

采用时频分析的变换域通信系统基函数设计

谢铁城, 达新宇, 褚振勇, 曾武, 王舒

(空军工程大学电讯工程学院, 710071, 西安)

摘要: 为使变换域通信系统基函数充分利用背景信号的频谱分布信息以进一步提高系统抗干扰能力,提出了采用多进制序列设计基函数幅度谱的方法. 首先在干扰存在的条件下,对单码片成型基函数调制及解调信号的短时频谱特性进行分析,由此推导出系统误码率的解析表达式,将求解系统误码率解析式的最优化问题转化为求最大信号干扰噪声比问题,利用随机相位的均匀分布特性对最大信号干扰噪声比问题进行求解,从而得到多进制序列基函数. 仿真结果表明:该系统具有更好的抗干扰性能,在高干信比条件下也具有良好的通信效果;当干信比为 25~41 dB 且信噪比为 -6~3 dB 时,系统误码率均低于二元序列基函数的系统误码率;干信比为 36 dB、信噪比为 0 dB 时,系统误码率可低于 10^{-4} .

关键词: 变换域通信系统;短时频谱;基函数;幅度谱;干信比

中图分类号: TN914.42 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)06-0042-06

Design of Basis Functions for Transform Domain Communication Systems Using Time-Frequency Analysis

XIE Tiecheng, DA Xinyu, CHU Zhenyong, ZENG Wu, WANG Shu

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710071, China)

Abstract: It is an effective way to improve the system anti-jammer ability that the basis function of a transform domain communication system(TDCS) is constructed by making full use of the distributing information of spectrum of background signal. According to the principle, a method to design the basis function is proposed by utilizing array sequences to express the spectrum amplitude. With the coexistence of jamming, the short-term spectra of both the single-chip waveform coded basis function modulated signal and the demodulated signal are studied, and then the analytical expression of bit error rate(BER) is derived obtained. The optimization solution of BER is converted into the calculation of the maximum signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR). The maximum SINR problem is solved by using the uniform distribution property of random phase, and the new basis function is obtained. Simulation results show that the proposed system exhibits a better anti-jammer performance and has an excellent performance under the condition of high jamming-to-signal ratio. When the interference-to-signal is 25-41 dB and the signal-to-noise ratio is -6-3 dB, the BER of the system with array sequences is less than that of the system with binary sequences. When the interference-to-signal is 36 dB and the signal-to-noise ratio is 0 dB, the BER of the system is lower than 10^{-4} .

Keywords: transform domain communication system; short-term spectra; basis function; spectrum amplitude; jamming-to-signal ratio

收稿日期: 2011-09-17. 作者简介: 谢铁城(1983—),男,博士生;达新宇(通信作者),男,教授,博士生导师. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60972042);陕西省自然科学基金资助项目(2009JM8001-3);空军工程大学电讯工程学院研究生论文创新基金资助项目(2011004).

网络出版时间: 2012-03-13

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20120313.1440.001.html>

变换域通信系统(TDCS)是在扩频通信和变换域处理技术基础上发展而来的新技术,它通过对环境进行频谱感知,联合收发信机在变换域进行干扰躲避,采用伪随机相位序列实现系统的低截获(low probability of intercept, LPI)性能.因此,TDCS以其灵活的频谱应用、良好的抗干扰和低截获性能受到了越来越广泛的关注^[1-3].

实现 TDCS 抗干扰和低截获性能的一个关键是在给定的带宽内设计系统的基函数(basis function, BF). 国内外许多学者对 TDCS 的基函数设计进行了深入研究,分别有基函数信号波形的设计^[4]、采用双 m 序列^[5]与 Gold 序列^[6]设计基函数相位,以及基于随机模糊加分形傅里叶变换^[7]和分形门限^[8]的基函数门限设计方法等,这些方法在一定程度上改善了系统性能,但是它们在基函数幅度谱生成上依旧使用传统的“0,1”二元序列,因此并不能充分表征位于干扰检测门限以下的频谱分布信息.文献^[9]考虑了信道的影响,使用信道传输函数的幅度谱设计 TDCS 基函数,丰富了 TDCS 基函数的频谱分布信息,提高了多径衰弱信道下系统误码率性能,但是该方法的仿真是以干扰不存在为前提条件的,因此并不适用于有干扰的情况.为此,本文在频谱检测的基础上,通过时频分析干扰存在条件下变换域调制及解调信号的短时频谱特性,根据背景干扰的强度分布设计了一种新的基函数幅度谱.

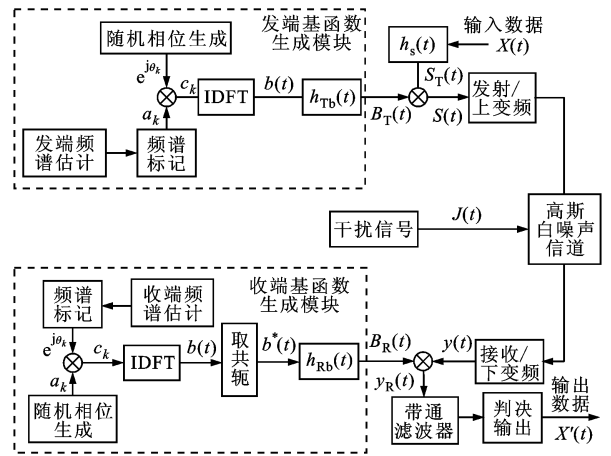
1 TDCS 信号时频分析与基函数设计

TDCS 在频域进行基函数设计以实现干扰躲避的目的.因此,本文从频域角度出发研究基函数幅度谱以及随机相位与发送信号及干扰信号的内在关系,给出新的基函数设计准则,既充分利用频谱检测获取的信息,又达到了强抗干扰的目的.图 1 为 TDCS 收发端模型,为了便于分析,本文暂不考虑信号发射与接收的上变频及下变频过程.

1.1 发送端 TDCS 调制信号时频分析

TDCS 首先做的是给定带宽内的背景环境谱估计,设其采样间隔为 T_c , a_k 为频谱标记后产生的基函数频谱幅值,其长度为 N , $e^{j\theta_k}$ 是由伪随机相位发生器产生的复随机相位,该相位服从 $[0, 2\pi]$ 均匀随机分布且与基函数谱值长度相同.由此可以得到频域基函数归一化的离散形式 $c_k = a_k e^{j\theta_k}$, 其中 $k = 0, 1, \dots, N-1$, 且 $\sum_{k=0}^{N-1} |c_k|^2 / N = 1$.

将得到的频域基函数 c_k 经过离散傅里叶反变



a_k 与 θ_k 为基函数频谱幅值与随机相位; c_k 为频域基函数; $b(t)$ 与 $b^*(t)$ 为时域基函数及其复共轭; $B(t)$ 为脉冲成型后的时域基函数; $S_T(t)$ 与 $y_R(t)$ 为发送与接收的基带码元信号; $S(t)$ 与 $y(t)$ 为发送与接收的基带信号

图 1 TDCS 收发端模型

换后得到时域基函数的离散形式

$$b(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} b_n \delta(t - mT_s - nT_c) \quad (1)$$

式中: T_s 为基带信号码元周期, 且 $T_s = NT_c$;

$$b_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi n k / N}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

所以,成型后基函数时域信号为

$$B_T(t) = b(t) * h_{Tb}(t) =$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} b_n h_{Tb}(t - mT_s - nT_c) \quad (3)$$

式中: $h_{Tb}(t)$ 是发端时域基函数成型滤波器的单位冲击响应; $*$ 表示卷积运算.

可以看出,成型后的基函数时域信号 $B_T(t)$ 是一个周期为 T_s 的周期性信号,其频谱 $B_T(\omega)$ 由离散的线谱组成,即

$$B_T(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} H_T(2\pi i / T_s) \delta(\omega - 2\pi i / T_s) \quad (4)$$

$$H_T(2\pi i / T_s) = (2\pi / T_s) c_i H_{Tb}(2\pi i / T_s) \quad (5)$$

$$\text{其中 } H_{Tb}(\omega) = \int_0^{T_s} h_{Tb}(t) e^{-j\omega t} dt$$

为了研究简便,取 $\int_{-T_c/2}^{T_c/2} |h_{Tb}(t)|^2 dt = 1$ 且令

$$H_{Tb}(\omega) = \begin{cases} (T_c/2)^{1/2}, & |\omega| \leq 2\pi/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

所以,由式(4)可得

$$B_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{\text{mod}(|i|)} H_{Tb} \left(\frac{2\pi i}{T_s} \right) \delta \left(\omega - \frac{2\pi i}{T_s} \right) \quad (6)$$

式中: $\text{mod}(|i|)$ 表示对 i 取模 N 运算。

$X(t)$ 是信源产生的基带信号, $h_s(t)$ 则为其脉冲成型滤波器的传递函数, $X(t)$ 与成型滤波后的基带码元信号 $S_T(t)$ 可以分别表示为

$$X(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_i \delta(t - iT_s), s_i \in \{-1, +1\} \quad (7)$$

$$S_T(t) = X(t) * h_s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_i h_s(t - iT_s) \quad (8)$$

$S_T(t)$ 可以看成是一种短时平稳的信号, 所以采用短时傅里叶变换 (short-time fourier transform, STFT) 方法分析其频谱^[10], 第 l 个码元的短时频谱为

$$S_T(l, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_T(t) r^*(t - lT_s) e^{-j\omega t} dt \quad (9)$$

式中: $r^*(t)$ 为矩形窗函数 $r(t)$ 的共轭

$$r^*(t) = r(t) = \begin{cases} 1, & lT_s \leq t \leq (l+1)T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

这里选用长度为一个码元并与码元同步滑动的矩形窗进行 STFT 分析, 这种时频分析方法对于基函数单码元成型调制与解调信号来说是合理的, 它既能充分反映每一码元信号的频谱特性, 又不会平滑信息比特之间的时变特性。

所以, 第 l 个码元的短时频谱为

$$S_T(l, \omega) = \int_{lT_s}^{(l+1)T_s} s_l h_s(t - lT_s) e^{-j\omega t} dt = s_l H_s(\omega) e^{-j\omega lT_s}, l \in (-\infty, \infty) \quad (11)$$

其中

$$H_s(\omega) = \int_{lT_s}^{(l+1)T_s} h_s(t - lT_s) e^{-j\omega t} dt \quad (12)$$

从而得出调制信号 $S(t) = S_T(t) B_T(t)$, 则第 l 个码元周期内调制信号的频谱 $S(l, \omega)$ 可以表示为

$$S(l, \omega) = S_T(l, \omega) * B_T(\omega) = \frac{2\pi s_l}{T_s} e^{-j\omega lT_s} \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{\text{mod}(|i|)} H_{Tb} \left(\frac{2\pi i}{T_s} \right) H_s \left(\omega - \frac{2\pi i}{T_s} \right) \quad (13)$$

由上式可以看出, TDCS 调制信号的短时频谱包络由基函数信号的频谱包络决定。

1.2 接收端 TDCS 解调信号时频分析

设收发两端频谱估计结果一致, 结合图 1 与式 (1), 可以得到接收端时域基函数的离散形式

$$b^*(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} b_n^* \delta(t - mT_s - nT_c) \quad (14)$$

由此得到成型后的接收端基函数时域信号

$$B_R(t) = b^*(t) * h_{Rb}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} b_n^* h_{Rb}(t - mT_s - nT_c) \quad (15)$$

式中: $h_{Rb}(t)$ 是接收端扩频码片成形滤波器的单位冲激响应。

同发送端基函数信号频谱 $B_T(\omega)$, 接收端基函数信号频谱 $B_R(\omega)$ 由离散的线谱组成, 其表达式为

$$B_R(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{\text{mod}(-|i|)}^* H_{Rb} \left(\frac{2\pi i}{T_s} \right) \cdot \delta(\omega - 2\pi i/T_s) \quad (16)$$

式中: $H_{Rb}(\omega) = \int_0^{T_s} h_{Rb}(t) e^{-j\omega t} dt$ 。

为了研究简便, 取 $\int_{-T_c/2}^{T_c/2} |h_{Rb}(t)|^2 dt = 1$ 且

$$H_{Rb}(\omega) = \begin{cases} (T_c/2)^{1/2}, & |\omega| \leq 2\pi/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

设系统信道为理想高斯白噪声信道, 在给定带宽内背景环境干扰信号为 $J(t)$, 其频谱可建模为

$$J(\omega) = \sum_{i=-N+1}^{N-1} j_{|i|} H_{TJ} \left(\omega - \frac{2\pi i}{T_s} \right) \quad (17)$$

式中: $j_{|i|}$ 为干扰信号在各频点的幅值, 其相位服从 $[0, 2\pi]$ 均匀随机分布; $H_{TJ}(\omega)$ 为干扰信号成型函数的傅里叶反变换形式, 假设该成型函数能较好地还原原来的干扰信号。

假设信道噪声 $n(t)$ 为高斯白噪声, 它的双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。经过发射机发射, 信道传输以及接收端接收下变频后接收信号可以表示为

$$y(t) = S(t) + J(t) + n(t) \quad (18)$$

经过相关接收解调, 基带信号 $y_R(t) = y(t) B_R(t)$, 取 $S_R(t)$ 、 $J_R(t)$ 分别表示数据调制信号与干扰的相关解调信号, 则可得第 l 个码元周期数据调制信号与干扰的相关解调信号短时频谱表达式 $S_R(l, \omega)$ 与 $J_R(\omega)$ (详见附录 A)。

可以看出, 数据调制信号与干扰的相关解调信号的短时频谱包络由基函数谱值与干扰信号谱值之间的内积和共同决定。

1.3 基函数设计

由于基函数和干扰各频点幅值的相位服从 $[0, 2\pi]$ 均匀分布, 因此得到不等式如下

$$\left| \sum_{k=0, i=N-k}^{N-1} c_k^* c_i H_{Rb}(2\pi i/T_s) H_{Tb}(2\pi k/T_s) \cdot H_s(\omega - 2\pi N/T_s) \right| \gg \left| \sum_{m=0, m \neq N}^{2N-2} \sum_{k=0, i=m-k}^{N-1} c_{N-i}^* c_k \cdot H_{Rb}(2\pi i/T_s) H_{Tb}(2\pi k/T_s) H_s(\omega - 2\pi m/T_s) \right| \quad (19)$$

所以,经过带通滤波器输出后第 l 个码元周期内解调信号与干扰解调信号及信道噪声的功率比为

$$R_{\text{SIN}} = \frac{1/2\pi \int_{-B}^B |S_R(l, \omega)|^2 d\omega}{P_J + P_n} \quad (20)$$

其中

$$P_J = \frac{1}{2\pi} \int_{-B}^B |J_R(\omega)|^2 d\omega \quad (21)$$

$$P_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-B}^B |B_R(\omega)|^2 N_0 d\omega \quad (22)$$

R_{SIN} 的详细表达式见附录 B.

对于 BPSK 调制,采用相干解调,系统的误码率为^[11]

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}(R_{\text{SIN}})^{1/2} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left\{ 16\pi^3 B^2 N E_s / \left[4 \left| \sum_{k=0}^{N-1} c_k^* j_k H_{\text{TJ}} \left(\frac{2\pi k}{T_s} \right) \right|^2 E_s + N_0 B \left| \sum_{i=0}^{N-1} c_i^* \right|^2 \right] \right\}^{1/2} \quad (23)$$

分析上式可以得出,基带信号带宽 B 以及基函数幅度谱长度 N 确定时,高干信比条件下系统误码率性能可以通过改变 $\left| \sum_{k=0}^{N-1} c_k^* j_k H_{\text{TJ}} (2\pi k/T_s) \right|^2$ 项得到最优化结果,这里忽略接收噪声相关解调信号是由于其对误码率性能的影响相比于干扰相关解调信号较小.

由于接收端基函数谱值与干扰信号谱值的相位服从 $[0, 2\pi]$ 均匀分布,所以当 $|c_k^*| = \alpha / |j_k H_{\text{TJ}} (2\pi k/T_s)|$ (α 为常数) 时, $\left| \sum_{k=0}^{N-1} c_k^* j_k H_{\text{TJ}} (2\pi k/T_s) \right|^2$ 的值最小,所以基函数频谱幅值 a_k 取相应频点干扰信号幅值 j_k 倒数的 α 倍,即 $a_k = \alpha/j_k$ ($k = 0, \dots, N-1$) 时,可以得到最佳的误码率性能.

如图 1 所示,本文方法与传统二元判决方法均有 3 个操作步骤:频谱认知与估计、频谱标记和随机相位生成.二者唯一区别在于频谱标记部分,由于本文方法基函数频谱幅值与干扰信号幅值是成线性的反比关系,因此,与传统二元判决方法相比,多进制序列基函数生成方法的总运算量增加数为 N 次乘运算.

2 仿真验证

在等效基带带宽内将干扰建模为 32 个不同幅度的正弦波叠加而成,在相同带宽内基带信号的采样率为每符号 64 个采样点,图 2 为干扰信号频谱图

以及不同基函数生成方法下的频谱幅值图,其中传统二元判决方法采用文献[12]所示的最优方法,即门限设为最高幅度的 40%.

图 3 给出了 2 种基函数生成方法下系统的误码率曲线,可以明显看出 2 种方法的系统误码性能由信噪比与干信比共同决定.随着干信比提高,由传统二元判决方法生成基函数条件下的系统误码率性能急剧下降,并且信噪比对性能的影响也越来越弱.在高干信比条件下,本文方法相比于传统二元判决方法的系统的误码率性能有很大的提高.

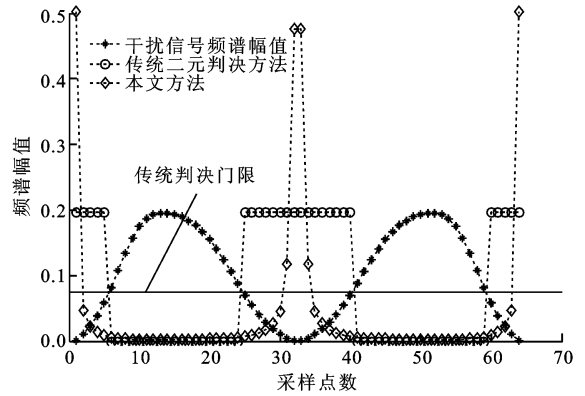


图 2 多进制与二元序列基函数频谱幅值

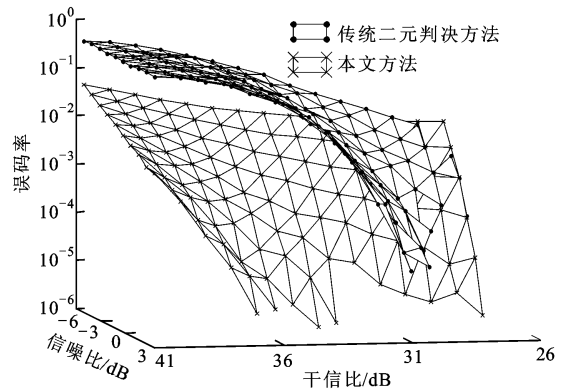


图 3 2 种基函数设计方法的系统误码率

图 4 给出了干信比分别为 28、29、36、38 dB 条件下的系统误码率曲线.当干信比取 36 dB 与 38 dB 时,无论信噪比增大多少,传统二元判决方法都无法通信,而本文方法在信噪比为 0 dB 时误码率分别低于 10^{-3} 与 10^{-4} ,在低信噪比下本文方法系统误码率达到最差,但也均比传统二元判决方法的信噪比低.在低干信比条件下,传统二元判决方法与本文方法误码率性能相似,这是由于仿真产生的随机相位并不是完全随机均匀分布的,这种随机性误差造成在低

干信比条件下, c_k 的取值对 $\left| \sum_{k=0}^{N-1} c_k^* j_k H_{\text{TJ}} \left(\frac{2\pi k}{T_s} \right) \right|^2$

值的影响不大。与传统二元判决方法相比,本文方法产生的基函数更充分地利用了背景信号的频谱分布信息,因而具有更好的误码率性能,从而提高了系统的抗干扰能力,并且在高干信比条件下依然能够建立通信,可以提高系统的低截获性能。

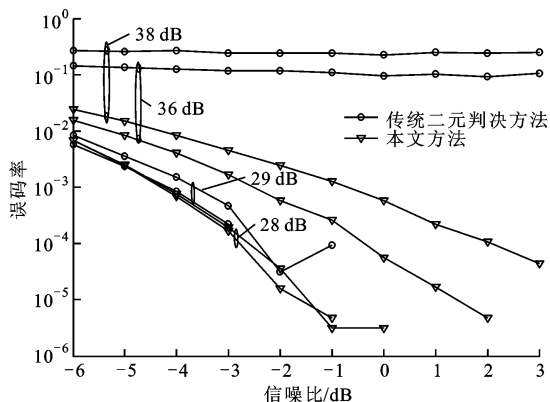


图4 不同干信比条件下2种方法的系统误码率比较

需要指出的是,与二元判决基函数生成方法一样,本文方法的抗干扰性能需要建立在准确干扰频谱认知的基础上。当干扰频谱估计出现错误时,由此产生的基函数与干扰信号的正交性必然遭到破坏,从而导致系统抗干扰性能下降和误码率升高。

3 结 论

本文采用时频分析详细推导了干扰存在条件下变换域调制及解调信号的短时频谱特性,通过分析系统误码率解析表达式,根据最大信号干扰噪声比准则设计了一种新的基函数的幅度谱。理论分析和实验仿真表明,与传统二元序列表征的基函数相比,本文方法设计的基函数充分利用了背景干扰信号的频谱分布信息,具有更好的抗干扰性能,并且在高干信比条件和传统二元判决无法通信的情况下,系统均可达到较好的通信效果。这对在高强度无线电环境下抑制第三方干扰,提高己方通信效果,具有一定的理论意义和实用价值。

TDCS的强抗干扰性能是以准确的频谱认知为前提,并且通信收发两端需要能够实时捕获周围电磁频谱环境的变化,同时能够实时更新TDCS基函数进行通信。因此,在保证系统抗干扰性能的前提下,研究并设计基函数以提高TDCS对频谱估计错误的顽健性是下一步研究的方向。

参考文献:

[1] 刘鑫,刘玉涛,谭学治,等. 认知无线电多址接入系统

的研究[J]. 哈尔滨工业大学学报,2010,42(11):1711-1715.

LIU Xin, LIU Yutao, TAN Xuezhi, et al. Research on system about multiple access of cognitive radio [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2010, 42 (11):1711-1715.

[2] 陈韵,王逸林,蔡平,等. 基于分数阶Fourier变换的远程水声通信技术研究[J]. 兵工学报,2011,32(9): 1159-1164.

CHEN Yun, WANG Yilin, CAI Ping, et al. Research on long range underwater acoustic communication technology based on fractional Fourier transform [J]. Acta Armamentarii,2011,32(9):1159-1164.

[3] FUMAT G, CHARGÉ P, ZOUBIR A, et al. Transform domain communication systems for a multidimensional perspective, impacts on bit error rate and spectrum efficiency [J]. IET Commun, 2011, 5(4):476-483.

[4] RICHARD K M, MARSHALL H. Reduction of peak-to-average power ratio in transform domain communication systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9): 4400-4405.

[5] 王传丹,张忠培,李少谦. 一种新的基函数产生方法与性能分析[J]. 电子科技大学学报,2006,35(4):649-652.

WANG Chuandan, ZHANG Zhongpei, LI Shaoqian. A new method of basis function generation and its performance analysis [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China,2006, 35(4): 649-652.

[6] SUN Haixin, BI Guoan, GUAN Yongliang, et al. Novel pseudorandom phase generation in transform domain communication systems [C] // Proceeding of International Conference on Innovations in Information Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 18-22.

[7] 王传丹,张忠培,李少谦. 变换域通信系统中干扰信号的逐次消除[J]. 电子与信息学报,2008,30(10):2439-2441.

WANG Chuandan, ZHANG Zhongpei, LI Shaoqian. Interferences mitigation one by one in transform domain communication systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(10): 2439-2441.

[8] 芮国胜,苗俊,杨霄. 变换域通信系统的分形门限研究[J]. 系统仿真学报,2009,21(13):4077-4083.

RUI Guosheng, MIAO Jun, YANG Xiao. Research on fractal threshold for TDCS [J]. Journal of System

Simulation, 2009, 21(13): 4077-4083.

- [9] CHARLES M G, ROBERT F M, TODD B H. Spectrally encoded, multicarrier PSK communication in a multipath channel [C] // Proceeding of 24th Digital Avionics Systems Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2005:1-12.
- [10] 褚振勇, 易克初, 田红心. 直接序列扩频信号的时频特性分析[J]. 电路与系统学报, 2004, 9(3):23-28.
- CHU Zhenyong, YI Kechu, TIAN Hongxin. Time-frequency analysis of the direct sequence spread spectrum signals [J]. Journal of Circuits and System, 2004, 9(3):23-28.
- [11] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
- [12] 何智青. 变换域通信系统设计、建模与仿真研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2003.

附录 A

设收发端基函数成型滤波器在基带带宽内有较好的能量聚集, 即

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=0}^{N-1} |H_{Tb}(2\pi i/T_s)|^2 &\gg \sum_{i=N}^{\infty} |H_{Tb}(2\pi i/T_s)|^2 \\ \sum_{i=0}^{N-1} |H_{Rb}(2\pi i/T_s)|^2 &\gg \sum_{i=N}^{\infty} |H_{Rb}(2\pi i/T_s)|^2 \end{aligned} \right\} \quad (A1)$$

由于 $S_R(t) = S(t)B_R(t)$, $J_R(t) = J(t)B_R(t)$, 因此, 第 l 个码元周期内数据调制信号与干扰相关解调信号的短时频谱表达式为

$$\begin{aligned} S_R(l, \omega) &= S(l, \omega) * B_R(\omega) = \frac{(2\pi)^2}{T_s^2} s_l e^{-j\omega T_s} \cdot \\ &\sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{\text{mod}(-|i|)}^* H_{Rb}\left(\frac{2\pi i}{T_s}\right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{\text{mod}(|k|)} H_{Tb}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) \cdot \\ &H_s\left(\omega - \frac{2\pi(k+i)}{T_s}\right) = 4 \frac{(2\pi)^2}{T_s^2} s_l e^{-j\omega T_s} \cdot \\ &\left[\sum_{k=0, i=N-k}^{N-1} c_k^* c_k H_{Rb}\left(\frac{2\pi i}{T_s}\right) H_{Tb}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) H_s\left(\omega - \frac{2\pi N}{T_s}\right) + \right. \\ &\quad \sum_{m=0, m \neq N}^{2N-2} \sum_{k=0, i=m-k}^{N-1} c_{N-i}^* c_k H_{Rb}\left(\frac{2\pi i}{T_s}\right) \cdot \\ &\quad \left. H_{Tb}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) H_s\left(\omega - \frac{2\pi m}{T_s}\right) \right] \quad (A2) \\ J_R(\omega) &= J(\omega) * B_R(\omega) = \frac{8\pi}{T_s} \cdot \end{aligned}$$

$$\left[\sum_{k=0, i=N-k}^{N-1} c_k^* j_k H_{Rb}\left(\frac{2\pi i}{T_s}\right) H_{TJ}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) H_s\left(\omega - \frac{2\pi N}{T_s}\right) + \sum_{m=0, m \neq N}^{2N-2} \sum_{k=0, i=m-k}^{N-1} c_{N-i}^* j_k H_{Rb}\left(\frac{2\pi i}{T_s}\right) \cdot \right.$$

$$H_{TJ}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) H_s\left(\omega - \frac{2\pi m}{T_s}\right) \quad (A3)$$

附录 B

将式(16)、(A2)、(A3)及式(21)代入式(20)可以得到

$$\begin{aligned} R_{\text{SIN}} &= \left[4 \left(\frac{2\pi}{T_s} \right)^2 \right]^2 \left[\sum_{k=0}^{N-1} |c_k|^2 \cdot \right. \\ &H_{Rb}\left(\frac{2\pi(N-k)}{T_s}\right) H_{Tb}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) \left. \right]^2 E_s / \left[4^2 \left(\frac{2\pi}{T_s} \right) \cdot \right. \\ &\left. \left| \sum_{k=0}^{N-1} c_k^* j_k H_{Rb}\left(\frac{2\pi(N-k)}{T_s}\right) H_{TJ}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) \right|^2 E_s + \left(\frac{2\pi}{T_s} \right)^2 \cdot \right. \\ &N_0 \frac{1}{2\pi} \left| \sum_{i=0}^{N-1} 2c_{N-i}^* H_{Rb}\left(\frac{2\pi i}{T_s}\right) \right|^2 \left. \right] = 16\pi^3 B^2 N E_s / \\ &\left[4 \left| \sum_{k=0}^{N-1} c_k^* j_k H_{TJ}\left(\frac{2\pi k}{T_s}\right) \right|^2 E_s + N_0 B \left| \sum_{i=0}^{N-1} c_i^* \right|^2 \right] \quad (B1) \end{aligned}$$

式中: $E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-B}^B |H_s(\omega)|^2 d\omega$; 基带信号带宽 $B = 1/T_s = 1/(NT_c)$.

[本刊相关文献链接]

- 董可, 廖学文, 朱世华. 毫米波通信系统中利用随机逼近的波束赋形算法. 2011, 45 (10): 72-76.
- 张莹, 殷勤业, 穆鹏程. 利用均匀线阵实现高移动性通信系统中的多普勒补偿. 2011, 45 (8): 73-77.
- 高贞贞, 朱世华, 徐静. 放大转发异步协作通信系统中的差分空时频传输方案. 2009, 43 (6): 62-66.
- 张学一, 付晓梅, 周化锰. 一种格约减辅助的协作多址接入方案. 2012, 46 (4): 100-105.
- 沈晓卫, 姚敏立, 李琳琳, 等. 宽带移动卫星通信低成本组合姿态确定算法. 2011, 45 (6): 64-68.
- 刘祖军, 王杰令, 易克初. 一种采用匹配滤波器插值的符号定时同步方法. 2008, 42 (12): 1550-1554.
- 曾二林, 朱世华, 廖学文. 分布式多天线下行链路的空分复用性能分析. 2007, 41 (2): 185-189.
- 朱清林, 邹传云, 贾转红. 跳时 M 元双正交脉冲位置调制超宽带通信性能研究. 2007, 41 (2): 204-208.
- 赵安邦, 陈凯, 陈阳, 等. 动态自适应 Pattern 时延差编码水声通信. 2010, 44 (8): 78-82.
- 穆鹏程, 殷勤业, 王文杰. 无线通信中使用随机天线阵列的物理层安全传输方法. 2010, 44 (6): 62-66.
- 张先玉, 刘郁林, 王开. 超宽带通信压缩感知信道估计与信号检测方法. 2010, 44 (2): 88-91.
- 宋彬, 李子诺, 秦浩. 视频通信中的选择性重传技术. 2009, 43 (6): 82-87.

(编辑 刘杨)