文章编号:1674-7070(2010)05-0396-04

基于新型小波变换的通信系统的研究

刘金铸[1]　康凯[2]　邢娟[2]

摘要

为提高多载波通信传输系统的频谱利用率,节约频谱资源,提出了一种新的基于离散小波变换的尺度因子的多载波通信系统. 与传统的离散小波基的尺度因子为2的整数倍不同,该方法中的尺度因子为整数的倒数,因此该系统的子载波不是一组正交载波,而是将每一个子载波在频域上进行等频分配,每一个等频间隙传送一个数据符号. 通过对新系统进行仿真,结果表明虽然新系统在误码率性能上低于OFDM系统,但是其频带利用率优于OFDM系统的频带利用率.

关键词

离散小波变换;OFDM;尺度函数

中图分类号 TN914

文献标志码 A

收稿日期 2010-05-04

作者简介

刘金铸,男,博士,副教授,硕士生导师,主要从事无线通信、移动通信、数字信号与处理的研究. jzliu21@163.com

1 南京信息工程大学 电子与信息工程学院,南京,210044

2 南京信息工程大学 信息与控制学院,南京,210044

0 引言

Introduction

小波分析是20世纪80年代后期形成的一个新兴的数学分支,它是在傅里叶分析的基础上发展起来的,但是小波分析与傅里叶分析存在极大的不同. 从微观上,小波变换与傅里叶变换的区别是由小波和正弦波的不同局部化性质产生的;从宏观上看,傅里叶分析是整体域分析,用单独的时域或频域表示信号的特征,而小波分析是局部化时域分析,它用时域和频域的联合表示信号的特征. 作为时频分析方法,小波分析比傅里叶分析有巨大进步,它能够从信号中提取许多有用的信息,它的快速算法为分析和解决实际问题带来极大的方便,目前在语音、图像、图形、通信等领域都有很好的应用[1].

小波分析已经应用于数字通信的各个领域,包括:数据压缩、信源与信道编码、解码、信道估计、调制解调等[2]. 由于小波变化的灵活性、对信道干扰的低灵敏性以及高频谱利用率,小波变换成为设计无线通信系统的一个可行方案[3-5]. 如何在各种信道环境下实现有效可靠的信息传输一直是通信领域关注的课题. 为提高多载波通信传输系统的频谱利用率,节约频谱资源,本文提出一种新的基于离散小波变换的尺度因子的多载波通信系统. 传统的离散小波变换通常构造出一组相互正交的小波基函数,由于正交的特点,信号在信道中传输时码间干扰与信道间干扰将有明显改善,但是其频带利用率还有待提高. 因此本文构造一种非正交的小波基函数,将每一个子载波在频域上进行等频分配,每一个等频间隙传送一个数据符号,因此可以大大提高频带利用率,为频谱资源日趋紧张的今天,提出一种可供选择的传输调制方式.

1 系统理论分析

System theoretical analysis

1.1 离散小波变换

小波变换是由法国科学家Morlet于1984年在进行地震数据分析时提出的,他在分析地震波的局部时,发现传统的傅里叶变换难以达到要求,从而引入小波概念. 小波是一个满足条件

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\psi(t)\,\mathrm{d}t = 0 \tag{1}$$

的函数 $\psi(t)$ 通过平移和伸缩产生的函数族

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right). \quad (2)$$

其中:$\psi(t)$ 称为基小波或者母小波;a 为伸缩因子(也称为尺度因子);b 为平移因子. 因此其连续小波变换可以定义为

$$Wf(a,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\,\frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)\mathrm{d}t. \quad (3)$$

对连续小波变换进行离散处理,首先考虑的是对尺度因子和平移因子进行离散化处理,一般取 $a=2^j, b=k2^j, j,k\in\mathbf{Z}$[6],则离散小波变换的小波基可以定义为

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-j/2}\psi(2^{-j}t-k), \quad j,k\in\mathbf{Z}. \quad (4)$$

根据式(3),$f(t)$ 的离散小波变换可以表示为

$$Wf(j,k) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\psi_{j,k}^{*}(t)\mathrm{d}t, \quad j,k\in\mathbf{Z}. \quad (5)$$

如果 $\{\psi_{j,k}(t), j,k\in\mathbf{Z}\}$ 可以构造一组基于 $L^2(\mathbf{R})$ 的正交基,那么 $f(t)$ 可以由反离散小波变换重构为[1]

$$f(t) = \sum_j\sum_k Wf(j,k)\psi_{j,k}(t). \quad (6)$$

1.2 新系统的提出

在数字调制系统中,往往要求传输信号在尽可能小的带宽下传送尽可能多的消息,即尽可能提高系统的带宽效率. 在之前的系统中,其带宽效率并没有达到最大化,而且由于正交的特性,其抗频率选择性衰落较差,因此这里提出一种新型的非正交的离散小波变换方法.

在式(2)中,令

$$a = 1/j, \quad b = ka\tau_0 = k\tau_0/j, \quad j,k\in\mathbf{Z}. \quad (7)$$

将式(7)代入式(2)可得到新的离散小波变换的小波基为

$$\psi_{j,k}(t) = \sqrt{j}\psi(jt-k\tau_0), \quad j,k\in\mathbf{Z}. \quad (8)$$

式(8)中 τ_0 为常数. 对于 $f(t)\in L^2(\mathbf{R})$,其离散小波变换可以由式(5)表示为

$$Wf(j,k) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\,\psi_{j,k}(t)\mathrm{d}t, \quad j,k\in\mathbf{Z}. \quad (9)$$

这里由于 $f(t)$ 可以构成一组 Riesz 基,而不是基于 $L^2(\mathbf{R})$ 的正交基,因此 $f(t)$ 不满足由 $Wf(j,k)$ 重构的条件,所以 $f(t)\in L^2(\mathbf{R})$ 不能由式(6)所求得,即:

$$f(t) \neq \sum_j\sum_k Wf(j,k)\psi_{j,k}(t).$$

为了求出 $f(t)$,这里设 $Uf(j,k)$ 为 $f(t)$ 的重构系数. 虽然 $f(t)$ 不满足由 $Wf(j,k)$ 重构的条件,但是 $f(t)$ 可以由 $\{\psi_{j,k}(t), j,k\in\mathbf{Z}\}$ 重构,即得到 $f(t)$ 的重构公式

$$f(t) = \sum_j\sum_k Uf(j,k)\psi_{j,k}(t). \quad (10)$$

此时 $f(t)$ 的重构系数 $Uf(j,k)$ 是一个未知量,需要进一步对 $Uf(j,k)$ 进行计算,求出其表达形式. 设 $j=j_0, k=k_0$,因此由式(5)可以得出

$$Wf(j_0,k_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\psi_{j_0,k_0}^{*}(t)\mathrm{d}t. \quad (11)$$

将式(10)代入式(11),得到

$$\begin{aligned} Wf(j_0,k_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty}\left[\sum_j\sum_k Uf(j,k)\psi_{j,k}(t)\right]\psi_{j_0,k_0}^{*}(t)\mathrm{d}t = \\ &\sum_j\sum_k Uf(j,k)\int_{-\infty}^{+\infty}\psi_{j,k}(t)\psi_{j_0,k_0}^{*}(t)\mathrm{d}t = \\ &\sum_j\sum_k K_\psi(j_0,k_0;j,k)Uf(j,k). \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$K_\psi(j_0,k_0;j,k) = \int_{-\infty}^{+\infty}\psi_{j,k}(t)\psi_{j_0,k_0}^{*}(t)\mathrm{d}t. \quad (13)$$

在确定小波母函数 $\psi(t)$ 的情况下,式(13)中的 j_0、k_0 j、k 和 $K_\psi(j_0,k_0;j,k)$ 都是已知的,因此可以根据上面的推导,得出 $Wf(j,k)$ 和 $Uf(j,k)$,由此重构出 $f(t)$.

2 系统仿真与分析

System simulation and analysis

上面所提出的新的基于离散小波变换的系统可以应用于数字通信调制系统,这里提出一种类似于OFDM(正交频分复用技术)的新的基于离散小波变换的数字通信系统. 其系统框如图 1 所示[7-8].

在此系统中,$\{d(n)\}$ 是需要传输的符号序列,由 +1 与 −1 表示,分表代表比特符号“1”和“0”,T_s 代表 $\{d(n)\}$ 的符号持续时间. $\{d(n)\}$ 经过串并变换后,生成的每个符号 a 的持续周期为 T 的新的传送序列 $\boldsymbol{A}$,即 $\boldsymbol{A}=[a(0),a(1),\cdots,a(M-1)]^{\mathrm{T}}$,并且有:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{A} &= [a(0),a(1),\cdots,a(M-1)]^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{Uf} = \\ &[Uf(1,0),Uf(2,0),Uf(2,1),\cdots,Uf(N,N-1)]^{\mathrm{T}}. \end{aligned} \quad (14)$$

在该系统中,每个符号 a 的持续时间为 T,即 a 在 $[0,T]$ 的间隔内传输.

令 $\tau_0=T$,可以由式(8)得

$$\psi_{j,k}(t) = \sqrt{j}\psi(jt-kT), \quad j=1,2,\cdots,N, \quad k=0,1,\cdots,j-1. \quad (15)$$

式(15)中,N 为 $\{d(n)\}$ 经串并变换后所生成的符号 a 的个数,也即子载波个数. 因此,基于离散小波

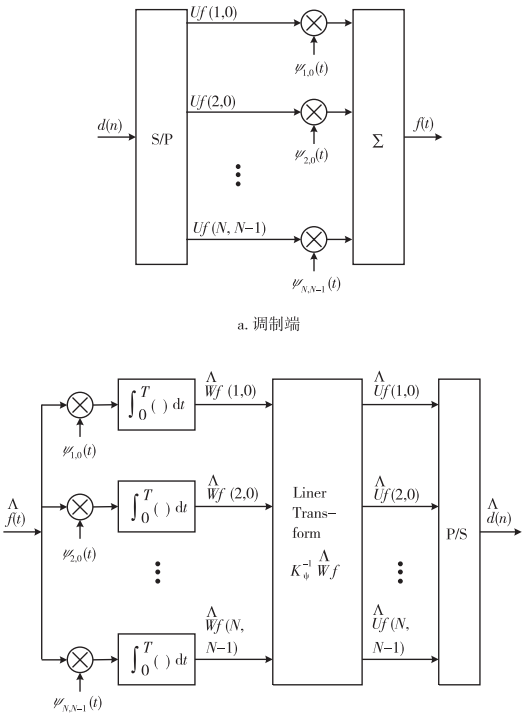


图 1　新的调制系统

Fig. 1　Block diagram of the novel modulation scheme

基 $\{\psi_{j,k}(t), j = 1,2,\cdots,N, k = 0,1,\cdots,j-1\}$ 的函数数量为 M,即经过串并变换后序列 $\boldsymbol{A}$ 中元素符号的个数为 $M = N(N+1)/2$.

在解调端,根据图 1,有:

$$\hat{Wf}(j,k) = \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{f}(t)\psi_{j,k}^{*}(t)\mathrm{d}t = \langle \hat{f}(t), \psi_{j,k}^{*}(t) \rangle. \quad (16)$$

其中:

$$\hat{\boldsymbol{Wf}} = [\hat{Wf}(1,0), \hat{Wf}(2,0), \hat{Wf}(2,1), \cdots, \hat{Wf}(N,N-1)]^{\mathrm{T}}. \quad (17)$$

根据式(13)可以定义 $\boldsymbol{K}_{\psi}$ 为

$$\boldsymbol{K}_{\psi} = \begin{bmatrix} K_{\psi}(1,0;1,0) & \cdots & K_{\psi}(1,0;N,N-1) \\ K_{\psi}(2,0;1,0) & \cdots & K_{\psi}(2,0;N,N-1) \\ \vdots & & \vdots \\ K_{\psi}(N,N-1;1,0) & \cdots & K_{\psi}(N,N-1;N,N-1) \end{bmatrix}.$$

$\hat{f}(t)$ 的重构系数 $\hat{Uf}$ 的矩阵形式为

$$\hat{\boldsymbol{Uf}} = [\hat{Uf}(1,0), \hat{Uf}(2,0), \hat{Uf}(2,1), \cdots, \hat{Uf}(N,N-1)]^{\mathrm{T}}.$$

由式(12)有 $\hat{\boldsymbol{Wf}} = \boldsymbol{K}_{\psi}\hat{\boldsymbol{Uf}}$. 因此可以求出 $\hat{\boldsymbol{Uf}}$ 为 $\hat{\boldsymbol{Uf}} = \boldsymbol{K}_{\psi}^{-1}\hat{\boldsymbol{Wf}}$. 这里 $\hat{\boldsymbol{Uf}}$ 即为系统发射端经过串并变换后所得到的信息符号.

在本文中,假设系统完全同步,采用周期为 T 的正弦波作为新系统的母小波函数 $\psi(t)$,可以表示为

$$\psi(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ \sin[(2\pi/T)t + \theta_0], & 0 \leqslant t \leqslant T; \\ 0, & t > T. \end{cases} \quad (18)$$

因此可以得到一组非正交的小波基,也即是该系统的小波变换调制波形 $\psi_{j,k}(t)$:

$$\psi_{j,k}(t) = \begin{cases} 0, & t < (k/j)T; \\ \sin[(2\pi/T)jt + \theta_0], & (k/j)T \leqslant t \leqslant [(k+1)/j]T; \\ 0, & t > [(k+1)/j]T. \end{cases} \quad (19)$$

这里 $j = 1,2,\cdots,N$,对于每个对应的 j,有 $k = 0,1,\cdots,j-1$. 为了更加形象地表示出小波基的波形,假设 $N = 3, \theta_0 = 0, \boldsymbol{A} = [+1, +1, -1, -1, +1, -1]$. 因此有 $M = N(N+1)/2 = 6$,即当 $N = 3$ 时,系统可以传送 $M = 6$ 个信息符号,发送信号经过小波变换后的时域发送波形如图 2 所示.

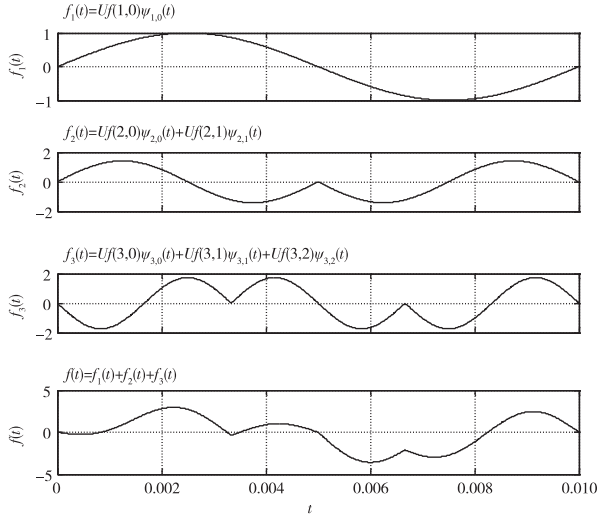


图 2　小波变换调制后的波形

Fig. 2　Waveforms of the modulated signal

图 3 为系统在 AWGN(加性高斯白噪声)信道下,当 N 取不同值时和 OFDM 系统比较的误码率曲线. 由图 3 可以看出,在低信噪比条件下,新的小波变换系统的误码率要低于 OFDM 系统的误码率,但是随着信噪比的增加,OFDM 系统的误码率要优于新的小波变换系统的误码率. 同时,随着 N 的个数的增加,新的小波变换系统的误码率也会相应增加. 当 $N = 16$ 时,新的小波变换系统可以传送 136 个信息符号($M = 136$),而 OFDM 系统只能传送 16 个信息符号. 由上文知,每一个小波基 $\psi_{j,k}(t)$ 可以调制一个符号的发送信息,因此整个系统可以传输 $N(N+$

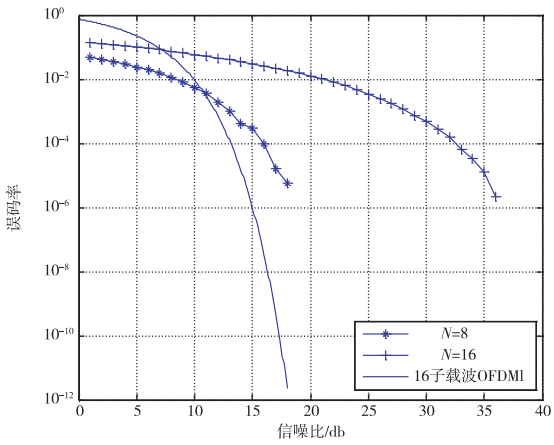


图3 AWGN信道下系统误码率曲线

Fig. 3 BER performance in AWGN channels

1)/2个符号的发送信息,信号的传输速率 R_b 为

$$R_b = M/T = N(N+1)/(2T). \quad (20)$$

其中 T 为符号持续时间. 因此传输信号的带宽为 $B = 2N/T$. 其带宽效率为

$$\eta = R_b/B = (N+1)/4. \quad (21)$$

因此,新的小波变换系统的带宽效率明显高于OFDM系统的带宽效率($N/(N+2)$),所以在实际应用中,可以根据不同的性能要求,选择不同的调制方式.

3 结论

Conclusion

在一般的离散小波变换中,尺度函数的因子都是基于2的整数倍,可以构造出一组正交的小波基. 在本文中,提出一种基于整数倍的倒数的尺度函数因子,并且构造了新的离散小波变换,同时将新的离散小波变换应用与数字通信传输系统. 仿真结果表明,虽然该系统的误码率与传统OFDM系统较差,但是该系统的更高的带宽效率是OFDM系统所不能达到的,尤其是在频谱资源越来越稀缺的今天,高的带宽效率可以有效提高频谱利用率. 在实际的应用中,可以根据不同要求选择不同的调制方式.

参考文献

References

[1] Daubechies I. Ten lectures on wavelets [M]. Philadelphia: SIAM,1992

[2] Lakshmanan M K, Nikookar H. A review of wavelet for digital communication[J]. Wireless Personal Communications,2006,37(3/4):387-420

[3] Jamin A, Mähönen P. Wavelet packet modulation for wireless communications[J]. Wireless Communications & Mobile Computing Journal,2005,5(2):123-137

[4] Negash B G, Nikookar H. Wavelet-based multicarrier transmission over multipath wireless channels[J]. Electronics Letters,2000,36(21):1787-1788

[5] Wornell G W. Emerging applications of multirate signal processing and wavelets in digital communications[J]. Proceedings of the IEEE,1996,84(4):586-603

[6] Abdullah K, Hussain Z M. Performance of fourier-based and wavelet-based OFDM for DVB-T systems[C]//IEEE Australian Telecommunications Networks and Application Conference. Asutralia: ATNAC,2007:475-479

[7] Liu J Z, Kang K, Zhang Y P. Discrete wavelet transform with equal frequency division intervals and its application to digital modulation[C]//Proceeding of 2010 International Conference on Image Analysis and Signal Processing,2010

[8] Liu J Z, Shen L F. Overall resource efficiency measure of digital modulation methods[J]. IEICE Transactions on Communication, 2009,E92-B(9):2948-2950

Research on digital communication system based on discrete wavelet transform

LIU Jinzhu[1] KANG Kai[2] XING Juan[2]

1 School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

2 School of Information and Cybernetics, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

Abstract To improve the bandwidth efficiency in multicarrier transition system, we propose a novel digital communation system based on discrete wavelet transform method. The scale parameters of the wavelet base are discreted as reciprocals of integers, rather than integer of 2 in convetional system, thus the sub-carrier is not a set of quadrature-carriers, but divided with equal intervals in frequency axis, and transmit a signal at each interval. The Matlab simulation results show that the proposed method is superior in bandwidth efficiency, though inferior in BER performance to OFDM system.

Key words discrete wavelet transform; OFDM; scale parameters