

短波宽带 OFDM 的相对门限干扰消除器

阚春荣^① 王庭昌^②

^①(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

^②(总参第 63 研究所 南京 210007)

摘要 短波宽带 OFDM 系统极容易受到拥挤频段上的窄带干扰, 低信噪比工作条件下可能带来性能的急剧恶化。该文在 Nilsson 的宽带 OFDM 系统基础上设计了一种适合短波多径信道的相对门限干扰消除器。分析了低信噪比下相对门限的选取和噪声功率的估计问题, 并对信道补偿做了改进, 以减小噪声干扰。理论分析和仿真表明, 低信噪比下, 这种门限干扰消除器可以使系统在有干扰的条件下性能接近于理想干扰消除器的性能。

关键词 正交频分复用(OFDM), 相对门限干扰消除器, 窄带干扰, m 序列, 低信噪比

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)07-1266-04

A Relative Threshold Exciser of Narrowband Interference for Wideband OFDM in HF Communications

Kan Chun-rong^① Wang Ting-chang^②

^①(Institute of Communication Engineering PLAUST, Nanjing 210007, China)

^②(The 63rd Research Institut, PLA General Staff Headquarters, NanJing 210007, China)

Abstract Wideband OFDM communications are easily been interfered by narrowband signal. The attenuation is worse in low SNR. Based on Nilsson's wideband OFDM system, a relative threshold exciser for narrowband interference is designed here. The choice of relative threshold and the power estimation of noise are investigated under low SNR. To reduce noise interference, the method of channel compensation is modified for noisy environment. Theoretic analysis and simulations show the performance of the system with this relative threshold exciser can keep up with the ideal interference exciser in HF communications under low SNR.

Key words OFDM, Relative threshold exciser, Narrowband interference, m sequence, Low signal noise ratio

1 引言

短波信道由于存在深度衰落和多径, 长期以来可靠传输高速数据的手段不多。Nilsson 提出了一种在低信噪比短波信道中使用 Reed-Muller 码传输宽带数据的方法, 适合军事通信和保密通信^[1]。由于 Nilsson 的宽带短波系统带宽达 125kHz, 极可能受到传统短波信号的干扰, 如单边带(SSB)、双边带(DSB)和短波调制器(MODEM)等信号的干扰, 当干扰严重时, 信噪比下降达数分贝。在文献[2-4]中给出了一些 OFDM 系统中的窄带干扰消除方法, 但是他们通常需要比较高的信噪比, 不适合低信噪比、多径延时严重的短波信道。

在以上文献基础上, 本文研究了采用 m 序列代替 Reed-Muller 码扩展信息符号的 OFDM 调制技术, 提出了一种用于消除窄带干扰的相对门限消除器。分析了瑞利衰落条件下该相对门限消除器对系统性能的影响, 研究了相对门限的选取方法, 同时对信道补偿做了一点改进, 以减小噪声干扰。理论分析和系统仿真表明这种相对门限消除器能有效消除传统短波电台对宽带 OFDM 系统的干扰, 同时结构比较简单, 很适合低信噪比、多径严重的短波通信。不失一般性, 假设

干扰、噪声和信号之间互不相关, 干扰在部分子载波上存在, 干扰是比噪声大得多的复高斯随机变量, 信号是等概的 $\pm A$ 序列(A 是信号幅度)。文中假设同步是理想的, 多径信道估计可以从短波信道长时和短时预报得到, 文中采用短波宽带 Waterson 信道模型参数, 见表 1^[1], 仿真中每径的衰落系数向量用 Clarke 模型^[5]得到。

2 窄带干扰消除的结构

在 Nilsson 系统中, OFDM 信号宽 125 kHz, 共 1024 个子载波, 传统短波 SSB 信号宽 3kHz, 如果落在宽带 OFDM 信号内将干扰约 24 个子载波。由于在系统中, 信噪比在 0dB 以下, 所以干信比一般在 20dB 以上, 必须考虑干扰抑制问题。

理想情况下, 可以把受部分带干扰的子载波全部扣除, 在这种干扰消除器下, 去干扰后, 解扩后的信噪比损失为

$$\text{SNR}_{\text{loss}} = 1/(1-\eta) \quad (1)$$

其中 η 是部分带干扰的比率。当部分带干扰的比率超过 50% 的时候, 信噪比损失增加很快。实际应用中, 低信噪比条件下, 可以采用一个相对于噪声估计功率的门限来扣除比门限高的子载波, 从而抑制干扰。选择的门限要求能够既有效地

表 1 Waterson 信道模型参数

Tab.1 Parameters of Waterson's channel model

信道编号	径	归一化幅度	相位(°)	延时(ms)	多普勒频偏(Hz)	主径归一化能量
1	1	0.36	249.6	0.82	-0.06	
	2	0.50	86.5	1.46	-1.18	
	3	1.00	83.4	2.42	-0.69	0.72
2	1	1.00	137.6	1.05	0.15	0.73
	2	0.36	173.9	3.49	-7.81	
	3	0.33	300.3	5.17	1.09	
	4	0.36	177.3	6.22	0.56	

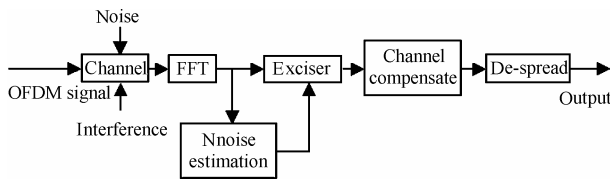


图 1 门限干扰消除器结构

Fig.1 Structure of threshold exciser

去除干扰, 又尽可能保存信号能量。其结构如图 1 所示。

在发送端, 信息每 10bit 一组映射为长 1024 的 m 序列的一种循环位移序列, 因此扩频增益约 20dB。经过 OFDM 调制的信号在信道上被叠加了噪声和干扰。在接收端, 接收信号经过 FFT 之后, 一路信号用于噪声估计, 另一路信号在干扰消除器中根据噪声估计得到的门限对高于门限的信号子载波进行扣除。干扰消除后的信号经过信道补偿后送入 m 序列解扩器, 解扩后可以恢复出原始的 10bit 信息。图 1 中的噪声估计、干扰消除和均衡都在 FFT 后的频域完成。关于相对门限的选取、噪声功率估计和均衡器的修改分析如下。

3 相对门限的选取

以 AWGN 信道为例, 说明相对门限选取的范围。由于小干扰信号可以作为噪声处理, 而我们只针对大的干扰信号进行干扰消除, 可以采用一个足够高的门限对包络超过门限值的子载波扣除, 下面分析门限的时候, 不考虑大干扰对门限选取的影响。

在接收端, 每个子载波上频域接收信号可以表示为复高斯噪声与传输信号的和, 不失一般性可以表示为

$$X(k) = (N_I \pm A) + jN_Q, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $N_I, N_Q \sim (0, \sigma^2)$, σ^2 是高斯白噪声的功率(注意: 复噪声的功率为 $2\sigma^2$), A 是信号幅度, N 是子载波个数。门限判决的时候以信号包络的大小来进行干扰消除, 式(2)中接收信号的包络服从莱斯分布:

$$P(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & r > 0 \\ 0, & r \leq 0 \end{cases} \quad (3)$$

其中 $I_0(\cdot)$ 是 0 阶修正贝塞尔函数。

干扰消除器之前, AWGN 信道的信噪比为

$$SNR_{in} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4)$$

干扰消除器之后, 接收信号功率衰减为

$$\int_0^{T_h} r^2 \cdot P(r) dr = 4\sigma^2 \int_0^h x^3 \cdot \exp\left(-(\text{SNR}_{in} + x^2)\right) \cdot I_0\left(2\sqrt{\text{SNR}_{in}} \cdot x\right) dx \quad (5)$$

其中 $h = T_h / \sqrt{2}\sigma$ 是相对门限, T_h 是判决门限, $SNR = A^2 / 2\sigma^2$ 。

信号幅度变化为

$$S = \iint_{\sqrt{x^2+y^2} \leq T_h} \frac{x}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x-A)^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) dx dy \leq \text{erf}\left(\frac{T_h}{\sqrt{2}\sigma}\right) \left\{ \frac{A}{2} [\text{erf}(H_1) + \text{erf}(H_2)] + \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} [\exp(-H_1^2) - \exp(-H_2^2)] \right\} \quad (6)$$

其中 $\text{erf}(\cdot)$ 是误差函数。 $H_1 = (T_h + A) / \sqrt{2}\sigma$, $H_2 = (T_h - A) / \sqrt{2}\sigma$ 经过门限消除器的信噪比变化为

$$\frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = \frac{S^2}{\int_0^{T_h} r^2 \cdot P(r) dr - S^2} = \frac{2\sigma^2}{A^2} \left\{ \frac{1}{2} [\text{erf}(H_1) + \text{erf}(H_2)] + \frac{1}{2\sqrt{\pi}SNR} [\exp(-H_1^2) - \exp(-H_2^2)] \right\}^2 \left[2 \int_0^h x^3 \cdot \exp\left(-(\text{SNR}_{in} + x^2)\right) \cdot I_0\left(2\sqrt{\text{SNR}_{in}} \cdot x\right) dx \right] \quad (7)$$

图 2 是 AWGN 信道下取不同相对门限对输入输出信噪比的影响, 信噪比分别取 -10dB, -15 dB, -20 dB。可见在低信噪比条件下, 该门限干扰消除器的信噪比损失主要依赖于相对门限, 与信噪比关系很小。相对门限选择小于 1(即 $T_h \leq \sqrt{2}\sigma$) 的时候, 信噪比损失大于 3dB, 而在门限选择大于 2(即 $T_h \geq 2.8\sigma$) 时, 无干扰时几乎不引入信噪比损失。

以上虽然是在 AWGN 信道下不考虑干扰得到的结论，但在有干扰的多径信道下引用这些结论得到类似的仿真性能。

实际抗干扰应用中，相对门限越高，抗干扰的能力越差。图3是在信道1条件下由蒙特卡罗方法得到的信噪比-误码率曲线，其中干扰覆盖30%的子载波(即带内有大约12个SSB干扰存在的时候)，假设干扰信号是独立同分布的窄带高斯信号，干信比20dB。可见，在这种条件下，相对门限太高太低都不好，相对门限选1.66比较好。实际应用中，一般 h 选在1.2~1.8之间。

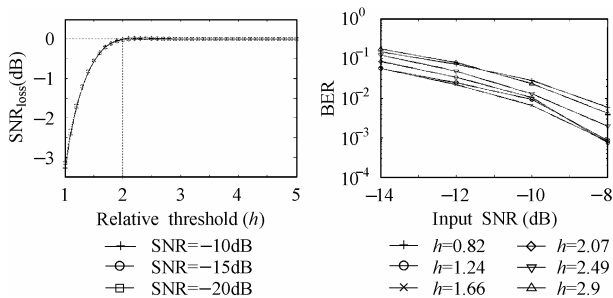


图2 信噪比损失随相对门限的变化

Fig. 2 SNR loss to relative threshold

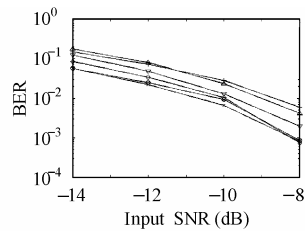


图3 信道1不同门限下信噪比和误码率关系

Fig. 3 BER vs h and SNR in channel 1

4 噪声功率估计

确定了相对门限的选取，要得到判决门限，还需要估计噪声功率。假设窄带干扰的比率<50%(即不超过一半的子载波被干扰)，信道为高斯白噪声信道，为了避免干扰对噪声估计的影响，用接收信号中幅度比较小的那一半子载波信号来估计信道噪声，其公式如下：

$$\hat{\sigma} \approx \sum_{i, R_i < R_m} R_i \cdot \frac{2}{N} \sqrt{\frac{\pi}{2} \left(\operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{\pi}{2}} \right) - \exp \left(-\frac{\pi}{4} \right) \right)} \quad (8)$$

其中 $R_i, i=0, \dots, N-1$ 是接收信号经过FFT后第 i 个子载波上信号的幅度， N 是子载波个数。 R_m 是 R_i 的中值，当信噪比很低的时候，可以忽略信号对噪声估计的贡献，该中值接近均值 $\sqrt{\pi/2}\sigma$ ，所以有上述近似值。这样我们就得到判决门限为

$$T_h = h \cdot \sqrt{2} \hat{\sigma} = \sqrt{2} h \frac{\sum_{i, R_i < R_m} R_i \cdot \frac{2}{N}}{\sqrt{\frac{\pi}{2} \left(\operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{\pi}{2}} \right) - \exp \left(-\frac{\pi}{4} \right) \right)}} \approx \frac{4.8h}{N} \cdot \sum_{i, R_i < R_m} R_i \quad (9)$$

可见判决门限是随噪声变化的。

5 信道补偿的改进

短波低信噪比条件下，从接收信号估计信道特性比较困难。但是由于短波通信信道变化不如超短波那么快，在军事通信和保密通信中，利用短时和长时预报可以得到信道多

径信息，在本文中假设信道多径已知的情况下，接收机在频域可以做信道补偿。但在低信噪比条件下，由于信道传输函数的倒数有一些大的峰值点，这些点会对噪声有放大作用，会加大噪声干扰，降低信噪比，图4给出了信道1的传输函数幅度的倒数，可见有不少峰值点。

解决的方法之一是只对相位进行补偿，这样可以避免噪声功率的放大，缺点在于不能利用高阶调制，而低信噪比条件下，一般只能采用BPSK, QPSK等低阶调制，所以这样改进信道补偿是有益的。图5给出了在采用改进的补偿方法和传统补偿方法下误码率性能。图5中，采用有3径的信道1，干信比20dB，10%的子载波被干扰，干扰消除分为3种：无消除器，有理想消除器和相对门限消除器(相对门限1.5)。可见采用改进均衡方法的系统有更好的性能，尤其是对理想干扰消除器，对相对门限干扰消除器则有0.5dB左右的改善。

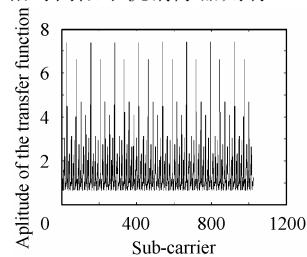


图4 信道传输函数幅度的倒数

Fig. 4 Amplitude reciprocal of transfer function

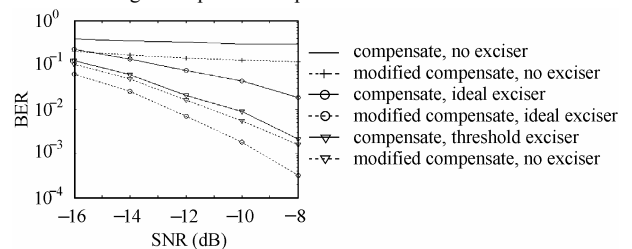


图5 不同信道补偿下误码率-信噪比曲线

Fig. 5 Performance of different compensation

6 抗干扰仿真结果

图6为有4径的信道2中，不同比率的窄带干扰下，误码率对信噪比的曲线，相对门限取1.5，每个点采用蒙特卡罗方法计算十万次。可见窄带干扰达40%的时候，误码率为 10^{-2} 时，理想干扰消除器的信噪比损失约为2.2dB，与理论值一致。而在没有干扰的情况下，误码率为 10^{-3} 时，采用门限干扰消除器的信噪比损失为1.5dB，与理论值接近。当窄带

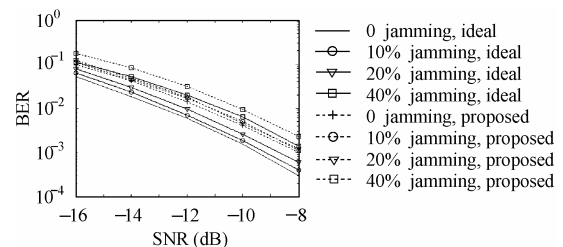


图6 不同比率干扰下的误码率对信噪比曲线

Fig. 6 BER under different rate of jamming and SNR

干扰比率增加的时候，门限干扰消除器的性能接近于理想干

扰消除器的性能,由图可见窄带干扰 40%,误码率为 10^{-2} 时,门限干扰消除器的性能仅比理想干扰消除器差 0.7dB。

7 结束语

本文研究了低信噪比条件下,短波多径信道上采用 OFDM 和扩频调制的抗窄带干扰问题。针对低信噪比的特点,提出了一种使用相对门限进行干扰消除的干扰消除器,分析了相对门限的选取和噪声估计问题,得到了相对门限应当介于 1.2~1.8 的结论。本文还对短波信道补偿对抗噪声干扰的影响做了研究,得到了在低信噪比条件下进行信道传输函数补偿的一种改进方法:仅进行相位补偿,仿真结果显示该改进方法具有更好的误码率-信噪比性能。

这样为这种宽带 OFDM 系统应用于频谱拥挤的短波信道提供了一种保障,使得 Nilsson 的类似系统可以以很低的信噪比和现有短波通信系统共用频带。进一步的工作包括:门限的自适应调整,与编码相结合的抗干扰方法,以及和低信噪比条件下信道估计的联合设计。

- [1] Nilsson J E M, Giles T C. Wideband multi-carrier transmission for military HF communication [C]. Proc. Milcom'97, Monterey, U.S.A., 1997: 1046 – 1051.
- [2] Nilsson R, Sjoberg F, LeBlanc J P. A narrow-band interference canceller for OFDM-based systems [C]. EPMCC01, Vienna, Austria, 2001: 1 – 8.
- [3] Hsiao H F, Hsieh M H, Wei C H. Narrow-band rejection in OFDM-CDMA transmission system [C]. ISCAS '98 Monterey, USA 1998: 437 – 440.
- [4] Schmidt K U, Ertel J, Benedix M, *et al.*. Subcarrier exclusion techniques for coded OFDM[C]. 8th International OFDM Workshop 2003, InOWo Germany, 2003: 24 – 25.
- [5] Theodore S. Rappaport, Wireless communications principles & practice[M]. Prentice-Hall, Inc. 1996: 176 – 185.

阚春荣: 男, 1972 年生, 博士生, 讲师, 研究方向为软件无线电。
王庭昌: 男, 博士生导师, 研究员, 研究方向为软件无线电、跳频通信。