = IDFT\{\hat{H}_k^{(l,1)}; k = 0, \dots, N-1\}$ e admitindo que o atraso da dispersão temporal do canal (ver 2.2.2) não ultrapassa N_G amostras, é possível eliminar algum do ruído existente na estimação alcançada eliminando todas as contribuições existentes após esse valor, ou seja, fazer $\hat{H}_n^{(l,1)} = 0$ para $\{n = N_G, \dots, N-1\}$. Obtém-se desta forma uma nova estimativa $\{\hat{H}'_k^{(l,1)}; k = 0, \dots, N-1\} = DFT\{\hat{H}'_n^{(l,1)}; n = 0, \dots, N-1\}$ para o canal.

Aplicando este processo para todas as L antenas existentes, resulta uma nova estimativa dos dados transmitidos

$$\hat{S}_k^{(1)} = \frac{\sum_{l=1}^L Y_k^{(l)} \hat{H}_k^{*(l,1)}}{\sum_{l=1}^L \left| \hat{H}'_k^{(l,1)} \right|^2 + \frac{1}{SNR}}, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (4.10)$$

O processo, ilustrado na Figura 4.2, é repetido até alcançarmos $\hat{S}_k^{(I)}$, em que I representa o número de iterações do processo. Saliente-se que são possíveis duas variantes para a retroalimentação dos símbolos, uma decisão do tipo "Hard-Decision" (Figura 4.2 (1)) ou uma descodificação dos dados (através de um código corrector de erros) seguida da recodificação do resultado obtido (Figura 4.2 (2)). É conveniente frisar ainda, que a utilização da descodificação/codificação no processo de retroalimentação será referida, no âmbito desta tese, como

CDD (Coded Decision-Directed) enquanto a utilização de apenas a decisão "Hard-Decision" no processo de retroalimentação será referida de DD.

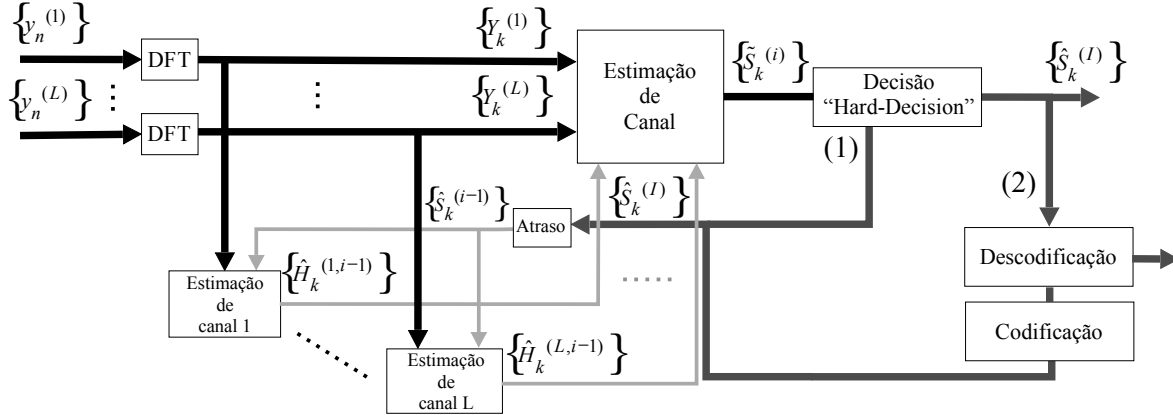


Figura 4.2: Ilustração do processo de Decision-Directed por parte do OFDM.

O ganho adquirido com este método, que será utilizado doravante no âmbito deste trabalho para efeitos de simulação do OFDM, será evidenciado nas próximas secções.

4.1.4 Estimação do canal baseada em sequências de treino

A estimação do canal baseada numa sequência de treino pode ser obtida aplicando (4.8), em que S_k representa o conjunto dos símbolos previamente conhecidos do receptor e presentes no bloco transmitido.

A envolvente no domínio da frequência de um sinal típico SC-FDE apresenta frequentemente valores muito próximos de zero que podem repercutir-se numa estimação do canal pouco fidedigna. Uma solução para evitar esse problema passa por recorrer às sequências de Chu [Chu72] na transmissão da sequência de treino. As sequências de Chu permitem obter um sinal com envolvente aproximadamente constante, tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência, e consequentemente proporcionar símbolos de referência com maior potência que permitirão obter uma estimação do canal mais correcta. O k -ésimo elemento de uma sequência

de Chu, de comprimento N , é dado por

$$S_k = \begin{cases} e^{j\pi r \frac{k^2}{N}}, & N \text{ par} \\ e^{j\pi r k \frac{(k-1)}{N}}, & N \text{ ímpar} \end{cases}, k = 0, \dots, N - 1. \quad (4.11)$$

Pelo facto do módulo $\{|S_k|; k = 0, \dots, N - 1\}$ ser constante é igualmente utilizada uma estimação do canal do tipo ZF igualmente para o SC-FDE. De referir que o OFDM pode empregar também as sequências de Chu de forma a reduzir a PMEPR durante a transmissão de uma sequência de treino.

A Figura 4.3 apresenta a comparação do desempenho do SC-FDE (sem utilização das sequências de Chu) em função da estimação do canal ser do tipo ZF ou MMSE e com utilização das sequências de Chu (estimação do canal do tipo ZF). Constata-se, que o desempenho do SC-FDE é superior quando utilizado uma estimação do tipo MMSE, comparativamente a estimação ZF, pelo facto desse tipo de estimação ser mais adequada quando $|S_k|$ apresenta variações significativas. Um melhor resultado é ainda obtido quando são utilizadas às sequências de Chu, consequência de $|S_k|$ apresentar uma envolvente aproximadamente constante. Tendo em conta o ganho conseguido através da utilização das sequências de Chu, elas serão empregues doravante para efeitos de simulação do SC-FDE.

Nas Figuras 4.4 e 4.5, são apresentados os resultados obtidos, para o OFDM e o SC-FDE, para diversos valores de quocientes entre a potência P_p dos símbolos de referência que compõem a sequência de treino e a potência P_s dos símbolos de informação. Para efeitos de comparação é igualmente considerado, para o OFDM, o caso identificado por gênio que utiliza para efeitos de igualização do canal uma estimativa da resposta do canal obtida com base no conhecimento prévio dos dados transmitidos.

No caso do SC-FDE, é considerado para efeitos de comparação a utilização de uma estimação perfeita do canal que consiste simplesmente na utilização da resposta actual da resposta do canal. Constata-se, que o SC-FDE tem um melhor desempenho, comparativamente ao OFDM, quando códigos correctores de erros não são utilizados. Verifica-se, igualmente, um desempenho

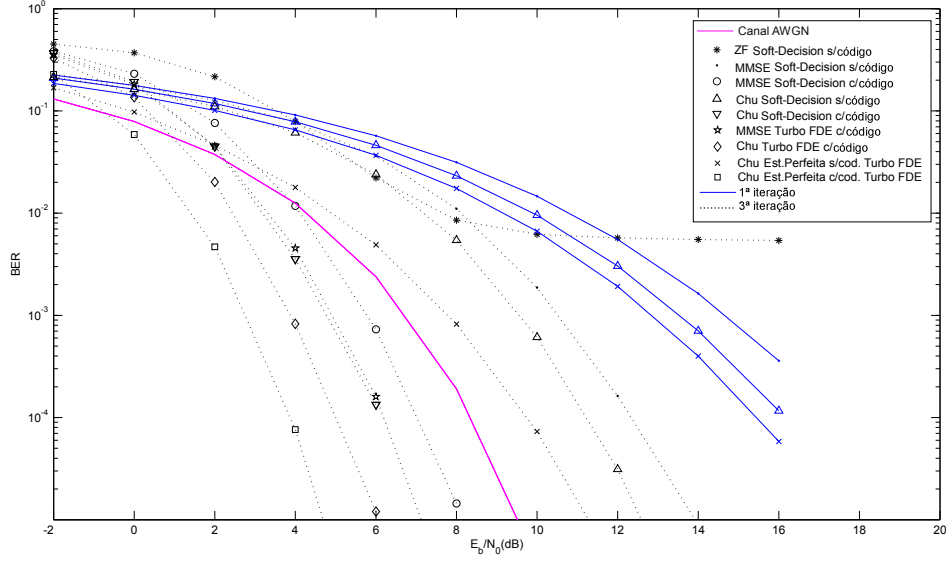
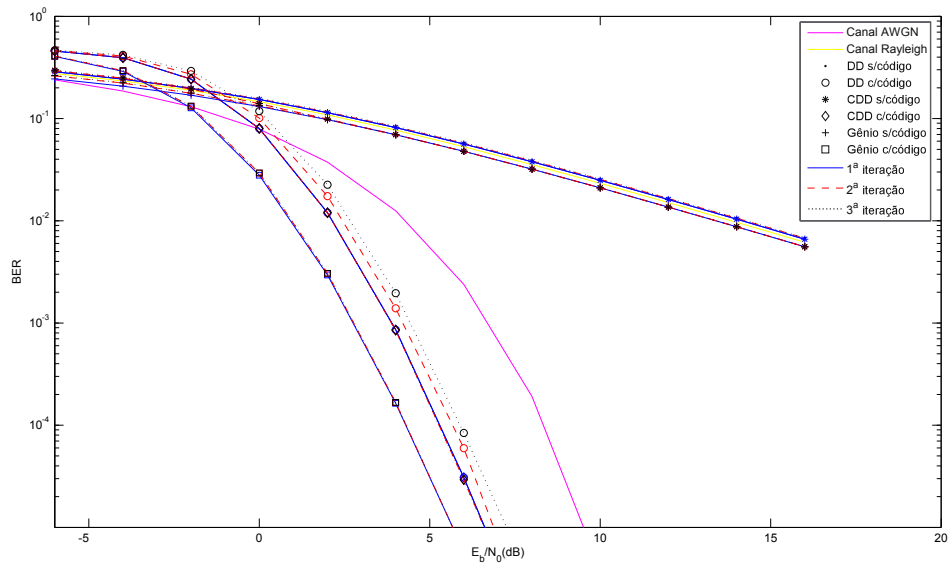


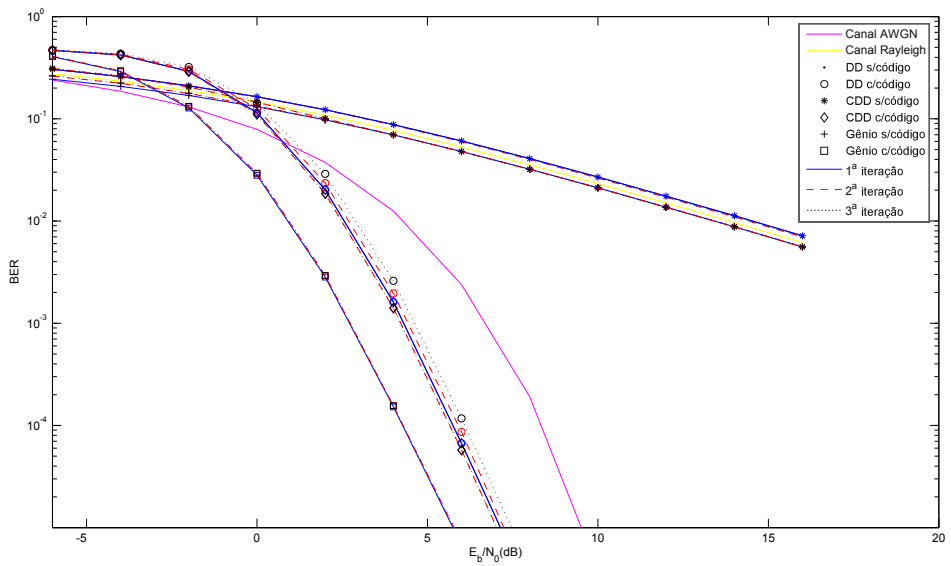
Figura 4.3: Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal do tipo ZF e MMSE (sem utilização das sequências de Chu) e com utilização das sequências de Chu ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

superior desse último, para $\frac{P_p}{P_s} > 0$ dB. Este comportamento é acentuado com a utilização do método Turbo FDE. Observa-se, em ambos os casos, uma degradação do desempenho com a diminuição da potência dos símbolos da sequência de treino. Esse comportamento deve-se ao facto da relação sinal-ruído diminuir e, por conseguinte, originar uma estimação do canal menos correcta. Contudo, o SC-FDE apresenta uma maior degradação de desempenho com a diminuição da potência dos símbolos de referência.



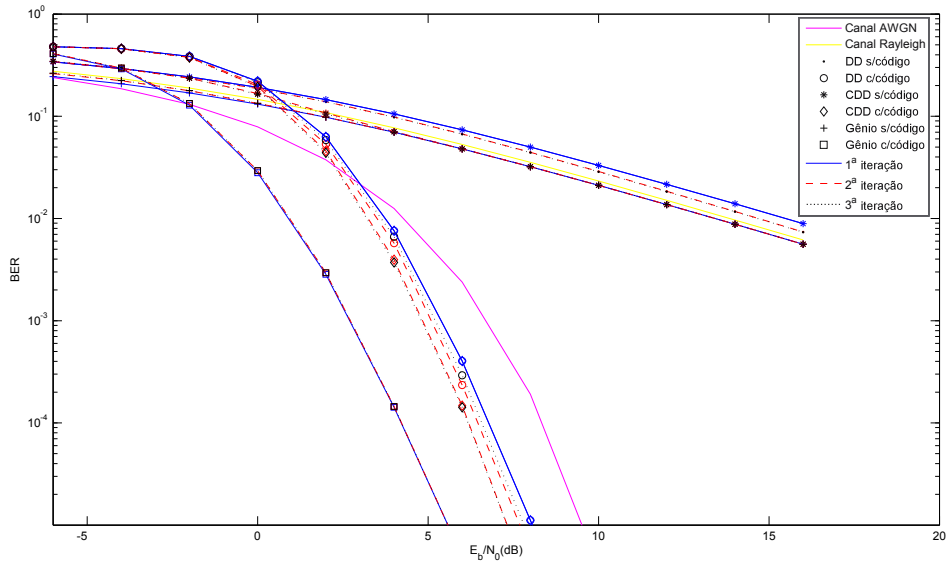
(a) $\frac{P_p}{P_s} = 5$ dB

Figura 4.4



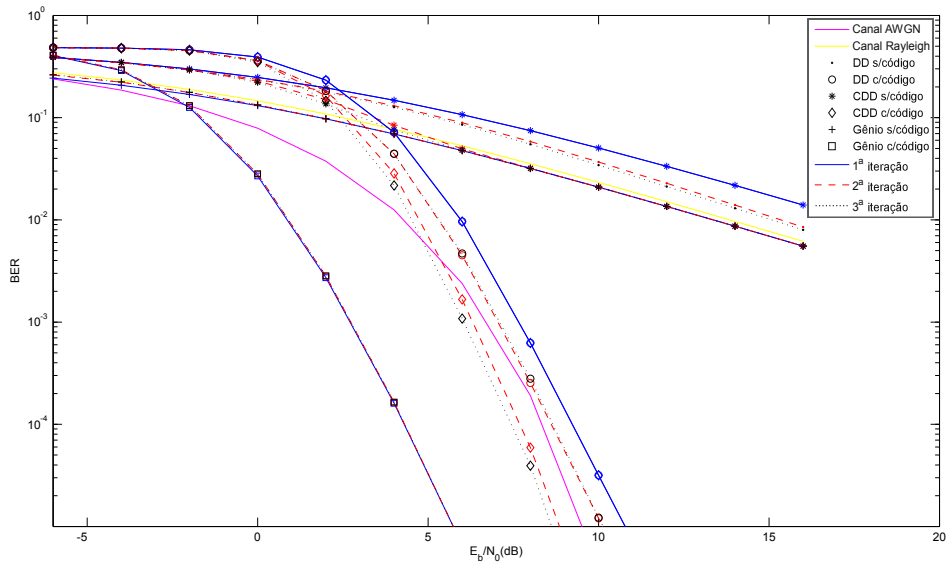
(b) $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB

Figura 4.4



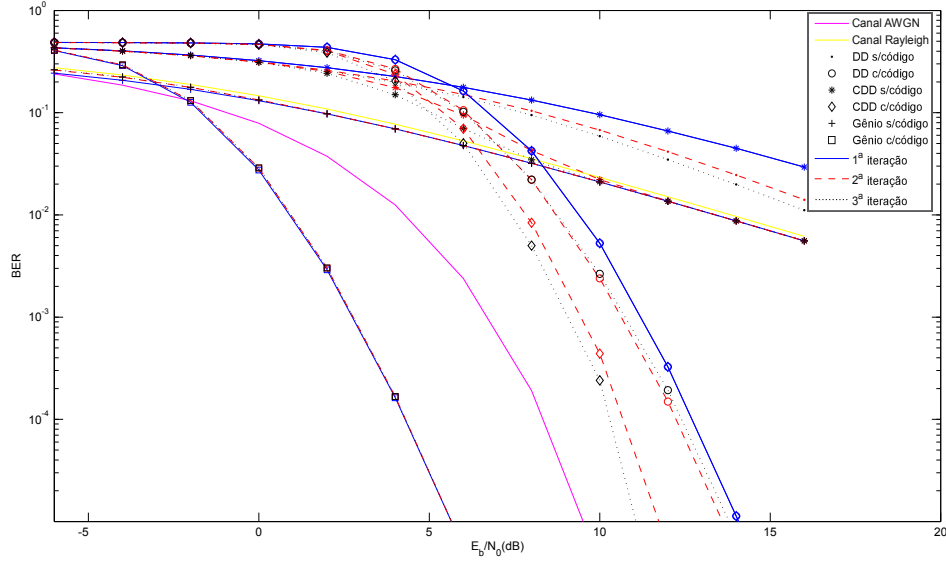
(c) $\frac{P_p}{P_s} = -5$ dB

Figura 4.4



(d) $\frac{P_p}{P_s} = -10$ dB

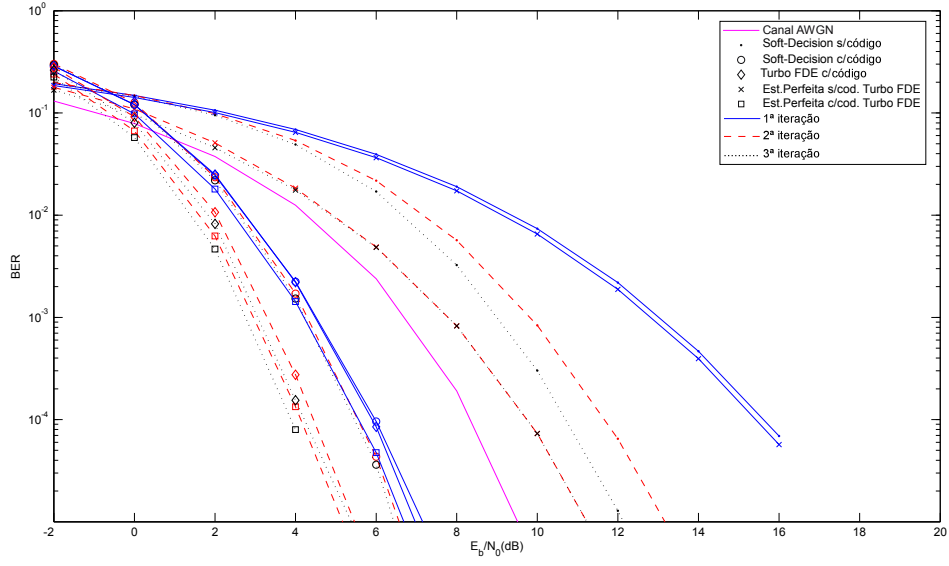
Figura 4.4



(e) $\frac{P_p}{P_s} = -15$ dB

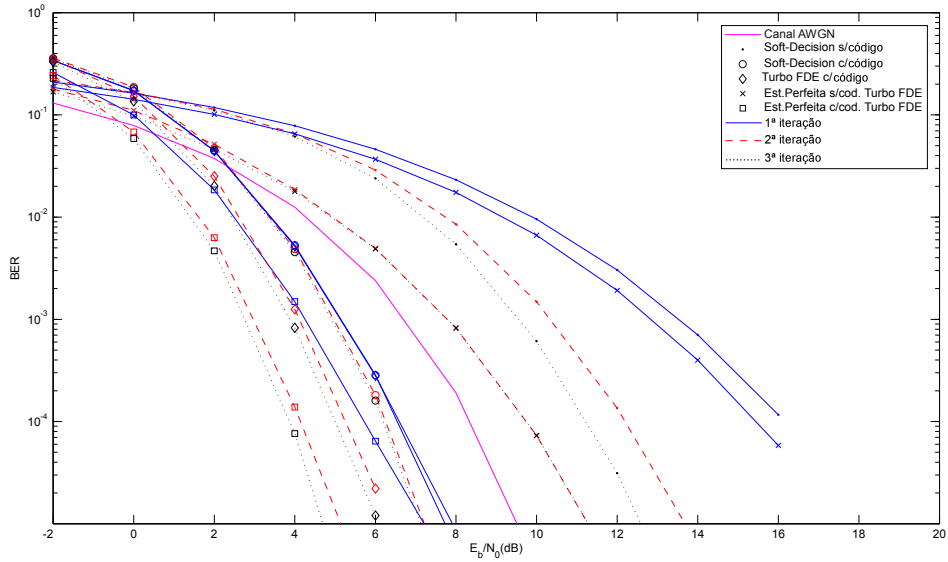
Figura 4.4: Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino.

As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam a evolução da energia de bit E_b sobre o ruído N_0 , para um desempenho de $\text{BER} = 10^{-4}$ para o OFDM e de $\text{BER} = 10^{-3}$ para o SC-FDE respectivamente. A evolução $\frac{E_b}{N_0}$ é apresentada em função da relação entre a potência P_p dos símbolos presentes na sequência de treino e a potência P_s dos símbolos de informação. As Figuras apresentam igualmente essa evolução com e sem ponderação da potência P_p relativamente à potência P_s , ou seja, $\frac{P_p + P_s}{P_s}$. Verifica-se, no caso do OFDM, que o valor óptimo entre o desempenho alcançado e a potência empregue nos símbolos das sequências de treino é obtido para valores $\frac{P_p}{P_s} \approx -4,5$ dB. Constata-se, quando é considerado a ponderação acima descrita, que o desempenho ponderado ao aumento de potência empregue se degrada face ao desempenho alcançado quando $\frac{P_p}{P_s} > -4,5$ dB. Para o SC-FDE esse valor é $\frac{P_p}{P_s} \approx -5,4$ dB devido as mesmas circunstâncias.



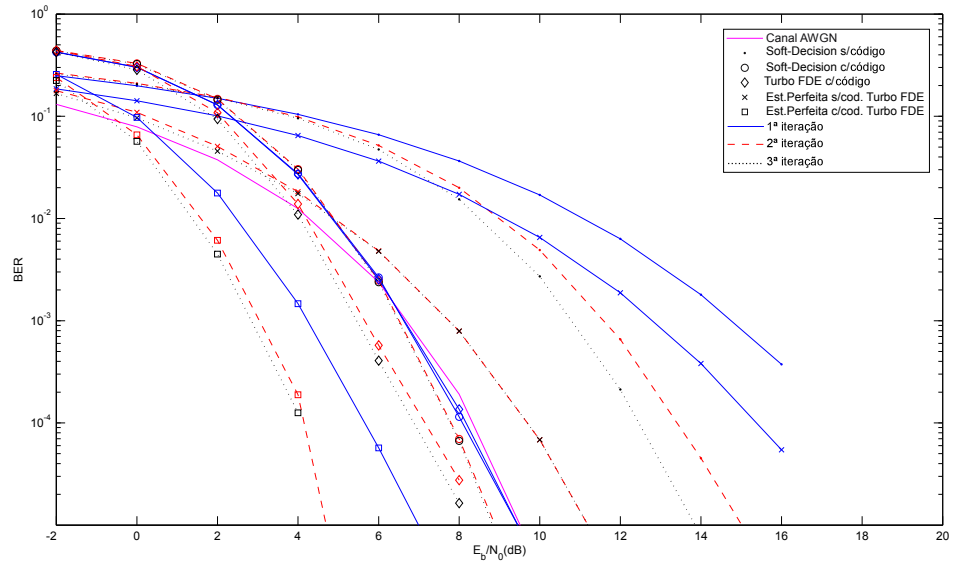
(a) $\frac{P_p}{P_s} = 5$ dB

Figura 4.5



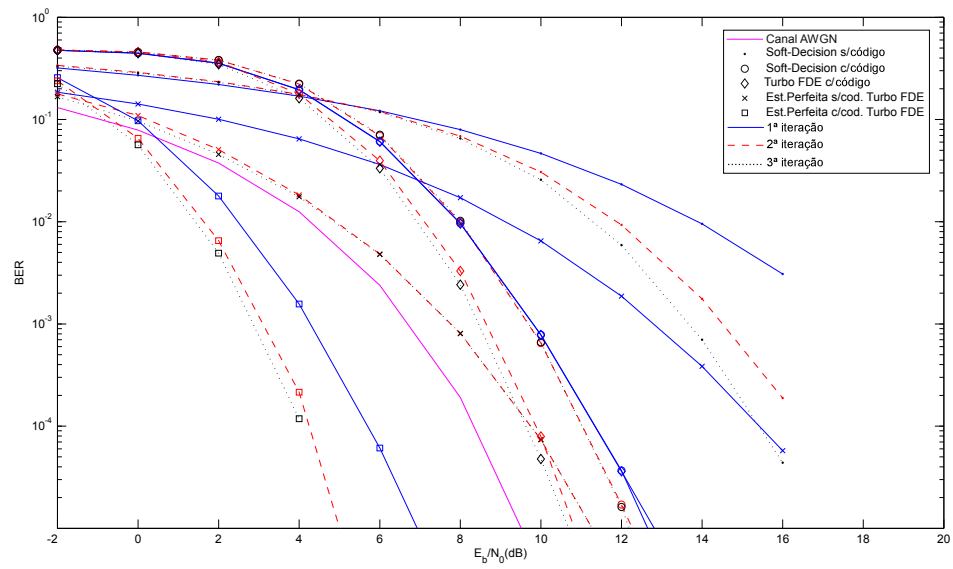
(b) $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB

Figura 4.5



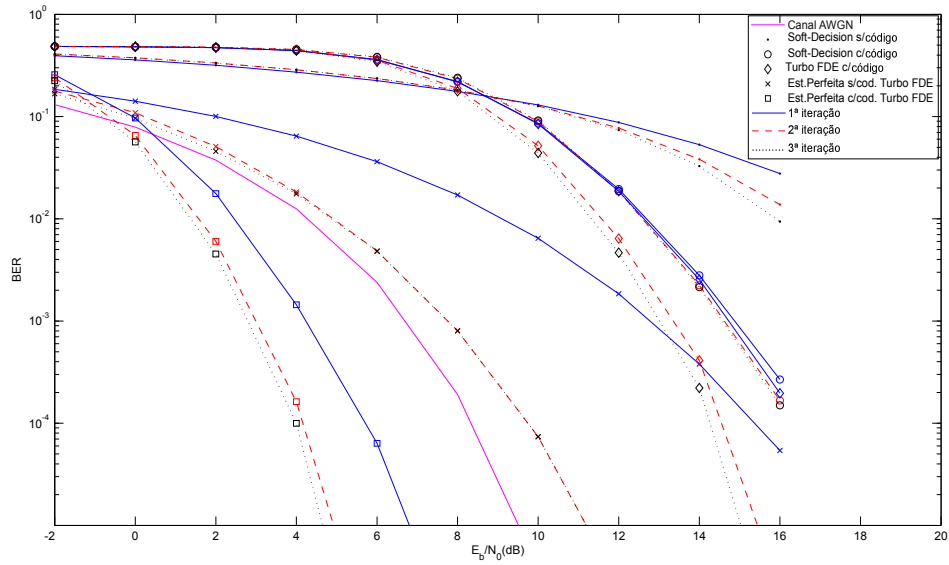
(c) $\frac{P_p}{P_s} = -5$ dB

Figura 4.5



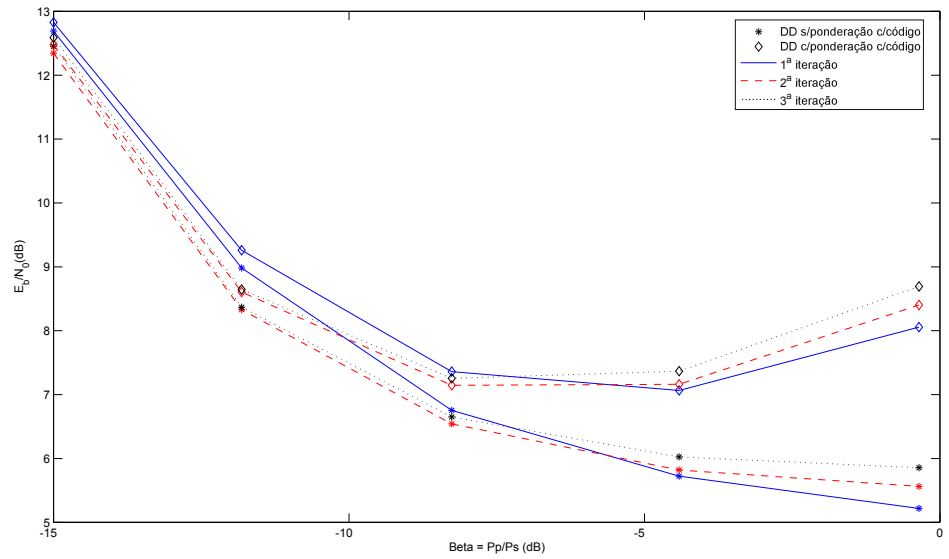
(d) $\frac{P_p}{P_s} = -10$ dB

Figura 4.5



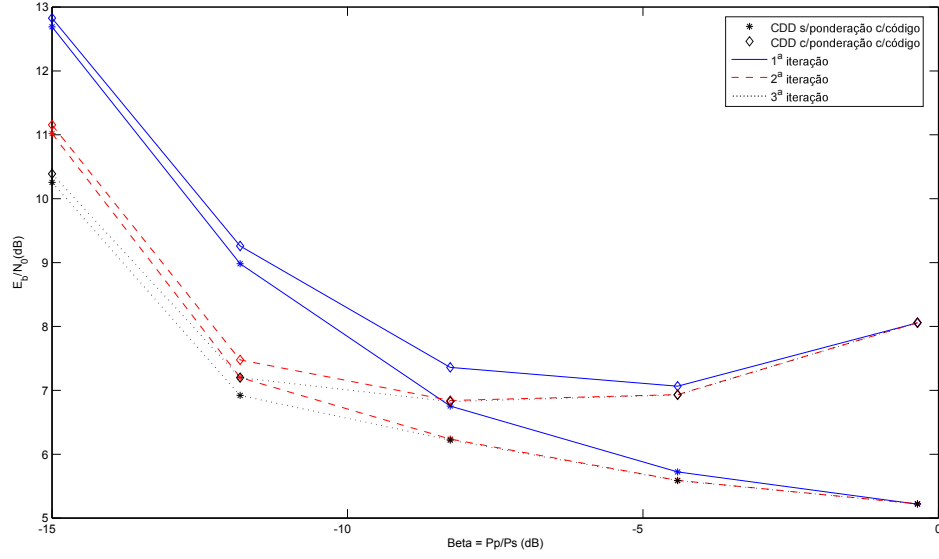
(e) $\frac{P_p}{P_s} = -15$ dB

Figura 4.5: Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em seqüências de treino.



(a) DD

Figura 4.6



(b) CDD

Figura 4.6: Evolução para o OFDM de $\frac{E_b}{N_0}$ para um desempenho ($\text{BER} = 10^{-4}$) em função de $\frac{P_p}{P_s}$.

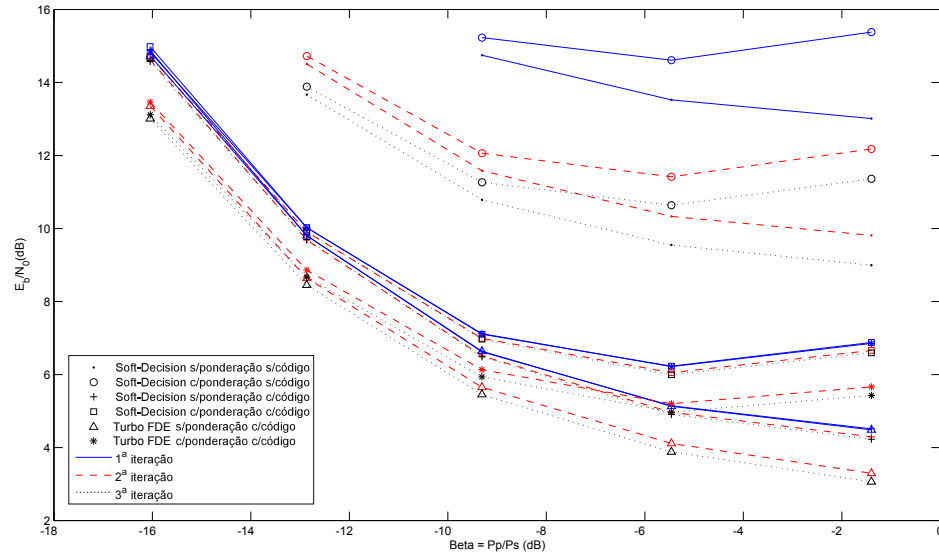


Figura 4.7: Evolução para o SC-FDE de $\frac{E_b}{N_0}$ para um desempenho ($\text{BER} = 10^{-3}$) em função de $\frac{P_p}{P_s}$.

4.1.5 Estimação do canal baseada em pilotos multiplexados

A estimação de canal, baseada em pilotos multiplexados, consiste em estimar o canal a partir da inserção de símbolos pilotos por entre os símbolos de informação de um dado bloco, resultando num bloco de treino. O receptor estima o canal usando como referência apenas os símbolos pilotos. A vantagem deste método, relativamente às sequências de treino, reside na redução do *overhead* associado ao envio de símbolos de referência. O uso de pilotos multiplexados pode ser empregue tanto no OFDM como no SC-FDE [LFDLD06][LFDL08]. No entanto, no âmbito do trabalho desenvolvido, apenas foi considerado para o caso do OFDM.

Sendo M o espaçamento entre os símbolos pilotos de um dado bloco de tamanho N , é possível através (4.8) obter uma estimação do canal, relativa à l -ésima antena, dada por

$$\tilde{H}_k^{(l)} = \frac{Y_k^{(l)} S_k^*}{|S_k|^2 + E \left[\left| N_k^{(l)} \right|^2 \right]}, \quad k = nM, \quad (4.12)$$

em que é necessário recorrer a uma interpolação para os restantes $k \neq nM$, $\{n = 0, 1, \dots\}$ definindo o número de pilotos presentes no bloco de dados.

A interpolação pode ser efectuada recorrendo à DFT/IDFT. De forma a obter uma estimação correcta do canal, é necessário ter um número de amostras que seja maior ou igual ao número de incógnitas que queremos estimar. Neste caso, as incógnitas referem-se ao número de raios considerados na resposta impulsiva do canal. A densidade dos pilotos é portanto definida em conformidade com a banda de coerência do canal, ou seja, quanto menor for a banda de coerência maior serão os pilotos inseridos em cada bloco de treino.

O método de interpolação considerado consiste em passar as amostras da estimação obtida em (4.12) para o domínio do tempo utilizando a IDFT. O resultado assim obtido, consiste numa sequência periódica da estimação da resposta impulsiva do canal, que possui um período igual a $\frac{N}{M}$. Restringimo-nos somente a uma única resposta impulsiva ao eliminar as restantes (Figura 4.8c). Finalmente obtêm-se a resposta impulsiva do canal no domínio da frequência

utilizando a DFT (Figura 4.8d). A ilustração desse método pode ser visualizada na Figura 4.8.

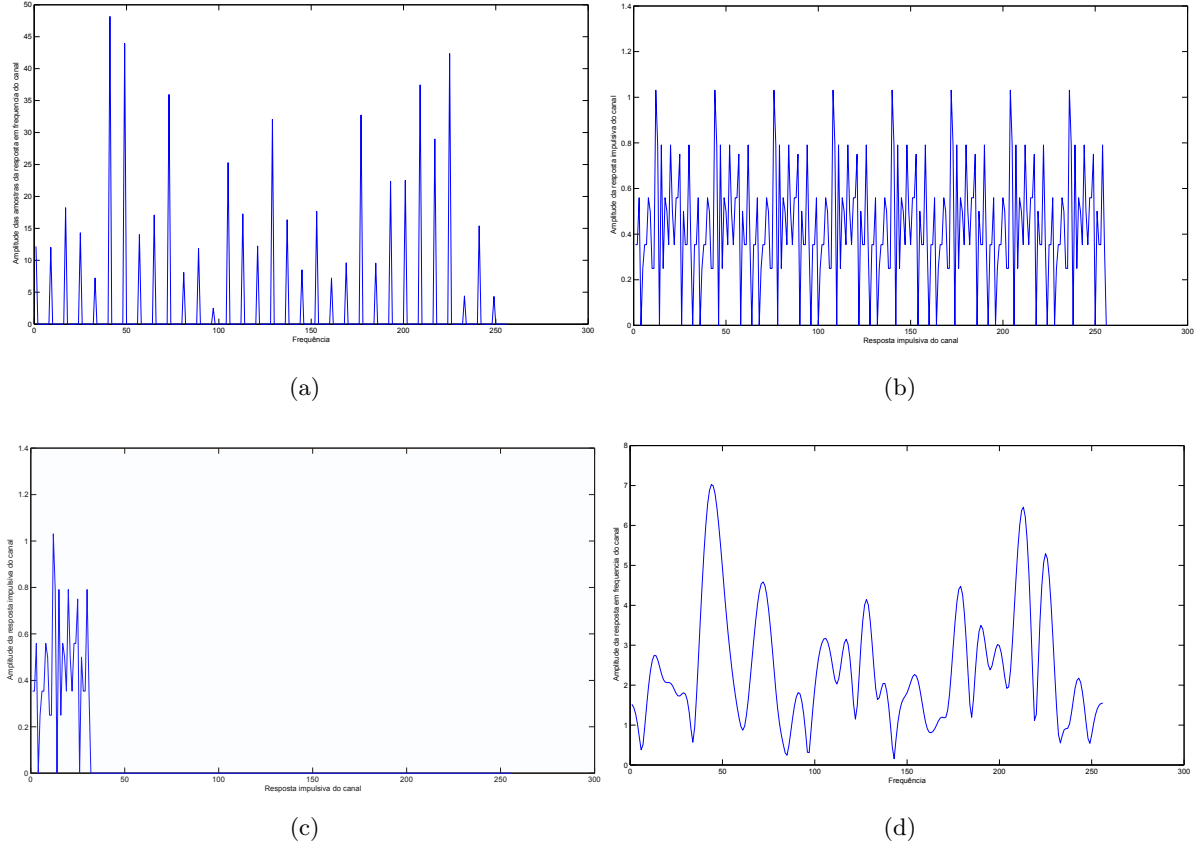


Figura 4.8: Ilustração do método de interpolação considerado: (a) amostras na frequência da estimação do canal obtida através os pilotos multiplexados, (b) sequência periódica da resposta impulsiva do canal resultando da aplicação da transformada inversa de Fourier em (a), (c) resultado após restringirmo-nos a uma única resposta impulsiva do canal e (d) resposta impulsiva do canal resultando da aplicação da transformada de Fourier em (c).

A Figura 4.9 apresenta o impacto do espaçamento entre os pilotos multiplexados, por entre os símbolos de informação, dos bloco de treino no desempenho obtido pelo OFDM. Constata-se, que o aumento do espaçamento traduz-se numa degradação do desempenho. A partir de um certo valor M o resultado obtido degrada-se drasticamente. De facto, o espaçamento máximo adequado para os pilotos advém do número de raios presentes na resposta impulsiva do canal.

Esse resultado deve-se ao facto de ser necessário ter-se um número de amostras, da resposta em frequência do canal, em número maior ou igual ao número de incógnitas que queremos determinar. Neste caso, o canal utilizado para efeitos de simulação possui $N_{\text{raios}} = 32$ raios, sendo o tamanho do bloco de treino $N = 256$. Consequentemente, o espaçamento máximo possível será de $M_{\text{max}} = \frac{N}{N_{\text{raios}}} = \frac{256}{32} = 8$. Este valor é confirmado pelos desempenhos observados nas Figuras 4.9c e 4.9d, como se pode observar ao passar de um espaçamento $M = 8$ para $M = 9$ a degradação do desempenho verificada é significativamente mais acentuada do que aquela obtida passando de um espaçamento entre pilotos de $M = 1$ para $M = 8$. Doravante, nas simulações efectuadas no presente trabalho, será utilizado no caso da estimação do canal baseada em pilotos multiplexados um espaçamento entre pilotos de $M = 8$.

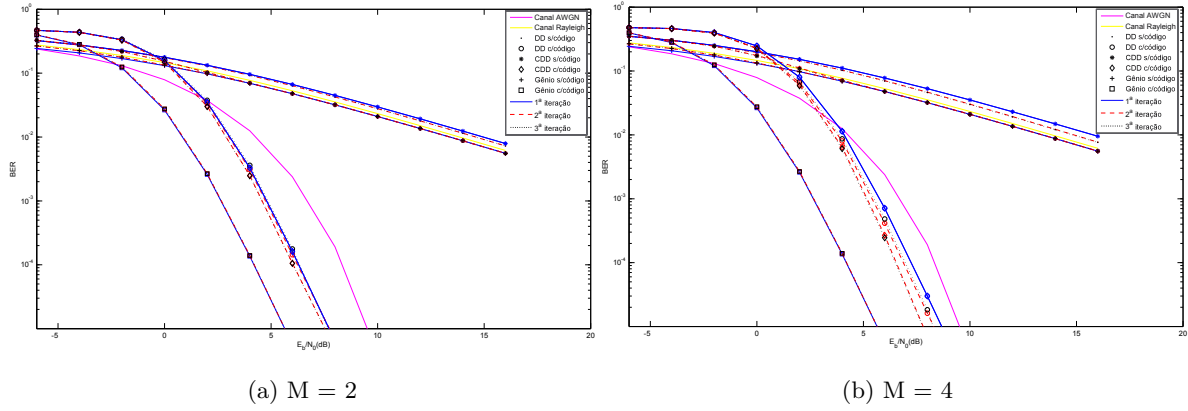


Figura 4.9

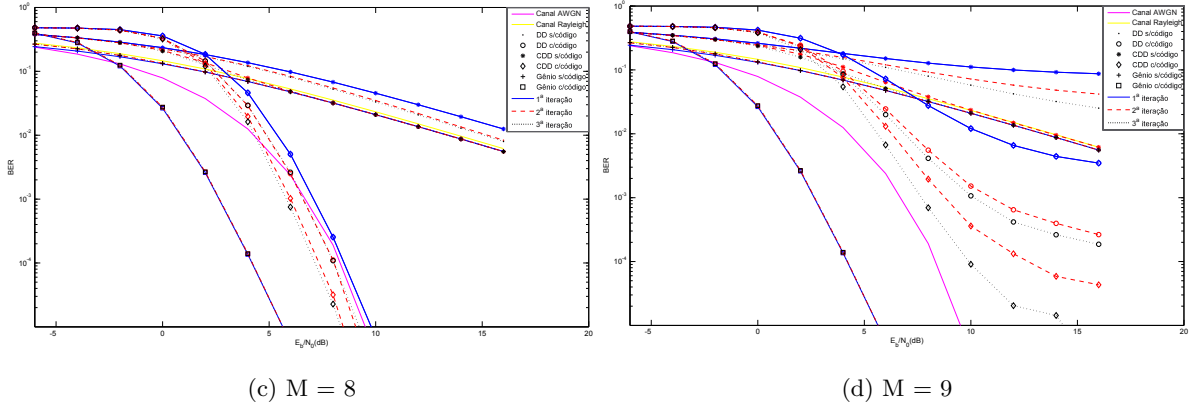


Figura 4.9: Impacto do espaçamento dos pilotos multiplexados, num bloco de treino, face ao desempenho.

Na Figura 4.10 é apresentada a comparação do desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino e com pilotos multiplexados para $\frac{P_p}{P_s} = -5$ dB. Conclui-se que a eficiência de potência é melhor quando se recorre a sequências de treino para efeitos de estimação de canal. Contudo, nos casos onde seja necessário maximizar a eficiência espectral, o recurso a pilotos multiplexados torna-se mais vantajoso dada a redução do *overhead*.

Na Figura 4.11 são apresentados os resultados do desempenho do OFDM em função da potência P_p empregue nos pilotos multiplexados relativamente à potência P_s dos símbolos de informação. Pode-se verificar que, a diminuição de potência dos símbolos pilotos repercute-se numa degradação mais acentuada sobre o desempenho obtido comparativamente ao resultado verificado com a utilização das sequências de treino.

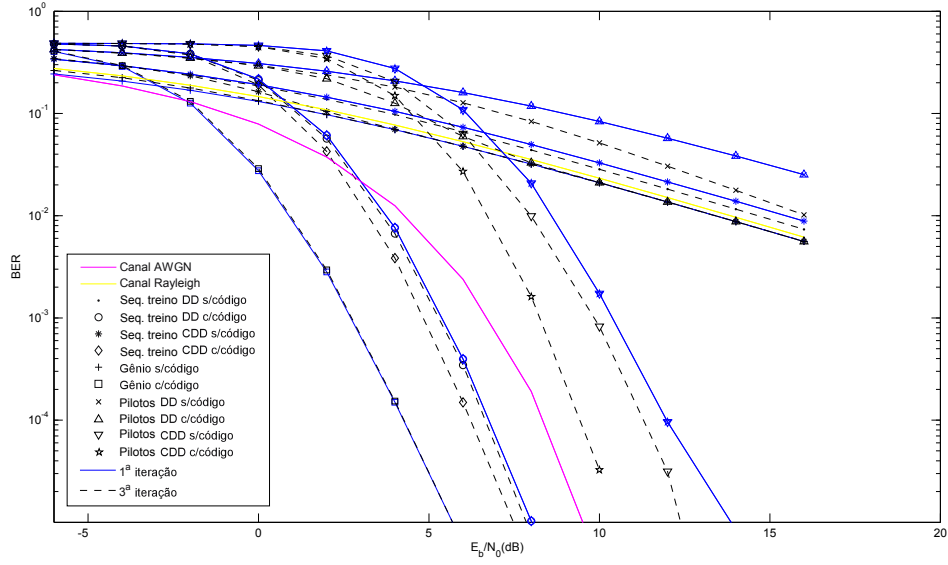
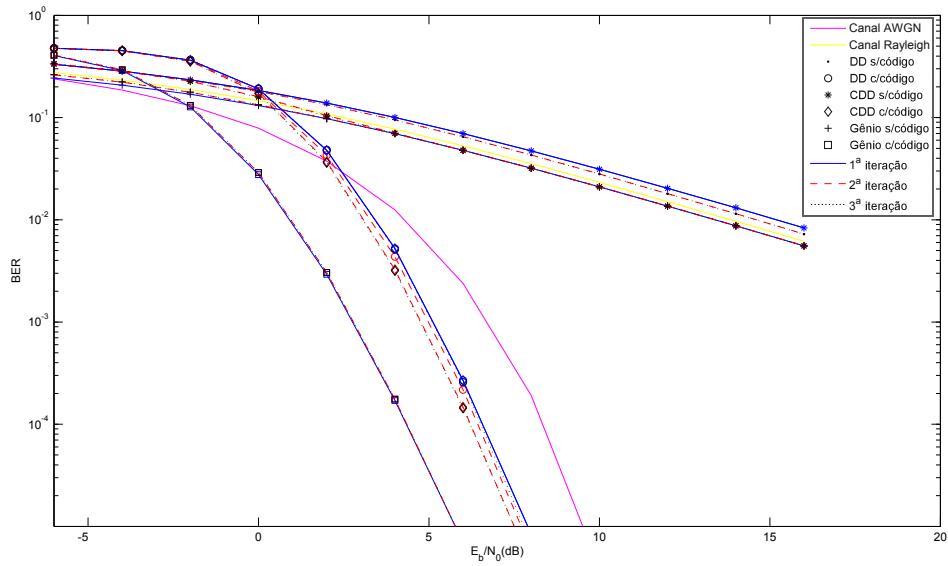
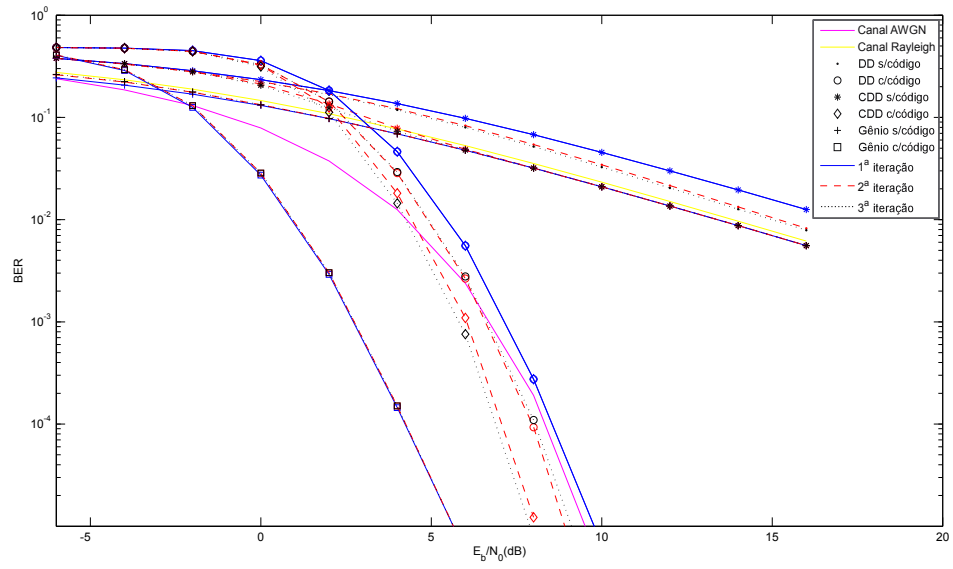


Figura 4.10: Comparação das curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino e com pilotos multiplexados para $\frac{P_p}{P_s} = -5$ dB.



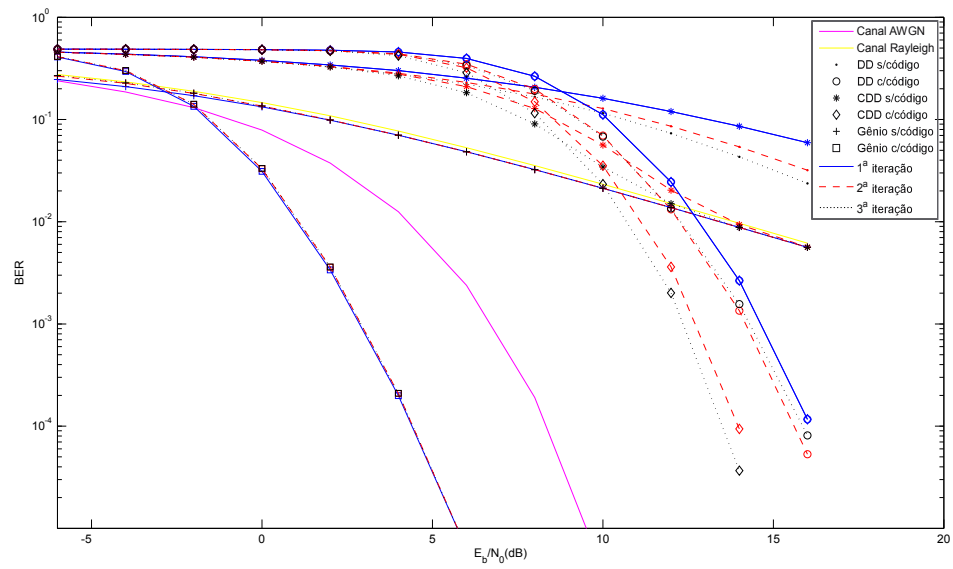
(a) $\frac{P_p}{P_s} = 5$ dB

Figura 4.11



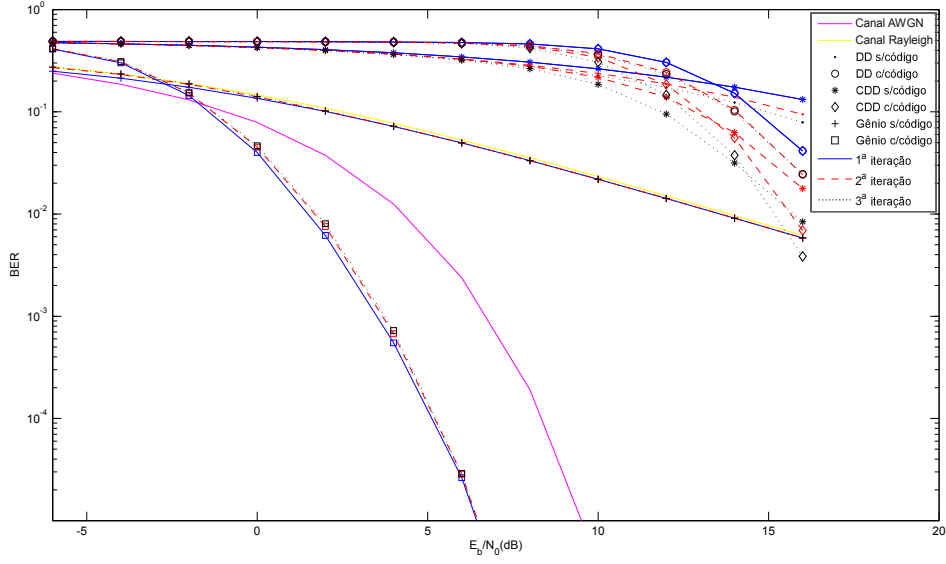
(b) $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB

Figura 4.11



(c) $\frac{P_p}{P_s} = -10$ dB

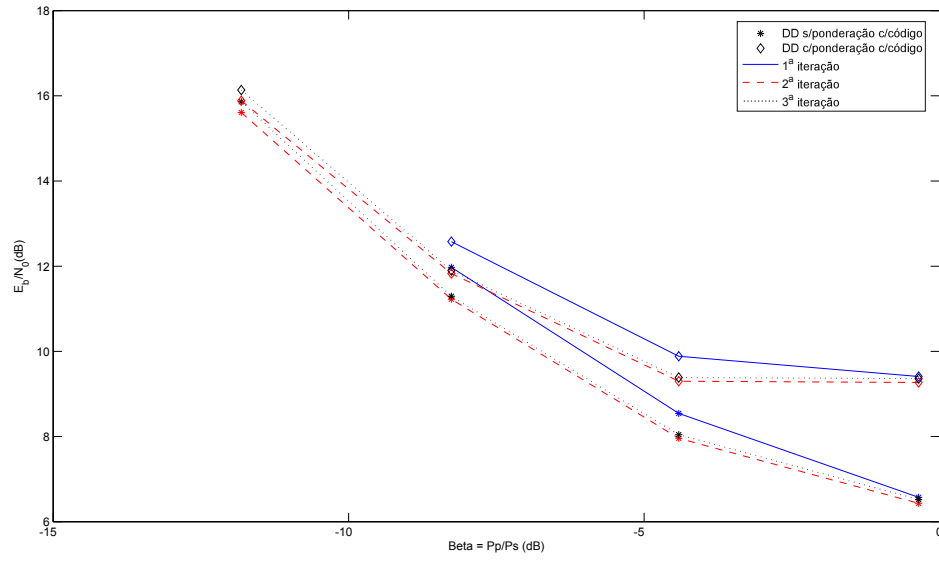
Figura 4.11



(d) $\frac{P_p}{P_s} = -15$ dB

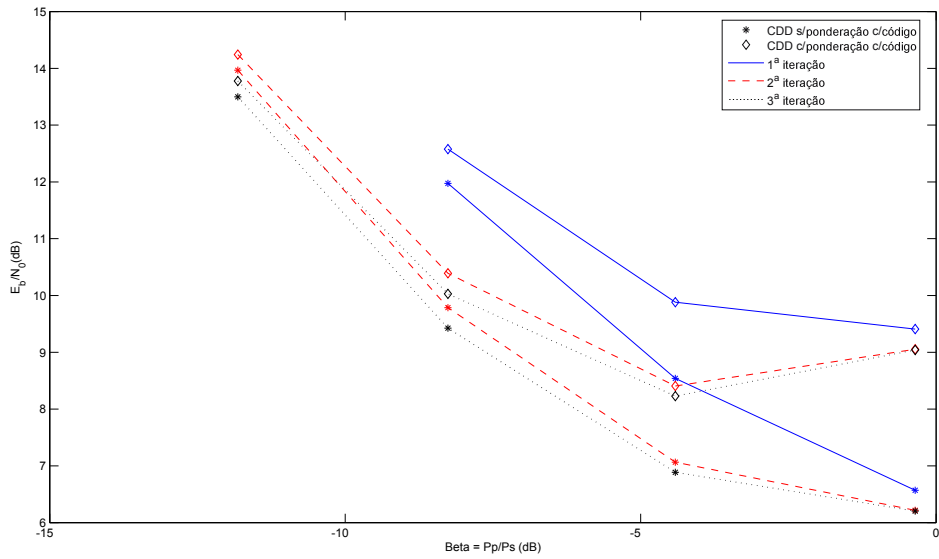
Figura 4.11: Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados.

A Figura 4.12 apresenta a evolução $\frac{E_b}{N_0}$ necessária a um desempenho de $\text{BER} = 10^{-4}$ em função da relação entre P_p e P_s . É igualmente apresentada a evolução de $\frac{E_b}{N_0}$ com e sem ponderação da potência dos pilotos relativamente à potência dos símbolos de informação, ou seja, $\frac{P_p + P_s}{P_s}$. Verifica-se que o valor óptimo entre o desempenho alcançado e a potência empregue nos símbolos pilotos é obtido para valores $\frac{P_p}{P_s} \approx -4,3$ dB. Constata-se, quando é considerado a ponderação acima descrita, que o desempenho obtido tende-se a manter para $\frac{P_p}{P_s} > -4,3$ dB.



(a) DD

Figura 4.12



(b) CDD

Figura 4.12: Evolução de $\frac{E_b}{N_0}$ para um desempenho ($\text{BER} = 10^{-4}$) em função de $\frac{P_p}{P_s}$ (OFDM).

4.1.6 Melhoria da estimação do canal através da combinação de dados

A estimação de um canal, invariante no tempo (resposta do canal constante para todos os blocos), pode ser melhorada simplesmente através da vinda de novos blocos de dados. Considere-se dois sinais $S_k^{(1)}$ e $S_k^{(2)}$ com $k = 0, \dots, N - 1$ transmitidos através um canal H_k , dando origem aos blocos recebidos

$$Y_k^{(1)} = S_k^{(1)} H_k + N_k^{(1)}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (4.13)$$

e

$$Y_k^{(2)} = S_k^{(2)} H_k + N_k^{(2)}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (4.14)$$

em que $S_k^{(1)}$ e $S_k^{(2)}$ representam os dados transmitidos respectivos a cada sinal e $N_k^{(1)}$ e $N_k^{(2)}$ ruídos aditivos Gaussianos.

A estimação do canal $\hat{H}_k$ pode ser descrita por

$$\hat{H}_k = \alpha_k \tilde{H}_k^{(1)} + \beta_k \tilde{H}_k^{(2)}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (4.15)$$

em que os coeficientes $\alpha_k + \beta_k = 1 \forall k$. Tem-se igualmente

$$\tilde{H}_k^{(1)} = \frac{Y_k^{(1)}}{S_k^{(1)}} = H_k + \frac{N_k^{(1)}}{S_k^{(1)}}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (4.16)$$

e

$$\tilde{H}_k^{(2)} = \frac{Y_k^{(2)}}{S_k^{(2)}} = H_k + \frac{N_k^{(2)}}{S_k^{(2)}}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (4.17)$$

Convém salientar que $S_k^{(1)}$ e $S_k^{(2)}$ podem representar símbolos de referência ou símbolos estimados. Define-se como índice de desempenho a grandeza

$$J(\alpha_k, \beta_k) = E \left[\left| \hat{H}_k - H_k \right|^2 \right], \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (4.18)$$

Desenvolvendo (4.15) obtém-se

$$\begin{aligned}
\hat{H}_k &= \alpha_k \tilde{H}_k^{(1)} + \beta_k \tilde{H}_k^{(2)} \\
&= \alpha_k H_k + \alpha_k \frac{N_k^{(1)}}{S_k^{(1)}} + \beta_k H_k + \beta_k \frac{N_k^{(2)}}{S_k^{(2)}} \\
&= (\alpha_k + \beta_k) H_k + \alpha_k \frac{N_k^{(1)}}{S_k^{(1)}} + \beta_k \frac{N_k^{(2)}}{S_k^{(2)}} \\
&= H_k + \alpha_k \frac{N_k^{(1)}}{S_k^{(1)}} + \beta_k \frac{N_k^{(2)}}{S_k^{(2)}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1,
\end{aligned} \tag{4.19}$$

pelo que resulta para (4.18)

$$J(\alpha_k, \beta_k) = E \left[\left| H_k + \alpha_k \frac{N_k^{(1)}}{S_k^{(1)}} + \beta_k \frac{N_k^{(2)}}{S_k^{(2)}} - H_k \right|^2 \right], \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \tag{4.20}$$

Claramente pretende-se minimizar

$$\min_{(\alpha_k, \beta_k)} \epsilon_k^T = E \left[\left| \alpha_k \frac{N_k^{(1)}}{S_k^{(1)}} + \beta_k \frac{N_k^{(2)}}{S_k^{(2)}} \right|^2 \right], \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \tag{4.21}$$

Assume-se $N_k^{(1)}$ e $N_k^{(2)}$ como sendo variáveis aleatórias independentes relativamente a $S_k^{(1)}$ e $S_k^{(2)}$. Sendo α_k e β_k constantes, pode-se reescrever (4.21) na forma

$$\epsilon_k^T = \alpha_k \frac{E \left[\left| N_k^{(1)} \right|^2 \right]}{E \left[\left| S_k^{(1)} \right|^2 \right]} + \beta_k \frac{E \left[\left| N_k^{(2)} \right|^2 \right]}{E \left[\left| S_k^{(2)} \right|^2 \right]}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \tag{4.22}$$

Definindo as variâncias $\sigma_N^2 = E[|N^{(1)}|^2] = E[|N^{(2)}|^2]$, $\sigma_{S^{(1)}}^2 = E[|S^{(1)}|^2]$ e $\sigma_{S^{(2)}}^2 = E[|S^{(2)}|^2]$ resulta para (4.22)

$$\epsilon_k^T = \alpha_k \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S^{(1)}}^2} + \beta_k \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S^{(2)}}^2}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \tag{4.23}$$

pelo que a expressão a minimizar é

$$\min_{\alpha_k} \epsilon_k^T = \alpha_k \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(1)}^2} + (1 - \alpha_k) \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(2)}^2}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (4.24)$$

Minimizar 4.24 consiste simplesmente em derivar ϵ_k^T em ordem à α_k e igualar a zero, ou seja

$$\begin{aligned} \frac{d\epsilon_k^T}{d\alpha_k} = 0 &\iff \frac{d}{d\alpha_k} \left(\alpha_k \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(1)}^2} + (1 - \alpha_k) \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(2)}^2} \right) = 0 \iff \\ 2\alpha_k \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(1)}^2} - 2 \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(2)}^2} + 2\alpha_k \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(2)}^2} &= 0 \iff 2\alpha_k \left(\frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(1)}^2} + \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(2)}^2} \right) = 2 \frac{\sigma_N^2}{\sigma_{S(2)}^2} \iff \\ \alpha_k &= \frac{\frac{1}{\sigma_{S(2)}^2}}{\frac{1}{\sigma_{S(1)}^2} + \frac{1}{\sigma_{S(2)}^2}} \iff \alpha_k = \frac{\sigma_{S(1)}^2}{\sigma_{S(2)}^2 + \sigma_{S(1)}^2}. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Substituindo (4.25) em (4.15), obtêm-se para a estimação do canal

$$\hat{H}_k = \left(\frac{\sigma_{S(1)}^2}{\sigma_{S(2)}^2 + \sigma_{S(1)}^2} \right) \tilde{H}_k^{(1)} + \left(1 - \frac{\sigma_{S(1)}^2}{\sigma_{S(2)}^2 + \sigma_{S(1)}^2} \right) \tilde{H}_k^{(2)}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (4.26)$$

O objectivo deste método é privilegiar as frequências da estimação do canal vindas das frequências dos dados com maior relação sinal-ruído.

Um esquema de um processo que utilize esse método de combinação de dados encontra-se ilustrado na Figura 4.13. Neste processo, é enviado um bloco de treino em que uma primeira estimativa $\tilde{H}_k^{(1)}$ do canal é adquirida (Figura 4.13 (a)). Seguidamente, um bloco de dados de informação é transmitido através do qual, por um processo iterativo do tipo Decision-Directed, é obtida uma nova estimativa $\tilde{H}_k^{(2)}$ do canal. Com base nessas duas estimativas é realizada a combinação, definida em (4.26), resultando numa nova estimativa $\hat{H}_k$ que se espera mais fidedigna (Figura 4.13 (b)). Finalmente, os dados do bloco de informação são novamente estimados com base nessa última estimativa do canal (Figura 4.13 (c)). O processo é repetido na chegada de um novo bloco de treino.

As Figuras 4.14 e 4.15 apresentam o desempenho obtido pelo OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino e em pilotos multiplexados respectivamente. Verifica-se,

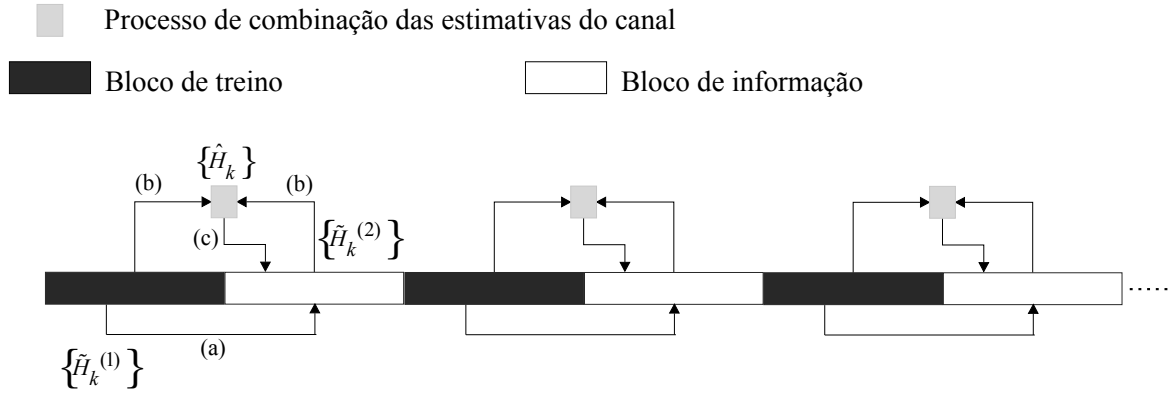
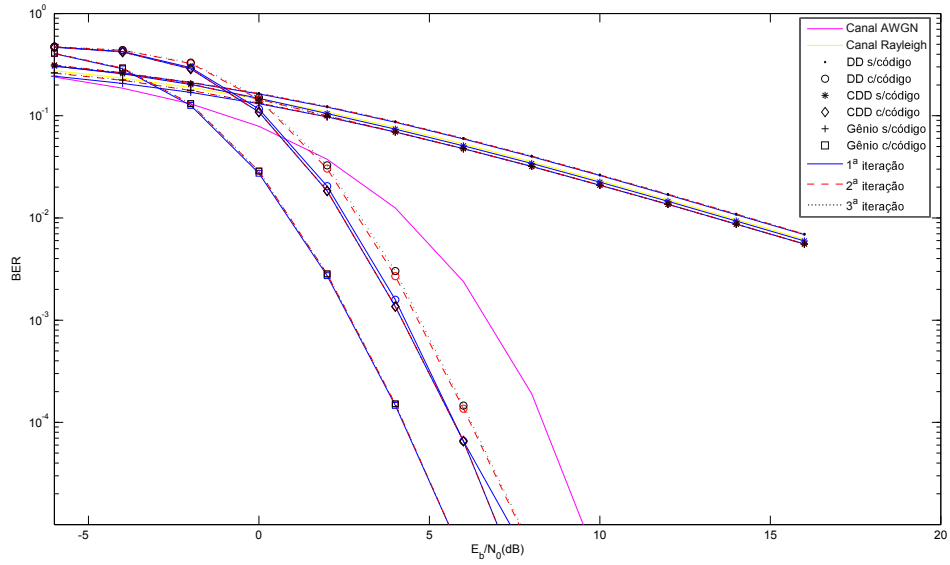


Figura 4.13: Ilustração do esquema do processo de estimação de canal baseado na combinação de dados.

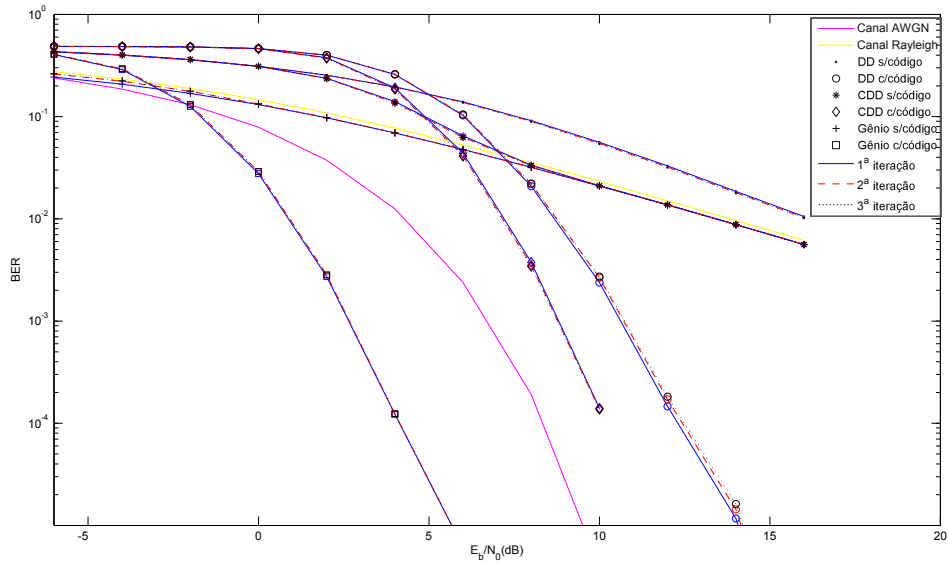
comparativamente aos resultados obtidos nas secções 4.1.4 e 4.1.5, um desempenho similar para os respectivos tipos de estimação de canal. Constatase, igualmente, a não existência de uma melhoria do desempenho com o aumento das iterações. Contudo, observa-se com a utilização deste método que o resultado obtido na 1^a iteração, de cada variante DD e CDD, coincide aproximadamente com o desempenho obtido na 3^a iteração dos desempenhos respectivos obtidos nas secções 4.1.4 e 4.1.5. Conclui-se, que este método só constitui uma escolha válida, se a complexidade associada à combinação das estimativas do canal for menor do que a complexidade associada ao processo iterativo da técnica de estimação de canal definida na secção 4.1.4.

A Figura 4.16 apresenta o resultado obtido pelo SC-FDE com a utilização deste método de combinação de estimativas do canal. Verifica-se, tanto na variante “Soft-Decision” como Turbo FDE, um ganho de eficiência de potência de aproximadamente 1 dB.



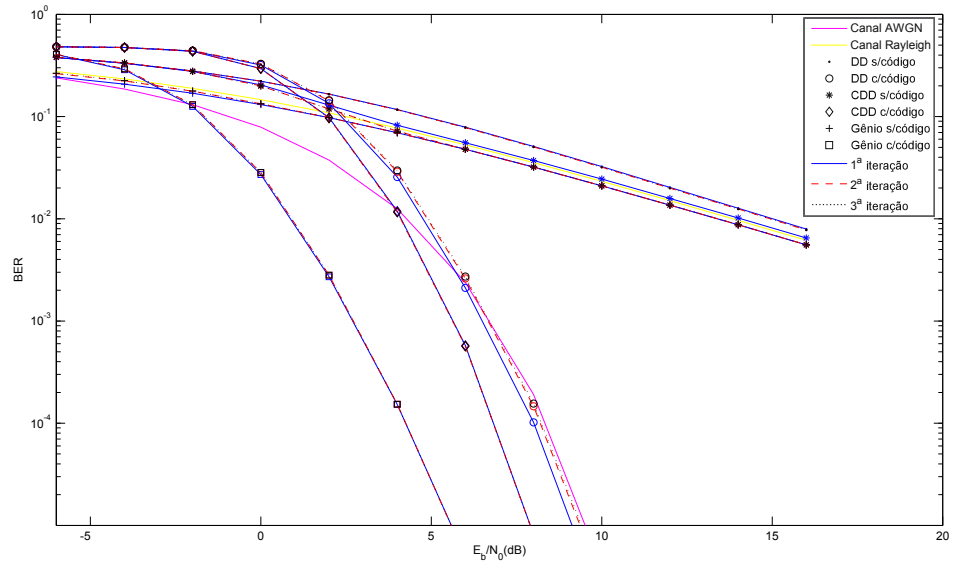
(a) $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB

Figura 4.14



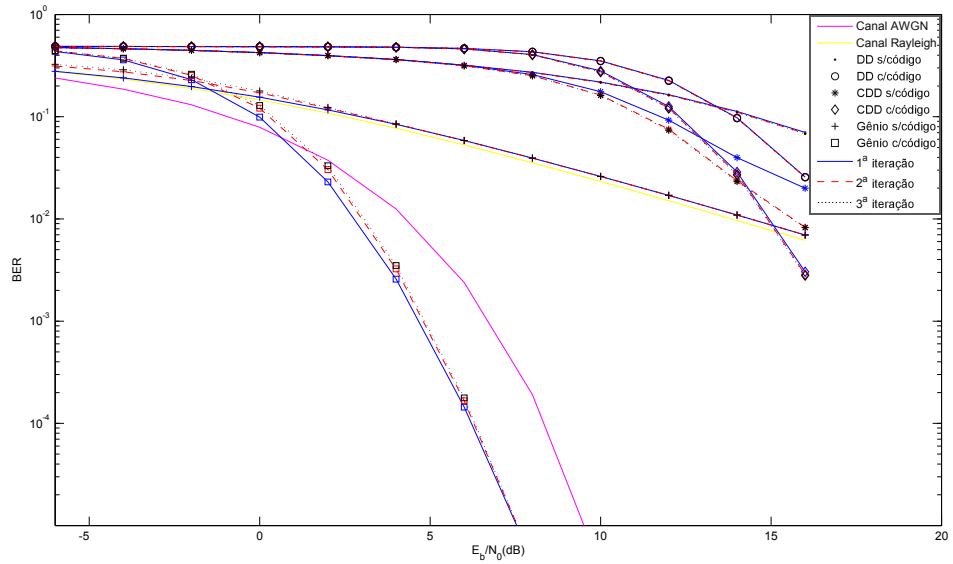
(b) $\frac{P_p}{P_s} = -15$ dB

Figura 4.14: Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em seqüências de treino.



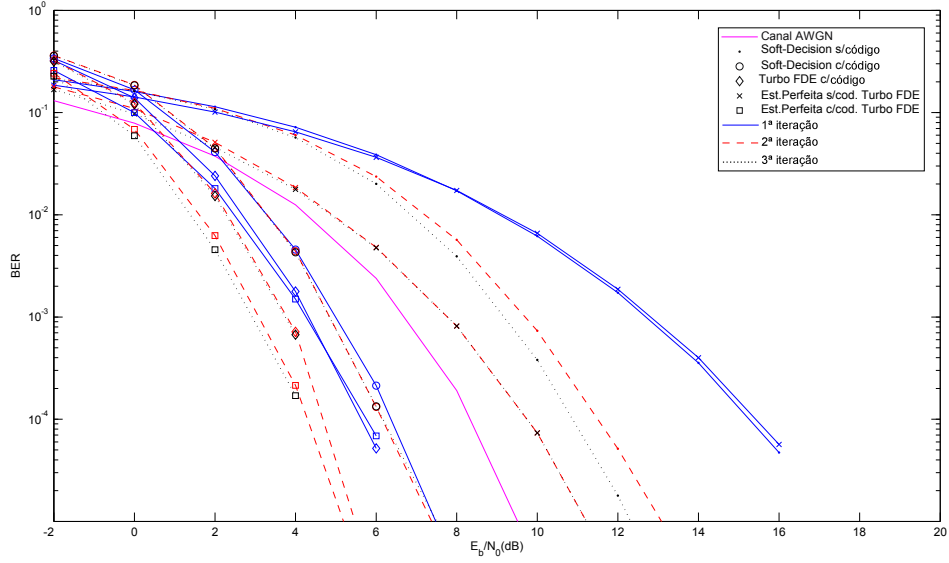
(a) $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB

Figura 4.15



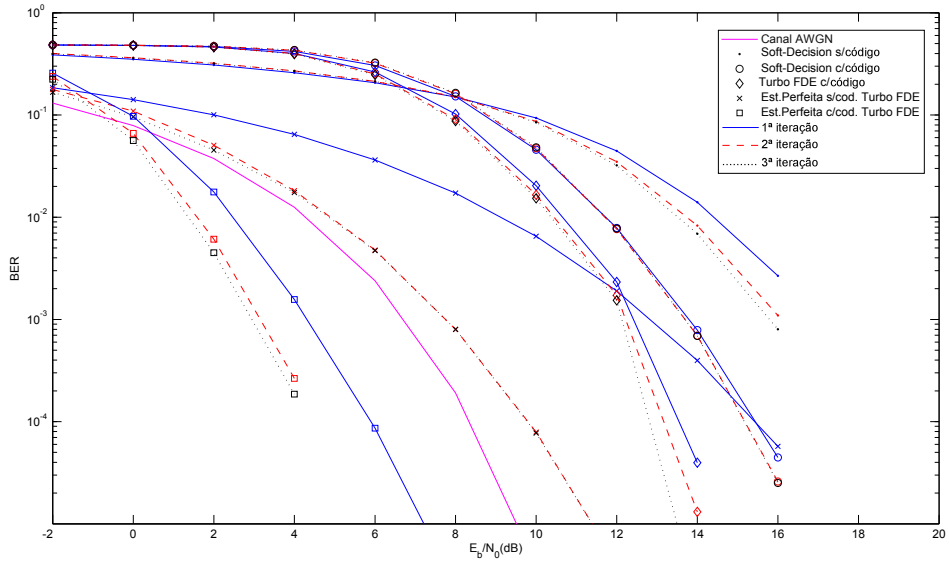
(b) $\frac{P_p}{P_s} = -15$ dB

Figura 4.15: Curvas de desempenho do OFDM com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados.



(a) $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB

Figura 4.16



(b) $\frac{P_p}{P_s} = -15$ dB

Figura 4.16: Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em seqüências de treino.

Capítulo 5

Seguimento de canal

Neste capítulo é apresentada a descrição das técnicas de seguimento de canal consideradas, para o OFDM e SC-FDE. Começa-se, na secção 5.2, por apresentar o método de interpolação de canal, sendo os resultados obtidos pela interpolação ideal e linear apresentados nas secções 5.2.1 e 5.2.2 respectivamente. Nas secções seguintes são apresentados os resultados obtidos por cada uma das técnicas de seguimento de canal consideradas.

5.1 Introdução

A resposta em frequência do canal varia na frequência (devido à dispersão temporal associada ao efeito multipercurso) e no tempo (devido ao efeito de Doppler).

Pelo facto de se considerar que a variação do canal apenas se deve a movimentação do receptor, essa descorrelação poderá ser, mais ou menos, acentuada consoante o desvio de Doppler que o sinal experiencia. Como consequência de tentar proporcionar ao equalizador uma estimativa do canal mais fidedigna possível, o receptor necessita acompanhar a evolução da resposta do canal ao longo do tempo, actualizando seus pesos de ganho conforme as variações do canal. Tal equalizador é denominado de equalizador adaptativo [Qur85]. O processo de tentativa de

acompanhamento da evolução do canal é comummente referido de seguimento do canal.

Na prática, o seguimento do canal pode ser efectuado mediante o envio periódico de um bloco de treino (e.g. sequências de treino, pilotos multiplexados, etc.), com a finalidade de se obter novas estimativas do canal as quais serão utilizadas pelo igualizador nos blocos seguintes até a chegada de novo bloco de treino. A Figura 5.1 apresenta um exemplo da evolução da resposta em frequência de um dado canal, ao fim de $N_B = 10$ blocos de dados, em função do desvio máximo de Doppler normalizado $f_D T_B$, em que T_B corresponde a duração de um bloco de treino.

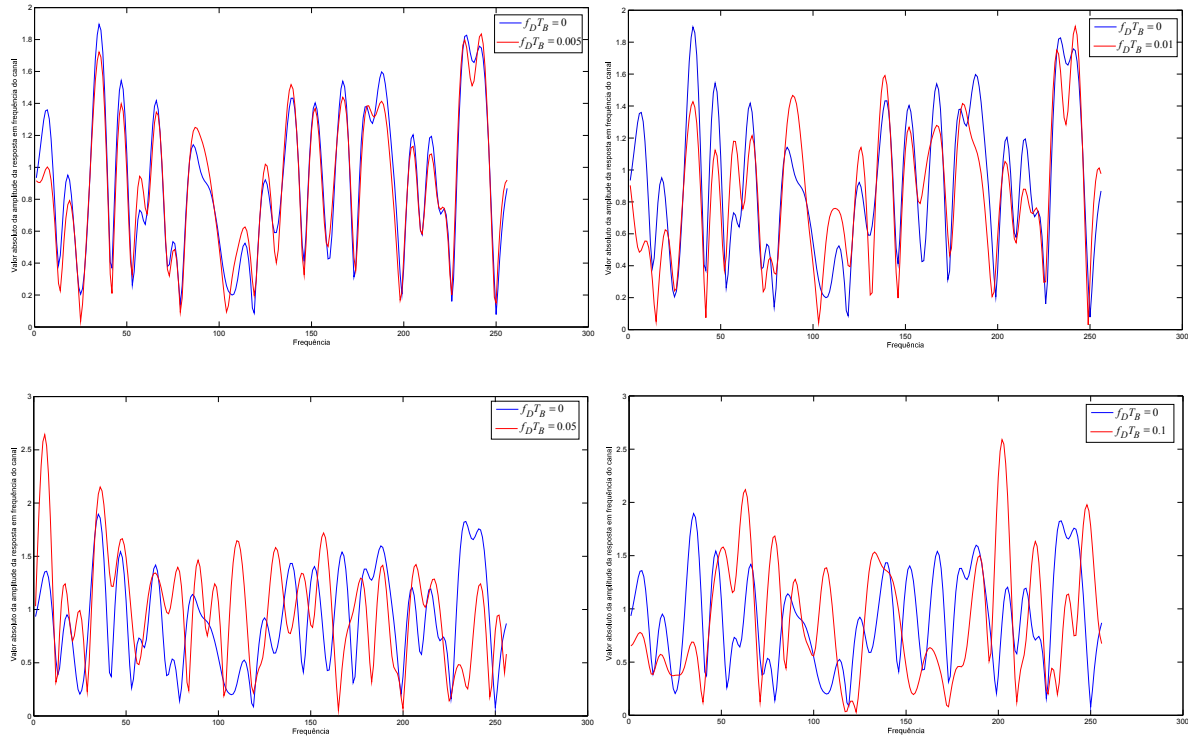


Figura 5.1: Exemplo da evolução do valor absoluto da resposta em frequência de um dado canal, ao fim de $N_B = 10$ blocos de dados, em função de $f_D T_B$.

As simulações apresentadas neste capítulo foram efectuadas assumindo novamente um canal com multipercurso em que cada raio apresenta desvanecimento de Rayleigh e um espectro de Doppler de Jakes. Empregou-se o modelo de canal definido na secção 2.2.8, do Capítulo 2. O

canal de propagação apresenta $N_{\text{raios}} = 32$ raios sendo o tamanho dos blocos de dados/treino $N = 256$. Convém frisar, que embora o tratamento analítico das equações apresentadas neste capítulo seja efectuado para uma ordem de diversidade L , para efeito de simulação apenas foi considerada uma ordem de diversidade unitária.

5.2 Interpolação de canal

Devido à variação do canal no tempo, as estimativas do canal vão ficando menos correlacionadas com a resposta do canal relativa aos blocos seguintes. Uma solução simples para esse problema consistiria no aumento da frequência do envio dos blocos de treino. Contudo essa solução acarreta uma diminuição da taxa de bit útil tornando essa hipótese pouco aliciente. Outra forma possível de combater esse problema reside na utilização de técnicas de interpolação entre estimativas do canal sucessivas. O resultado obtido consiste numa série de estimativas que coincidem exactamente (e.g. interpolação ideal) ou aproximadamente (e.g. interpolação não ideal) com as diferentes respostas do canal que afectaram cada bloco de informação contidos entre dois blocos de treino (desde que a amostragem efectuada esteja de acordo com o tempo de coerência do canal). O seguimento de canal baseado apenas no envio de sequências de treino ou pilotos multiplexados pode ser encarado como uma interpolação linear, em que se assume que a estimativa do canal que se obterá no bloco seguinte corresponde perfeitamente a estimativa do canal actual.

Como se viu, no modelo de canal definido no Capítulo 2, na existência de movimento por parte do receptor cada raio α_i irá variar ao longo do tempo. A variabilidade dos raios, e consequentemente do canal, depende da densidade espectral de potência de Doppler que define a função de autocorrelação de $\alpha_i(t)$ (Figura 2.11). No modelo de Jakes, a largura de banda de $\alpha_i(t)$ é igual ao desvio máximo de Doppler f_D .

Consideremos $\alpha_i(nT_a)$ as amostras obtidas da evolução de $\alpha_i(t)$, em que T_a define o tempo de amostragem (Figura 5.2).

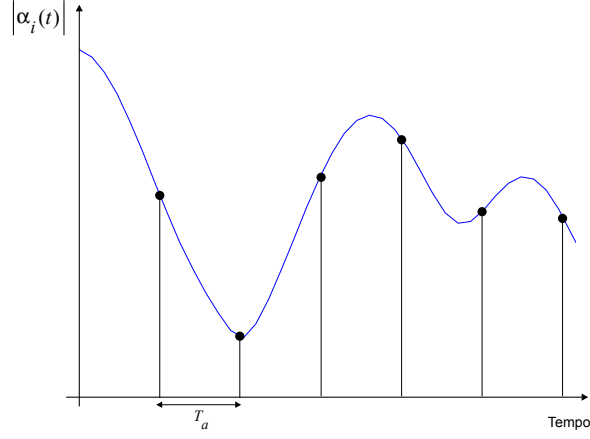


Figura 5.2: Exemplo de uma possível evolução de $|\alpha_i(t)|$.

De acordo com o teorema da amostragem a frequência mínima de amostragem de um sinal, para que seja possível sua recuperação sem perda de informação, é igual ao dobro da frequência máxima f_{max} presente no sinal. Consequentemente, necessitamos

$$\frac{1}{T_a} = F_a \geq 2f_{max} = 2f_D, \quad (5.1)$$

em que F_a representa a frequência de amostragem. O tempo de amostragem máximo T_{amax} , resulta

$$T_{amax} = \frac{1}{2f_D}. \quad (5.2)$$

Consideremos N_B o número de blocos entre cada amostra, ou seja, entre cada bloco de treino. Por conseguinte, a frequência de amostragem f_a é dada por

$$f_a = \frac{1}{N_B T_B}. \quad (5.3)$$

O desvio máximo de Doppler pode ser relacionado com o número de blocos de informação entre blocos de treinos, na forma

$$f_D = \frac{1}{2N_B T_B}, \quad (5.4)$$

ou equivalentemente

$$f_D T_B = \frac{1}{2N_B}. \quad (5.5)$$

Portanto, para qualquer valor $f_D T_B \geq \frac{1}{2N_B}$ já não é possível obter uma estimativa do canal fidedigna através de técnicas de interpolação.

5.2.1 Interpolação ideal

Segundo o teorema da amostragem, um sinal de banda limitada $S(t)$ amostrado a uma taxa de Nyquist pode ser recuperado, sem perda de informação, através das suas amostras $S(k)$ por meio de uma interpolação dada por

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k) \text{sinc}(t - k). \quad (5.6)$$

A expressão anterior assume um número infinito de amostras. Na prática tal não é possível, sendo a reconstrução feita com base num número limitado de amostras. Essa contrariedade implica que somente uma estimativa aproximada da resposta do canal é alcançável.

Considere-se a estrutura de dados formada por N_T blocos de tamanho N , com um bloco de treino transmitido a cada N_B blocos de dados de informação. Por conseguinte, obtém-se estimativas distintas do canal relativamente a cada um dos blocos, ou seja, $\tilde{H}_{k,m+i(N_B+1)}$ com $k = 0, \dots, N - 1$ e $i = 0, \dots, \frac{N_T}{N_B+1} - 1$.

Para obter estimativas do canal relativas aos blocos de dados de informação enviados entre os blocos de treino basta aplicar o método da interpolação entre as estimativas $\tilde{H}_{k,m+i(N_B+1)}$. Da aplicação da interpolação resultam $M = \frac{N_T}{N_B+1}$ novas estimativas do canal, dadas por

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{k,m+i(N_B+1)} &= \sum_{n=0}^M \tilde{H}_{k,m+n(N_B+1)} \text{sinc}(i(N_B+1) - n(N_B+1)), & k = 0, \dots, N - 1; \\ & & i = 0, \dots, M - 1. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Este processo é repetido entre cada nova transmissão de N_T blocos. Verifica-se, através dos resultados da Figura 5.3, um desempenho superior, por parte do OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino, comparativamente ao OFDM com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados (Figura 5.4). Neste último, verifica-se nitidamente o ganho de desempenho obtido pelo recurso ao método CDD, resultado que não se verifica no caso do OFDM com sequências de treino. Constata-se igualmente, que os desempenhos respectivos são aproximadamente similares até $f_D T_B \leq 0.04$, existindo para ambos uma diminuição de desempenho drástica, quando $f_D T_B = 0.05$. Esse efeito foi previsto na secção anterior, onde foi definido o limite máximo para $f_D T_B$ que permitiria uma estimativa do canal sem *aliasing* descrita por

$$f_D T_B = \frac{1}{2N_B}. \quad (5.8)$$

Considerando $N_B = 11$ (10 blocos dados de informação mais 1 bloco de treino), resulta

$$f_D T_B = \frac{1}{22} \approx 0.045. \quad (5.9)$$

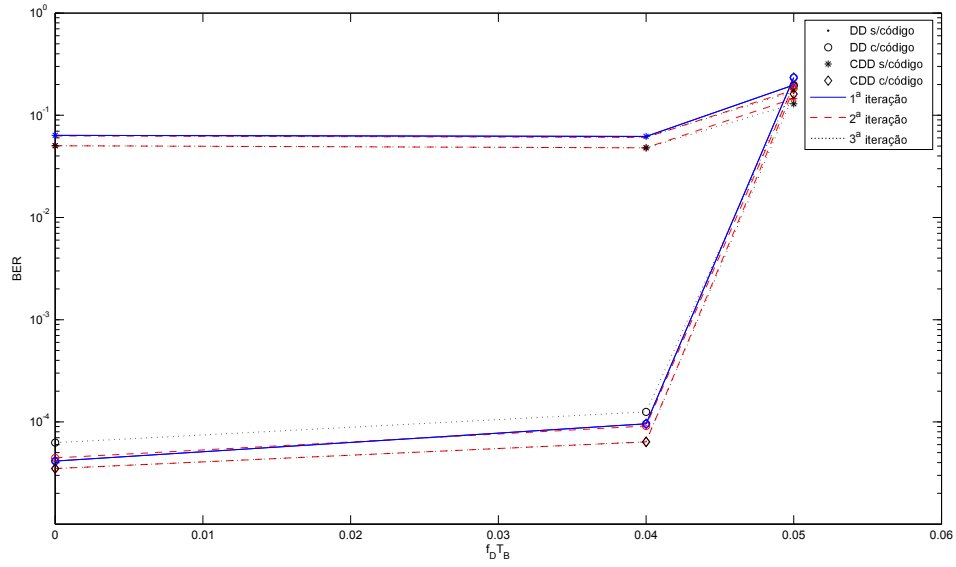


Figura 5.3: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em seqüências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

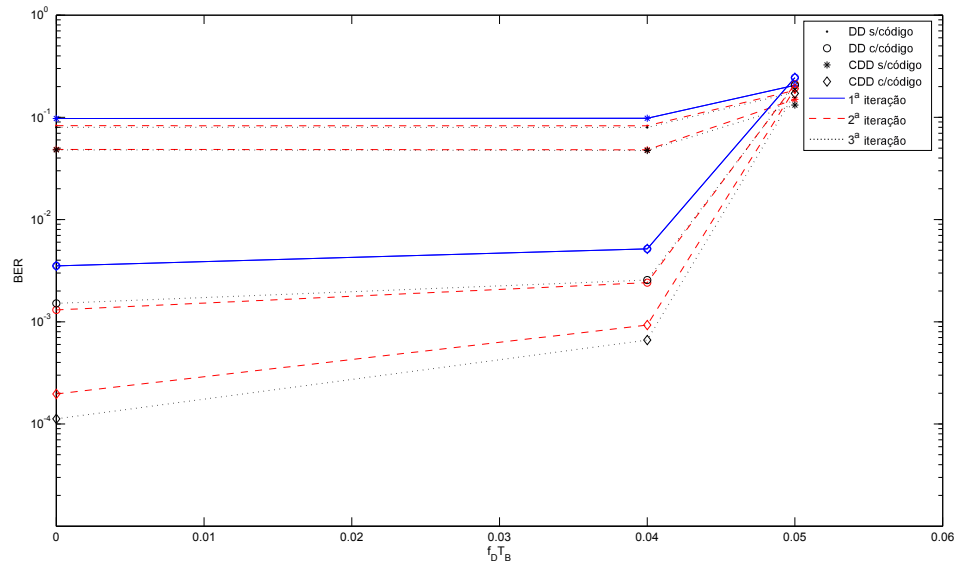


Figura 5.4: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

Como se pode comprovar pela Figura 5.5, quando é utilizado o método Turbo FDE, o desempenho obtido pelo SC-FDE, é melhor do que o do OFDM. No entanto, o desempenho é sensivelmente inferior quando não utilizado. Constatase, para $f_D T_B > 0.04$, o mesmo efeito de diminuição drástica de desempenho. Portanto este método seria apropriado para canais estacionários e não estacionários (desde que $f_D T_B < \frac{1}{2N_B}$). Infelizmente o tempo de espera necessário à obtenção de um número razoável de amostras para a realização desta interpolação torna este método pouco atractivo. No anexo C.1 são apresentadas as curvas de desempenho referentes a esta secção.

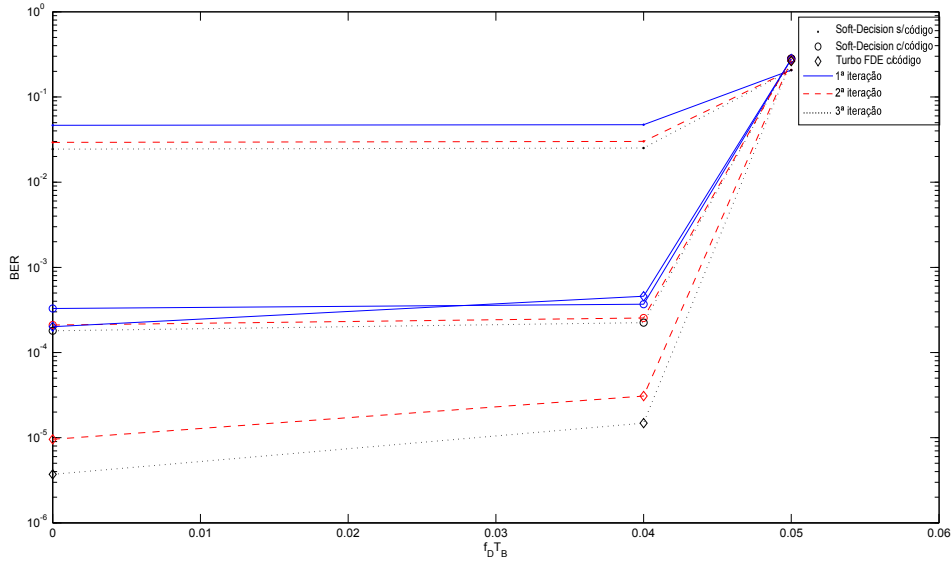


Figura 5.5: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.2.2 Seguimento do canal baseado na interpolação linear

O seguimento do canal baseado na interpolação linear consiste em aliar ao processo de treino o princípio da interpolação linear.

Seja uma estrutura de dados que consiste na transmissão de N_T blocos de tamanho N , em que é transmitido um bloco de treino a cada N_B blocos de dados de informação. Consideremos o

envio de dois blocos de treino (e.g. sequências de treino, pilotos multiplexados, etc.) separados por N_B blocos de dados. Nestas condições, obtém-se duas estimativas distintas do canal referente aos respectivos blocos, ou seja, $\tilde{H}_{k,m}$ e $\tilde{H}_{k,m+N_B+1}$.

Para obter estimativas do canal relativas aos blocos de dados de informação, enviados entre os dois blocos de treino, basta aplicar o método da interpolação linear entre cada estimativa $\tilde{H}_{k,m}$ e $\tilde{H}_{k,m+N_B+1}$, da qual resultam N_B novas estimativas do canal descritas por

$$\tilde{H}_{k,m+i} = H_{k,m} + i \left(\frac{H_{k,m+N_B+1} - H_{k,m}}{N_B + 1} \right), \quad k = 0, \dots, N-1; \quad i = 0, \dots, N_B-1. \quad (5.10)$$

Este processo é repetido entre cada bloco de treino consecutivo. Verifica-se, através dos resultados obtidos, um desempenho inferior do OFDM com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados (Figura 5.7), comparativamente ao OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino (Figura 5.6). Constata-se, igualmente, que o desempenho alcançado degrada-se, de modo mais acentuado, a partir de $f_D T_B > 0.03$ para ambos os casos. Esse valor é inferior ao verificado no caso da interpolação ideal pelo facto da interpolação ideal proporcionar estimativas do canal, para cada bloco, mais fidedignas do que no caso da interpolação linear.

O resultado obtido, para o SC-FDE, está apresentado na Figura 5.8. Constata-se que o desempenho se degrada, como no OFDM, para $f_D T_B > 0.03$. No entanto essa diminuição de desempenho é mais significativa, como se pode comprovar para $f_D T_B = 0.04$. O inconveniente deste processo reside no tempo de espera $T_B N_B$ necessário para poder ser realizada a interpolação. As curvas de desempenho, referentes à esta secção, são apresentadas no anexo C.2.

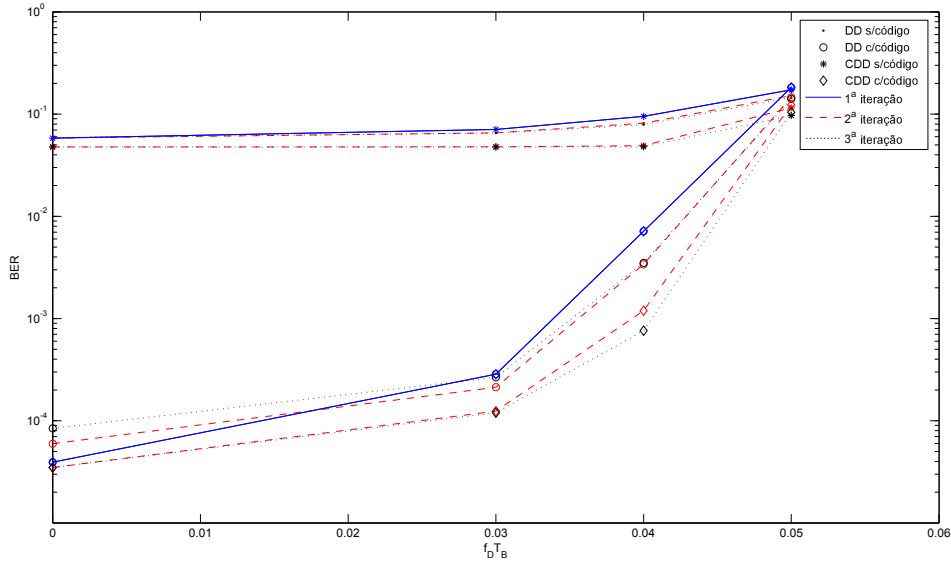


Figura 5.6: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em seqüências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

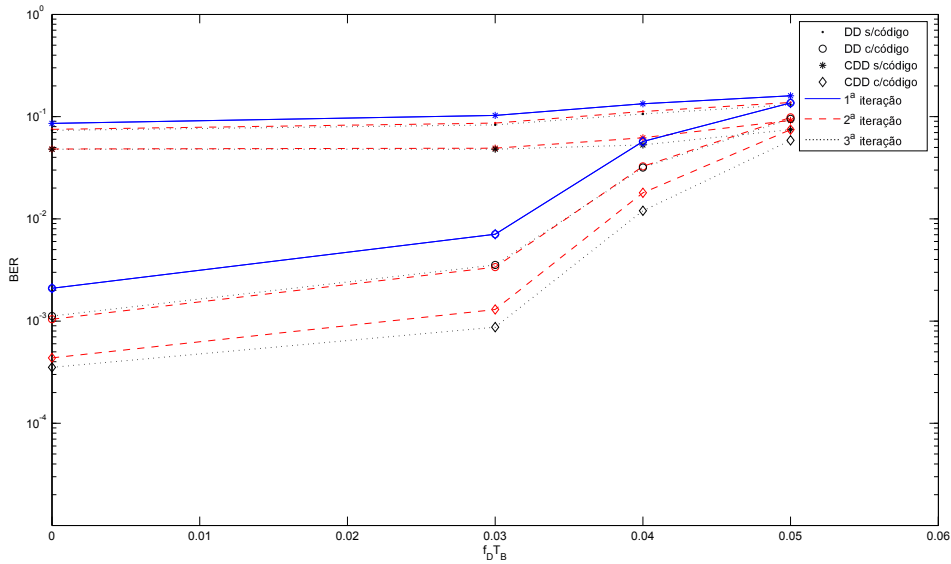


Figura 5.7: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

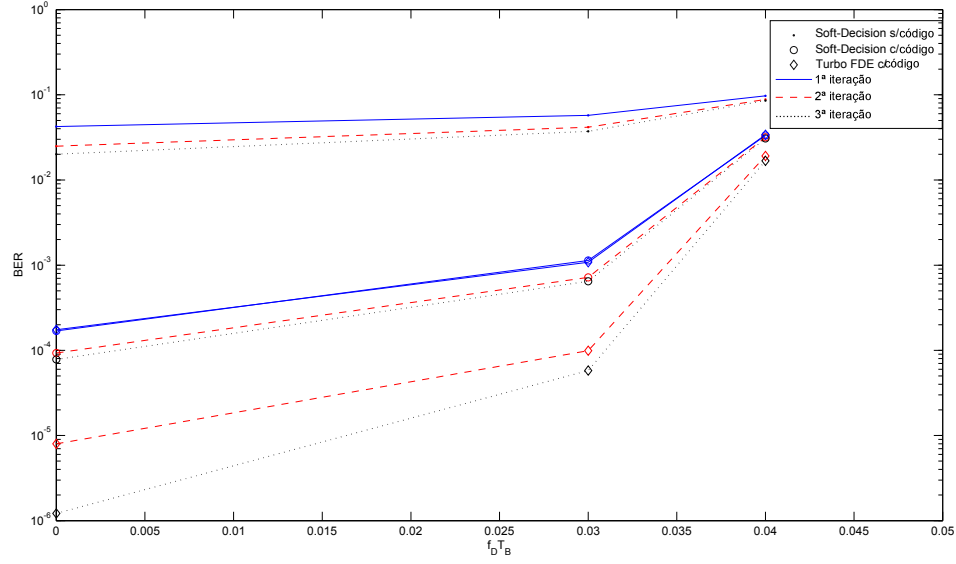


Figura 5.8: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.2.3 Seguimento do canal baseado em sequências de treino

O seguimento do canal baseado no uso de sequências de treino consiste num método em que o emissor transmite periodicamente, num dado bloco, uma sequência de símbolos previamente conhecida do receptor antes do envio dos símbolos de informação propriamente ditos. Este processo pode ser facilmente representável num plano bidimensional (tempo - frequência) como o apresentado na Figura 5.9.

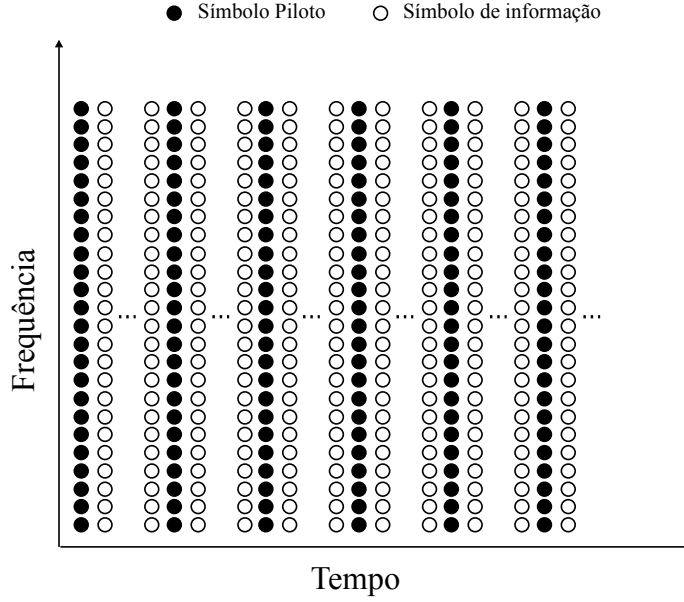


Figura 5.9: Ilustração do plano bidimensional relativo ao envio de sequências de treino

O seguimento do canal é efectuado usando a estimação realizada com base na sequência de treino e que é utilizada nos blocos de dados subsequentes até o aparecimento de uma nova sequência de treino. Este processo encontra-se ilustrado na Figura 5.10, em que $\hat{H}_{k,m}$ representa a resposta em frequência do canal associada ao m -ésimo bloco de comprimento N , referente a uma dada sequência de treino, e N_B o número de blocos de informação existentes entre duas sequências de treino consecutivas.

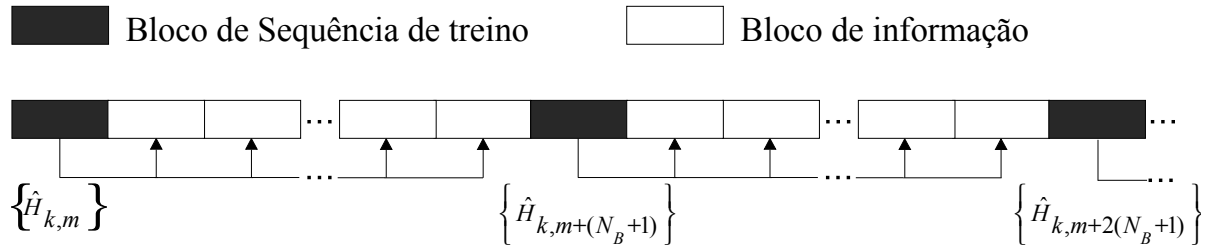


Figura 5.10: Ilustração do processo efectuado no seguimento do canal baseado em sequências de treino.

Dependendo da taxa de variação prevista do canal, o número de blocos de sequências de

treino transmitido será mais ou menos elevado relativamente ao número de blocos de dados de informação.

A evolução dos desempenhos do OFDM e SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB estão apresentadas nas Figuras 5.11 e 5.12 respectivamente. Verifica-se, em ambos os casos, uma diminuição gradual do desempenho com o aumento de $f_D T_B$, mesmo se mais significativo para $f_D T_B > 0.005$. Consta-se ainda, o pior desempenho obtido pelo SC-FDE, comparativamente ao OFDM, quando o canal apresenta variação ao longo do tempo. Podemos comprovar esse facto para o BER obtido quando $f_D T_B = 0.01$, que é de $\text{BER} \approx 10^{-2}$ para o SC-FDE e é $\text{BER} \approx 10^{-3}$ no caso do OFDM. Claramente, este método de seguimento de canal não constitui uma escolha válida para canais variáveis. No anexo C.3 são apresentadas as curvas de desempenho referentes à esta secção.

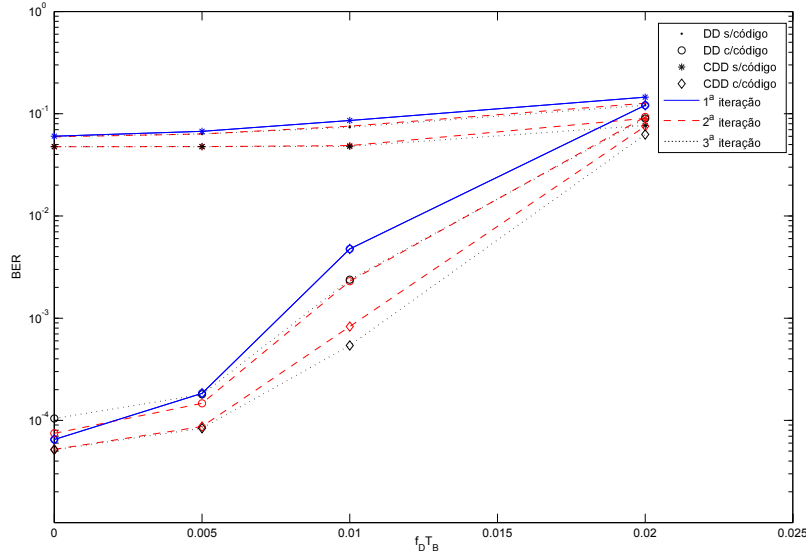


Figura 5.11: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em seqüências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_P}{P_s} = 0$ dB.

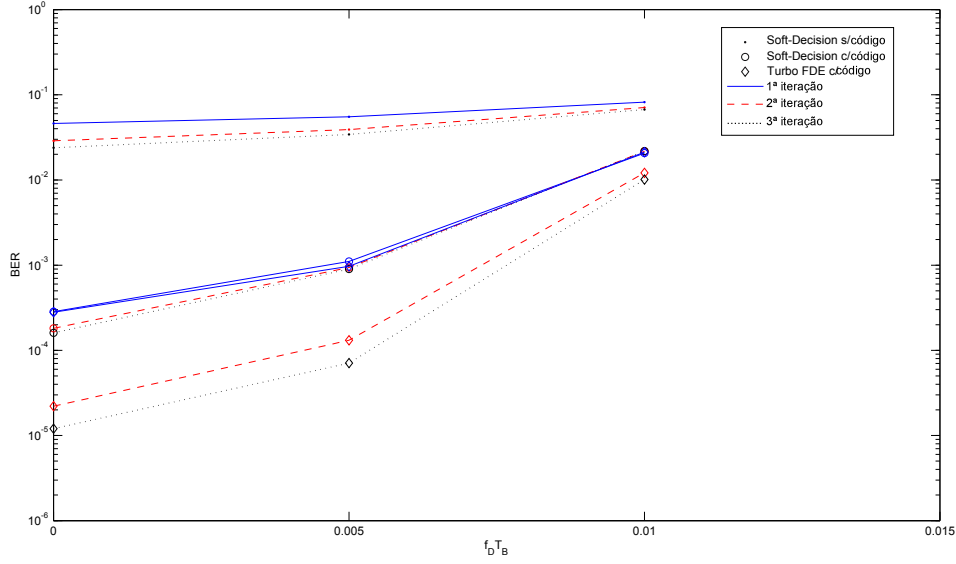


Figura 5.12: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

Do esquema representado na Figura 5.10 observa-se que para um canal variável a correlação entre a estimativa do canal, obtida na sequência de treino, e o canal real vai diminuindo conforme nos afastamos do bloco de treino, enquanto o processo inverso ocorre relativamente à estimativa do canal baseada na sequência de treino seguinte. Uma variante deste método poderia utilizar a estimativa resultante de uma sequência de treino apenas para metade dos blocos de informação subsequentes. Os restantes blocos usariam a estimativa obtida com base na sequência de treino seguinte (Figura 5.13).

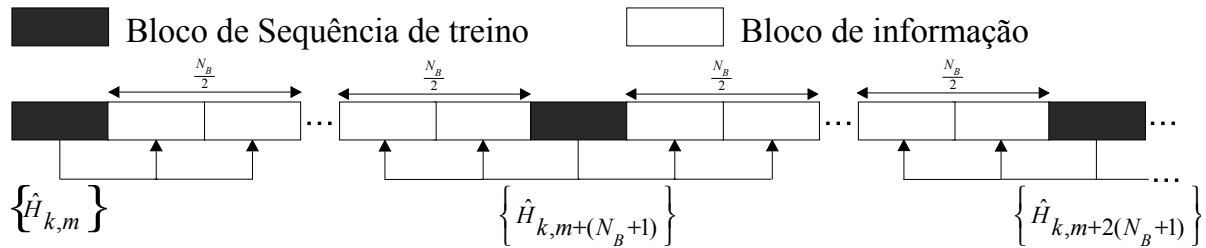


Figura 5.13: Ilustração da variante do processo efectuado no seguimento do canal baseado em sequências de treino.

A Figura 5.14 apresenta o resultado obtido do OFDM com utilização deste método. Verifica-se, nitidamente, a melhoria de desempenho face ao primeiro método. Contudo, convém salientar que este processo introduz um tempo de espera no sistema que corresponde ao tempo de transmissão de $\frac{N_B}{2}$ blocos de informação.

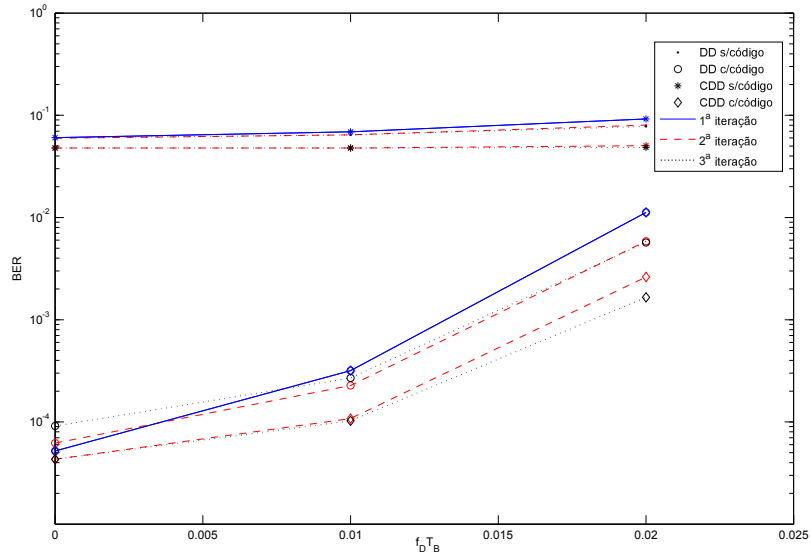


Figura 5.14: Evolução do desempenho do OFDM referente ao processo ilustrado na Figura 5.13, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

Na Figura 5.15 é apresentado o resultado obtido para o SC-FDE. Tal como na modulação OFDM, verifica-se uma melhoria no desempenho face ao aumento de $f_D T_B$ quando comparado com o método anterior. Por conseguinte, este método só constitui uma alternativa ao método anterior se estivermos na presença de um canal variável no tempo.

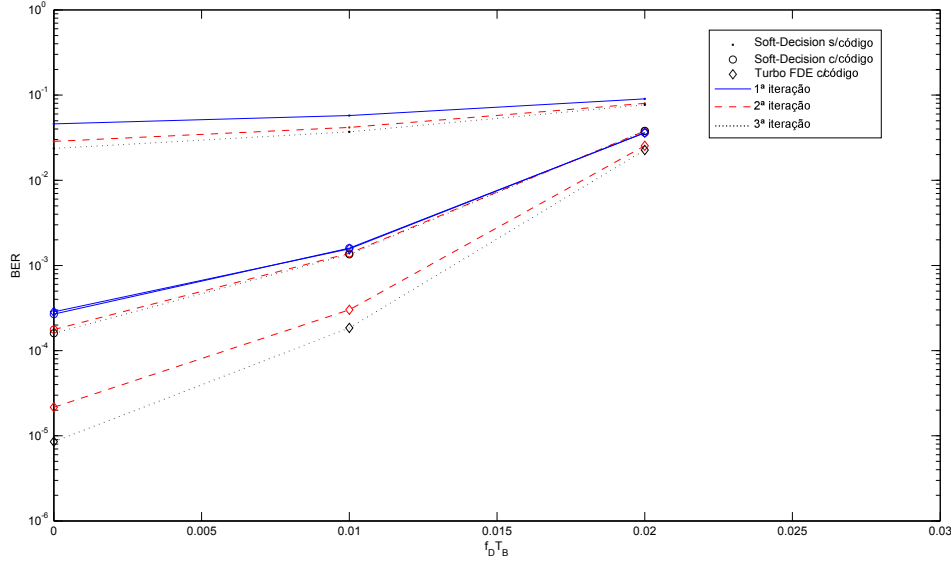


Figura 5.15: Evolução do desempenho do SC-FDE referente ao processo ilustrado na Figura 5.13, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.2.4 Seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados

O seguimento do canal baseado no uso de pilotos consiste num método em que o emissor envia blocos de treino inserindo periodicamente símbolos, previamente conhecidos do receptor, multiplexados com um conjunto de símbolos de informação num dado bloco de transmissão. No âmbito desta tese o uso de pilotos multiplexados apenas é considerada no caso do OFDM, consequentemente os símbolos pilotos multiplexados são inseridos no domínio da frequência. Este tipo de método pode ser facilmente representável num plano bidimensional (tempo - frequência) como o apresentado na Figura 5.16.

O seguimento do canal é efectuado usando a estimativa adquirida através do bloco em que pilotos foram multiplexados entre os dados de informação. Essa estimativa é utilizada nos blocos de dados subsequentes até o aparecimento de um novo bloco com pilotos, conforme ilustrado na Figura 5.17, onde $\hat{H}_{k,m}$ representa a estimativa realizada no m -ésimo bloco de comprimento N referente a um bloco de treino com pilotos multiplexados e N_B o número de

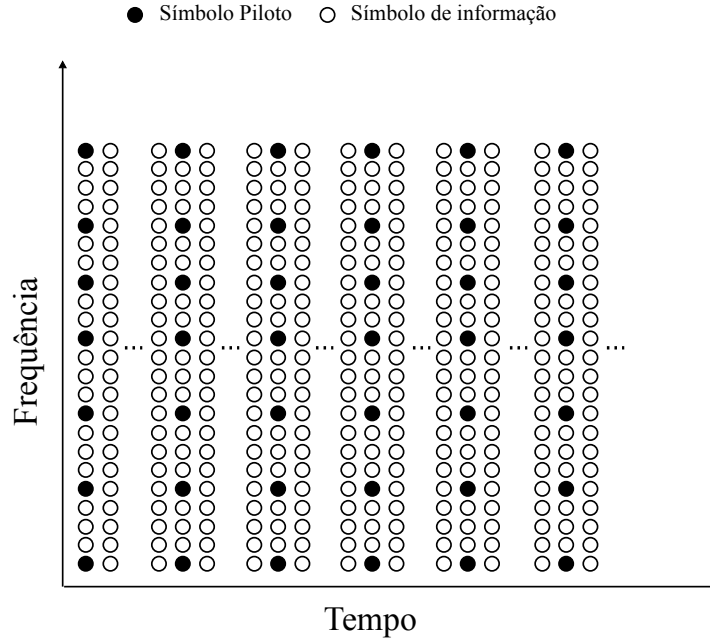


Figura 5.16: Ilustração do plano bidimensional relativo ao envio de pilotos de treino

blocos de informação existentes entre cada bloco de treino consecutivo.

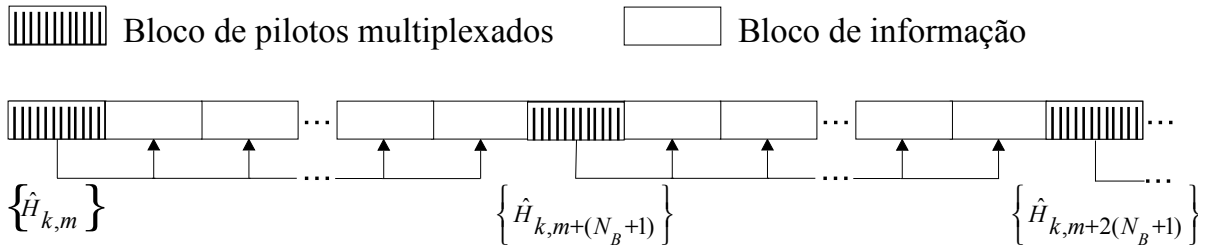


Figura 5.17: Ilustração do processo efectuado no seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados.

Consoante a taxa de variação prevista para o canal serão enviados, mais ou menos, blocos de treino com pilotos multiplexados entre os dados de informação. Convém salientar, que pelo facto de se reduzir o *overhead* associado ao envio dos blocos de treino, comparativamente ao envio de sequências de treino, é possível enviar-se blocos de dados com pilotos multiplexados de forma mais frequente. No entanto, pode ser necessário empregar uma potência mais elevada

nesses últimos para obter-se uma estimativa do canal correcta.

O resultado da evolução do desempenho obtido em função de $f_D T_B$ são apresentados na Figura 5.18. Constata-se um desempenho inferior ao verificado na secção anterior no caso do OFDM com utilização de sequências de treino. Por outro lado, através desta técnica, consegue-se reduzir o *overhead* associado ao envio de símbolos de referência sem comprometer em demasia o desempenho.

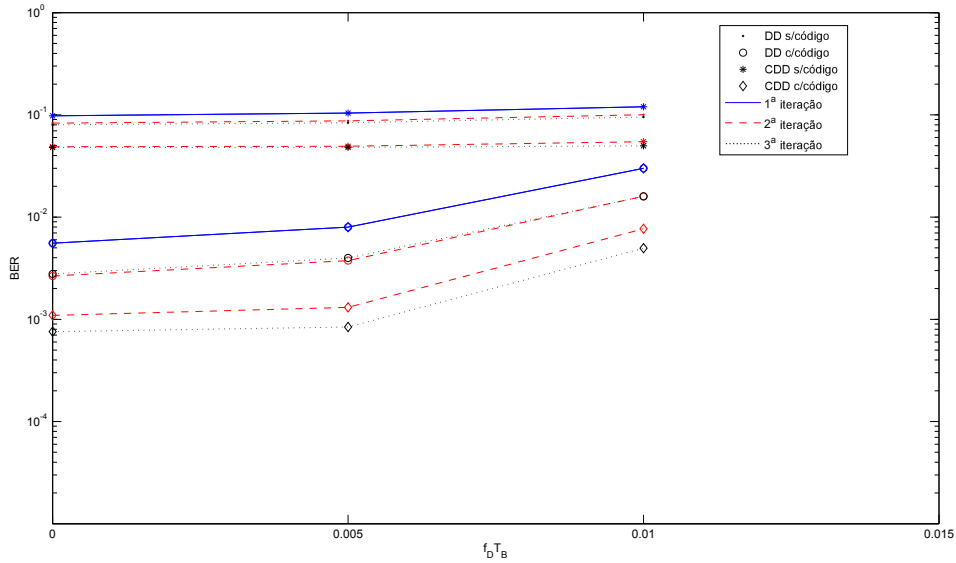


Figura 5.18: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

O resultado apresentado na Figura 5.20 corresponde ao processo de seguimento do canal representado pela Figura 5.19. Constata-se, um desempenho aproximadamente similar comparativamente ao método anterior, como se pode constatar para $f_D T_B = 0.01$. Por este facto, este método, contrariamente ao OFDM com estimação de canal baseada em sequências de treino, não constitui uma alternativa face ao método anterior. As curvas de desempenho, referentes à esta secção, são apresentadas no anexo C.4.

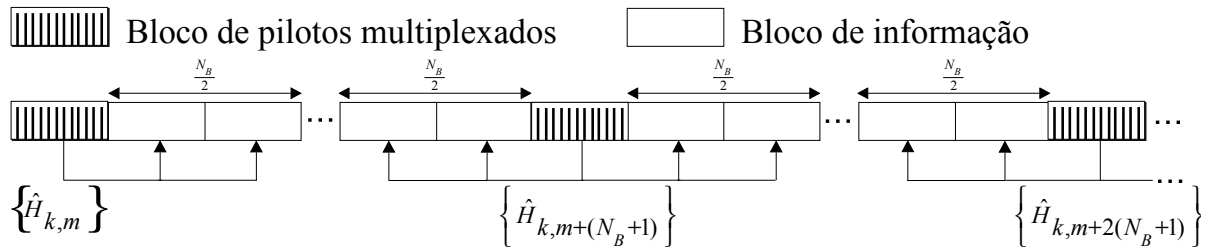


Figura 5.19: Ilustração da variante do processo efectuado no seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados.

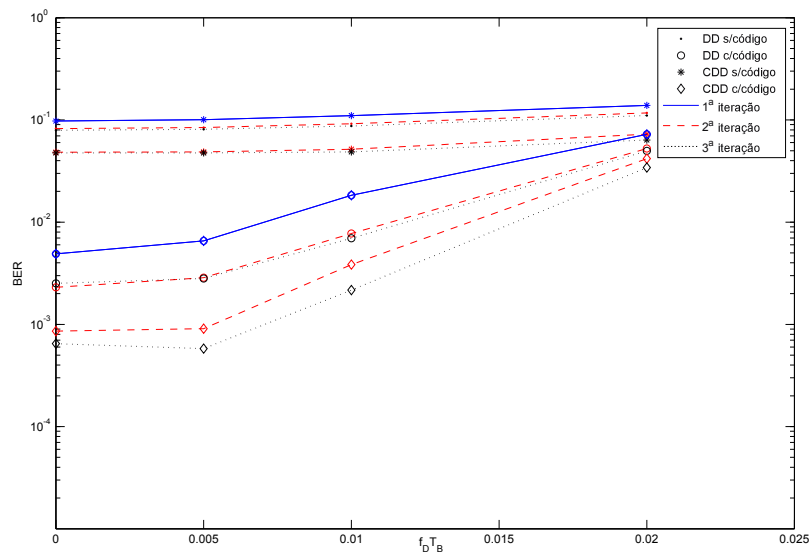


Figura 5.20: Evolução do desempenho do OFDM referente ao processo ilustrado na Figura 5.19, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_P}{P_s} = 0$ dB.

5.3 Seguimento de canal adaptativo

No processo do seguimento de canal, uma outra solução consiste em aliar ao processo de treino métodos ou algoritmos adaptativos (e.g. Least Mean Squares, etc.). Esse tipo de processo aproveita a estimativa dos dados transmitidos para actualizar os pesos de ganho do igualizador, ou seja, é efectuada uma actualização da estimativa do canal sem necessitar recorrer a um bloco de treino. Consequentemente, permite que a frequência de envio dos blocos de treino seja menor reduzindo o *overhead*. Contudo, está associado a um aumento na complexidade do processo de igualização.

5.3.1 Limitações inerentes ao seguimento do canal

O seguimento do canal, sem recurso a técnicas de predição ou utilização de pilotos em cada bloco de informação, é limitado pelo tempo de coerência do canal (desvio máximo de Doppler).

Esse limite é alcançado quando a estimativa do canal adquirida num dado bloco não permite estimar correctamente os dados transmitidos no bloco seguinte. Convém salientar, que se assume um canal invariante no tempo durante a transmissão de cada bloco.

Um aspecto interessante tanto para o OFDM como para o SC-FDE, consiste em verificar a dependência da validade da estimativa do canal para um dado bloco de treino relativamente ao bloco de informação seguinte face ao valor máximo $f_D T_B$ (tempo de coerência do canal) sofrido pelo do sinal.

Os resultados obtidos para o OFDM, com utilização de sequências de treino e pilotos multiplexados no processo de estimação do canal, são apresentados nas Figuras 5.21 e 5.22 respectivamente. Em ambos os casos, verifica-se uma degradação gradual do desempenho, sendo no caso da estimação com base em pilotos multiplexados menos acentuada. Contudo, apresenta um desempenho inferior face ao primeiro.

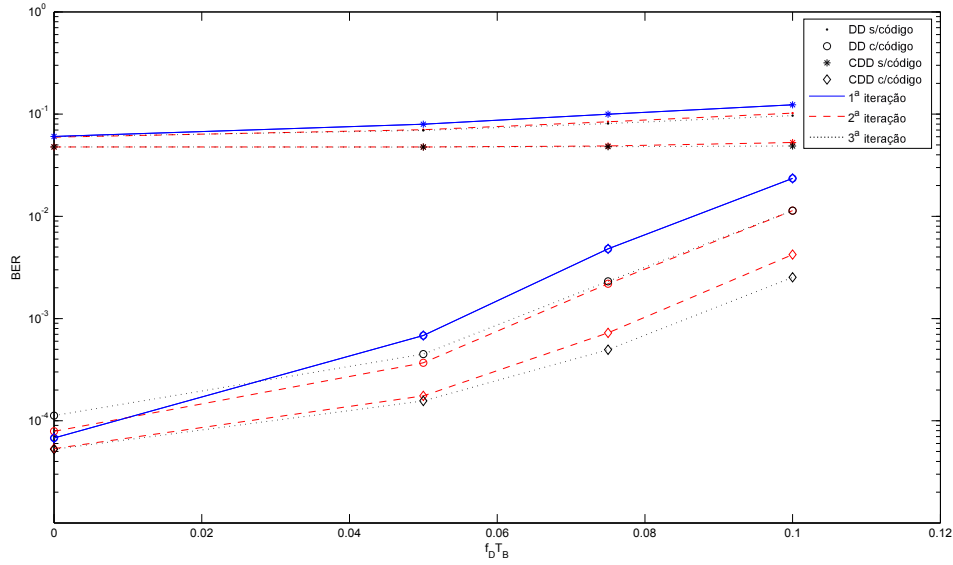


Figura 5.21: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

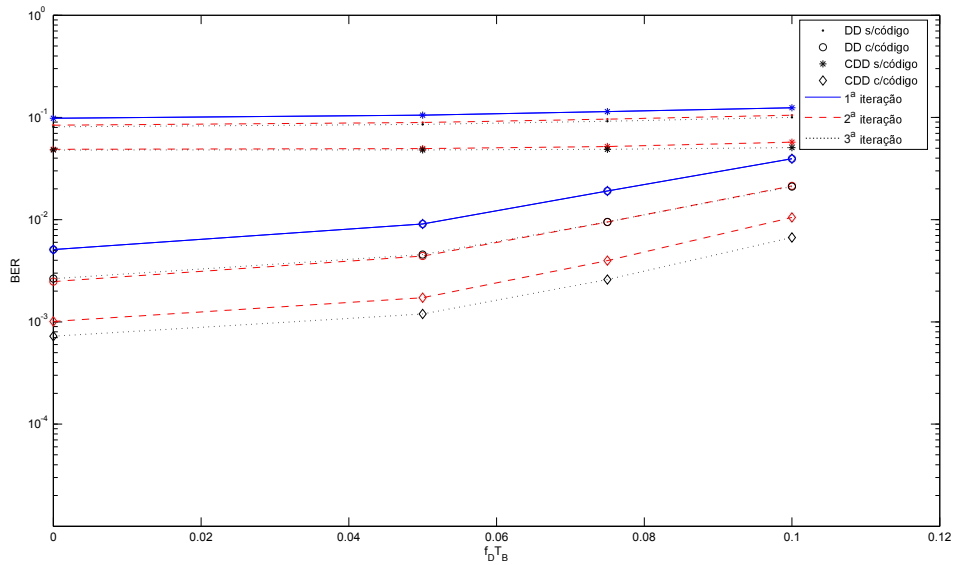


Figura 5.22: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

O resultado obtido para o SC-FDE é apresentado na Figura 5.23. Verifica-se, comparativamente ao OFDM, um desempenho superior quando utilizado o método Turbo FDE para $f_D T_B < 0.04$, sendo inferior quando não utilizado. Constata-se, igualmente, uma maior sensibilidade face à descorrelação do canal, como se pode comprovar pela evolução do desempenho para $f_D T_B > 0.04$. Essa sensibilidade pode ser encarada como uma maior sensibilidade à utilização de estimativas do canal obtidas em blocos anteriores. Por conseguinte, o SC-FDE necessita de estimativas do canal mais recentes de forma a alcançar um nível de desempenho similar ao OFDM. De referir que, em ambos os casos, verifica-se um aumento do desempenho obtido com o aumento das iterações quer com a utilização de códigos correctores de erros. No anexo C.5 são apresentadas as curvas de desempenho referentes à esta secção.

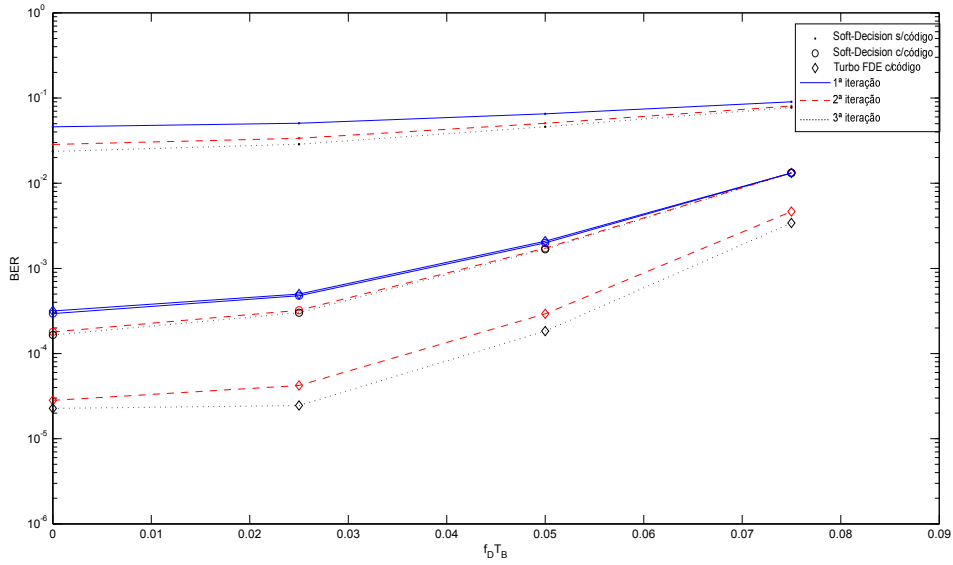


Figura 5.23: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.3.2 Seguimento do canal baseado em Decision-Directed

O seguimento do canal baseado em Decision-Directed utiliza a última iteração da decisão dos símbolos, na saída do processo de igualização, como pilotos para efectuar uma nova estimação do canal e actualizar os pesos de ganho do igualizador para a estimação dos dados transmitidos no bloco seguinte.

Seja $\hat{S}_{k,m}^I$ o resultado do processo de decisão efectuado sobre a última iteração I dos dados estimados $\tilde{S}_{k,m}^I$ do m -ésimo bloco recebido. Considerando a estimativa do canal definida em (4.8), obtém-se para a estimação do canal

$$\tilde{H}_{k,m}^{(l)} = \frac{Y_{k,m}^{(l)} \hat{S}_{k,m}^{I*}}{\left| \hat{S}_{k,m}^I \right|^2 + E \left[\left| N_{k,m}^{(l)} \right|^2 \right]}. \quad (5.11)$$

Se se assumir que a dispersão temporal que o canal apresenta não ultrapassa N_G amostras, é possível eliminar algum do ruído presente na estimativa do canal da seguinte forma

$$\hat{h}_{n,m}^{(l)} = \begin{cases} \tilde{h}_{n,m}^{(l)}, & n = 0, \dots, N_G - 1 \\ 0, & n = N_G, \dots, N - 1 \end{cases}, \quad (5.12)$$

correspondendo no domínio da frequência $\left\{ \hat{H}_{k,m}^{(l)} \right\} = DFT \left\{ \hat{h}_{n,m}^{(l)} \right\}$.

Este processo é repetido em cada bloco de informação associado ao mesmo bloco de treino, conforme ilustrado na Figura 5.24. Saliente-se que no OFDM é possível aproveitar a última estimativa do canal obtida no processo descrito na secção 4.1.3, como estimativa do canal para o bloco seguinte.

Nas Figuras 5.25 e 5.26 são apresentados os resultados obtidos para o OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino e com pilotos multiplexados respectivamente. Verifica-se nitidamente, em ambos os casos, que o OFDM com DD não constitui uma escolha válida para o seguimento de um canal não estacionário. No entanto, o método de OFDM com CDD apresenta, em ambos os casos, um desempenho aproximadamente similar à aquele obtido na

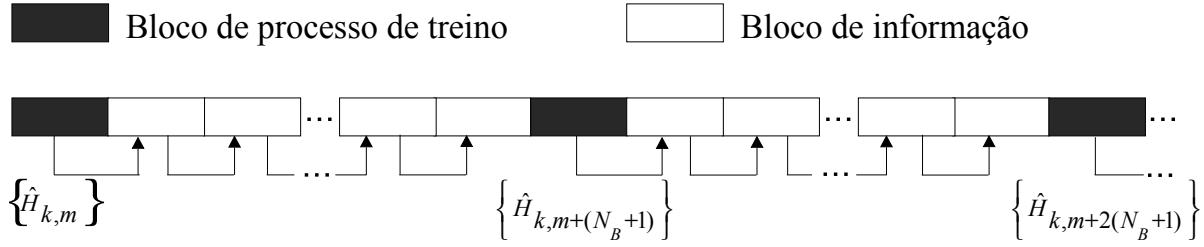


Figura 5.24: Ilustração do esquema do processo de treino e seguimento do canal baseado em Decision-Directed.

secção anterior. Consequentemente, pode-se concluir que esse resultado deve-se ao código corrector de erros que permite obter uma decisão dos símbolos transmitidos mais correcta e, por conseguinte, alcançar uma estimativa do canal mais fidedigna para o bloco em questão (que também será utilizada no bloco seguinte). Obviamente, a existência de uma má decisão implica por sua vez uma má estimativa do canal, que se repercutirá numa propagação de erros nos blocos seguintes. Entre os inconvenientes do OFDM com CDD destaca-se a complexidade do processo iterativo da decodificação/codificação dos símbolos estimados. Conclui-se que este método constitui uma escolha válida para canais não estacionários desde que a complexidade, inerente ao método CDD, não seja um factor limitativo.

O resultado obtido, para o SC-FDE, está apresentado na Figura 5.27. Constata-se, como no caso do OFDM, o fraco desempenho obtido quando não utilizado métodos que recorrem a códigos correctores de erros. Contudo, verifica-se um desempenho claramente aquém do desempenho obtido pelo OFDM, mesmo com a utilização do método Turbo FDE, acentuada com o aumento de $f_D T_B$. A razão desse comportamento deve-se ao facto da envolvente no domínio da frequência de um sinal típico SC-FDE, apresentar frequentemente valores muito próximos de zero que podem repercutir-se numa estimativa do canal pouco fidedigna e consequentemente, neste método, numa propagação de erros nos blocos seguintes. As curvas de desempenho, referentes à esta secção, são apresentadas no anexo C.6.

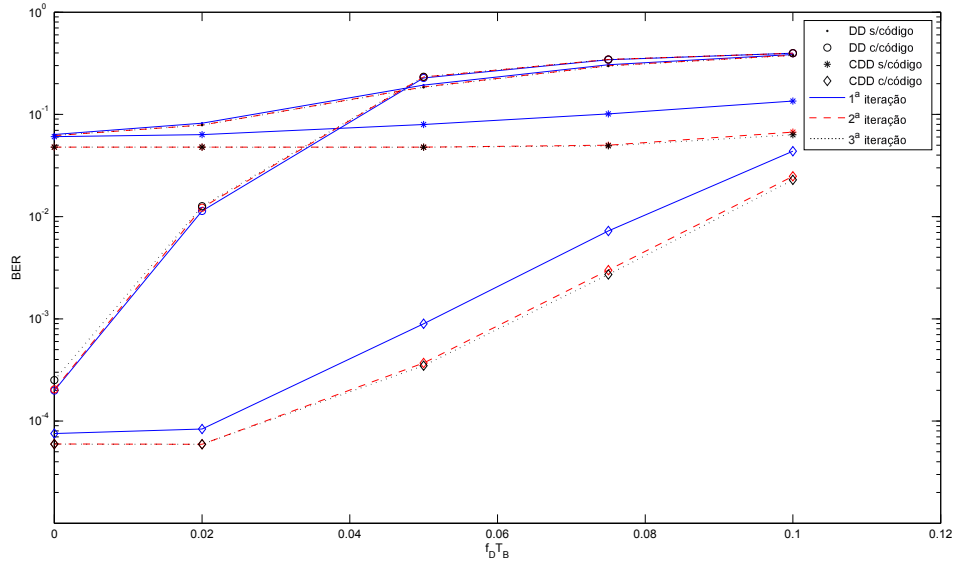


Figura 5.25: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em sequências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

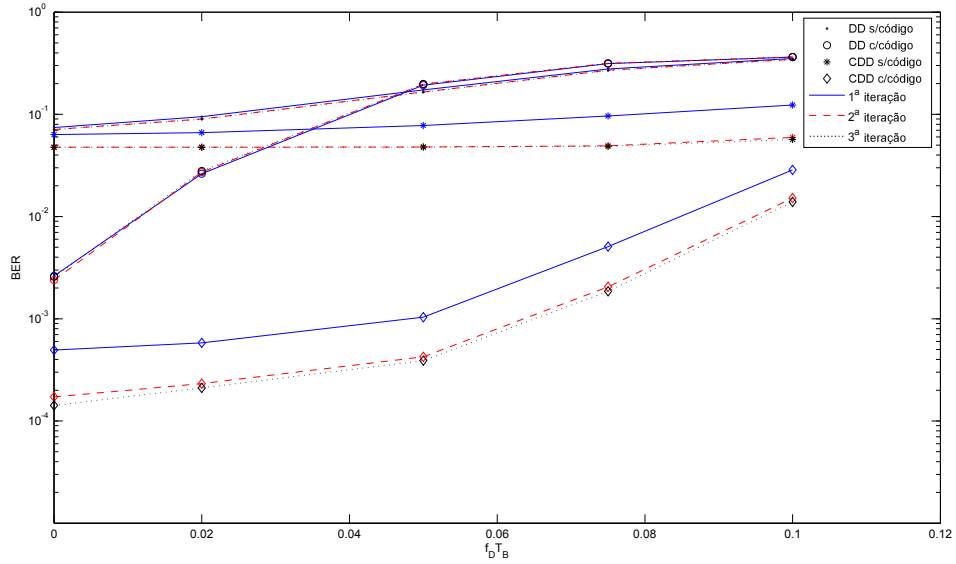


Figura 5.26: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

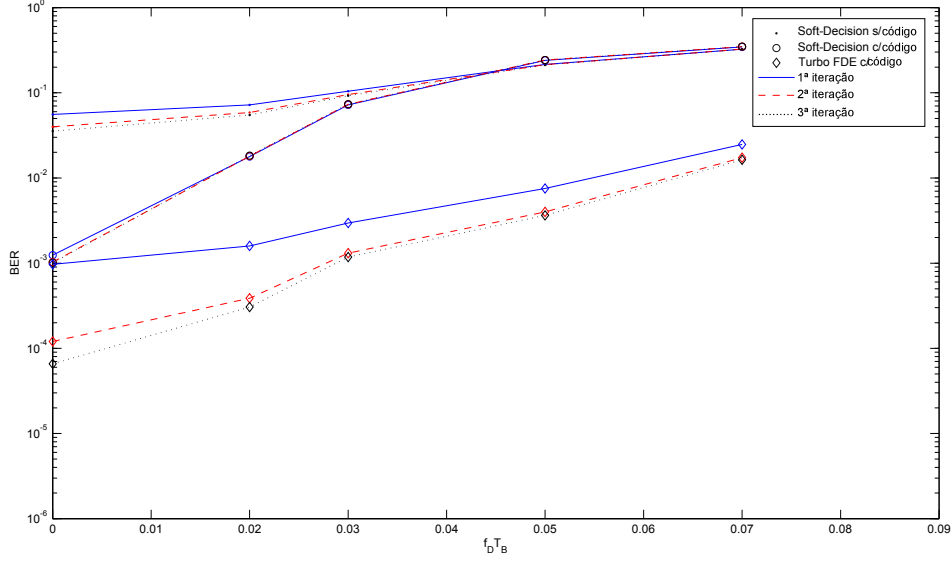


Figura 5.27: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.3.3 Seguimento do canal baseado no algoritmo LMS

O seguimento do canal baseado no algoritmo LMS (Least Mean Squares) alia ao processo de treino o algoritmo LMS (ver apêndice B), para actualização dos pesos de ganho do igualizador associados à recepção de novos blocos de dados.

O funcionamento do processo pode ser descrito da seguinte forma:

- É enviado por parte do emissor um m -ésimo bloco, que se assume corresponder a um bloco de treino, a partir do qual o receptor obtém uma estimativa do canal $\hat{H}_{k,m}^{(l)}$. Por conseguinte obtém novos valores para os seus pesos de ganho $w_{k,m}^{(l)}$, referente ao m -ésimo bloco e à l -ésima antena receptora, descritos por

$$w_{k,m}^{(l)} = \frac{1}{\hat{H}_{k,m}^{(l)}} \quad k = 0, 1, \dots, N-1; \quad l = 0, 1, \dots, L-1. \quad (5.13)$$

- Seguidamente a cada bloco de treino são enviados um ou mais blocos de dados de informação. No bloco seguinte, que consiste num bloco de dados de informação, a

estimativa $\tilde{d}_{k,m+1}$ dos dados é efectuada com recurso aos pesos de ganho $w_{k,m}^{(l)}$ obtidos no bloco anterior, através da relação

$$\tilde{d}_{k,m+1} = \sum_{l=0}^{L-1} w_{k,m}^{(l)} Y_{k,m+1}^{(l)}. \quad (5.14)$$

onde $Y_{k,m+1}^{(l)}$ representa o sinal recebido na l -ésima antena receptora do bloco $m + 1$. Devido ao facto do receptor não ter conhecimento dos dados enviados, o erro de estimação referente à l -ésima antena receptora depende de $\hat{d}_{k,m+1}$ através da relação

$$\begin{aligned} e_{k,m+1}^{(l)} &= \hat{d}_{k,m+1} - w_{k,m}^{(l)} Y_{k,m+1}^{(l)} \\ &= \hat{d}_{k,m+1} - \tilde{d}_{k,m+1}^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Este erro é posteriormente usado para actualização dos pesos de ganho do igualizador, usados no bloco seguinte, até a chegada de um novo bloco de treino em que todo o processo é repetido

$$w_{k,m+1}^{(l)} = w_{k,m}^{(l)} + \mu \frac{e_{k,m+1}^{(l)}}{Y_{k,m+1}^{(l)}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1; \quad l = 0, 1, \dots, L-1. \quad (5.16)$$

Convém referir que quando se utilizam pilotos, a actualização dos pesos de ganho é inicializada a partir da estimativa dos dados transmitidos no próprio bloco de treino.

Nas Figuras 5.28 e 5.29 são apresentados os resultados obtidos para o OFDM com estimação do canal baseada em sequências de treino e com pilotos multiplexados respectivamente. Verifica-se, em ambos os casos, um resultado muito similar ao método da secção 5.3.2. Consequentemente, esta técnica não constitui uma alternativa face à técnica anterior, visto apresentar um desempenho similar mas um nível de complexidade de processo superior. No anexo C.7 são apresentadas as curvas de desempenho referentes à esta secção.

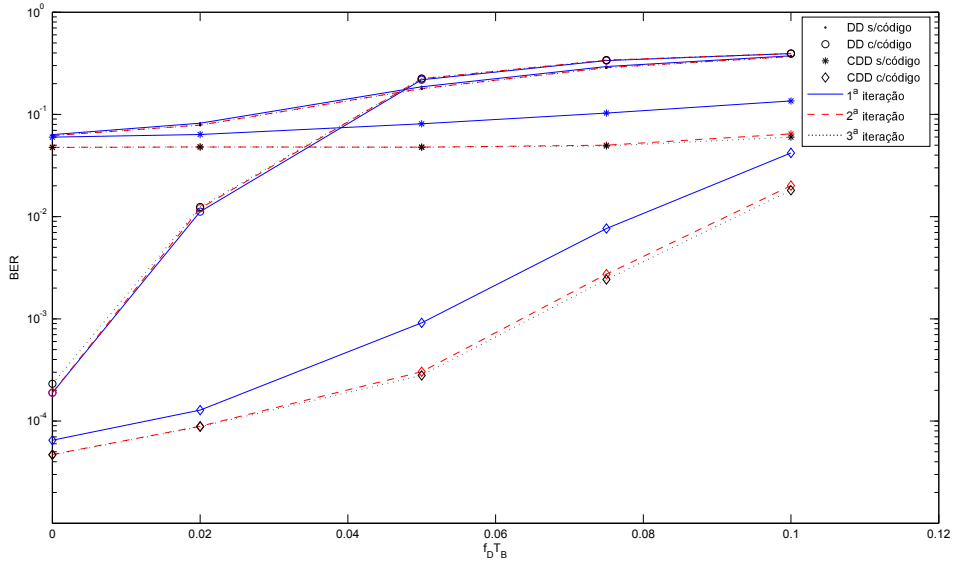


Figura 5.28: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em seqüências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

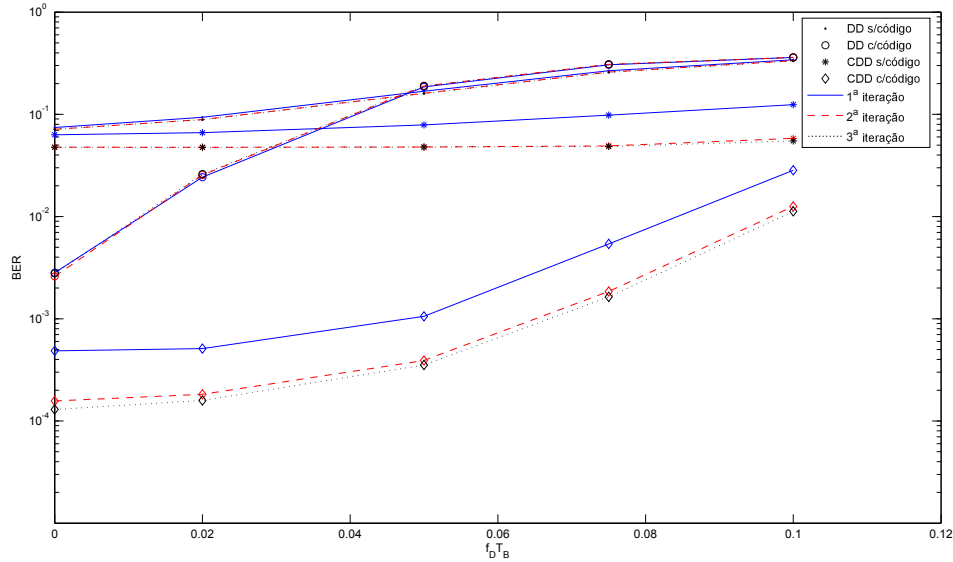


Figura 5.29: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

O resultado obtido, para o SC-FDE, está apresentado na Figura 5.30. Constata-se, contrariamente à técnica apresentada na secção anterior, que mesmo no caso de estarmos na presença de um canal estacionário ($f_D T_B = 0$) o desempenho alcançado está muito aquém dos obtidos com os métodos anteriores. Por conseguinte, pode-se concluir que o seguimento do canal baseado no algoritmo LMS não se adequa ao SC-FDE.

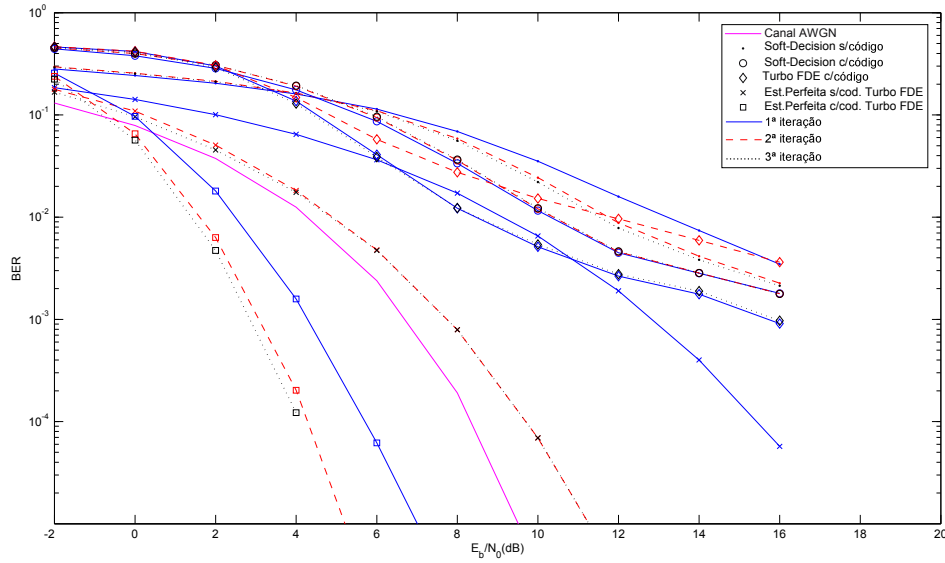


Figura 5.30: Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB, $\mu = 0.95$) e com $f_D T_B = 0$.

5.3.4 Seguimento do canal baseado na combinação de dados

O método para melhorar a estimativa do canal mediante a combinação de dados, definido na secção 4.1.6, pode permitir o seguimento do canal quando combinado com o método de seguimento do canal baseado em Decision-Directed definido na secção 5.3.2.

O processo do seguimento do canal, ilustrado na Figura 5.31, consiste em utilizar como nova estimativa do canal aquela que provém da combinação da estimativa da resposta do canal, obtida através do bloco de treino, com a estimativa do canal adquirida pelo método de Decision-Directed. Dessa combinação resulta uma nova estimativa do canal que será usada na estimação

dos dados transmitidos no bloco seguinte. Essa estimativa do canal será combinada com a nova estimativa do canal adquirida pelo método de Decision-Directed nesse bloco. Estes passos são efectuados continuamente até o aparecimento de um novo bloco de treino onde o processo é novamente repetido.

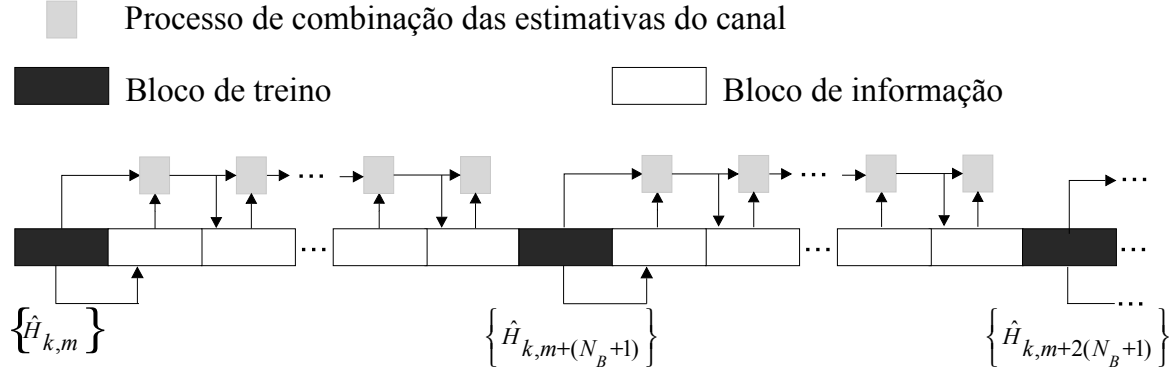


Figura 5.31: Ilustração do esquema do processo do seguimento do canal baseado na combinação de dados.

Os resultados obtidos, para o OFDM com estimação do canal baseada em seqüências de treino e em pilotos multiplexados, são apresentados nas Figuras 5.32 e 5.33 respectivamente, sendo o resultado obtido pelo SC-FDE apresentado na Figura 5.34. As curvas de desempenho, referentes à esta secção, são apresentadas no anexo C.8.

Conclui-se, através dos resultados obtidos, que este método não constitui uma alternativa ao método do seguimento de canal, apresentado na secção 5.3.2, que lhe serve de base. De facto, os desempenhos obtidos, tanto no OFDM como no SC-FDE, são inferiores (como se pode comprovar para $f_D T_B = 0.02$) e estão aliados a uma maior complexidade computacional proveniente do processo da combinação das estimativas do canal.

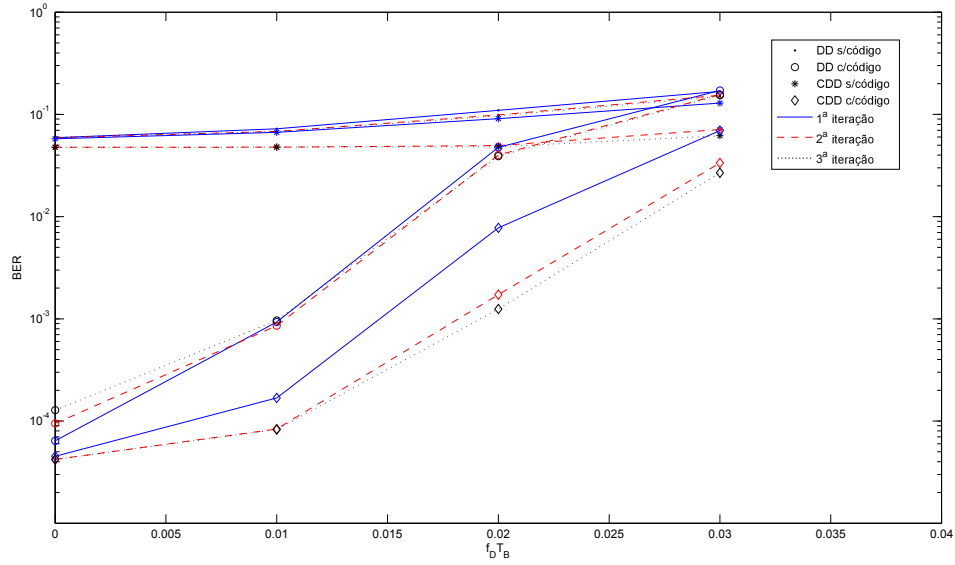


Figura 5.32: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em seqüências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

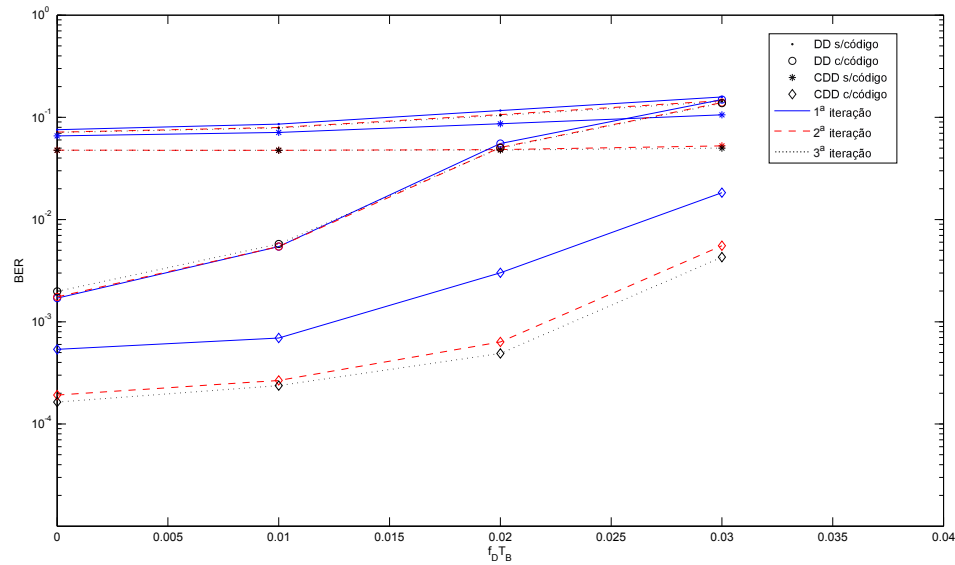


Figura 5.33: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

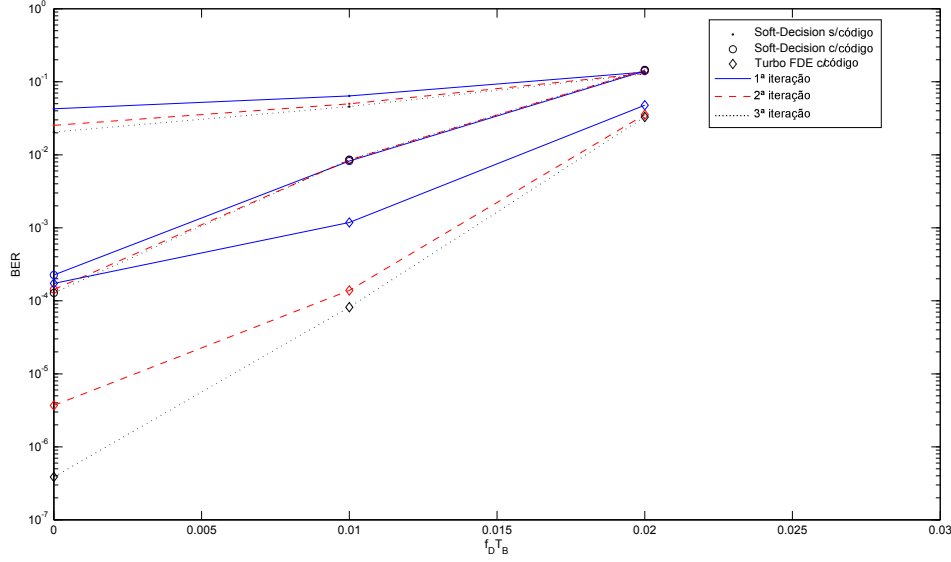


Figura 5.34: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.3.5 *Interleaving* dos dados de informação sobre a trama

Como se sabe, num canal variável no tempo, a estimativa do canal obtida através de um dado bloco de treino e a resposta do canal real que afecta os blocos de informação subsequentes vão ficando descorrelacionadas com o tempo. Se se considerar o esquema de estimação do canal ilustrado na Figura 5.9, esta descorrelação origina um aumento gradual dos erros nas estimativas dos dados com o aumento dos blocos de informação subsequentes. Portanto, do ponto de vista da trama, os erros situam-se na sua maioria nos últimos blocos.

Uma forma de reduzir o impacto negativo pode residir no interleaving dos símbolos de informação sobre a totalidade dos blocos de informação que compõem a trama, de forma a descorrelacionar os erros e maximizar desta forma o ganho de potência associado ao emprego de um código corrector de erros. A desvantagem deste procedimento reside no atraso introduzido, devido ao facto de ser necessário aguardar pela chegada de todos os blocos de uma dada trama, a fim de proceder ao processo inverso de interleaving.

Os resultados obtidos, para o OFDM com estimação do canal baseada em seqüências de treino e em pilotos multiplexados, estão apresentados nas Figuras 5.35 e 5.36 respectivamente. Constata-se que o resultado do primeiro é superior face ao resultado da estimação do canal com base em pilotos multiplexados. Verifica-se, igualmente, uma melhoria do desempenho com a utilização do processo de *interleaving* comparativamente aos resultados obtidos nas secções 5.2.3 e 5.2.4 para o OFDM. No entanto, este resultado não justifica o emprego deste método. De facto, a complexidade associada ao processo de codificação/descodificação efectuada sobre a totalidade dos símbolos de informação presentes na trama resulta num processo computacional extremamente moroso. De referir, igualmente, no tempo de espera $T_B N_B$ necessário para poder ser realizada a descodificação dos símbolos de informação transmitidos.

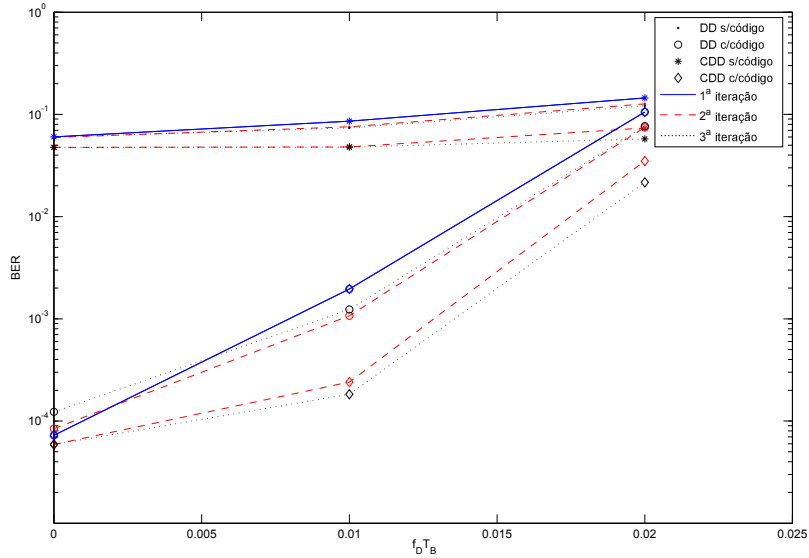


Figura 5.35: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em seqüências de treino, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

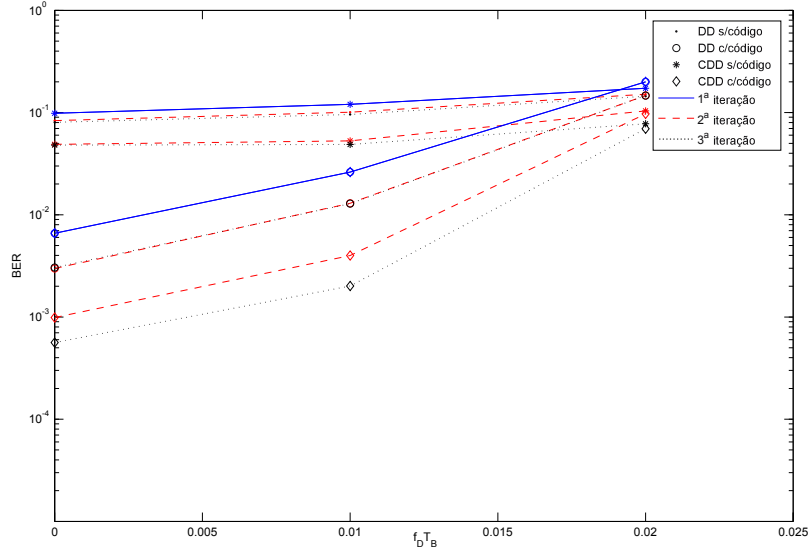


Figura 5.36: Evolução do desempenho do OFDM, com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

O resultado obtido, para o SC-FDE, está apresentado na Figura 5.37. Verifica-se, um ganho de desempenho mais significativo, comparativamente ao resultado observado na secção 5.2.3 para o SC-FDE, quando utilizado o método de Turbo FDE. Infelizmente, como referido no caso do OFDM, o processo de codificação prévia dos símbolos de informação e posterior decodificação acarreta uma complexidade extremamente elevada, acentuada quando utilizado o método de Turbo FDE. Consequentemente, este processo não constitui, igualmente, uma escolha válida para o SC-FDE. No anexo C.9 são apresentadas as curvas de desempenho referentes à esta secção.

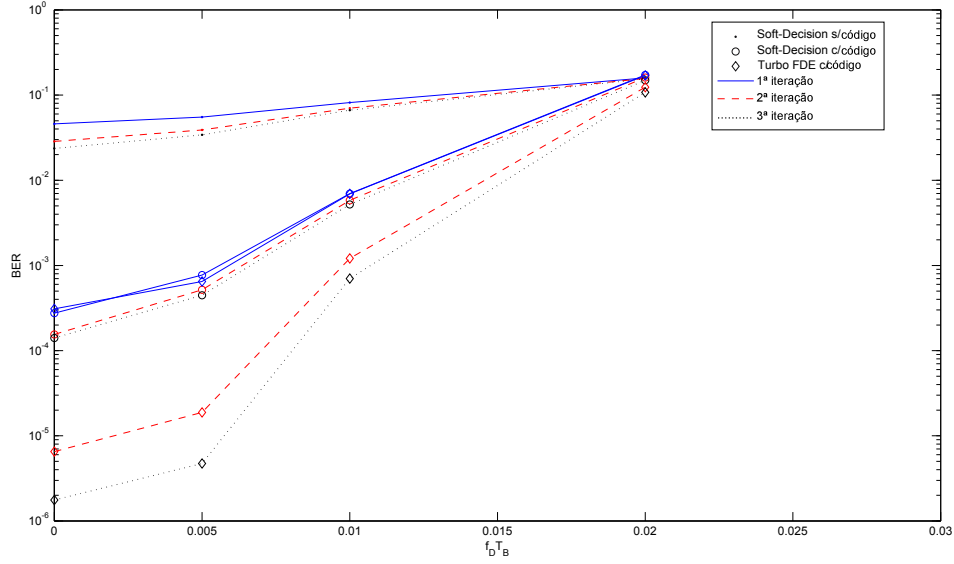


Figura 5.37: Evolução do desempenho do SC-FDE em função de $f_D T_B$ para $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB, $N_B = 10$ e $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB.

5.4 Resumo

Neste capítulo foram apresentadas diversas técnicas de seguimento de canal para o OFDM e SC-FDE. A Tabela 5.1 apresenta um resumo desses resultados. Algumas observações podem ser extraídas dessa tabela, das quais se salientam:

- A obrigatoriedade de se utilizar códigos correctores de erros como processo de decisão na saída dos dados ou na sua realimentação para se poder pretender atingir desempenhos aceitáveis com o canal (não estacionário).
- As técnicas de seguimento do canal referidas de sem actualização (secção 5.2.3), combinação dos dados (secção 5.3.4) e interleaving na frame (secção 5.3.5) são descartadas para efeitos de seguimento de canal, visto apresentarem desempenhos idênticos ou inferiores do que aqueles apresentados pelas outras técnicas consideradas com parâmetros similares.

- Verifica-se que o melhor desempenho é alcançado com o OFDM utilizando sequências de treino (TB) ou pilotos multiplexados (variante CDD com código) quando são utilizados os métodos de seguimento de canal Decision-Directed ou baseado no algoritmo LMS.
- Verifica-se que os métodos de interpolação ideal e interpolação linear providenciam um desempenho aproximadamente similar tanto no OFDM como no SC-FDE seja qual for a variante utilizada. Infelizmente no caso da interpolação ideal o atraso existente é demasiado elevado para comunicações bidireccionais em tempo real.
- Quando é requerida uma baixa complexidade do sistema, a escolha mais adequada recai no método baseado na interpolação linear (para OFDM ou SC-FDE).
- Quando se pretende minimizar o atraso, não atendendo à complexidade, a escolha mais adequada recai nos métodos baseado em Decision-Directed ou no método baseado no algoritmo LMS.

Método	OFDM/TB				OFDM/Pilotos				SC-FDE			Atraso	Overhead	Complexidade
	DD s/código	DD c/código	CDD s/código	CDD c/código	DD s/código	DD c/código	CDD s/código	CDD c/código	Soft-Dec s/código	Soft-Dec c/código	Turbo-FDE c/código			
Interpolação ideal	—	0.043	—	0.043	—	—	—	0.041	—	0.041	0.043	Alto	Baixo/Médio	Baixa/Média
Interpolação linear	—	0.037	—	0.040	—	0.0	—	0.030	—	0.031	0.035	Médio	Médio	Baixa/Média
Sem actualização	—	0.008	—	0.012	—	—	—	0.005	—	0.005	0.008	Baixo	Alto	Baixa
Decision-Directed	—	0.007	—	0.065	—	—	—	0.065	—	0.0	0.030	Baixo	Baixo	Média/Alta
Algoritmo LMS	—	0.007	—	0.065	—	—	—	0.065	—	—	—	Baixo	Baixo	Média/Alta
Combinação dos dados	—	0.010	—	0.020	—	—	—	0.025	—	0.005	0.015	Baixo/Médio	—	—
Interleaving na frame	—	0.010	—	0.013	—	—	—	0.005	—	0.007	0.012	Médio	—	—

Tabela 5.1: Tabela comparativa entre as diversas técnicas de seguimento de canal. Parâmetros de comparação:

- $f_D T_B$ máximo alcançado para um $\text{BER} = 10^{-3}$ para as diversas variantes do OFDM e SC-FDE consideradas neste trabalho (3ª iteração dos respectivos métodos) com $\frac{E_B}{N_0} = 6$ dB
- atraso
- *overhead*
- complexidade

Capítulo 6

Conclusões

Neste capítulo, são apresentadas as conclusões gerais, concluindo com umas possíveis linhas de investigação futura.

6.1 Conclusões gerais

Pretendeu-se, com este trabalho, analisar o impacto de técnicas de estimação e seguimento de canal para sistemas de satélite utilizando OFDM e SC-FDE.

No Capítulo 2 foi feita uma breve introdução aos sistemas de satélites. Realçou-se os problemas inerentes à comunicação por satélites situados na órbita LEO, com especial ênfase no efeito de Doppler. Foram descritos aspectos de propagação, tais como a propagação multipercurso e o espalhamento de Doppler, e procedeu-se à caracterização do modelo de canal considerado no âmbito desta tese.

No Capítulo 3 foram caracterizados duas técnicas de modulação para canais dispersivos, nomeadamente o OFDM e o SC-FDE, começando por demonstrar o princípio base da igualização no domínio da frequência realizada por ambas. Descreve-se, de forma mais pormenorizada, o OFDM realçando a ortogonalidade dos seus espectros, o benefício da codificação e *interleaving*

dos dados transmitidos, as suas estruturas de emissão/recepção e o tipo de igualização considerada para esta técnica de modulação. Para o SC-FDE recorreu-se à igualização do canal através da técnica IB-DFE, bem como suas respectivas variantes "Soft-Decision" e Turbo FDE, no âmbito desta tese. Conclui-se o capítulo com uma breve comparação entre ambas as técnicas de modulação.

O Capítulo 4 descreveu as técnicas de estimação de canal empregadas, pelas técnicas de transmissão por bloco OFDM e SC-FDE, no âmbito das simulações efectuadas no Capítulo 5. Foram apresentadas como técnicas de estimação de canal, a estimação do canal baseada em sequências de treino, utilizada pelo OFDM e SC-FDE, e a estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, apenas utilizada no caso do OFDM neste trabalho. Constatou-se, o bom desempenho deste último. Contudo, como esperado existe uma degradação de desempenho, comparativamente ao uso das sequências de treino. No entanto, o menor desempenho é compensado pelo menor *overhead* associado ao envio dos símbolos de referência.

Verificou-se, o melhor desempenho obtido pelo SC-FDE quando utilizadas às sequências de Chu no processo de envio dos blocos de treino, comparativamente à sua não utilização e estimação do canal do tipo ZF ou MMSE. De facto, um sinal típico SC-FDE apresenta frequentemente valores muito próximos de zero que podem repercutir-se numa estimação do canal pouco fidedigna.

Demonstrou-se, para o caso da estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, que existe um valor máximo, associado ao número de raios considerados para um dado canal, para o qual o espaçamento dos pilotos num dado bloco de treino não permite obter uma estimativa do canal correcta, ou seja, neste caso sem efeito de *aliasing*.

Foi apresentado na secção 4.1.3, para o OFDM, um método de refinamento da estimação do canal através de um processo de Decision-Directed, em que duas variantes são possíveis. Uma menos complexa que não utiliza a decisão efectuada pelo código corrector de erros no seu processo iterativo (referida nesta tese de DD - Decision-Directed), e outra com um nível de complexidade mais elevado (referida nesta tese de CDD - Coded Decision-Directed), que utiliza um processo iterativo de decodificação/codificação dos dados estimados de forma melhorar

a estimativa do canal proporcionando nova estimativa dos dados de informação transmitidos. Verificou-se, um desempenho superior deste método comparativamente a sua não utilização (1^a iteração do processo). Convém salientar, que o ganho de potência, utilizando a variante CDD, comprovou-se ser bastante mais significativo quando a potência dos símbolos de referência diminuía.

Apresentou-se, igualmente, um método para melhorar a estimativa de um canal estacionário através da combinação de estimativas do canal (adquiridas a partir de um bloco de treino ou dos dados transmitidos). Os resultados obtidos, com este método, revelam-se pouco vantajosos para o caso do SC-FDE, tendo em conta o aumento na complexidade que acarreta este método. No entanto, no caso do OFDM, observou-se que os resultados obtidos na 1^a iteração desse método coincidiam, aproximadamente, com os resultados obtidos em iterações mais elevadas do método de estimação de canal que apenas utiliza a estimativa adquirida através do bloco de treino. Conclui-se portanto, que este método só constitui uma escolha válida, para o OFDM, se a complexidade inerente à combinação das estimativas do canal for menor do que a complexidade associada ao processo iterativo desse método.

Outra constatação, incidiu no facto do SC-FDE apresentar uma degradação do desempenho mais significativa, comparativamente ao caso do OFDM, com a diminuição da potência dos símbolos de referência do bloco de treino.

Por fim, verificou-se que para qualquer técnica de estimação de canal, utilizada neste trabalho, a relação óptima entre o desempenho obtido e a potência P_p empregue nos símbolos de referência relativamente à potência P_s dos símbolos dos dados de informação é de aproximadamente $\frac{P_p}{P_s} \approx -5 \text{ dB}$, tanto no OFDM como no SC-FDE.

No Capítulo 5 foi apresentada a descrição das técnicas de seguimento de canal consideradas no âmbito deste trabalho para o OFDM e SC-FDE. Começou-se por demonstrar as limitações inerentes ao seguimento do canal através de técnicas de interpolação. Apresentou-se os resultados obtidos pelo seguimento do canal baseado na interpolação ideal, que provaram a exactidão do valor máximo para $f_D T_B$ previsto, anteriormente, para o qual ainda é possível efectuar

o seguimento do canal. Seguidamente, verificou-se que a técnica de seguimento de canal baseado no método de interpolação linear constitui uma escolha valida para o OFDM como para o SC-FDE. Demonstrou-se que este método permite um seguimento do canal, embora aquém comparativamente à interpolação ideal, desde que a frequência de amostragem esteja de acordo com a taxa de variação do canal (tempo de coerência/espalhamento de Doppler), ou semelhantemente, o número de blocos de dados de informação entre blocos de treino consecutivos seja o adequado.

Verificou-se, o limite em função de $f_D T_B$ para a qual uma estimativa obtida num dado bloco possa ser ainda adequada para estimar correctamente os dados transmitidos no bloco seguinte. No caso do OFDM, como se comprovou pelas resultados obtidos da Tabela 5.1 da secção 5.4, os valores observados em função do desvio máximo de Doppler foram $f_D T_B N_B < 0.65$ sendo no caso do SC-FDE para $f_D T_B N_B < 0.3$. Desse resultado, constatou-se a maior sensibilidade do SC-FDE, comparativamente ao OFDM, face à utilização de estimativas do canal menos correlacionadas com a resposta do canal real, resultando na necessidade do SC-FDE empregar estimativas do canal mais fidedignas de forma a atingir desempenhos similares ao OFDM.

Constatou-se o bom desempenho do método de seguimento de canal baseado em Decision-Directed, no caso do OFDM, permitindo o seguimento do canal até $f_D T_B N_B = 0.65$. Esse valor coincide com o valor limite para o desvio máximo de Doppler discutido anteriormente. No entanto, é necessário referir que esse desempenho é apenas alcançado se for utilizado o método referido nesta tese como CDD (Coded Decision-Directed), que aumenta a probabilidade de realizar uma decisão correcta dos dados transmitidos e por conseguinte alcançar uma actualização da estimativa do canal mais fidedigna, mas acarretando um aumento da complexidade do processo. O desempenho do SC-FDE com este método ficou muito aquém do observado para o OFDM. Isto deve-se ao facto da actualização da estimativa do canal ser efectuada no domínio da frequência e portanto com base na representação na frequência dos dados estimados, que no caso do SC-FDE possui flutuações de amplitude muito elevadas.

Verificou-se, no caso do seguimento de canal através do algoritmo LMS, um desempenho similar

ao método de seguimento de canal baseado em Decision-Directed. Apenas no caso do SC-FDE os resultados dos desempenhos se revelaram significativamente inferiores, concluindo que essa técnica de seguimento não lhe é adequada.

O seguimento de canal através da combinação de dados revelou-se não constituir uma alternativa comparativamente à técnica de seguimento de canal que lhe serve de base, ou seja, o seguimento de canal baseado em Decision-Directed, apresentando desempenhos inferiores além de possuir uma complexidade de processo superior.

Demonstrou-se o benefício, tanto no OFDM como no SC-FDE, da utilização do método de *interleaving* e codificação dos símbolos de informação sobre a totalidade da trama (bloco de treino e respectivos blocos de dados). Infelizmente, este método repercute-se tremendamente no aumento da complexidade relativo à codificação e decodificação dos símbolos transmitidos e na introdução de um tempo de espera, não negligenciável, para execução desse processo de decodificação no receptor.

Como conclusão geral, é possível afirmar a melhor aptidão do OFDM para efeitos de seguimento de canal. De facto verificou-se um melhor desempenho desse último, comparativamente ao SC-FDE, em todas as técnicas de seguimento de canal consideradas.

6.2 Linhas de investigação futuras

Como aspectos de investigação futura, identificou-se como assuntos complementares ao trabalho realizado no âmbito desta tese os seguintes:

- **O impacto da diversidade espacial**

A diversidade espacial, que não foi considerada na presente tese, poderá revelar-se um contributo importante para a melhoria do desempenho obtido nas diversas técnicas de seguimento de canal consideradas.

- **Utilização de um modelo, distinto do modelo de Jakes, para caracterização**

do espalhamento de Doppler

O modelo de Jakes pressupõe uma série de assumpções que nem sempre se revelam adequadas relativamente ao cenário considerado. A utilização de um outro modelo, para caracterização do espalhamento de Doppler, poderá resultar numa mudança drástica dos resultados obtidos nesta tese.

- **Utilização de técnicas de seguimento de canal que empregam métodos de predição**

Como referido nesta tese, existe um valor limite do tempo de coerência do canal (espalhamento de Doppler) a partir do qual a estimação do canal obtida num dado bloco não é adequada para a estimação dos dados transmitidos no bloco seguinte, por conseguinte será necessário recorrer a métodos de predição de forma a estimar, continuamente, a resposta do canal que os blocos irão experienciar.

Apêndice A

Estimador MMSE

O estimador MMSE minimiza o erro quadrático médio entre uma resposta pretendida e a sua estimação [Hay91]. A estimação $\hat{d}_n$ à saída do estimador, relativo ao valor pretendido d_n , num dado instante n é obtida através

$$\hat{d}_n = \sum_{i=0}^{N-1} w_i^* u_{n-i+1}, \quad (\text{A.1})$$

em que w_i representa os pesos de ganho, N é a ordem do estimador e u_n representa o valor de entrada do estimador no instante n .

Admitindo uma ordem do estimador unitária e um peso diferente associado a cada instante n , (A.1) pode ser reescrita da seguinte forma

$$\hat{d}_n = w_n^* u_n. \quad (\text{A.2})$$

Neste caso, o estimador MMSE minimiza o erro de estimação e_n definido por

$$\begin{aligned} e_n &= d_n - \hat{d}_n \\ &= d_n - w_n^* u_n. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Consideremos $J(w_n)$, o índice de desempenho, como o valor quadrático médio do erro de estimação definido por

$$J(w_n) = E [e(n)e^*(n)], \quad (\text{A.4})$$

em que $(*)$ define o complexo conjugado.

O peso de ganho w_n é obtido de forma a minimizar esse índice de desempenho obtendo-se dessa forma o valor óptimo para w_n no contexto do MMSE.

Substituindo a expressão (A.3) em (A.4), tem-se

$$J(w_n) = E [(d_n - w_n^* u_n) (d_n^* - w_n u_n^*)]. \quad (\text{A.5})$$

Considerando w_n constante e desenvolvendo (A.5) obtém-se o seguinte índice de desempenho

$$J(w_n) = E [d_n d_n^*] - E [d_n u_n^*] w_n - E [u_n d_n^*] w_n^* + w_n^* E [u_n u_n^*] w_n. \quad (\text{A.6})$$

Assume-se que ambos u_n e d_n são juntamente estacionários, logo é possível interpretar $E [d_n d_n^*]$ como sendo a variância da resposta pretendida d_n de média nula. Logo

$$\sigma_{d_n}^2 = E [d_n d_n^*]. \quad (\text{A.7})$$

Achar o valor óptimo para w_n consiste simplesmente em derivar $J(w_n)$ em ordem a w_n e igualar a zero. Considera-se w_n um valor complexo descrito por

$$w_n = a_n + j b_n, \quad (\text{A.8})$$

em que a_n e b_n são a parte real e imaginária de w_n respectivamente. Substituindo (A.8) em (A.6), obtém-se

$$J(w_n) = E [d_n d_n^*] - E [d_n u_n^*] (a_n + j b_n) - E [u_n d_n^*] (a_n - j b_n) + (a_n - j b_n) E [u_n u_n^*] (a_n + j b_n). \quad (\text{A.9})$$

A derivada de $J(w)$ em ordem a w_n é definida por

$$\frac{dJ(w_n)}{dw_n} = \frac{\partial J}{\partial a_n} + j \frac{\partial J}{\partial b_n}. \quad (\text{A.10})$$

Derivando em primeiro lugar $J(w_n)$ em ordem a a_n tem-se

$$\frac{\partial J}{\partial a_n} = 2E[u_n u_n^*] a_n - E[d_n u_n^*] - E[u_n d_n^*], \quad (\text{A.11})$$

derivando em ordem a b_n , obtém-se

$$\frac{\partial J}{\partial b_n} = 2E[u_n u_n^*] b_n - E[d_n u_n^*] j + E[u_n d_n^*] j. \quad (\text{A.12})$$

Substituindo as expressões (A.11) e (A.12) em (A.10) resulta

$$\begin{aligned} \frac{dJ(w_n)}{dw_n} &= 2E[u_n u_n^*] a_n - E[d_n u_n^*] - E[u_n d_n^*] + j(2E[u_n u_n^*] b_n - E[d_n u_n^*] j + E[u_n d_n^*] j) \\ \iff \frac{dJ(w_n)}{dw_n} &= 2E[u_n u_n^*] a_n + 2E[u_n u_n^*] j b_n - 2E[u_n d_n^*] \\ \iff \frac{dJ(w_n)}{dw_n} &= 2E[u_n u_n^*] (a_n + j b_n) - 2E[u_n d_n^*] \\ \iff \frac{dJ(w_n)}{dw_n} &= 2E[u_n u_n^*] w_n - 2E[u_n d_n^*]. \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Igualando (A.13) a zero, obtém-se a equação

$$2E[u_n u_n^*] w_n - 2E[u_n d_n^*] = 0, \quad (\text{A.14})$$

cuja solução coincide com o valor óptimo para w_n , dado por

$$w_n = \frac{E[u_n d_n^*]}{E[u_n u_n^*]}. \quad (\text{A.15})$$

Apêndice B

Algoritmo LMS

O algoritmo LMS consiste num algoritmo que pretende minimizar o erro quadrático médio entre uma resposta pretendida d_n e a sua estimação $\hat{d}_n$, num dado instante de tempo n [Hay91].

Considerando os cálculos efectuados no caso do estimador de mínimo erro quadrático médio (apêndice A) e assumindo a mesma anotação, tem-se $J(w_n)$ o índice de desempenho definido por

$$J(w_n) = E[d_n d_n^*] - E[d_n u_n^*] w_n - E[u_n d_n^*] w_n^* + w_n^* E[u_n u_n^*] w_n, \quad (\text{B.1})$$

em que w_n representa o peso de ganho e u_n o valor de entrada do estimador no instante n .

Através do método de descida do gradiente, no intuito de encontrar o mínimo local de $J(w_n)$, obtém-se que o peso de ganho w no instante $n+1$ pode ser calculado usando a seguinte relação

$$w_{n+1} = w_n + \frac{1}{2} \mu [-\nabla_n], \quad (\text{B.2})$$

em que μ representa um valor escalar positivo e ∇_n define o gradiente do mínimo erro quadrático $J(w_n)$ no instante de tempo n .

De (A.13), sabemos que a diferenciação de $J(w_n)$ em ordem a w_n é descrita por

$$\frac{dJ(w_n)}{dw_n} = 2E[u_n u_n^*] w_n - 2E[u_n d_n^*]. \quad (\text{B.3})$$

Por conseguinte tem-se

$$\nabla_n = \frac{dJ(w_n)}{dw_n} = 2E[u_n u_n^*] w_n - 2E[u_n d_n^*]. \quad (\text{B.4})$$

Substituindo (B.4) em (B.2) encontramos a actualização do peso de ganho w_n através

$$\begin{aligned} w_{n+1} &= w_n + \frac{1}{2}\mu [-(2E[u_n u_n^*] w_n - 2E[u_n d_n^*])] \\ &= w_n + \mu [-(E[u_n u_n^*] w_n - E[u_n d_n^*])] \\ &= w_n + \mu E[u_n] (E[d_n^*] - E[u_n^*] w_n). \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Claramente o parâmetro μ representa o peso do valor desejado relativo a correcção incremental efectuada sobre w_n .

Reconhece-se $(E[d_n^*] - E[u_n^*] w_n)$ como sendo o conjugado do erro associado a estimação d_n definido por

$$\begin{aligned} e_n &= d_n - \hat{d}_n \\ &= d_n - w_n^* u_n. \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Finalmente deste modo podemos escrever

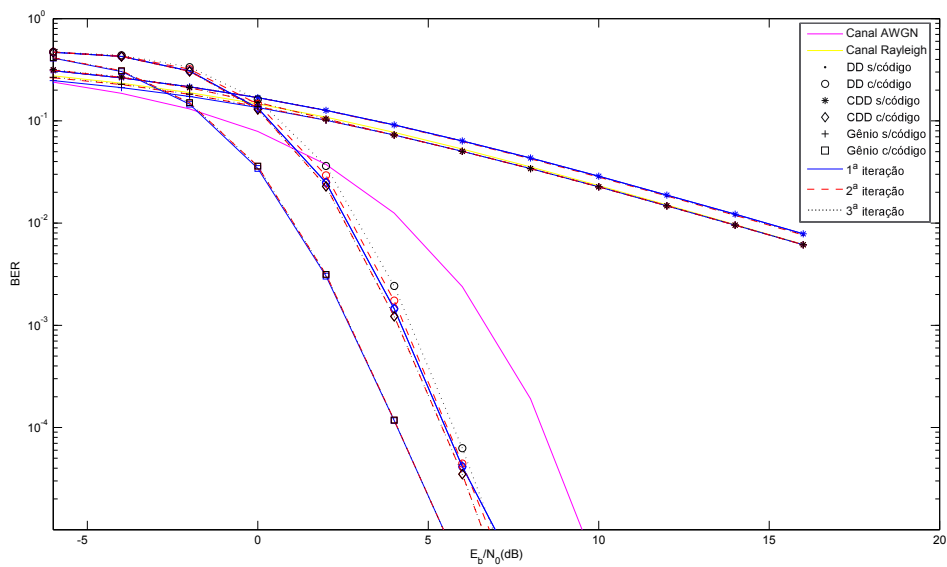
$$w_{n+1} = w_n + \mu E[u_n] e_n^* \quad (\text{B.7})$$

O processo do algoritmo dos mínimos quadrados médios é efectuado utilizando essas duas últimas relações.

Apêndice C

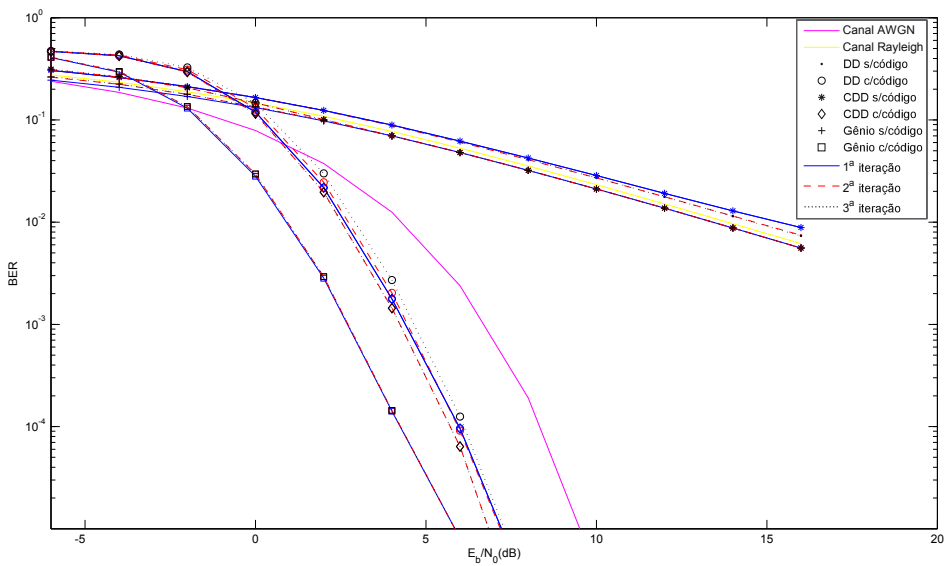
Curvas de desempenho complementares

C.1 Curvas de desempenho referentes à interpolação ideal



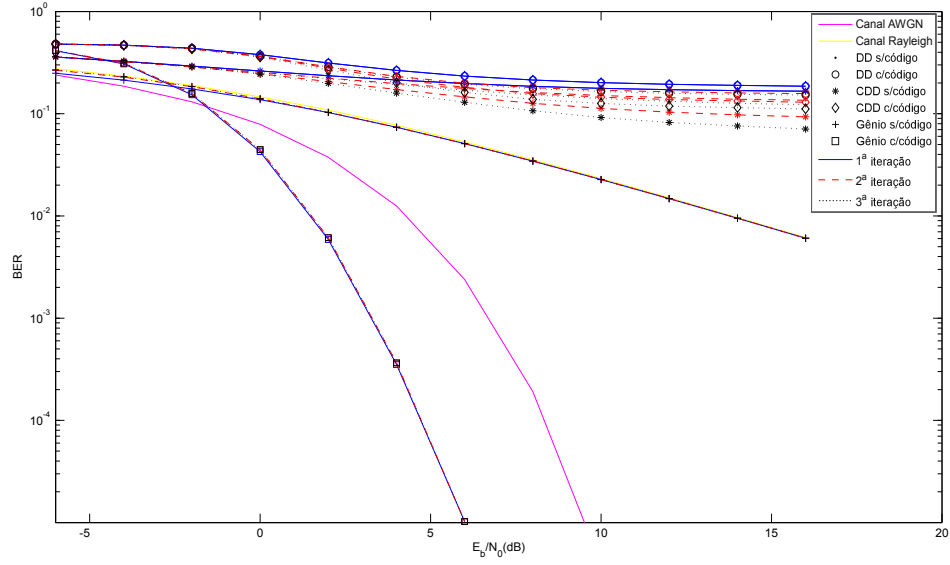
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.1



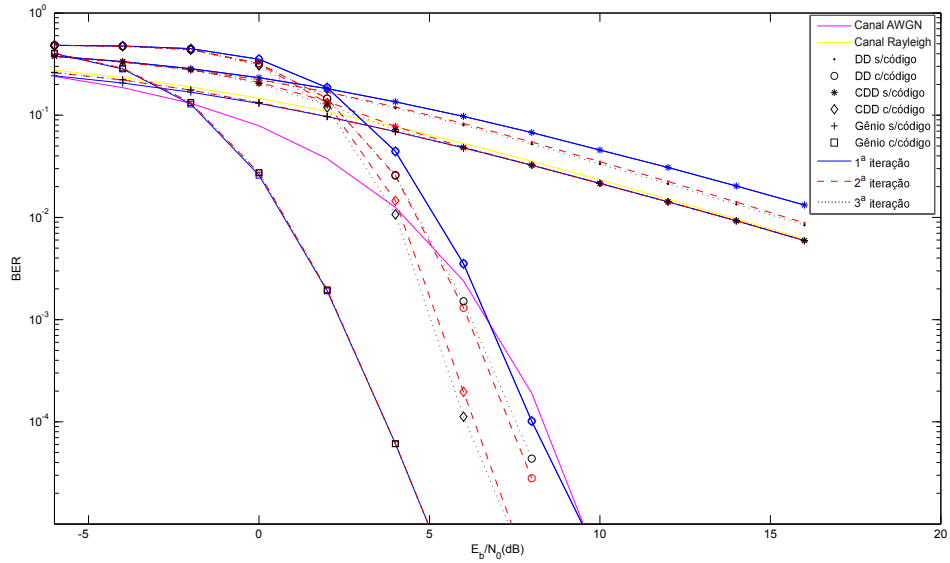
(b) $f_D T_B = 0.04$

Figura C.1



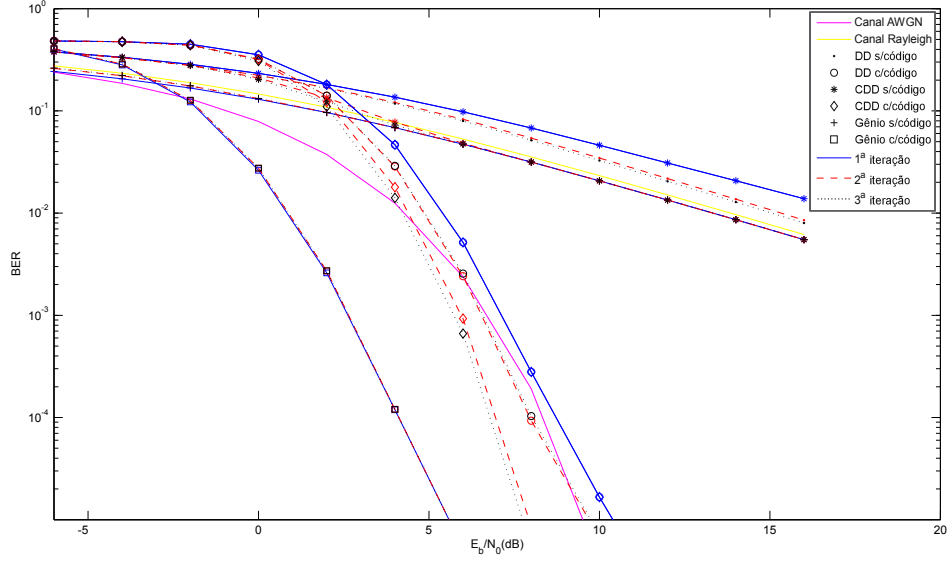
(c) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.1: Curvas de desempenho do OFDM (referentes à interpolação ideal) com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



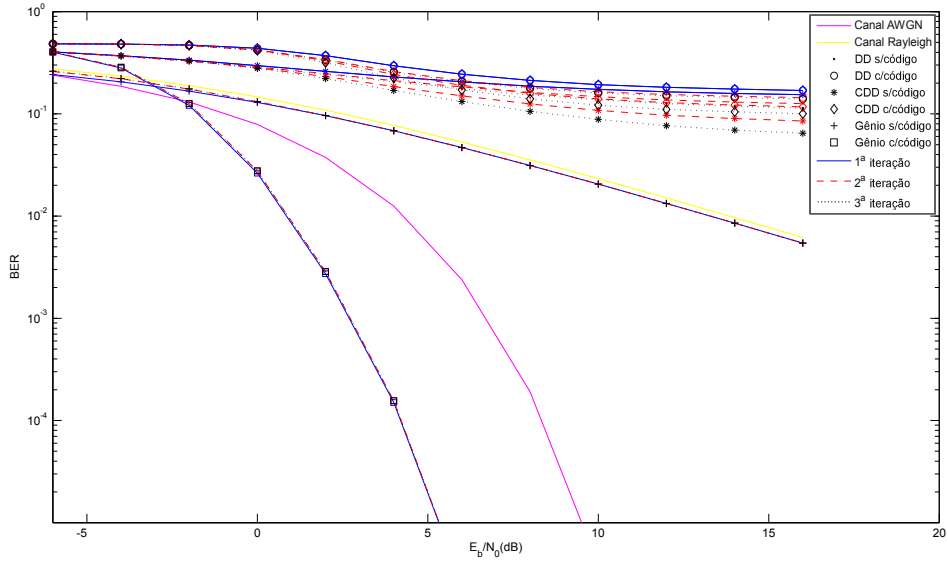
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.2



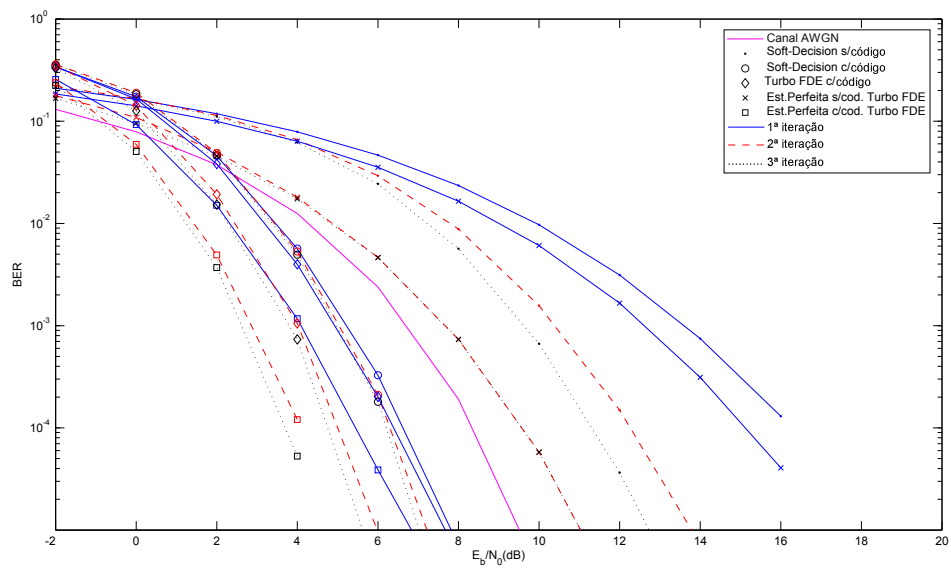
(b) $f_D T_B = 0.04$

Figura C.2



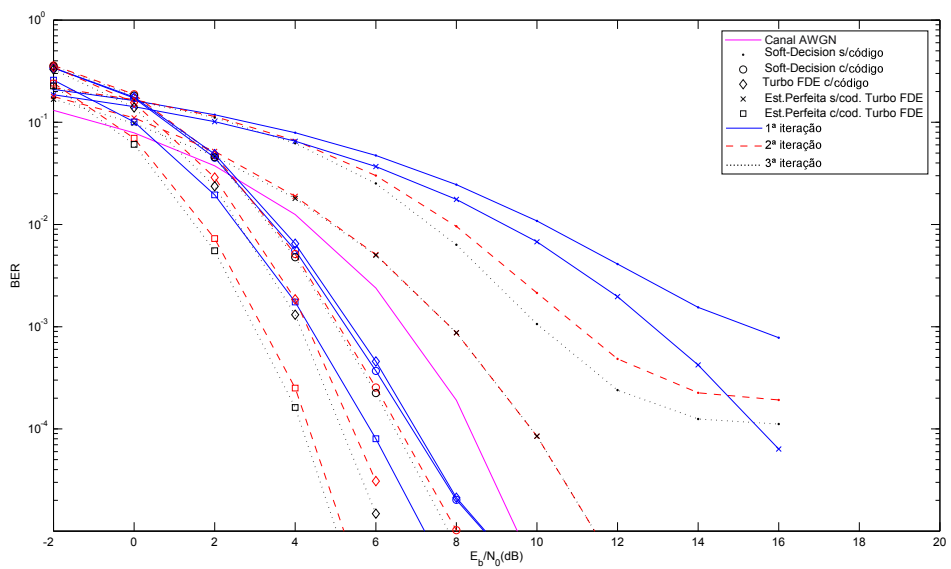
(c) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.2: Curvas de desempenho do OFDM (referentes à interpolação ideal) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



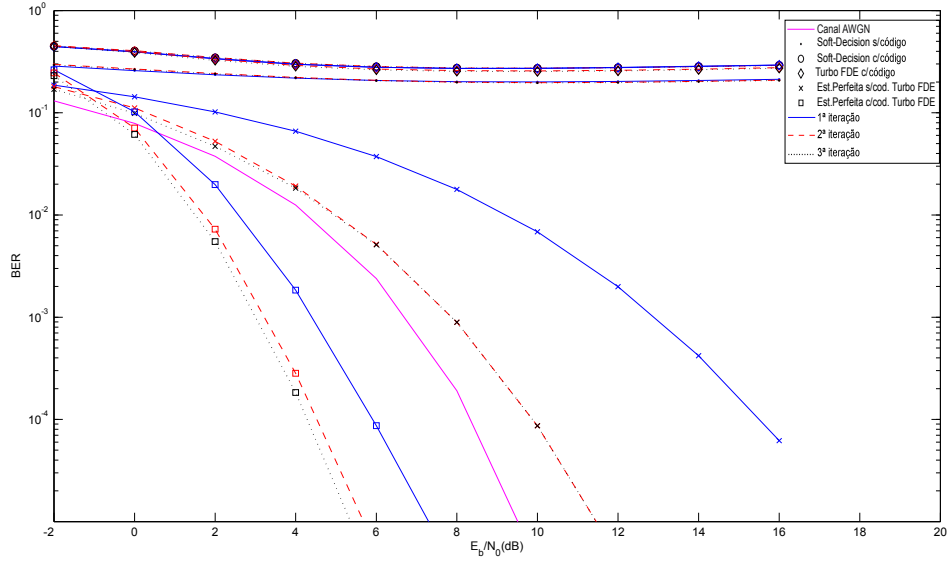
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.3



(b) $f_D T_B = 0.04$

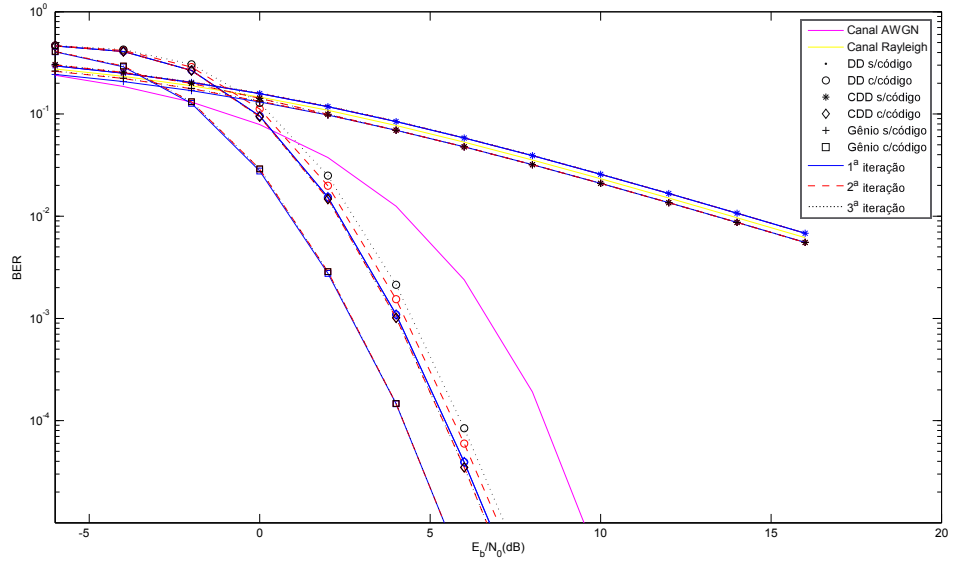
Figura C.3



(c) $f_D T_B = 0.05$

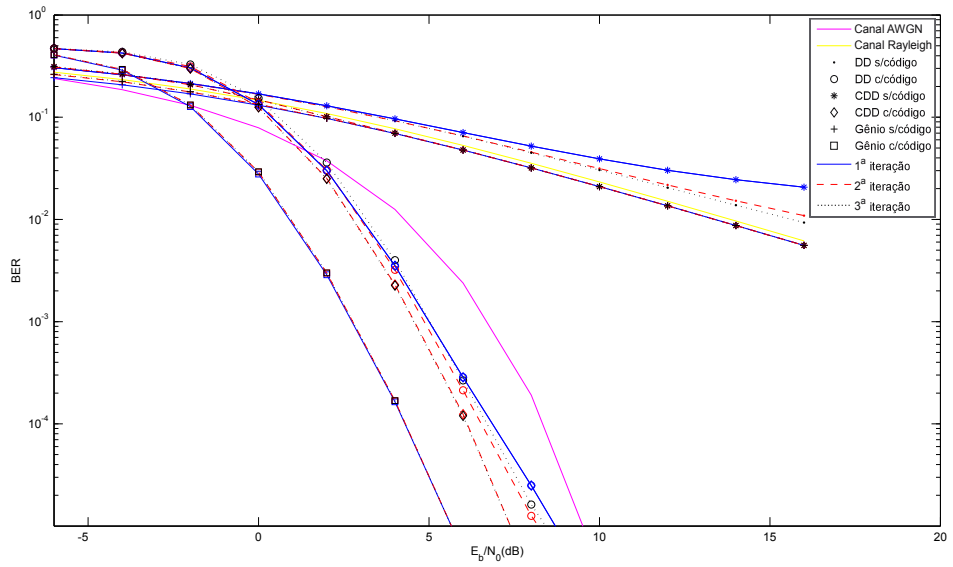
Figura C.3: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes à interpolação ideal) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

C.2 Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear



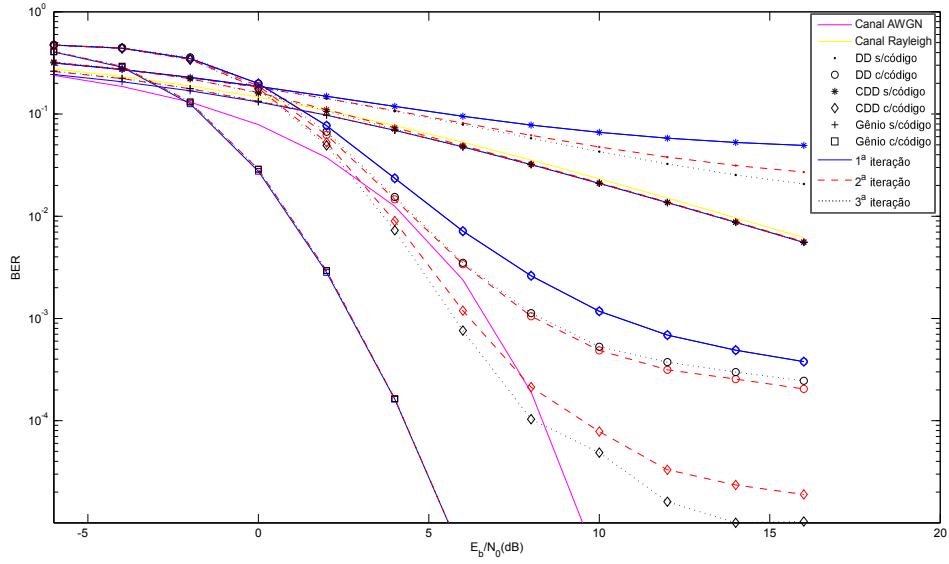
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.4



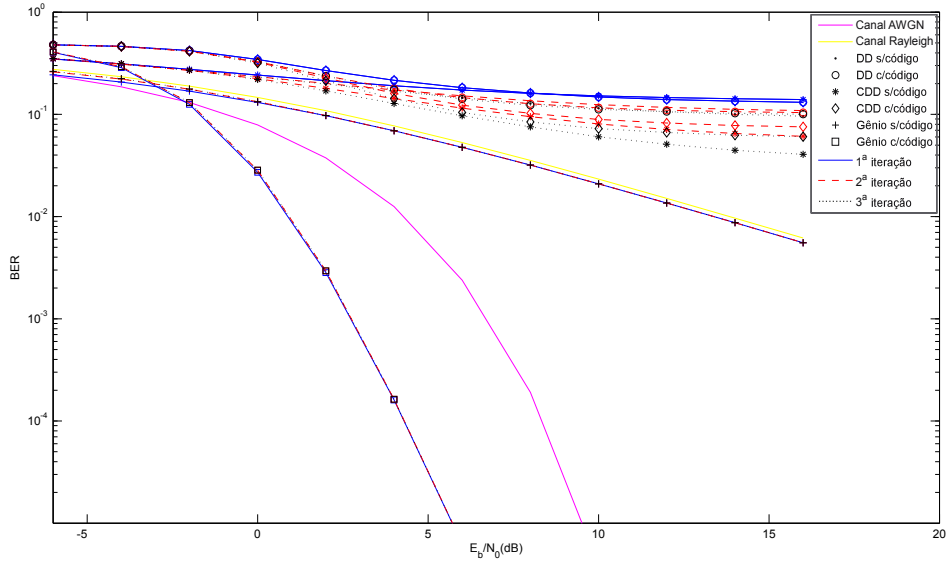
(b) $f_D T_B = 0.03$

Figura C.4



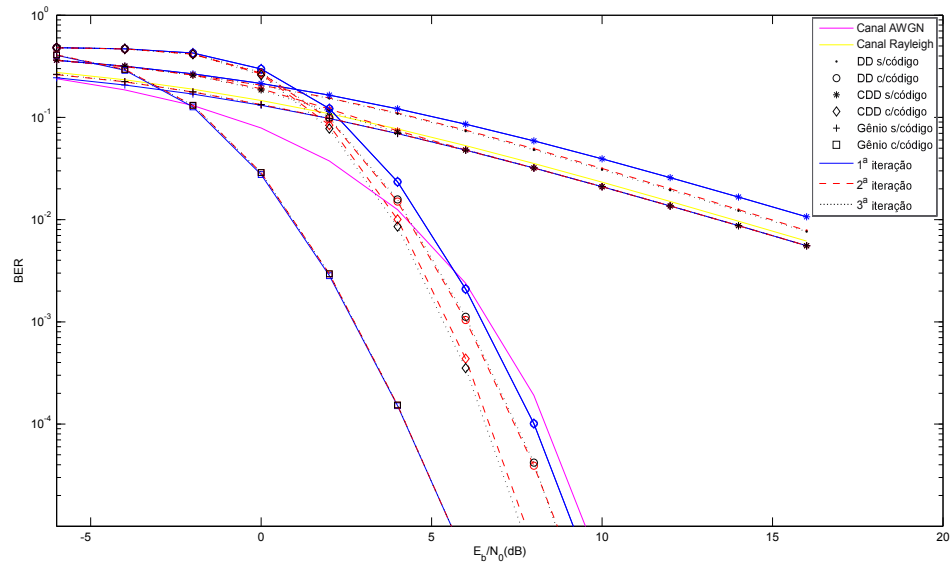
(c) $f_D T_B = 0.04$

Figura C.4



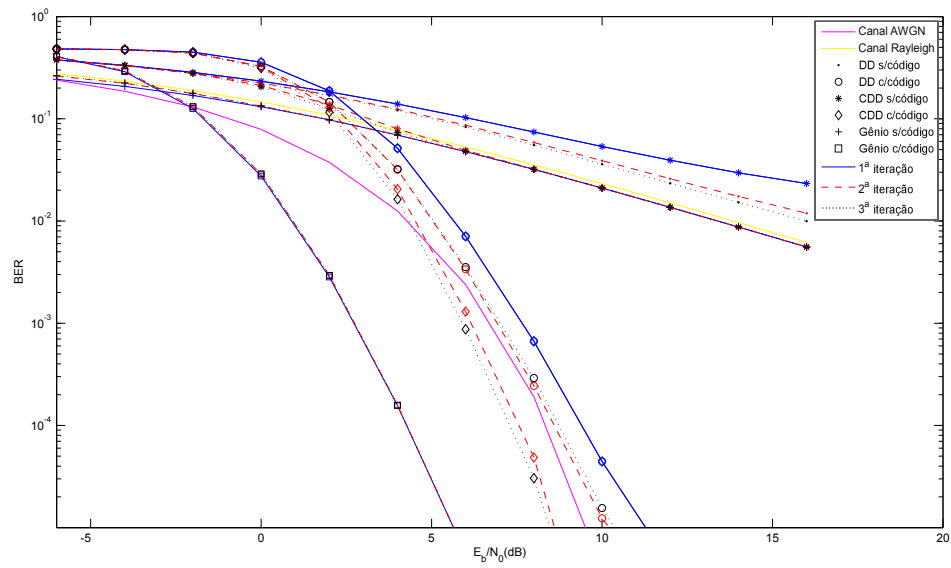
(d) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.4: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



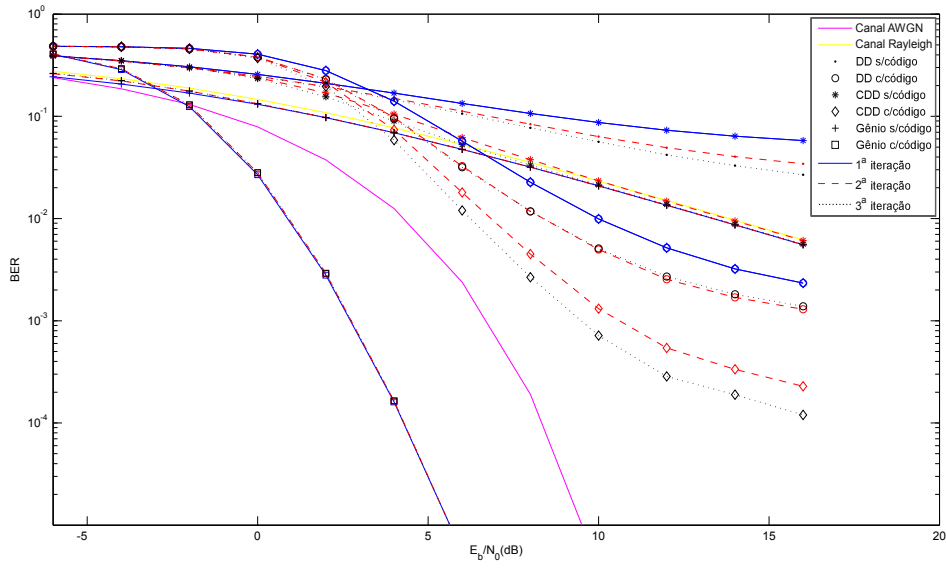
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.5



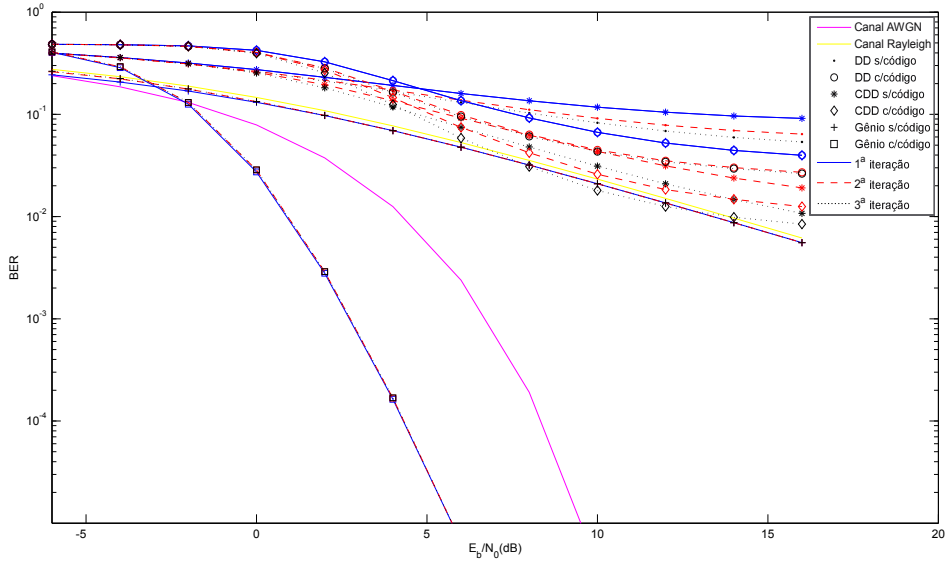
(b) $f_D T_B = 0.03$

Figura C.5



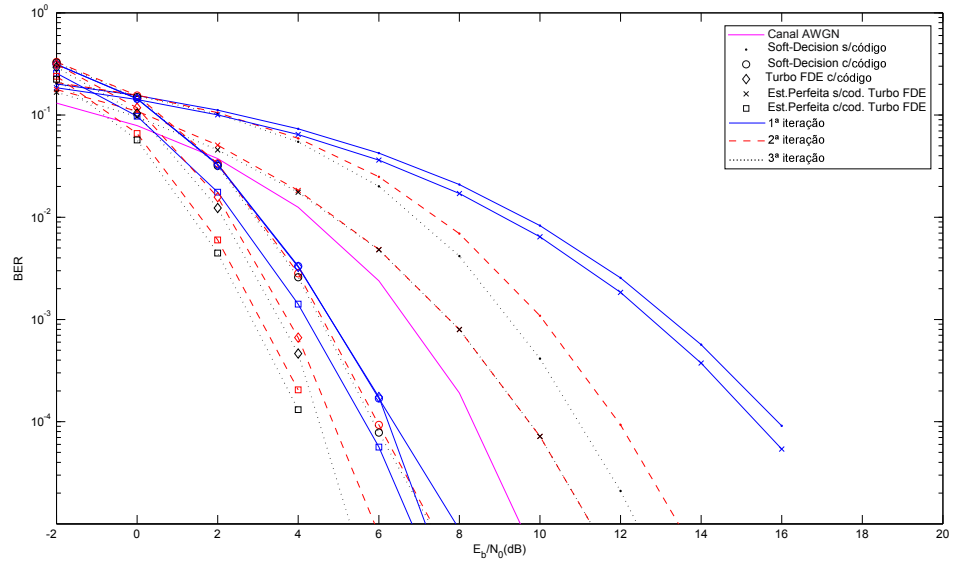
(c) $f_D T_B = 0.04$

Figura C.5



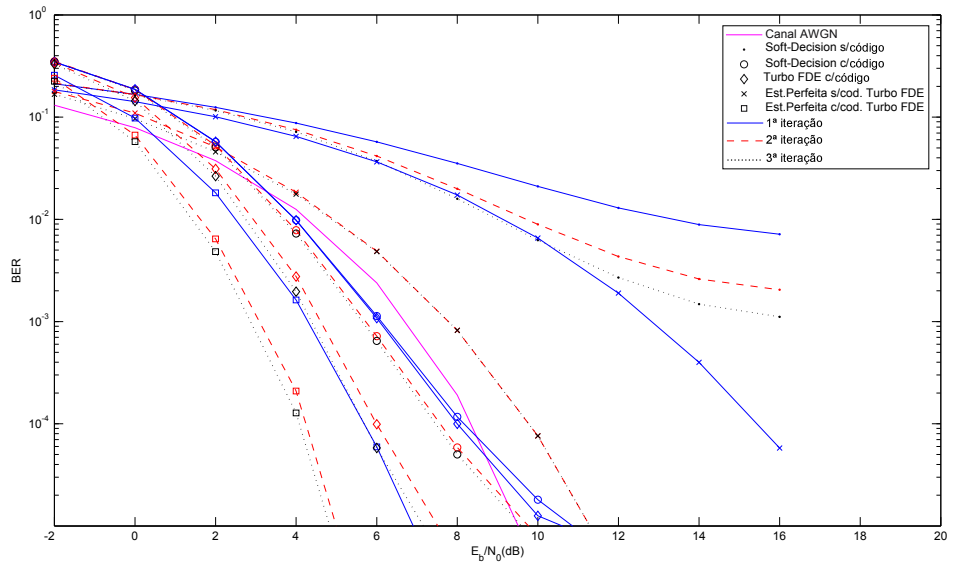
(d) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.5: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



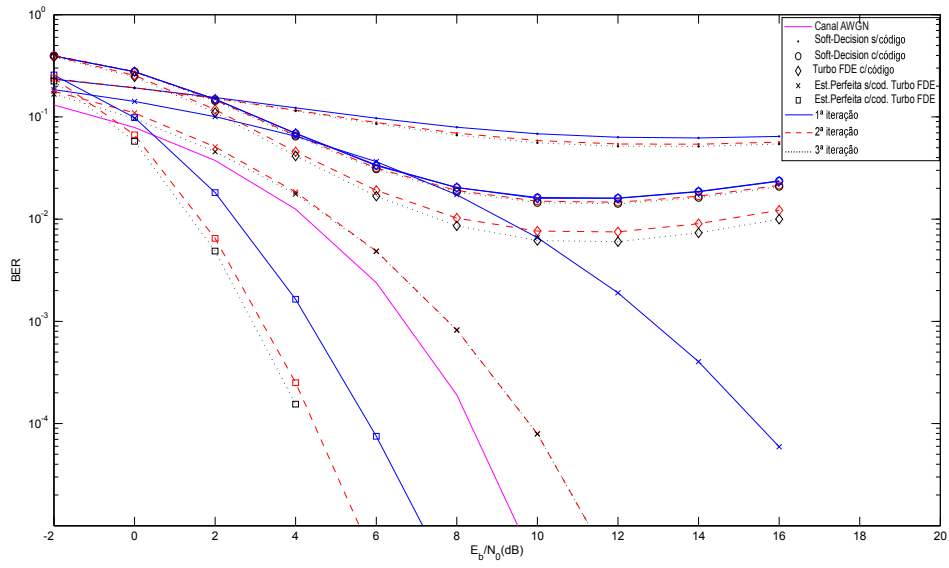
(a) $f_D = 0$

Figura C.6



(b) $f_D = 0.03$

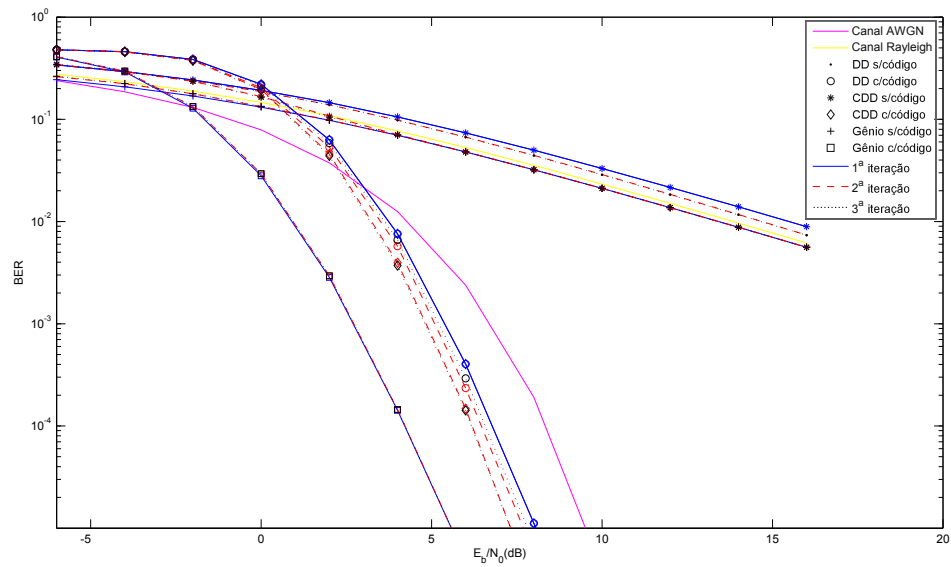
Figura C.6



(c) $f_D = 0.04$

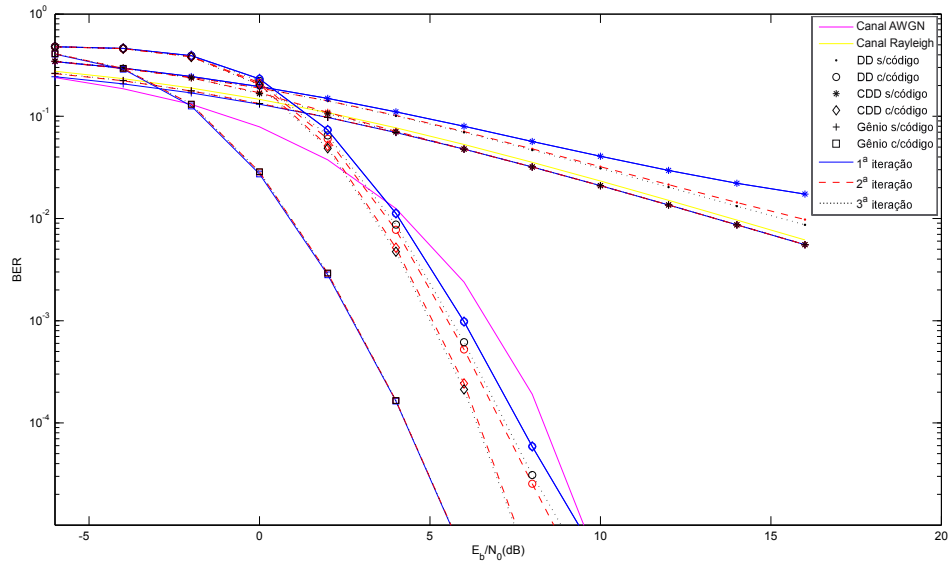
Figura C.6: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado na interpolação linear) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

C.3 Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino



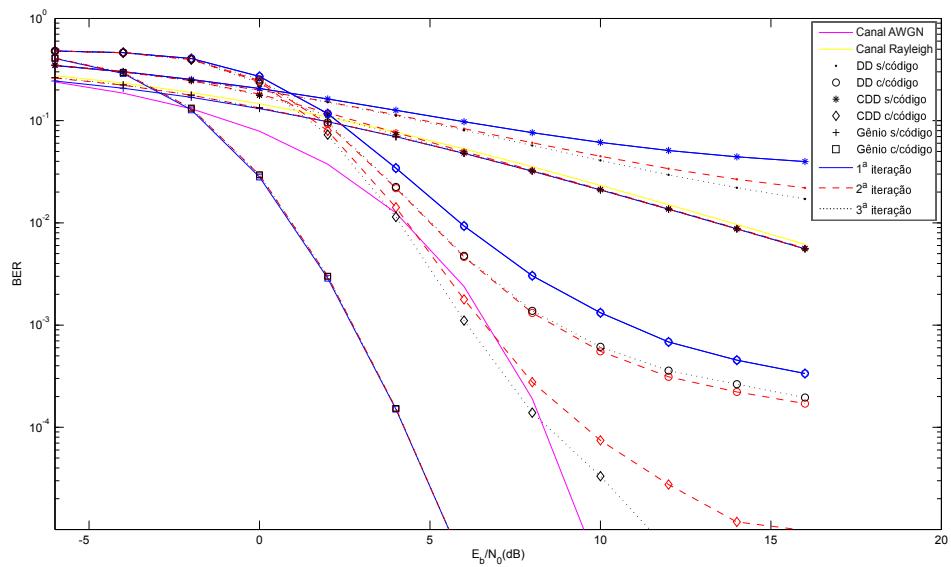
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.7



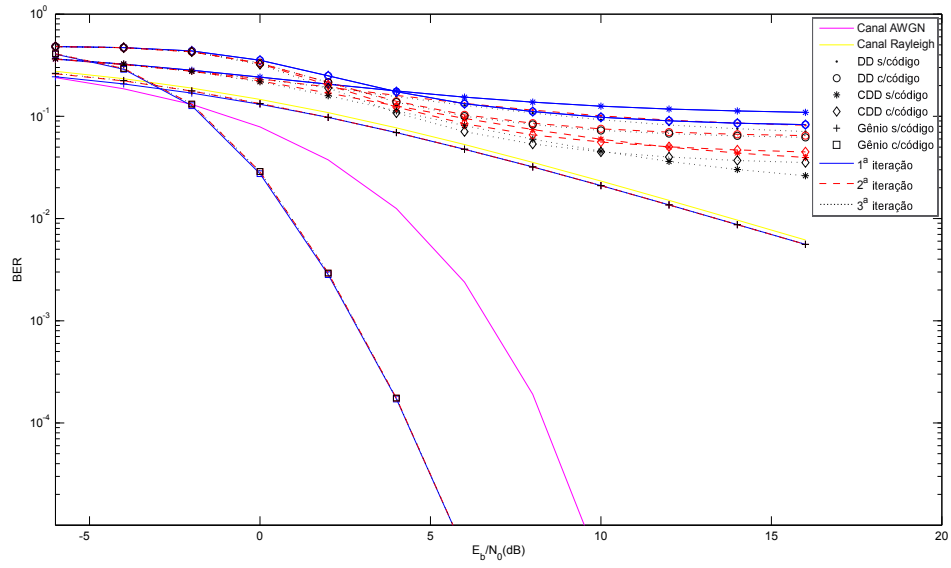
(b) $f_D T_B = 0.005$

Figura C.7



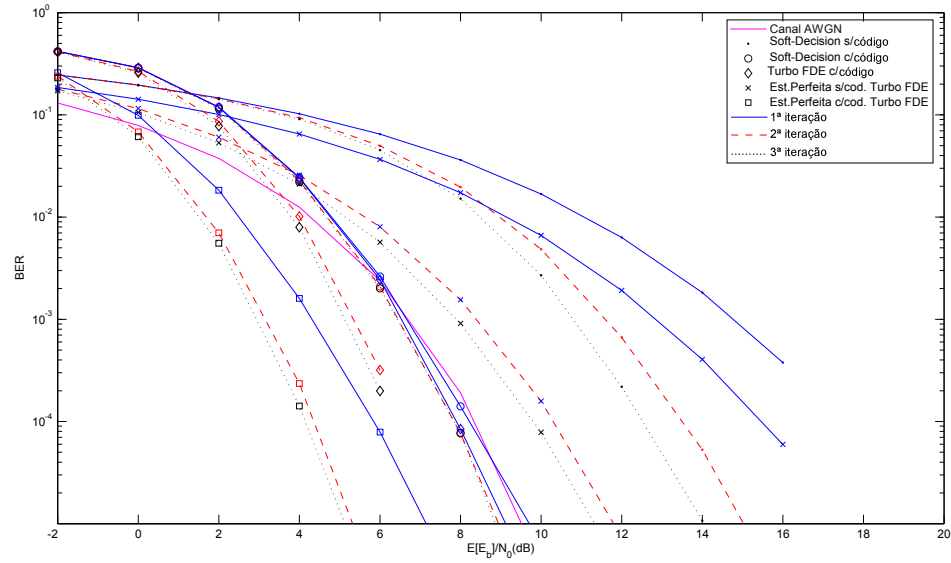
(c) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.7



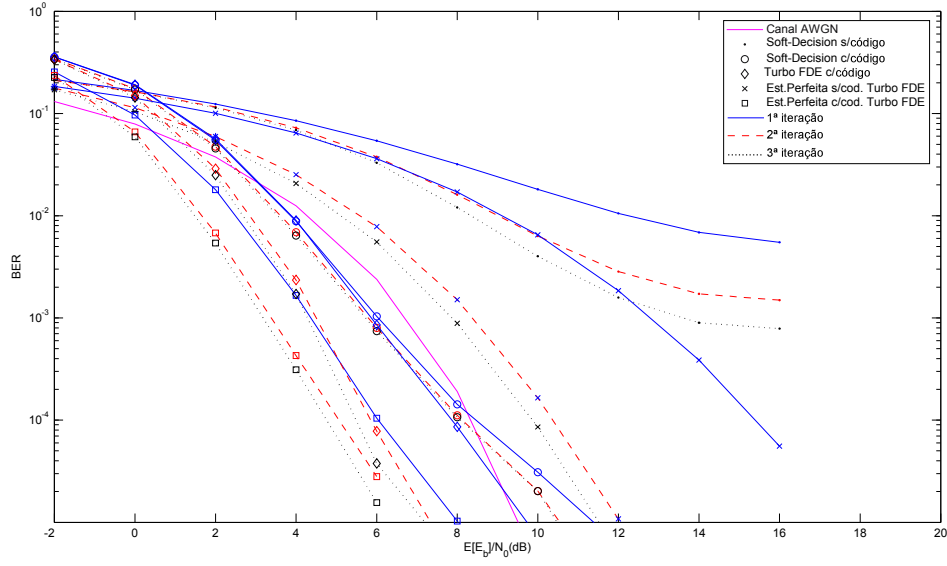
(d) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.7: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



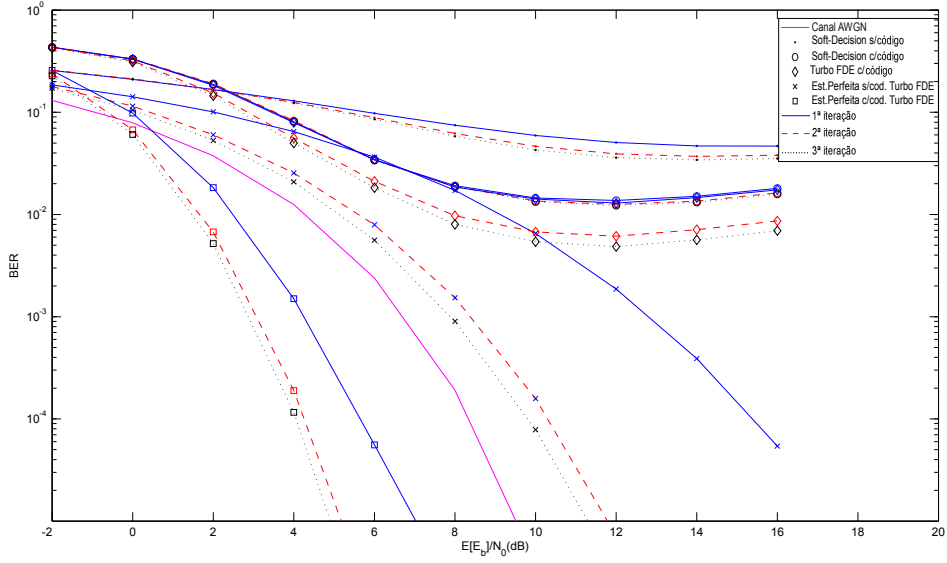
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.8



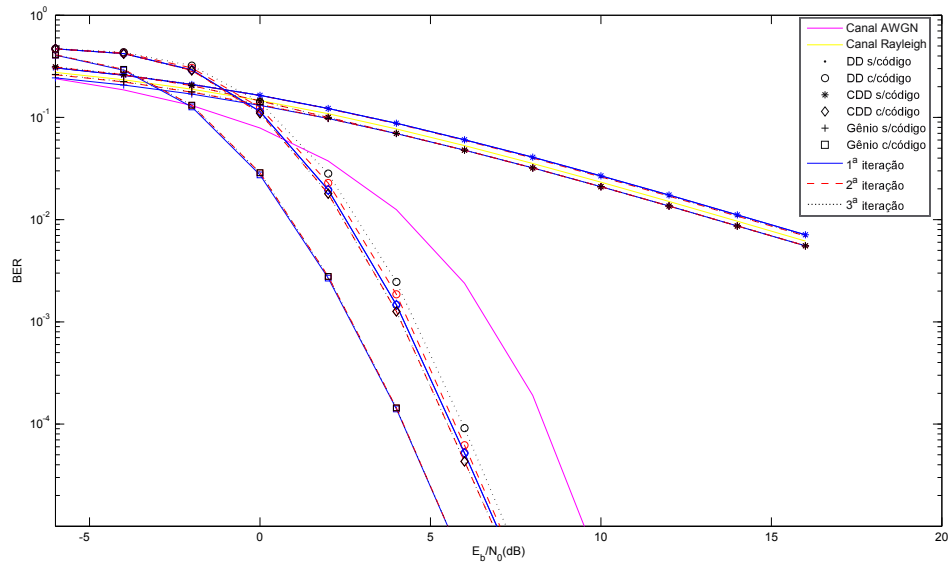
(b) $f_D T_B = 0.005$

Figura C.8



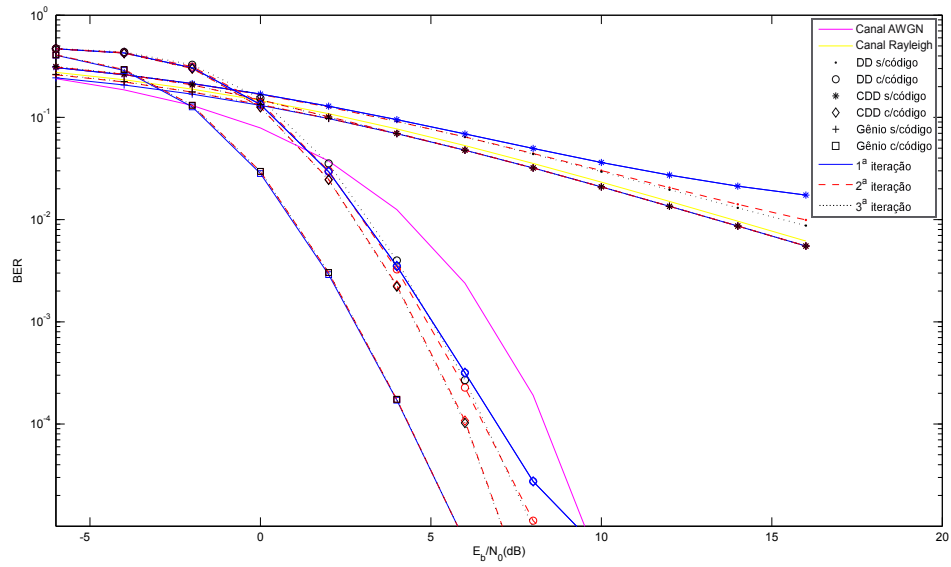
(c) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.8: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



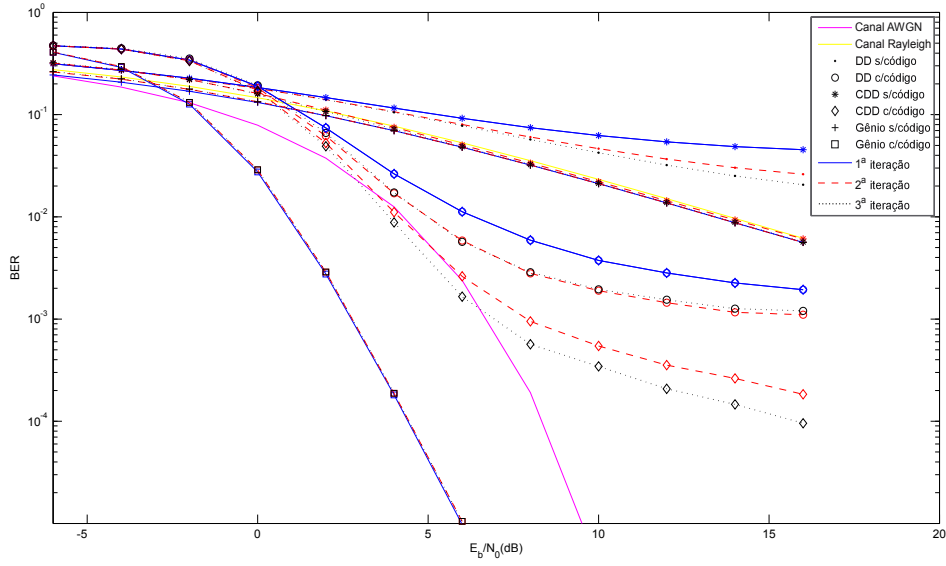
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.9



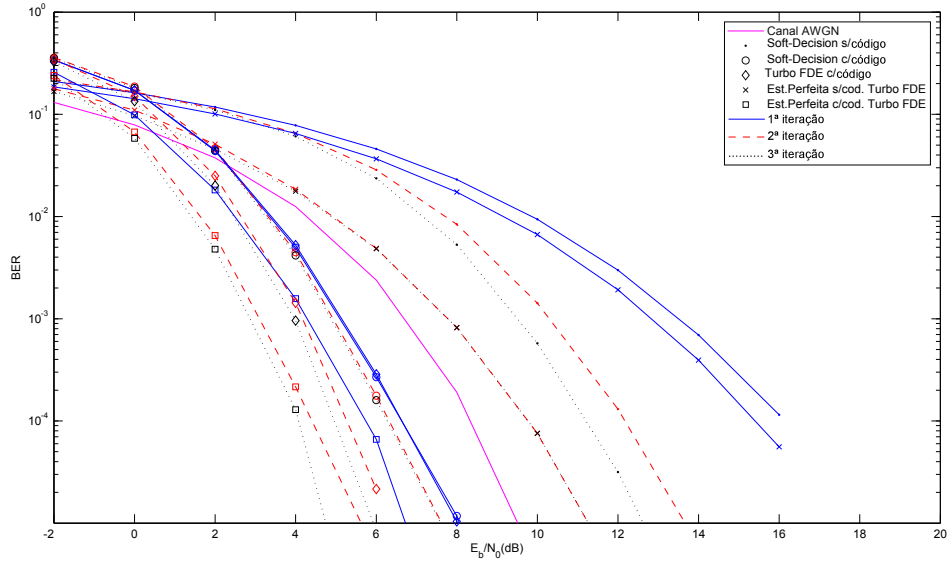
(b) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.9



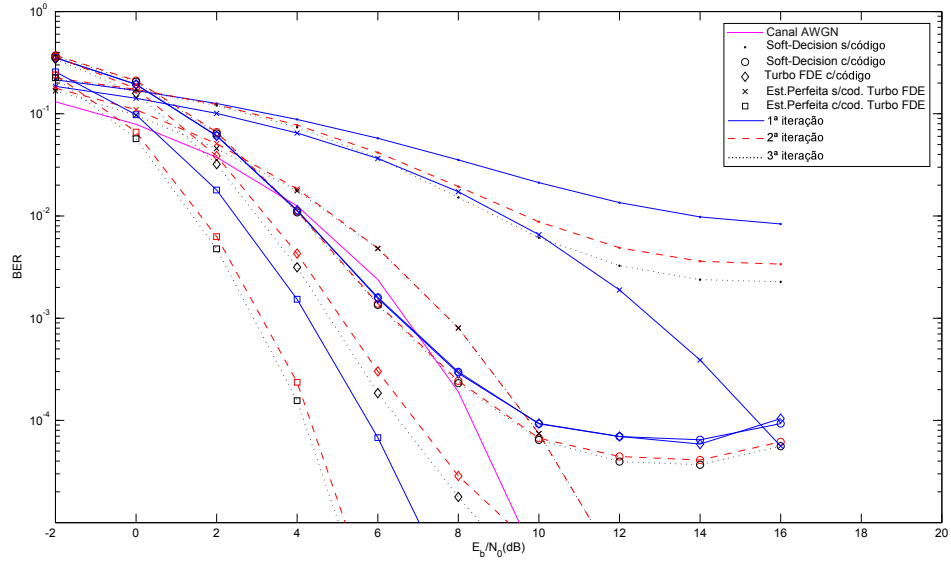
(c) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.9: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em sequências de treino) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB) e processo de seguimento do canal ilustrado pela Figura 5.13.



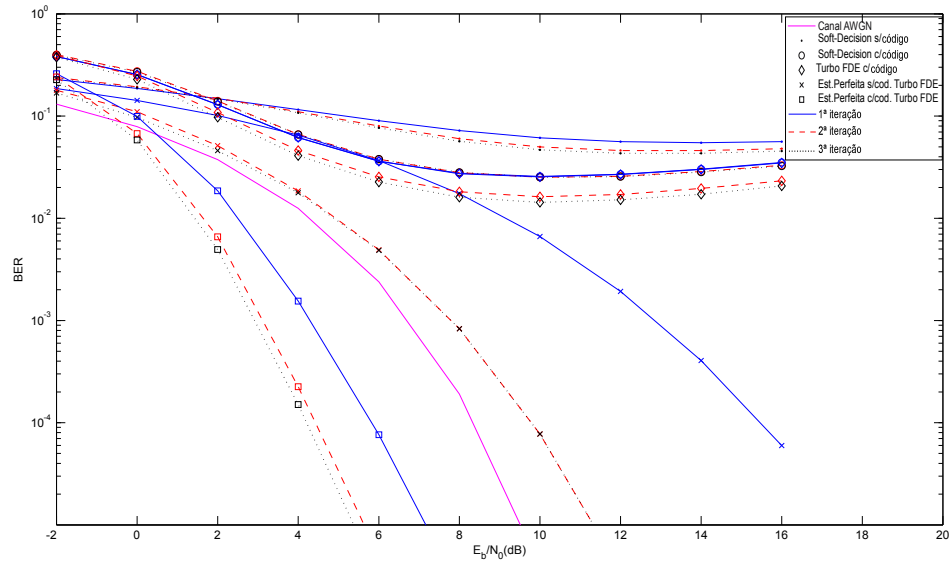
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.10



(b) $f_D T_B = 0.01$

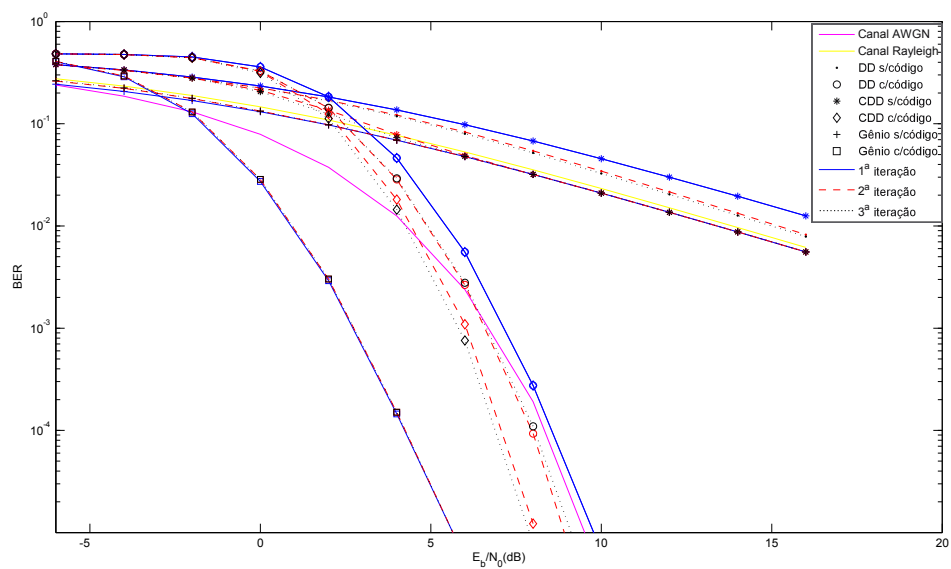
Figura C.10



(c) $f_D T_B = 0.02$

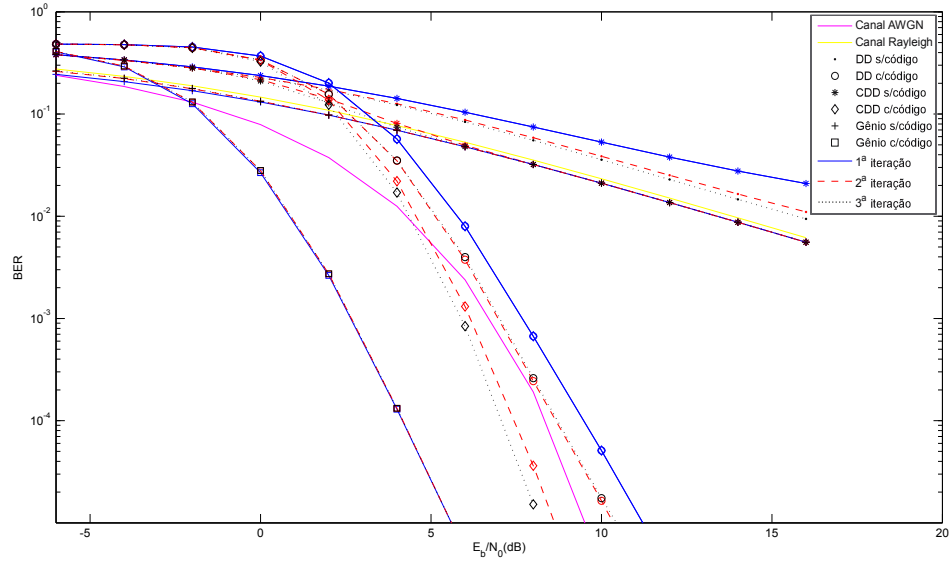
Figura C.10: Curvas de desempenho do SC-FDE com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB) e processo de seguimento do canal ilustrado pela Figura 5.13.

C.4 Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados



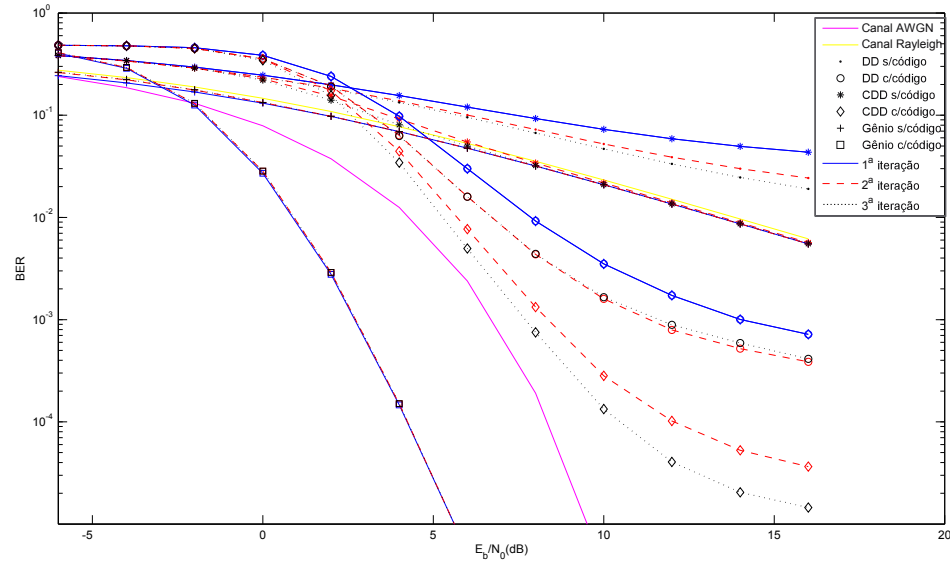
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.11



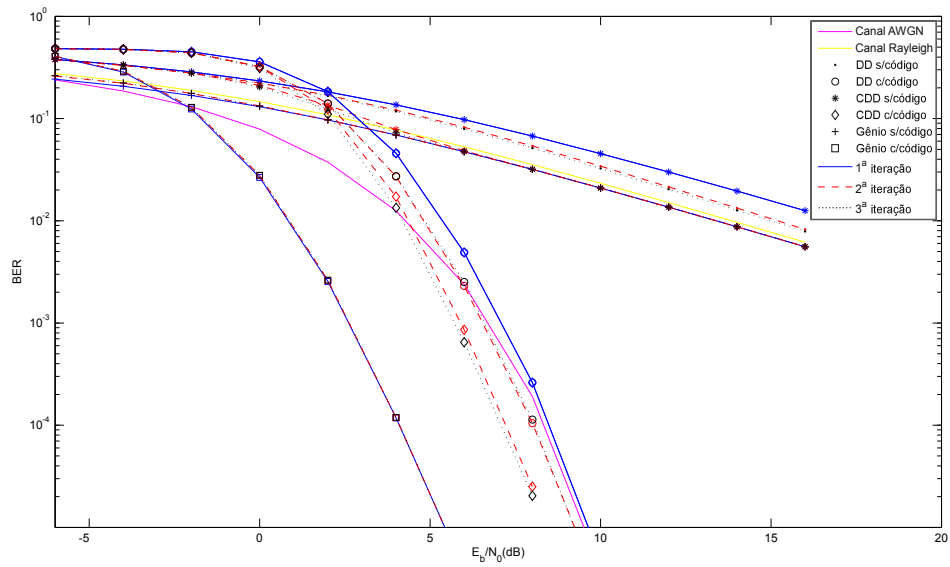
(b) $f_D T_B = 0.005$

Figura C.11



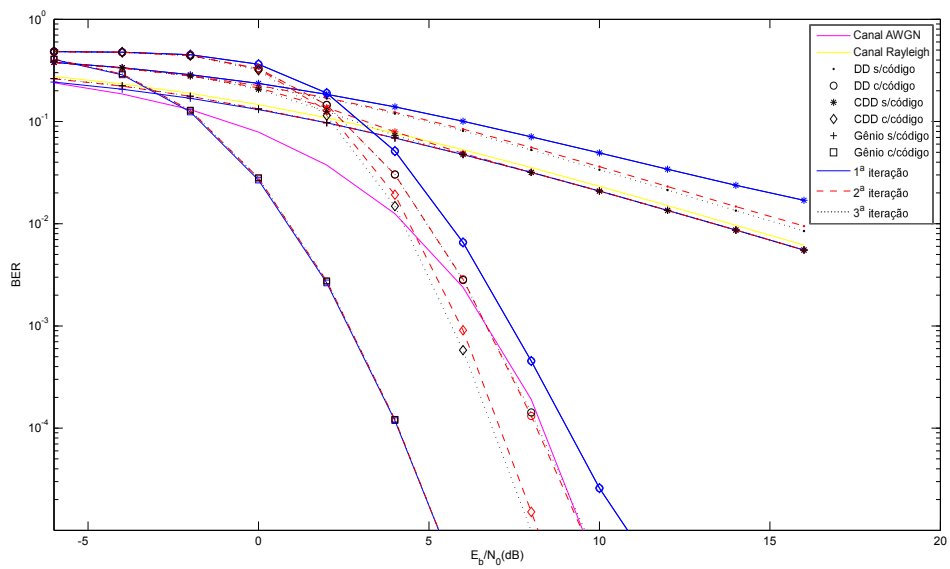
(c) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.11: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



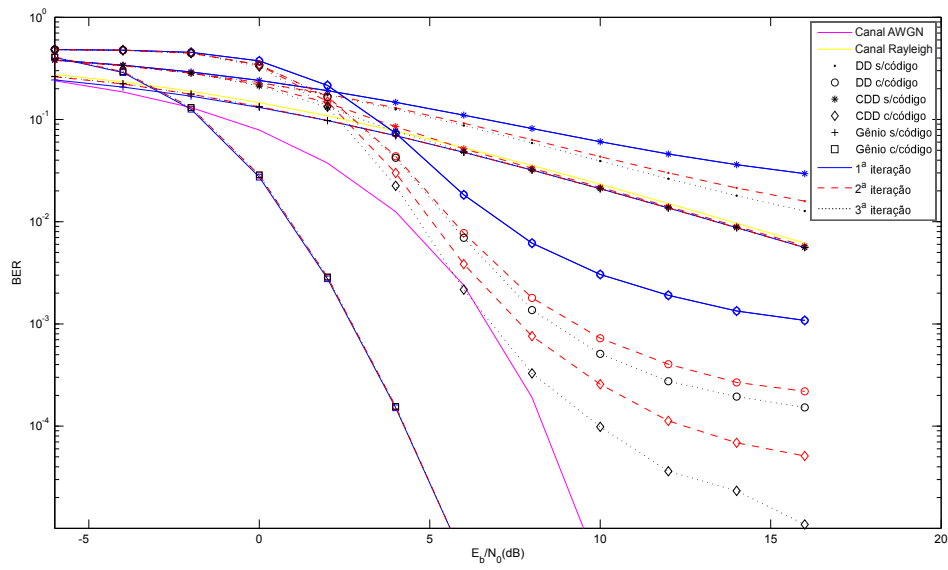
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.12



(b) $f_D T_B = 0.005$

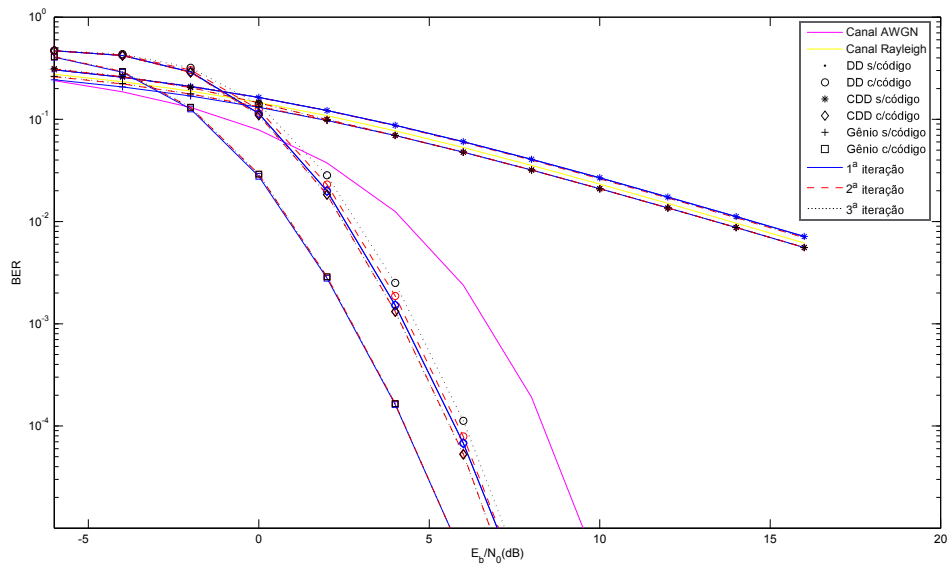
Figura C.12



(c) $f_D T_B = 0.01$

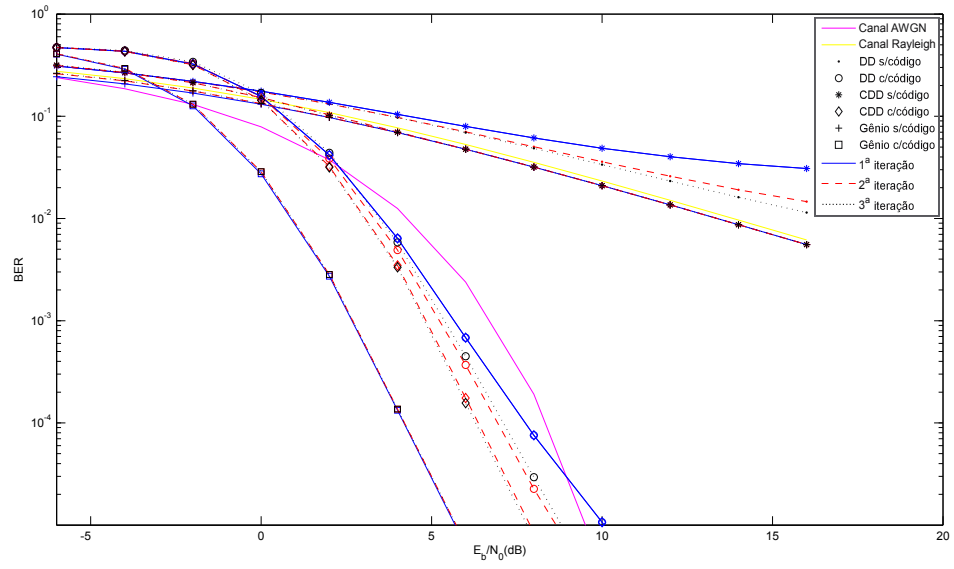
Figura C.12: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em pilotos multiplexados) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados, ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB) e processo de seguimento do canal ilustrado pela Figura 5.19.

C.5 Curvas de desempenho referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal



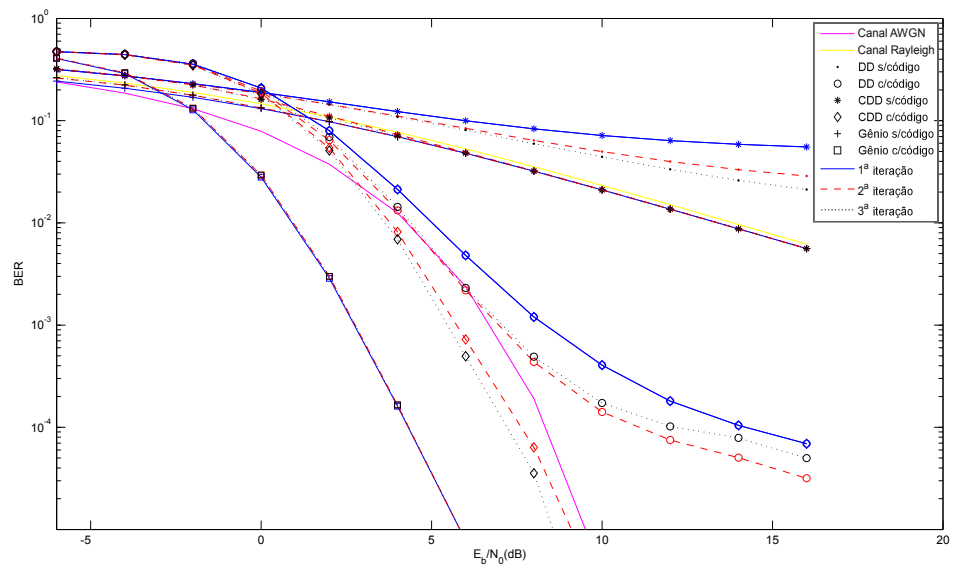
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.13



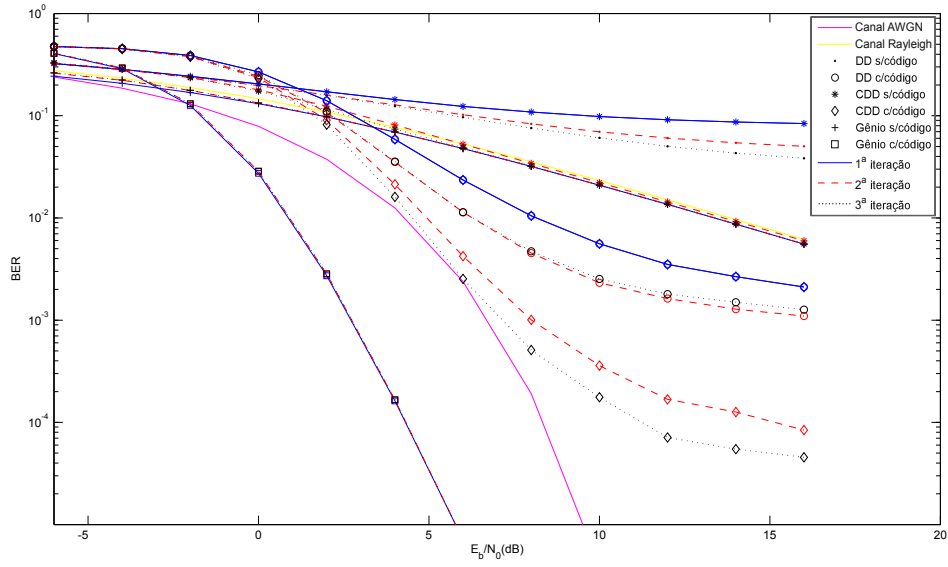
(b) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.13



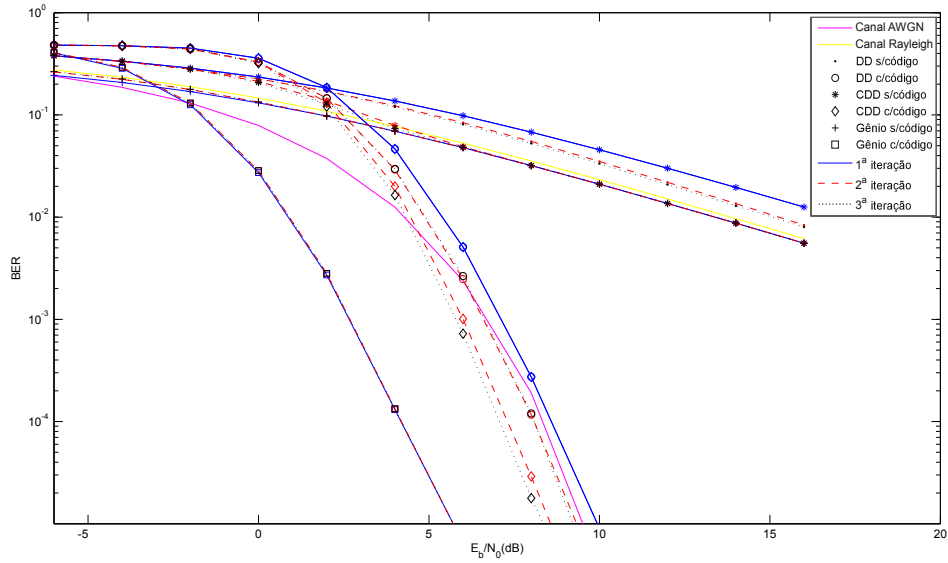
(c) $f_D T_B = 0.075$

Figura C.13



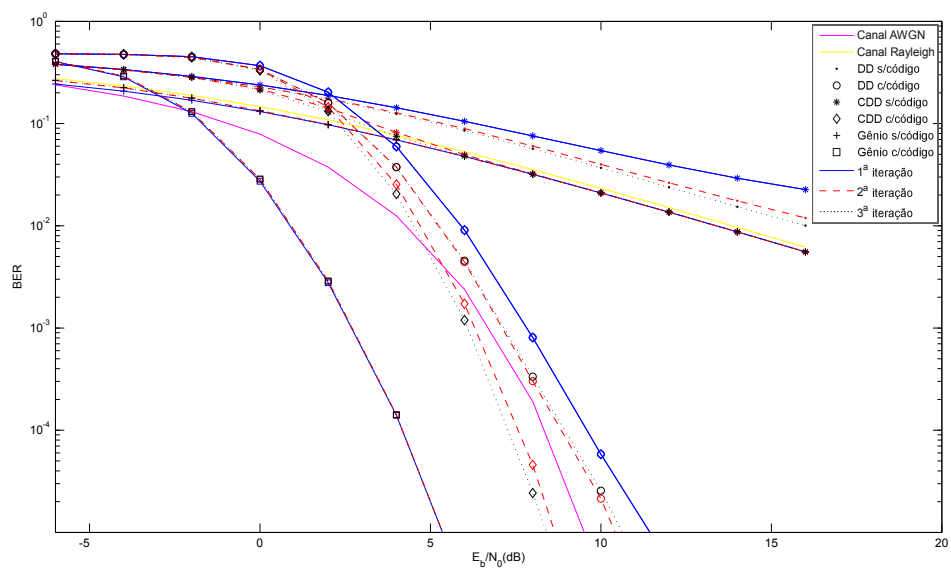
(d) $f_D T_B = 0.1$

Figura C.13: Curvas de desempenho do OFDM (referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal) com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



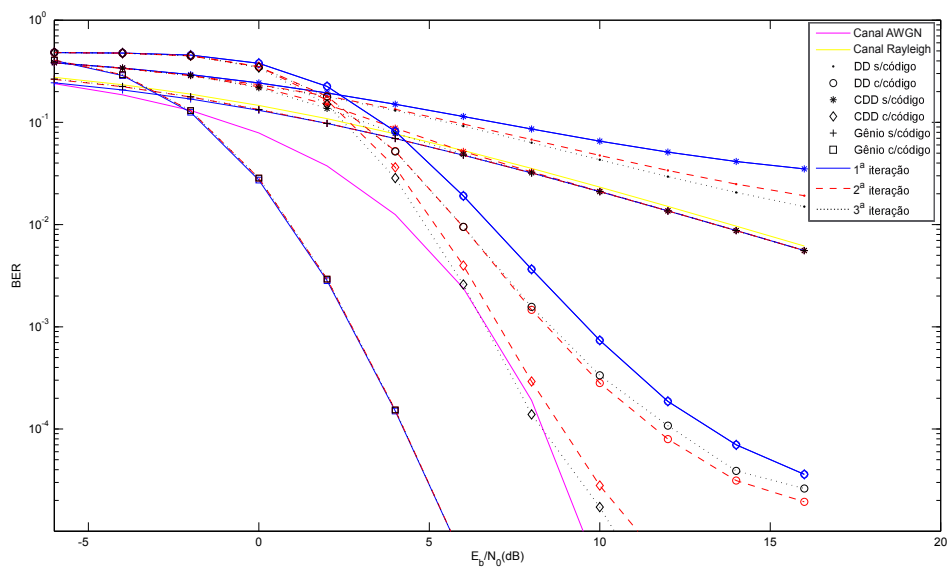
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.14



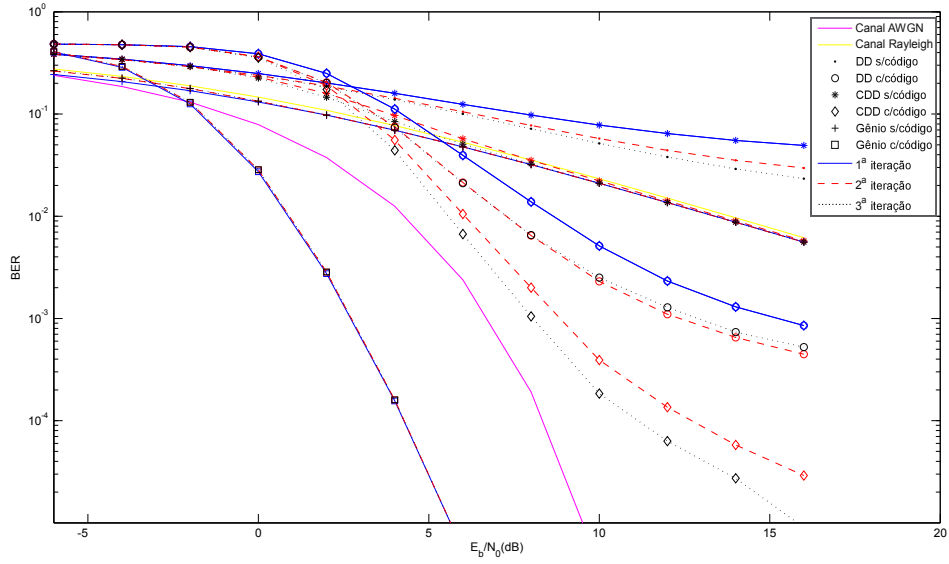
(b) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.14



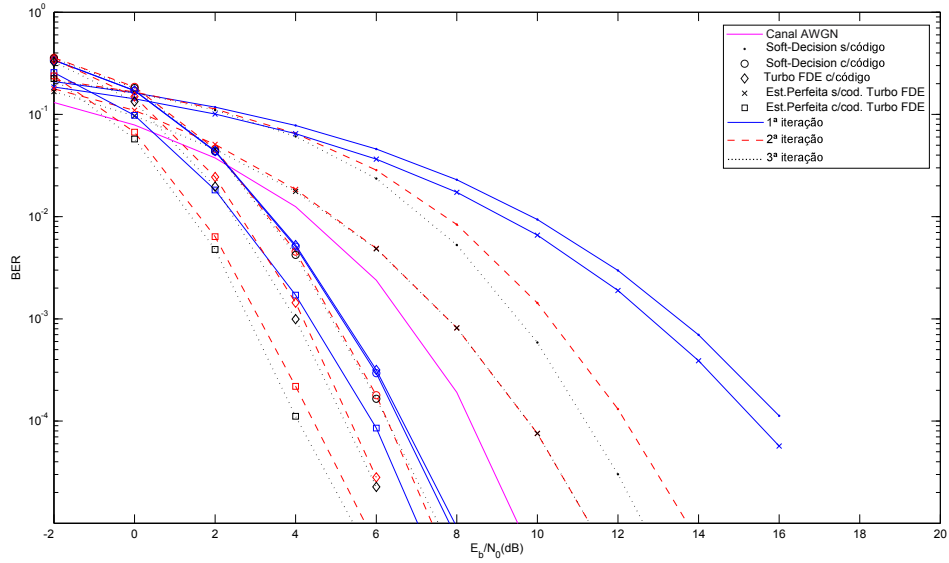
(c) $f_D T_B = 0.075$

Figura C.14



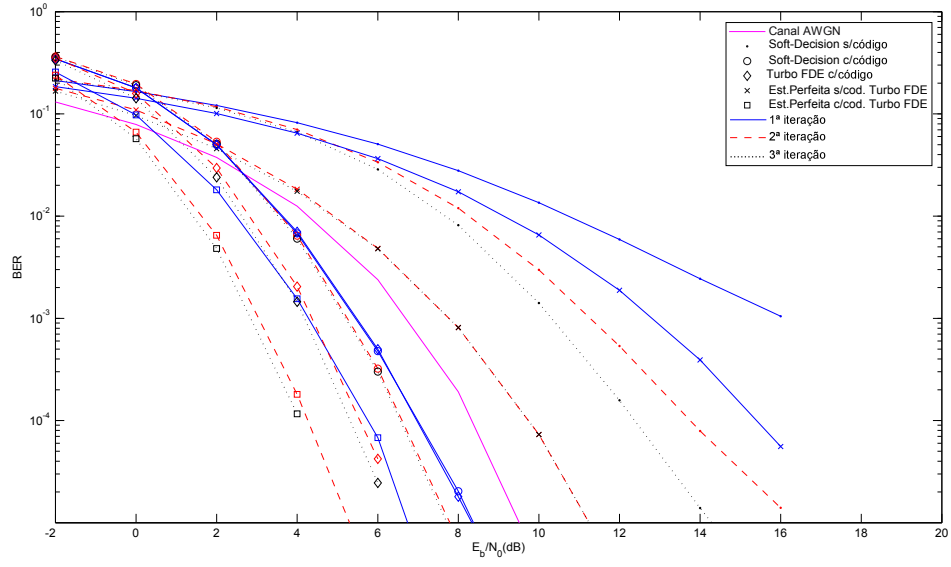
(d) $f_D T_B = 0.1$

Figura C.14: Curvas de desempenho do OFDM (referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



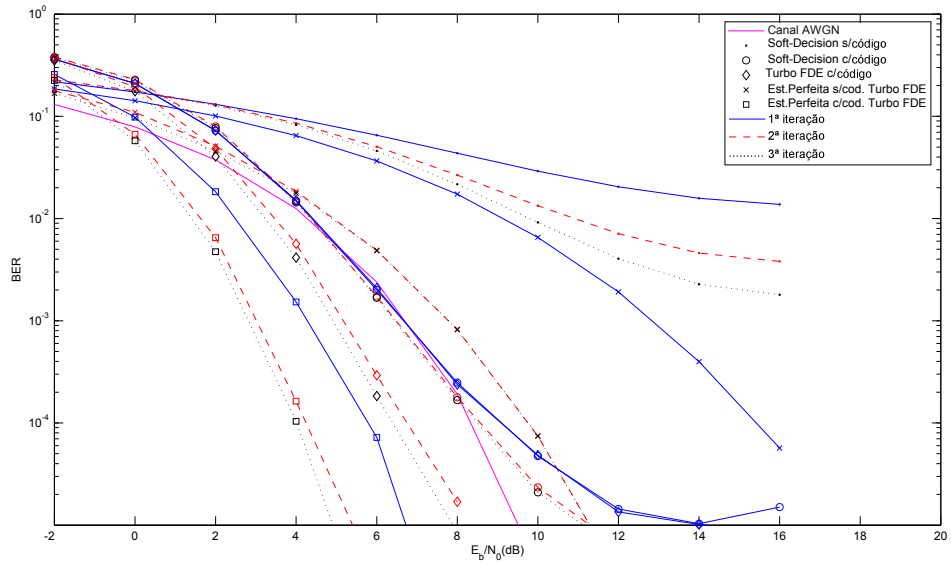
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.15



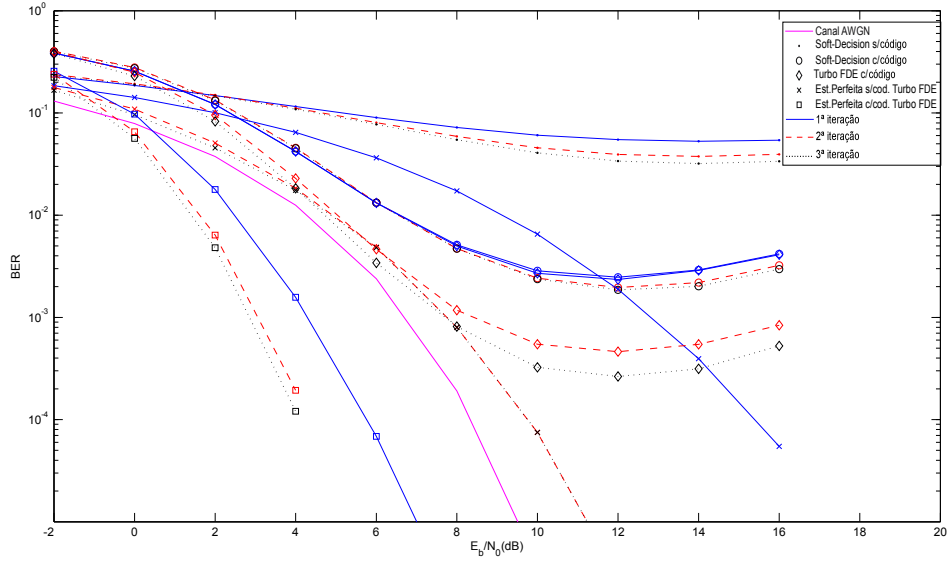
(b) $f_D T_B = 0.025$

Figura C.15



(c) $f_D T_B = 0.05$

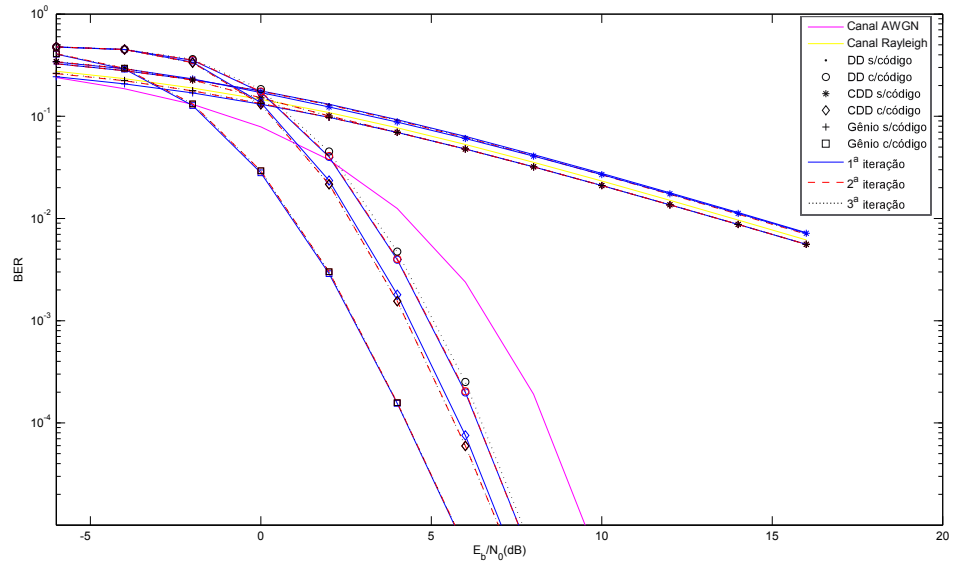
Figura C.15



(d) $f_D T_B = 0.075$

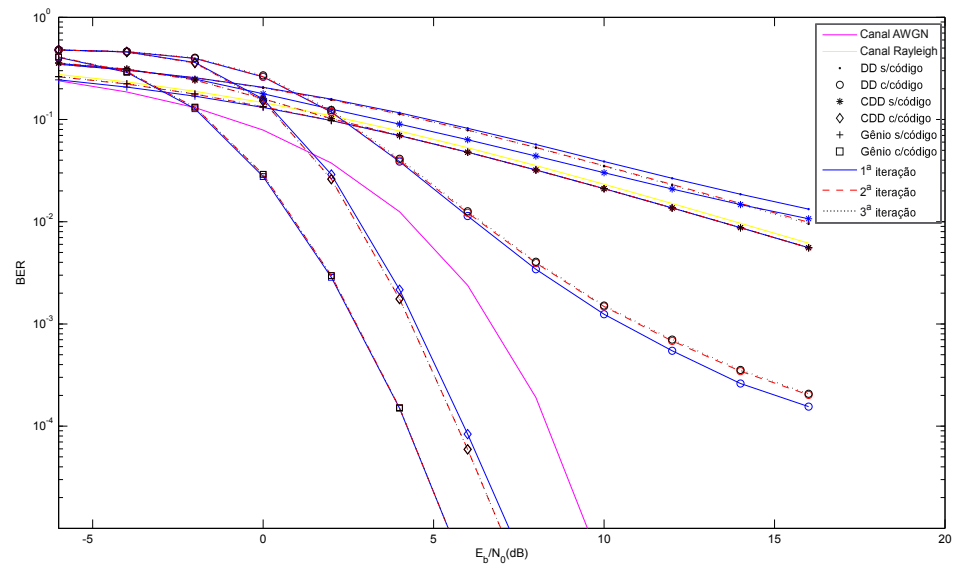
Figura C.15: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes às limitações inerentes ao seguimento do canal) ($\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

C.6 Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed



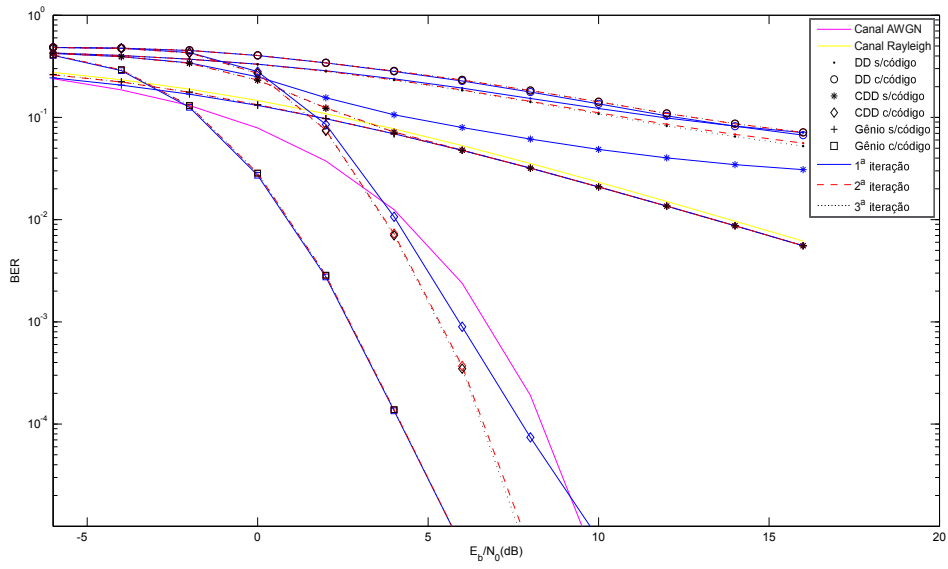
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.16



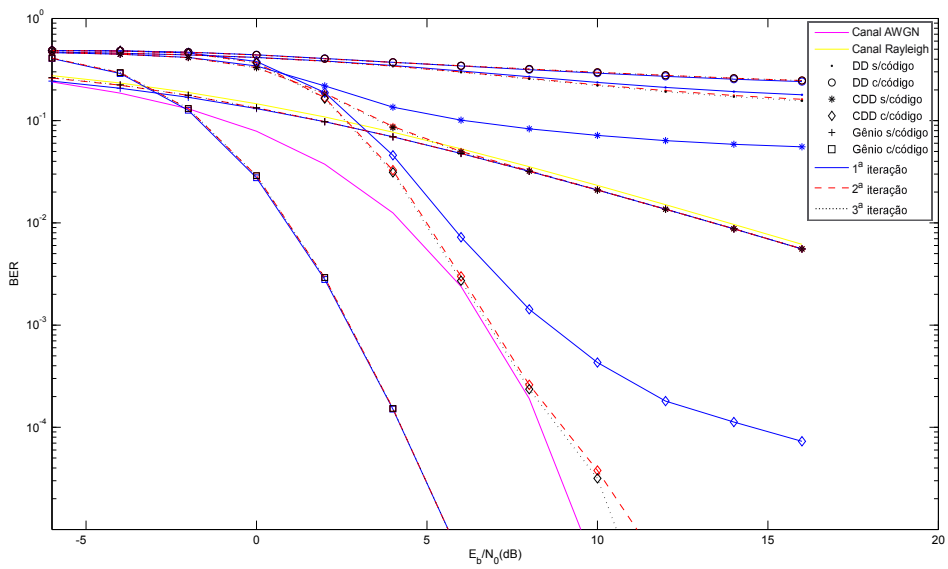
(b) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.16



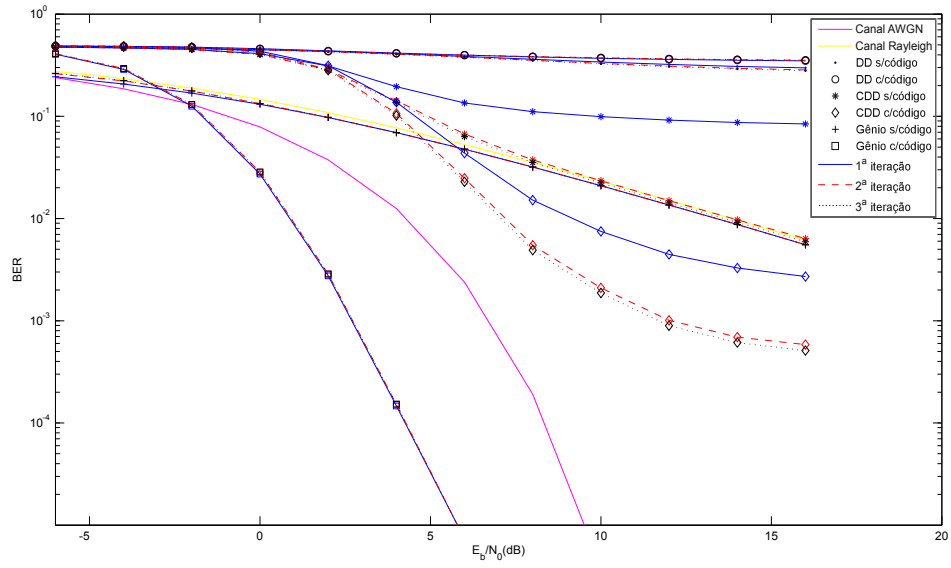
(c) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.16



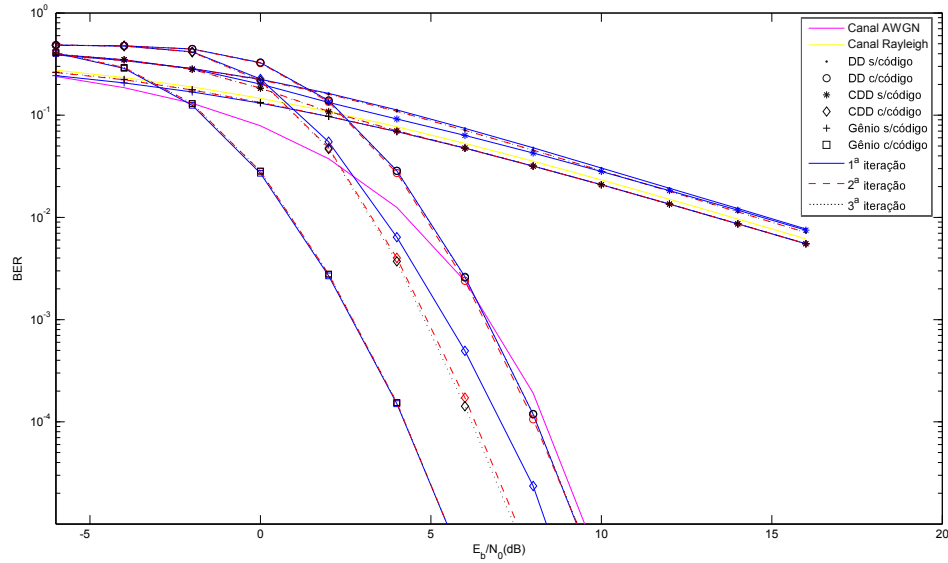
(d) $f_D T_B = 0.075$

Figura C.16



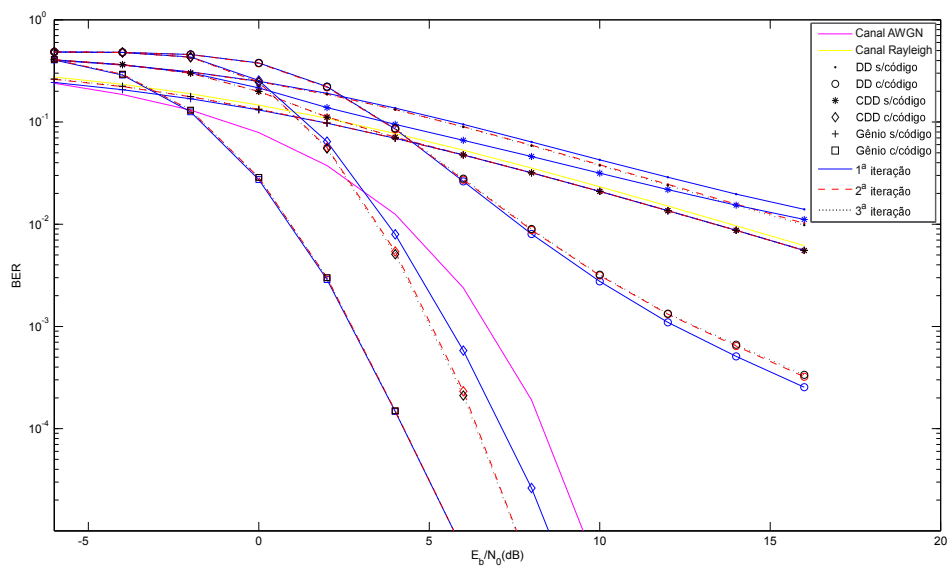
(e) $f_D T_B = 0.1$

Figura C.16: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



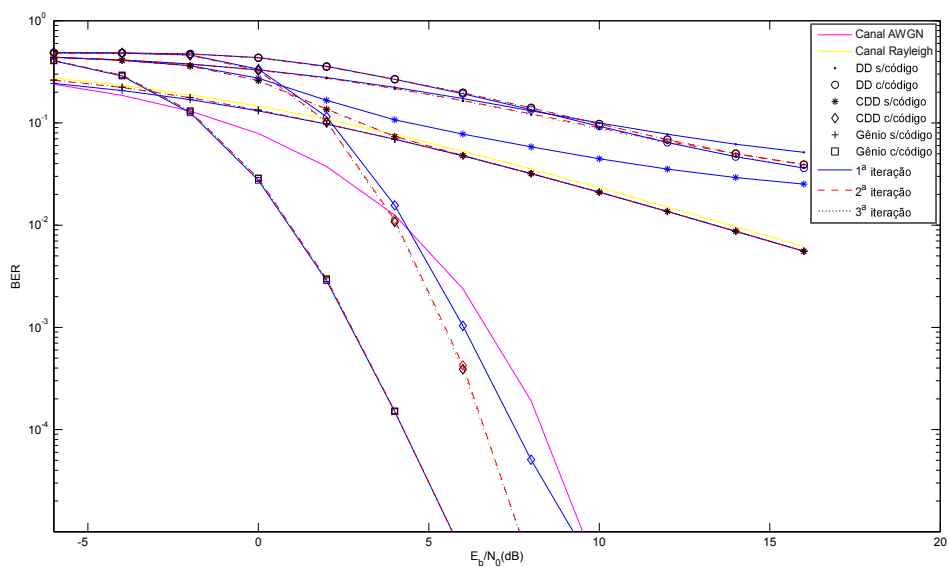
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.17



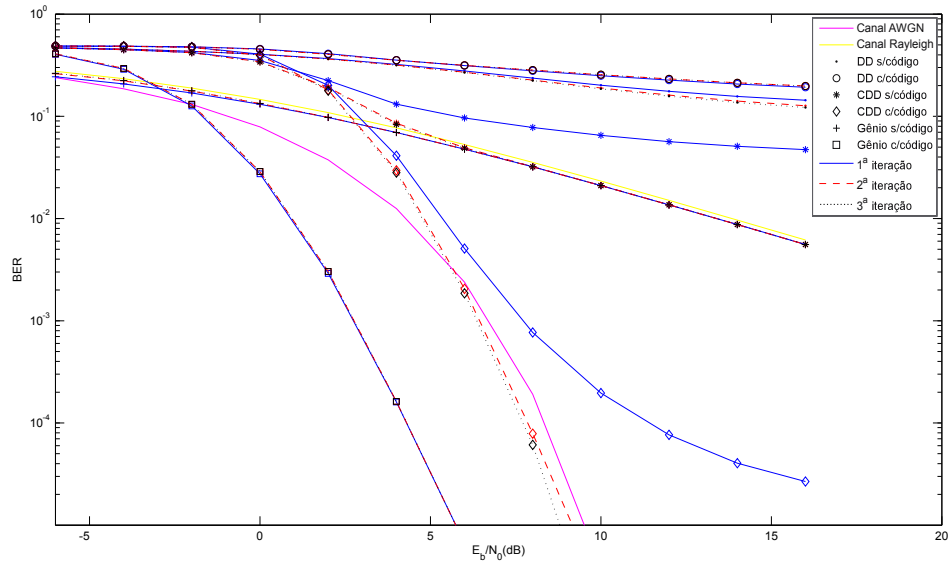
(b) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.17



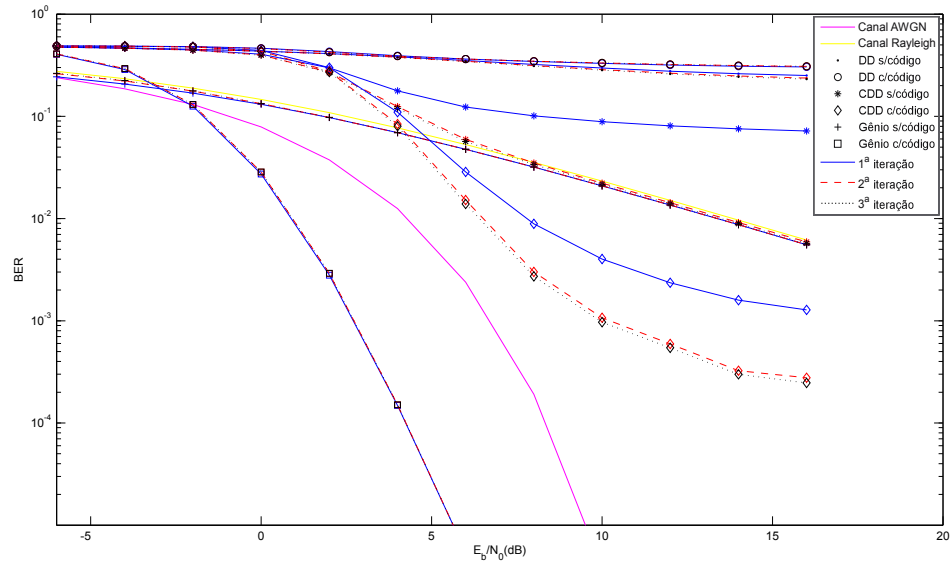
(c) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.17



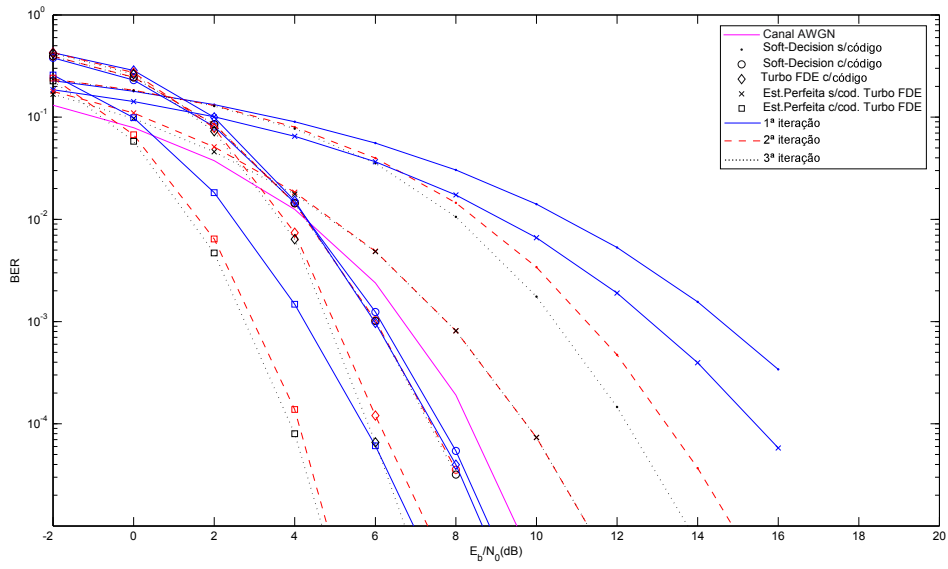
(d) $f_D T_B = 0.075$

Figura C.17



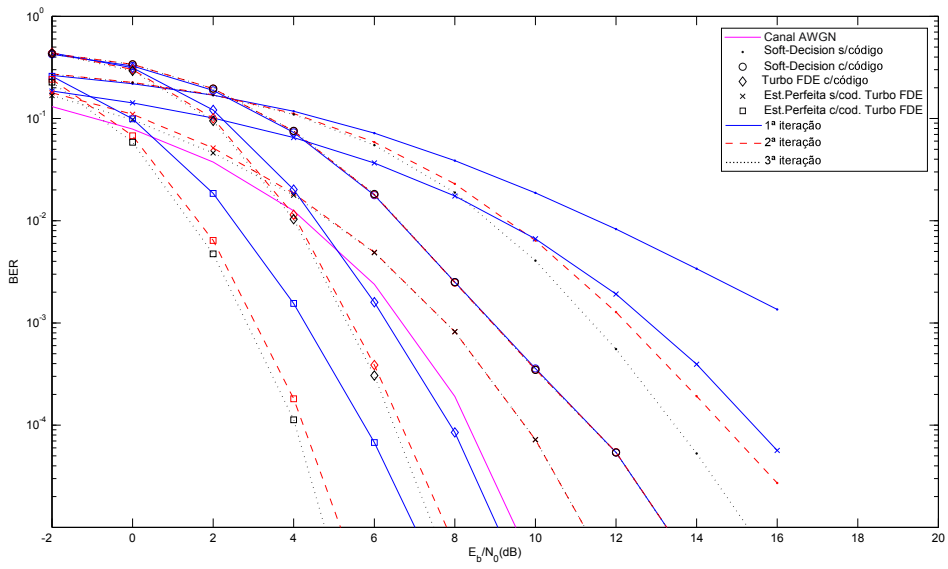
(e) $f_D T_B = 0.1$

Figura C.17: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



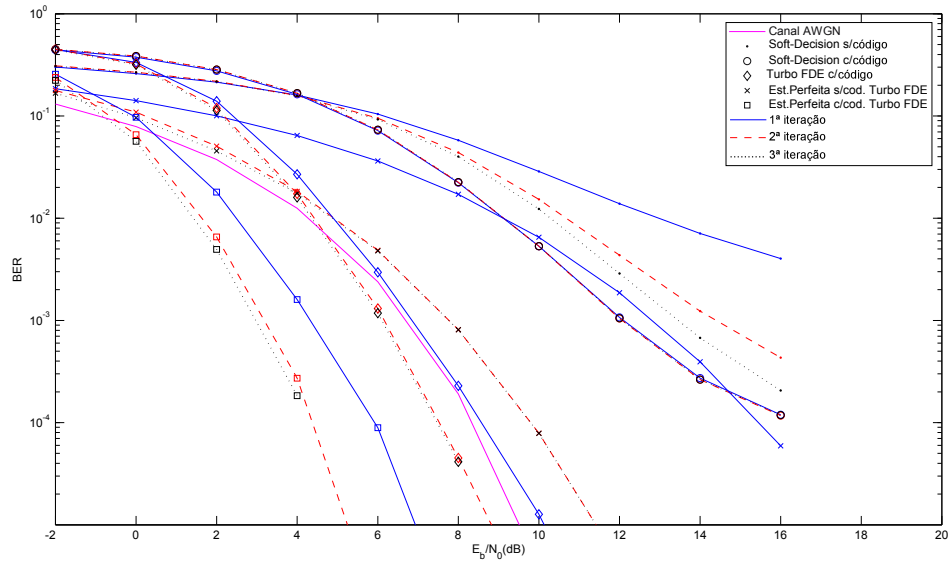
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.18



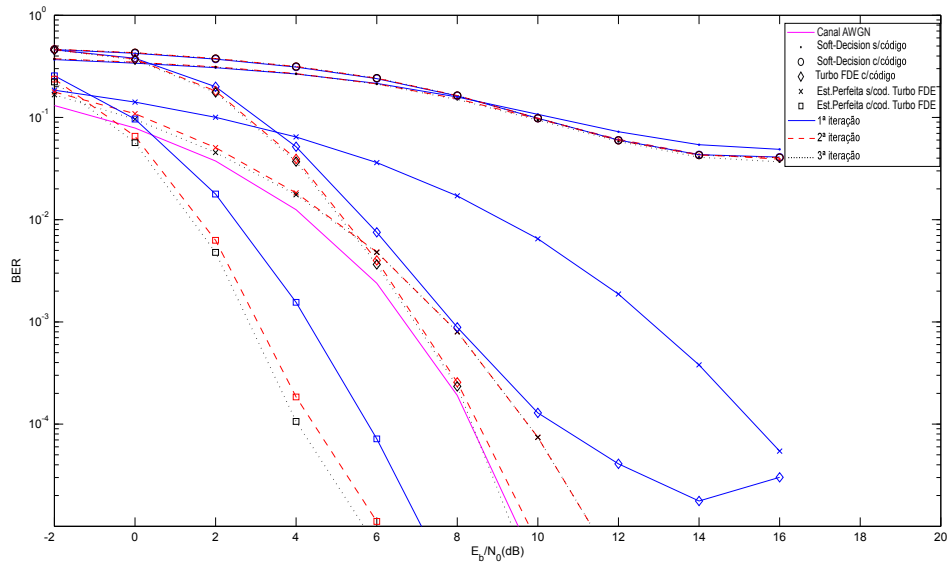
(b) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.18



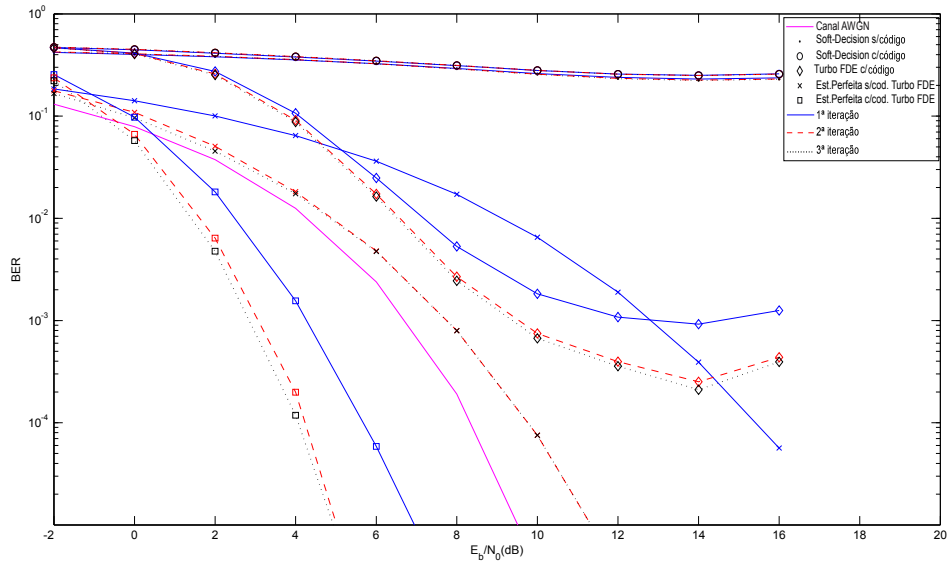
(c) $f_D T_B = 0.03$

Figura C.18



(d) $f_D T_B = 0.05$

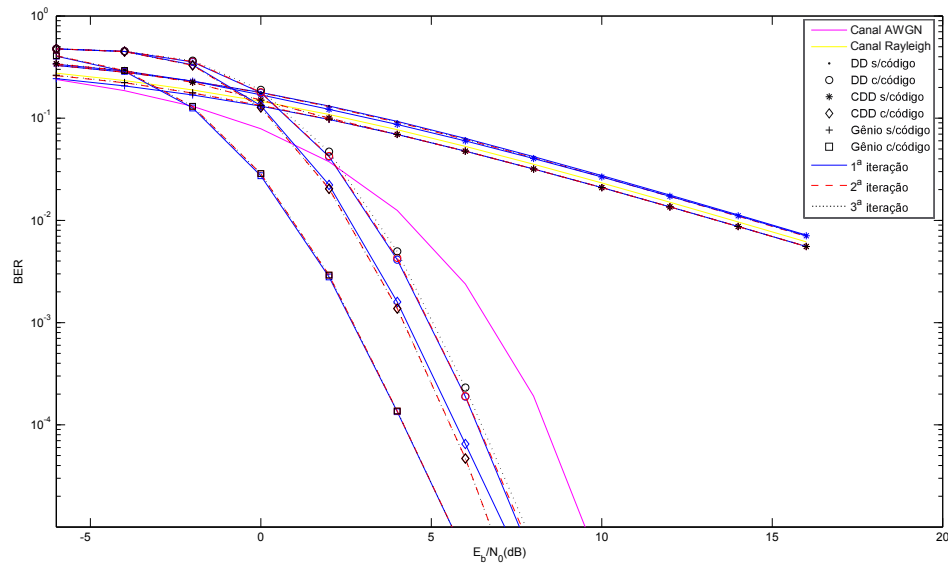
Figura C.18



(e) $f_D T_B = 0.07$

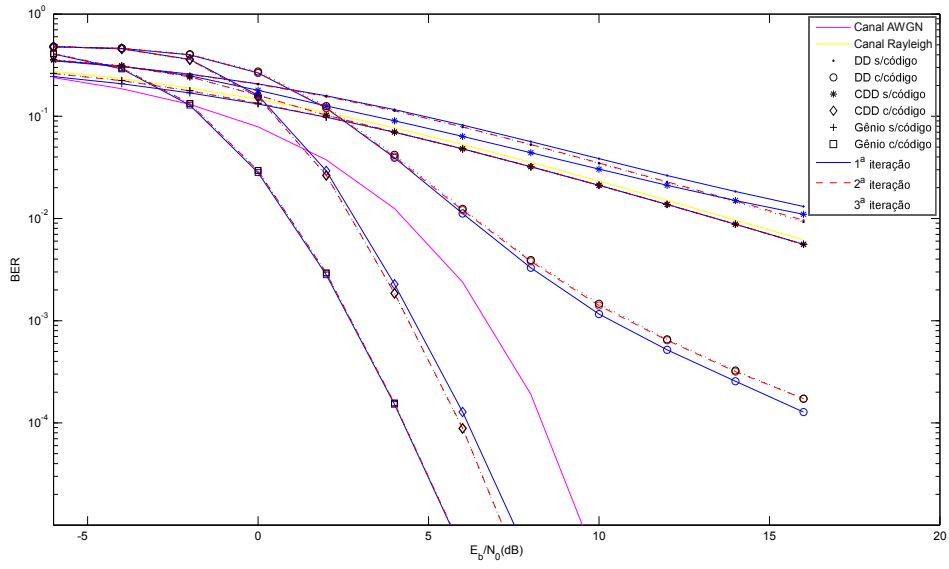
Figura C.18: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado em Decision-Directed) com estimação do canal baseada em seqüências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

C.7 Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado no algoritmo LMS



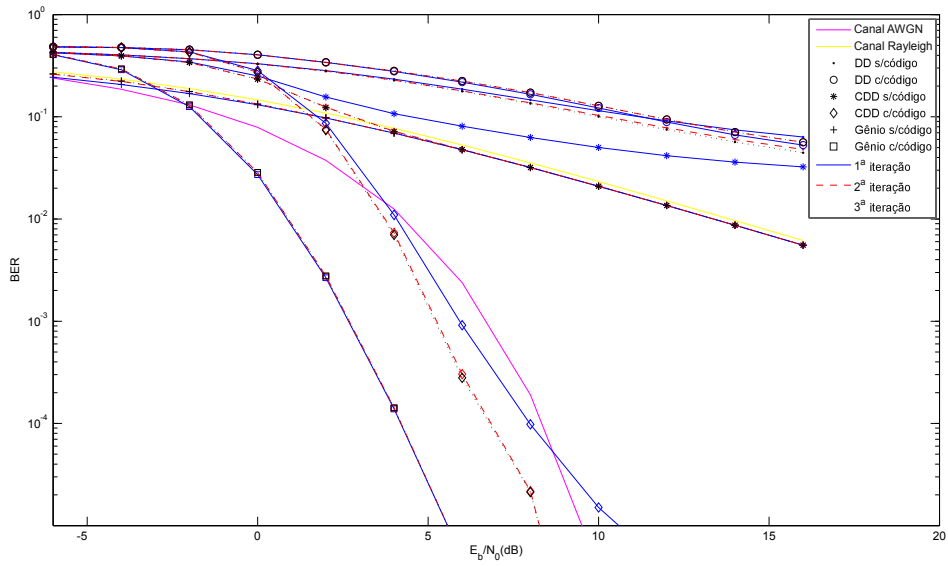
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.19



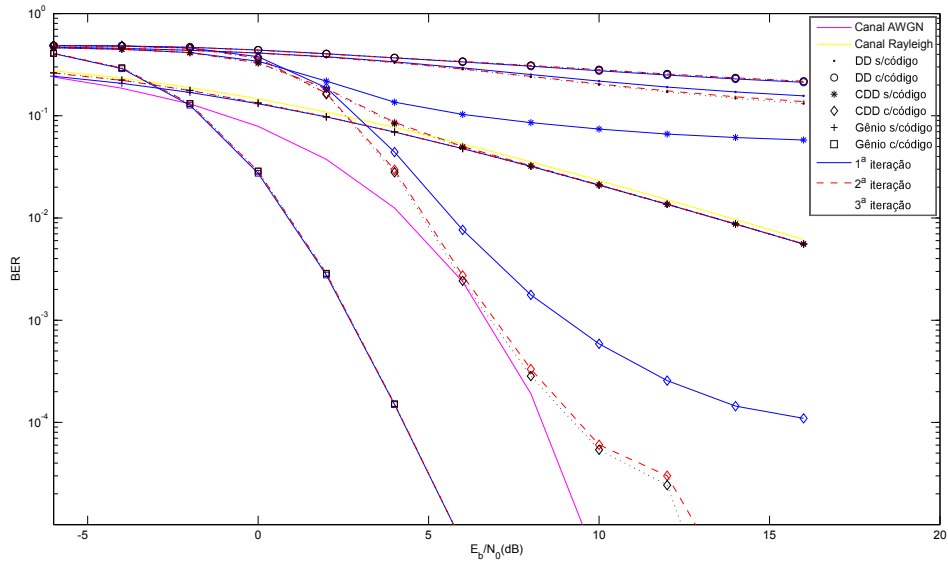
(b) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.19



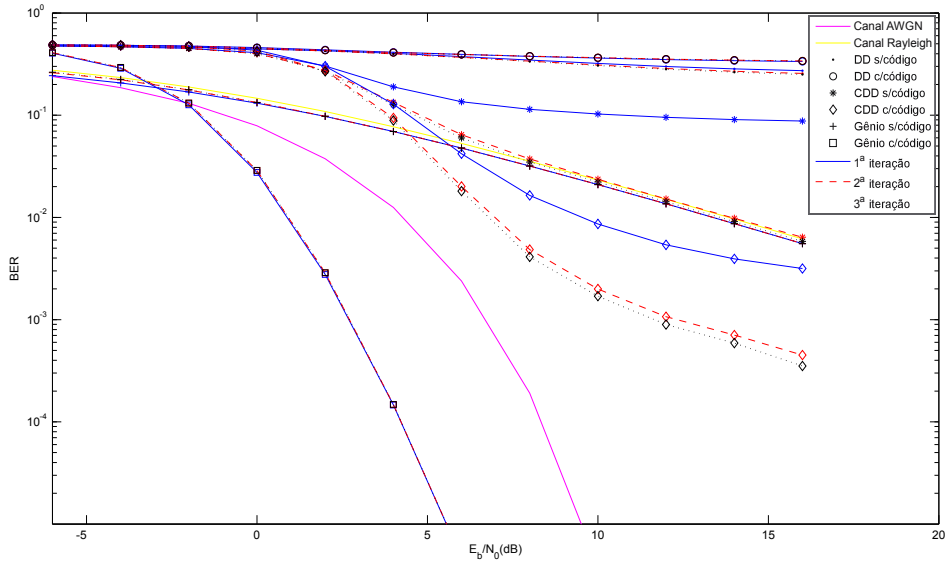
(c) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.19



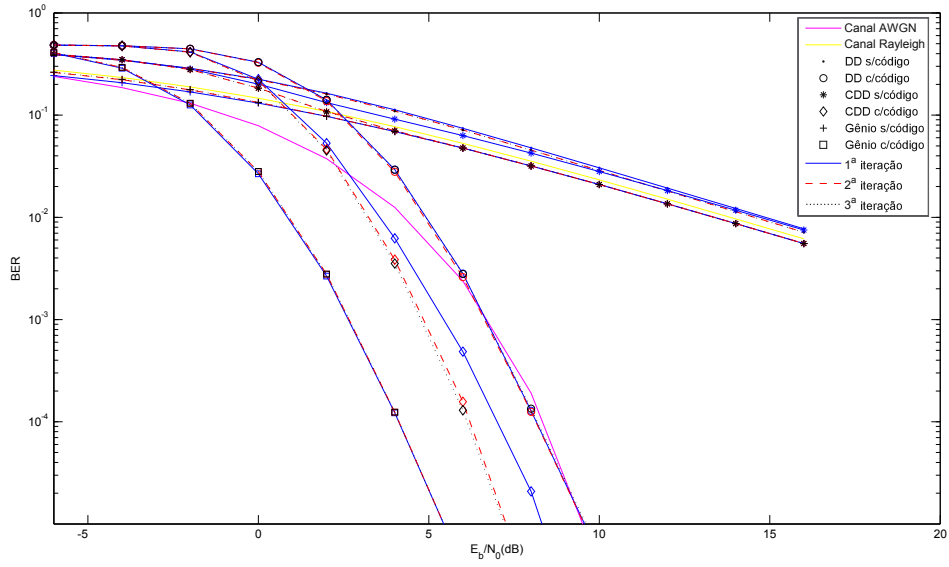
(d) $f_D T_B = 0.075$

Figura C.19



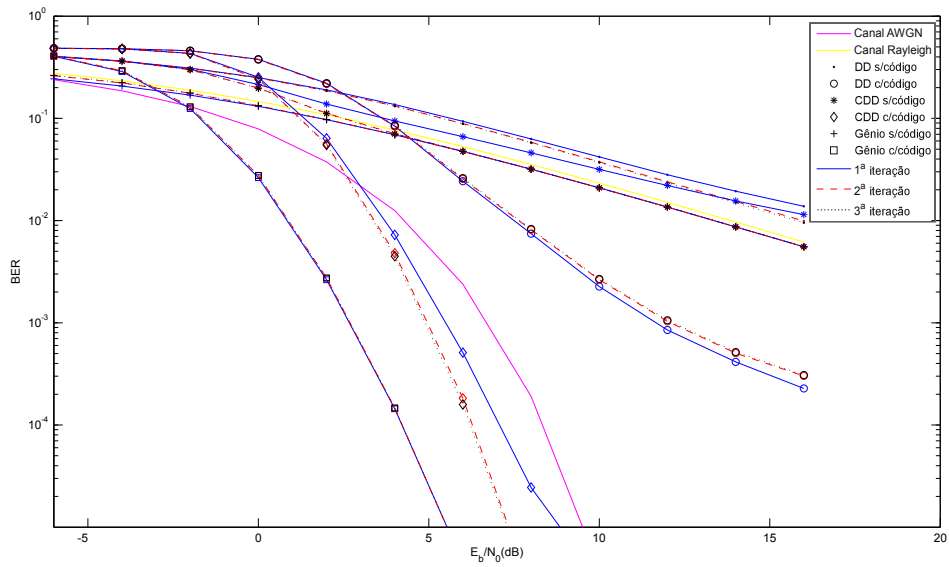
(e) $f_D T_B = 0.1$

Figura C.19: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado no algoritmo LMS) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB, $\mu = 0.95$).



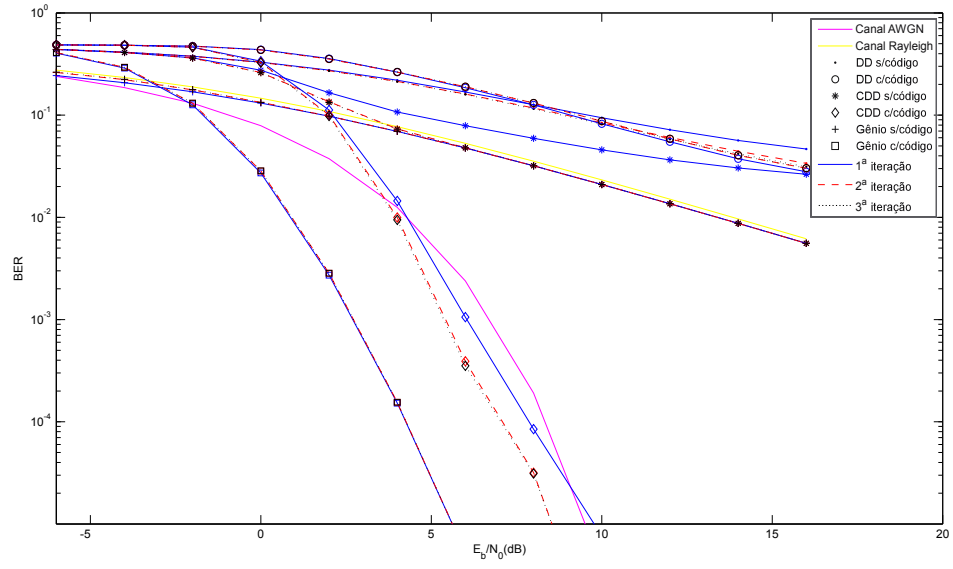
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.20



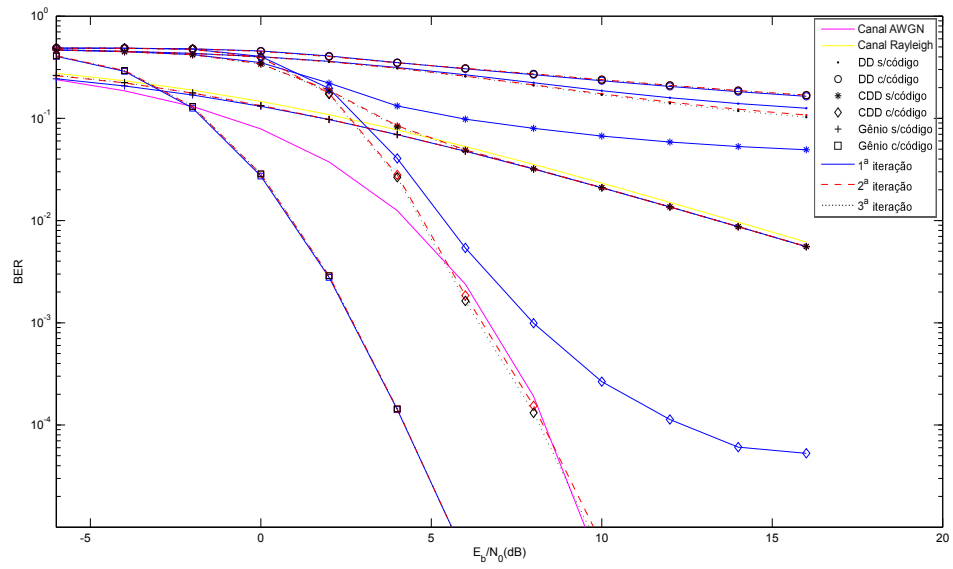
(b) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.20



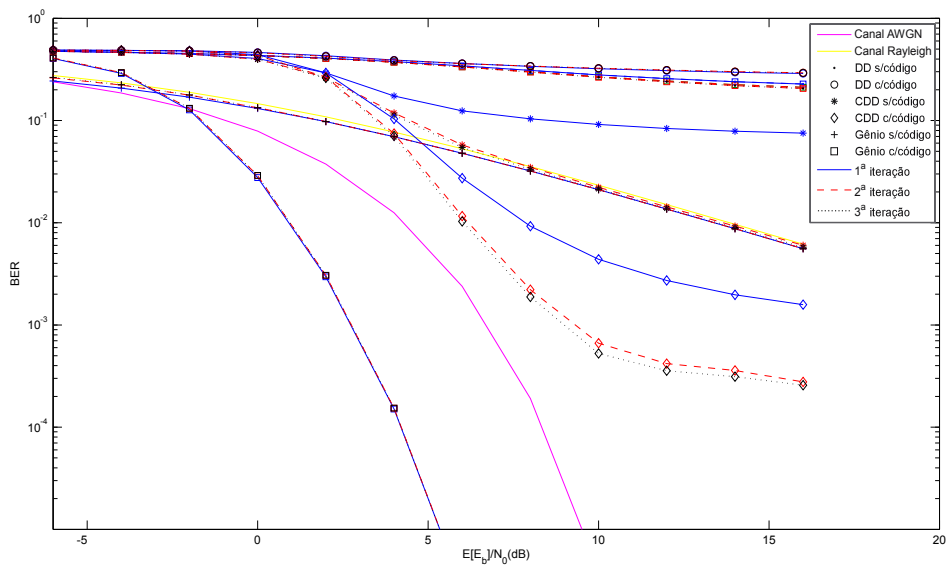
(c) $f_D T_B = 0.05$

Figura C.20



(d) $f_D T_B = 0.075$

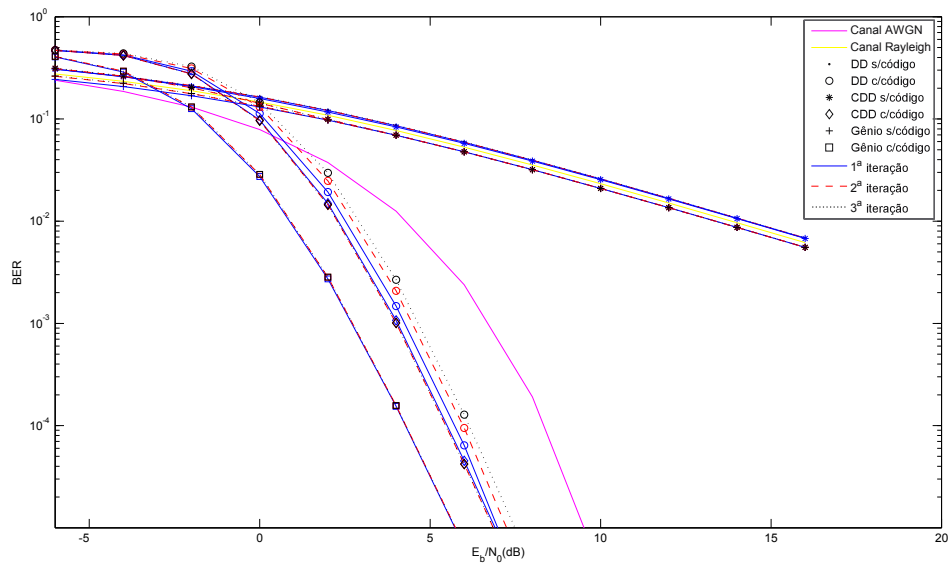
Figura C.20



(e) $f_D T_B = 0.1$

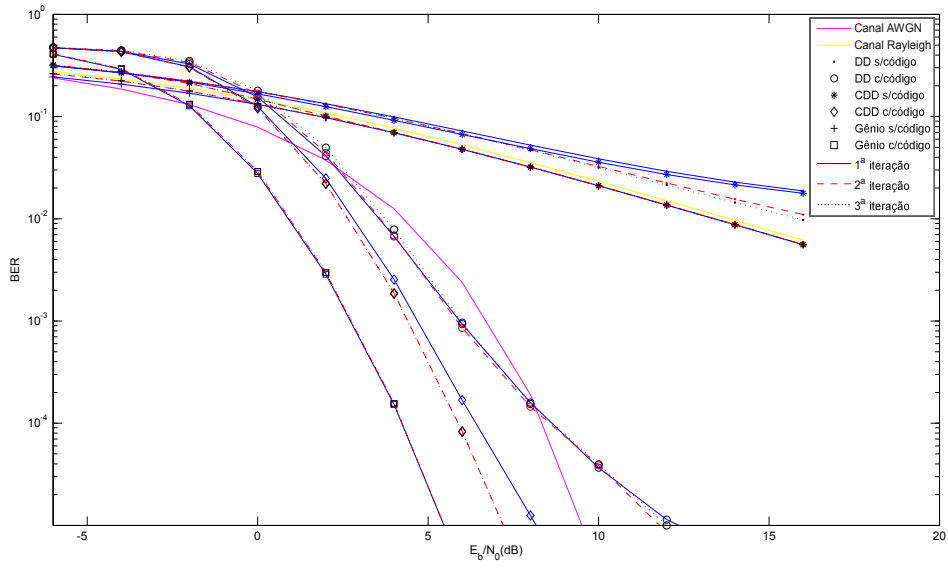
Figura C.20: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado no algoritmo LMS) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB, $\mu = 0.95$).

C.8 Curvas de desempenho referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados



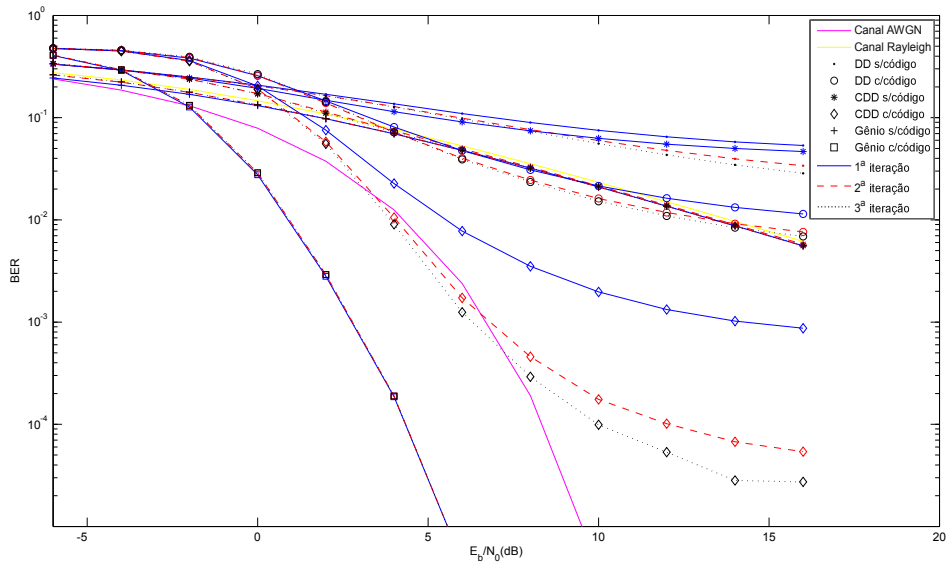
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.21



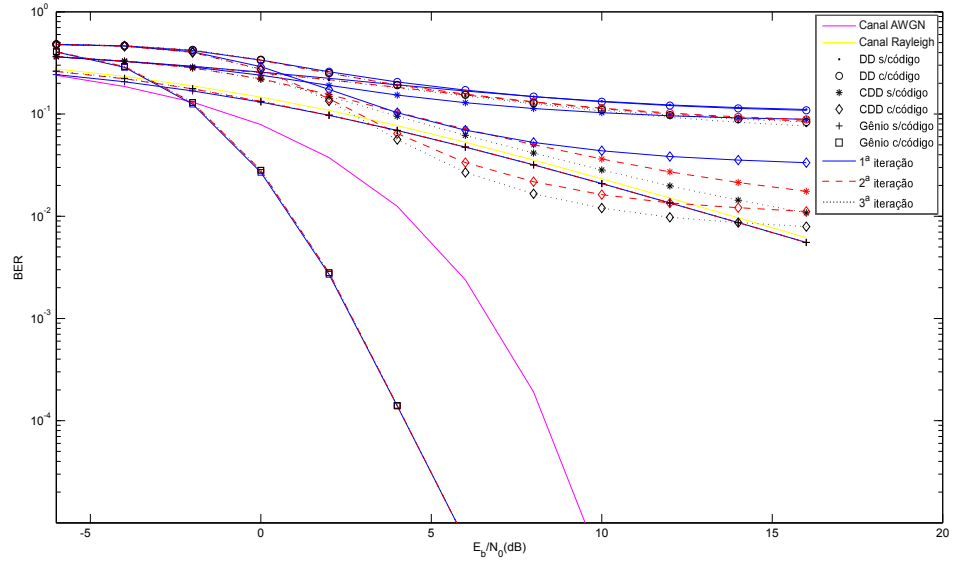
(b) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.21



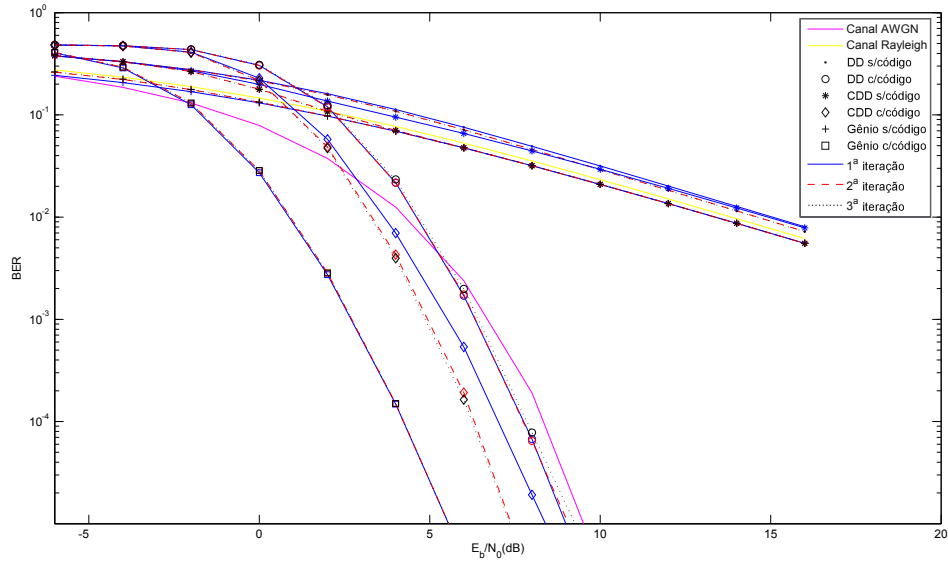
(c) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.21



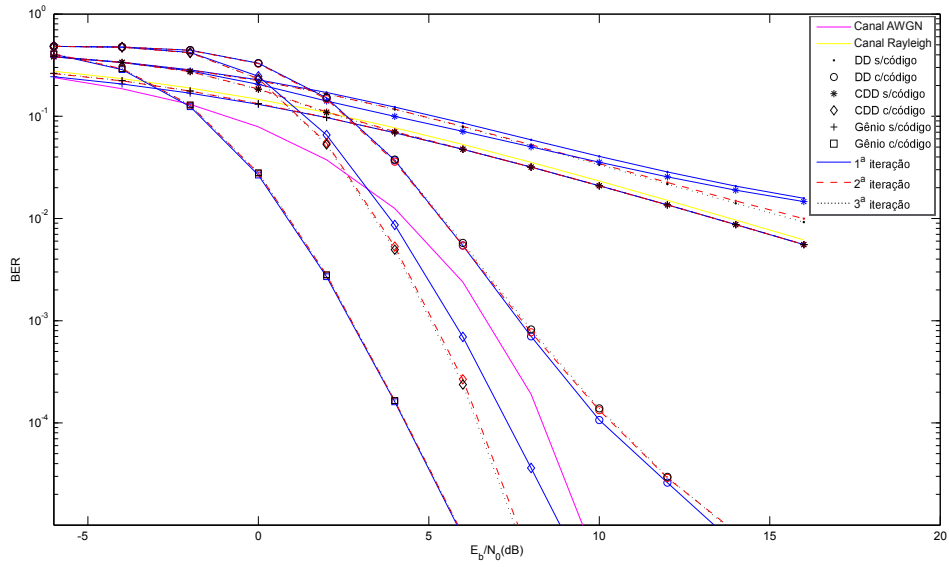
(d) $f_D T_B = 0.03$

Figura C.21: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



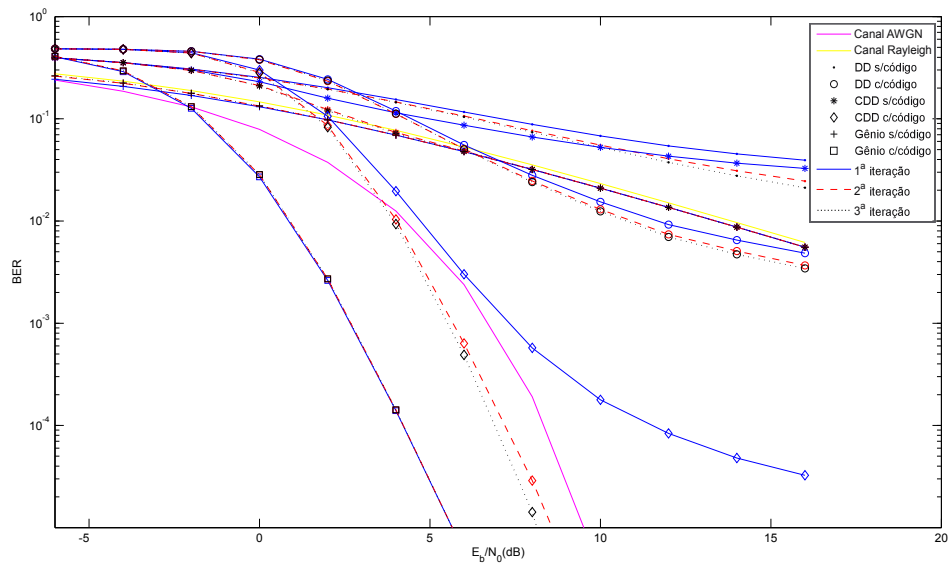
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.22



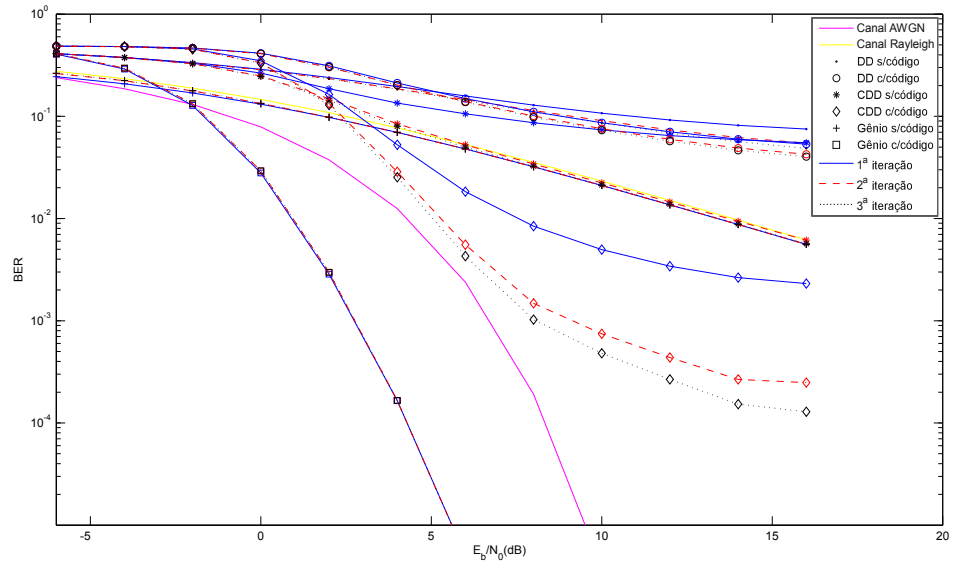
(b) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.22



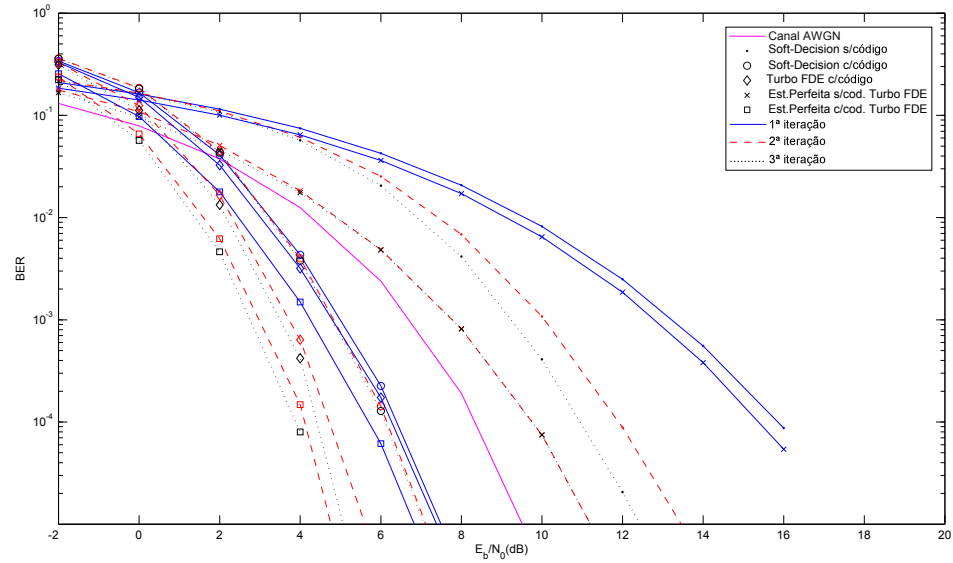
(c) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.22



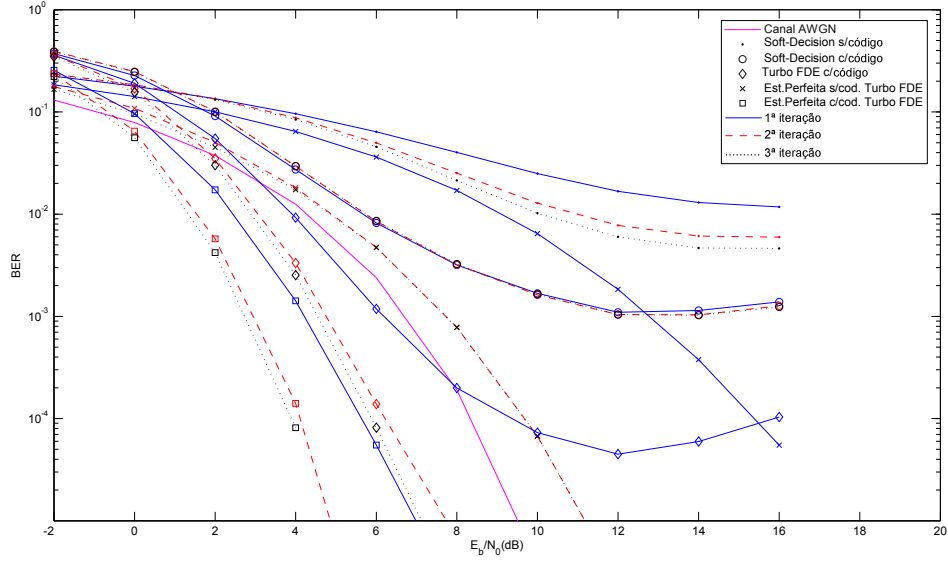
(d) $f_D T_B = 0.03$

Figura C.22: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



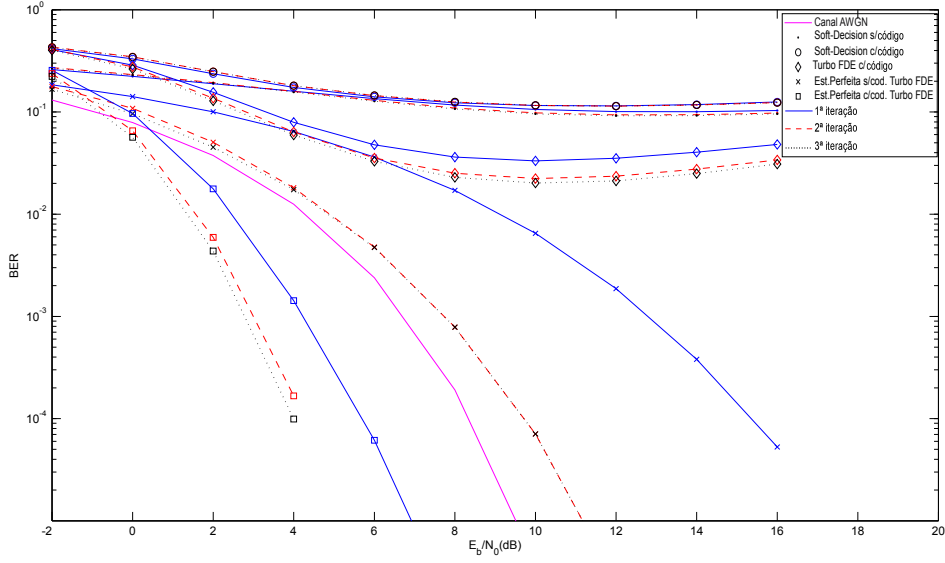
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.23



(b) $f_D T_B = 0.01$

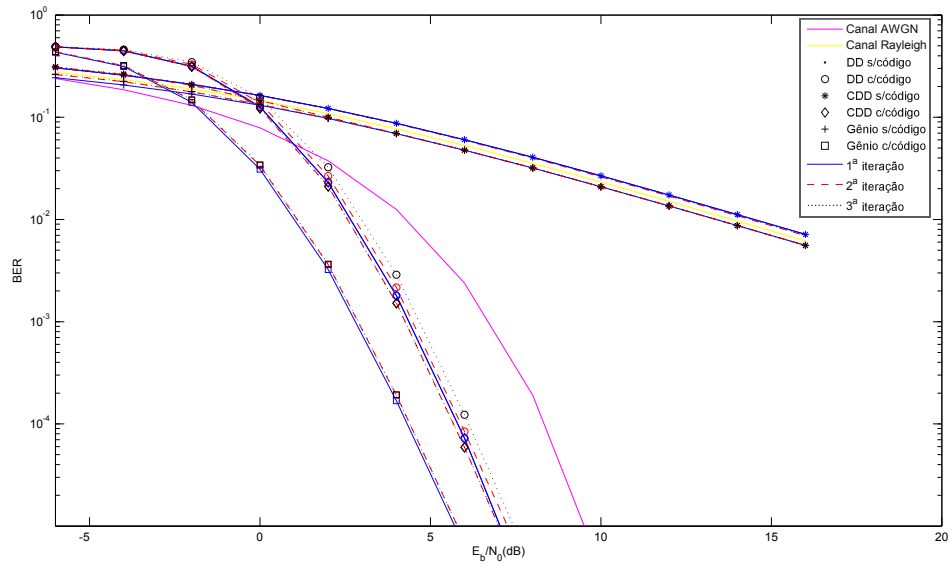
Figura C.23



(c) $f_D T_B = 0.02$

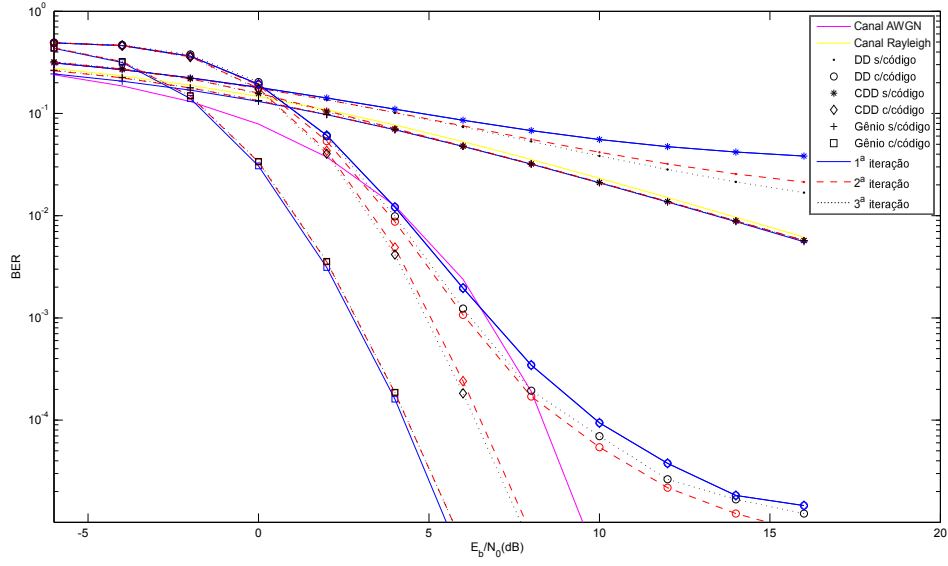
Figura C.23: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao seguimento do canal baseado na combinação de dados) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

C.9 Curvas de desempenho referentes ao *interleaving* dos dados de informação sobre a trama



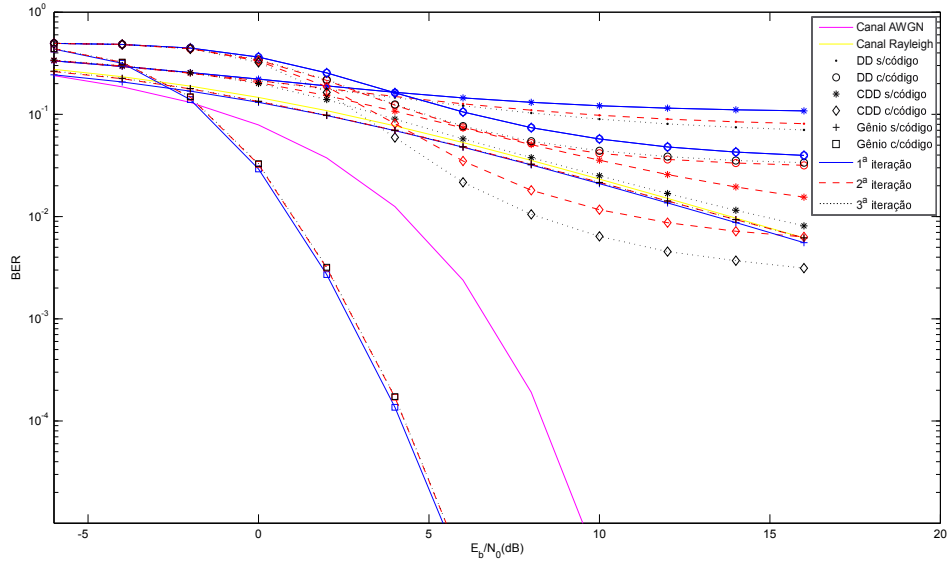
(d) $f_D T_B = 0$

Figura C.23



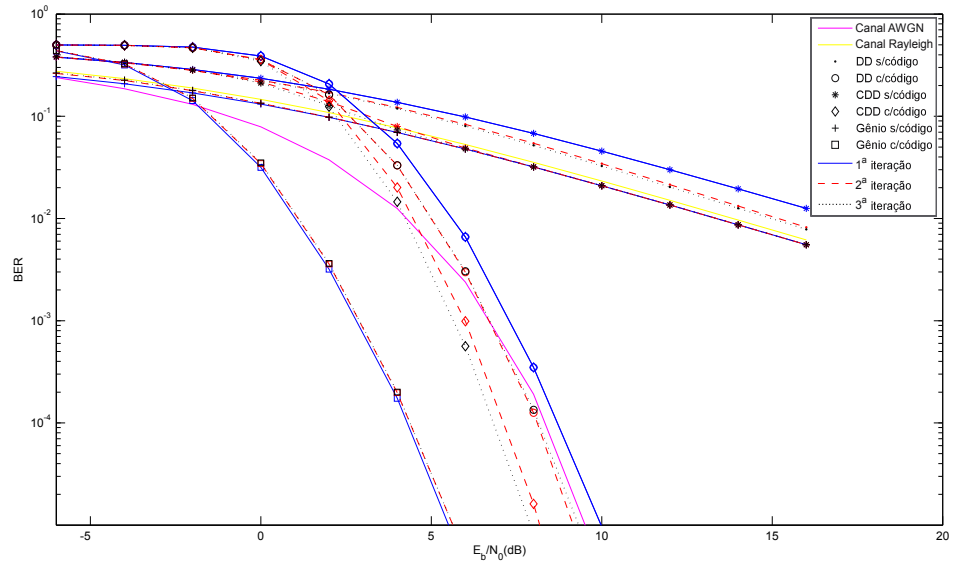
(a) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.24



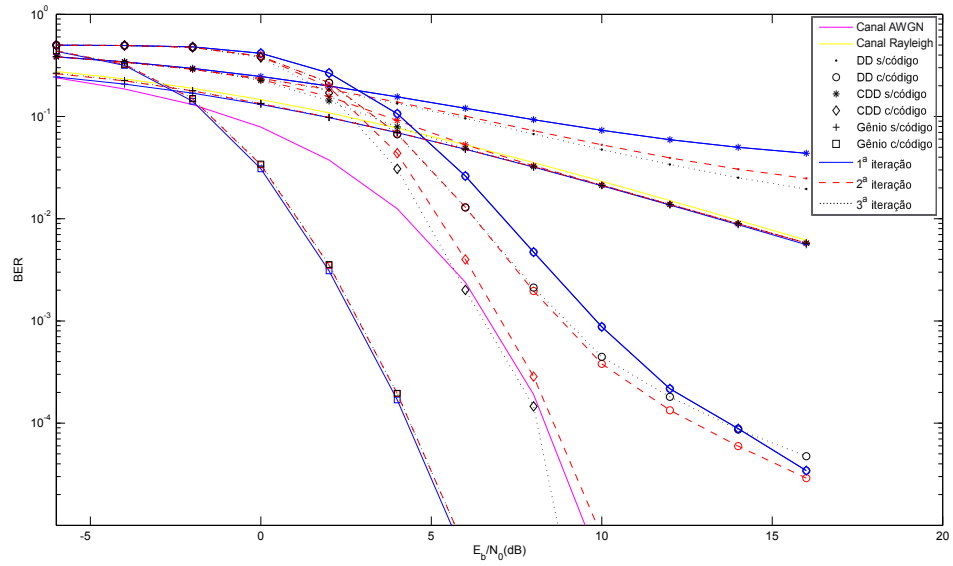
(b) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.24: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao *interleaving* dos dados de informação sobre a trama) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



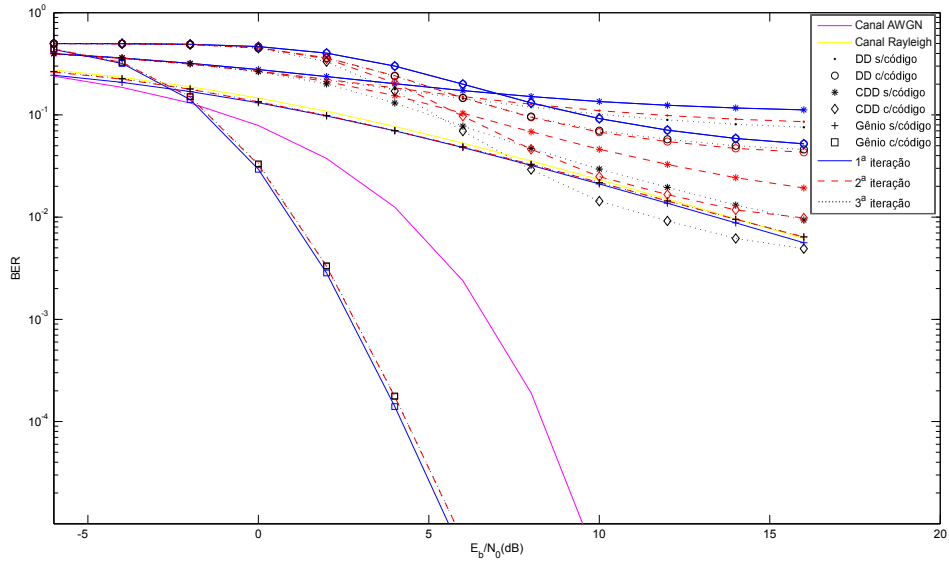
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.25



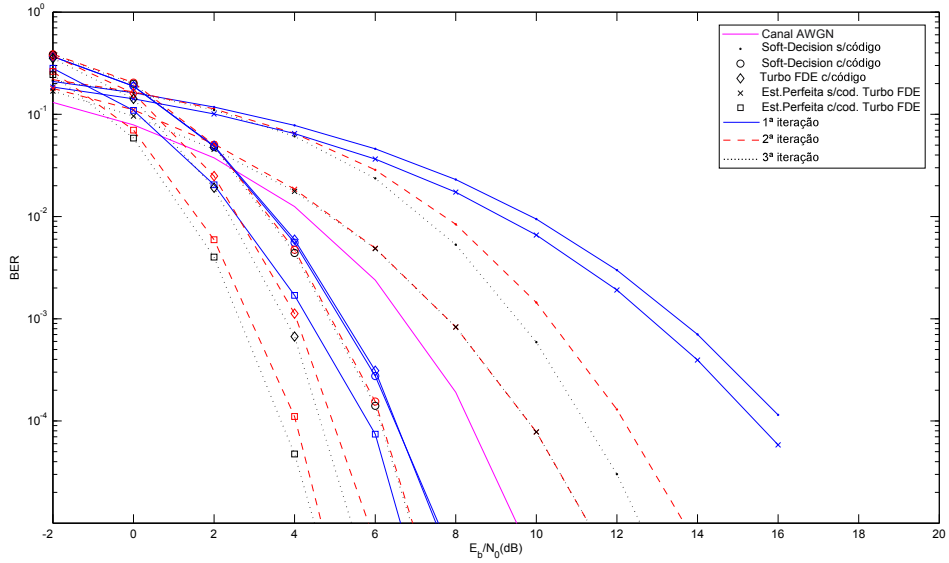
(b) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.25



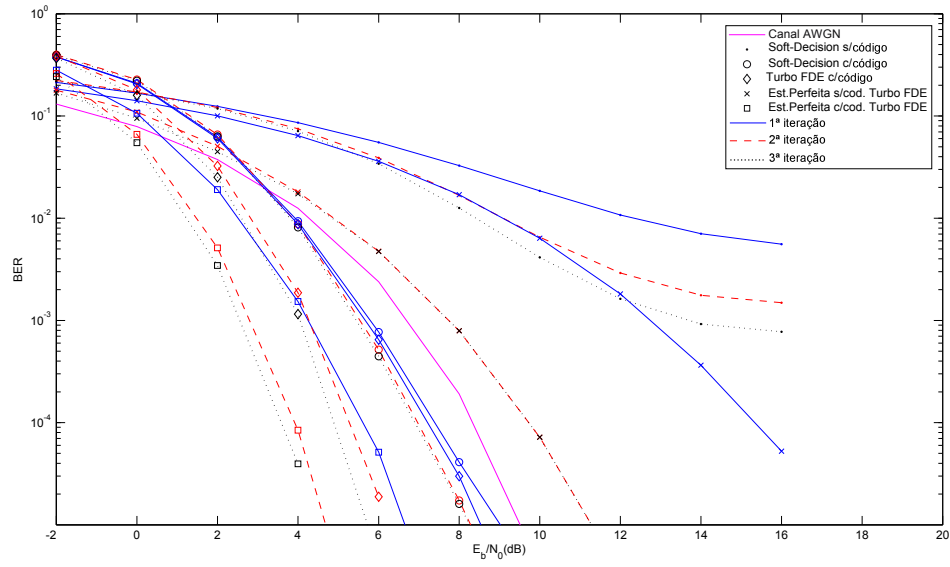
(c) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.25: Curvas de desempenho do OFDM (referentes ao *interleaving* dos dados de informação sobre a trama) com estimação do canal baseada em pilotos multiplexados ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).



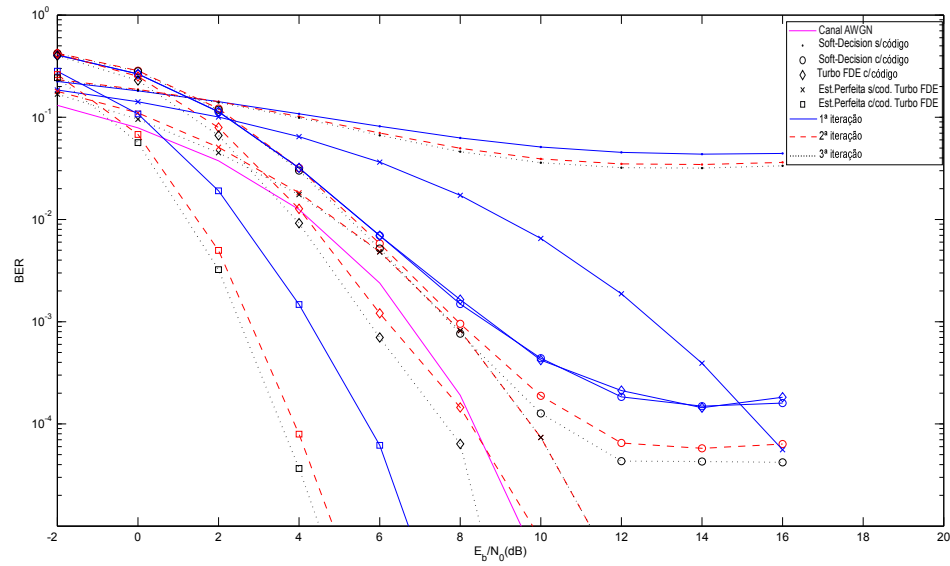
(a) $f_D T_B = 0$

Figura C.26



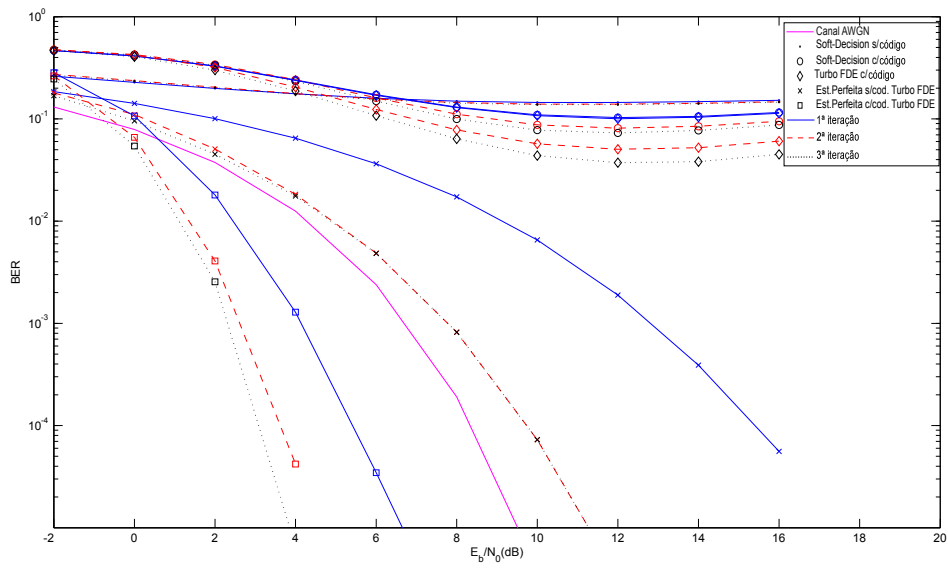
(b) $f_D T_B = 0.005$

Figura C.26



(c) $f_D T_B = 0.01$

Figura C.26



(d) $f_D T_B = 0.02$

Figura C.26: Curvas de desempenho do SC-FDE (referentes ao *interleaving* dos dados de informação sobre a trama) com estimação do canal baseada em sequências de treino ($N_B = 10$, $\frac{P_p}{P_s} = 0$ dB).

Bibliografia

- [WE71] S.B. Weinstein e P. M. Ebert. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Trans. Communications*, COM-19, Out. 1971.
- [WS73] T. Walzman e M. Schwartz. Automatic equalization using the discrete frequency domain. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 19(1), Jan. 1973.
- [BCJR74] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, e J. Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (corresp.). *Information Theory, IEEE Transactions on*, 20(2), Mar. 1974.
- [BG84] A. Benveniste e M. Goursat. Blind equalizers. *Communications, IEEE Transactions on*, 32(8), Ago. 1984.
- [OS89] A. Oppenheim e R. Schafer. *Discrete-Time Signal Processing*. NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [KW90] A. Krantzik e D. Wolf. Statistische eigenschaften von fadingprozessen zur beschreibung eines landmobilfunkkanals. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 44(6), Jun. 1990.
- [SKJ94] H. Sari, G. Karam, e I. Jeanclaude. An analysis of orthogonal frequency-division multiplexing for mobile radio applications. In *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, Jun. 1994.

- [GH94] D. Greenwood e L. Hanzo. *Characterisation of Mobile Radio Channels, Mobile Radio Communications, by R. Steele*. London: Pentech Press, 1994.
- [ZW95] W.Y. Zou e Y. Wu. COFDM: An overview. *IEEE Trans. Broadcasting*, 41(1), Mar. 1995.
- [SKJ95] H. Sari, G. Karam, e I. Jeanclaude. Transmission techniques for digital terrestrial tv broadcasting. *IEEE Commun. Mag*, 33(2), Fev. 1995.
- [MMF97] H. Meyr, M. Moeneclaey, e Stefan A. Fechtel. *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1997.
- [GDCE00] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, e N. Esteves. Comparison of two modulation choices for broadband wireless communications. In *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, volume 2, 2000.
- [BT02] N. Benvenuto e S. Tomasin. Block iterative dfe for single carrier modulation. *Electronics Letters*, 38(19), Set. 2002.
- [CEPB02] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, e A. Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 48(3), Sep. 2002.
- [FABSE02] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, e B. Eidson. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Commun. Mag.*, 40(4), Abr. 2002.
- [GDE03] A. Gusmao, R. Dinis, e N. Esteves. On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications. *Communications, IEEE Transactions on*, 51(7), Jul. 2003.

- [DGE04] R. Dinis, A. Gusmao, e N. Esteves. Iterative block-dfe techniques for single-carrier-based broadband communications with transmit/receive space diversity. In *Wireless Communication Systems, 2004. 1st International Symposium on*, Set. 2004.
- [LFDLD06] Chan-Tong Lam, D. Falconer, F. Danilo-Lemoine, e R. Dinis. Channel estimation for sc-fde systems using frequency domain multiplexed pilots. In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th*, Set. 2006.
- [HWLW07] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, e E. Wasle. *GNSS Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more*. Springer, WienNewYork, 2007.
- [LFDL08] Chan-Tong Lam, D. Falconer, e F. Danilo-Lemoine. Iterative frequency domain channel estimation for dft-precoded ofdm systems using in-band pilots. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 26(2), Fev. 2008.
- [Cha66] R.W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Syst. Tech. J.*, 45, Abr. 1966.
- [Cla68] R.H. Clarke. A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell Syst. Tech. Journa*, 47, Jul/Ago 1968.
- [For72] G. Forney.Jr. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 18(3), Mai. 1972.
- [Chu72] D. Chu. Polyphase codes with good periodic correlation properties (corresp.). *Information Theory, IEEE Transactions on*, 18(4), Jul. 1972.
- [Gan72] M.J. Gans. A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 21(1), Fev. 1972.
- [Pap84] A. Papoulis. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 1984.

- [Qur85] S.U.H. Qureshi. Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*, 73(9), Set. 1985.
- [Cim85] L.J. Cimini.Jr. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Commun.*, 33(7), Jul. 1985.
- [Skl88] B. Sklar. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. NJ: Prentice Hall, 1988.
- [Hay91] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA, 1991.
- [Joh91] C.R. Johnson.Jr. Admissibility in blind adaptive channel equalization. *Control Systems Magazine, IEEE*, 11(1), Jan. 1991.
- [Jak93] W.C. Jakes. *Ed., Microwave Mobile Communications*. NJ: IEEE Press, Piscataway, 1993.
- [Pro95] J.G. Proakis. *Digital Communications, 3rd ed.* New York: McGraw-Hill, 1995.
- [Rap96] T.S. Rappaport. *Wireless Communications*. NJ: Prentice Hall, Upper Saddle River, 1996.