

移动 Ad hoc 网络中基于自适应滤波的干扰抑制策略

秦丹阳, 沙学军, 马琳

哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 哈尔滨 150001

摘要 移动 Ad hoc 网络是一种由无线移动节点组成、不需要任何固定基础设施的无中心分布式无线网络。它依靠节点间的相互协作, 在移动、复杂多变的无线环境中自行成网, 借助于多跳转发技术来弥补无线设备的有限传输距离, 从而拓宽网络的覆盖范围, 为用户提供各种服务。移动 Ad hoc 网络中的所有实体之间的通信都采用无线多跳方式, 这可能导致网络中相邻节点的连接没有保障。针对移动 Ad hoc 网络中带宽受限、误码率高、衰落、噪声、干扰等因素对通信性能的影响, 本文提出一种基于先决干扰门限进行干扰抑制和频率子带选择的自适应滤波方法, 并根据频带匹配原则和 BER 性能统计获得了高斯信道和多径衰落信道下的门限。对频率子带的动态选择, 使得无须引入跳频技术便可获得较高的频谱利用效率, 为改善带宽受限的移动 Ad hoc 网络通信性能提出了新思路。采用交织扩频 OFDM 信号在不同干扰环境下对系统误码率进行模拟, 基于 NS2 的仿真结果表明, 本文所提出自适应滤波方法使系统 BER 性能最高可提高 5 dB。

关键词 移动 Ad hoc 网络; 自适应滤波; 干扰抑制; 交织扩频 OFDM

中图分类号 TN914.5

文献标识码 A

文章编号 1000-7857(2009)20-0044-06

Self Adaptive Filtering Based on Interference Suppression Game in Mobile Ad hoc Network

QIN Danyang, SHA Xuejun, MA Lin

School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

Abstract Mobile Ad hoc Network (MANET) is a centerless packet radio network without any fixed infrastructure. It relies on a coordination between nodes to establish such kind of network in mobile and complex wireless environment with multi-hop forwarding way to remedy the defect of the limited transmission distance so as to broaden the network coverage and provide various services. In recent years, tremendous progress has been made with respect to capabilities of self-configuration and self-maintenance. However, the attenuation and the interference caused by node mobility and wireless channel sharing weaken the stability of communication links. The negative impact on communication performance in mobile

Ad hoc network caused by limited bandwidth, high bit error rate, fade, noise, interference and so on, is alleviated by a self adaptive filtering game based on frequency sub-bands and predetermined threshold obtained in Gauss and multipath fading channel according to frequency-matching principle and BER performance. This game uses sub-bands dynamically without frequency hopping techniques is introduced to greatly increase frequency spectrum utilization efficiency and to provide some new insight in improving communication performance. The effectiveness of the self adaptive filtering method has been verified by ISS-OFDM in different interference conditions, and the simulating result based on NS2 indicates that the system bit error rates can be improved as far as by 5 dB.

Keywords Mobile Ad hoc Network; self adaptive filtering; interference suppression; ISS-OFDM

0 引言

移动 Ad hoc 网络 (Mobile Ad hoc Network, MANET) 是没有任何中心实体的分布式自组织网络, 网络中的无线移动节点可以自由而动态地组成任意临时性的网络拓扑, 从而允许

收稿日期: 2009-07-22

基金项目: 新一代宽带无线移动通信网科技重大专项 (2009ZX03004-001); 中国高技术研究发展计划 (863 计划) 项目 (2008AA12Z305)

作者简介: 秦丹阳, 博士研究生, 研究方向为移动 Ad hoc 网络路由算法及多点协同, 电子信箱: qindanyang@hitcsc.hit.edu.cn; 沙学军 (通信作者, 中国科协所属全国学会个人会员登记号: E190000709S, E280502784M), 教授, 研究方向为移动 Ad hoc 网络及分数傅里叶变换等, 电子信箱: shaxuejun@hit.edu.cn

人和装置在没有预先存在的通信基础设施 (如灾后重建、野外科考等) 的环境中进行无缝的互连互通。作为一种共享无线频谱的多跳网络, MANET 传输带宽较低、多个节点分布式竞争使用信道的特征, 使得每个移动节点实际使用的带宽远小于物理层提供的最大传输速率。另外, 网络内节点自由任意地移动, 必然导致网络拓扑动态的变化, 这种变化加重了无线通信中带宽受限、比特误码率高、链路质量和链路容量起伏波动等问题对系统性能的影响^[1]。再考虑到多址访问、衰落、噪声、环境干扰等因素, 移动 Ad hoc 网络通信的吞吐量往往比最大无线传输速率低得多。为此, 实际应用中常采用自适应滤波技术来消除子载波群中频率子带信号的深度衰落现象, 从而实现对 MANET 无线信道干扰的抑制以提高通信性能。然而, 频率子带带外传输信号功率的再分配势必会增加剩余子带信号的能量, 并将干扰影响扩散, 已有的研究成果却鲜有对此问题的考虑^[2-4]。本文据此提出了一种基于无线移动 Ad hoc 网络交织扩频 OFDM 信号传输的自适应滤波方法, 通过高斯和多径衰落信道中的自适应干扰判决门限增强了对多频率子带传输的选择性。这种不同于传统方法的滤波

策略孕育了一种无需跳频的动态子带自适应数据传输技术。

1 系统设计与描述

交织扩频 OFDM 信号的产生和接收过程示意如图 1 所示。该系统模型由发信机、接收机和无线信道组成。发信机包括串-并转换器、复指数扩频调制器、交织器循环前缀加法器和发送滤波器, 其中复指数扩频调制器和交织器共同产生多子带交织扩频 OFDM 信号^[5]。接收机包括自适应滤波器、去循环前缀、并行 FFT 解调器、频域均衡器和最大比率合成器, 此模块用于过滤出多子带信号中的有用部分来恢复原始信息^[6]。

多子带信号产生的过程^[7]如下: $a_i (i=0, 1, 2, \dots, N)$ 代表 N 个待发送 QPSK 符号中的第 i 个复值符号。这 N 个 QPSK 符号经调制和交织后形成一个多子带 OFDM 信号。串-并转换所得到的 $N \times 1$ 个并行 QPSK 符号由相应的 N 个子载波调制。若 OFDM 符号周期为 T_s , 那么 $f_i = i/T_s$ 则表示 N 个正交子载波中第 i 个的频率, 而且在时刻 t , a_i 被第 i 个子载波调制, 其中 $t = nT_s/N, n=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。在第 n 个时刻第 i 路上的调制信号形式如图 1 所示。

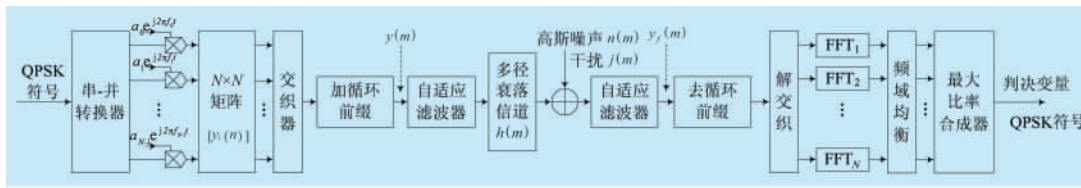


图 1 系统模型示意图

Fig. 1 Schematic diagram of system model

$$y_i(n) = a_i e^{j2\pi f_i n} = a_i e^{j2\pi n i / N} \quad (1)$$

在一个 OFDM 符号周期 T_s 中, $N \times 1$ 个数据符号向量都要被同一子载波调制, 因而输入端向量的 N 个元素经调制将生成一个 $N \times N$ 阶样本矩阵。例如第 i 路子载波首先被转移, 其中 τ 表示时间间隔, 有 $\tau = T_s/N^2$, 转移后的子载波相加便形成了有 N^2 个样本的 OFDM 符号。而第 m 个样本可以由 $y(m)$ 表示

$$y(m) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y_i(n) \delta(m-i-nN) \quad i=0, 1, 2, \dots, N^2-1 \quad (2)$$

其中 $\delta[m-i-nN]$ 为如式 (3) 所示的单位脉冲。

$$\delta(m-i-nN) = \begin{cases} 1 & m=nN+i \\ 0 & m \neq nN+i \end{cases} \quad (3)$$

交织所得 $y(m)$ 只有在 $m=nN+i$ 才有非零值。因而 $m=nN+i$ 时, $y(m)$ 可以被简写为

$$y(m) = y(nN+i) = y_i(n) \quad (4)$$

其中 $m=nN+i$ 且 $n, i=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

多子带 OFDM 信号频域形式可以通过对时域信号 $y(m)$ 做傅里叶变换 (FFT) 获得。

$$Y(k) = \text{FFT}(y(m)) = N \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{-j\frac{2\pi}{N} ki} \delta(k-i)_N$$

$$= N \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{-j\frac{2\pi}{N} ki} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N} (k-i)n} \quad (5)$$

其中 $i, p=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

以上各式表明 OFDM 符号由 N 个子带构成, 且每一个数据符号 a_i 都被调制到每一子带的第 k 个子载波上, 这就是被称为交织扩频 OFDM 的多子带信号。图 2 给出了 N 个频率子带条件下信号的大致轮廓。

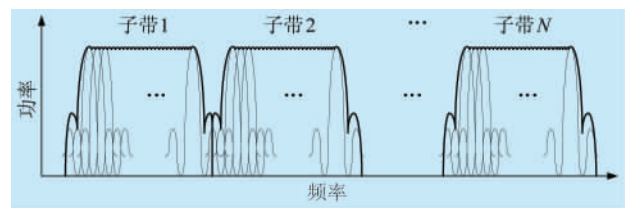


图 2 N 子带交织扩频 OFDM 频谱轮廓示意图

Fig. 2 Schematic diagram of N subbands ISS-OFDM outline

信号在多径衰落信道中传播时, 反射散射等现象所引起的脉冲延迟副本会对信号产生不良的干扰^[8]。设 $h(m)$ 为多径信道的单位脉冲响应, $y(m)$ 为相应的传输信号, 那么接收到的等效低通信号 $r(m)$ 可以看作 $h(m)$ 和 $y(m)$ 的卷积与噪声、干扰

$j(m)$ 之和,即

$$r(m)=h(m)\otimes y(m)+n(m)+j(m) \quad (6)$$

其中 $n(m)$ 为损害信号的复高斯白噪声。

接收机的作用是检测干扰,通过并行 FFT 对交织扩频 OFDM 信号多子带的某些部分进行解调,并采用频域均衡和最大比率合成对信道失真进行补偿,获得一系列的判决变量 V_{k0} 。这里,信号经过接收端滤波器子带中的干扰是否会被抑制或清除将取决于其对传输信号的影响程度^[9-10]。

2 接收机自适应滤波

本文提出的接收机自适应滤波的目标是动态地改变滤波器通带,使其尽可能地逼近交织扩频 OFDM 信号所有可用子带,并基于预判决门限在不损失传输信息的前提下极大地

抑制干扰。

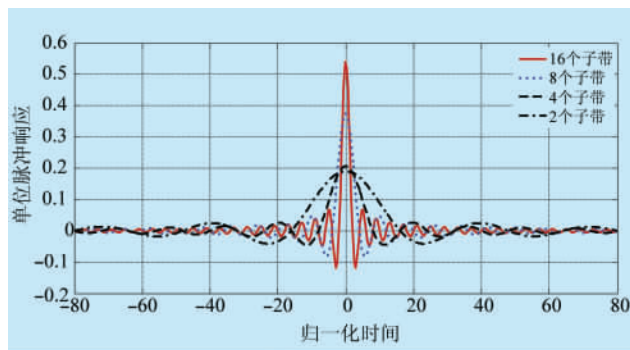
2.1 接收机滤波器的脉冲响应

本文采用余弦滚降函数模型,其单位脉冲响应为

$$p(m)=\frac{\sin\left[\pi\frac{m}{T_c}(1-\beta)\right]+4\beta\frac{m}{T_c}\cos\left[\pi\frac{m}{T_c}(1+\beta)\right]}{\pi\frac{n}{T_c}\left[1-\left(4\beta\frac{m}{T_c}\right)^2\right]} \quad (7)$$

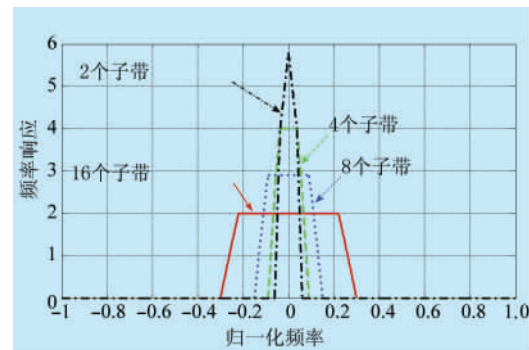
其中, T_c 为采样周期; m 为时间变量; β 为滚降系数, 本文取 0.22。

通过设定不同的采样周期值 T_c 和滤波器阶数,可以获得不同的滤波器脉冲响应以匹配频率子带数目不同的多种形式传输信号。图 3(a)给出了自适应滤波器脉冲响应的一种形式,其频域响应可以通过离散傅里叶变换 DFT 获得,如图 3(b)所示。



(a) 不同采样率下的滤波器脉冲响应

(a) Impulse response in different sampling rates



(b) 不同子带数目下的滤波器通带比较

(b) Passbands with different numbers of sub-bands

图 3 不同参数下的滤波器特性响应曲线

Fig. 3 Filter characteristic response curve with different parameters

2.2 接收机多子带信号滤波

当多子带信号经过自适应滤波器的时候,这种滤波过程就可以看作所接收到的多子带信号与滤波器脉冲响应的卷积。滤波器输出信号的形式为

$$y_f(m)=r(m)\otimes p(m) \quad (8)$$

其中, $y_f(m)$ 为滤波后所得信号, $p(m)$ 为滤波器单位脉冲响应。

倘若将自适应滤波器的带宽设计为与 N 子带信号频带相等,那么滤波后通带中的信号则包含 N 个频率子带,且每个子带都包含原始信号的全部传输信息。若所设计的滤波器带宽 M 与基带信号子载波数量 N 之间的关系为 $M \leq N$,那么信号中仅有 M 个子带可以通过滤波器,也可以说,只有 M 个频率子带可以被接收,传输信息将根据此 M 个子带来恢复。极端情况下,当滤波器通带与信号中单个传输子带等宽,那么该系统模型便退化为传统的 OFDM 系统形式。

假设门限为 γ_0 ,若干扰在某一个子带上叠加超过了门限 γ_0 ,此干扰将对有用信号产生严重的影响,此时受到干扰的频率子带将被完全滤除;若干扰低于门限 γ_0 ,那么系统将允许该频率子带通过,这意味着该子带受干扰的程度不会对系统

造成严重的后果。

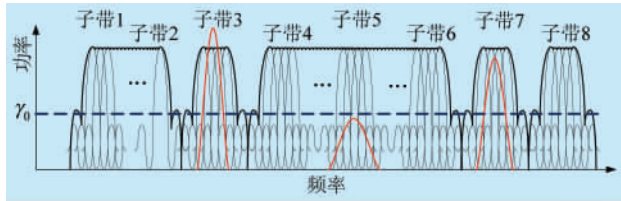
图 4 展现了 8 频率子带信号通过自适应滤波器的滤波过程。从图 4(a)、4(b)中可以看到,由于干扰功率超过门限 γ_0 致使第 3 频率子带和第 7 频率子带被滤除,而第 5 频率子带因其干扰叠加不超过门限而得以保留用于继续传送信息。在这种情况下,自适应滤波器的通带可以分别被设置为等价于传输信号的二、三或单子带带宽,滤波后便可以得到二、三、单个或其组合的带宽。频率子带数量不同的各传输信号可以灵活地匹配以填充不同带宽频谱空隙。

3 判决门限的设定

前文的讨论中是以门限 γ_0 已知为前提条件,本部分将研究获得判决门限 γ_0 的方法。

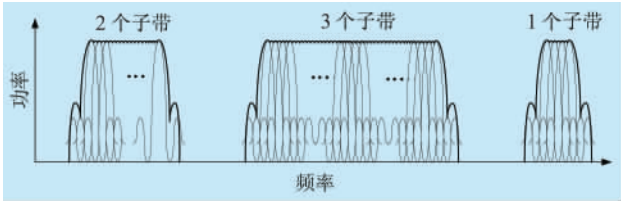
3.1 高斯信道下的判决门限

假设所接收的 N 频率子带信号中有 M 个通过滤波器被用于解调,每个频率子带的信号功率为 P_s 。若噪声的功率谱密度为 N_0 ,且有效频带上总的干扰信号功率为 P_I ,带宽为 B_I ,它们分布在所传输的 M 子带 OFDM 信号的 l 个子带上。那么



(a) 自适应滤波前的信号子带

(a) Subbands of signal before self adaptive filtering



(b) 经自适应滤波后的信号子带

(b) Subbands of signal after self adaptive filtering

图 4 8 频率子带信号的滤波过程示意

Fig. 4 Filtering process of signals with 8 sub-bands

M 个子带的信号功率为 MP_s , 信扰比 (signal-to-interference and noise ratio, $SINR$) 为

$$SINR_M = \frac{MP_s}{N_0MB + P_j} = \frac{SNR}{1 + INR} \quad (9)$$

其中 $SNR = P_s/N_0B$, $INR = P_j/N_0MB$ 表示干扰噪声之比, B 为单频率子带的带宽。

设单子带的处理增益为 G_p , $SINR_{Total}^1$ 为 M 个频率子带 $SINR_M$ 之和, 则

$$SINR_{Total}^1 = MG_p SINR_M = \frac{MG_p SNR}{1 + INR} \quad (10)$$

与 $SINR_M$ 的推导过程类似, 如果受干扰的频率子带被滤除, 相应的干扰功率 P_j 也被完全滤除。那么, 通过自适应滤波器后的 $SINR$ 则变为

$$SINR_{M-l} = \frac{(M-l)P_s}{N_0(M-l)B} = SNR \quad (11)$$

由式(10)可知, 滤除 l 个受干扰的频率子带后, 同时考虑到单子带的处理增益, $M-l$ 个频率子带的总值 $SINR_{Total}^2$ 为

$$SINR_{Total}^2 = (M-l)G_p SINR_{M-l} = (M-l)G_p SNR \quad (12)$$

由于信号能量分布在整个频带上, 当滤除受干扰的 l 个频率子带时, 分布在此 l 个子带上的信号也被相应滤除, 这势必会导致信号能量的部分亏损。因此, 合理地从 l 个频率子带中进行选择性滤除, 在实现干扰抑制的同时不会破坏信号的重构是一项很重要的步骤。本文通过自适应地计算干扰门限并动态指导滤波来平衡这种折衷。在高斯信道中, 误码率的性能取决于归一化 SNR 或 $SINR$ 。 $SINR$ 越大, 系统性能就会越好。因此, 干扰门限可以通过调整 $SINR_{Total}^1$ 和 $SINR_{Total}^2$ 的大小使其满足式(13)获得。

$$SINR_{Total}^2 > SINR_{Total}^1 \quad (13)$$

将式(10)中的 $SINR_{Total}^1$ 和式(12)中的 $SINR_{Total}^2$ 带入式(13), 有

$$INR > \frac{l}{M-l} = \gamma_0 \quad (14)$$

其中, γ_0 为干扰门限。

由式(14)可以看出, INR 门限 γ_0 与传输频率子带数量 M 以及高斯信道上受干扰的频率子带数量 l 有关。一旦给定干扰子带数量 l ($l=1, 2, 4, 8$), INR 门限将随传输子带数量 M 的增加而下降。若给定传输子带数量 M , INR 门限将随干扰子带数量 l 的增加而上升。

3.2 多径衰落信道下的门限

多径衰落信道下衰落的随机性将导致无法获得如同高斯信道中的恒定门限。本文对多径衰落信道下系统误码率 BER 性能进行统计, 从而获得了门限的估计值。基于式(10), 同时考虑多径衰落的影响, 系统 BER 在受干扰频率子带被滤除前可以由式(15)表示, 不相干的部分用 Q 函数代替。

$$P_e^1 = E_c \left[Q \left(\sqrt{\sum_{p=0}^{M-1} |H_p|^2 SINR_{Total}^1} \right) \right] = E_c \left[Q \left(\sum_{p=0}^{M-1} |H_p|^2 \frac{SNR}{1 + INR} \right) \right] \quad (15)$$

式中, $E_c()$ 为多径衰落信道下条件差错概率的统计期望值, $|H_p|^2$ 的求和项为 M 个子载波上 M 个多径衰落信道系数之和。由于采用 QPSK 调制方式, 因而有 $SNR = (2/M)E_b/N_0$, 其中 E_b/N_0 为信号比特能量与噪声谱密度之比。如此, 式(15)可以重新表示为

$$P_e^1 = E_c \left[Q \left(\frac{1}{M} \sqrt{\sum_{p=0}^{M-1} |H_p|^2 \frac{2 \cdot E_b N_0}{1 + INR}} \right) \right] \quad (16)$$

相似地, 基于式(12), 同时考虑到多径衰落信道的影响, 系统 BER 在受干扰频率子带被滤除之后可以表示为

$$P_e^2 = E_c \left[Q \left(\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-l-1} |H_p|^2 \frac{2E_b}{N_0}} \right) \right] \quad (17)$$

式中各参数的定义均与式(16)相同。根据式(16), 本文基于 NS2 在多径衰落信道下传输 16 个频率子带, 且在 $E_b/N_0=10\text{dB}$ 时, 对系统误码率 BER 性能随干扰噪声比 INR 的变化情况进行了仿真, 结果如图 5 所示。仿真表明, 滤除受干扰频率子

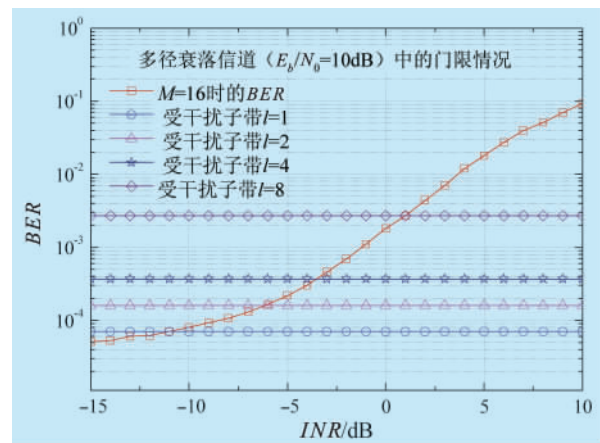


图 5 多径衰落信道中的 INR 门限

Fig. 5 INR thresholds in multipath fading channels

带(子带数量分别为 $l=1,2,4,8$),对于相同的 E_b/N_0 ,系统的 BER 性能在多径衰落信道下呈现出平坦的形式。图 5 中 BER 曲线的各交点分别对应于 $l=1,2,4,8$ 时的干扰门限,由图 5 可知干扰门限分别为 -11 、 -7.5 、 -4.0 和 1 dB。在相同环境下的高斯信道中,相应的门限值可以通过式(15)求出。

仿照高斯信道,本文得到了多径衰落信道下传输频率子

带数量分别为 $M=2,4,8,16$ 和 32 情况下的干扰门限,对比情况如表 1 所示。从表中可以看出,多径衰落信道和高斯信道下门限的差异随着传输频率子带数量的增加不断变小,当频率子带数 $M=32$ 时,这种差异近乎于零。也就是说,当采用大于 32 个子带传输信息时,可以用高斯信道下的门限来替代同等条件下多径衰落信道的门限。

表 1 高斯信道与多径衰落信道在 $E_b/N_0=10$ dB 条件下的门限(dB)比较

Table 1 Comparisons of thresholds (dB) in Gauss channel and multipath fading channel with $E_b/N_0=10$ dB

受干扰子带	$M=2$		$M=4$		$M=8$		$M=16$		$M=32$	
	高斯	多径	高斯	多径	高斯	多径	高斯	多径	高斯	多径
$l=1$	0	4.9	-4.8	-1.7	-8.5	-5.5	-11.8	-11.0	-14.9	-14.5
$l=2$	—	—	0	3.3	-4.8	-2.0	-8.5	-7.5	-11.8	-11.5
$l=4$	—	—	—	—	0	3.0	-4.8	-4.0	-8.5	-8.5
$l=8$	—	—	—	—	—	—	0	1.0	-4.8	-4.5
差值	≈ 4.9		≈ 3.2		≈ 3		≈ 1.0		≈ 0.3	

4 系统性能分析

基于所得的系统 INR 门限进行判决, INR 超过该门限的受干扰频率子带将被完全滤除,否则被保留用于提取信息。当系统传输子带数量 $M=2,4,8,16,32$ 时,单子带受干扰的系统 BER 如图 6 所示。干扰门限为 $\gamma_0=3$ dB。当干扰子带被滤除之后,系统 BER 如图 7 所示。通过对二者的比较不难发现,当 $M=4,8,16,32$ 时,系统 BER 性能抑制受干扰子带后提高了 $0.5\sim 5$ dB。然而,当 $M=2$ 时系统的性能却变得恶劣了,这是因为干扰门限 γ_0 低于滤波门限 $\gamma_0=4.9$ dB 的频率子带被滤除的同时信号功率也随之丢失。由于信号频谱被扩展到多个频率子带上,每一个频率子带都包含了完整的传输信息。通过采用本文所提出的自适应滤波方法,这些频率子带可以被随机选择以匹配频谱空隙。基于该策略的系统可以在所给频带上随机利用频率子带而不必采用复杂的跳频方法。此外,由于一些干扰子带经自适应滤波而得到了抑制,通过滤波的交织

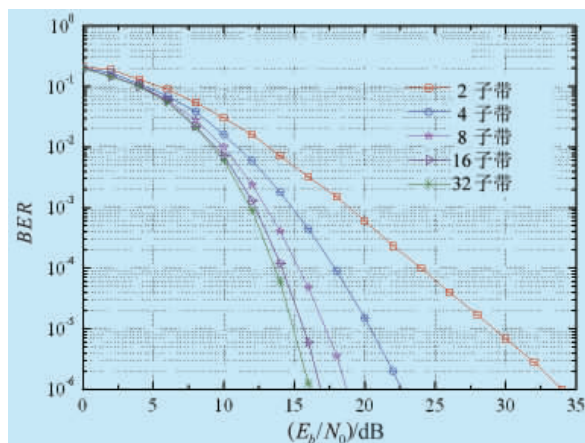


图 6 受干扰子带的 BER 曲线

Fig. 6 BER figures of subbands with interference

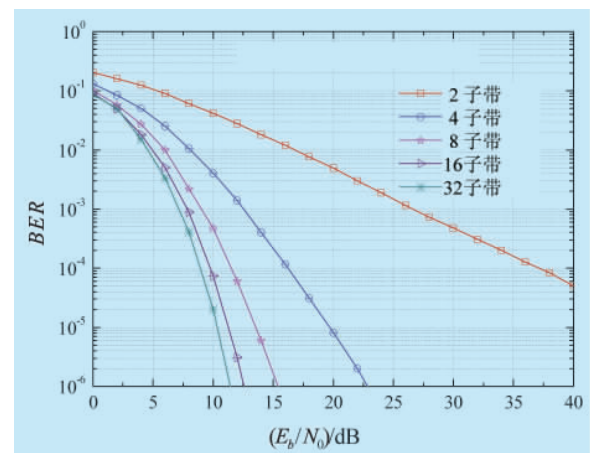


图 7 受干扰子带被滤除后的 BER 曲线

Fig. 7 BER figures of sub-bands without interference

扩频 OFDM 信号可能变为如图 4 所示的一些不连续的频率子带片段。这些离散的频率子带可以分别被解调和均衡,然后叠加分布在各个频率子带中相应子载波上的信号功率上。这样不仅可以节省功率,而且频谱利用率也得到了有效的改善。

5 结论

本文提出了一种基于预判决干扰门限的自适应滤波技术,通过动态调整滤波器通带以匹配相应的有效频带。这种自适应滤波方法充分利用了包括部分受干扰频带在内的传输子带,有效节省了信号功率。该技术允许系统在广阔的频谱范围内随机使用频率子带而无需采用跳频技术。本文对高斯信道和多径衰落信道分别采用理论分析为主的计算推导



和统计方法获得响应干扰门限。基于 NS2 的仿真结果表明, 所提出的自适应滤波方法和动态传输子带选择算法对缓解移动 Ad hoc 网络频谱资源和功率有限、通信环境恶劣等问题都有着积极的意义。

参考文献 (References)

- [1] Weber S P, Andrews J G, Beciana G. Transmission capacity of wireless Ad hoc networks with successive interference cancellation [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(8): 2799-2814.
- [2] Cavalcante R L G, Yamada I. Multi-access interference suppression in orthogonal space-time block coded MIMO systems by adaptive projected sub-gradient Method [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(3): 1028-1042.
- [3] Liu Xiangyu, Zheng Jianhong. Research of key technologies OFDM and SC/FDE in 4G[J]. *Communications Technology*, 2008, 41(6): 185-189.
- [4] 杨光松. 无线局域网和自组网在干扰环境下的性能分析及相关策略的研究[D]. 博士学位论文. 厦门: 厦门大学环境科学系, 2005.
Yang Guangsong. Performance analysis of WLAN and Ad hoc network in the interference environment and study of related strategy [D]. Xiamen: Department of Environmental Science, Xiamen University, 2005.
- [5] Tu Z P, Huang X J, Dutkiewicz E. Diversity performance of interleaved spread spectrum OFDM signals over frequency selective multipath fading

channels [C]//International Symposium on Communications and Information Technologies Proceedings. Sydney, Australia: Inst of Elec and Elec Eng Computer Society, 2007: 184-189.

- [6] Wu Zhiqiang, Nassar C R. Narrowband interference rejection in OFDM via carrier interferometry spreading codes [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(4): 1491-1506.
- [7] Ali S, Bala N, Don M G. Lowering the error floor of optimized short-block-length LDPC-coded OFDM via spreading [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(3): 1646-1656.
- [8] 梁永明, 罗汉文, 黄建国. MIMO-OFDM 系统中一种基于的信道估计方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(2): 310-313.
Liang Yongming, Luo Hanwen, Huang Jianguo. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(2): 310-313.
- [9] Kim J W, Perry E T. Performance analysis of the self-correcting adaptive filter [C]//Proceedings of the Annual Southeastern Symposium on System Theory. Tuskegee, AL, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2005, 37: 316-319.
- [10] Sun L L, Xu B Q. An improvement of stator current based detection of bearing fault in induction motors [C]//42nd IAS Annual Meeting Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications. New Orleans, LA, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2007, 9: 2277-2281.

(责任编辑 杨书卷)

全国第十五届洞穴学术会议

时 间: 2009年11月14-18日
地 点: 广西·南宁

主 办: 中国地质学会



传 真: 0773-5837179
电子信箱: dongxue7179@sina.com
通信地址: 广西桂林市七星路50号 中国地质科学院岩溶地质研究所 (541004)

