

# 时相调制的陷波滤波技术研究

赵培洪<sup>1</sup>, 王红星<sup>1</sup>, 平殿发<sup>1</sup>, 毛忠阳<sup>1</sup>, 吴学文<sup>2</sup>

(1. 海军航空工程学院电子信息工程系 山东 烟台 264001; 2. 海军91899部队 辽宁 葫芦岛 125000)

**【摘要】**针对时相调制功率谱的特殊性,设计了一种能够提取时相调制相位突变特征的陷波滤波技术。根据输入的时相调制信号参数,设计对应的陷波滤波器;然后对接收信号进行滤波,利用陷波特性将相位突变时间段内的信号幅度突显出来,从而将时相调制信号的相位信息转化为可被门限检测的幅度信息;最后针对陷波滤波效果、系统误码性能以及频带利用率进行了仿真与分析。仿真表明,时相调制系统中采用陷波滤波技术,不仅可以完成对输入数字信息的有效恢复,而且使系统传输性能保持很好,并能有效提高频带利用率。

**关键词** 频带利用率; 误码性能; 陷波滤波; 相位突变; 时相调制

中图分类号 TN919

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.04.006

## Study on Notch Filter Technology of Time-Phase Modulation

ZHAO Pei-hong<sup>1</sup>, WANG Hong-xing<sup>1</sup>, PING Dian-fa<sup>1</sup>, MAO Zhong-yang<sup>1</sup>, and WU Xue-wen<sup>2</sup>

(1. Department of Electronic Engineering of Naval Aeronautical and Astronautical University Yantai Shandong 264001;

2. The Unit 91899 of Navy Huludao Liaoning 125000)

**Abstract** Considering the power spectrum of time-phase modulation (TPM), this paper presents a notch filter design technique which can extract the phase change characteristics of TPM. The notch filter is designed according to the parameters of TPM signals. The received TPM signals are filtered by the notch filter, which can weaken the amplitude of time-phase modulation signals at the carrier frequency point and highlight the amplitude at phase change period at the same time. So the phase change information is converted into the amplitude information that can be detected through some amplitude threshold. Finally, the detailed simulation and analysis on notch filter effect, BER performance and bandwidth efficiency are presented. The simulation results show that the TPM system adopting notch filter technology can effectively recover the input digital information and improve the bandwidth efficiency, while maintaining the system transmission performance.

**Key words** bandwidth efficiency; BER performance; notch filter; phase change; time-phase modulation

文献[1]于20世纪80年代提出超窄带调制,该技术的提出为有效缓解通信系统中频谱资源紧缺问题开拓了新的思路。其所坚持的超窄带调制实质是利用窄频带传输高速信息,以实现频谱资源的高效利用。当然,该技术也曾受到较大争议和质疑<sup>[2-3]</sup>。到目前为止,超窄带已有多种衍生调制形式被提出,如参考文献[4-5]提出的VPSK、VMSK、3PRK等,文献[6-8]提出的VMCK、VWDK、EBPSK等形式。文献[9-10]中对超窄带研究后发现,超窄带技术最突出特点是存在相位突变,这样的信号实际上有别于以往通信中所研究的平稳信号,而具有循环平稳特征,首次将超窄带的提法更正为时相调制(TPM)。

时相调制由于存在相位突变,所以造成了频谱

扩展,信号携带的信息恰位于展宽的低能量连续谱中,超窄滤波器势必会造成信息丢失,因而滤波器的设计成为时相调制技术的难点所在<sup>[11]</sup>。时相调制信号的“0”“1”波形差异很小,常规有限冲激滤波器会将这种差异抹去,因此若要TPM信号的解调尽可能保持信号特征和最大限度滤除噪声,则接收滤波器比通常信号的要求更苛刻,这即要求接收滤波器的信号带宽很宽而噪声带宽很窄,现有的滤波器理论及硬件都很难实现这一点。为此,文献[1]设计的“零群时延”和文献[12]中提到的几何特征滤波器并没有从根本上解决这个问题。

从时相调制信号的相位突变特征出发,本文设计了一种陷波滤波器用于TPM信号滤波,该滤波器

收稿日期: 2013-05-10; 修回日期: 2014-05-21

基金项目: 国家自然科学基金(60772056); 山东省“泰山学者”建设工程专项经费资助

作者简介: 赵培洪(1980-),男,博士生,主要从事无线通信技术、非平稳信号分析与处理、时频分析方面的研究。

能够使二元调制信号的输出波形在相位突变时刻产生较为明显的幅度冲击, 利用该特点在时域即可完成检波。该陷波器滤波后的系统传输性能可以得到显著提升。

### 1 TPM定义及频谱

在传统的数字相位调制中, 承载信息的是载波幅度、相位或者频率, 它们在一个比特周期内保持不变。时相调制信号则有所区别, 它是在比特“0”或者“1”的某个特定时刻发生相位改变, 持续时间较短, 利用离散时刻点承载信息。本文以二进制脉冲位置相位翻转键控调制为例, 时相调制波形统一表达式为:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [a_n s_0(t - nT_b) + \bar{a}_n s_1(t - nT_b)] \quad (1)$$

其中,  $s_0(t)$  和  $s_1(t)$  分别对应码元“0”和“1”:

$$s_0(t) = A \sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2)$$

$$s_1(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t) & 0 \leq t \leq \tau_1 \\ A \sin(2\pi f_c t + \theta) & \tau_1 < t \leq T_b \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $\tau_1$  为对应的相位突变时刻点;  $T_b - \tau_1$  为突变持续时间;  $\theta$  为相位突变角度, 范围值为  $[0, \pi]$ , 一般取为  $\pi$ 。TPM 信号波形仿真图如图 1 所示, 图中只显示了两个码元“1”和“0”。其中, 每个比特符号由 20 个载波周期调制;  $\tau_1 = \frac{19}{20} T_b$ , 意味着相位突变持续一个载波周期。

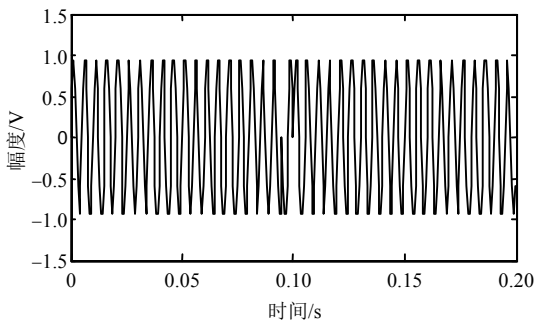


图1 TPM信号的时域波形

从图 1 中 TPM 的调制波形可看出, 除了在数据“1”的特定时刻处有短时的相位突变外, 其余时间都是连续的正弦波。如果没有相位突变, 信号的功率谱为单根谱线, 但由于这极短时间的相位突变, 造成了频谱的极大扩展, 如图 2 所示。

由图可见, TPM 的频谱能量仍高度集中在载频上, 但两旁会出现与相位突变所对应的连续谱, 连续谱边带衰减超过 -50 dB; 同时在载频的谐波处也会出现离散的谱线, 离散谱衰减达到 -30 dB 以上。文献[1]认为, 保留以载波为主的谱线, 其他部分的

谱线都可以滤掉, 因而可以实现真正的超窄。但事实上, 多种方法已证明, 时相调制携带的有用信息并不位于离散谱中而是位于边带的连续谱中, 只保留载波无法获得任何信息。

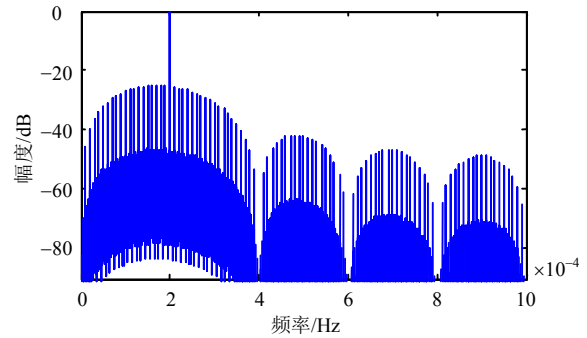


图2 TPM信号的功率谱

### 2 陷波滤波器设计

#### 2.1 理论基础

陷波滤波器是一种特殊的带阻滤波器, 其阻带在理想情况下只有一个频率点, 这种滤波器主要用于消除某个特定频率的干扰。一个理想的陷波滤波器的频率特性要在消除的信号频率点处, 其值等于零; 而在其他频率点处, 其值等于 1, 如图 3a 所示。但理想的陷波滤波是不可实现的, 实际应用中的陷波滤波器不可能完全滤掉某一频率点, 而只能将某一频率范围的幅度有所削弱, 其他频率点的幅度信息则得到增强, 如图 3b 所示。

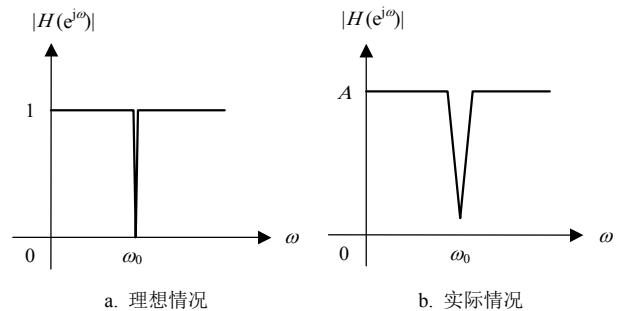


图3 理想陷波滤波器和实际陷波器幅频特性

时相调制信号如同其他数字调制信号一样采用正弦载波, 大部分时间内是单一频率, 只是在相位突变瞬间频率发生了改变。如果对 TPM 使用陷波滤波器, TPM 信号载波频率处的幅度则有可能得到削弱, 而频率变化处的幅度得以保持, 这也是本文考虑采用陷波滤波器用于 TPM 调制的原因。

陷波滤波器可以以模拟滤波器为原型通过一定变换转换为数字滤波器<sup>[13]</sup>, 本文则直接在频域采用 z 平面零极点法设计符合 TPM 通信系统需求的滤波器。陷波滤波器本身属于二阶递归型 IIR 滤波器,

其因式分解后的传递函数为:

$$H(z) = k \frac{(z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_M)}{(z - p_1)(z - p_2) \dots (z - p_N)} \quad (3)$$

式中,  $z_1, z_2, \dots, z_M$  是  $H(z)$  的零点;  $p_1, p_2, \dots, p_N$  是  $H(z)$  的极点。可以预见, 接近或在单位圆上的零点产生凹槽或者最小值, 频率响应出现极小值; 而靠近单位圆的极点将产生大的波峰, 频率响应出现极大值。通过策略性地在  $z$  平面上放置极点和零点, 就可以得到所想要的频率选择性滤波器。

## 2.2 TPM陷波滤波器的实现

TPM调制系统中, 假设比特传输速率为 1.5 Mb/s, 载波频率为  $f_c = 30$  MHz, 采样频率为载波频率的 10 倍, 即  $f_s = 300$  MHz。那么, 该陷波滤波器的零点在单位圆上对应的位置为:

$$\theta = \pm 360^\circ \times \frac{f_c}{f_s} = \pm \frac{\pi}{5} \quad (4)$$

而陷波滤波器的极点半径由期望的带宽所决定, 实际上极点半径  $r$  与 3 dB 带宽  $B$ 、采样频率  $f_s$  存在下述关系<sup>[13]</sup>:

$$r \approx 1 - \frac{B}{f_s} \pi \quad (5)$$

若 3 dB 期望带宽  $B = 37.5$  kHz, 那么将  $B$  和采样频率  $f_s$  代入式(5), 得到极点半径  $r = 0.999 6$ 。那么陷波滤波器的传递函数为:

$$H(z) = \frac{(z - e^{-j\pi/5})(z - e^{j\pi/5})}{(z - re^{-j\pi/5})(z - re^{j\pi/5})} = \frac{z^2 - 1.618 0z + 1}{z^2 - 1.6174z + 0.999 2} = \frac{1 - 1.618 0z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.617 4z^{-1} + 0.999 2z^{-2}} \quad (6)$$

式(6)即为本文设计的陷波滤波器传递函数, 分子和分母系数分别为:  $a_0 = 1$ ,  $a_1 = -1.618 0$ ,  $a_2 = 1$ ;  $b_1 = -1.617 4$ ,  $b_2 = 0.999 2$ 。滤波器的零极点在  $z$  平面的分布如图 4 所示。

这对共轭零点位于单位圆上, 决定了该陷波滤波器具有很深的陷波特性和; 而共轭极点并不位于单位圆上, 但与零点靠得很近, 且极点半径  $r_p = 0.999 2$ , 非常接近单位圆, 决定了陷波宽度很窄, 可从图 5 中滤波器的幅频曲线看出。

由图 5 可见, 信号的相位跳变处将会产生增大的寄生调幅, 即相位跳变信号部分的幅度将会有明显的提升, 而其他时段的信号幅度相比则有一定程度的衰减。这种寄生调幅实际上就是滤波器的陷波-选频特性, 即在滤波器的中心频率处, 将信号幅度

呈一个冲击展示出来。

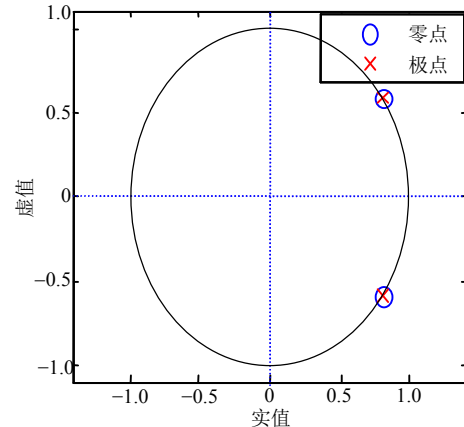


图 4 滤波器零极点图

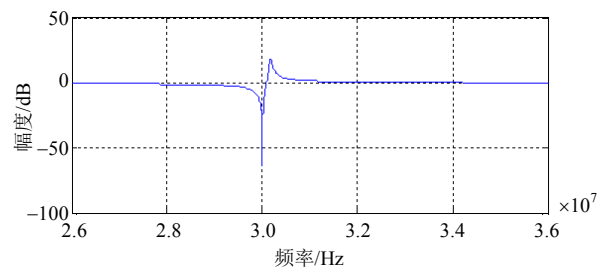


图 5 滤波器幅频曲线图

## 3 实验仿真

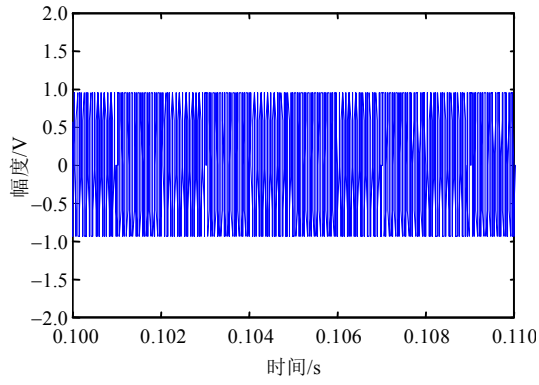
### 3.1 滤波器对 TPM 信号的滤波

本节仿真陷波滤波器对 TPM 信号的滤波效果。仿真中, 在 TPM 信号中加入了均值为 0、方差为 1 的高斯白噪声, 输入数据为 100 0 个二进制码元, 信息传输速率  $V_b = 1.5$  Mb/s, 码元周期  $T = 1/V_b = 6.7 \times 10^{-7}$  s。每个码元用 20 个正弦载波调制, 则载波频率  $f_c = 20/T = 30$  MHz, 采样频率取 10 倍于载波频率, 即  $f_s = 10f_c = 300$  MHz。

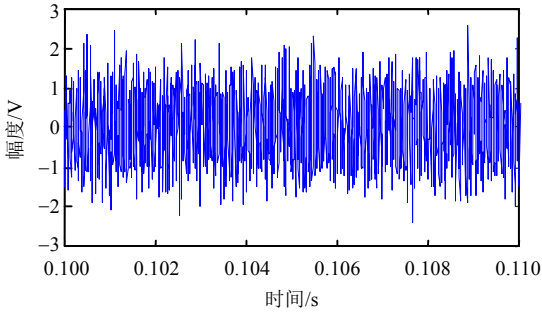
图 6a 为不加噪声的 TPM 信号, 图 6b~图 6d 分别为加入信噪比 0, 5, 10 dB 的高斯白噪声后的 TPM 信号, 图中均截取了信号波形的一部分。

从图 6b~图 6d 可以看出, 受噪声的干扰, TPM 信号携带的调制信息基本上被噪声所淹没, 很难识别出有用信息。那么, TPM 信号经过陷波滤波器滤波后的效果又会如何呢? 如图 7 所示, 图 7a 为不受噪声影响的 TPM 信号滤波结果, 图 7b~图 7d 为含有噪声的 TPM 信号滤波后的结果, 信噪比分别为 0, 5, 10 dB。

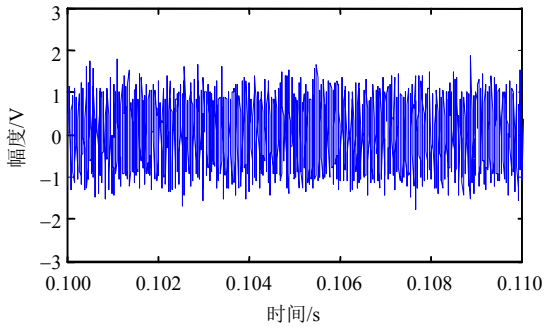
从图 7 可以看出, 经过陷波滤波器滤波后, TPM 信号在受到滤波器平滑的同时, 相位跳变点的信号幅度形成了强烈的冲激效应, 将相位调制信号部分的幅度突显了出来, 而其他时刻点的幅度则得到削弱, 这正是本文设计的陷波滤波器所具有的特性。



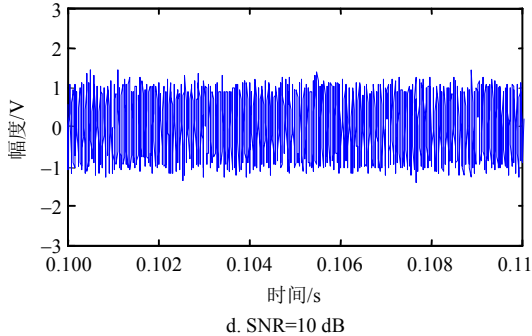
a. 不加噪声



b. SNR=0

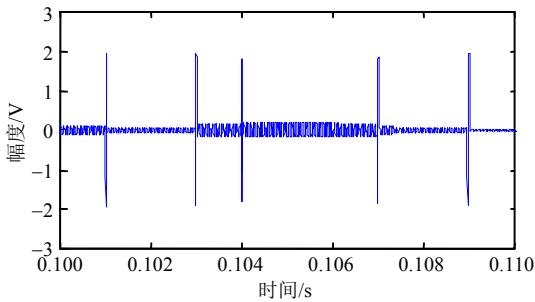


c. SNR=5 dB

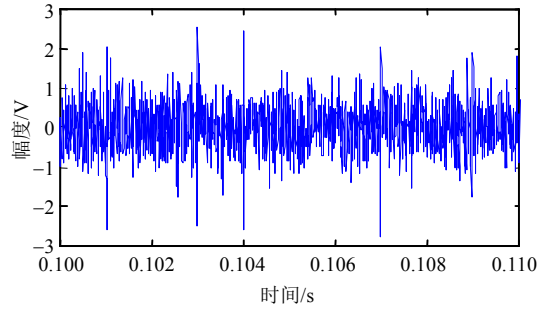


d. SNR=10 dB

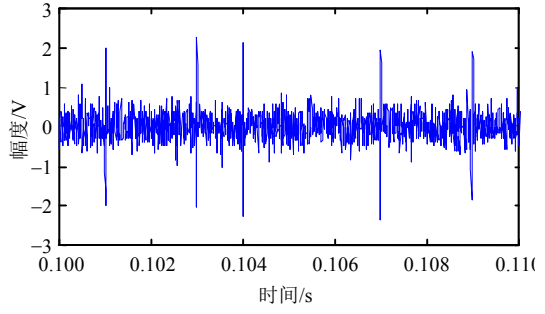
图6 TPM 信号滤波前波形



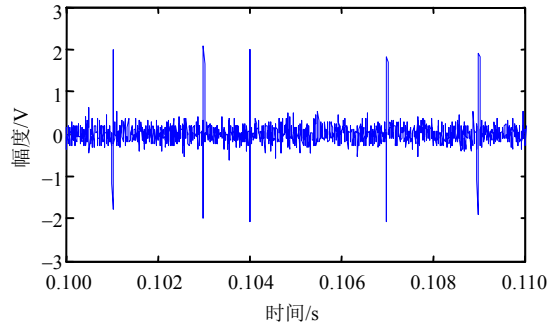
a. 不加噪声



b. SNR=0



c. SNR=5 dB



d. SNR=10 dB

图7 TPM 信号滤波后波形

根据滤波后的 TPM 信号, 再经过包络检波并设置门限值, 即可以通过幅度判决检测完成对传输信息的解调和恢复。

### 3.2 误码性能分析

参数设置: 为了使误码率值更可靠, 仿真的数据量较大, 为 100 万个码元, 其他数据同陷波滤波器设计时的相同, 即信息传输速率为 1.5 Mb/s, 载波频率为 30 MHz, 采样频率为 300 MHz。设计的陷波滤波器, 假定 3 dB 期望带宽为 37.5 kHz。仿真得到的 TPM 滤波后的误码曲线如图 8 所示, 同时在图中加入了其他几种调制方式的误码性能曲线, 包括 16QAM 调制、2FSK 调制和 8PSK 调制。

从图 8 可以看出, 基于陷波滤波的时相调制通信系统的误码性能较好, 信息码元的误码率要低于其他几种调制方式的误码率。当信噪比大于 5 dB 时, 在相同误码率的情况下, 本文所提方法的滤波性能提高约 3~4 dB。

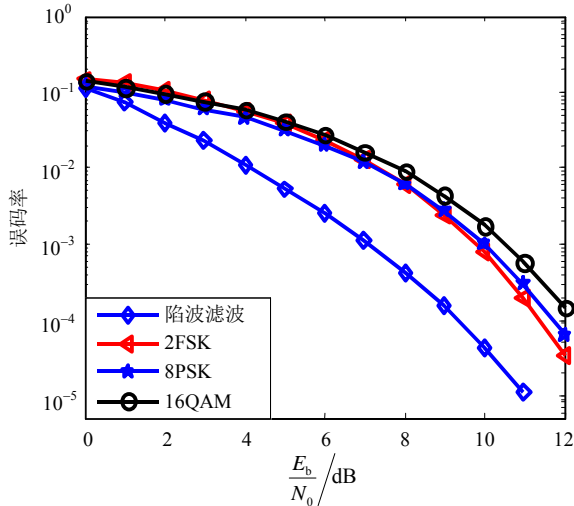


图8 TPM和多种调制方式误码性能比较

### 3.3 频带利用率分析

由图8中关于TPM通信系统的误码曲线可知,本文设计的陷波滤波器对TPM信号滤波之后的解调结果还是相当理想的。众所周知,16QAM调制、2FSK调制和8PSK调制是数字通信调制技术中频带利用率较高的方式,基于陷波滤波的时相调制系统性能要优于前3种方式,那么,频带利用率方面又如何呢?

实际上,式(6)中载波频率和采样频率确定后,陷波滤波器的零点位置就确定了;因此滤波器设计主要在于极点的确定,即由期望的带宽决定。若期望带宽为37.5 kHz,可以得到式(6)所设计的陷波滤波器。更为现实的考虑是,在时相调制信号的带宽难以界定的情况下,用滤波器的带宽来代替可能更符合工程实际。因而,陷波滤波器设计时的期望带宽为37.5 kHz,让它作为TPM调制方式的带宽,可得其频带利用率为:

$$\eta = \frac{V_b}{B} = \frac{1.5 \text{ Mb/s}}{37.5 \text{ kHz}} = 40 \text{ bit/s/Hz} \quad (7)$$

也就是说,利用本文设计的陷波滤波器用于TPM系统滤波和解调,其频带利用率可以达到40 bit/s/Hz,因此在该定义下高频谱效率得以实现。实际上,设计滤波器时还可以让期望带宽进一步变窄,如期望带宽为25 kHz和15 kHz,对应的陷波滤波器传递函数分别为:

$$H_1(z) = \frac{1 - 1.6180z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.6176z^{-1} + 0.9995z^{-2}} \quad (8)$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1.6180z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.6178z^{-1} + 0.9997z^{-2}} \quad (9)$$

将上述两个滤波器用于TPM调制系统中,获得的系统误码性能如图9所示。

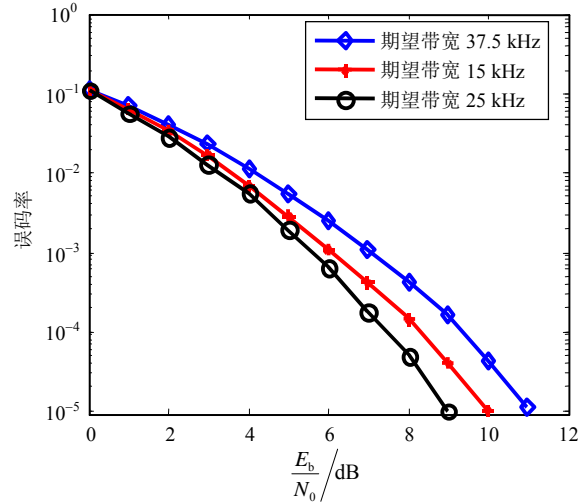


图9 滤波器带宽减小后的TPM系统性能

从图9中可以看出,设计滤波器时3 dB期望带宽减小确实可以继续提高误码性能,但并不是越窄越好,期望带宽为25 kHz时的系统性能要优于期望带宽15 kHz时的系统性能。此时,系统的频带利用率可以达到60 bit/s/Hz。

$$\eta = \frac{V_b}{B} = \frac{1.5 \text{ Mb/s}}{25 \text{ kHz}} = 60 \text{ bit/s/Hz} \quad (10)$$

因此,本文认为将滤波器带宽等效为时相调制信号带宽的情况下,基于陷波滤波器的TPM调制系统是一种高频谱利用方式,它的频谱利用率要高于目前其他的通信调制方式。

## 4 结论

时相调制由于相位突变造成频谱展宽,而用常规滤波器难以实现TPM通信系统的滤波。本文考虑采用陷波滤波器用于TPM系统,陷波滤波器的陷波特性能够将相位突变点的相位信息以瞬间突变的幅度信息突显出来,利于时相调制信号的后续检波和解调。仿真表明,时相调制系统采用陷波滤波器,不仅可以显示携带信息的信号特征,而且系统传输性能以及频带利用率都得到很大的提升。

### 参考文献

- [1] WALKER H R. High speed binary data communication system: USA, 004742532[P]. 1988-05-03.
- [2] 陈晓毅,姚庆栋,刘小成. 高效数字调制VMSK的错觉[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(11): 1558-1563.  
CHEN Xiao-yi, YAO Qing-dong, LIU Xiao-cheng. The VMSK modulation delusion[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2003, 25(11): 1558-1563.
- [3] KARN P. The VMSK delusion[EB/OL]. (2011-10-15). <http://people.qualcomn.com/karn/paper/vmsk>.
- [4] KLUESING A D, MANAPRAGADA S C. Systems and

- methods for high-efficiency transmission of information through narrowband channels: USA, 7336723[P]. 2008-2-26.
- [5] ZHAI Xu-ping, LIN He, HE Hai-gen. Typical UNB modulation methods and their spectrums[C]//Shanghai: CCWMC, 2009: 283-286.
- [6] 高飞, 郭黎利, 孙志国. VWKD 调制的线谱去除技术研究[J]. 自动化技术与应用, 2011, 30(9): 33-37.  
GAO Fei, GUO Li-li, SUN Zhi-guo. Research on removal of line spectrum technique for VWKD modulation method[J]. Techniques of Automation & Applications, 2011, 30(9): 33-37.
- [7] TIAN Jin-peng, ZHENG Guo-xin. Very-minimum periodic chirp keying as a novel Ultra narrow band communication scheme[C]// The Second Asia Pacific Conference on Postgraduate Research on Micro-Electronics and Electronics. Shanghai: [s.n.], 2010.
- [8] WU Le-nan, FENG Man. On BER performance of EBPSK-MODEM in AWGN channel[J]. Sensors, 2010, 10(4): 3824-3834.
- [9] 王红星, 王洪利, 舒轶昊, 等. 时相调制的循环相关匹配滤波技术研究[J]. 无线电通信技术, 2010, 36(1): 10-12, 25.  
WANG Hong-xing, WANG Hong-li, SHU Yi-hao, et al. Study on cyclic correlation matched filtering on Time-phase Modulation[J]. Radio Communications Technology, 2010, 36(1): 10-12, 25.
- [10] 毛忠阳, 赵培洪, 王红星, 等. 一种基于非平稳信号分析的时相调制信号解调算法[J]. 海军航空工程学院学报, 2012, 27(5): 525-529.  
MAO Zhong-yang, ZHAO Pei-hong, WANG Hong-xing, et al. A demodulation algorithm for time-phase modulation based on non-stationary signal analyzing[J]. Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University, 2012, 27(5): 525-529.
- [11] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007, 17(11): 1467-1473.  
WU Le-nan. The progress of ultra-narrow band high-speed communication[J]. Progress in Natural Science, 2007, 17(11): 1467-1473.
- [12] 朱仁祥, 吴乐南. 用于频谱混叠信号分离的几何特征滤波器[J]. 中国科学学报, 2006, 3(6): 27-32.  
ZHU Ren-xiang, WU Le-nan. The Geometric characteristics filter using for spectrum aliasing signals separation [J]. Chinese Science, 2006, 3(6): 27-32.
- [13] IFEACHOR E C, JERVIS B W. Signal processing-A practical approach[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004: 338-347.

编辑 张俊