

用于多路 MCP-EBPSK 信号解调的 冲击滤波器组设计

陈志敏 吴乐南 陈贤卿

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘 要: 修正的随机极性连续相位扩展的二元相移键控调制 (MCP-EBPSK) 通过随机化调制指数的符号, 并加入功率谱调节系数, 进一步降低了连续相位扩展的二元相移键控 (CP-EBPSK) 调制信号功率谱中的线谱分量, 使得功率谱占用带宽更窄, 信息传输更加的高效高速。多载波作为高频谱利用率的复用调制方式, 与 MCP-EBPSK 结合势必会带来更高的系统性能, 因此本文对用于解调单路 MCP-EBPSK 信号的冲击滤波器进行初步改进, 通过添加陷波零点来抑制旁路干扰, 设计出带陷波的冲击滤波器组。引入量子粒子群优化算法对加入陷波的冲击滤波器组进行优化得到滤波器组系数, 仿真显示即使时频混叠的子载波间不满足正交关系, 利用各冲击滤波器中心频率处极陡峭的陷波选频特性依然可以实现各子载波的正确解调。因此, 设计的冲击滤波器组可以用于子载波无保护间隔的多路 MCP-EBPSK 信号解调。

关键词: MCP-EBPSK 调制; 高频谱利用率; 多载波; 冲击滤波器组

中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)08-1063-06

The impacting filter bank design for MCP-EBPSK multicarrier demodulation

CHEN Zhi-min WU Le-nan CHEN Xian-qing

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The modified pseudo-random extended binary phase shift keying with continuous phase (MCP-EBPSK) could effectively reduce the spectral line compared with the continuous phase extended BPSK (CP-EBPSK), which could narrow the power spectrum by adding the modified coefficients and randomizing the sign of the modulation index of CP-EBPSK, finally realized the efficient and high data rate transmission. Multiplexing as a high spectral efficiency technique, combined with the MCP-EBPSK would certainly bring better performance. In this paper we improved the impacting filter and designed the filter bank by adding zeros to the impacting filters at the notch frequencies to depress the inter-channel interference (ICI). Use the QPSO (Quantum-behaved Particle Swarm Optimization) algorithm to obtain the filter bank's parameters, the simulation shown that though the subcarriers were time-frequency aliasing and nonorthogonal, the impacting filter bank could separate the composite signal and demodulated properly by its narrow notch-frequency-selecting characteristic near the center frequency. So the designed filter bank could demodulated the multi-channel MCP-EBPSK signal.

Key words: MCP-EBPSK modulation; high spectrum utilization; multicarrier; impacting filter bank

1 引言

随着各种无线通信系统的大量建设, 频谱资源越

来越匮乏, 系统间的干扰也越来越严重。许多公司和科研机构都在努力寻求最佳利用频谱资源的方法。1980 年代, 美国 H. R. Walker 博士提出了一种可以提

高频谱利用率的通信技术,并称之为超窄带调制。迄今为止,该技术已经历了可变相移键控(VPSK: Variable Phase Shifting Keying)、增强型VPSK、各种版本的最小移键控(VMSK: Very Minimum Shifting Keying)、脉位反相键控(3PRK: Pulse Position Phase Reversal Keying)、缺周期调制(MCM: Missing Cycle Modulation)、抑制周期调制(SCM: Suppressed Cycle Modulation)和最小边带调制(MSB: Minimum Sideband Modulation)等阶段,其解调的关键在于接收端采用“零群时延”滤波器^[1-3]。所谓“零群时延”是指滤波器的上升时间极小,以尽量保持滤波后信号相位的跳变,其核心部件采用的是可靠性、稳定性和灵活性都较差的石英晶体,难以集成量产。吴乐南等分析了超窄带的可行性,提出了扩展的二元相位键控(EBPSK: Extended BPSK)高效调制技术^[4,5]。2009年,他们又在EBPSK的基础上提出了连续相位EBPSK(CP-EBPSK: Continuous Phase EBPSK)调制技术^[6],进一步紧缩与降低了EBPSK的功率谱边带,随后又引入了伪随机序列和功率谱调节参数对CP-EBPSK进一步改进,得到修正的随机极性连续相位扩展的二元相移键控(MCP-EBPSK: Modified CP-EBPSK),均极大地提高了传输码率和频谱利用率,占用带宽更窄^[7]。EBPSK调制以及由其改进的各种调制信号解调的关键在于一种称为“冲击滤波器”的数字IIR滤波器^[9],它可以将调制信号的相位变化转变为幅度上的冲击,从而采用简单的门限判决即可解调信号。

同样作为高频谱利用率的多载波技术近年来受到越来越多的关注,多载波技术已经成为潜在的下一代无线通信系统物理层的候选技术,其中正交频分复用(OFDM)技术应用的最为广泛,但同时OFDM的一系列弊端也逐渐显现,例如高峰均比(PAPR)、对频偏和相位噪声的敏感性以及负载算法和自适应调制技术带来的系统复杂度等^[8]。相比之下,EBPSK调制技术及其各改进技术对子载波没有正交性要求,无需复杂的负载算法,因此,将EBPSK调制及其各种改进技术应用到多载波体系,利用其占用带宽窄和高频谱利用率的特点,同样可以获得较高的传输码率,实现系统的扩容。本文简要介绍了EBPSK的改进MCP-EBPSK调制技术,并解释了冲击滤波器的解调原理以及多载波冲击滤波器组的设计原则,根据子载波载频间的关系对

加入陷波零点的冲击滤波器进行具体设计,同时借鉴文献[15]中的量子粒子群优化算法对设计的带陷波的冲击滤波器进行优化,并利用优化算法得到滤波器系数进行系统仿真。

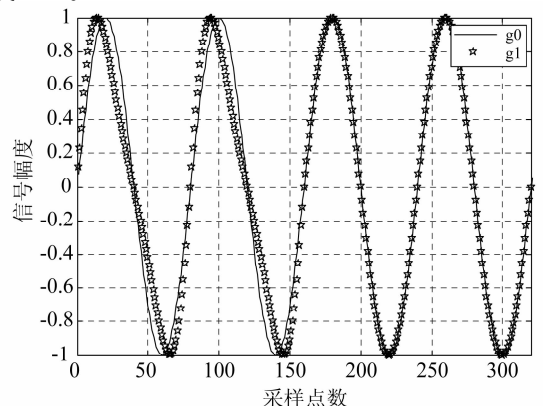
2 MCP-EBPSK 调制

MCP-EBPSK调制的统一表达式为^[7]:

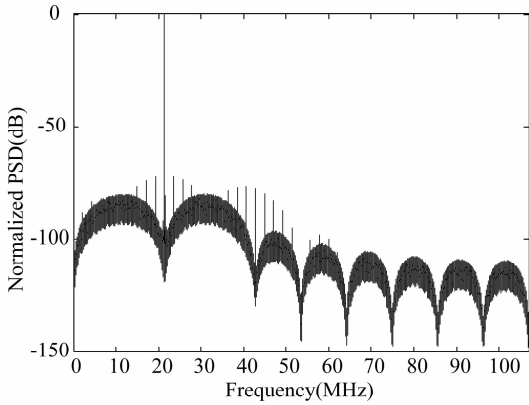
$$g_0(t) = A \sin \omega_c t, \quad 0 \leq t < T$$

$$g_1(t) = \begin{cases} B \sin(\omega_c t \pm \Delta \sin(\eta^* \omega_c t)), & 0 \leq t < \tau, \quad 0 \leq \Delta \leq 1 \\ A \sin \omega_c t, & \tau \leq t < T \end{cases} \quad (1)$$

其中, $g_0(t)$ 和 $g_1(t)$ 分别表示码元“0”和“1”的调制波形, T 为码元周期, τ 为键控调制时段, ω_c 为调制载波的角频率, Δ 为调相指数, η 为功率谱形状调节系数,当 $\eta=1$ 时即为不加修正的随机极性CP-EBPSK调制信号。 Δ 和 η 均在(0,1)内取值, η 的不同取值代表不同的 M 值,例如 $\eta=0.5$,则称之为1/2CP-EBPSK调制;若 $\eta=0.25$,则为1/4CP-EBPSK调制,以此类推。与EBPSK调制方式相比,MCP-EBPSK的最大特点在于码元“1”处的相位变化是连续的, Δ 的符号受控于一个伪随机序列,由该伪随机序列值为“-1”或“1”来控制调相符号即相位极性, η 可以控制功率谱形状,其值越小功率谱越往载频处集中。所以采用随机极性MCP-EBPSK调制得到的信号功率谱将更集中在载频附近,其边带电平大大降低。图1是MCP-EBPSK信号的时域波形及功率谱。其中每个码元周期 T 内有 $N=4$ 个载波周期,调制区间 τ 内有 $K=2$ 个载波周期, $\Delta=0.1$, $\eta=0.5$ 。横坐标表示采样点数,纵坐标表示信号幅度^[7,9]。



(a) MCP-EBPSK调制信号时域波形



(b) 1/2CP-EBPSK调制功率谱 ($\eta=0.5$)

图 1 MCP-EBPSK 调制信号时域波形和功率谱图

Fig. 1 Time domain waveform and Power spectrum of 1/2CP-EBPSK ($\eta=0.5$)

3 MCP-EBPSK 信号解调

3.1 数字冲击滤波器

MCP-EBPSK 调制信号的解调基于文献[10,11]提出的数字冲击滤波器来进行。所谓冲击滤波器是指这样一类数字 IIR 滤波器,只要工作在合适的频率区间,就可以将 MCP-EBPSK 调制波形中的相位变化转化为幅度过冲,且幅度明显高于没有相位跳变之处,在滤除噪声的同时突出了调制信号的波形差异。解调器针对这种滤波器的输出响应,采用简单的幅度门限就可在中频上对信息码元做出判决,不需下变频到基带。冲击滤波器的滤波机理在于对信号和噪声呈现出了不同的带宽,文献[10,11]进行了详细讨论。图 2 为一个用于解调 MCP-EBPSK 调制信号、具有 1 对共轭零-极点的冲击滤波器幅频响应和相频响应示意图,其中心频率处呈现出一个极窄的陷波-选频特性。

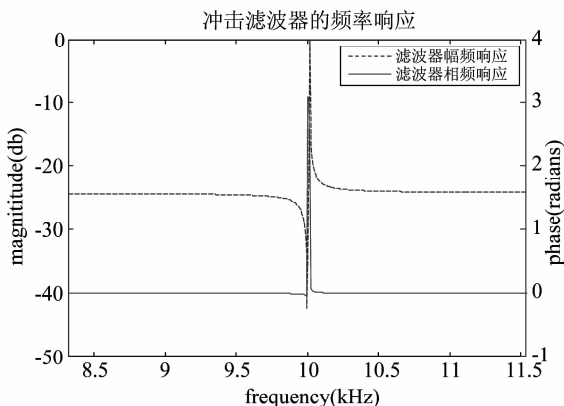


图 2 冲击滤波器的频率响应图

Fig. 2 Frequency response of the impacting filter

3.2 滤波器组设计原则及系统框图

与常规多载波传输系统的设计不同,多路 MCP-EBPSK 调制信号各路子载波间无需保护间隔或正交条件,利用每一路设置不同的冲击滤波器,利用其极窄的工作区即可进行各路信号的分离。但为了消除邻道干扰,对本路冲击滤波器添加零点以陷波其他各路载频,最终输出各路解调结果^[12]。图 3 所示为冲击滤波器加零点对其他载频进行陷波抑制的幅频响应示意图,图中的陷波零点可以有效抑制旁路载频的干扰。MCP-EBPSK 信号的相变特性使得冲击滤波器的解调性能与采样倍数密切相关,合理设置滤波器系数才能反映信号的变化,基于此,系统解调端冲击滤波器组的系数选择与各路子载波的采样倍数一一对应。各路子载波间满足

$$(f_{s1}/f_{c1}) \times N_1 = (f_{s2}/f_{c2}) \times N_2 = \dots = (f_{sk}/f_{ck}) \times N_k \quad (2)$$

式中, k 为子载波个数, f_{sk} 和 f_{ck} 分别为各子载波的载频和采样频率, N_k 为各子路的调制载波数。

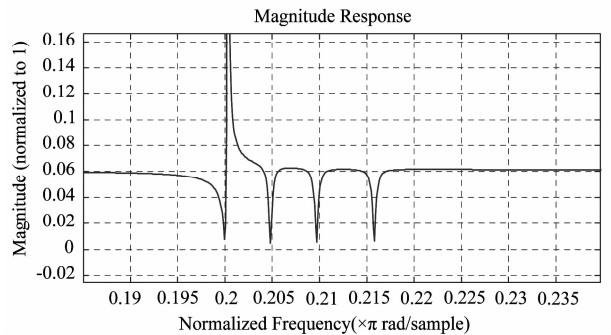


图 3 带 3 路陷波的冲击滤波器幅频响应图

Fig. 3 Amplitude-frequency response of impacting filter cascade three notch filter

由此得到 MCP-EBPSK 多载波调制系统的主体框图如图 4。

3.3 带陷波的冲击滤波器设计

单点带陷滤波器的传输函数表达式为:

$$H(z) = b_0 \frac{1 - 2\cos\omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r\cos\omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (3)$$

式中 b_0 为滤波器增益, ω_0 为 Z 平面极角(截止频率), r 是极点到 Z 平面原点的距离。根据两载频间隔的设计原则,极角 ω_0 为被抑制载频的相角。在极角为 ω_0 的单位圆上放置零点,沿极径方向放置极点。仿真中发现, r 越接近单位圆带陷滤波器的带宽越窄,但若无限接近却不仅不便操作还会发生等幅振荡,最严重的是

加入极点的位置对原冲击滤波器的幅频响应影响很大,甚至会改变其陷波选频特性,产生大于通带增益的不均匀、不对称的带外增益。考虑将极点相角偏移角

度 φ , 则修改后的系统传输函数变为^[13,14]:

$$H_1(z) = b_0 \frac{1 - 2\cos\omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r\cos(\omega_0 \pm \varphi) z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (4)$$

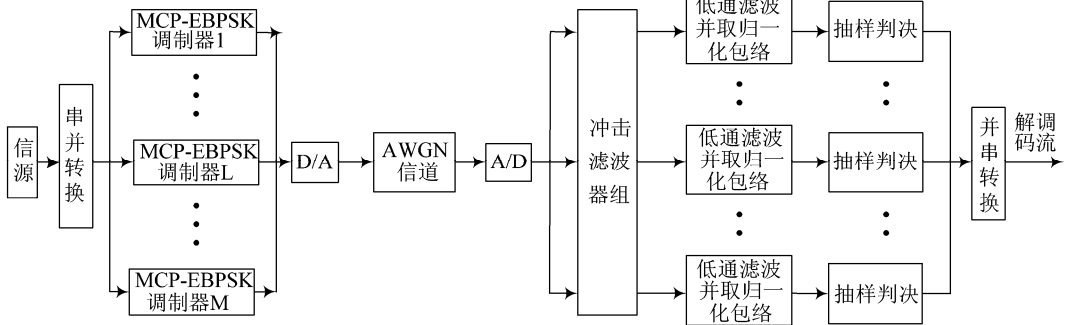


图4 MCP-EBPSK 多路信号传输系统框图

Fig. 4 MCP-EBPSK multi-link transmission system architecture

极点偏移会在新的频率处产生一个新的峰值,为了消除该峰值加入约束条件,使系统的直流增益与Nyquist 频率处增益相等,即

$$H_1(0) = H_1(\pi)$$

得到

$$\frac{1 - \cos\omega_0}{1 - 2r\cos(\omega_0 \pm \varphi) + r^2} = \frac{1 + \cos\omega_0}{1 + 2r\cos(\omega_0 \pm \varphi) + r^2}$$

$$\varphi = \pm(\arccos(\frac{r^2 + 1}{2r}\cos\omega_0) - \omega_0) \quad (5)$$

4 冲击滤波器优化

4.1 引入量子粒子群优化算法

量子粒子群优化算法收敛快,自适应参数的个数也较少,具有很强的通用性。文献[15]采用量子粒子群算法对冲击滤波器系数寻优,取得了很好的效果,但是其压缩-扩张因子 α 为一个固定值,缺少训练,因此本文对文献[15]中的算法进行了改进,采用自适应机制控制引入变异操作和线性递减惯性权重,即:

$$\omega(t) = \omega_{start} - (\omega_{start} - \omega_{end}) \frac{T_{max} - t}{T_{max}} \quad (6)$$

式中, ω_{start} 为初始惯性权重; ω_{end} 为迭代至最大次数时的惯性权重; t 为当前迭代代数; T_{max} 为最大迭代代数。仿真时惯性权重取值为 $\omega_{start} = 0.9$ 、 $\omega_{end} = 0.4$ 。引入变异操作对优化过程中产生的新位置以一定概率重新初始化,使粒子能够跳出先前搜索到的最优值位置,在更大的空间中开展搜索。系数的量化位数,将级联型滤波器结构转换成格型结构,目标函数,约束函数以及适

应度函数的选择均与文献[15]相同。

4.2 优化变量的设置

随机极性 MCP-EBPSK 信号解调采用的冲击滤波器为 1 对零点 3 对极点的 IIR 滤波器,多载波系统需要对每一路滤波器加入零点抑制其他子载波干扰,因此解调滤波器为多对零点多对极点的 IIR 滤波器。本文选取两路载波进行仿真测试, $f_{c1} = 10\text{MHz}$, $f_{c2} = 10.04\text{MHz}$, $f_{s1} = 160\text{MHz}$, $f_{s2} = 100.4\text{MHz}$, $A = 1$; $B = 1$; $\Delta = 0.1$; $\eta = 0.5$; $K = 2$; $N_1 = 100$; $N_2 = 160$; 测试码元数为 300 万个。

冲击滤波器 1: 零点 z_0 半径和极点 p_0 半径分别为 1 和 0.99995, 陷波零点 z_1 半径为 1, 相角为 $(f_{c2}/f_{s1}) \times 2\pi$, 陷波极点 p_3 半径为 0.99999, 根据式(4)计算得到其相角偏移为 $-1.2018e^{-10}$ 。优化变量维数为 4 维, 依次为零点 z_0 相角, 一对极点 p_0 相角, 另外两对极点 p_1 , p_2 的半径。其中, 零点 z_0 相角取值范围为 $[0.39269, 0.39275]$, 极点相角取值范围为 $[0.39278, 0.39285]$, 两对极点 p_1, p_2 的半径在 $(0, 1)$ 内随机取值。

冲击滤波器 2: 零点 z_0' 半径和极点 p_0' 半径分别为 1 和 0.99995, 陷波零点 z_1' 半径为 1, 相角为 $(f_{c1}/f_{s2}) \times 2\pi$, 陷波极点 p_3' 半径为 0.99999, 根据式(4)算出其相角偏移为 $-6.9183e^{-11}$ 。其余参数设计及计算规则同冲击滤波器 1, 只是零点 z_0' 相角的取值范围为 $[0.6275, 0.6283]$, 极点相角 p_0' 的取值范围为 $[0.62832, 0.6300]$ 。

采用量子粒子群算法寻优得到两组滤波器系数如下:

$$a_1 = [1, -6.09611187753762, 16.418167515832877, -25.326641789930786, 24.298560015038895, \\ -14.721898165092053, 5.447828484314318, -1.116449367584231, 0.098333159057181];$$

$$b_1 = [0, 0, 0, 0, 1, -3.694313616799019, 5.411987912102056, -3.694313616799019, 1];$$

$$a_2 = [1, -5.406525327518239, 13.652579283244823, -20.517799618098030, 19.861352592576445, \\ -12.536073668382514, 4.996805854728122, -1.139889481405723, 0.120047843082279];$$

$$b_2 = [0, 0, 0, 0, 1, -3.239006288658281, 4.622788277906668, -3.239006288658281, 1]$$

5 解调性能

第一路信号输出的后 20 个码元为:0 0 1 0 1 1 1 0
1 1 0 1 0 0 0 1 0 1 1

第二路信号输出的后 20 个码元为:1 1 1 0 1 0 1 1
1 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 0

混合信号通过冲击滤波器组解调输出波形如图 5 所示。

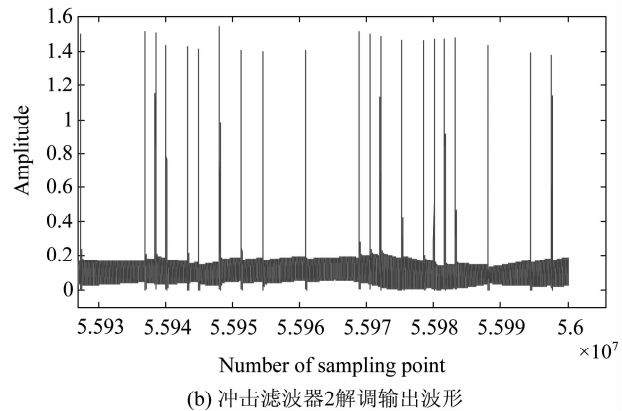
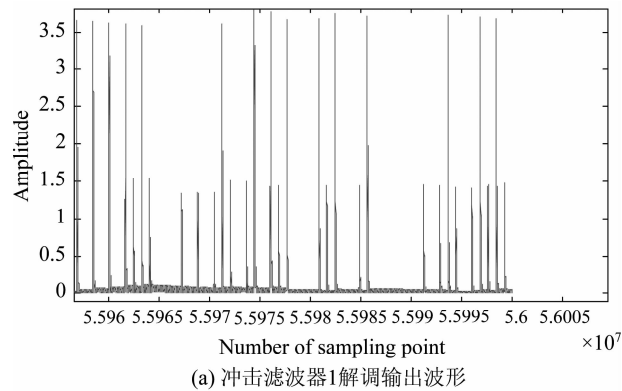


图 5 冲击滤波器组解调输出波形

Fig.5 Output of impacting filter bank

图 5 表明,本文对接收滤波器组的合理设计,可将混合信号分离输出。系统的误码率性能如图 6 所示,可以看出在信噪比低于 30dB 时,两路信号受噪声及相互干扰影响较大,随着信噪比的提高,解调性能逐渐改善。

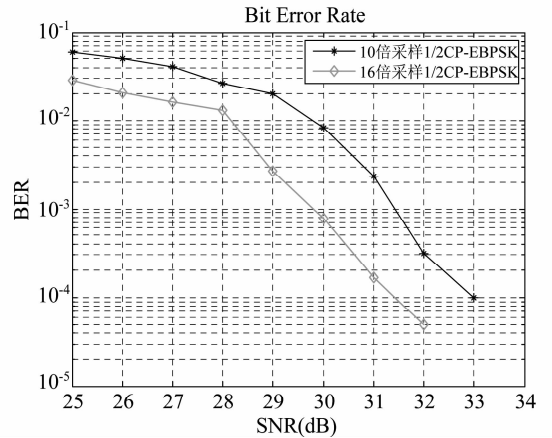


图 6 两路 1/2CP-EBPSK 并行传输误码率

Fig.6 BER performance of two-link 1/2CP-EBPSK parallel transmission system

6 结论

本文采用 MCP-EBPSK 调制、带邻道陷波的优化冲击滤波器组辅助解调,初步实现了无保护间隔情况下两路载频间距 4×10^{-2} 量级的 MCP-EBPSK 调制信号带内混合发送,并分离解调输出。与 OFDM 相比,本技术因为子载波间无需满足正交关系,所以对频偏和相位噪声不敏感,系统复杂度低。今后将进一步优化调制波形和滤波器组,以实现路数更多、载频相距更近的大容量通信系统。

参考文献

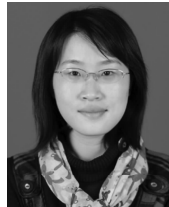
[1] Walker H R. High Speed Binary Data Communication System [P]. US Patent:4742532, 1988.

[2] Walker H R. VPSK and VMSK Modulation Transmit Digital Audio and Video at 15 Bits/sec./Hz [J]. IEEE Transactions on Broadcast Engineering. 1997, 43 (1): 96-103.

[3] Walker H R and Stryzak B. Comparing Ultra Wideband and Ultra Narrow Band Modulation [C]. International

- Conference on Computing, Communications and Control Technologies, CCCT2004. Austin TX, 2004.
- [4] 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 L N. The evolution of ultra-narrow band and high-speed communications[J]. Progress in Nature Science, 2007, 17(11): 1467-1473. (in Chinese)
- [5] 冯熲. 高效调制关键问题研究[D]: [博士学位论文]. 南京: 东南大学信息科学与工程学院, 2008.
Feng M. Research on key problems in high-efficiency modulation[D]. Ph. D. Thesis, Nan Jing: Department of Information Science and Engineering, 2008. (in Chinese)
- [6] He F, Wu L N. Analysis of Power Spectrum of Continuous Phase Waveforms for Binary Modulation Communications[C]. ICUMT 2009, Oct. 2009, St. Petersburg, Russia.
- [7] 吴乐南, 靳一, 冯熲等. 多元位置随机极性 MCP-EBPSK 调制和解调方法[P]. 2011. 12. 10, 发明专利申请号, 201110431039. 5.
Wu L N, Jin Y, Feng M. Modulation and demodulation method of M-ary Position Phase Shift Keying [P]. 2011. 12. 10, Application number: 201110431039. 5. (in Chinese)
- [8] Gao Y J, Tian H, Xu H B, Liang Z, Zhang P. The research on the design of filter banks in generalized multi-carrier technique[J]. 2006 6th International Conference on ITS Telecommunications Proceedings; 519-522.
- [9] 陈贤卿, 吴乐南. EBPSK 解调器中利用 SVM 概率输出的 LDPC 译码[J]. 信号处理, 2011, 27(9): 1286-1290.
Chen X Q, Wu L N. LDPC decoding via SVM probability output in EBPSK demodulator[J]. Signal Processing, 2011, 27(9): 1286-1290. (in Chinese)
- [10] 冯熲, 高鹏, 吴乐南. 超窄带调制信号的特殊滤波分析与仿真[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2010, 40(2): 227-230.
Feng M, Gao P, Wu L N. Analysis and simulation of special filtering based on ultra narrow band modulated signal[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2010, 40(2): 227-230. (in Chinese)
- [11] 高鹏. 超窄带接收机冲击滤波器研究[D]. 东南大学, 2010.
Gao P. On impacting filter in UNB receiver[D]. Southeast University, 2010. (in Chinese)
- [12] Toon van Waterschoot, Marc Moonen. A Pole-Zero Placement Technique for Designing Second-Order IIR Parametric Equalizer Filters[J]. Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on. 2007, 15(8): 2561-2565.
- [13] Chien-Cheng Tseng, Soo-Chang Pei. Stable IIR notch filter design with optimal pole placement[J]. Signal Processing, IEEE Transaction on. 2001, 49(11): 2673-2681.
- [14] 谭家杰. 利用零极点设计数字带陷滤波器[J]. 计算机仿真, 2011, 7(28): 379-381.
Tan J J. Design notch filter with placement of poles and zeros[J]. Computer Simulation, 2011, 7(28): 379-381. (in Chinese)
- [15] 余静, 吴乐南, 靳一. 基于 QPSO 算法的冲击滤波器设计[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2012, 42(2): 224-228.
Yu J, Wu L N, Jin Y. Design of Impacting Filter based on QPSO[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2012, 42(2): 224-228. (in Chinese)

作者简介



陈志敏(1985-), 女, 山东人, 东南大学信息科学与工程学院博士研究生, 主要从事通信中的信号处理研究。

E-mail: chenzhimin_118@163.com



吴乐南(1952-), 男, 安徽人, 东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师, 电子学会会士, 通信学会高级会员, 计算机学会高级会员, 主要从事高效调制解调系统和通信信号处理等研究与开发工作。E-mail: wuln@seu.edu.cn



陈贤卿(1983-), 男, 浙江人, 东南大学信息科学与工程学院博士研究生, 主要从事信道编码、通信信号处理的研究。

E-mail: xqchen213@126.com