

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.11.010

基于 Householder 变换的正交 PSWF 脉冲设计*

张 榛**,王红星,赵志勇,张 磊,刘锡国,张晨亮

(海军航空工程学院 电子工程系,山东 烟台 264001)

摘 要:传统的 Schmidt 方法对椭圆球面波函数(PSWF)脉冲组进行正交化时,脉冲组的最大互相关值受脉冲个数的影响,同时还存在计算复杂度高的问题。针对上述问题,提出了基于 Householder 变换的正交化方法,通过将 PSWF 脉冲离散化,再依次对各离散的 PSWF 脉冲进行 Householder 变换,实现了对 PSWF 脉冲组进行 QR 分解,并得到新的正交 PSWF 脉冲组。仿真结果表明,与传统 Schmidt 方法相比,基于 Householder 变换的正交化方法使得脉冲组的最大互相关值从 10^{-4} 降低到 10^{-11} ,改善了脉冲组的正交性能,突破了脉冲组在脉冲个数的限制,并降低了计算复杂度,同时能够保持 PSWF 脉冲带内能量集中度高的优势。

关键词:非正弦波通信;正交脉冲;椭圆球面波函数;Householder 变换

中图分类号:TN911.7 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)11-1452-07

Design of Orthogonal Pulse for Prolate Spheroidal Wave Function Based on Householder Transformation

ZHANG Zhen, WANG Hong-xing, ZHAO Zhi-yong, ZHANG Lei, LIU Xi-guo, ZHANG Chen-liang

(Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: In using traditional Schmidt method in the orthogonalization of the Prolate Spheroidal Wave Function (PSWF) pulses set, the maximum cross-correlation value of the pulses set is under the influence of pulse number, and this method has a high computational complexity. To solve the problems above, an orthogonalization method based on Householder transformation is presented. The QR decomposition is realized through discretizing the pulses set and Householder transformation for the discrete pulse, then the new PSWF orthogonalization pulses set is obtained. Simulation results show that comparing with Schmidt method, the orthogonalization method based on Householder transformation makes the max correlation value reduced from 10^{-4} to 10^{-11} and is not restricted to the pulse number, reduces the computational complexity, while maintaining the advantage of high energy concentration.

Key words: nonsinusoidal wave communication; orthogonal pulse; prolate spheroidal wave function (PSWF); Householder transformation

1 引 言

椭圆球面波函数(Prolate Spheroidal Wave Function, PSWF)^[1-2]最早由美国贝尔实验室的 Slepian 等人发现,其在时域和频域都具有最佳的能量集中

度,并具有双正交特性和频谱灵活可控性等优良特性,已在通信领域中广泛应用。CDMA 系统利用 PSWF 脉冲的双正交特性实现码片波形设计^[3-5];超宽带系统利用 PSWF 脉冲频谱灵活可控的优点实现

* 收稿日期:2013-09-03;修回日期:2013-10-22 Received date:2013-09-03;Revised date:2013-10-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60772056);山东省“泰山学者”建设工程项目;海军航空工程学院研究生创新基金项目

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No. 60772056); Project Supported by “Taishan Scholar” Special Foundation of Shandong Province; The Master Innovative Foundation of Naval Aeronautical and Astronautical University

** 通讯作者:zz1989_heu@126.com Corresponding author: zz1989_heu@126.com

脉冲波形设计^[6-8];认知无线电系统中也利用 PSWF 脉冲频谱灵活可控实现自适应波形设计^[9-11]。

为了使 PSWF 系统的频带利用率得到进一步提高,文献[12]提出了非正弦时域正交调制方法,使得系统频带利用率可迅速接近 $2\text{ b/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ^[12]。其核心思想是采用时域相互叠加、频谱相互交叠的多路并行 PSWF 脉冲组来传输信息,以减小信息传输带宽,提高频带利用率。但频谱的相互交叠会造成脉冲的正交性能被破坏,因此需要对脉冲组进行正交化处理,以保证脉冲组具有良好的正交性能,从而保证在解调过程中能够实现对正交 PSWF 脉冲信号的良好分离。

对于 PSWF 脉冲组的正交化,目前使用的是传统的 Schmidt 正交化方法^[12]。Schmidt 正交化方法计算方便,但其要求各脉冲之间必须是不相关的。另外,Schmidt 正交化方法需要进行大量的内积和范数运算,数值性能较差,随着脉冲个数的增加,算法的舍入误差逐渐变大,正交化后脉冲组的正交性能急剧变差。

根据目前掌握的资料,对于脉冲组的正交化问题,除了传统的 Schmidt 方法外,超宽带系统也使用了其他正交化方法^[13-14],如半正定规划方法^[13]、组合优化方法^[14]等。这些方法都是针对有具体表达式的固定脉冲形式,而 PSWF 脉冲没有具体的解析式,只有离散数值解,因而这些正交化方法对 PSWF 脉冲组并不适用。因此,对于并行路数较多的情况,有必要寻找一种更为有效的正交化方法来实现脉冲组的正交化,以保证脉冲具有良好的正交性能。

如何找到数值性能更好的正交化方法,并设计出正交性能更好的 PSWF 脉冲组是本文研究的着眼点和目标。在文献[15]的基础上,本文提出了基于 Householder 变换的 PSWF 正交脉冲设计方法:首先将求得的 PSWF 脉冲的离散数值解存储于脉冲矩阵中,再依次对各离散 PSWF 脉冲进行 Householder 变换,进而实现了对 PSWF 脉冲矩阵的 QR 分解,并得到新的正交 PSWF 脉冲组。新算法只是对原脉冲矩阵进行酉变换,涉及的内积和范数运算较少,因此舍入误差较小,算法的数值性能更加稳定可靠。仿真结果表明,与传统的 Schmidt 正交化方法相比,基于 Householder 变换的正交化方法无论在脉冲正交性能的稳定性还是计算的复杂度方面都有明显的优

势,同时能够保持脉冲组具有高带内能量集中度的特点。

2 基于 Householder 变换的 PSWF 脉冲组正交化算法

为了便于与文献[15]的方法得到的脉冲组的性能进行比较,现按照文献[15]的思路构建脉冲组。首先按照文献[15]的方法,划分子频段,并确定脉冲数目 N ,如图 1 所示。

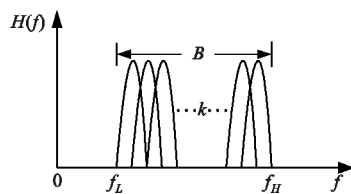


图 1 波道划分示意图(子波道交叠 50%)
Fig. 1 Schematic diagram of channel division
(sub-channel overlapped at 50%)

然后在各子频段构建特性函数,再求解积分方程

$$\lambda \psi[n] = \sum_{m=-N/2}^{N/2} \psi[m] \cdot h[n-m], n = -N/2, \dots, N/2 \quad (1)$$

得到一组特征值,选取前 m 个最大特征值并求其所对应的特征函数,即椭圆球面波(PSWF)脉冲

$$\psi_{k,m} = [\psi_{k,1}(t), \psi_{k,2}(t), \dots, \psi_{k,m}(t)] \quad (2)$$

其中, $\psi_{k,i}(t)$ ($i=1,2,\dots,m$) 表示第 k 个子频段的第 i 个脉冲。这样就得到了 k 组椭圆球面波(PSWF)脉冲

$$\psi = [\psi_{1,m}, \psi_{2,m}, \dots, \psi_{k,m}] = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N] \quad (3)$$

其中, $\psi_{j,m}$ ($j=1,2,\dots,k$) 表示由第 k 个子频段由 m 个 PSWF 脉冲组成的脉冲组。

最后再对各离散的 PSWF 脉冲进行 Householder 变换,实现 PSWF 脉冲矩阵的 QR 分解,从 PSWF 脉冲组 ψ 转换为时域正交脉冲组 ψ^0 。

对离散的 PSWF 矩阵进行 Householder 变换的步骤如下。

假设求得的 N 个频谱相互交叠的 PSWF 脉冲 $\psi_i(t)$ 够成 PSWF 脉冲组 ψ , 每个脉冲 $\psi_i(t)$ 的采样值为 M , 这样第 i 个脉冲就可以用 $\psi_i(n)$ ($n=1,2,\dots,M$) 表示,把该 PSWF 脉冲的 M 个采样值存储在

向量 $\boldsymbol{\psi}_i$ 中,即

$$\boldsymbol{\psi}_i=[a_{1i},a_{2i},\cdots,a_{Mi}]^T \tag{4}$$

其中, a_{ji} 表示第 i 个脉冲的第 j 个采样点值。

这样,PSWF 脉冲组就可以由一个 $M \times N(M > N)$ 的矩阵 $\boldsymbol{\psi}$ 表示出来,即

$$\boldsymbol{\psi}=\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1} & a_{M2} & \cdots & a_{MN} \end{bmatrix} \tag{5}$$

然后对脉冲矩阵 $\boldsymbol{\psi}$ 中的每一个 PSWF 脉冲的对角线元素及其以下的元素进行 Householder 变换,可将对角线以下的元素变换为 0,即

$$\boldsymbol{H}_i\boldsymbol{\psi}_i(M)=\boldsymbol{H}_i\begin{bmatrix} a_{i1} & a_{i2} & \cdots & a_{iM} \end{bmatrix}^T=\begin{bmatrix} a'_{i1} & a'_{i2} & \cdots & a'_{ii} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \tag{6}$$

其中, $\boldsymbol{H}_i$ 表示第 i 次 Householder 变换, $a'_{ij}(1 \leq j \leq i)$ 为变换后的元素。

这样,依次经过 N 次 Householder 变换,可将 PSWF 脉冲矩阵 $\boldsymbol{\psi}$ 变换成一个上三角矩阵,即

$$\boldsymbol{H}_N\boldsymbol{H}_{N-1}\cdots\boldsymbol{H}_1\boldsymbol{\psi}=\begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} & \cdots & a'_{1N} \\ 0 & a'_{22} & \cdots & a'_{2N} \\ & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & a'_{NN} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{R} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

令 $\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{H}_1\boldsymbol{H}_2\cdots\boldsymbol{H}_N$,则 $\boldsymbol{\psi}=\boldsymbol{Q}\boldsymbol{R}$,而 $\boldsymbol{Q}$ 就是矩阵 $\boldsymbol{\psi}$ 的一组正交基,其每一列即为新的正交脉冲 $\boldsymbol{\psi}_i^0(M)$ 。

由 Householder 变换的性质 $\boldsymbol{H}^T\boldsymbol{H}=\boldsymbol{I}$,可知 $\boldsymbol{Q}^T\boldsymbol{Q}=(\boldsymbol{H}_1\boldsymbol{H}_2\cdots\boldsymbol{H}_N)^T(\boldsymbol{H}_1\boldsymbol{H}_2\cdots\boldsymbol{H}_N)=$

$$\boldsymbol{H}_N^T\cdots\boldsymbol{H}_2^T\boldsymbol{H}_1^T\boldsymbol{H}_1\boldsymbol{H}_2\cdots\boldsymbol{H}_N=\boldsymbol{I} \tag{8}$$

即

$$\sum_{i=1}^N\boldsymbol{\psi}_i^0(M)\boldsymbol{\psi}_j^0(M)=\begin{cases} \delta, & i=j \\ 0, & i\neq j \end{cases} \tag{9}$$

这就证明了新的 PSWF 脉冲组的正交性。

因此,基于 Householder 变换的方法得到的新脉冲是相互正交的,从而实现了 N 个频谱交叠的 PSWF 脉冲的正交化。再对新得到的正交 PSWF 脉冲做归一化处理,便得到规范的正交 PSWF 脉冲组。

上述基于 Householder 变换的 PSWF 脉冲组正交化方法涉及的内积和范数运算较少,因此其舍入误差较小,算法的数值性能较好;而且新方法没有要求脉冲之间必须是非线性的,因而不受脉冲组的相

关性的影响,比 Schmidt 正交化方法有更广阔的应用空间。

3 数值仿真与性能分析

为了验证上述理论分析,并分析基于 Householder 变换的正交化方法的性能,下面通过数值仿真的方法,从正交性能、脉冲组频域能量集中度和计算复杂度 3 个方面对该正交化方法进行分析,并与传统的 Schmidt 方法作比较。

3.1 正交性能分析

这里以正交化后脉冲组的最大互相关值作为检验脉冲组正交性能的数值指标。首先分析基带 PSWF 脉冲组的正交性能。选取的时宽为 0.01 s,频谱范围为 0 Hz ~ 1.4 kHz,划分为 6 个频带,子频带宽为 0.4 kHz 的情况下,脉冲数目取 4 ~ 29 时,分别使用 Schmidt 方法和基于 Householder 变换的正交化方法对脉冲组正交化,得到的最大互相关值与脉冲个数的关系如图 2 所示。

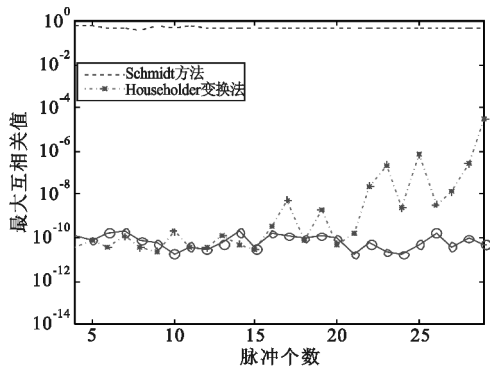


图 2 基带 PSWF 脉冲组最大互相关值与脉冲个数关系
Fig. 2 Relationship between max cross-correlation of pulses and pulse number of baseband PSWF pulses

图 2 中曲线上的点代表不同脉冲个数时脉冲组互相关矩阵的最大值。从图 2 中可以发现,在对基带 PSWF 脉冲进行正交化的过程中,当脉冲个数 $N < 16$ 时, Schmidt 正交化方法和基于 Householder 变换的正交化方法得到的脉冲组的最大互相关值均在 10^{-10} 左右,可以认为不同脉冲之间具有良好的正交性能;当脉冲个数 $N > 16$ 时, Schmidt 正交化方法得到的脉冲组的最大互相关值急剧变大,脉冲组的正交性能迅速下降,而基于 Householder 变换的正交化方法得到的脉冲组的最大互相关值始终比较稳定,

一直维持在 10^{-10} 左右,脉冲组的正交性能较好。

在脉冲个数为 29 时,这两种方法得到的正交 PSWF 脉冲组的互相关矩阵的动态范围如表 1 示。

表 1 基带正交 PSWF 脉冲组的互相关值动态范围 Table 1 Dynamic range of cross-correlation of baseband PSWF orthogonal pulses		
方法	最小互相关值	最大互相关值
Schmidt 方法	$3.047\ 5\times10^{-12}$	$2.392\ 7\times10^{-5}$
Householder 变换	$5.152\ 3\times10^{-12}$	$3.054\ 0\times10^{-10}$

从表 1 中可以看出,对于基带 PSWF 脉冲组,用 Schmidt 正交化方法得到的脉冲组的互相关值的变化范围较大,达到 8 个数量级,算法的数值稳定性较差,脉冲组的正交性能不很理想;而基于 Householder 变换的正交化方法得到的脉冲组的互相关值的变化范围不大,且都在 10^{-10} 以下,算法的数值稳定性较好,脉冲组的正交性能较好。

再分析带通 PSWF 脉冲组的正交性能。在时宽为 0.01 s、频谱范围为 10 ~ 13.2 kHz、划分为 10 个子频带、子频带带宽为 0.4 kHz 的情况下,脉冲数目取 4 ~ 48 时,分别使用两种方法对脉冲组正交化,得到的最大互相关值与脉冲个数的关系如图 3 所示。

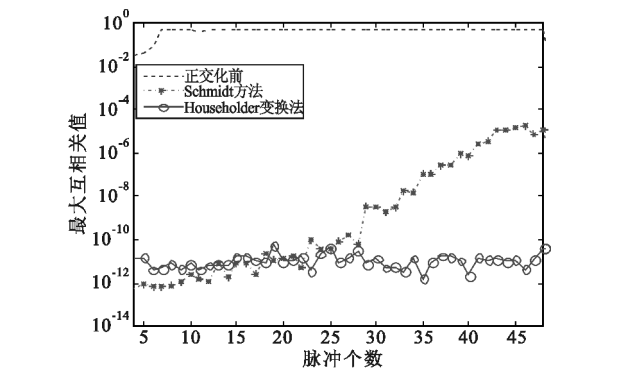


图 3 带通 PSWF 脉冲组最大互相关值与脉冲个数关系
Fig. 3 Relationship between max cross-correlation of pulses and pulse number of bandpass PSWF pulses

同样,图 3 中曲线上的点代表不同脉冲个数时脉冲组互相关矩阵的最大值。根据图 3,当脉冲个数小于 23 时,基于 Householder 变换的正交化方法的脉冲的最大互相关值稍大于 Schmidt 方法的最大互相关值,但此时两种方法的最大互相关值均小于 10^{-11} ,可以认为脉冲组的正交性能良好;当脉冲个数大于 25 时,Schmidt 方法得到的脉冲组的最大互相

关值急剧变大,脉冲组的正交性能也迅速变差,而基于 Householder 变换的正交化方法得到的脉冲组的最大互相关值一直保持在 10^{-11} 以下,脉冲组具有较好的正交性能。

在脉冲个数为 48 时,这两种方法得到的正交 PSWF 脉冲组的互相关矩阵的动态范围如表 2 所示。

表 2 带通正交 PSWF 脉冲组的互相关值动态范围 Table 2 Dynamic range of cross-correlation of bandpass PSWF orthogonal pulses		
方法	最小互相关值	最大互相关值
Schmidt 方法	$5.957\ 8\times10^{-14}$	$1.036\ 6\times10^{-4}$
Householder 变换	$6.037\ 0\times10^{-13}$	$1.985\ 0\times10^{-11}$

从表 2 中可以看出,对于带通 PSWF 脉冲组,Schmidt 方法得到的脉冲组的互相关值的变化范围较大,达到 11 个数量级,算法的数值稳定性较差,脉冲组的正交性能不很理想;而基于 Householder 变换的正交化方法得到的脉冲组的互相关值的变化范围不大,且都在 10^{-11} 以下,算法的数值稳定性较好,脉冲组的正交性能较为理想。

可见,无论是对基带 PSWF 脉冲还是对带通 PSWF 脉冲进行正交化,基于 Householder 变换的正交化方法得到的正交脉冲组的正交性能不随脉冲数目的增多而变化,算法的数值稳定性较好,得到的脉冲的正交性能较为理想,突破了 Schmidt 正交化方法的脉冲组正交性能受脉冲个数的限制,能够满足高速数字通信对较多脉冲个数的要求。

3.2 脉冲组功率谱特性分析

新算法只是对原 PSWF 脉冲矩阵进行酉变换,而酉变换能够保持脉冲的范数不变,因此正交化过程不对脉冲组的功率谱特性产生太大影响,即正交化后脉冲仍具有较高的带内能量集中度。为进一步分析两种正交化方法对脉冲带内能量集中度的影响,下面通过仿真的方法分析正交化前后的功率谱特性。

在时间带宽积为 10、频谱范围为 1 ~ 1.18 kHz、划分为频谱相互交叠为 50% 的 4 个子频带、每个子频带内取 4 个脉冲时,应用两种正交化方法对 PSWF 脉冲组进行正交化后,所有脉冲叠加后的功率谱如图 4 所示。

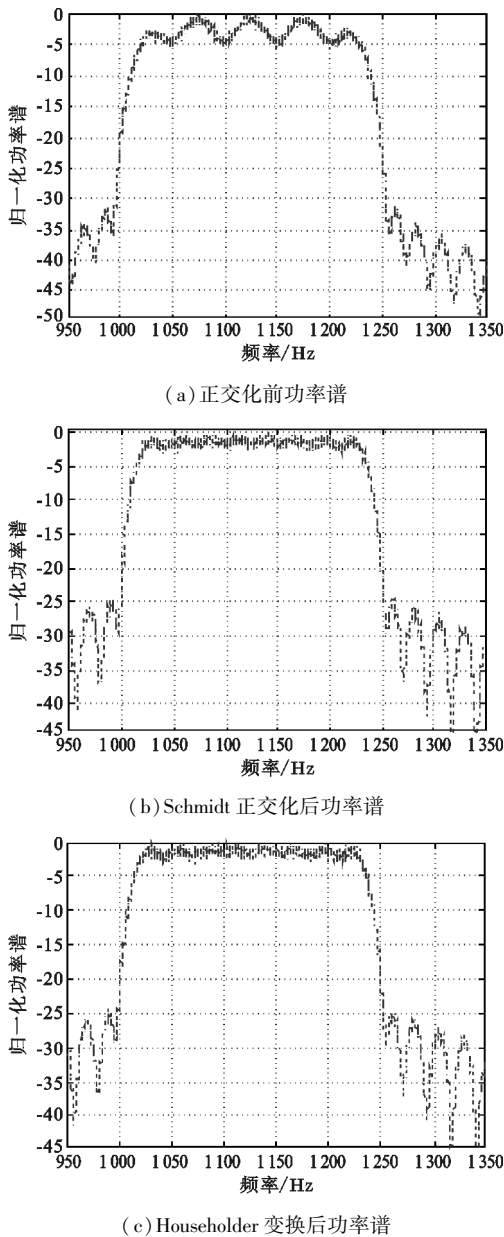


图4 PSWF 脉冲组的归一化功率谱
Fig.4 Normalization power spectrum of PSWF pulses

从图4中可以发现,无论是用Schmidt正交化方法还是用基于Householder变换的正交化方法来实现脉冲组的正交化,正交化后脉冲组的频谱旁瓣峰值功率或多或少都会变高,其能量集中度也会受到影响。

正交化前后的能量集中度变化以及旁瓣功率的变化如表3所示。

表3 正交化前后功率谱特性比较

Table 3 Performance comparison of power spectrum before and after orthogonalization

方法	能量集中度	旁瓣功率峰值/dB
正交化前	0.999 4	-32
Schmidt 方法	0.997 4	-25
Householder 变换	0.997 4	-25

从表3中可以看出,正交化过程使得PSWF脉冲组的能量集中度略微下降,但能量基本集中在给定的频段范围内;两种正交化方法得到的正交脉冲组的能量集中度相当,可见这两种正交化方法对脉冲的能量集中度的影响基本相同,而且正交化后旁瓣峰值功率均在-25 dB以下,脉冲仍具有较高的带内能量集中度。

为更准确地说明两种正交化方法对脉冲带内能量集中度的影响,对正交化前后脉冲的带内能量集中度进行仿真,选取的频带为3~3.2 kHz,时间带宽积 c 为 $0.5\pi\sim3\pi$ 。在 c 不同的情况下,PSWF脉冲组正交化前后的能量集中度如图5所示。

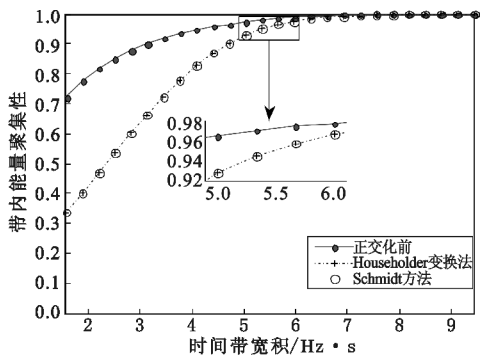


图5 正交化前后不同时间带宽积对能量集中度的影响
Fig.5 Influence of time-band product on energy concentration before and after orthogonalization

由仿真结果可以看出,两种正交化方法得到的曲线重合,可见采用两种正交化方法对PSWF脉冲进行正交化得到的脉冲能量集中度相当。另外,当时间带宽积 $c\leq2\pi$ 时,正交化后脉冲的能量集中度相比于未正交化的脉冲有所降低,但能量集中度降低的趋势随着 c 的增加而迅速减小;而当 $c\geq2\pi$ 时,正交化前后的能量集中度差别不大。

此仿真验证了上述结论,在时间带宽积为10时,正交化前后的脉冲能量集中度差别不大,正交化后脉冲仍具有较高的带内能量集中度。

3.3 计算复杂度分析

为了分析不同正交化方法的计算复杂度,这里把时间复杂度作为其衡量指标,而时间复杂度的影响因素主要是算法的运算量,因此以FPGA处理器所需的运算量作为衡量这两种正交化方法的时间复杂度的数值指标。

假设对 N 个PSWF脉冲进行正交化,每个脉冲的采样点为 M ,当对这 N 个PSWF脉冲做Schmidt正交化处理时,需要乘法运算 $M(N^2 - N + 2)$ 次和

加法运算 $(MN^2 - MN + 2M - 2N)/2$ 次;当使用基于 Householder 变换的正交化方法对 N 个脉冲做正交化处理时,需要乘法运算 $(MN^2 - N^3/3)$ 次和加法运算 $(MN^2/2 - 2N^3/3 + MN)$ 次。可见,两种正交化方法所需的加法运算量均小于乘法运算量,因而时间复杂度主要由乘法运算量决定,因此这里选择乘法运算量作为两者比较时间复杂度的指标。对于 PSWF 正交脉冲设计,脉冲的采样点数 M 远大于脉冲的个数 N ,因此 Schmidt 正交化需要的运算量可简化为 $M(N^2 - N + 2)$,基于 Householder 变换的正交化方法的运算量可简化为 MN^2 。

可见,基于 Householder 变换的正交化方法的时间复杂度要大于 Schmidt 正交方法,且这种劣势随着采样点数和脉冲个数的增加而更加明显。但对非正弦调制系统而言,由于所设计的正交脉冲是直接存储在存储器中,使用时直接调用即可,不需要重新计算设计脉冲所需要的运算量,因而对于非正弦调制系统,设计脉冲所需要的计算复杂度可以不考虑。

4 结束语

针对传统 Schmidt 方法对 PSWF 脉冲组进行正交化时,其正交性能受到脉冲个数的限制的问题,本文利用 Householder 变换的方法,实现了对 PSWF 脉冲组的正交化,并设计出了正交性能更加稳定可靠的正交 PSWF 脉冲。相比于 Schmidt 正交化方法,该方法突破了脉冲正交性能在脉冲个数上的限制,能够满足高速数字通信系统对正交脉冲个数的要求。仿真结果表明,该方法设计的正交 PSWF 脉冲组具有良好、稳定的正交性能,且正交化后的脉冲仍然具有较高的能量集中度,同时在脉冲数较多的情况下具有相对较低的实现复杂度。本方法为 PSWF 脉冲的正交化过程提供了一种新方案,且对脉冲较多的情况仍然适用,从而为非正弦时域正交调制方法应用于高速通信系统提供了技术保证,具有广阔的应用前景。

参考文献:

[1] Slepian, Pollak H O. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis, and uncertainty - I [J]. Bell System Technical Journal, 1961, 40(1): 43-46.

[2] Slepian D. Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis, and uncertainty - V: The discrete case. [J]. Bell System Technical Journal, 1978, 57(5): 1371-1430.

[3] Hamamura M, Hyuga J. Spectral efficiency of orthogonal set of truncated MC-CDMA signals using discrete prolate

spheroidal sequences [C]//Proceedings of 2008 IEEE Wireless Communication Networking Conference. Las Vegas, NV: IEEE, 2008: 980-984.

[4] Chonavel T. Orthogonal signals with jointly balanced spectra: Application to cdma transmissions [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2011, 2011(1): 1-19.

[5] 张振宇,陈卫,曾凡鑫,等. 多载波码分多址通信系统中抑制干扰的序列设计 [J]. 电子与信息学报, 2009 (10): 2354-2358.

ZHANG Zhen-yu, CHEN Wei, ZENG Fan-xin, et al. Construction of interference resistant sequences for multi-carrier CDMA communication systems [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(10): 2354-2358. (in Chinese)

[6] Dullaert W, Rogier H, Boeykens F. Advantages of PSWF-based models for UWB systems [C]//Proceedings of 2012 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications. Cape Town: IEEE, 2012: 1024-1027.

[7] Zhao Fang, Bai Zhiqun, Wang Changhui, et al. Performance analysis of orthogonal complementary code based Offset-Stacking UWB system [C] //Proceedings of 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies. Gold Coast, QLD: IEEE, 2012: 810-815.

[8] Neves L C, de Araujo G M, da Costa J C, et al. Design of a PSWF impulse response filter for UWB systems [C] //Proceedings of 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Seoul: IEEE, 2012: 1935-1938.

[9] Wang S, Zhou Z, Kwak K. Two Pulse Designs for Ultra Wideband-Cognitive Radio by Using Multiple Modified Transform Domain Communication System [J]. Apply Mathematics, 2012, 6(3): 619-628.

[10] ZHAO Hua, YIN Kui-xi, SHAO Jian-hua, et al. Narrowband interference suppression in TR-UWB system based on cognitive radio theory [J]. Journal of Southeast University, 2012, 28(3): 272-275.

[11] Manju M, Premkumar A B, Lau C T. An adaptive waveform generation technique for cognitive radio [C] //Proceedings of the 67th IEEE Vehicular Technology Conference. Singapore: IEEE, 2008: 1291-1295.

[12] 王红星,赵志勇,刘锡国,等. 非正弦时域正交调制方法. 中国: ZL200810159238.3 [P]. 2009-04-15.

WANG Hong-xing, ZHAO Zhi-yong, LIU Xi-guo, et al. Nonsinusoidal Orthogonal Modulation in Time Domain. China: ZL200810159238.3 [P]. 2009-04-15. (in Chinese)

[13] Davidson T N, Zhi Quan, Wong K M. Design of Orthogonal Pulse Shapes for Communications via Semidefinite Programming [J]. IEEE Transactions on Signal Pro-

cessing, 2000, 48(5):1433-1445.

- [14] 蔡成林,周桃云,施韶华,等. 超宽带组合脉冲优化设计及其性能分析[J]. 吉林大学学报, 2010, 40(4): 1150-1154.

CAI Cheng-lin, ZHOU Tao-yun, SHI Shao-hua, et al. Optimal design of ultra wideband combined pulse and performance analysis [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2010, 40(4): 1150-1154. (in Chinese)

- [15] 赵志勇,王红星,李洪烈,等. 非正弦波通信时域正交椭圆球面波设计方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(12):2912-2916.

ZHAO Zhi-yong, WANG Hong-xing, LI Hong-lie, et al. Design Method of Orthogonal Pulse in Time Domain Based on Prolate Spheroidal Wave Functions for Nonsinusoidal Wave Communication[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(12):2912-2916. (in Chinese)

作者简介:



张 榛(1989—),男,河南南阳人,硕士研究生,主要研究方向为现代通信系统、非正弦波通信;

ZHANG Zhen was born in Nanyang, Henan Province, in 1989. He is now a graduate student. His research concerns modern communication system, nonsinusoidal wave communication.

Email:zz1989_heu@126.com

王红星(1962—),男,河南商丘人,教授、博导,主要研究方向为现代通信系统、非正弦波通信;

WANG Hong-xing was born in Shangqiu, Henan Province, in 1962. He is now a professor. His research concerns modern communication system, nonsinusoidal wave communication.

赵志勇(1976—),男,山东济南人,讲师,主要研究方向为现代通信系统、非正弦波通信;

ZHAO Zhi-yong was born in Jinan, Shandong Province, in 1976. He is now a lecturer. His research concerns modern communication system, nonsinusoidal wave communication.

张 磊(1979—),男,江苏江都人,讲师,主要研究方向为现代通信系统、非正弦波通信;

ZHAN Lei was born in Jiangdu, Jiangsu Province, in 1979. He is now a lecturer. His research concerns modern communication system, nonsinusoidal wave communication.

刘锡国(1981—),男,山东烟台人,讲师,主要研究方向为现代通信系统、非正弦波通信;

LIU Xi-guo was born in Yantai, Shandong Province, in 1981. He is now a lecturer. His research concerns modern communication system, nonsinusoidal wave communication.

张晨亮(1977—),男,河北蠡县人,工程师,主要研究方向为现代通信系统、非正弦波通信。

ZHAN Chen-liang was born in Lixian, Hebei Province, in 1977. He is now an engineer. His research concerns modern communication system, nonsinusoidal wave communication.