

Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Curso de Engenharia Elétrica

Marcos Vinícius Silva Oliveira

TÉCNICAS DE SINCRONISMO TEMPORAL EM SISTEMAS OFDM

Trabalho Final de Curso

Juiz de Fora
2011

Marcos Vinícius Silva Oliveira

Técnicas de sincronismo temporal em sistemas OFDM

Trabalho Final de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para a obtenção da graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D.Sc.

Juiz de Fora
2011

Marcos Vinícius Silva Oliveira

Técnicas de sincronismo temporal em sistemas OFDM

Trabalho Final de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para a obtenção da graduação em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 15 de julho de 2011.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF
Orientador

Prof. Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Fabrício Pablo Virgínio de Campos, M.Sc
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus, porque certamente Ele foi o grande responsável por tudo que fiz até hoje. Em seguida agradeço a minha mãe que a todo momento foi um exemplo de muito trabalho, esmero, perseverança e conquistas.

Agradeço ao meu orientador, Augusto, pelo seu incondicional apoio, paciência e dedicação para a investigação de um novo assunto. Agradeço ao professor Moisés pelo seu apoio e por ter aberto as portas desta área de estudo para mim.

Agradeço também a todos meus amigos pelo apoio e companhia nestes agradáveis momentos na faculdade, em especial aos amigos do LAPTEL, Thiago, Renan, L. Vasconcelos, Fábio, F. Scoralick, F. La-Gatta, Carlos, Anderson, Matheus, G. Coelho, Nathan, Ana, Diego, Laryssa, Gléverson, Lucas, G. Collen, Zhi, Alam, Davis, G. Filho, L. Manso, R. Vianello, Bernando, F. Xavier, Cristiano, Paola, Eduardo, Mauro, Michelle, Ester, A. Picorone, L. Guilherme, entre outros.

"Agrada-te no Senhor e Ele concederá todos os desejos do seu coração"

Salmos 37:4

RESUMO

O presente trabalho tem como finalidade analisar diferentes técnicas de sincronização temporal em sistemas de multiplexação por divisão em frequência ortogonal (OFDM), apresentando conceitos iniciais e evoluindo o trabalho em torno de técnicas que não têm conhecimento prévio do sinal de referência adotado para estimar os parâmetros de sincronização. Ainda é proposta uma nova técnica contextualizada num ambiente restrito e motivada pelo seu desempenho e baixa complexidade de implementação. Em seguida, são realizadas simulações computacionais de variadas técnicas de sincronização temporal baseadas em prefixo cíclico, bem como a implementação em dispositivos lógicos programáveis (FPGA) das mesmas para uma variante do sistema OFDM, cujo sinal enviado seja real, tal como, multiplexação por divisão em frequência ortogonal Hermitiana Simétrica (HS-OFDM).

Os resultados mostraram que, em condições específicas, o método proposto possui maior eficiência e menor complexidade em comparação as demais técnicas estudadas.

Palavras chave: Sincronização temporal, técnicas cegas, prefixo cíclico, OFDM, HS-OFDM, FPGA, ML, MMSE, MC, MMAE.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1 Interpretação visual da ortogonalidade entre as subportadoras. 20

2 Diagrama de processos do receptor (BEEK et al., 2002). 24

3 Ilustração simbólica do prembulo enviado (MULLER-WEINFURTNER, 1998). 30

4 Ilustração simbólica da metodologia para estimação dos parâmetros de sincronismo a partir do prefixo cíclico (SANDELL; BEEK; BORJESSON, 2002). 34

5 Resposta ao impulso do canal utilizado para as simulações. 40

6 Desempenho das técnicas abordadas para $\xi_f = 0$. 41

7 Desempenho das técnicas abordadas em função de ξ_f. 43

8 Detalhe, do desempenho das técnicas abordadas em função de ξ_f, para $0 \leq \xi_f \leq 0.05$. 44

9 Cálculo do parâmetro $\left|S_{\hat{k}}^r\right|$ de forma recursiva (MC). 46

10 Cálculo do parâmetro $D_{\hat{k}}^r$ de forma recursiva (MMAE). 46

11 Cálculo do parâmetro $M_{\hat{k}}^r$ de forma recursiva (MMSE). 47

12 Cálculo do parâmetro $N_{\hat{k}}^r$ de forma recursiva (ML). 48

13 Diagrama simplificado do sistema de sincronização empregado. 48

14 Comparativo de recursos utilizados entre as técnicas de sincronismo estudadas. 49

15 Primeira página de visualização dos sinais para a técnica MC. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$. 51

16 Segunda página de visualização dos sinais para a técnica MC. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$. 51

17 Primeira página de visualização dos sinais para a técnica MMSE. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$. 52

18 Segunda página de visualização dos sinais para a técnica MMSE. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$. 52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ARPA agência de projetos de pesquisa avançada (do inglês, *advanced research and projects agency*)

OFDM multiplexação por divisão em frequência ortogonal (do inglês, *orthogonal frequency-division multiplexing*)

DAB radiodifusão de áudio digital (do inglês, *digital audio broadcasting*)

DVB radiodifusão de video digital (do inglês, *digital video broadcasting*)

FDM multiplexação por divisão em frequência (do inglês, *frequency-division multiplexing*)

PAPR razão entre potência de pico e potência média (do inglês, *peak-to-average power ratio*)

ISI interferência entre símbolos (do inglês, *inter symbol interference*)

ICI interferência entre subportadoras (do inglês, *inter carrier interference*)

FIR resposta ao impulso de comprimento finito (do inglês, *finite-length impulse response*)

CFO desvio de frequência de subportadora (do inglês *carrier frequency offset*)

NFO desvio de frequência de subportadora normalizado (do inglês *normalized carrier frequency offset*)

AWGN ruído aditivo gaussiano branco (do inglês, *additive white gaussian noise*)

DFT tranformada de Fourier discreta (do inglês, *discret Fourier tranform*)

ML máxima verossimilhança (do inglês, *maximum likelihood*)

SNR relação sinal ruído (do inglês, *signal noise ratio*)

MMSE mínimo erro quadrático médio (do inglês, *minimum mean square error*)

MMAE mínimo erro absoluto médio (do inglês, *minimum mean absolute error*)

MC máxima correlação (do inglês, *maximum correlation*)

QAM modulação em amplitude e quadratura (do inglês, *quadrature amplitude modulation*)

FPGA dispositivo lógico programável (do inglês, *field programmable gate array*)

HS-OFDM multiplexação por divisão em frequência ortogonal Hermitiana simétrica (do inglês, *Hermitian Symmetric orthogonal frequency-division multiplexing*)

LTI linear invariante no tempo (do inglês, *linear time-invariant*)

LTV linear variante no tempo (do inglês, *linear time-variant*)

SUMÁRIO

1 Introdução **14**

1.1 Uma alusão à sincronização 15

1.2 Objetivos 16

1.3 Organização do trabalho 17

2 Sistemas OFDM **18**

2.1 Princípios do sistema OFDM 19

2.1.1 Características do sinal 19

2.1.2 Sinal OFDM com prefixo cíclico 21

2.2 Efeitos causados pelo meio de comunicação 22

2.2.1 Passagem do sinal OFDM por um canal dispersivo 22

2.2.2 Modelagem do ruído adicionado ao sinal 22

2.2.3 Efeito do desvio de frequência de portadora 23

2.2.4 Representação amostrada do sinal recebido 23

2.2.5 Incerteza de tempo 24

2.3 Recepção do sinal 24

2.3.1 Estimação do desvio de frequência de portadora e de desvio de tempo . . 25

2.3.2 Correção do desvio de frequência de portadora 25

2.3.3 Demodulação do símbolo OFDM a partir da transformada de Fourier discreta 25

2.3.4 Estimação da resposta ao impulso do canal 26

2.3.5 Equalização 27

2.3.6 Detecção 27

3 Revisão Bibliográfica **28**

3.1 Apresentação do problema 28

3.2 Metodologias empregadas para Sincronização 29

3.2.1 sincronização baseada em preâmbulo 29

3.2.2 Técnicas de sincronização baseada em preâmbulo 30

3.2.2.1 Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE) 30

3.2.2.2 Técnica de Máxima Correlação 32

3.2.2.3 Técnica de Máxima Verossimilhança 33

3.2.3 Sincronização baseada em prefixo cíclico 33

3.2.4 Técnicas de sincronização baseada em prefixo cíclico 34

3.2.4.1 Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE) 34

3.2.4.2 Técnica de Máxima Correlação 35

3.2.4.3 Técnica de Máxima Verossimilhança 36

4 Técnica Proposta **37**

4.1 Simplificação da técnica Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE) 37

4.1.1 Mínimo Erro Absoluto Médio (MMAE) 37

5 Resultados de Simulações **39**

5.1 Simulação para desvio de frequência igual a zero 39

5.2 Simulação para desvio de frequência diferente de zero 42

6 Implementação em FPGA **45**

6.1 Implementação utilizando recursividade 45

6.1.1 Recursividade para a técnica MC 45

6.1.2 Recursividade para a técnica MMAE 46

6.1.3 Recursividade para a técnica MMSE 46

6.1.4 Recursividade para a técnica ML 47

6.2 Sistema de sincronismo 47
6.3 Complexidade de implementação em FPGA 48
6.4 Verificação 50

7 Conclusão **53**

7.1 Trabalhos futuros 53

Referências **55**

1 INTRODUÇÃO

Desde o século anterior a humanidade vive uma constante evolução dos sistemas de comunicação. Cada geração conhece um novo obstáculo superado pelas tecnologias desta grande área. Alguns destes obstáculos representavam enorme dificuldade e inviabilizavam uma série de atividades no passado. Diferentemente de hoje, que realizamos a maior parte delas com relativa facilidade. Um destes obstáculos foi a distância, que nos dias de hoje, não representa uma grande dificuldade, isto pode ser observado na facilidade de realizar uma ligação internacional. No entanto, há alguns séculos atrás seriam necessários meses para que uma mensagem pudesse ser enviada de um lado do mundo para o outro.

O telefone representou uma grande invenção feita pelo homem, mas esta invenção ilustrou somente uma breve demonstração do que o homem ainda seria capaz de criar. A insaciável busca por sistemas mais avançados e de maior representatividade levou o homem a lugares mais altos. Desta forma, o tempo foi o único limitador da evolução dos sistemas existentes até então. Com o passar do tempo, o desenvolvimento de novos sistemas propiciou a transmissão não somente da voz humana, mas sim, de imagens e vídeos que aumentavam de sobremaneira a capacidade de transmitir informação. Neste momento surgiram os televisores analógicos que revolucionaram o dia a dia de toda humanidade, redefinindo comportamento, opinião e interesse. Dizem até que existiu uma época em que toda família se reunia em torno de uma televisão para assistir a programação disponível, muitas das vezes eram disponíveis em somente alguns horários do dia.

Até este momento, os meios de comunicação em massa eram pouco interativos, visto que o telespectador não tinha oportunidade de interagir com nada que ele estivesse recebendo, restava a ele somente assistir o que lhe era oferecido. Com o passar do tempo, a televisão perdeu um pouco de espaço no dia a dia da população, uma vez que não mais satisfazia as expectativas dos usuários como no início de sua aplicação. A ausência da interatividade, que era possível num encontro real, ia motivando

o desenvolvimento de sistemas de comunicação que permitissem a plena comunicação entre ambas partes. E num mundo em que a opinião das pessoas se tornava cada vez mais importante, era inevitável o surgimento de uma nova tecnologia que superasse a revolução gerada pelo televisor.

O nascimento desta nova tecnologia aconteceu em meio a guerra fria, quando houve a necessidade de garantir a comunicação entre bases militares, mesmo que o ponto central desta comunicação fosse abalado. Nos Estados Unidos toda comunicação entre estas bases eram centralizadas pelo Pentágono e qualquer ataque armado apontado para o mesmo deixava todas as outras bases vulneráveis. Em meio a este clima de insegurança crescia a demanda por um sistema de comunicação subterrâneo que mantivesse rotas entre estas bases sem a existência de uma unidade central. Atendendo esta demanda surgiu a ARPANET, desenvolvida pela então agência de projetos de pesquisa avançada (do inglês, *advanced research and projects agency*) (ARPA), que representou o ponto de partida para a internet que temos hoje. Isto foi possível a partir da participação de universidades espalhadas por todo país, que de forma compartilhada desenvolveram uma rede com maior confiabilidade e alcance do que o padrão ARPANET, que a partir de 1983 ganhou o nome de internet.

A partir da década de 90 a internet se popularizou assustadoramente e a interatividade não alcançada pelos televisores foi conquistada a partir dela. Com o advento da internet, meios de comunicação digitais ganharam espaço e expandiu consideravelmente o potencial das tecnologias utilizadas na área.

O desenvolvimento de todos estes sistemas, tanto analógicos como digitais, demandavam muita pesquisa e investigação do meio de comunicação. Logo surgiram vários grupos de pesquisa, em que cada um deles se preocupava objetivamente com uma das etapas deste grande sistema. Isto foi extremamente saudável para a evolução do conhecimento de sistemas de comunicação.

Neste sentido, este trabalho irá versar a respeito de uma destas etapas, normalmente conhecida como sincronização.

1.1 UMA ALUSÃO À SINCRONIZAÇÃO

Imagine uma exposição de quadros em uma sala circular de um museu. Imagine ainda que nesta sala foram fixados quadros ao redor de todo perímetro da mesma, e quando em sequência, revelam uma história muito especial. Embora a história fosse

muito bonita, o autor desejava despertar algo mais de seus expectadores.

Ao encontro deste objetivo, no momento da fixação destes quadros, o autor não revelou explicitamente qual deles representavam o início da história. Desta forma, esta particularidade reservava a exposição inúmeras interpretações a respeito dos quadros e consequentemente a interpretação de inúmeras histórias diferentes.

A exposição logo conquistou destaque na região do museu, uma vez que cada um dos visitantes poderia contar uma história diferente que explicasse a sequência dos quadros. Em pouco tempo já haviam debates nas ruas e nas televisões a repeito das inúmeras histórias possíveis a partir da observação da exposição. Inevitavelmente, o autor foi assediado por amigos e diversas equipes de radio e televisão que buscavam qual das histórias seria a correta, ou em outras palavras, qual dos quadros representava o início da história.

Em meio a este constante assédio, o autor decidiu se pronunciar a respeito de sua exposição. E observado por uma grande multidão revelou o seguinte: assim como um círculo, que por qualquer ponto que você comece, não acharia um início e um fim, do mesmo modo os visitantes desta exposição nunca encontrarão o início e o fim desta história e compete a cada um deles determinar não somente a história desta exposição, bem como a história de suas vidas.

Apesar da história revelar uma lição de vida muito interessante, não cabe a um sistema de comunicação todo este romantismo. Conforme percebido anteriormente, o desconhecimento do quadro inicial reservava inúmeras interpretações a respeito da exposição. Esta propriedade de multi-interpretação não é desejada em sistemas de comunicação, uma vez que muitas das vezes são trafegadas informações importantes que poderiam causar sérios danos caso fossem mal interpretadas.

1.2 OBJETIVOS

Neste sentido, este trabalho pretende discutir meios de contribuir na tentativa de se obter a correta interpretação da mensagem. E a contribuição que será exaustivamente discutida neste trabalho é a respeito da sincronização temporal em sistemas multiplexação por divisão em frequência ortogonal (do inglês, *orthogonal frequency-division multiplexing*) (OFDM), que por sua vez, tem uma relação muito especial com a busca pelo quadro inicial da história citada a pouco.

Compete ao algoritmo de sincronização temporal estimar os parâmetros de sin-

cronização dentro de uma janela pré-determinada. Para tanto se faz necessário que o transmissor e receptor cooperem entre si no intuito de firmar a sincronização com sucesso.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A fim de facilitar o acesso a informação deste trabalho, a estrutura do texto foi dividida nos seguintes capítulos: Uma sucinta descrição do sistema de OFDM surge no Capítulo 2. Em seguida vêm o Capítulo 3 que descreve as pesquisas efetuadas para o desenvolvimento do trabalho corrente. A investigação das técnicas abordadas no Capítulo 3 permitiu a obtenção de uma simplificação de umas destas técnicas, que conquentemente motivou a proposta de uma nova técnica reservada para um contexto especial, a mesma foi descrita no Capítulo 4. A simulação destas técnicas, bem como interpretação dos resultados estão descritos no Capítulo 5. A implementação das técnicas abordadas neste trabalho foi descrita no Capítulo 6. Por fim a conclusão do trabalho vem no Capítulo 7.

2 SISTEMAS OFDM

A técnica de OFDM tem sido muito investigada atualmente. Desta forma, estas pesquisas proporcionaram ao sistema OFDM notável destaque em meio a comunidade cientifica. A mesma foi adotada na montagem dos padrões radiodifusão de áudio digital (do inglês, *digital audio broadcasting*) (DAB) (ETSI(A), 1997) e radiodifusão de video digital (do inglês, *digital video broadcasting*) (DVB) (ETSI(B), 1997). E a aplicação desta técnica se estende a outras variadas tecnologias como: redes locais e sistemas de comunicação móveis.

OFDM é um sistema de modulação muti-canal, isto significa que o canal de comunicação é dividido em partes menores e a mensagem é transmitida paralelamente entre todos os sub canais. Esta técnica de modulação garante o envio de todas as mensagens simultaneamente, bem como sua recepção.

O primeiro sistema de modulação multi-canal apareceu na década de 50 e foi muito utilizado em aplicações militares. Um pouco mais tarde, esta técnica de demodulação foi denominada como sistemas multiplexação por divisão em frequência (do inglês, *frequency-division multiplexing*) (FDM). Basicamente as mensagens eram enviadas paralelamente a partir de subportadoras criadas por vários osciladores. Estes osciladores eram configurados de forma que garantissem um espaçamento adequado entre cada uma das subportadoras, de modo que minimizasse a sobreposição das mesmas. Mais tarde o sistema OFDM foi proposto por (CHANG, 1966) e (SALTZBERG, 1967) trazendo notáveis melhorias perante ao sistema anterior, e logo se destacou, visto que aumentava de sobremaneira a eficiência espectral e facilitava a etapa de equalização de canais dispersivos (GOSH, 1996).

Embora a técnica se mostrasse bastante promissora, a investigação da mesma, até os dias de hoje, revelou algumas dificuldades em trabalhar com a técnica proposta por (CHANG, 1966) e (SALTZBERG, 1967). Primeiramente foi observado notável sensibilidade a desvio de frequência, visto que esta técnica de modulação utilizava um grupo de portadoras de banda estreita, com pequeno espaçamento entre elas. Isto dificultava o

projeto de receptores que atendessem satisfatoriamente estas restrições e recuperassem as mensagens com sucesso. Em seguida, notou-se que para manter a ortogonalidade entre as subportadoras seria necessário garantir a linearidade do amplificador, o que acarretava em maiores dificuldades de projeto. Ainda verificou-se alta razão entre potência de pico e potência média (do inglês, *peak-to-average power ratio*) (PAPR), implicando na necessidade de amplificadores de maior potência e sistemas de digitalização de maior resolução. Desta forma até os dias de hoje todas estas demandas exigem cuidado especial no projeto e inevitavelmente podem aumentar consideravelmente o custo de implementação.

Neste capítulo, será descrito os princípios da técnica OFDM na Secção 2.1, detalhes dos efeitos causados pelo meio de comunicação poderão ser conferidos na Secção 2.2 e algumas observações sobre a recepção do sinal, principalmente no que tange a sincronização, na Secção 2.3.

2.1 PRINCÍPIOS DO SISTEMA OFDM

O envio de uma mensagem, através da modulação OFDM se dá através de símbolos. Em cada símbolo existem diversas subportadoras que levam individualmente cada mensagem. Esta característica paralela de um sistema multi-canal, como o sistema OFDM, traz inúmeros benefícios. Dentre eles vêm a seletividade em frequência, que quando aliado a um canal com desvanecimento lento, permite a equalização individual cada sub canal, de modo semelhante a um canal plano. Isto se deve principalmente ao reduzido espaçamento entre as subportadoras, que consequentemente, acarreta numa resposta em frequência aproximadamente plana entre as mesmas.

2.1.1 CARACTERÍSTICAS DO SINAL

Basicamente um símbolo OFDM é composto por N mensagens paralelas moduladas por N subportadoras simultaneamente. A expressão matemática, em banda base, de cada subportadora é definida na Equação (2.1).

$$\varphi_c(t) = e^{j2\pi f_c t}, \tag{2.1}$$

em que f_c denota a frequência da subportadora de índice c. Um símbolo OFDM, em banda base e sem prefixo cíclico é expresso na Equação (2.2).

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} x_c \varphi_c(t), \tag{2.2}$$

para $0 < t < NT$, em que, x_c é a mensagem complexa vinculada à subportadora de índice c e NT é a duração de um símbolo OFDM, de forma que todas as subportadoras são igualmente espaçadas e f_c é expresso pela Equação (2.3).

$$f_c = \frac{c}{NT}. \tag{2.3}$$

Este espaçamento homogêneo entre as subportadoras implica em que a frequência de todas subportadoras seja um múltiplo inteiro de $\frac{1}{NT}$. Desta forma é possível garantir ortogonalidade entre as mesmas para $0 < t < NT$, uma vez que a condição de ortogonalidade (LATHI, 1979), descrita na Equação (2.4), é atendida no intervalo $0 < t < NT$.

$$\int_0^{NT} \varphi_c(t)\varphi_d(t)dt = 0, \tag{2.4}$$

em que $\{c,d\} \in \mathbb{Z}$ e $c \neq d$.

A interpretação visual desta particularidade é ilustrada na Figura 1.

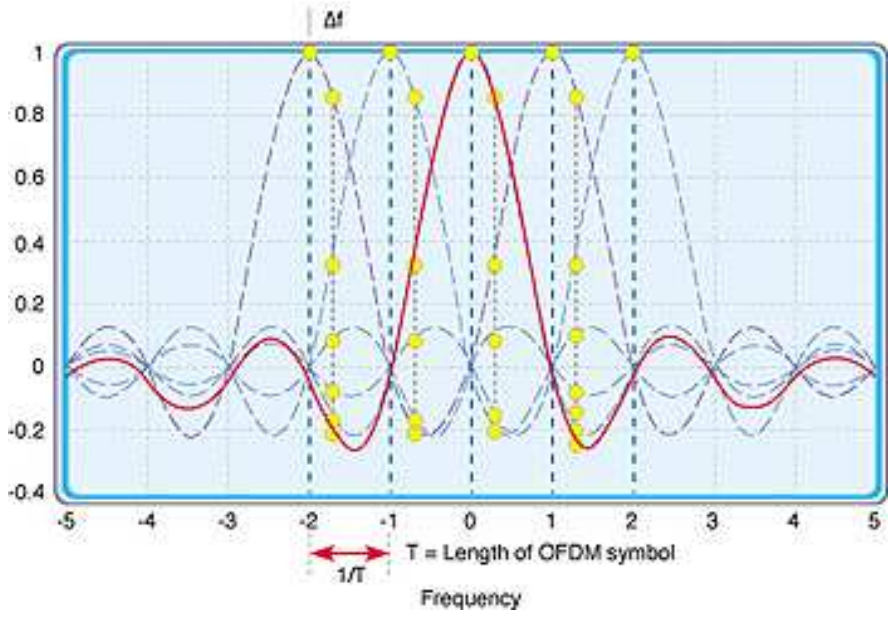


Figura 1: Interpretação visual da ortogonalidade entre as subportadoras.

Nota-se que o centro de cada subportadora coincide com a magnitude nula das demais, esta característica confere a técnica de modulação OFDM uma particular so-

breposição espectral.

2.1.2 SINAL OFDM COM PREFIXO CÍCLICO

Surgem duas dificuldades quando um sinal OFDM é transmitido através de um canal dispersivo. Primeiramente o efeito memória do canal cria uma sobreposição dos símbolos OFDM em suas regiões de vizinhança no tempo, fazendo com que parte do final do primeiro símbolo OFDM se misture ao início do segundo e assim em diante. Denomina-se este fenômeno como interferência entre símbolos (do inglês, *inter symbol interference*) (ISI). Mas num segundo ponto de vista, esta mesma sobreposição dos símbolos em sua região de vizinhança, acarreta também na quebra da condição de ortogonalidade, definida na Equação (2.4), uma vez que a janela de demodulação compreenderá dois símbolos OFDM. Isto implica em interferência entre subportadoras (do inglês, *inter carrier interference*) (ICI), visto que com a quebra da ortogonalidade haverá espalhamento espectral na demodulação do símbolo OFDM e consequentemente interferência entre as subportadoras.

Adicionando um tempo de sinal nulo entre os símbolos OFDM, normalmente conhecido como intervalo de guarda, combate-se o efeito causado pela ISI. No entanto, deve-se observar que a janela anteriormente adotada no processo de demodulação, não mais compreenderia o símbolo OFDM em sua totalidade. Isto se deve ao aumento da duração do símbolo OFDM, causado pela dispersividade do canal de comunicação. Esta observação implica na não preservação da condição de ortogonalidade, que acarreta grande dificuldade para aplicação do sistema de modulação OFDM.

A solução deste problema surgiu a partir da introdução do prefixo cíclico, proposto por (PELED; RUIZ, 1980). A partir da utilização do prefixo cíclico foi possível garantir a preservação da ortogonalidade entre as subportadoras, além de evitar a ISI .

A representação matemática da adição do prefixo cíclico consiste simplesmente na extensão cíclica do símbolo OFDM em uma determinada duração, conforme Equação (2.5).

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} x_c \varphi_c(t), \tag{2.5}$$

para $-N_g T < t < NT$, em que N_g consiste na quantidade amostras adotadas para o prefixo cíclico.

2.2 EFEITOS CAUSADOS PELO MEIO DE COMUNICAÇÃO

O meio de comunicação representa todo o meio pelo qual o sinal é transmitido. Além da transmissão do sinal, propriamente dita, o canal traz consigo alguns efeitos que devem ser analisados cuidadosamente. Nesta seção, serão analisados alguns dos principais efeitos causado pelo meio de comunicação perante o sinal transmitido.

2.2.1 PASSAGEM DO SINAL OFDM POR UM CANAL DISPERSIVO

Conforme dito anteriormente, o prefixo cíclico ajuda evitar ISI, mas esta contribuição só ocorre caso seja satisfeita uma condição essencial. Nota-se que para neutralizar a interferência do símbolo OFDM anterior em relação ao corrente, o prefixo cíclico deve possuir duração maior ou igual a duração da resposta ao impulso do canal.

Desta forma, caso o canal seja modelado a partir de uma resposta ao impulso de comprimento finito (do inglês, *finite-length impulse response*) (FIR) de comprimento L_h limitado no intervalo [0,L_h] e $N_g \geq L_h - 1$. O sinal recebido $\tilde{r}_0(t)$ após a passagem pelo canal, no intervalo $0 < t < NT$ pode ser modelado a partir de uma expressão de convolução entre o sinal transmitido e a resposta ao impulso do canal, conforme Equação (2.6).

$$\tilde{r}_0(t) = s(t) * h(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} H_c x_c \varphi_c(t), \tag{2.6}$$

para $0 < t < NT$, em que H_c é definido na Equação (2.7),

$$H_c = \int_0^{L_h T} h(\tau) e^{j2\pi f_c \tau} d\tau. \tag{2.7}$$

Deve-se salientar que H_c foi obtido pela transformada de Fourier, e cada H_c representa a componente de frequência do canal associada a cada subportadora de índice c. Nota-se também a eliminação do prefixo cíclico na Equação (2.6), evidenciada pela alteração do intervalo da Equação (2.6) em relação a Equação (2.5).

2.2.2 MODELAGEM DO RUÍDO ADICIONADO AO SINAL

Em seguida ao processo de convolução do sinal com a resposta ao impulso do canal, vem a adição de ruído. Este processo foi modelado a partir de um ruído aditivo

gaussiano branco (do inglês, *additive white gaussian noise*) (AWGN). Neste tipo de modelagem, um ruído com distribuição gaussiana e com amostras descorrelacionadas entre si $n(t)$ é adicionado ao sinal original $\tilde{r}_0(t)$, de forma que o sinal resultante é representado pela Equação (2.8).

$$r_0(t) = \tilde{r}_0(t) + n(t). \tag{2.8}$$

2.2.3 EFEITO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA DE PORTADORA

A modulação em banda passante desloca o sinal de uma região do espectro de frequência para outra. Este processo pode ser realizado a partir de um par de osciladores no transmissor e no receptor, que são responsáveis pelo translado do sinal em banda base para banda passante e seu respectivo retorno.

É difícil garantir perfeita compatibilidade de frequência entre os osciladores no transmissor e receptor, uma vez que, os mesmos são submetidos a condições de funcionamento diferentes. Esta incompatibilidade de frequência entre os osciladores responsáveis pelo processo de modulação em banda passante pode ser representado por uma nova modulação resultante. Esta modulação é representada em banda base a partir da Equação (2.9),

$$r(t) = r_0(t)e^{j2\pi\Delta f_{co}t} = r_0(t)e^{j2\pi\frac{t}{NT}\xi_f}, \tag{2.9}$$

em que $\tilde{r}(t)$ representa o sinal observado pelo receptor, Δf_{co} denota o desvio de frequência de subportadora (do inglês *carrier frequency offset*) (CFO) entre transmissor e receptor e $\xi_f \triangleq \frac{\Delta f_{co}}{\Delta f_{sub}}$ denotando desvio de frequência de subportadora normalizado (do inglês *normalized carrier frequency offset*) (NFO) .

2.2.4 REPRESENTAÇÃO AMOSTRADA DO SINAL RECEBIDO

Após a passagem pelos processos anteriores o sinal precisa ser aquisitado pelo receptor. Neste processo, ocorre a amostragem do sinal com o mesmo período adotado na modelagem do transmissor. Desta forma, o sinal amostrado r_k é representado na Equação (2.10),

$$r_k = r(kT) = r_{0k}e^{j2\pi\Delta f_{co}kT} = r_{0k}e^{j2\pi\frac{k}{N}\xi_f}, \tag{2.10}$$

em que r_{0k} é representado pela Equação (2.11).

$$r_{0k} = r_0(kT). \tag{2.11}$$

2.2.5 INCERTEZA DE TEMPO

Vale ressaltar que no momento de aquisição do sinal, não existe um juiz que possa arbitrar o instante inicial de um símbolo qualquer. Desta forma, o receptor deve ser capaz de estimar o tempo inicial do símbolo citado anteriormente. Em outras palavras, estimar a amostra k correspondente à amostra inicial de um símbolo OFDM é um atributo do algoritmo de sincronização implementado no receptor.

O não conhecimento do mesmo pode implicar na incorreta demodulação da mensagem transmitida. Desta forma a estimação de k se torna um processo vital para o sistema de comunicação. Problemas na estimação de k podem acarretar em ISI, devido ao janelamento de dois símbolos consecutivos e ICI devido a consequente quebra de ortogonalidade entre as subportadoras.

2.3 RECEPÇÃO DO SINAL

No momento da recepção do sinal, é necessário um extenso processamento do sinal aquisitado afim de obter a mensagem original transmitida. Desta forma, é necessário demodular o sinal transmitido para obter a mensagem enviada pelo transmissor. Para que a demodulação ocorra com sucesso, a mesma deve ser parametrizada por estimações de variáveis físicas mais próximas quanto possível do valor real. Caso contrário a transmissão da informação pode ser seriamente prejudicada. A seguir serão discutidos alguns itens do receptor, dando enfoque àqueles diretamente ligados com a sincronização, tema do trabalho corrente.

Os processos podem ser visualizados de uma forma geral na Figura 2.3.

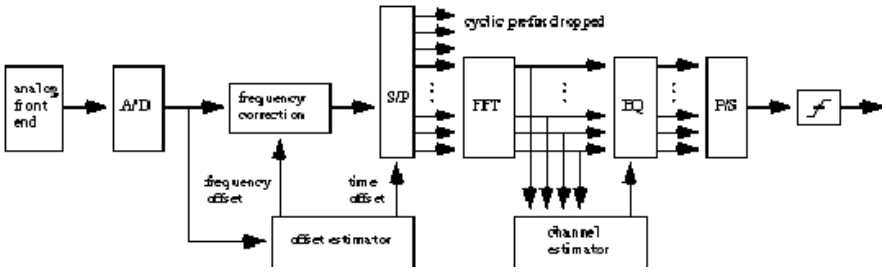


Figura 2: Diagrama de processos do receptor (BEEK et al., 2002).

2.3.1 ESTIMAÇÃO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA DE PORTADORA E DE DESVIO DE TEMPO

Para iniciar a demodulação da mensagem é necessário conhecer Δf_{co} ou de seu respectivo ξ_f e o índice k associado a amostra inicial do símbolo OFDM. Este assunto será discutido com maior detalhes no Capítulo 3, visto que faz parte do tema central do trabalho.

2.3.2 CORREÇÃO DO DESVIO DE FREQUÊNCIA DE PORTADORA

Uma vez conhecido o Δf_{co} estimado, representado por $\hat{\Delta} f_{co}$ e valendo-se do que foi explanado na Subseção 2.2.3, concluí-se que é possível a recuperação do sinal original, bastando somente modular novamente o sinal recebido por um novo desvio de frequência, que realize o deslocamento em frequência no sentido contrário.

Caso admita-se perfeita estimação de Δf_{co} ou de seu respectivo ξ_f, a correção do sinal poderia ocorrer de acordo com a Equação (2.12)

$$r_k^{corrected} = r_k e^{-j2\pi\Delta f_{co} kT} = r_k e^{-j2\pi\frac{k}{N}\xi_f}. \tag{2.12}$$

A seguinte conclusão pode ser obtida caso o valor r_k seja substituído a partir da Equação (2.10), conforme Equação (2.13):

$$\begin{aligned} r_k^{corrected} &= r_{0k} e^{+j2\pi\Delta f_{co} kT} e^{-j2\pi\Delta f_{co} kT} &&= r_{0k} e^{+j2\pi\frac{k}{N}\xi_f} e^{-j2\pi\frac{k}{N}\xi_f} \\ &= r_{0k} e^{(+j2\pi\Delta f_{co} kT - j2\pi\Delta f_{co} kT)} &&= r_{0k} e^{(+j2\pi\frac{k}{N}\xi_f - j2\pi\frac{k}{N}\xi_f)} . \\ &= r_{0k} \end{aligned} \tag{2.13}$$

Desta forma, caso o algoritmo de correção do CFO for parametrizado por um valor correto de Δf_{co} ou seu respectivo ξ_f, o sinal transmitido r_{0k} é recuperado com sucesso.

2.3.3 DEMODULAÇÃO DO SÍMBOLO OFDM A PARTIR DA TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

Juntamente com o processo de correção de CFO, a demodulação do símbolo OFDM também precisa da estimação de um determinado parâmetro. Diferente da Subseção 2.3.2, neste momento é necessário o índice estimado de k, ou $\hat{k}$, referente a amostra inicial do símbolo OFDM. Caso seja admitido perfeita estimação de k, é possível

recuperar a mensagem enviada sem prejuízos, visto que a perfeita estimação de k elimina ISI. Este resultado é obtido a partir da tranformada de Fourier discreta (do inglês, *discret Fourier tranform*) (DFT), que é capaz de extrair as mensagens enviadas paralelamente por meio de cada subportadora. Este processo pode ser visualizado na Equação (2.14),

$$\begin{aligned} y_c &= \tfrac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} r_{0k}\varphi_c^{-1}(kT) \\ &= \tfrac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} (\tilde{r}_{0k} + n_k)\varphi_c^{-1}(kT) \\ &= \tfrac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} (\tfrac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1} H_c x_c \varphi_c(kT) + n_k)\varphi_c^{-1}(kT) \\ &= \tfrac{1}{\sqrt{N}}\tfrac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{N-1}\sum_{c=0}^{N-1} H_c x_c \varphi_c(kT)\varphi_c^{-1}(kT) + \sum_{c=0}^{N-1} n_k\varphi_c^{-1}(kT) \\ &= H_c x_c + n_c \end{aligned} \quad , \tag{2.14}$$

em que $n_k = n(kT)$ e $n_c \triangleq \sum_{c=0}^{N-1} n_k\varphi_c^{-1}(kT)$, representa a DFT de n_k, que por consequência denota o ruído resultante, após a demodulação, adicionado em cada subportadora.

2.3.4 ESTIMAÇÃO DA RESPOSTA AO IMPULSO DO CANAL

Normalmente a estimação da resposta ao impulso do canal se dá através da adição de sinais piloto em meio a mensagem transmitida. Caso considerarmos que a resposta em frequência associada a cada subportadora possua desvanecimento plano, será possível utilizar as mesmas técnicas adotadas para estimação de canal de sistemas de única portadora. Neste sentido é inserido sinais pilotos conhecidos (MOHER; LODGE, 1989; CAVERS, 1991) dispostos de forma determinada em meio a mensagem original. A atenuação obtida é medida e estendida para as subportadoras vizinhas a partir de uma interpolação, valendo-se das propriedades de correlação entre as componentes de frequência do canal.

A disposição destes sinais pilotos não obrigatoriamente deve ser fixa, muito pelo contrário, o revezamento da posição dos sinais pilotos beneficiam a estimação de resposta ao impulso do canal e viabiliza o refinamento deste resultado (HöHER, 1991).

O processo de estimação da resposta ao impulso do canal dá origem ao vetor de componentes de frequência H_c estimado, simbolizado por $\hat{H}_c$.

2.3.5 EQUALIZAÇÃO

Uma vez conhecidas as componentes em frequência do canal pelo qual o sinal foi transmitido, deve-se neutralizar o efeito do canal perante a mensagem transmitida. Este processo de neutralização é normalmente conhecido como equalização.

Caso admita estimação perfeita de H_c, basta encontrar o inverso de cada coeficiente e equalizar a influência do canal perante todas as subportadoras. Para tanto, basta multiplicar H_c^{-1} a mensagem original, conforme Equação (2.15)

$$\begin{aligned} y_c^{equalized} &= H_c^{-1} y_c \\ &= H_c^{-1}(H_c x_c + n_c) \\ &= x_c + H_c^{-1} n_c \\ &= x_c + n_c^r \end{aligned} , \tag{2.15}$$

em que n_c^r é o ruído resultante após o processo de equalização.

2.3.6 DETECÇÃO

Nesta etapa final, restou somente o ruído n_c^r adicionado a mensagem original x_c. Para a estimação da mensagem original deve-se procurar dentre todas realizações possíveis de x_c estimado ($\hat{x}_c$), qual tem maior probabilidade de representar x_c real.

Este processo é definido a partir do princípio de máxima verossimilhança (do inglês, *maximum likelihood*) (ML), que pode ser simplificado pelo conceito de regiões (LEMOS et al., 2010).

A eficiência da detecção depende diretamente da relação sinal ruído (do inglês, *signal noise ratio*) (SNR) associada a cada subportadora. Uma vez que, quanto maior a energia do ruído n_c^r, maior será o deslocamento de $y_c^{equalized}$ em torno de x_c. Desta forma, para assegurar um processo de detecção de sucesso, deve-se monitorar a SNR associada a cada subportadora e adotar uma distância entre pontos de constelação menor do que o ruído poderia deslocar $y_c^{equalized}$ em torno de x_c.

Ao final deste processo a mensagem x_c é recuperada, finalizando o processo de demodulação do sinal transmitido.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, serão discutidas as principais referências adotadas para a execução deste trabalho. Destacando os principais conteúdos que apoiaram as contribuições feita pelo mesmo.

Tentou-se realizar as deduções matemáticas com todos passos necessários para qualquer estudante da área compreender com facilidade, bem como a apresentação do problema que foi descrito na Secção 3.1, as metodologias para firmar o sincronismo na Secção 3.2.

3.1 APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA

Um sistema OFDM, quando utilizado em conjunto com um sistema de modulação em banda passante, pode fazer uso de osciladores no transmissor e receptor que inevitavelmente apresentam condições de funcionamento diferentes. A incompatibilidade entre os mesmos gera um desvio de frequência Δf_{co} entre transmissor e receptor, chamado CFO, que pode degradar consideravelmente o desempenho de um sistema de comunicação (POLLET; BLADEL; MOENECLAEY, 1995; MA; KOBAYASHI; SCHWARTZ, 2003). Vale ressaltar que os sistemas OFDM são altamente sensíveis ao desvio de frequência supracitado, uma vez que a largura de banda utilizada é dividida em partes muito reduzidas, resultando em um estreito intervalo de frequência entre subportadoras. Desta forma, um desvio de frequência Δf_{co}, mesmo que pequeno, pode deslocar uma subportadora da região de onde a mesma era esperada, introduzindo o efeito de interferência entre subportadoras adjacentes, normalmente conhecido como ICI (POLLET; BLADEL; MOENECLAEY, 1995; BEEK et al., 2002).

Na demodulação de um símbolo OFDM, é necessário conhecer a amostra k correspondente ao início do símbolo, de maneira que, o janelamento adotado pelo algoritmo DFT compreenda apenas o símbolo de interesse, caso contrário, haverá interferência entre símbolos consecutivos, normalmente conhecido como ISI juntamente com ICI devido

a quebra de ortogonalidade (BEEK et al., 2002). Ambos terão expressiva contribuição na degradação de desempenho do sistema.

Desta forma, o desempenho da sincronização interfere decisivamente no sucesso da demodulação de um símbolo OFDM, mostrando-se fundamental para o funcionamento adequado do sistema de comunicação. Dentro deste contexto, duas abordagens são normalmente utilizadas: Na primeira, a sincronização é feita através da inserção de um sinal piloto (HENKEL; SCHROER, 2007; WARNER; LEUNG, 1993), já na segunda, não existe a inserção do mesmo (SANDELL; BEEK; BORJESSON, 2002; MOOSE, 1994; MARQUES et al., 2010).

3.2 METODOLOGIAS EMPREGADAS PARA SINCRONIZAÇÃO

Basicamente, conforme dito na Secção 3.1, foram utilizadas neste trabalho técnicas de sincronismo que não têm conhecimento do sinal enviado pelo transmissor. Essas técnicas são normalmente conhecidas como técnicas cegas, visto que diferentemente das técnicas que conhecem o sinal piloto enviado pelo transmissor, estas conhecem simplesmente a existência de uma auto-correlação em alguns instantes.

Seguindo esta abordagem, em geral são empregadas duas metodologias para firmar o sincronismo entre transmissor e receptor em sistemas OFDM: a primeira metodologia utilizará de um preâmbulo, que consiste em um par especial de símbolos OFDM no início de cada janela de estimação dos parâmetros de sincronização, já o segundo se valerá somente do prefixo cíclico para estimar os parâmetros de sincronismo.

3.2.1 SINCRONIZAÇÃO BASEADA EM PREÂMBULO

Neste tipo de metodologia, é enviado um preâmbulo definido por dois símbolos OFDM repetidos para estimar os parâmetros $\tilde{k}$ e $\tilde{\xi_f}$, juntamente com o prefixo cíclico para preservar a auto-correlação adicionada. A partir da análise da diferença encontrada entre estes dois símbolos iniciais, se estima os parâmetros anteriormente citados. Na Figura 3, pode-se verificar detalhes deste tipo de metodologia.

Conforme pode ser visto na Figura 3, dois símbolos OFDM de dimensão N_s são alocados no intervalo $0 \leq k \leq 2N_s - 1$, já o prefixo cíclico, referente a estes símbolos, é alocado no intervalo $-N_g \leq k \leq -1$.

Já no receptor, estes dois símbolos iniciais são avaliados a partir de variadas técnicas e na Subseção 3.2.2, serão expostas variadas técnicas para estimar os parâmetros $\tilde{k}$ e

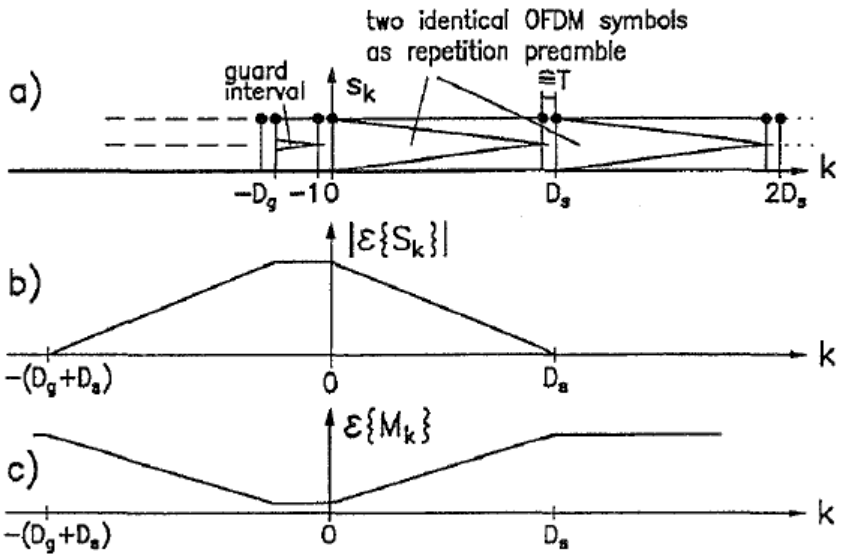


Figura 3: Ilustração simbólica do prembulo enviado (MULLER-WEINFURTNER, 1998).

$\tilde{\xi}_f$.

3.2.2 TÉCNICAS DE SINCRONIZAÇÃO BASEADA EM PREÂMBULO

Existem variadas técnicas para obtenção dos parâmetros necessários para firmar a sincronização entre transmissor e receptor, pretende-se, nesta seção, discutir os três principais métodos encontrados na literatura.

3.2.2.1 MÍNIMO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO (MMSE)

Afim de obter uma estimativa do erro quadrático médio é necessário coletar um vetor de N_s amostras a partir do receptor, chamando-o de $\mathbf{r}_k \triangleq (r_k,...,r_{k+N_s-1})^T$. Com o intuito de facilitar a abordagem serão definidos mais dois vetores $\tilde{\mathbf{r}}_k \triangleq (\tilde{r}_k,...,\tilde{r}_{k+N_s-1})^T$, e finalmente $\mathbf{n}_k \triangleq (n_k,...,n_{k+N_s-1})^T$. Desta forma, podemos fazer $\mathbf{r}_k = \tilde{\mathbf{r}}_k + \mathbf{n}_k$.

Deve-se ressaltar que com a inclusão de prefixo cíclico, com comprimento maior que o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal, a obtenção dos parâmetros de sincronismo pode não se limitar a somente um ponto. É possível verificar que são adicionados outros pontos adjacentes, devido a preservação de parte do intervalo de guarda (prefixo cíclico), definindo então uma região $\mathbf{R}_{k,\xi_f}$ de pontos válidos para sincronismo, conforme Equação (3.1).

$$\mathbf{R}_{k,\xi_f} \triangleq \left\{ (k',\xi'_f) \mid \tilde{\mathbf{r}}_{k'+N_s} = \tilde{\mathbf{r}}_{k'} e^{+j2\pi \frac{N_s}{N} \xi_f} \right\}. \tag{3.1}$$

Uma vez definida a região de sincronismo, é introduzido o vetor de decisão $\boldsymbol{d}_{\tilde{k},\tilde{\xi_f}}$, conforme a seguir:

$$\begin{aligned} d_{\tilde{k},\widetilde{\xi_f}} &\triangleq \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} - \mathbf{r}_{\tilde{k}} e^{+j2\pi\frac{N_s}{N}\xi_f} \\ &= \underbrace{\widetilde{\mathbf{r}}_{\tilde{k}+N_s} - \widetilde{\mathbf{r}}_{\tilde{k}} e^{+j2\pi\frac{N_s}{N}\xi_f}}_{=0\forall(k',\xi_f')\in\mathbf{R}_{k,\xi_f}} + \mathbf{n}_{k+N_s} - \mathbf{n}_k e^{+j2\pi\frac{N_s}{N}\xi_f} \ . \end{aligned} \tag{3.2}$$

De acordo com a Equação (3.2), percebe-se que na região de sincronismo, a subtração de ambos termos inciais resulta em zero, restando somente informações relacionadas com o ruído. Neste sentido, a partir deste vetor de decisão é possível estimar a repetição cíclica e consequentemente obter os parâmetros ($\tilde{k}$ e $\tilde{\xi_f}$).

Em seguida, é necessário minimizar a norma de segunda ordem do vetor de decisão $\boldsymbol{d}_{\tilde{k},\tilde{\xi_f}}$, para estimar os pontos em que $(k',\xi_f') \in \mathbf{R}_{k,\xi_f}$, conforme Equação (3.3):

$$(\hat{k},\hat{\xi_f}) = \underset{(\tilde{k},\tilde{\xi_f})}{\arg\min} \left\| \boldsymbol{d}_{\tilde{k},\tilde{\xi_f}} \right\|^2 . \tag{3.3}$$

A expressão de minimização pode ser manipulada algebricamente, conforme Equação (3.4), resultando em:

$$\begin{aligned} (\hat{k},\widehat{\xi_f}) &= \underset{(\tilde{k}\tilde{\xi_f})}{\arg\min} \left\| d_{\tilde{k}\tilde{\xi_f}} \right\|^2 \\ &= \underset{(\tilde{k},\tilde{\xi_f})}{\arg\min} \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} - \mathbf{r}_{\tilde{k}} e^{+j2\pi\frac{N_s}{N}\tilde{\xi_f}} \right\|^2 \\ &= \underset{(\tilde{k},\tilde{\xi_f})}{\arg\min} \left\{ \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right\|^2 + \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}} \right\|^2 - 2\Re\left[e^{-j2\pi\frac{N_s}{N}\tilde{\xi_f}} \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right] \right\} \end{aligned} \ . \tag{3.4}$$

A partir da mesma é possível estimar ambos parâmetros necessários ($\hat{k}$ e $\hat{\xi_f}$), no entanto, é interessante isolar a obtenção dos mesmos, conforme Equação (3.5) a seguir:

$$\hat{k} = \underset{\tilde{k}}{\arg\min} \left\{ \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right\|^2 + \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}} \right\|^2 - 2\Re\left[e^{-j2\pi\frac{N_s}{N}\widetilde{\xi_f}} \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right] \right\} . \tag{3.5}$$

e em relação ao desvio de frequência, temos:

$$
\begin{aligned}
\hat{\xi}_f &= \arg\min_{\tilde{\xi}_f} \left\{ \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right\|^2 + \left\| \mathbf{r}_{\tilde{k}} \right\|^2 - 2\Re\left[e^{-j2\pi \frac{N_s}{N} \widetilde{\xi_f}} \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right] \right\} \\
&= \arg\max_{\tilde{\xi}_f} \left\{ 2\Re\left[e^{-j2\pi \frac{N_s}{N} \widetilde{\xi_f}} \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right] \right\} \\
&= \arg\max_{\tilde{\xi}_f} \left\{ 2\Re\left[e^{-j2\pi \frac{N_s}{N} \widetilde{\xi_f}} \left| \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right| e^{+j \arg \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s}} \right] \right\} \\
&= \arg\max_{\tilde{\xi}_f} \left\{ 2\Re\left[\left| \mathbf{r}_{\tilde{k}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s}^{\mathrm{H}} \right| e^{-j2\pi \frac{N_s}{N} \widetilde{\xi_f} + j \arg \mathbf{r}_{\tilde{k}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s}^{\mathrm{H}}} \right] \right\} \\
&= \arg\max_{\tilde{\xi}_f} \left\{ 2 \left| \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right| \cos\left(-2\pi \frac{N_s}{N} \widetilde{\xi_f} + \arg \mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right) \right\} \\
&= \frac{\arg\left(\mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right) - 2\pi x}{2\pi \frac{N_s}{N}} \\
&= \frac{N}{2\pi N_s} \arg\left(\mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right) - x \frac{N}{N_s},
\end{aligned}
\qquad (3.6)
$$

com $x \in \mathbb{Z}$.

Finalmente, para $x = 0$,

$$
\hat{\xi}_f = \frac{N}{2\pi N_s} \arg\left(\mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} \right). \qquad (3.7)
$$

Em (MULLER-WEINFURTNER, 1998), é introduzida a seguinte técnica modificada para obter o ponto $\hat{k}$, a partir da técnica de mínimo erro quadrático médio (do inglês, *minimum mean square error*) (MMSE):

$$
\hat{k} = \arg\min_{\tilde{k}} M_{\tilde{k}}, \qquad (3.8)
$$

em que

$$
M_{\tilde{k}} \triangleq P_{\tilde{k}+N_s} + P_{\tilde{k}} - 2\left| S_{\tilde{k}} \right|, \qquad (3.9)
$$

$$
P_k \triangleq \left\| \mathbf{r}_k \right\|^2, \qquad (3.10)
$$

representando a soma das potências de um vetor de amostras recebidas de dimensão N_s e

$$
S_k \triangleq \mathbf{r}_k^{\mathrm{H}} \mathbf{r}_{k+N_s}, \qquad (3.11)
$$

representando a correlação complexa entre $\mathbf{r}_k$ e $\mathbf{r}_{k+N_s}$.

3.2.2.2 TÉCNICA DE MÁXIMA CORRELAÇÃO

Outra maneira mais simples de estimar os parâmetros de sincronismo é a máxima correlação (do inglês, *maximum correlation*) (MC), que faz uso somente de parte do último termo encontrado na Equação (3.9). A mesma parte da aproximação em que

ambos termos iniciais são constantes e para determinar $\hat{k}$, basta maximizar o termo final. Esta aproximação é descrita na Equação (3.12).

$$\hat{k} = \arg\max_{\tilde{k}} |S_{\tilde{k}}|, \tag{3.12}$$

com $S_{\tilde{k}}$ definido em (3.11).

3.2.2.3 TÉCNICA DE MÁXIMA VEROSSIMILHANÇA

Em (SANDELL; BEEK; BORJESSON, 2002), é proposta uma técnica ótima para sincronização temporal para ruído AWGN, esta técnica é conhecida como ML. A descrição matemática da mesma pode ser conferida na Equação (3.13).

$$\hat{k} = \arg\min_{\tilde{k}} N_{\tilde{k}}, \tag{3.13}$$

em que,

$$N_{\tilde{k}} = \rho(P_{\tilde{k}} + P_{\tilde{k}+N_s}) - 2|S_{\tilde{k}}|, \tag{3.14}$$

e

$$\rho \triangleq \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}. \tag{3.15}$$

Vale ressaltar que a técnica de ML representa um método auto-ajustável para obtenção do ponto de sincronismo em função de ρ, uma vez que para valores de ρ próximos a zero a técnica se comporta como a técnica de MC, já para valores de ρ próximos a um, a mesma se comporta como a técnica de MMSE.

3.2.3 SINCRONIZAÇÃO BASEADA EM PREFIXO CÍCLICO

A metodologia de sincronização, a partir do prefixo cíclico, pode ser utilizada para estimar os parâmetros de sincronização ou até mesmo para refiná-los. Para ambientes em que o comprimento do canal não seja estacionário dentro de uma janela definida por um grupo de símbolos OFDM, metodologias de sincronismo que realizam a estimação somente a partir do preâmbulo podem acarretar em resultados indesejáveis. O diagrama da disposição dos prefixos cíclicos utilizados para sincronização podem ser conferidos na Figura 4.

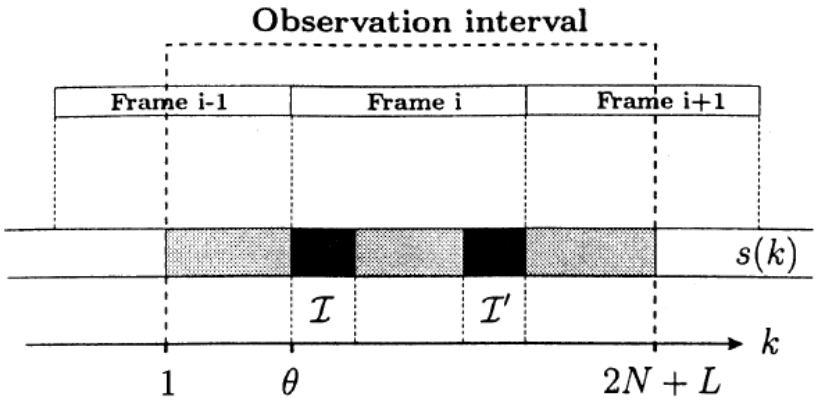


Figura 4: Ilustração simbólica da metodologia para estimação dos parâmetros de sincronismo a partir do prefixo cíclico (SANDELL; BEEK; BORJESSON, 2002).

3.2.4 TÉCNICAS DE SINCRONIZAÇÃO BASEADA EM PREFIXO CÍCLICO

Os mesmos princípios adotados para a dedução das técnicas da Subseção 3.2.2 podem ser aplicados para obtenção das técnicas para sincronização temporal a partir do prefixo cíclico. No entanto, algumas particularidades devem ser observadas.

3.2.4.1 MÍNIMO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO (MMSE)

Anteriormente era necessário coletar um vetor de N_s amostras para estimar os parâmetros de sincronismo, entretanto, nesta metodologia é utilizado o prefixo cíclico para estimar os parâmetros de sincronismo. Desta forma, se torna necessário coletar um vetor de N_g amostras a partir do receptor, chamando-o de $\mathbf{r}_k \triangleq (r_k,...,r_{k+N_g-1})^T$. Igualmente ao procedimento aplicado anteriormente, serão ainda definidos dois vetores $\tilde{\mathbf{r}}_k \triangleq (\tilde{r}_k,...,\tilde{r}_{k+N_g-1})^T$, e finalmente $\mathbf{n}_k \triangleq (n_k,...,n_{k+N_g-1})^T$. Desta forma, podemos fazer $\mathbf{r}_k = \tilde{\mathbf{r}}_k + \mathbf{n}_k$.

Na metodologia anterior, existia um prefixo cíclico que preservava a auto correlação existente entre os dois símbolos OFDM presentes no preâmbulo. No entanto, quando se utiliza a redundância criada pelo prefixo cíclico, a auto correlação é integralmente preservada somente quando a resposta ao impulso do canal for representada por uma resposta ao impulso unitária, denotada por $\delta(k-\theta)$, em que θ representa o atraso submetido ao sinal devido a este tipo de canal, resultando num comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal $L_h = 1$. Isto pode ser observado a partir da condição $N_g \geq L_h - 1$, que resulta em $N_g \geq 0$ para $L_h = 1$.

Para demonstrar matematicamente as técnicas de sincronização a partir do prefixo cíclico será considerado um canal com resposta ao impulso $\delta(k-\theta)$, embora, resultados de simulação indicam que estas técnicas ainda podem ser utilizadas nos casos em que a autocorrelação é parcialmente preservada, ou seja, quando $L_h > 1$.

Neste sentido, é possível deduzir as expressões de estimação de k e ξ_f, de modo semelhante ao procedimento descrito nas Equações (3.1–3.11) . Desta forma as expressões de $\hat{k}$ e $\hat{\xi}_f$ são representadas pelas Equações (3.16) e (3.20), respectivamente:

$$\hat{k} = \arg\min_{\tilde{k}} M_{\tilde{k}}, \tag{3.16}$$

em que

$$M_{\tilde{k}} \triangleq P_{\tilde{k}+N} + P_{\tilde{k}} - 2\left|S_{\tilde{k}}\right|, \tag{3.17}$$

$$P_k \triangleq \left\|\mathbf{r}_k\right\|^2, \tag{3.18}$$

representando a soma das potências de um vetor de amostras recebidas de dimensão N_g e

$$S_k \triangleq \mathbf{r}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{r}_{k+N}, \tag{3.19}$$

representando a correlação complexa entre $\mathbf{r}_k$ e $\mathbf{r}_{k+N}$ e

$$\hat{\xi}_f = \frac{1}{2\pi}\arg\left(\mathbf{r}_{\tilde{k}}^{\mathrm{H}}\mathbf{r}_{\tilde{k}+N}\right). \tag{3.20}$$

É importante observar que $N_s = N$ para a metodologia de sincronização a partir do prefixo cíclico, visto que o período de auto-correlação está ligado ao comprimento do símbolo OFDM, representado por N. Além disto, deve-se observar que os vetores utilizados nesta metodologia têm dimensão N_g ao invés de N_s, como era visto anteriormente.

3.2.4.2 TÉCNICA DE MÁXIMA CORRELAÇÃO

O mesmo tipo de desenvolvimento pode ser efetuado para a técnica de MC, fazendo uso somente de parte do último termo encontrado na Equação (3.17). Resultando na Equação (3.21).

$$\hat{k} = \arg\max_{\tilde{k}} \left|S_{\tilde{k}}\right|, \tag{3.21}$$

com $S_{\tilde{k}}$ definido em (3.19).

3.2.4.3 TÉCNICA DE MÁXIMA VEROSSIMILHANÇA

Dando prosseguimento ao desenvolvimento das técnicas de sincronização a partir do prefixo cíclico, e ainda a partir da proposta encontrada em (SANDELL; BEEK; BORJESSON, 2002), é possível descrever uma técnica ótima para sincronização temporal quando ruído AWGN é considerado. Esta técnica é conhecida como ML e a descrição matemática da mesma pode ser conferida na Equação (3.22).

$$\hat{k} = \arg\min_{\tilde{k}} N_{\tilde{k}}, \tag{3.22}$$

em que,

$$N_{\tilde{k}} = \rho(P_{\tilde{k}} + P_{\tilde{k}+N}) - 2\left|S_{\tilde{k}}\right|, \tag{3.23}$$

e

$$\rho \triangleq \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}. \tag{3.24}$$

Vale ressaltar que a técnica de ML continua sendo um método auto-ajustável para obtenção do ponto de sincronismo em função de ρ, uma vez que para valores de ρ próximos a zero a técnica se comporta como a técnica de MC, já para valores de ρ próximos a um, a mesma se comporta como a técnica de MMSE.

4 TÉCNICA PROPOSTA

Neste capítulo, será descrita uma simplificação da técnica MMSE para um contexto especial. Esta simplificação, parte de uma modificação diferente da encontrada em (MULLER-WEINFURTNER, 1998), acarretando em menor complexidade de implementação e resultados mais favoráveis no ambiente especificado.

4.1 SIMPLIFICAÇÃO DA TÉCNICA MÍNIMO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO (MMSE)

Para variantes do sistema OFDM, como a multiplexação por divisão em frequência ortogonal Hermitiana simétrica (do inglês, *Hermitian Symmetric orthogonal frequency-division multiplexing*) (HS-OFDM) (PINTO et al., 2011), o sinal transmitido s(t) pode ser representado a partir de uma variável real, ou seja $s(t) \in \mathbb{R}$, e se ainda $\Delta f_{co} = 0$ ou $\xi_f = 0$, podemos garantir que o sinal recebido no receptor permanece real, em outras palavras $r_k \in \mathbb{R}$. Estas duas afirmativas permitem uma série de simplificações na obtenção da técnica MMSE e ainda permite obter uma técnica modificada diferente da citada por (MULLER-WEINFURTNER, 1998).

4.1.1 MÍNIMO ERRO ABSOLUTO MÉDIO (MMAE)

Desta forma, iremos proceder de modo semelhante ao utilizado no Capítulo 3, para tanto, deveremos coletar um vetor de N_s amostras, conforme a seguir: $\mathbf{r}_k \triangleq (r_k,...,r_{k+N_s-1})^T$. Ainda serão definidos ainda mais dois vetores, $\tilde{\mathbf{r}}_k \triangleq (\tilde{r}_k,...,\tilde{r}_{k+N_s-1})^T$, e finalmente $\mathbf{n}_k \triangleq (n_k,...,n_{k+N_s-1})^T$. Desta forma, podemos fazer $\mathbf{r}_k = \tilde{\mathbf{r}}_k + \mathbf{n}_k$.

Deve-se ressaltar que com a inclusão de prefixo cíclico, com comprimento maior que o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal, a obtenção dos parâmetros de sincronismo pode não se limitar a somente um ponto. É possível verificar que são adicionados outros pontos adjacentes, devido a preservação de parte do intervalo de guarda (prefixo cíclico), definindo então uma região $\mathbf{R}_k$ de pontos válidos para

sincronismo. Nota-se que diferente ao encontrado no Capítulo 3, neste capítulo, ξ_f é conhecido e não existe a necessidade de estimá-lo.

$$\mathbf{R}_k \triangleq \{k' \mid \tilde{\mathbf{r}}_{k'+N_s} = \tilde{\mathbf{r}}_{k'}\}. \tag{4.1}$$

Uma vez definida a região de sincronismo, é introduzido o vetor de decisão $\boldsymbol{d}_{\tilde{k}}$, conforme a seguir:

$$\begin{aligned} d_{\tilde{k}} &\triangleq \mathbf{r}_{\tilde{k}+N_s} - \mathbf{r}_{\tilde{k}} \\ &= \underbrace{\widetilde{\mathbf{r}}_{\tilde{k}+N_s} - \widetilde{\mathbf{r}}_{\tilde{k}}}_{=0 \forall (k') \in \mathbf{R}_k} + \mathbf{n}_{k+N_s} - \mathbf{n}_k \ . \end{aligned} \tag{4.2}$$

De modo semelhante ao capítulo anterior, percebe-se que na região de sincronismo, a subtração de ambos termos inciais resulta em zero, restando somente o ruído. Neste sentido, a partir deste vetor de decisão é possível estimar a repetição cíclica e consequentemente obter o parâmetro $\tilde{k}$.

Em seguida, é necessário minimizar a norma de segunda ordem do vetor de decisão $\boldsymbol{d}_{\tilde{k}}$, para estimar os pontos em que $(k') \in \mathbf{R}_k$:

$$\hat{k} = \arg\min_{(\tilde{k})} \|\boldsymbol{d}_{\tilde{k}}\|^2 . \tag{4.3}$$

Neste momento, é possível realizar uma modificação diferente da encontrada em (MULLER-WEINFURTNER, 1998), tendo em vista a síntese de menor complexidade em hardware. Como $r_k \in \mathbb{R}$, a síntese do algoritmo $\|(.)\|$ é de menor complexidade do que o de $\|(.)\|^2$, para argumentos reais. Desta forma, propõe-se uma variante da técnica MMSE, chamando-a de mínimo erro absoluto médio (do inglês, *minimum mean absolute error*) (MMAE). A mesma é representada nas Equações (4.4) ou (4.5),

$$\hat{k} = \arg\min_{(\tilde{k})} \|\boldsymbol{d}_{\tilde{k}}\| , \tag{4.4}$$

ou

$$\hat{k} = \arg\min_{\tilde{k}} D_{\tilde{k}}, \tag{4.5}$$

em que

$$D_{\tilde{k}} \triangleq \left\|\mathbf{r}_{\tilde{k}} - \mathbf{r}_{\tilde{k}+D}\right\| . \tag{4.6}$$

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Para a etapa de simulações foi adotada a metodologia de sincronização a partir do prefixo cíclico, tenda em vista a investigação de um método de sincronização que não inserisse redundância no sinal transmitido e consequentemente que não alterasse a eficiência do sistema.

Para tanto, foi adotado um sistema de HS-OFDM (PINTO et al., 2011) de $D = 256$ subportadoras, com redundância cíclica $D_g = 8$ amostras e uma particular montagem de símbolo que garante que o sinal transmitido seja real. Para a alocação da mensagem em cada uma das subportadoras, foi utilizado modulação em amplitude e quadratura (do inglês, *quadrature amplitude modulation*) (QAM) de ordem 4, mas conhecida como 4-QAM. O canal utilizado nas simulações possui comportamento linear invariante no tempo (do inglês, *linear time-invariant*) (LTI) de comprimento $L_h = 9$, com centro de energia em sua amostra central, conforme Figura 5. Após a convolução do sinal com a resposta ao impulso do canal, o mesmo sofreu modulação de argumento $2\pi\frac{k}{D}\xi_f$ para a representação do desvio de frequência entre transmissor e receptor. Para ilustrar os resultados, foram adotados dois cenários de simulações, o primeiro possui $\xi_f = 0$ e é descrito na Seção 5.1, o segundo possui desvio de frequência $\xi_f \neq 0$ e é descrito na Seção 5.2.

5.1 SIMULAÇÃO PARA DESVIO DE FREQUÊNCIA IGUAL A ZERO

O primeiro cenário caracteriza aplicações que não possuem expressivo ξ_f, suposição inválida para dispositivos móveis ou aplicações que façam uso de osciladores em sua etapa de modulação em banda passante. Os resultados podem ser vistos a seguir.

Conforme mostra a Figura 6, nas curvas pertencentes ao primeiro cenário, nota-se que a técnica de máxima correlação apresentou o pior desempenho em relação às outras técnicas, visto que sua probabilidade de erro é maior que das demais, para praticamente qualquer relação sinal ruído. Em seguida, surge a técnica MMSE que apresenta curva

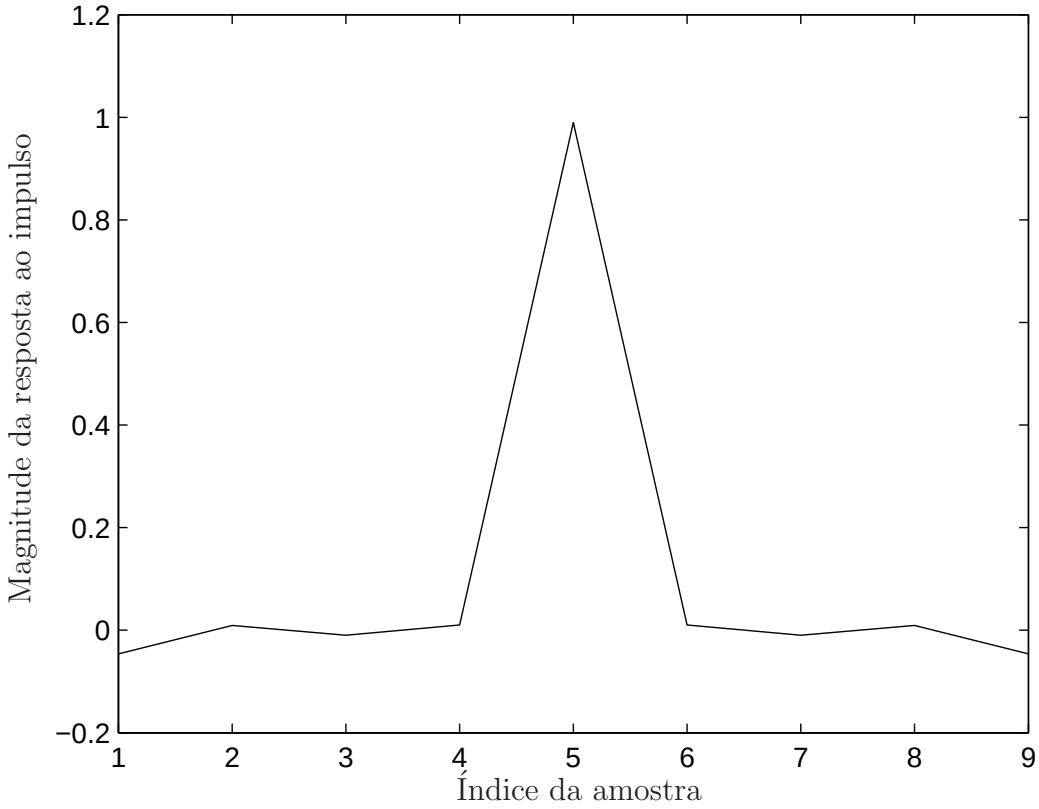


Figura 5: Resposta ao impulso do canal utilizado para as simulações.

com aumento de desempenho em função do incremento da SNR. Logo adiante, surge a técnica ML que apresenta moderada melhora de desempenho em relação à técnica anterior, entretanto, é possível perceber que a mesma se aproxima da técnica MMSE, a medida em que ρ se aproxima de 1, válido para valores de SNR elevados. Por último, a técnica MMAE apresenta incremento de desempenho em relação às demais, oferecendo probabilidade de falha de $1{,}6 \times 10^{-6}$ para SNR = 16 dB.

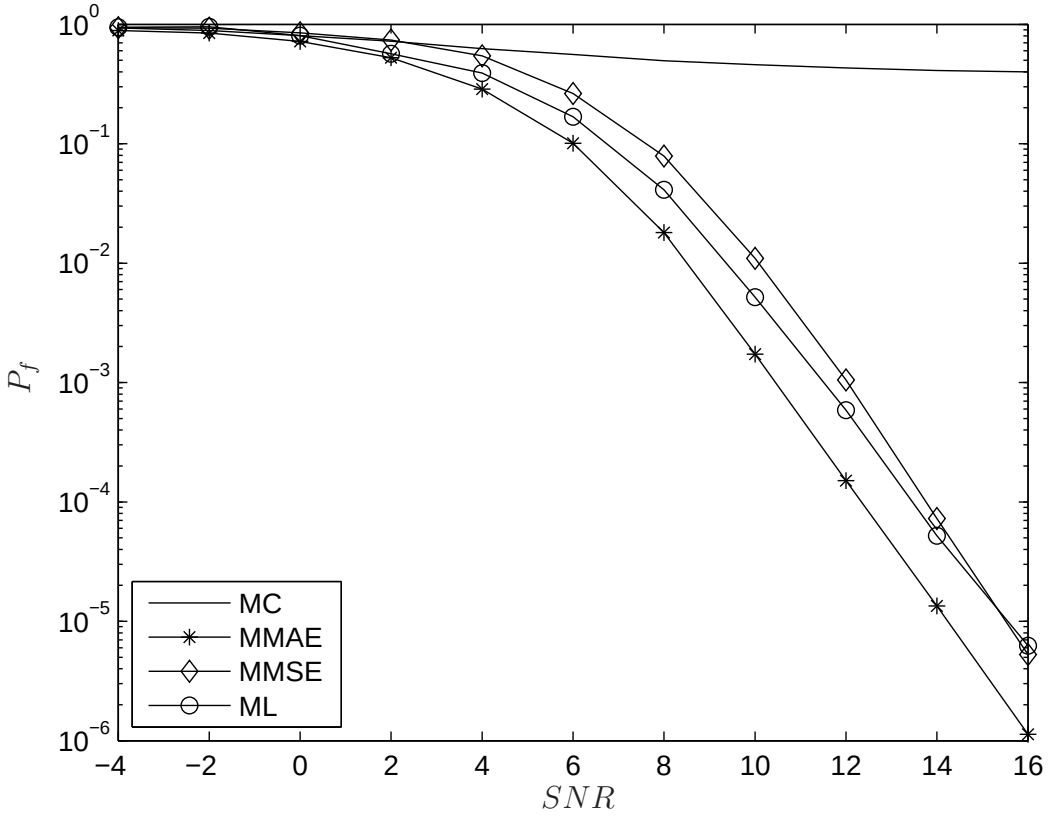


Figura 6: Desempenho das técnicas abordadas para $\xi_f = 0$.

Em que P_f denota a probabilidade de falha mediante uma determinada condição, representada na Equação (5.1),

$$P_f = Pr\left\{\left|\hat{k} - E\left\{\hat{k}\right\}\right| > m\right\} \tag{5.1}$$

em que, por sua vez, $m = 4$ para as simulações efetuadas neste trabalho.

5.2 SIMULAÇÃO PARA DESVIO DE FREQUÊNCIA DIFERENTE DE ZERO

Em contraposição ao cenário anterior, no segundo cenário, espera-se a deterioração de desempenho da técnica de MMAE, em função do desvio de frequência ξ_f, visto que ξ_f foi desconsiderado em seu desenvolvimento. Para as outras técnicas, espera-se desempenho semelhante ao cenário anterior, indicando robustez ou imunidade frente a desvio de frequência.

Tal robustez pode ser vista de forma mais geral na Figura 7, que apresenta a probabilidade de falha em função de ξ_f, para esta simulação foi adotada SNR igual a 8 dB.

Verifica-se que, com exceção da técnica MMAE, todas as demais técnicas possuem robustez frente ao desvio de frequência entre transmissor e receptor para qualquer valor de ξ_f, ganhando posição de destaque a técnica ML, em seguida a técnica MMSE e, por último, a técnica MC. Entretanto, nota-se que para ξ_f até 4%, a técnica MMAE não oferece prejuízo em relação à técnica ML. Este limiar é estendido para 5%, quando a técnica MMAE é comparada com a técnica MMSE.

A fim de determinar o limiar de degradação da técnica MMAE em relação aos demais, é ilustrado na Figura 8 um detalhe da figura anterior, destacando o intervalo $0 \leq \xi_f \leq 0.05$.

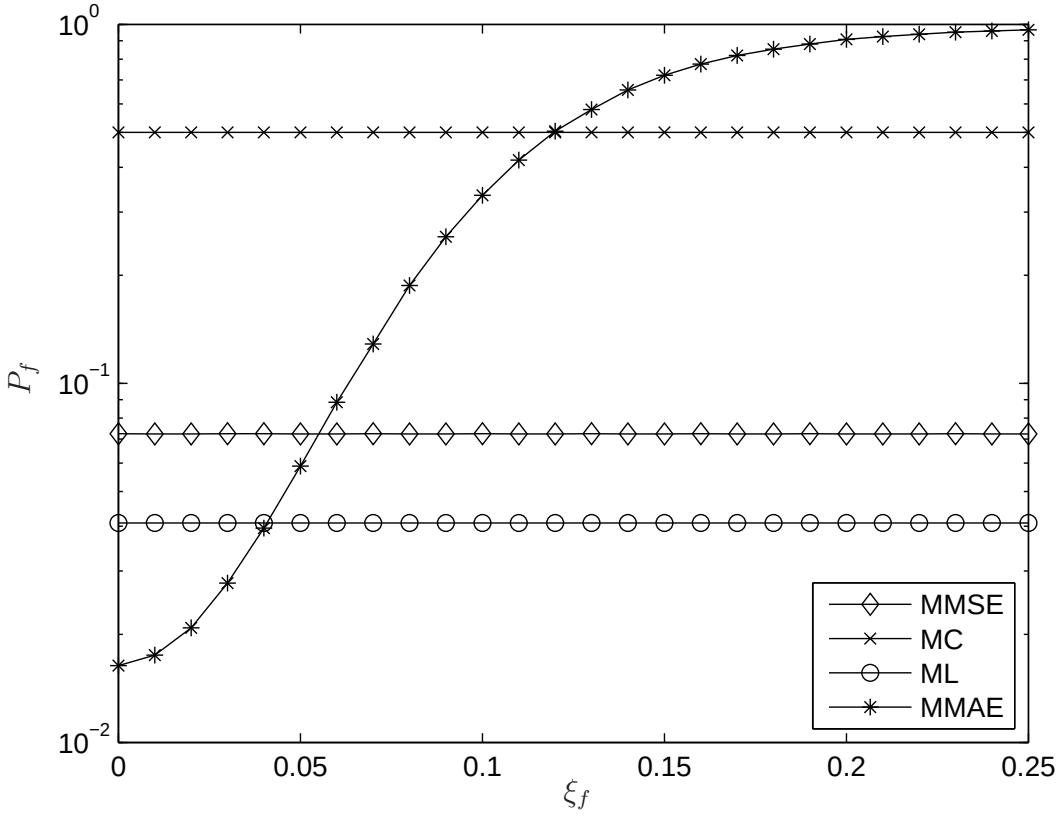


Figura 7: Desempenho das técnicas abordadas em função de ξ_f.

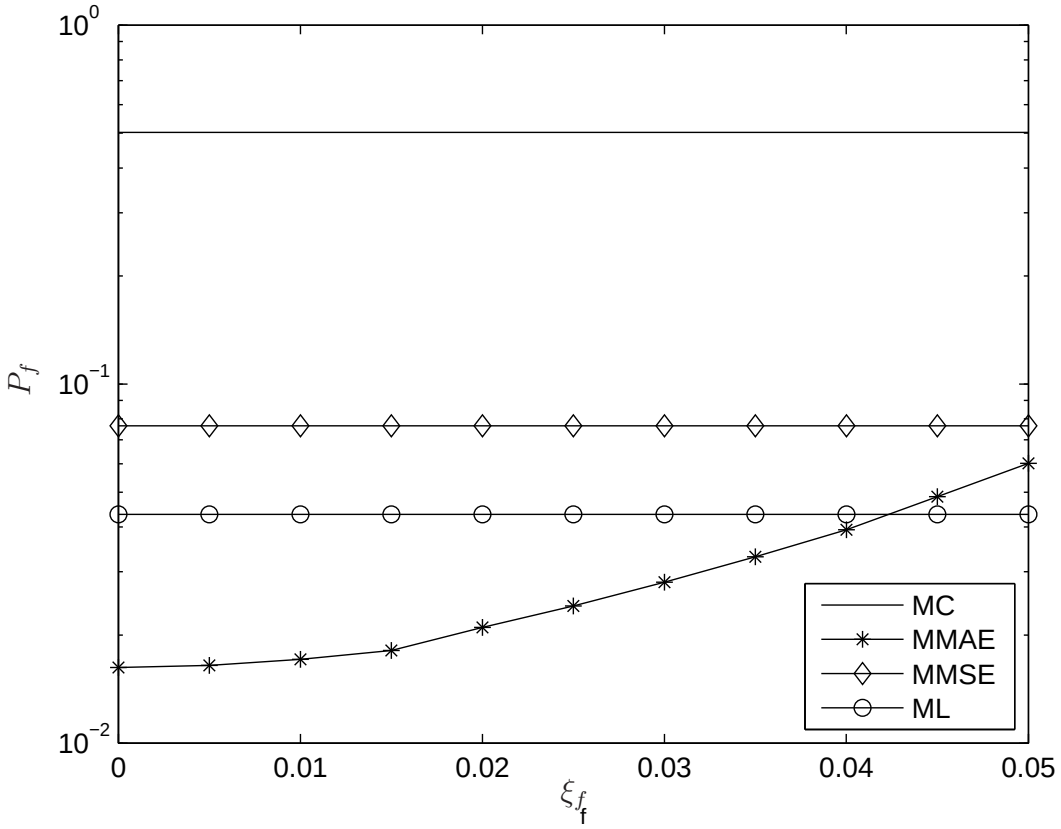


Figura 8: Detalhe, do desempenho das técnicas abordadas em função de ξ_f, para $0 \leq \xi_f \leq 0.05$.

6 IMPLEMENTAÇÃO EM FPGA

Após a análise de desempenho de cada técnica descrita no Capítulo 5, será ilustrada, neste capítulo, a complexidade de implementação em dispositivo lógico programável (do inglês, *field programmable gate array*) (FPGA) das técnicas de sincronização baseadas em prefixo cíclico para um sistema HS-OFDM. Vale ressaltar que do ponto de vista de implementação, as técnicas podem se beneficiar da recursividade, que será descrita na Seção 6.1. Logo em seguida, será descrito na Seção 6.2, a síntese do sistema de sincronização temporal como um todo, a complexidade de implementação em FPGA de cada uma das técnicas na Seção 6.3 e por fim a verificação das sínteses realizadas em FPGA na Seção 6.4.

6.1 IMPLEMENTAÇÃO UTILIZANDO RECURSIVIDADE

Todas as técnicas aqui citadas podem valer de uma propriedade chamada recursividade, que permite definir uma relação entre o valor atual calculado e valores anteriores, acarretando em considerável diminuição de complexidade. Neste sentido será brevemente descrito o procedimento para incorporar a recursividade para cada uma das técnicas estudadas neste trabalho.

6.1.1 RECURSIVIDADE PARA A TÉCNICA MC

Nota-se, na técnica de MC, que S_k é definido a partir de N_g multiplicações, entretanto, também é possível inferir que S_k possui relação com $N_g - 1$ resultados anteriores, que podem ser obtidos através de um somatório que adicione resultados recentes e remova resultados antigos, perfazendo uma janela de N_g amostras. Desta forma, é definida a seguinte expressão:

$$|S_k^r| = \left| S_{k-1}^r + r_k^H r_{k+N} - r_{k-N_g}^H r_{k+N-N_g} \right|. \tag{6.1}$$

A implementação da expressão anterior pode ser representada a partir de um diagrama de blocos que pode ser visto na Figura 9.

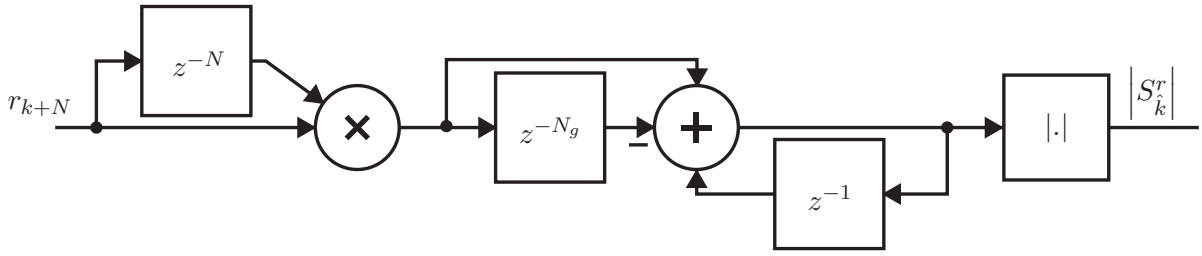


Figura 9: Cálculo do parâmetro $\left|S^r_{\hat{k}}\right|$ de forma recursiva (MC).

6.1.2 RECURSIVIDADE PARA A TÉCNICA MMAE

Nota-se de modo semelhante, na técnica MMAE, que a expressão D_k é definida a partir de N_g subtrações. Também é possível inferir que D_k possui relação com $N_g - 1$ resultados anteriores e a partir disto D^r_k, versão recursiva de D_k, pode ser obtida através de um somatório que adicione resultados recentes e remova resultados antigos, perfazendo uma janela de N_g amostras. Desta forma, é definida a seguinte expressão:

$$D^r_k = D^r_{k-1} + |r_k - r_{k+N}| - \left|r_{k-N_g} - r_{k+N-N_g}\right|. \tag{6.2}$$

Sua implementação pode ser vista na Figura 10.

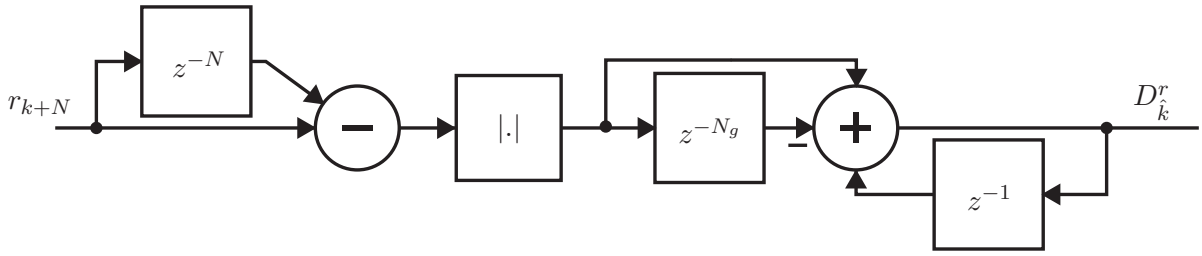


Figura 10: Cálculo do parâmetro $D^r_{\hat{k}}$ de forma recursiva (MMAE).

6.1.3 RECURSIVIDADE PARA A TÉCNICA MMSE

Em relação à técnica de MMSE, a expressão de M_k (3.9) também pode ser redefinida a partir de uma expressão recursiva.

$$M^r_k = O^r_k - 2\,|S^r_k|\,, \tag{6.3}$$

em que

$$O_k^r = O_{k-1}^r + Q_k^r - Q_{k-N_g}^r, \tag{6.4}$$

$$Q_k^r = P_k^r + P_{k+N}^r, \tag{6.5}$$

$$P_k^r = r_k^H r_k. \tag{6.6}$$

Na Figura 11, é ilustrado, através de um diagrama de blocos, a implementação da técnica MMSE. Nesta figura, << significa deslocamento para esquerda de um bit, equivalendo-se a operação de multiplicação por 2.

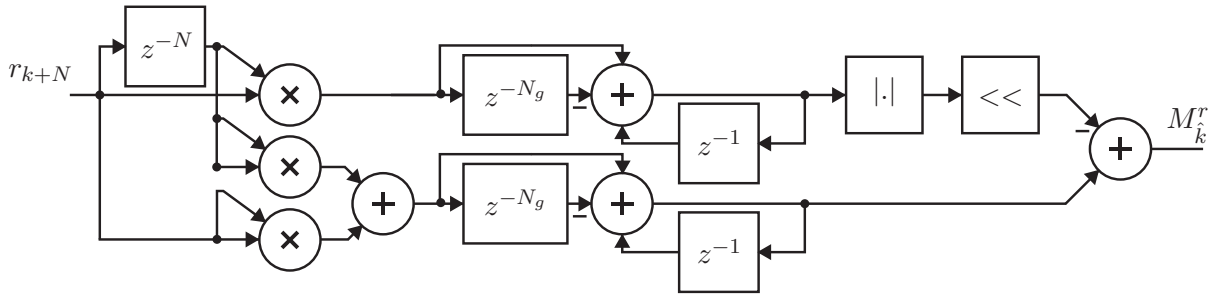


Figura 11: Cálculo do parâmetro $M_{\hat{k}}^r$ de forma recursiva (MMSE).

6.1.4 RECURSIVIDADE PARA A TÉCNICA ML

A recursividade para a técnica de ML pode ser desenvolvida de forma semelhante através das equações (6.7), (6.8) e (6.9). O diagrama da mesma pode ser visualizado na Figura 12.

$$N_k^r = |\rho_k^r|\, O_k^r - 2\,|S_k^r|\,, \tag{6.7}$$

$$|\rho_k^r| = \left|\rho_{k-1}^r + R_k^r - R_{k-N_g}^r\right|, \tag{6.8}$$

$$R_k^r = \frac{r_k^H r_{k-N}}{\sqrt{P_k^r P_{k+N}^r}}. \tag{6.9}$$

6.2 SISTEMA DE SINCRONISMO

Além da síntese da técnica empregada, é necessário criar uma estrutura que irá completar o processo de estimação da amostra inicial de um símbolo OFDM.

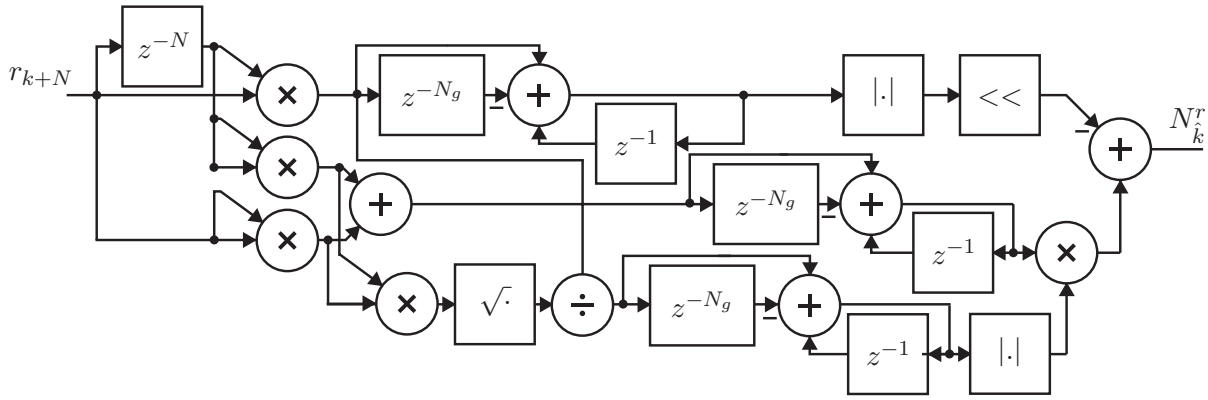


Figura 12: Cálculo do parâmetro $N^r_{\hat{k}}$ de forma recursiva (ML).

Esta estrutura é ainda composta pelo Detector de Pico e o Gerador de Pulsos, conforme ilustrado na Figura 13. O Detector de Pico é responsável por encontrar os picos de cada uma das técnicas, sendo o ponto de máximo para a técnica MC e pontos de mínimo para as técnicas MMAE, MMSE e ML. Já o Gerador de Pulsos é responsável por parametrizar os blocos seguintes, visto que, dependem das informações do algoritmo de sincronização para operarem corretamente.



Figura 13: Diagrama simplificado do sistema de sincronização empregado.

6.3 COMPLEXIDADE DE IMPLEMENTAÇÃO EM FPGA

O sistema foi sintetizado em um chip FPGA, fabricado pela empresa Altera e pertencente a família Cyclone II possuindo código de identificação EP2C70F896C6. A entrada foi quantizada em 12 bits e a Figura 14 ilustra um comparativo de recursos necessários para cada uma das técnicas avaliadas:

Vale ressaltar que a comparação ilustrada na Figura 14 refere-se às construções exclusivas de cada técnica, excetuando os itens que existem em comum entre elas, dentre eles, o atraso z^{-N}, os blocos Detector de Pico e Gerador de Pulsos que não se alteram expressivamente para qualquer uma das técnicas.

Nota-se que a técnica que apresenta menor complexidade é o MMAE, proposto neste trabalho, lembrando da limitação em relação aos desvios de frequência. Muito

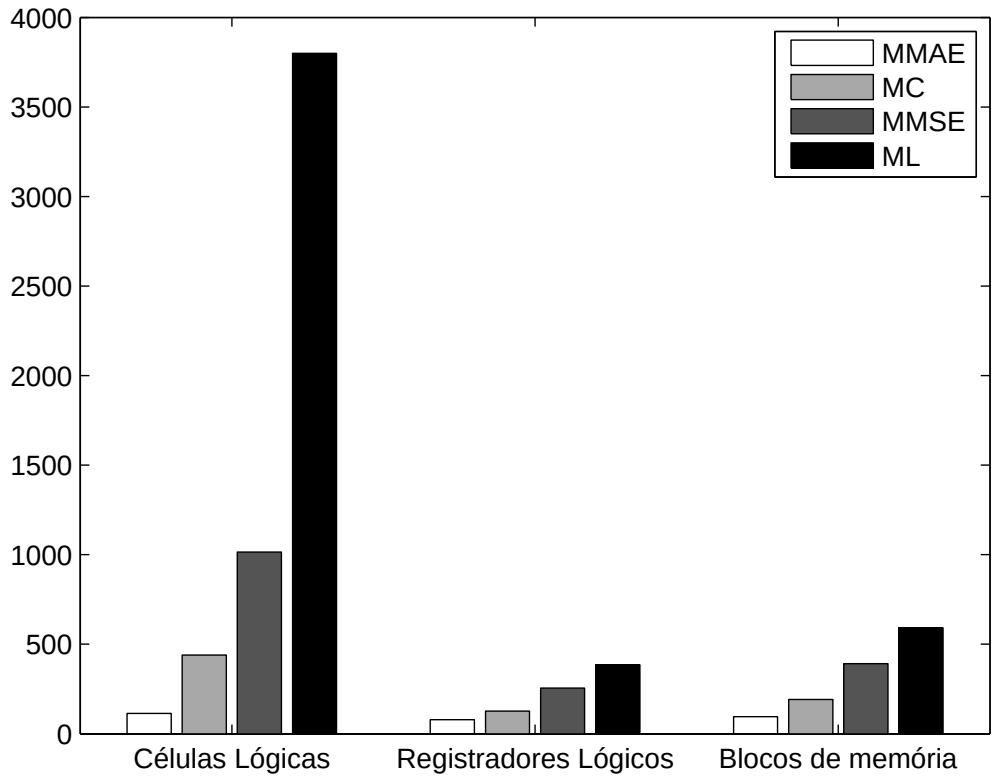


Figura 14: Comparativo de recursos utilizados entre as técnicas de sincronismo estudadas.

próximo ao MMAE, vem a técnica de MC. Logo a seguir, vem a técnica de MMSE, com moderado incremento de complexidade em todos os três recursos avaliados. Por último, a técnica de ML apresenta substancial incremento de complexidade em relação à técnica de MMSE, especialmente no número de células lógicas devido ao incremento de blocos de multiplicação, divisão e raiz quadrada, que penalizam consideravelmente sua implementação.

6.4 VERIFICAÇÃO

Vale lembrar que todas as técnicas podem ser implementadas em FPGA sem quaisquer prejuízo na quantização, para tanto, basta dimensionar a largura de cada barramento de forma adequada, garantindo que em nenhum momento haja processos de truncamento. Neste sentido, espera-se que todas as técnicas apresentem resultados idênticos aos encontrados em simulação. Para verificar tal afirmação bastou criar um programa que comparasse o cálculo de cada técnica implementada em *hardware*, com o resultado obtidos a partir de simulação em *software*. Em seguida bastou realizar o mesmo procedimentos nos outros blocos da síntese. Após alguns processos de iteração todos os eventuais erros presentes na síntese foram solucionados, marcando o fim da implementação. Nas Figuras 15–18, são ilustrado gráficos de saída do programa utilizado para auxiliar na verificação, permitindo a visualização gráfica dos resultados bem como a gravação de arquivos de saída, em que as duas primeiras figuras exemplificam a saída de uma técnica que procura um ponto de máximo, MC e as duas últimas exemplificam a saída de uma técnica que procura um ponto de mínimo, MMSE.

Deve-se observar principalmente os sinais *detectorpico_in* denotando o resultado obtido pela técnica corrente, que será a entrada do detector de pico, e */sincronizador_tb/sincronizador_inst/detectorpico_inst/out* denotando o índice $\hat{k}$ para a janela corrente. Nota-se ainda que a partir de 100 μs o índice $\hat{k}$ é alterado devido a um pulso de reinicialização representado pelo sinal *aclr*.

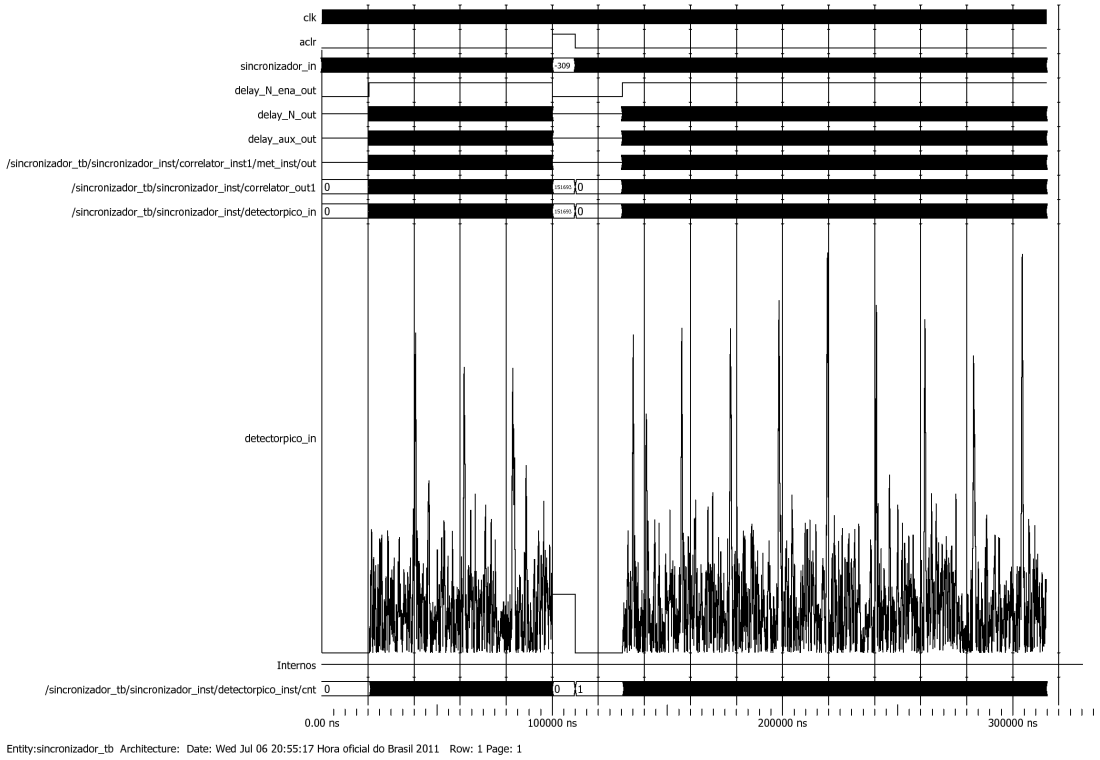


Figura 15: Primeira página de visualização dos sinais para a técnica MC. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$.

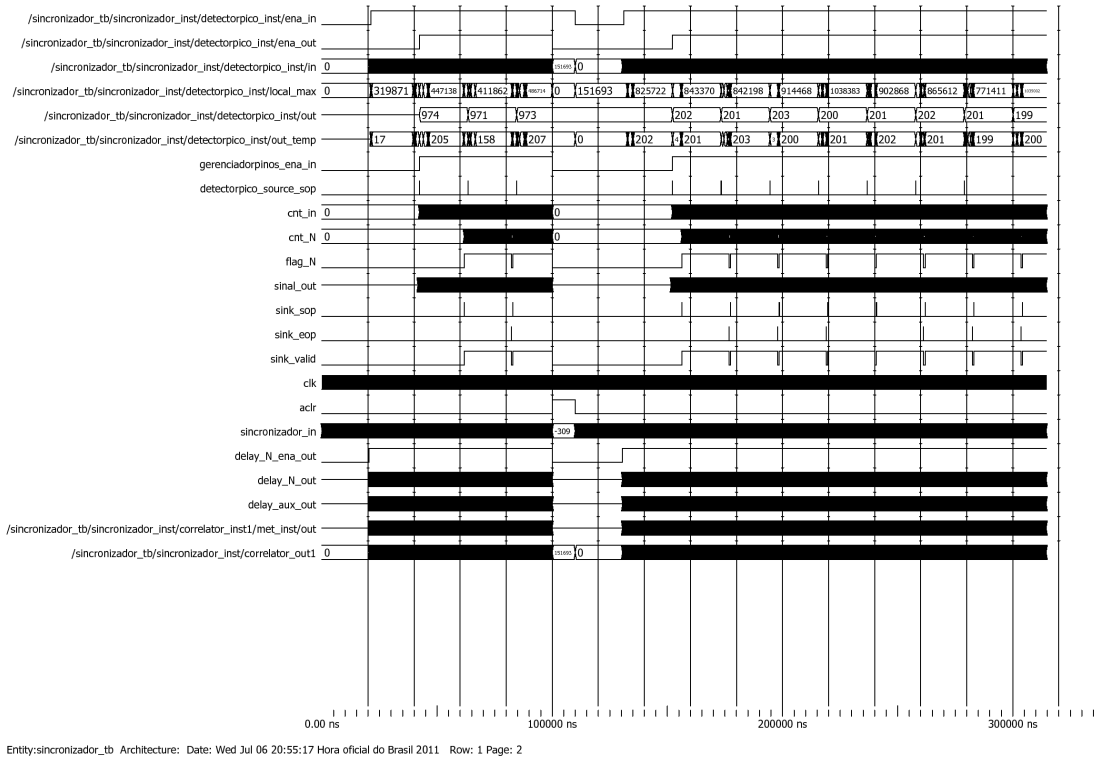


Figura 16: Segunda página de visualização dos sinais para a técnica MC. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$.

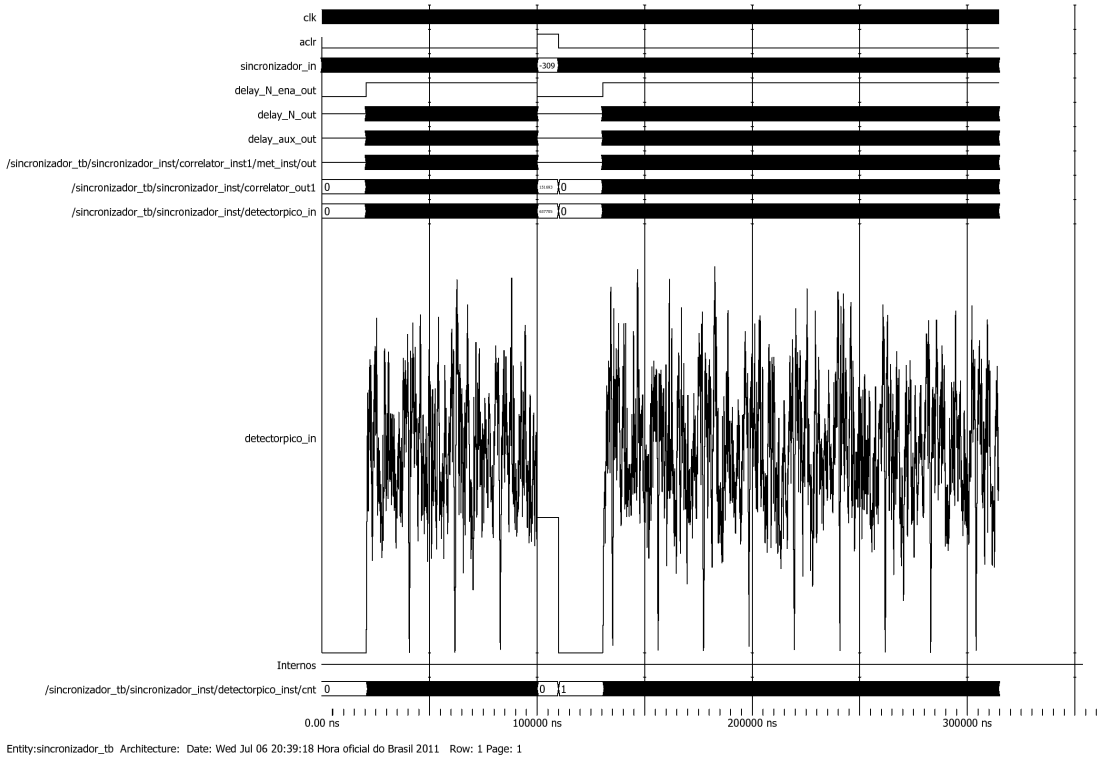


Figura 17: Primeira página de visualização dos sinais para a técnica MMSE. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$.

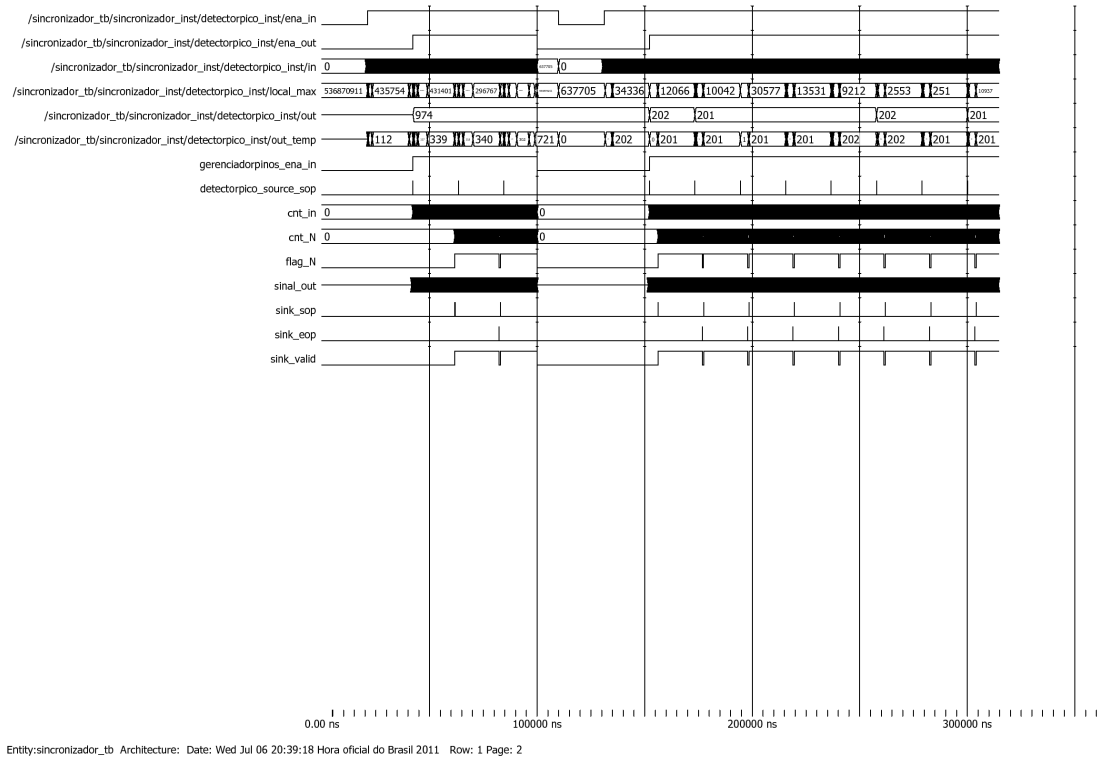


Figura 18: Segunda página de visualização dos sinais para a técnica MMSE. Obs.: Na ocasião da implementação deste sistema foi adotado $N = 1024$ e $N_g = 32$.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, procurou-se discutir algumas técnicas de sincronização para sistemas OFDM e suas variantes. Procurou-se dar enfoque para as técnicas que não possuem informação do sinal redundante enviado, normalmente conhecidas como cegas, tais como as técnicas baseadas em preâmbulo e prefixo cíclico. Além disto, foi proposta uma técnica chamada MMAE, contextualizada para sistemas de baixa complexidade e que utilizem técnicas de modulação cujo sinal de saída seja real, como uma variante do sistema OFDM chamada HS-OFDM.

Os resultados de simulação indicaram que existe considerável diferença de desempenho entre a maior parte das técnicas, e cada uma delas deve ser escolhida a partir da relação custo benefício desejada.

Discutiu-se também técnicas de simplificação de implementação para todas as técnicas estudadas, procurando alcançar maior eficiência na síntese dos estimadores dos parâmetros de sincronização. Como resultado disto, foi ilustrado um gráfico de complexidade de implementação em FPGA para todas técnicas discutidas neste trabalho. A técnica proposta neste trabalho se mostrou muita atrativa no que tange a complexidade e também em resultados de simulação para o restrito contexto de aplicação definido juntamente com a proposta.

Por fim, o estudo deste assunto propiciou a descoberta de vários conceitos que certamente terão importância em vários momentos da vida, e asseguradamente se mostrou como uma grata experiência de trabalho.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Futuramente pretende-se avançar os estudos no que diz respeito a sincronização de sistemas de comunicação; expandir e detalhar o desenvolvimento teórico estudado neste trabalho; incrementar o número de simulações computacionais, investigando técnicas de sincronização baseadas em preâmbulo; implementar novas técnicas de sincronismo

e evoluir as existentes para trabalhar com contextos de menor restrição, tais como, sistemas OFDM com desvio de frequência.

Adicionalmente, pode-se detalhar os pontos fortes e os pontos fracos em trabalhar com técnicas de sincronização baseadas em preâmbulo ou prefixo cíclico para diferentes meios de comunicação, tais como, canais LTI e linear variante no tempo (do inglês, *linear time-variant*) (LTV), procurando defender o uso de cada uma delas em diferentes contextos, ou ainda propor a combinação das mesmas procurando a relação de maior eficiência.

REFERÊNCIAS

BEEK, J. J. van de et al. Orthogonal frequency-division multiplexing (ofdm). *International Union of Radio Science (URSI)*, 2002.

CAVERS, J. An analysis of pilot-symbol assisted modulation for rayleigh-fading channels. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 40, n. 4, p. 686–693, 1991.

CHANG, R. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Technical Journal*, v. 45, p. 1775–1796, 1966.

ETSI(A). *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers*. 1997. European Telecommunications Standards Institute.

ETSI(B). *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*. 1997. European Telecommunications Standards Institute.

GOSH, M. Analysis of the effect of impulse noise on multicarrier and single-carrier qam systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 2, p. 145–147, 1996.

HENKEL, M.; SCHROER, W. Pilot based synchronization strategy for a coherent ofdm receiver. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1982 –1986.

HöHER, P. Tcm on frequency-selective land-mobile fading channels. *Tirrenia International Workshop on Digital Communications*, p. 317–328, 1991.

LATHI, B. *Sistemas de Comunicação*. 1. ed. [S.l.]: Guanabara Dois, 1979.

LEMOS, G. F. C. et al. A low-cost implementation of high-order square m-qam detection/demodulation in a fpga device. In: . [S.l.: s.n.], 2010.

MA, X.; KOBAYASHI, H.; SCHWARTZ, S. Effect of frequency offset on ber of ofdm and single carrier systems. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE Proceedings on*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 2239 – 2243.

MARQUES, C. et al. Analysis of a hybrid ofdm synchronization algorithm for power line communication. In: *Power Line Communications and Its Applications, IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 44 –49.

MOHER, M.; LODGE, J. Tcmp - a modulation and coding strategy for rician-fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 7, n. 9, p. 1347–1355, 1989.

MOOSE, P. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 10, p. 2908 –2914, out. 1994.

MULLER-WEINFURTNER, S. On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in ofdm: a comparison. In: . [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 533 –537.

PELED, A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In: . [S.l.: s.n.], 1980. p. 964–967.

PINTO, F. da C. et al. A low cost ofdm based modulation schemes for data communication in the passband frequency. In: *Power Line Communications and Its Applications, IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 424 –429.

POLLET, T.; BLADEL, M. V.; MOENECLAEY, M. Ber sensitivity of ofdm systems to carrier frequency offset and wiener phase noise. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 43, n. 234, p. 191 –193, 1995.

SALTZBERG, B. Performance of an efficient parallel data transmission system. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 6, p. 805–811, 1967.

SANDELL, M.; BEEK, J. J. van de; BORJESSON, P. Timing and frequency synchronization in ofdm systems using the cyclic prefix. In: . [S.l.: s.n.], 2002.

WARNER, W.; LEUNG, C. Ofdm/fm frame synchronization for mobile radio data communication. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 3, p. 302 –313, ago. 1993.