

基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号的同步方法

赵志勇 王红星 刘锡国 刘传辉 钟佩琳
(海军航空工程学院电子信息工程系 烟台 264001)

摘要: 该文针对基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号同步困难的问题, 通过分析调制信号的脉冲序列特征, 提出了一种基于辅助序列的同步方法。采用 Barker 码调制 0 阶基带时限 PSWF 脉冲设计具有单峰值特性的辅助序列。同步捕获时, 先采用滑动相关捕获法将同步大致位置快速定位在一个小的搜索区间, 再采用 MAX/TC 算法在这个小的搜索区间内进行准确捕获并验证正确性。理论推导了 AWGN 条件下的同步捕获性能, 仿真结果表明, 该同步方法可行, 且在低信噪比条件下具有较好的捕获概率。

关键词: 通信; 同步; 非正弦; 椭圆球面波函数; 正交

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)11-2588-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01585

Synchronization Method Based on Auxiliary Sequence for Nonsinusoidal Orthogonal Modulation Signal in Time Domain

Zhao Zhi-yong Wang Hong-xing Liu Xi-guo Liu Chuan-hui Zhong Pei-lin
(Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University,
Yantai 264001, China)

Abstract: For the issue of the synchronization in nonsinusoidal orthogonal modulation signal in time domain based on Prolate Spheroidal Wave Functions (PSWF), a synchronization algorithm based on auxiliary sequence is proposed by analyzing the pulses sequence characters. The auxiliary sequence with single peak value is designed by using time-limited baseband PSWF pulses with first order modulated by Barker code. Synchronization is firstly achieved to within a reasonable phase sector in short time by using of serial-search slider coherent acquisition, then fine acquisition is achieved and the accuracy is verified by using MAX/TC algorithm. The performance of the synchronization algorithm is derived under the additive white Gaussian noise by theory analysis. The simulation result shows that the proposed synchronization algorithm is feasible and with high acquisition probability under low signal noise ratio.

Key words: Communication; Synchronization; Nonsinusoidal; PSWF (Prolate Spheroidal Wave Functions); Orthogonal

1 引言

专利“非正弦时域正交调制方法”^[1]公开了一种非正弦波调制方法, 该方法采用非正弦函数设计频谱叠^[2]的时域正交脉冲组传输信息, 单路待传信息被转换为多路并传信息后通过脉冲调制形成多路正交脉冲序列, 经时域叠加合成为一路调制信号。非正弦函数采用带通时限椭圆球面波函数(PSWF)^[3]时, 无码间干扰条件下的单位频带利用率可快速接近 2 B/Hz。如何获得快速准确的信号同步是实现可靠通信的关键。

对于具有单脉冲序列特征的调制信号来说, 如基于 PN 码的基带扩频调制信号、超宽带调制信号等, 可采用的同步方法主要有两类: 一类是基于检

测理论的同步方法, 该类方法根据本地模板信号与接收信号的相干或非相干检测值来捕获同步信号; 另一类是基于估计理论的同步方法, 该类方法是利用脉冲序列的统计特性实现信号的同步, 主要算法有基于循环平稳特性算法^[4]、基于有噪模板算法^[5]等。但对于具有多路正交脉冲序列特征的调制信号来说, 由于脉冲序列状态随机特性的增加, 难以从接收信号中提取统计信息, 主要采用基于检测理论的同步方法。

对于基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号来说, 其调制信号具有多路正交脉冲序列特征, 在基于检测理论进行信号同步时, 需要根据本地模板信号与接收信号的相关值大小, 来判断通信系统是否同步。然而, 带通时限 PSWF 脉冲的自相关特性呈现多幅值特性, 且随着通信频段的提高及相对带宽的减小, 多幅值特性越严重, 极大提高了对相位搜

索精度的要求，给同步捕获门限设置带来了较大的困难，难以实现系统同步。近年来，虽然有些学者也提出了基于 PSWF 的超宽带波形设计方法^[3,6-8]，但是，针对具有多幅值特征的 PSWF 脉冲序列的信号同步问题，尚未见到有关文献论述。

本文针对基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号的同步捕获方法展开研究，为了快速准确地实现信号同步，提出了一种基于辅助序列的同步捕获方法。在该方法中，采用 Barker 码调制 0 阶基带时限 PSWF 脉冲设计具有单峰值特征的辅助序列，同步捕获时，利用滑动相关捕获法先将同步大致位置快速定位于一个小的搜索区间，再采用 MAX/TC 算法^[9]在这个小的搜索区间内进行准确捕获并验证正确性，从而实现同步捕获。

2 非正弦时域正交调制信号同步特性分析

对于非正弦时域正交调制来说，采用正交 PSWF 脉冲组传输信息时，第 k 个码元时间内的调制信号可表示为

$$s(t) = \sum_{i=0}^{M-1} d_i(n) \cdot D\psi_i(c, t), \quad (k-1)T_s \leq t \leq kT_s \quad (1)$$

其中 $d_i(n)$ 为第 $i+1$ 路待传信息， T_s 为码元持续时间， M 表示参与调制的 PSWF 脉冲个数，即信息并行传输路数， $D\psi_i(c, t)$ 为带通时限 PSWF 脉冲波形，且满足：

$$\int_{-T_s/2}^{T_s/2} D\psi_i(c, t) \cdot D\psi_j(c, t) dt = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)可知，待传信息被转换为 M 路并传信息后，分别加载到 M 个时域正交脉冲上，形成 M 路正交脉冲调制序列，然后在时域上叠加形成一路调制信号。图 1 所示的是当 $M=4$ 时，在 5 个码元时间内的 4 路脉冲调制序列及时域叠加后形成的调制信号。

通过分析可知，在每个码元时间 T_s 内其时域波形存在 2^4 个状态形式，随着并行路数 M 的增加，该波形状态的随机性也相应增加。因此，对于具有多路正交脉冲序列特征的非正弦波调制信号来说，难以采用基于估计理论的同步方法实现信号同步。

对于一般的具有多路正交脉冲序列特征的调制

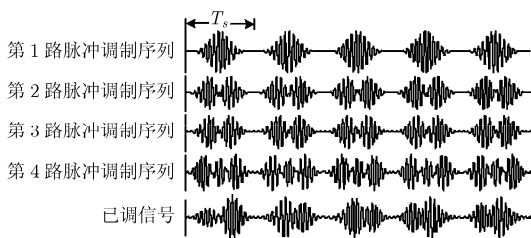


图 1 脉冲调制序列及已调信号时域波形

信号来说，考虑到各路脉冲序列间的两两正交性，可选用任意一路脉冲序列作为本地模板序列信号，利用本地模板信号与接收信号间的相关性，基于检测理论实现信号同步。

然而，对于基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号来说，由于带通时限 PSWF 脉冲的自相关特性呈现多幅值特性，大大提高了对相位搜索精确的要求，给门限设置带来了较大的困难，现有的同步方法难以实现准确的信号同步。例如，在图 1 所示第 1 路脉冲调制序列中，所采用的带通时限 PSWF 脉冲及其自相关波形分别如图 2(a), 2(b)所示，其码元持续时间为 8 ms，频谱范围为 1.5 kHz~2.5 kHz。

通过分析图 2 所示波形，带通时限 PSWF 的自相关特性对时间间隔非常敏感，相关幅值呈多幅值振荡起伏特性。因此，在基于检测理论的同步方法中，如果仍以该类脉冲作为捕获脉冲，将难以设置判决门限，无法获取准确的同步信号。

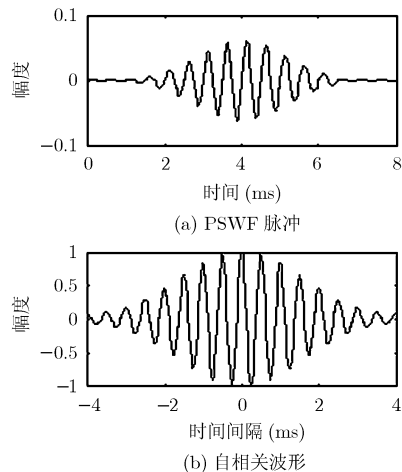


图 2 1.5 kHz~2.5 kHz 带通时限 PSWF 脉冲及其自相关波形

3 基于辅助序列的同步捕获方法

3.1 辅助序列设计

通过上节内容分析可知，基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号具有多路正交脉冲序列特征，且 PSWF 多幅值特征的自相关特性使现有的方法难以实现同步，设计自相关特性具有单峰值特征的捕获脉冲序列是实现信号同步的关键。如果该捕获脉冲序列与各路正交脉冲序列并行传输，则必破坏其正交性，将无法正确解调信息，为了保持各路脉冲调制序列间的正交性，数据基以帧格式传输，所设计的捕获脉冲序列作为辅助序列以同步头的形式传输。为此，本文提出了一种基于辅助序列的同步捕获方法。在该方法中，采用 Barker 码调制 0 阶基带时限 PSWF 脉冲设计具有单峰值特征的辅助序列，辅助序列设计原理如图 3 所示。

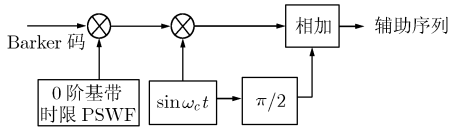


图 3 辅助序列设计框图

辅助序列可表示为 $p(t) = U(t) \cdot \sin \omega_c t - \cos \omega_c t$ ，其中 $U(t) = \sum_{j=1}^N B(j) D\psi_b(c, t - jT_s)$ ， $B(j)$ 为 Barker 码序列的第 j 位， $D\psi_b(c, t)$ 为 0 阶基带时限 PSWF 脉冲， T_s 为码元宽度， N 为所采用的 Barker 码位数。0 阶基带时限 PSWF 脉冲的自相关函数具有单峰值特性，例如持续时间为 40 ms，频谱范围为 0~100 Hz，0 阶基带时限 PSWF 脉冲的自相关波形如图 4 所示。采用 11 位 Barker 码调制该 PSWF 脉冲后的自相关特性如图 5 所示。

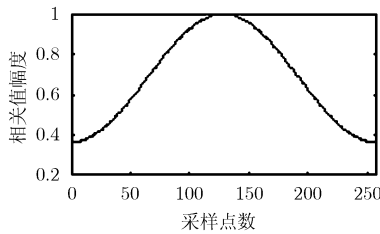


图 4 0 阶基带时限 PSWF 自相关波形

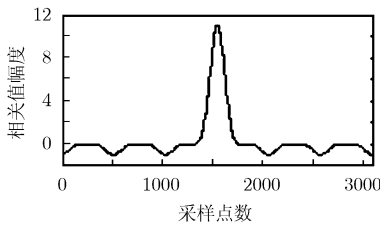


图 5 Barker 调制后的 PSWF 自相关波形

如图 4 所示，所采用的 0 阶基带时限 PSWF 的自相关函数仅有一个最大幅值，且具有单调性；由图 5 可知，Barker 码调制后的 PSWF 序列具有尖锐的自相关特性，该特性有利于实现低信噪比下的同步捕获。

Barker 码调制 0 阶基带时限 PSWF 脉冲后，经正弦载波 $\sin \omega_c t$ 调制将其频谱搬移至某个通信子波段内，然后与相移 90° 的正弦载波相加，从而形成辅助序列。

3.2 同步捕获方法

为了减少相位搜索空间，同步捕获时，利用滑动相关捕获法先将同步大致位置快速定位于一小的搜索区间，完成粗捕获，再采用 MAX/TC 算法

在这个小的搜索区间内进行细捕获并验证正确性，从而实现同步捕获。同步捕获原理如图 6 所示。

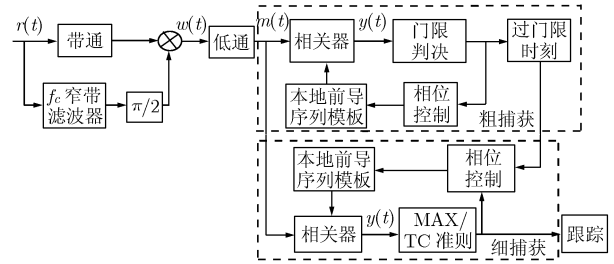


图 6 基于辅助序列的同步捕获原理框图

接收到的辅助序列可表示为

$$r(t) = U(t - \tau) \cdot \sin(\omega_c t + \varphi) - \cos(\omega_c t + \varphi) + n(t) \quad (3)$$

其中 $n(t)$ 为窄带加性高斯白噪声，低通滤波后的信号可表示为

$$m(t) = U(t - \tau) + n'(t) \quad (4)$$

其中 $E[n'(t)] = 0$ ， $\sigma^2[n'(t)] = \sigma^2$ 。令本地辅助序列模板信号为 $\text{tem}(t) = U(t - \hat{\tau})$ ，其中 $\hat{\tau}$ 为模板信号的初始相位，则相关器的输出可表示为

$$\begin{aligned} y(\tau, \hat{\tau}) &= \int_0^{NT_s} m(t) \text{tem}(t) dt \\ &= \int_0^{NT_s} U(t - \tau) \cdot U(t - \hat{\tau}) dt + \eta \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\eta = \int_0^{NT_s} n'(t) \cdot U(t - \hat{\tau}) dt$ ，均值为 $E[\eta] = E[n'] = 0$ ，方差为 $\sigma^2[\eta] = \sigma^2 N^2 T_s$ 。

4 同步捕获性能分析

考查同步捕获性能的主要指标是检测概率、虚警概率及平均捕获时间。由上所述同步方法可知，同步捕获过程可分为粗捕获和细捕获两个阶段，则整个同步捕获的检测概率为 $P_d = P_{d, \text{粗捕获}} \times P_{d, \text{细捕获}}$ ，虚警概率为 $P_{fa} = P_{fa, \text{粗捕获}} + P_{fa, \text{细捕获}} - P_{fa, \text{粗捕获}} \times P_{fa, \text{细捕获}}$ ，平均捕获时间为 $T = T_{\text{粗捕获}} + T_{\text{细捕获}}$ 。

4.1 粗同步捕获性能分析

由图 6 可知，在粗捕获阶段，低通滤波后的信号 $m(t)$ 与本地辅助序列模板信号相关，相关器的驻留时间为 NT_s ，积分结果经抽样与判决门限比较，如果大于门限，则进入细同步捕获过程，否则，调整本地模板信号的相位，直至粗捕获完成。

低通滤波后的信号 $m(t)$ 与本地辅助序列模板信号 $\text{tem}(t)$ 的相位误差为

$$e_{\tau, \hat{\tau}} = \hat{\tau} - \tau = \Delta\tau = (l + \gamma)T_s, \text{ 其中, } l \text{ 为整数, } -1/2 < \gamma < 1/2.$$

假定检测概率 P_d 所对应的搜索区间为 H_0 ，虚警概率 P_{fa} 所对应的搜索区间为 H_1 ，则

$H_0: |e_{\tau, \hat{\tau}}| < T_s/2$, 即 $l=0, -1/2 < \gamma < 1/2$; $H_1: T_s/2 \leq |e_{\tau, \hat{\tau}}| \leq (l + \gamma)T_s/2$, 即 $l \in \left\{ \left\lfloor -\frac{N-1}{2} \right\rfloor, \dots, -2, 2, \dots, \left\lceil \frac{N-1}{2} \right\rceil \right\}$, $-1/2 < \gamma < 1/2$ 或 $l = -1, -1/2 < \gamma \leq 0$ 或 $l = 1, 0 < \gamma \leq 1/2$ 。

相关器的输出为

$$y(\tau, \hat{\tau}) = y(\Delta\tau) = \begin{cases} C_0(N, \gamma) + \eta, & H_0 \\ C_1(N, \gamma, l) + \eta, & H_1 \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$C_0(N, \gamma) = N \int_{|\gamma|T_s}^{T_s} D\psi_b(c, t - |\gamma|T_s) \cdot D\psi_b(c, t) dt + \sum_{k=1}^N B_k B_{k-\text{sgn}(\gamma)} \cdot \int_0^{|\gamma|T_s} D\psi_b(c, t + (1 - |\gamma|)T_s) \cdot D\psi_b(c, t) dt \quad (7)$$

$$C_1(N, \gamma, l) = \sum_{k=1}^N B_k B_{k-l} \cdot \int_{|\gamma|T_s}^{T_s} D\psi_b(c, t - |\gamma|T_s) \cdot D\psi_b(c, t) dt + \sum_{k=1}^N B_k B_{k-l-\text{sgn}(\gamma)} \cdot \int_0^{|\gamma|T_s} D\psi_b(c, t + (1 - |\gamma|)T_s) \cdot D\psi_b(c, t) dt \quad (8)$$

又因 η 为零均值、方差为 $\sigma^2 N^2 T_s$ 的高斯白噪声，故 $y(\Delta\tau)$ 服从方差为 $\sigma^2 [y] = \sigma^2 N^2 T_s$ ，均值为 $C_0(N, \gamma)$ 或 $C_1(N, \gamma, l)$ 的高斯分布。

若 Γ 为检测门限，则检测概率、虚警概率分别为

$$P_{d\text{粗捕获}} = \Phi\left(\frac{C_0(N, \gamma) - \Gamma}{\sigma N \sqrt{T_s}}\right) \quad (9)$$

$$P_{fa\text{粗捕获}} = \frac{1}{N-2} \sum_{l \in I} \Phi\left(\frac{C_1(N, \gamma, l) - \Gamma}{\sigma N \sqrt{T_s}}\right) \quad (10)$$

由单积分串行滑动相关捕获法的生成函数^[10,11]可得到平均捕获时间为

$$\bar{T}_{\text{粗捕获}} = \frac{2 + (2 - P_{d\text{粗捕获}})(q-1)(1 + KP_{fa\text{粗捕获}})}{2P_{d\text{粗捕获}}} \cdot NT_s \quad (11)$$

其中 k 为实现同步捕获的滑动相位次数， q 为搜索区间内的搜索相位数。

4.2 细同步捕获性能分析

经滑动相关粗同步捕获后，将同步搜索位置定位于一个小的搜索区间 $|e_{\tau, \hat{\tau}}| < T_s/2$ ，在 MAX/TC 细同步捕获中，再将这个搜索区间分成 N_s 个子区间，每个子区间分别包含 M 个单元，则每个单元时间间隔为 $\Delta t = T_s/(N_s M)$ 。检测变量为

$$u = \int_0^{NT_s} \left\{ \sum_{j=1}^N B(j) D\psi_b(c, t - jT_s) \right\} \cdot \left\{ \sum_{j=1}^N B(j) D\psi_b(c, t - \gamma T_s - jT_s) \right\} dt + \eta = R_U(\Delta\tau) + \eta \quad (12)$$

对于正确相位检测单元 S ， $R_U(\Delta\tau) \approx R_U(0) = N$ ，检测变量 u 服从均值为 N ，方差为 $\sigma^2 \cdot N^2 T_s$ 的高斯分布，其概率密度函数为

$$p(x|S) = \frac{1}{\sigma N \sqrt{2\pi T_s}} \exp\left[-(x - N)^2 / (2\sigma^2 N^2 T_s)\right] \quad (13)$$

对于错误相位检测单元 \bar{S} ， $R_U(\Delta\tau) = C_0(N, \gamma)$ ，检测变量 u 服从均值为 $C_0(N, \gamma)$ ，方差为 $\sigma^2 \cdot N^2 T_s$ 的高斯分布，其概率密度函数为

$$p(x|\bar{S}) = \frac{1}{\sigma N \sqrt{2\pi T_s}} \exp\left\{-[x - C_0(N, \gamma)]^2 / (2\sigma^2 N^2 T_s)\right\} \quad (14)$$

则细捕获的检测概率、虚警概率分别为

$$P_{d\text{细捕获}} = \int_{\xi}^{\infty} p(u|S) \left[\int_{-\infty}^u p(x|\bar{S}) dx \right]^{M-1} du \quad (15)$$

$$P_{fa\text{细捕获}} = 1 - \left[\int_{-\infty}^{\xi} p(u|\bar{S}) du \right]^M \quad (16)$$

基于 MAX/TC 细同步捕获的平均捕获时间为^[9]

$$\bar{T}_{\text{细捕获}} = \frac{NT_s}{P_D} [t_s(1 + P_{r1}) + t_v(P_d + P_e + P_{fa}P_{r1}) + t_p(P_e P_{fa,v} + P_{FA}P_{r1})] \quad (17)$$

其中 $P_{FA} = P_{fa} P_{fa,v}$ ， $P_{r1} = (N_s - 1)/(1 - P_D/2)$ ， $P_D = P_d P_{d,v}$ ， t_s 为每个区间的检测时间， t_v 为验证每个单元的驻留时间， t_p 为验证错误同步的惩罚时间， $P_{fa,v}$ 是检测验证概率， $P_{d,v}$ 是虚警验证概率， P_m 为漏检概率， P_e 为错检概率。

4.3 数值仿真分析

为了进一步得到本文提出的同步方法在非正弦时域正交调制中的捕获性能，仿真分析了 AWGN 信道条件下的检测概率及平均捕获时间。

在辅助序列设计中，0 阶基带时限 PSWF 采用具有图 2 所示自相关特性的 PSWF 脉冲，采用 11 位 Barker 码。在粗捕获阶段，搜索相位间隔为 T_s ，采用串行滑动相关模式；在细捕获阶段，采用串行搜索方式，在一个码元持续时间内将搜索相位划分为 10 个区间，每个区间有 10 个搜索单元，搜索相位间隔为 $\Delta t = T_s/100$ 。 γ 分别为 0.4, 0.38, 0.35, 0.3 时检测概率与信噪比的关系如图 7 所示。

通过分析图 7 所示仿真结果可知，随着相位误差减小，检测概率逐渐增大。4 条曲线间的时间间

隔分别为 $0.02T_s$, $0.03T_s$, $0.05T_s$, 所对应的检测概率最大差值分别为 0.102, 0.104, 0.043, 检测概率变化稳定且随着相位误差的减小快速提高。这主要是由于参与辅助序列设计的 0 阶基带时限 PSWF 脉冲具有单调的自相关特性, 克服了原有的振荡起伏特性。当信噪比为 5 dB、相位误差小于 $0.35T_s$ 时, 检测概率大于 93%, 表明该同步算法在低信噪比条件下仍具有较高的检测概率。这主要是由于当本地模板信号与接收信号匹配输出时, 基于辅助序列的同步算法相当于在一个积分周期 NT_s 内聚集了 N 个 PSWF 的能量, 与传统的单脉冲检测相比, 信号能量提高了 N 倍, 而噪声能量则保持不变, 从而增强了信噪比, 提高了捕获概率。

图 8 仿真了不同 Barker 码序列时平均捕获时间与信噪比的关系。通过分析仿真结果可知, 所采用

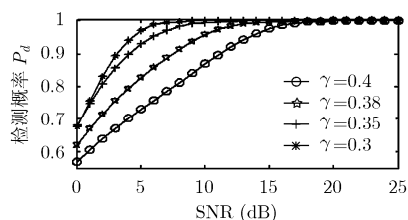


图 7 检测概率与信噪比关系

的 Barker 码序列位数越多, 平均捕获时间越长, 平均捕获时间约为 $N/2$ 个 Barker 码序列长度, 这主要是由于相位搜索模式为串行方式所致, 在硬件复杂度允许的条件下, 可采用并行模式来降低同步捕获时间。

5 结论

本文针对基于 PSWF 的非正弦时域正交调制信号同步困难的问题, 提出了一种可行的同步方法, 采用 Barker 码调制 0 阶基带时限 PSWF 脉冲设计具有单峰值特征的辅助序列, 并采用两步法实现同步捕获, 对检测性能进行了详细的理论分析。该同步方法可行, 且在低信噪比条件下仍具有较好的捕获概率, 为非正弦时域正交调制方法的推广应用提供了有效的技术支持。

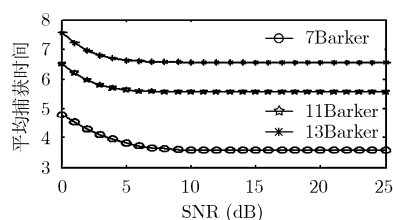


图 8 平均捕获时间与信噪比关系

参考文献

- [1] 王红星, 赵志勇, 刘锡国等. 非正弦时域正交调制方法[P]. 中国专利, 公开号: CN101409697A, 2009.
Wang Hong-xing, Zao Zhi-yong, and Liu Xi-guo, et al. The method of nonsinusoidal orthogonal modulation in time domain[P]. China Patent, CN101409697A, 2009.
- [2] 王竞, 李道本. 时频二维重叠复用系统[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1176-1179.
Wang Jing and Li Dao-ben. Overlapping multiplexing in both time and frequency domain[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(5): 1176-1179.
- [3] Parr B, Cho B, and Wallace K. A novel ultra-wideband pulse design algorithm[J]. *IEEE Communication Letters*, 2003, 7(5): 219-221.
- [4] Yang L Q, Tian Z, and Giannakis G B. Non-data aided timing acquisition of ultra-wideband transmissions using cyclostationarity[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Hong Kong, China, April 2003: 121-124.
- [5] Yang Liu-qing and Giannakis G B. Timing ultra-wideband signals with dirty templates[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(11): 1952-1963.
- [6] 陈国东, 武穆清. 一种基于多频带 PSWFs 组合的 CUWB 自适应脉冲波形设计[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(6): 1432-1436.
Chen Guo-dong and Wu Mu-qing. Adaptive pulse waveform design based on the combination of multiple PSWFs for CUWB system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(6): 1432-1436.
- [7] 沙学军, 邱昕, 王利利. 超宽带正交脉冲波形设计[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2008, 29(7): 718-722.
Sha Xue-jun, Qiu Xin, and Wang Li-li. Optimizing orthogonal pulse waveforms for ultra-wideband communications[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2008, 29(7): 718-722.
- [8] Yutaka Jitsumatsu and Tohru Kohda. Prolate spheroidal wave functions induce Gaussian chip waveforms[C]. ISIT 2008, Toronto, 2008: 1363-1367.
- [9] Giovanni Emanuele Corazza. On the MAX/TC criterion for code acquisition and its application to DS-SSMA systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1996, 44(9): 1173-1181.
- [10] Holmes J K and Chen C C. Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1977, COM-25(8): 778-783.
- [11] Ma Yao, Chin F, and Kannan B, et al. Acquisition performance of an ultra wide-band communications system over a multiple-access fading channel[C]. IEEE Conference on Ultra Wideband systems and Technologies, Baltimore, USA, 2002: 99-103.

赵志勇: 男, 1976 年生, 讲师, 研究方向为现代通信系统、非正弦波通信。
王红星: 男, 1962 年生, 教授, 研究方向为调制编码理论与应用、航空通信导航。
刘锡国: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为现代通信系统、非正弦波通信。
刘传辉: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为现代通信系统、非正弦波通信。
钟佩琳: 女, 1984 年生, 博士生, 研究方向为现代通信系统、非正弦波通信。