

# The Digital Intercom System Based on MPPSK Modulation

Chenmei Zhang, Lenan Wu

Radio Engineering Department, Southeast University, Nanjing Jiangsu  
Email: chenmei\_zhang@163.com

Received: Jan. 28<sup>th</sup>, 2016; accepted: Feb. 12<sup>th</sup>, 2016; published: Feb. 18<sup>th</sup>, 2016

Copyright © 2016 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

---

## Abstract

In order to improve the trend of digital radio spectrum resources nervous, this paper proposes a digital intercom system based on MPPSK modulation, which uses MPPSK system as digital radio modem in the physical layer and “fill-in” transmit high data rate stream in existing spectral gap. After impact filtering and coherent processing, the interferences from other intercom users are filtered out with “rate domain” filtering and band-stop filtering, and the receiver can get reliable demodulation of MPPSK signal. The system has little interference compared with other digital radio systems, and has got high interference isolation with adjacent frequency or same frequency and high transmission rate.

## Keywords

Digital Intercom, M-ary Phase Position Shift Keying Modulation, “Fill-In” Transmission, “Rate Domain” Filtering, Band-Stop Filter

---

# 基于MPPSK调制的数字对讲机系统

张陈梅, 吴乐南

东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京  
Email: chenmei\_zhang@163.com

收稿日期: 2016年1月28日; 录用日期: 2016年2月12日; 发布日期: 2016年2月18日

## 摘要

为改善数字对讲机频谱资源紧张的趋势, 本文提出一种基于MPPSK调制的数字对讲机系统, 采用MPPSK体制作为数字对讲机的物理层调制解调方式, 利用现有数字对讲机通信体制中的频谱空隙, “插空”传输高速码流。接收机通过对MPPSK收发混叠信号的冲击滤波和相干处理后, 结合“码率域”滤波和带阻滤波消除其他用户干扰并可靠解调出MPPSK接收信号。本系统对相邻频道的其他数字对讲机信号干扰很小, 对邻频或同频干扰隔离度高, 传输码率高。

## 关键词

数字对讲机, MPPSK调制, “插空”传输, 码率域滤波, 带阻滤波

## 1. 引言

对讲机通信属于专业无线电通信。随着用户数量的增加, 频谱资源日益紧张, 对讲机的数字化势在必行。近年来, 为了满足社会对数字对讲机的使用需求, 促进数字对讲机的健康发展, 进一步提高频谱利用率, 国家工信部接连颁布了多个相关文件, 为数字对讲机在国内的发展提供了正式依据。2009年12月12日, 国家工信部发布666号文件, 规定从2011年1月1日开始, 停止对模拟对讲机的型号核准。

欧洲制定了ETSI TS 102数字对讲机标准: dPMR相当于数字公众对讲机标准, 采用FDMA, 信道间隔6.25 kHz, 有效全向辐射功率低于500 mW; DMR相当于数字专业调频机标准, 规定了空中接口、语音和一般业务功能、数据协议及一致性测试方法; DSRR相当于数字无中心自集群系统标准, 规定了系统特性、信令协议、电台特性、射频技术指标和测量方法。同时还有美国的P25标准, 以及国内海能达的PDT标准等这些现有的数字对讲机标准, 它们不仅互不兼容且均未成为我国的国家标准。因此国内急需开发出全新的数字对讲机体制, 在关键技术指标上明显胜出, 以便为将来确定数字对讲机的国家标准、竞争国际标准, 奠定基础[1]。多元位置相移键控(M-ary Phase Position Shift Keying, MPPSK) [2]作为一种高频谱利用率的超窄带(Ultra Narrow Band, UNB)调制技术[3], 有望适合数字对讲机通信。

现有数字对讲机频道间的频谱缝隙实际上是浪费的, 如果能更好地加以利用, 对数字对讲机行业将是一次积极推进。超窄“频谱树”独占加较宽“频谱草”共享的非矩形频谱划分模式[4], 为在这“空闲”频谱中“插空”传输信息提供了可能, 为解决频谱需求提供了理论和技术思路。

本文给出一种基于MPPSK调制的数字对讲机通信系统, 实现谱隙“插空”传输高速码率。首先介绍MPPSK调制原理, 进一步结合“冲击滤波-乘以相干载波-带通滤波-相关解调”的“码率域滤波”和带阻滤波方法提出MPPSK接收机, 在滤除其他数字对讲机用户干扰的同时可靠解调出MPPSK调制信号。最后分别选取同频和邻频的其他数字对讲机干扰, 进行系统的误码性能仿真。

## 2. MPPSK 调制体制

### MPPSK 调制原理

高速增长的无线多媒体业务对传输带宽提出了越来越高的要求, 将传统的二进制相移键控(BPSK: Binary Phase Shift Keying)调制扩展为不对称的EBPSK (Extended Binary Phase Shift Keying)调制, 是提高频谱利用率的一种新尝试[5]。将EBPSK与脉冲位置调制相结合, 可得到多元位置相移键控MPPSK, 进一步提高了频谱利用率。与EBPSK调制相比, MPPSK调制无非就是采用M进制信息符号直接控制正弦

载波的相位跳变时刻在每个码元周期中的位置, 其在一个码元周期 $[0, NT_c]$ 内可具体表示为(此处不考虑幅度调制) [6]:

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t, & 0 \leq t < NT_c, & k = 0 \\ \begin{cases} \sin \omega_c t, & 0 \leq t \leq (k-1)KT_c, \\ -\sin \omega_c t, & (k-1)KT_c < t < (k-r_g)KT_c, \\ \sin \omega_c t, & (k-r_g)KT_c \leq t < NT_c, \end{cases} & 1 \leq k \leq M-1 \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $\omega_c$  为调制载波的角频率,  $T_c = 2\pi/\omega_c$  为载波周期,  $0 \leq r_g \leq 1$  为符号保护间隔控制因子, 由  $r_g$  和整数  $M$ 、 $N$ 、 $K$  构成了改变信号带宽、传输效率和解调性能的“调制参数”[7]。当码元周期  $T = NT_c = 2\pi N/\omega_c$  时, MPPSK 调制的码元速率  $R_B$  和比特速率  $R_b$  分别为

$$R_B = f_c/N \quad (2)$$

$$R_b = (f_c/N) \log_2 M \quad (3)$$

本文基于 MPPSK 调制的数字对讲机系统中码元速率要求在数值上必须至少要高于现有数字对讲机的频道间隔。更重要的是, 分析表明当  $r_g = 0$  时, 如果满足  $N = (M-1) * K$ , 则 MPPSK 信号功率谱中的线谱可完全消除, 对邻近频道的对讲机信号的干扰可以更低, 所以选择 MPPSK 调制参数时应该尽量满足这一条件。此时由式(2)得到 MPPSK 调制的码元速率为

$$R_B = f_c/N = f_c/((M-1)*K) \quad (4)$$

可见, 码元速率与  $M$ 、 $K$  和载频有关, 即可在给定的载频下确定调制参数  $M$  和  $K$  的数值及最高码率。为了提高解调性能, 应该在接收端放大“0”与“非0”码元的波形差异, 一类特殊的无限冲激响应(IIR)的窄带数字带通滤波器, 可以突出 MPPSK 调制信号的相位跳变。该滤波器由谐振频率非常靠近的一对共轭零点和至少两对共轭极点构成, 在其通带内的中心频率处呈现出一个极窄的陷波-选频特性, 使得不对称键控调制信号的滤波输出波形在“非0”码元的信息调制处, 产生明显的寄生调幅冲击, 此时利用简单的幅度判决即可进行可靠的解调[8]。本文采用的冲击滤波器是单零点3极点, 系统函数为

$$H(z) = \frac{z^{-2} + b_1 \cdot z^{-1} + b_0}{1 - \sum_{j=1}^6 a_j \cdot z^{-j}} \quad (5)$$

其中各系数的取值为:

$$\begin{aligned} b_1 &= -1.618\ 092\ 409\ 933\ 249 & b_0 &= 0.999\ 900\ 002\ 500\ 000\ 44 \\ a_1 &= -4.562\ 007\ 492\ 096\ 165\ 1 & a_2 &= 9.586\ 283\ 941\ 681\ 948\ 3 \\ a_3 &= -11.566\ 980\ 661\ 101\ 638 & a_4 &= 8.452\ 352\ 883\ 974\ 324\ 3 \\ a_5 &= -3.546\ 714\ 769\ 300\ 573\ 2 & a_6 &= 0.685\ 515\ 443\ 313\ 960\ 3 \end{aligned}$$

基于 MPPSK 调制的数字对讲机系统只利用现有数字对讲机体制中的频谱缝隙, 即可插空传输一路高速对讲信息; 接收机只需在数字基带消除其他数字对讲机的邻频或同频干扰, 即可保证 MPPSK 调制信号的正常解调。

## 2.2. MPPSK 系统的“码率域滤波”

在“一种兼容中波模拟调幅广播的复合调制系统”发明专利(发明专利号: CN103501211A)中, 在对 AM-MPPSK 复合调制接收信号进行冲击滤波并乘以相干载波转到基带频段后, 直接利用模拟音频信号和

MPPSK 数字信号在频谱分布上的差异即可进行二者的完美分离, 其关键则在于两者信息传输速率的合理设置, 一般要求 MPPSK 信号的主要有用频谱的最低频率(一般取为该 MPPSK 信号的码元速率)必须高于音频信号所处频段的最高频率, 此时分别采用相应通带和阻带的带通滤波器即可分离提取出所需信号[9]。

分析表明, 在对 MPPSK 信号进行冲击滤波、与相干载波相乘并经带通滤波后, 其主要信息功率谱位于 1 到 8~10 倍基波频率间, 这里的基波频率即为 MPPSK 调制信号的码元速率。因此, 针对这一与信号码元速率直接相关的有效信息频带的滤波可称之为“码率域滤波”(本质上仍为频率域滤波)。

由于 DMR/DPMR 数字对讲机的信息传输速率都是固定的, 因而可通过 MPPSK 调制参数 M 和 N 控制本文对讲机系统的传输速率, 使其与现有数字对讲机系统的传输速率有较大的差异, 以利用“码率域滤波”思想抑制邻道干扰。

### 3. 基于 MPPSK 调制的数字对讲机接收机

基于 MPPSK 调制的数字对讲机系统, 在“插空”传输过程中, 会与邻频或同频的其他数字对讲机系统相互干扰。本文提出的系统原理框图见图 1, 可在数字基带消除来自其他数字对讲机的邻频或同频干扰, 其关键环节如下:

1) 接收的 MPPSK 调制信号进入冲击滤波器, 将因 MPPSK 调制而产生的相位变化转变为幅度冲击后分为两路: 一路直接输出到乘法器; 另一路用于从 MPPSK 调制信号冲击滤波响应中提取出尽可能纯净且与之同频同相的载波后, 输出到乘法器的另一个输入端。在乘法器中将两路信号相乘, 以提取出 MPPSK 调制冲击滤波信号的包络。

2) 乘法器的输出为 MPPSK 冲击滤波信号包络与其他邻频或同频数字对讲机信号的混合(叠加), 二者在时间波形上完全混叠, 在频谱上也可能混叠。本系统因为是在数字对讲机频道与频道间隙中“插空”传输, 会受到现有数字对讲机的邻频干扰或同频干扰。

同频干扰在本文是指其他对讲机的干扰信号载波频率与本系统 MPPSK 调制的载波频率相同, 邻频干扰是指其他对讲机的信号载波频率与本系统的载波频率不同。本文将邻频干扰分为近邻频干扰( $|F - f_c| < R_B$ ), 远邻频干扰( $R_B \leq |F - f_c| \leq 10 * R_B$ )和甚远邻频干扰( $|F - f_c| > 10 * R_B$ ), 其中  $R_B$  为所述 MPPSK 接收信号的码元速率,  $F$  为其他数字对讲机的干扰频谱,  $f_c$  为 MPPSK 信号的载波频率。同频干扰、近邻频干扰和甚远邻频干扰对本系统都属于同一类干扰, 落在 MPPSK 信号的有用频段范围  $R_B \sim (8 \sim 10) * R_B$  之外, 可以利用本系统与干扰信号在频谱分布上的差异进行“码率域滤波”, 其中带通滤波器的左截止频率应大于零频, 通带频率设置为  $R_B \sim (8 \sim 10) * R_B$ , 同时左右阻带衰减应尽量大。本系统要求 MPPSK 调制的传输码率在数值上必须至少高于现有数字对讲机的频道间隔, 是为确保离 MPPSK 载波最邻近的其他数字对讲机信号频道或同频的其他数字对讲机信号都是落在本系统的近邻频干扰范围内, 此时只需利用信号与干扰在频谱分布上的差异进行“码率域滤波”即可, 降低了实现复杂度。

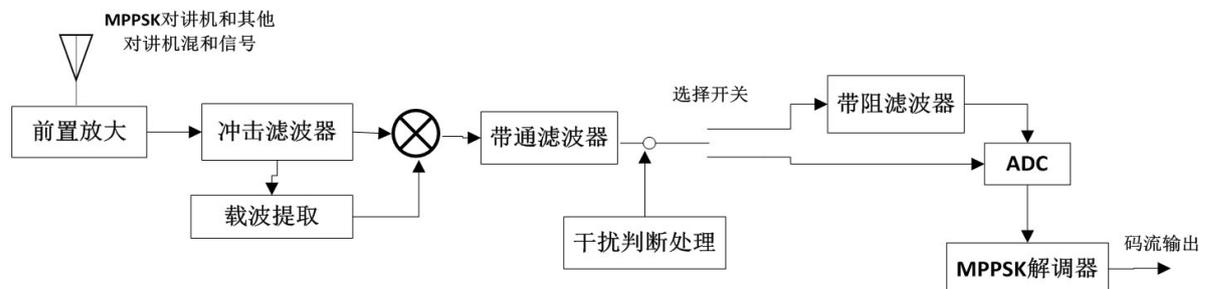


Figure 1. Digital radio receiver based on MPPSK modulation

图 1. 基于 MPPSK 调制的数字对讲机接收机

远邻频干扰是落在 MPPSK 信号的有用频段范围内, 这时“码率域滤波”无效, 本系统采用精心设计的带阻滤波器进行滤波, 其中带阻滤波器的阻带带宽应略大于远邻频干扰信号带宽, 阻带衰减至少要大于-40 dB, 才能滤除远邻频干扰对本系统的干扰。

在此需要注意, 本系统对 MPPSK 接收信号经过“码率域滤波”处理后, 只留下了其信号功率谱主瓣上位于基波频率到 8~10 倍基波频率间的频谱, 这时需要经过对远邻频干扰判断处理模块估计其他对讲机的干扰信号频率, 判断是否存在远邻频干扰。如果存在, 确定其干扰频谱范围, 然后采用对应的带阻滤波器进行滤波。

3) 把消除了邻频或同频数字对讲机干扰信号的 MPPSK 调制冲击滤波信号送入 MPPSK 解调器, 利用预存的经带通滤波后展宽的整个冲击波形样本序列作为相关运算模板或匹配滤波冲激响应, 依次滑动固定步长至码元  $0, 1, 2, \dots, M-1$  或码元  $1, 2, \dots, M$  的冲击出现位置后, 分别与经带通滤波后的当前码元的 MPPSK 接收信号相乘并进行积分判决, 将积分值最大者判决为对应的发送码元, 从而解调出原始的数据码流[10]。

4) 本数字对讲机系统与现有其他数字对讲机是共存关系, 在保证现有其他数字对讲机体制不对本系统造成影响的同时也需要确保现有其他数字对讲机体制的正常通信。由于本系统特有的“频谱草”比传统超宽带信号的功率谱更低, 完全淹没在背景噪声下, 因此在现有其他数字对讲机射频接收端的带通滤波器在滤除其他干扰信号的同时, 也足以滤除本系统对其的干扰。

## 4. 仿真与分析

由于现行数字对讲机规格很多, 因此为简单且能说明问题, 本文取 DMR 标准进行干扰仿真。DMR 数字对讲机采用 4FSK 调制解调技术[11],  $R_b = 4800B_d$  (波特), 最大频偏  $D = 1.944$  kHz, 频道间隔 12.5 kHz。为了保证 MPPSK 调制的码元速率在数值上至少高于 DMR 对讲机的频道间隔, MPPSK 调制参数设置为  $f_c = 4.8$  MHz、 $K = 8$ 、 $N = 128$  和  $M = 17$  进行仿真, 此时由式(4)得到  $R_b = f_c/N = 37.5$  kHz  $> 12.5$  kHz 满足要求。DMR 数字对讲机信号采用数字正交合成调制生成[12]。根据第 3 节的干扰信号分类, 本文分为 3 个模拟场景进行仿真: 同频干扰场景 1, 近邻频干扰和甚远邻频干扰并存场景 2 和远邻频干扰存在场景 3, 从不同载干比下的 MPPSK 误码率曲线进行解调性能分析。仿真中均固定 MPPSK 对讲机信号的载波功率  $C = 0.5$  W。

### 4.1. 同频干扰场景 1 和近邻频干扰与甚远邻干扰并存场景 2

同频干扰场景 1 是只存在一路同频 4FSK 信号干扰, 载波频率为 4.8MHz。近邻频干扰和甚远邻频干扰并存场景 2 是 1~4 路近邻频 4FSK 信号干扰与 5 路甚远邻频 4FSK 信号干扰。第 1 路干扰信号载频  $F_{c1} = f_c - 12.5$  kHz/2 - 12.5 kHz = 4.78125 MHz; 第 2 路干扰信号载频  $F_{c2} = f_c - 12.5$  kHz/2 = 4.79375 MHz; 第 3 路干扰信号载频  $F_{c3} = f_c + 12.5$  kHz/2 = 4.80625 MHz; 第 4 路干扰信号载频  $F_{c4} = f_c + 12.5$  kHz/2 + 12.5 kHz = 4.81875 MHz; 第 5 路干扰信号载频  $F_{c5} = f_c + 32 * 12.5$  kHz = 5.2 MHz。场景 1 和场景 2 中 4FSK 干扰信号均落在 MPPSK 调制信号的基波频率之内或 10 倍基波频率之外, 因此在本系统接收 MPPSK 信号时, 可设计其带通滤波器的通带为“ $R_b \sim 10 * R_b$ ”, 至于该带通滤波器的左右截止频率, 则希望其尽量靠近相应的通带频率以更多滤除干扰信号, 即使得过渡带更窄更陡峭, 这将同时增大设计难度, 因此在具体实现时需综合性能与成本等条件酌情取舍, 仿真结果见图 2 和图 3。

由图 2 和图 3 可知, 本系统的 MPPSK 信号解调性能比 AWGN 下的解调性能好约 1.5 dB, 主要是“码率域滤波”中的带通滤波器不仅能滤 4FSK 干扰信号, 也更多地滤除了噪声。可知在同频干扰、近邻频干扰和甚远邻频干扰下, 通过“码率域滤波”可完全分离 4FSK 信号和 MPPSK 信号。同时随着干扰信号

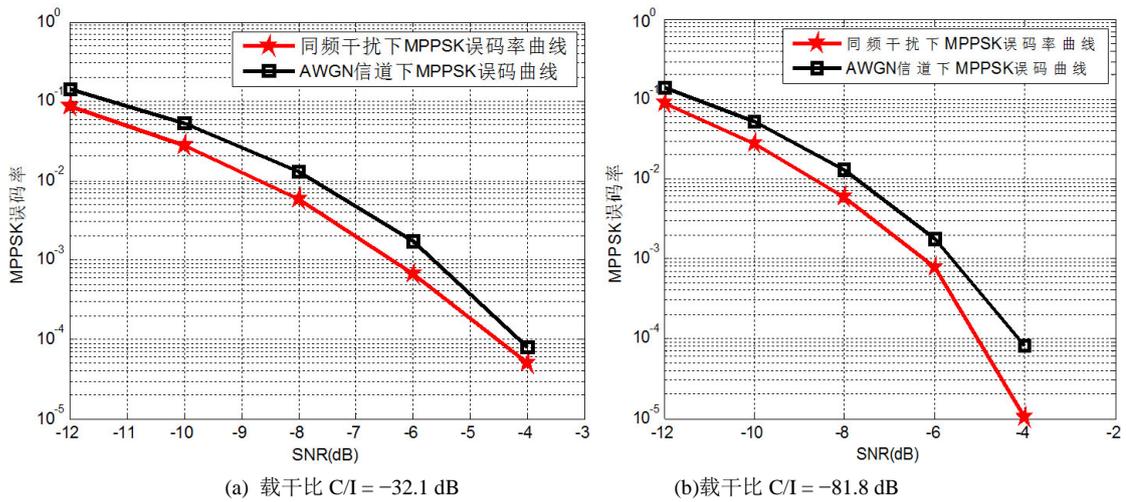


Figure 2. Error rate of the same frequency interference

图 2. 同频干扰的误码率

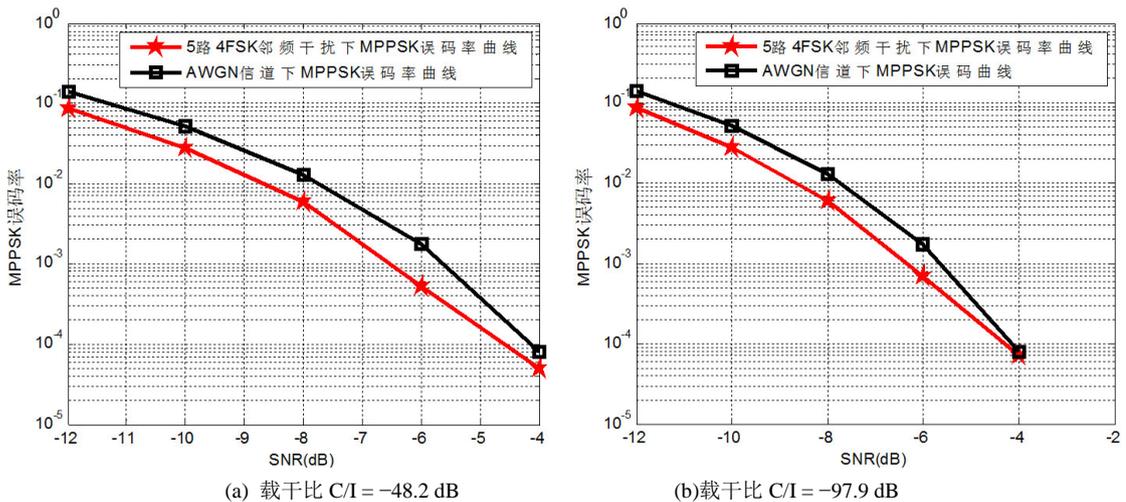


Figure 3. Error rate of neighbor frequency and more far adjacent interference

图 3. 邻频干扰和甚远邻干扰并存的误码率

功率的加大, 载干比降低, 只要带通滤波器的阻带衰减足够大, 也基本能滤除干扰信号, 从而不影响 MPPSK 信号解调。

#### 4.2. 远邻频干扰存在场景 3

远邻频干扰存在场景 3 是 1~4 路近邻频 4FSK 信号干扰与 6 路远邻频 4FSK 信号干扰, 其中 1~4 路 4FSK 信号和场景 2 相同, 第 6 路远邻频干扰信号载频  $F_{c6} = f_c + 6 * 12.5 \text{ kHz} = 4.875 \text{ MHz}$ 。

对于第 6 路的载频  $|F_{c6} - f_c| = 75 \text{ kHz}$ , 故第 6 路 4FSK 信号中心频率在 MPPSK 信号搬移到基带时, 也同时搬移到 75 kHz 附近, 由于 4FSK 信号带宽为  $B_{4FSK} = 12.5 \text{ kHz}$ , 故第 6 路干扰信号的邻频信号对 MPPSK 基带频率的干扰范围为 “ $(75 - B_{4FSK}/2) \text{ kHz} \sim (75 + B_{4FSK}/2) \text{ kHz}$ ”, 即 68.75 kHz~81.25 kHz, 其干扰在 MPPSK 的 “ $1.5R_B \sim 2.5R_B$ ” 之间, 落在  $R_B \sim (8 \sim 10)R_B$  之间, 影响了 MPPSK 信号的解调性能, 根据要求带阻滤波器的阻带带宽应略大于远邻频干扰信号带宽, 阻带衰减至少要大于 -40 dB, 因此采用带阻滤波器的阻带范围为 “64.75 kHz~85.25 kHz”, 阻带衰减 -50 dB, 以滤除第 6 路干扰信号的远邻频

干扰, 同时则希望左右截止频率尽量靠近相应的阻带频率以保留有用的 MPPSK 信号, 即要求过渡带更窄更陡峭, 这同“码率域滤波”的带通滤波器过渡带设计原则一致, 不再赘述, 仿真结果见图 4。

由图 4 可知, 在总共 5 路 4FSK 信号邻频干扰下, 第 1~4 路的近邻频干扰是低于 MPPSK 基波频率(数值上即为 MPPSK 码元速率)的干扰, 可通过带通滤波去除, MPPSK 信号的调制信息基本不受影响。然而第 6 路的远频干扰落在 MPPSK 信号基波频率  $R_b \sim (8 \sim 10) * R_b$  范围内的干扰, 需要设置特定的带阻滤波滤除, 但其毕竟是在 MPPSK 的有用信息频段范围内, 多少都影响到 MPPSK 的解调, 所以解调性能劣于经典的 AWGN 信道解调性能, 但仍在可接受的范围内, 性能损失可以通过信道编码补偿。同时随着载干比的增大, 只要带阻滤波器的阻带衰落足够大, 可基本滤除 4FSK 信号的远邻频干扰信号, 对 MPPSK 信号的解调性能影响不大。

### 4.3. DMR 数字对讲机的解调性能

本系统进行“插空”传输过程中, 对 DMR 数字对讲机的干扰最严重情况是其紧邻 MPPSK 载频的左右边界。离 4FSK 信号频道越远的 MPPSK 信号, 干扰越小。故本文只分析干扰最严重的情况。仿真设置一路 MPPSK 对讲机信号, 载波频率为 21.4 MHz。两路 4FSK 信号在 MPPSK 信号左右两端, 载波频率分别为 21393.75 kHz 和 21406.25 kHz。DMR 接收端只需在解调前经过带通滤波器即可滤除本系统的干扰, 该滤波器的通带宽度与 DMR 数字对讲机频道间隔相近, 阻带衰减越大越好。仿真中该带通滤波器的带宽为 12.5 kHz, 阻带衰减为 -50 dB, 4FSK 信号采用正交差分解调[12], 左路 4FSK 信号的仿真结果见图 5, 图中曲线“MPPSK+FSK”代表有 MPPSK 对讲机干扰下, 4FSK 信号误码率曲线, 曲线“无 MPPSK 经典”代表 4FSK 信号在无 MPPSK 信号干扰的误码率曲线。

由图 5 可知, 在 AWGN 信道条件下且不采用任何信道编码时, 一定允许功率范围内的 MPPSK 信号对 4FSK 信号干扰不大, 基本不影响现有数字对讲机通信。

## 5. 结语

本文提出的基于 MPPSK 调制的数字对讲机系统是一种新型的数字对讲机制, 其特征在于: 用 MPPSK 调制作为数字对讲机的物理层调制解调方式。可以利用现有数字对讲机的频谱空隙“插空”传输较高速的码流, 可缓解频谱资源短缺的现状。特别是本系统仅通过 MPPSK 接收机冲击滤波相干解调体制独有的“码率域滤波”和适当带阻滤波相结合, 就可获得极高的邻频或同频隔离度, 保证了本系统与

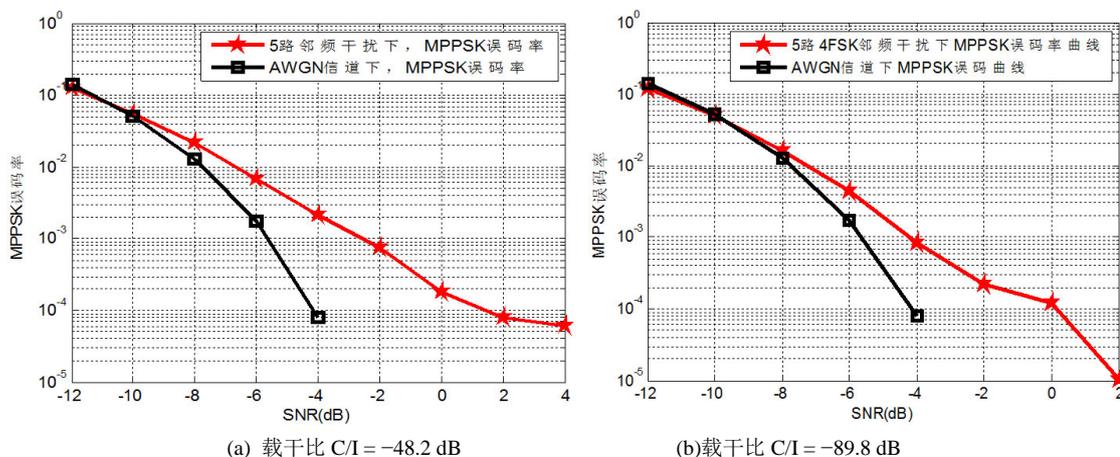


Figure 4. Error rate of far adjacent interference

图 4. 远邻频干扰的误码率

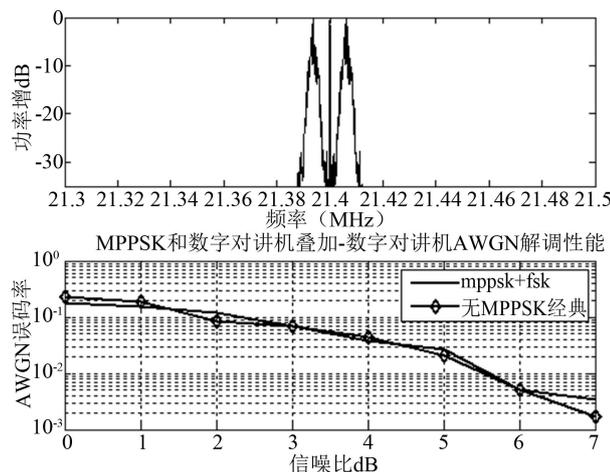


Figure 5. 4FSK ber curve at C/I = 32.1 dB  
图 5. 载干比 C/I = -32.1dB 的 4FSK 误码率曲线

现行对讲机系统的共存和可靠通信, 同时还不影响现有数字对讲机的传输, 因此是一种可与现有数字对讲机并存的新型数字对讲机体制, 对高效调制体系拓展应用到数字对讲机系统具有重要的实用价值。

## 参考文献 (References)

- [1] 李进良. 我国必须制定统一的数字对讲机国家标准[J]. 中国无线电, 2013 (12): 18, 22.
- [2] 吴乐南, 戚晨皓. 多元位置相移键控调制和解调方法[P]. 中国专利, ZL200710025202.1, 2010-01-27.
- [3] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007, 17(11):1467-1473.
- [4] 吴乐南. 试论独占加共享的频谱划分模式[J]. 电波科学学报, 2013, 28(4): 605-610.
- [5] Wu, L.N., Feng, M., Qi, C.H. and He, F. (2011) Recent Patents on Ultra Narrow Band Modulations. *Recent Patents on Signal Processing*, 1, 36-47. <http://dx.doi.org/10.2174/2210686311101010036>
- [6] 应鹏魁, 吴乐南. 一种新的 MPPSK 调制解调器实现结构[J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2012, 42(2): 204-208.
- [7] 吴乐南, 王继武. 基于双零点冲击滤波器的 MPPSK 相干解调方法[P]. 中国专利, CN103209152 A, 2013-07-17.
- [8] 吴乐南, 冯熳, 高鹏. 用于增强不对称二元调制信号的冲击滤波方法[P]. 中国专利, CN101599754 A, 2009-12-09.
- [9] 李旭森, 吴乐南, 朱超越. 一种模数兼容的调幅广播系统[J]. 无线通信, 2015, 5(1): 7-15.
- [10] 苗圃, 吴乐南, 王继武, 等. 多元位置相移键控的相干相关解调器[J]. 信号处理, 2014, 30(6): 615-622.
- [11] 邱婷. DMR 端机基带传输技术研究与实现[D]: [硕士学位论文]. 西安: 西安电子科技大学, 2010.
- [12] 徐以涛, 李浩, 王金龙, 等. 软件无线电中调频波形的正交解调[J]. 解放军理工大学学报: 自然科学版, 2006, 7(4): 312-315.