

非基波中心对称 VMCK 接收滤波器的设计^①

杨 柳^{②*} 郑国莘^{*} 丁青锋^{***} 李亚斌^{*}

(^{*} 上海大学特种光纤与光接入网省部共建重点实验室 上海 200072)

(^{**} 华东交通大学电气与工程学院 南昌 330013)

摘 要 针对甚小线性调频键控(VMCK)调制的通信系统,研究了接收滤波器的设计。通过对 VMCK 信号在不同带宽下的功率百分比分析发现,VMCK 信号作为一种频谱结构不对称的特殊双边带信号,其接收滤波器不能采用以信号基波频率为中心对称的传统设计方式,提出以最高功率百分比频段的中心点作为滤波器的中心频率,得到最佳的中心频率为 1.25 倍的基波频率,并对几类滤波器窗函数进行对比,选定了主瓣宽度较窄且第一旁瓣峰值较低的哈明(Hamming)窗。仿真结果表明,在信噪比(SNR)为 3dB 时,系统误符号率(SER)达到 10^{-3} ,且信号功率谱密度带外衰减 60dB 时,频带利用率达到 1.74bps/Hz。

关键词 甚小线性调频键控(VMCK),滤波器,频带利用率,功率谱密度(PSD),误符号率(SER)

0 引 言

随着 4G 通信研究的进展及多输入多输出(MIMO)与正交频分复用(OFDM)等技术的研究应用^[1],高速、可靠的信息传输与无线频谱资源的稀缺之间的冲突逐渐显现,因此需要设计合理的调制方案,以期在较窄的带宽内传输更多的数据信息。1997 年,Walker 提出了使用不同占空比的矩形脉冲来表示“0”和“1”的甚小频移键控(very minimum shift keying, VMSK)调制技术^[2],从此,具有较高频带利用率的无线通信技术获得业界广泛关注^[3-6]。2001 年 Sayhood 和吴乐南提出了利用差异甚小的类正弦波调制二进制信息的高频带效率的甚小波形差键控(very minimum waveform difference keying, VWDK)调制技术^[7]。2007 年郑国莘提出了通过实现在一个比特周期内升频或降频线性调制来构成二进制信号的甚小线性调频键控(very minimum chirp keying, VMCK)调制技术^[8]。另外,高效频带利用率通信系统中接收滤波器的设计一直是关键问题。文献[9]设计了理想脉冲序列与升余弦窗函数乘积的有限脉冲响应(finite impulse response, FIR)数字

滤波器,使得传输系统具有较低的误码率与较高的频带利用率。文献[10]采用非线性的几何特征滤波器,对信道容量进行扩展研究。文献[11]利用将调制的相位信息转化为幅度信息的特殊共轭零极点滤波器,对系统性能有很大的提升作用。文献[12]设计了双零点双极点的数字滤波器,使得信号滤波后具有更窄的带宽和较快的响应速度。文献[13]基于零群时延晶体滤波器,提出一种简单的数字冲击滤波器且易实现对信号的检测。因此,为了实现通信系统信号传输过程得到更低的误码率和高效的频带利用率,尝试在前人研究的基础上设计 VMCK 调制的高效频带利用率通信系统滤波器很有必要。本文基于对 VMCK 调制与解调的特点的分析,深入探讨了非基波中心对称的 VMCK 接收滤波器的设计。

1 VMCK 调制与解调

VMCK 调制作作为高效频带利用率通信系统的一种新型调制方案,是基于 chirp 信号特性的扩展应用,具有带宽利用率高、解调性能好等特点。VMCK 信号通过频率线性增加或者降低的两个相反的变化方向来分别调制数据“0”和数据“1”,其升频与降频

① 国家自然科学基金(61132003, 61171086)和上海市重点学科(S30108)资助项目。

② 女,1985 年生,博士生;研究方向:无线通信,调制技术,MIMO 和 OFDM 技术;联系人,E-mail: yangliu0806@126.com (收稿日期:2012-02-21)

信号表达式^[8]分别为

$$s_0(t) = (1 + a - 2af_s t) \sin\{2\pi f_s [1 + a - af_s t]t\} \\ 0 < a \leq 1, 0 < t \leq 1/f_s \quad (1)$$

和

$$s_1(t) = (1 - a + 2af_s t) \sin\{2\pi f_s [1 - a + af_s t]t\} \\ 0 < a \leq 1, 0 < t \leq 1/f_s \quad (2)$$

式中, $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$ 分别代表数据“0”和数据“1”, (1)式和(2)式在一个周期内的积分分别为 0, 即满足 $\int_0^{1/f_s} s_0(t) dt = 0$ 和 $\int_0^{1/f_s} s_1(t) dt = 0$, 因此能够消除直流分量, 更利于解调。其中 f_s 是基波中心频率, 同时也代表了数据传输速率。 α 为调制因子, 若 $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$ 正交, 即满足 $\int_0^{1/f_s} s_0(t)s_1(t) dt = 0$, 可得 $\alpha = 0.696$ 。

设输入信号为独立的二进制序列, 序列中 $s_0(t)$ 和 $s_1(t)$ 等概率出现, 信号可以分解成稳态波和交变波, 则发射信号的功率谱密度可以表示为

$$P_s(f) = P_u(f) + P_v(f) \\ = \frac{1}{4}f_s |G_0(f) - G_1(f)|^2 \\ + \frac{1}{4} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [G_0(mf_s) + G_1(mf_s)]|^2 \\ \delta(f - mf_s) \quad (3)$$

其中, $G_0(f)$ 和 $G_1(f)$ 分别为输入序列 $s_0(t)$ 和

$s_1(t)$ 的傅里叶变换, $P_u(f)$ 为交变波的功率谱密度 (power spectral density, PSD), 构成 VMCK 信号中携带信息的连续谱; $P_v(f)$ 为稳态波的功率谱密度, 构成了 VMCK 信号中的周期成分, 是功率谱谐波离散线谱形成的主要因素。

VMCK 解调模型结构如图 1 所示。首先, 将 VMCK 调制信号 $s_{in}(t)$ 发射到加性高斯白噪声 (additive white gaussian noise, AWGN) 信道:

$$s(t) = s_{in}(t) + n(t) \quad (4)$$

式中 $n(t)$ 表示加性高斯白噪声。

接收端将信号 $s(t)$ 通过带通滤波器:

$$s'(t) = s(t) * h(t) \quad (5)$$

式中“*”代表卷积运算, $h(t)$ 表示滤波器的单位采样响应。

利用 VMCK 信号良好的自相关性进行相关解调:

$$s'_0(t) = \int_0^{1/f_s} s'(t) [s_0(t) * h(t)] dt \quad (6)$$

$$s'_1(t) = \int_0^{1/f_s} s'(t) [s_1(t) * h(t)] dt \quad (7)$$

通过比较器来判决数据是“0”或“1”, 最后输出:

$$s'_1(t) - s'_0(t) \geq 0 \Rightarrow s_{out}(t) = 1 \quad (8)$$

$$s'_1(t) - s'_0(t) < 0 \Rightarrow s_{out}(t) = 0 \quad (9)$$

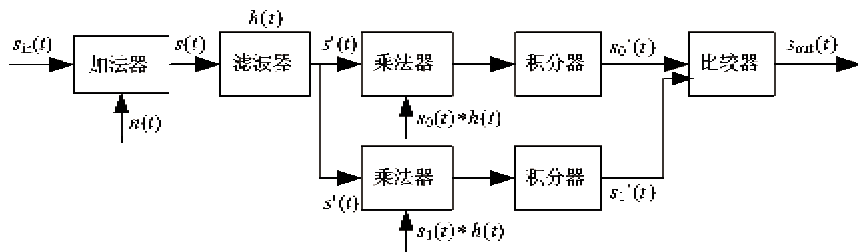


图 1 VMCK 解调模型

2 接收滤波器设计

传统的双边带信号接收滤波器设计都是以基波频率为中心, 但在不同带宽范围下通过对 VMCK 信号的功率百分比的研究, 发现将滤波器的中心频率向高频分量偏移, 以最高功率百分比频段的中心点作为所设计的滤波器的中心频率, 更有助于误符号率 (SER) 的降低和频带利用率的提高。本研究通过对几类滤波器窗函数的分析对比, 选定主瓣宽度较窄且 SER 较低的哈明窗作为滤波器的窗函数。

对于高效频带利用率的通信系统中滤波器设计, 一方面通过降低信号传输过程中占用的频带宽度, 提高信号传输的频带利用率; 另一方面要保证通信系统信号传输的可靠性。下面给出系统带通滤波器设计的具体方案。

2.1 滤波器中心频率的确定

图 2 给出了输入信号 $s_{in}(t)$ 的功率谱密度, 可以看出, 主瓣集中了信号的主要能量, 接收端要准确解调出调制信息, 必须依据足够的主瓣能量。仿真中, 基波中心频率 $f_s = 1\text{kHz}$, 采样点数 $N = 100$, 功

率谱密度(PSD)图中的归一化横坐标为 x , 设 f 为 x 对应的频率值。其频带换算关系如下:

$$\frac{N \cdot f_s}{2\pi} = \frac{f}{x \cdot \pi} \quad (10)$$

整理可得

$$f = 0.5 \cdot N \cdot f_s \cdot x \quad (11)$$

代入数值得

$$f = 50x \text{ (kHz)} \quad (12)$$

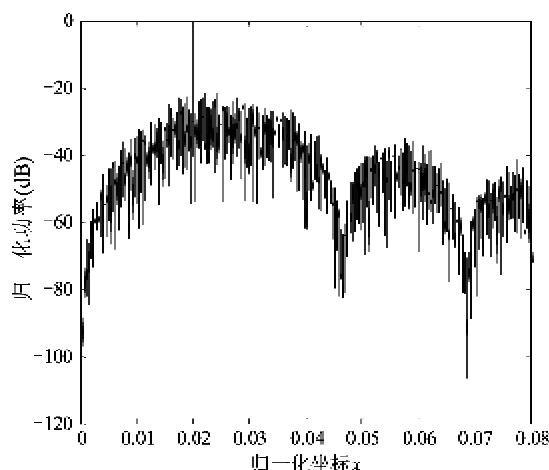


图2 输入信号的功率谱密度

为了使 VMCK 信号经过滤波器后,在一定的频段内保证功率最大化,针对 5 个不同信号带宽范围 B (kHz)对输入信号 $s_{in}(t)$ 做出功率百分比分析,仿真结果如图 3 所示,横坐标为频带中心频率与基波频率比值 f_0/f_s 。这 5 个不同带宽 B 对应的功率百分比曲线走向趋势相同,根据纵坐标功率百分比值进行分析;当 $0.5 < f_0/f_s < 1.5$ 且 $50\% < P < 100\%$ 时,

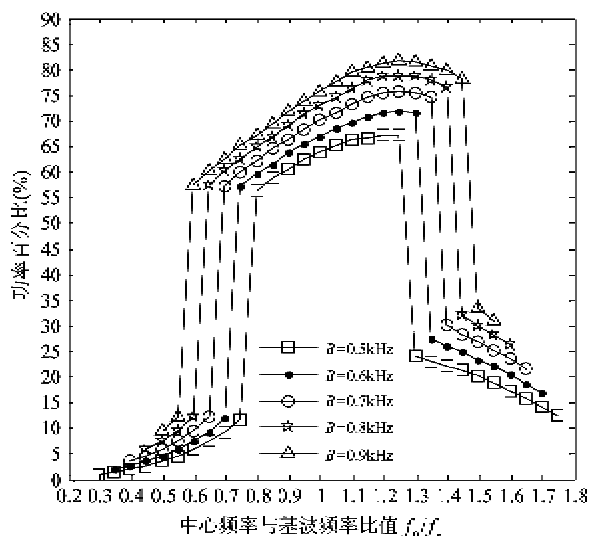


图3 输入信号功率百分比

B 的频段范围位于基波中心频率的两侧,由于包含基波频率点的功率,所以功率百分比迅速提高;当 $0 < f_0/f_s < 1$ 且 $0 < P < 15\%$ 或 $1 < f_0/f_s < 2$ 且 $10\% < P < 35\%$ 两种情况下, B 的频段范围分别位于基波中心频率的左侧或右侧,由于不包含基波频率,功率百分比迅速降低。5 条曲线最大值处的横坐标相同为 $f_0/f_s = 1.25$, 可得 $f_0 = 1.25\text{kHz}$, 即 5 个不同带宽下得到信号最大功率百分比频段的中心频率相同为 1.25kHz , 而纵坐标功率百分比 P 最高值可达 81.8% 。

所设计的滤波器要使 VMCK 信号经过滤波后的 PSD 带外衰减 60dB 时占用的带宽符合上述实验中的频带范围,这样在某一固定的带宽 B 下,可使滤波后的信号达到最大功率输出,实现信号可靠传输,所以滤波器中心频率确定为 $f_0 = 1.25\text{kHz}$ 。

2.2 滤波器窗函数的选择

滤波器中心频率确定后,要选择适合的窗函数。常用的有三角形 (Bartlett) 窗、汉宁 (Hanning) 窗、哈明 (Hamming) 窗、布莱克曼 (Blackman) 窗和切比雪夫 (Chebyshev) 窗。仿真中分别采用这 5 种窗函数对同一参数 (阶数 $N_f = 850$ 、通带 $B_f = 0.35\text{kHz}$) 设计 FIR 滤波器进行性能对比分析。

图 4 给出 5 种窗函数下的信号 PSD 图,从 3 个频域指标定量地比较各种窗函数的性能,即主瓣宽度 B_0 (kHz)、第一旁瓣峰值 A (dB) 和带外衰减 60dB 带宽 $B_{60\text{dB}}$ (kHz)。一个理想的窗函数,应该具有较小的 B_0 、 A 和 $B_{60\text{dB}}$ 。

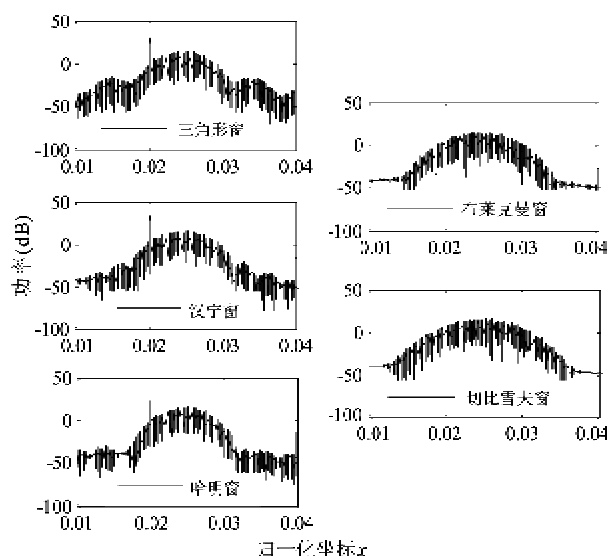


图4 5种窗函数下的信号功率谱密度

表 1 给出了 5 种窗函数的频域指标,从中可见,

5 种窗函数中三角形窗、汉宁窗和哈明窗主瓣宽度 B_0 相同且较窄,其中哈明窗第一旁瓣的峰值 A 比主瓣峰值低得更多,能量更加集中在主瓣。布莱克曼窗和切比雪夫窗的特性是随着旁瓣 A 的减小,主瓣宽度 B_0 相应增加。哈明窗 60dB 带宽 B_{60dB} 最小。因

表 1 5 种窗函数的频域指标

窗函数	B_0 (kHz)	A (dB)	B_{60dB} (kHz)
三角形窗	0.75	-16	1.25
汉宁窗	0.75	-22	0.90
哈明窗	0.75	-32	0.65
布莱克曼窗	0.95	-42	0.82
切比雪夫窗	1.20	-42	0.95

表 2 滤波器参数设计

序号	f_0 (kHz)	N_f	B_f (kHz)	(f_1, f_2) (kHz)	(x_1, x_2)	B_{60dB} (kHz)	η (bps/Hz)
1	1.25	1200	0.35	1.075, 1.425	0.0215, 0.0285	0.575kHz	1.74
2	1.25	850	0.30	1.100, 1.400	0.0220, 0.0280	0.650kHz	1.54
3	1.25	700	0.25	1.125, 1.375	0.0225, 0.0275	0.700kHz	1.43
4	1.25	600	0.15	1.175, 1.325	0.0235, 0.0265	0.700kHz	1.43

VMCK 信号通过上述设计的 4 个带通滤波器的 PSD 如图 5 所示,可以获取 PSD 带外衰减 60dB 时,对应的归一化横坐标范围分别为 (0.0186, 0.0305)、(0.0181, 0.0311)、(0.0175, 0.0315) 和 (0.0174, 0.0314),根据式(12)换算为频率,得到信号占用的带宽 B_{60dB} ,再根据式

$$\eta = f_s / B_{60dB} \text{ (bps/Hz)} \quad (13)$$

计算得到频带利用率 η ,其中基波中心频率 $f_s = 1\text{kHz}$,计算结果见表 2。

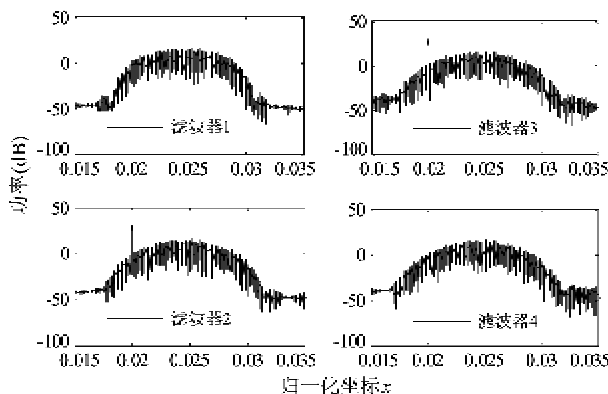


图 5 4 个滤波器下的信号功率谱密度

表 2 数据表明,当滤波器的阶数 N_f 由高到低变化时,滤波器通带 B_f 逐渐减小,因为滤波器阶数较高时,其过渡带较窄,所以通带宽度选取较宽;相反,

此 VMCK 接收滤波器的窗函数选用哈明窗,因其能量更加集中,且具有最小的 B_{60dB} ,频带利用率最高,更符合窄带通信系统的设计要求。

2.3 滤波器阶数与通带的综合设计

VMCK 接收滤波器选定中心频率 f_0 为 1.25kHz 基于哈明窗的具有线性相位的标准 FIR 数字滤波器。VMCK 信号经过滤波后,PSD 带外衰减 60dB 时信号占用带宽 B_{60dB} 是设计滤波器的重要指标之一,为了使信号占用的带宽 B_{60dB} 满足在 0.5kHz 到 0.7kHz 之间,设计了 4 个带通滤波器。滤波器阶数为 N_f 、通带宽度 B_f (kHz)、通带范围 (f_1, f_2) (kHz) 及其相应的归一化坐标 (x_1, x_2) 的具体参数值在表 2 中给出。

当滤波器阶数较低时,其过渡带较宽,所以通带宽度选取较窄。所设计的滤波器使得信号在功率最高的频段内进行滤波。随着滤波器阶数 N_f 由高到低,信号占用带宽 B_{60dB} 逐渐变宽,高阶的滤波器 B_{60dB} 较窄,其频带利用率 η 也较高,最高达到 1.74bps/Hz。从图 5 中 PSD 曲线也可以看出,高阶滤波器衰减速度最快。

基于 VMCK 调制的通信系统分别采用表 2 中设计的滤波器,其误符号率 (SER) 性能仿真曲线如图 6 所示,4 个滤波器分别在信噪比 (SNR) 大于

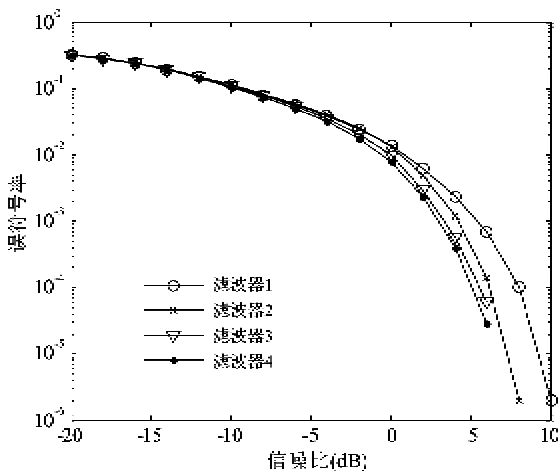


图 6 4 个滤波器的系统误符号率比较

3dB、3dB、4dB 和 6dB 情况下, SER 低于 10^{-3} 。当 SNR 大于 10dB 时, 系统 SER 全部低于 10^{-6} 。

综上所述, 基于所设计的 4 个滤波器的 VMCK 调制通信系统, 其 PSD 带外衰减 60dB 信号占用带宽范围为 0.6kHz ~ 0.7kHz, 频带利用率最高达到 1.74bps/Hz, 在 SNR 较低的情况下系统 SER 性能达到 10^{-3} , 满足通信要求。

3 基波中心对称滤波器与非基波中心对称滤波器的性能对比

常规的双边带接收滤波器设计都是以基波频率为中心对称, 但 VMCK 作为一种频谱结构不对称的窄带信号, 依据对信号功率百分比的仿真分析, 将滤波器的中心频率向高频分量偏移, 以最高功率百分比频段的中心点作为所设计的滤波器中心频率。

VMCK 调制的通信系统仿真中选取基波中心频率为 1kHz, 所设计的 VMCK 接收滤波器中心频率值 f_0 为 1.25kHz。

图 7 中对采用不同中心频率滤波器的系统 SER 进行比较。仿真中滤波器选取不同中心频率 f_0 (kHz), 相同的滤波器阶数 $N_f = 1200$ 和通带宽度 $B_f = 0.35$ kHz。从图 7(a) 可以看出, 中心频率 f_0 从 1kHz 到 1.25kHz 变化中, 因信号功率百分比逐渐增加, 相应解调时包含的信息量增加, 所以 SER 逐渐降低; 图 7(b) 中心频率 f_0 从 1.25kHz 到 1.27kHz 变化中, 因信号功率百分比逐渐降低, 相应解调时包含的信息量减少, 所以 SER 逐渐增大。可见中心频率 f_0 为 1.25kHz 的 VMCK 接收滤波器性能最佳, 而以基波频率 1kHz 为中心的滤波器的系统性能最差, 表明本文提出的非基波中心对称的 VMCK 接收滤波器设计方法的有效性。

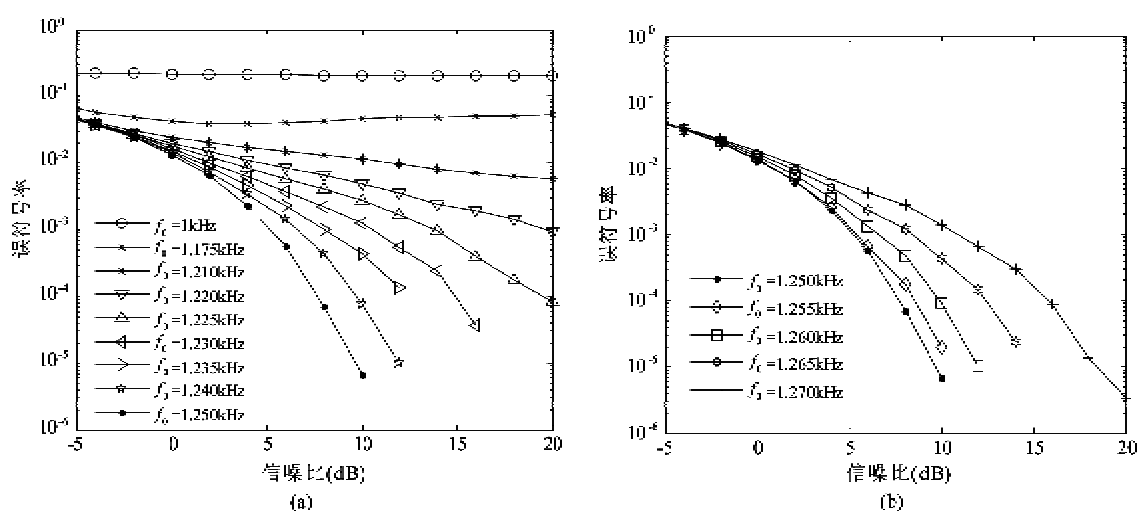


图 7 不同中心频率滤波器间的系统误符号率比较

4 结论

VMCK 调制的高效频带利用率通信系统, 接收端滤波器选择 1.25 倍的基波频率作为所设计的滤波器中心频率, 以及选定主瓣宽度较窄且第一旁瓣峰值较低的哈明窗作为滤波器的窗函数, 设计了 4 个不同的滤波器。分别采用这 4 个不同滤波器方案的系统 SER 仿真表明, 当 SNR = 3 ~ 6dB 时, SER 低于 10^{-3} ; 信号经过滤波器后, 其 PSD 带外衰减 60dB 时, 频带利用率达到 1.74bps/Hz, 非基波中心对称的接收滤波器性能明显优于以基波频率为中心的滤波器。

依据对信号功率百分比的理论分析选取最高功率百分比频段的中心点作为滤波器的中心频率, 与从仿真实验得到系统 SER 最优的滤波器中心频率值相吻合, 充分体现了非基波中心对称的接收滤波器从功率百分比的分析角度进行滤波器设计的理念的正确性, 这将对国内外超窄带通信系统中关于滤波器设计的理论研究具有重要的参考价值。在此基础上, 还要进一步研究如何在保证系统通信的 SER 性能前提下大幅度地提高频带利用率。VMCK 调制技术未来还可以尝试与 MIMO、OFDM 技术结合, 探讨具有更高频带利用率的系统方案。

参考文献

- [1] 杨柳,刘汉奎,郝希准等. 快衰落信道下改进的 STBC 解码性能分析. 计算机仿真, 2011, 28(1): 155-157
- [2] Walker H R. VPSK and VMSK modulation transmit digital audio and video at 15 bits/sec/Hz. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 1997, 3(1): 96-103
- [3] Yang L, Zheng G X, Li Y B, et al. Performance analysis of UNB modulation based on VMCK in AWGN channel. In: Proceedings of the 2011 IET International Communication Conference on Wireless Mobile & Computing, Shanghai, China, 2011. 207-210
- [4] Li X P. On time-domain component of EBPSK linear power spectrum and its structure. *Recent Advances in Computer Science and Information Engineering*, 2012, 129: 119-125
- [5] 王红星, 王洪利, 张磊等. EBPSK 及其优化调制信号的二阶循环平稳特性分析. 电波科学学报, 2010, 25(1): 42-46
- [6] Feng M, Wu L N, Ding J J. BER analysis and verification of EBPSK system in AWGN channel. *IEICE Transactions on Communications*, 2011, E94B(3): 806-809
- [7] Saywood K H, Wu L N. Raise bandwidth efficiency with sine-wave modulation VMSK. *Microwaves and RF Magazine*, 2001, 40(4): 79-84
- [8] Zheng G X, Feng J Z, Jia M H. Very minimum chirp keying as a novel ultra narrow band communication scheme. In: Proceedings of the International Conference on Information, Communications & Signal Processing, Singapore, 2007. 1-3
- [9] Li B, Zou W X, Zhou Z, et al. Realization of UNB system based on FIR filter. In: Proceedings of the IEEE International Symposium on Communication and Information Technologies, Vientiane, Laos, 2008. 190-195
- [10] Feng M, Wu L N. Special non-linear filter and extension to Shannon's channel capacity. *Digital Signal Processing*, 2009, 19(5): 861-873
- [11] 冯嫒, 高鹏, 吴乐南. 超窄带调制信号的特殊滤波器分析与仿真. 东南大学学报(自然科学版), 2010, 40(2): 227-230
- [12] Zhang S K. OpEBPSK based UNB demodulation by using special filters. In: Proceedings of the 2011 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, Shenzhen, China, 2011. 632-635
- [13] Feng M, Wu L N, Gao P. From special analogous crystal filters to digital impacting filters. *Digital Signal Processing*, 2012, 22(4): 690-696

Design of non-fundamental wave centrosymmetric VMCK receiver filter

Yang Liu*, Zheng Guoxin*, Ding Qingfeng***, Li Yabin*

(* Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072)

(** School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013)

Abstract

Aiming at the communication systems based on very minimum chirp keying (VMCK) modulation, the design of receiver filter was researched. The research revealed that the VMCK modulation signal is a special case of a double sideband signal with an asymmetric spectrum structure, and its receiver filter can not be designed using the conventional design of symmetrical with the fundamental wave. By making an analysis of VMCK power percentage under different bandwidths, the center of the highest power percentage band as the filter center frequency was proposed. As a result, the optimal center frequency of 1.25 times of fundamental frequency was given. The Hamming window with a narrower main lobe width and a lower first side lobe peak was selected by comparison. The simulation results showed that when the signal noise ratio (SNR) was 3dB, the symbol error ratio (SER) reached about 10^{-3} . Furthermore, when attenuation of the power spectral density (PSD) for the signal was 60dB, the bandwidth efficiency achieved 1.74bps/Hz.

Key words: very minimum chirp keying (VMCK), filter, bandwidth efficiency, power spectral density (PSD), symbol error ratio (SER)