

# 一种基于数字电视地面广播照射源的外辐射源雷达快速杂波相消算法

张各各\* 王 俊 刘玉春

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

**摘 要:** 为了减小外辐射源雷达系统中常规杂波相消算法的运算量,该文利用数字电视地面广播(DTTB)照射源中的PN序列,提出了一种快速杂波相消算法。该算法基于PN序列良好的自相关特性,并考虑到DTTB信号对载频频偏(CFO)很敏感,提出2-D信道和CFO估计来提高估计精度;然后,利用估计的信道和CFO进行直达波重构和杂波相消,剩余目标回波和噪声。相比于传统的杂波相消算法,该方法运算量比较小,并且所有处理都基于预警天线,不需要参考天线,简化了系统模型。最后仿真实验验证了算法的有效性。

**关键词:** 外辐射源雷达; 杂波相消算法; 数字电视地面广播信号; PN序列; 相关方法

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)01-0036-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00669

## A Fast Cancellation Algorithm for DTTB-based Passive Radar System

Zhang Ge-ge Wang Jun Liu Yu-chun

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** To reduce the computational complexity of conventional cancellation algorithm in passive radar system, a fast cancellation by the Pseudo-Noise (PN) sequence in the Digital Television Terrestrial Broadcasting (DTTB) illuminator is proposed. Based on the good correlation property of PN sequence, and the fact that DTTB illuminator is very sensitive to the Carrier Frequency Offset (CFO), the 2-D time delay and CFO estimation is proposed to improve the estimation accuracy. Once obtaining the time delay and CFO, the direct path signal reconstruction and cancellation can be made, remaining the target echoed signal and noise. Compared with the conventional cancellation method, the method has the smaller computational cost, and all the processing is on surveillance antenna, simplifying the passive radar system model by removing the reference antenna. Finally, the simulation experiments demonstrate the effectiveness of the method.

**Key words:** Passive radar; Clutter cancellation; Digital Television Terrestrial Broadcasting (DTTB) signal; Pseudo-Noise (PN) sequence; Correlation method

### 1 引言

外辐射源雷达利用非合作信号,比如FM信号, GPS信号,模拟电视信号,作为其照射源,在抗干扰、抗反辐射导弹、抗低空突防和反隐身能力等方面有着主动雷达不可比拟的优势<sup>[1,2]</sup>。随着中国自主知识产权的数字电视地面广播(Digital Television Terrestrial Broadcasting, DTTB)信号的出现,为外辐射源雷达提供了新的照射源。DTTB信号的伪随机特性,使它更易形成近似“图钉型”的模糊函数,获得比其它照射源更高的距离和多普勒分辨率<sup>[3-5]</sup>。

但是外辐射源雷达信号处理中的一个难点是目标回波非常微弱,极易被强直达波、多径及地物杂波所淹没,因此在匹配滤波之前首先需要杂波相消。

但是常规杂波相消通过额外配置参考天线以获得参考信号,极易受到多径的影响,而参考信号的精度直接决定杂波相消的精度和匹配滤波的效果,因此有时需要直达波提纯;并且在目标比较微弱的情况下,一般通过增加数据长度来换取高信噪比改善,杂波相消运算量一般比较大<sup>[6-8]</sup>。常规杂波相消算法运算量之所以比较大是因为没有考虑照射源的信号特性。实际上OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)信号通常设置一定长度的保护间隔(Guard Interval, GI)来对抗多径衰落<sup>[9]</sup>。比如DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)信号用循环前缀(Cyclic Prefix, CP)作为保护间隔,把频域选择性衰落变成平坦衰落,一阶频域均衡可以快速恢复直达波。DTTB信号利用PN(Pseudo-Noise)序列良好的自相关特性,用PN序列代替DVB-T中的CP,形成TDS-OFDM(Time-Domain Synchronous-OFDM)调制,不需要额外的导频(pilots)信号,能获得比基于DVB-T信号更快的帧

2012-05-28 收到, 2012-10-09 改回

教育部创新团队计划(IRT0954)资助课题

\*通信作者: 张各各 gg Zhang@stu.mail.xidian.edu.cn

同步、信道估计、频偏估计和均衡性能<sup>[10-12]</sup>，已有文献提出利用 DTTB 信号来进行多站定位，测距误差达到分米级<sup>[13]</sup>。

不同于单载波系统，多载波系统对载频频偏 (Carrier Frequency Offset, CFO) 很敏感，OFDM 系统作为多载波的一种也对 CFO 很敏感，CFO 通常会引起子载波间不再正交，造成载波间干扰 (Inter-Carrier Interference, ICI)，接收信号信噪比下降。比如在输入信噪比 25 dB 的情况下，2% 的子载波间频偏就可能引起信噪比下降 1 dB<sup>[14,15]</sup>。对于外辐射源雷达系统中的 OFDM 类照射源，CFO 主要是由于收发晶振配置不匹配或移动收发平台等，造成参考信号信噪比下降。并且 DTTB 照射源中有 3780 个子载波，相邻子载波仅相差 2 kHz，对 CFO 更敏感，因此精确的 CFO 估计和校正显得更为重要<sup>[7]</sup>。

本文结合 DTTB 信号帧中的 PN 序列，提出一种快速杂波相消算法。该算法基于 1-D PN 序列自相关方法<sup>[10,16-19]</sup>，并考虑 CFO 对直达波重构的影响，提出 2-D 信道和 CFO 估计，然后利用估计的信道和 CFO 进行直达波重构和杂波相消，剩余的就是目标回波信号和噪声。不同于常规杂波相消算法，该算法的主要优点在于：(1) 利用 DTTB 信号中 PN 序列的自相关特性，运算量比较小；(2) 利用 PN 序列估计的信道和 CFO 来重构直达波，提高杂波相消精度和匹配滤波效果；(3) 所有处理都是基于预警天线，不再需要参考天线，简化了系统配置，新的系统模型如图 1。

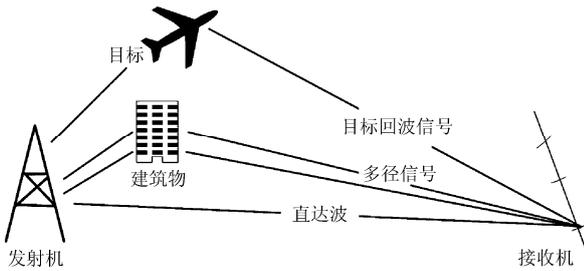


图 1 提出的外辐射源雷达系统模型

## 2 信道和 CFO 2 维信道估计方法

如图 2 所示，DTTB 信号帧由帧头和帧体组成，帧头采用 I 路和 Q 路相同的 4QAM 调制，帧体是要传送的信息。为适应不同应用需求，国标定义了 3 种可选帧头模式：模式 1 (PN420)，模式 2 (PN595)，模式 3 (PN945)。帧头模式 1 采用的 PN 序列为循环扩展的 8 阶 m 序列，长度为 420 个符号，由一个前同步、一个 PN255 序列和一个后同步构成；帧头模式 2 采用 10 阶最大长度的伪随机二进制序列截短而

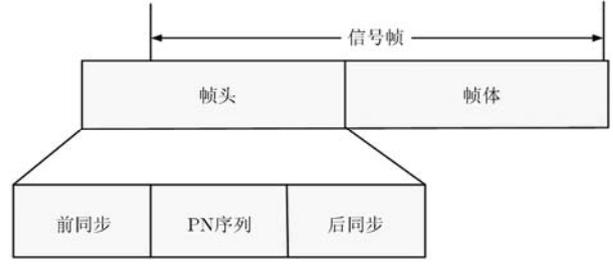


图 2 DTTB 信号帧结构

成，帧头信号长度为 595 个符号，是长度为 1023 的 m 序列的前 595 个码片；帧头模式 3 采用 PN 序列为循环扩展的 9 阶 m 序列，帧头信号长度为 945 个符号，由一个前同步、一个 PN511 序列和一个后同步构成。m 序列和最大长度伪随机二进制序列的生成多项式在国家标准中<sup>[19]</sup>，DTTB 信号支持单载波模式和多载波模式，帧头 1 和帧头 3 适用于多载波模式，平均功率是帧体信号平均功率的 2 倍。帧头 2 适用于单载波模式，平均功率与帧体相同。选用不同的载波模式根据不同的多径环境，单载波适用于平坦衰落信道，多载波适用于频域选择性信道<sup>[20]</sup>。

DTTB 信号之所以能获得比 DVB-T 更快的信道估计和均衡，在于利用帧头部分 PN 序列的良好自相关特性。设  $\{c(n)\}_{n=0}^{N_P-1}$  是由 m 序列产生的 PN 序列，它的自相关函数理想情况下满足：

$$R_c(k) = \sum_{n=0}^{N_P-1} c(n+k)c^*(n) = \begin{cases} N_P, & k=0 \\ -1, & 1 \leq k < N_P \end{cases} \quad (1)$$

其中  $N_P$  是 PN 序列长度。但是由于 DTTB 照射源对 CFO 很敏感，造成基于 PN 序列的 1-D 信道估计在 CFO 存在时性能急剧下降<sup>[10-13]</sup>，因此本文考虑 CFO 影响，典型的外辐射源雷达接收信号<sup>[6]</sup>模型变为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_1(l) \mathbf{x}(n-l) e^{j\frac{2\pi}{N} n \xi_l} + \sum_{l=1}^{N_T} h_2(l) \mathbf{x}(n-l) e^{j\frac{2\pi}{N} n (\xi_l + \xi_{la})} + \mathbf{w}(n) \quad (2)$$

其中  $\mathbf{x}(n)$ ,  $\mathbf{h}(l)$  和  $\mathbf{w}(n)$  分别是直达波信号 (假设直达波信号时延为 0)，多径衰落信道中的单位冲击响应 (假设信道参数在一个 OFDM 符号间隔内不变) 和加性高斯白噪声， $N_T$  和  $L$  分别是目标个数和时延个数， $\Delta f$  是子载波频率间隔， $\Delta f_l$  和  $\Delta f_{la}$  分别是 CFO 和多普勒频偏<sup>1)</sup>，从而  $\xi_l = \Delta f_l / \Delta f$  和  $\xi_{la} = \Delta f_{la} / \Delta f$  分别表示归一化 CFO 和多普勒频偏，为了避免频偏模糊，假设满足  $\xi_l \in (-0.5, 0.5)$ ,  $(\xi_l + \xi_{la}) \in (-0.5, 0.5)$ 。

<sup>1)</sup> 这里为了区分收发晶振造成的载频频偏和目标运动造成的多普勒频偏，我们把收发晶振载频频偏简称为 CFO。

建立本地PN序列、接收数据  $\mathbf{y}(n)$  和CFO搜索项的广义圆周自相关矩阵-模糊函数, 由于目标信号是发射站到目标的反射信号, 相对直达波时延较大, 不会出现在首帧信号的帧头部分, 式(2)中的第2项被忽略, 模糊函数可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yc}(k, \xi_e) &= \sum_{n=0}^{N_p-1} \mathbf{y}(n+k) \mathbf{c}^*(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}(n+k)\xi_e} \\ &\approx \sum_{n=0}^{N_p-1} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_1(l) \mathbf{x}(n+k-l) \mathbf{c}^*(n) \\ &\quad \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(n+k)(\xi_l - \xi_e)} \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N_p-1} \mathbf{w}(n+k) \mathbf{c}^*(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}(n+k)\xi_e} \end{aligned} \quad (3)$$

其中  $\xi_e$  是CFO搜索范围。把  $\mathbf{x}(n) = \mathbf{c}(n)$  代入式(3), 由式(1)得

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yc}(k, \xi_e) &= \sum_{n=0}^{N_p-1} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_1(l) \mathbf{c}(n+k-l) \mathbf{c}^*(n) \\ &\quad \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(n+k)(\xi_l - \xi_e)} + \mathbf{w}'(n) \\ &= \begin{cases} \mathbf{h}_1(k) \sum_{n=0}^{N_p-1} |\mathbf{c}(n)|^2 + \mathbf{w}'(n), & l=k \text{ 且 } \xi_e = \xi_l \\ \mathbf{w}'(n), & l \neq k \text{ 或 } \xi_e \neq \xi_l \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{w}'(n) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \mathbf{w}(n+k) \mathbf{c}^*(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}(n+k)\xi_e}$ , 通过式(4)看出最大值出现在  $l=k$ , 且  $\xi_e = \xi_l$  时, 同时已经假设直达波的时延为0, 所以  $|\mathbf{h}(0)| = \max_l |\mathbf{h}(l)|$ 。CFO补偿之后, 最大相关峰变成

$$\mathbf{R}_{yc}(0) = \mathbf{h}_1(0) \sum_{n=0}^{N_p-1} |\mathbf{c}(n)|^2 = \mathbf{h}_1(0) \quad (5)$$

可以看到, 利用PN序列相关性, 可以在峰值位置确定信道和CFO信息。另外需要注意的是在多径相对稀疏情况下, 可用式(4)批处理直接估计信道和CFO。在多径丰富的环境下, 相对小的峰值可能会掩盖最大峰值<sup>[11]</sup>时, 可首先估计最大峰并相消最大峰, 然后估计次最大峰并相消次最大峰, 直到估计出所有时延和CFO, 具体步骤参考文献[17]。

### 3 直达波重构和杂波相消

DTTB信号帧由帧头和帧体部分组成, 因此可以以信号帧为单元分段估计信道、CFO和直达波以提高信道慢时变情况下的估计精度。具体步骤是:

(1)首先对CFO进行补偿, 当估计CFO  $\tilde{\xi}_l = \xi_l$  时, 接收信号变为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1(n) &= \mathbf{y}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}n\xi_l} = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_1(l) \mathbf{x}(n-l) \\ &\quad + \sum_{l=1}^{N_r} \mathbf{h}_1(l) \mathbf{x}(n-l) e^{j\frac{2\pi}{N}n\xi_{ld}} + \mathbf{w}(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}n\xi_l} \end{aligned} \quad (6)$$

(2)对首个信号帧  $\mathbf{y}_1$  和  $\tilde{\mathbf{h}}_1$  分别进行  $N$  点FFT, 相除得到频域直达波, 然后  $N$  点IFFT得到其时域形式, 可表示为

$$\{\tilde{\mathbf{s}}_1\}_{n=0}^{N-1} = \text{IFFT} \left[ \frac{\text{FFT}_N \left( \{\mathbf{y}_1\}_{n=0}^{N-1} \right)}{\text{FFT}_N \left( \{\tilde{\mathbf{h}}_1\}_{n=0}^{M-1} \right)} \right] \quad (7)$$

$\tilde{\mathbf{h}}_1$  是估计的  $\mathbf{h}_1$ ,  $N$  是信号帧长度。

(3)重复步骤(2)估计  $\tilde{\mathbf{s}}_k$ ,  $k=1, \dots, N_0$ ,  $N_0$  是符号块个数, 恢复直达波  $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{\mathbf{s}}_1, \tilde{\mathbf{s}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_{N_0}]$ 。

(4)直达波恢复之后, 用估计的  $\tilde{\mathbf{h}}_1(l)$  和  $\tilde{\mathbf{s}}(n)$  进行杂波相消

$$\tilde{\mathbf{y}}_1(n) = \mathbf{y}_1(n) - \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{h}}_1(l) \tilde{\mathbf{s}}(n-l) \quad (8)$$

$\tilde{\mathbf{y}}_1(n)$  则为相消的剩余目标回波信号和噪声。

### 4 仿真实验

本节通过仿真验证算法的有效性, 主要仿真参数如表1。这里定义  $E_b/N_0$  为直达波和多径每比特的平均能量和噪声功率之比。假设直达波和多径个数10条,  $N_b/N_0 = 50$  dB, CFO为60 Hz, 归一化为0.03, 多普勒频偏200 Hz, 归一化为0.1, 目标回波信号的信噪比是-10 dB, 目标回波信号时延  $l = 578.8 \mu\text{s}$ 。图3是利用PN序列估计的2-D信道和CFO, 可以看出在时延和CFO 2维位置上呈现出峰值, 其它位置基本为0, 说明PN序列的良好自相关特性。图4是估计的直达波和杂波相消后的模糊函数, 可以看出提出的相消模型能够有效地消除直达波和多径, 得到目标时延和多普勒频偏。另外图中的副峰是由于帧头部分以信号帧为周期重复出现造成的<sup>[4]</sup>。为了消除副峰可能引起的虚警, 假设首个时延产生的位置为目标位置重构目标回波信号, 和式(8)中的  $\tilde{\mathbf{y}}_1(n)$  进行相消, 如果相消后模糊函数中原来位置的副峰消失, 则判定第1个时延位置为目标位置, 其它为副峰; 如果相消后第2个时延位置副峰依然存在, 说明第2个时延位置也是目标位置, 重构第2个时延位置目标信号并相消, 直到判定所有位置。为了减少处理的运算量, 需要预先补偿多普勒频偏, 这样所有检测都是基于1维处理。图5根据最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则来比较本文2维方法和文献[16]的1维相关估计方法, 其定义如下:

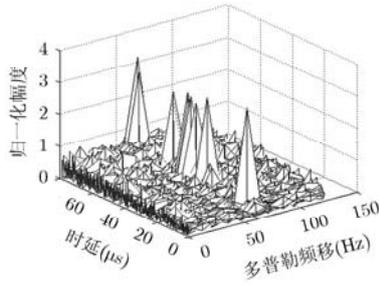


图 3 时延和频偏 2 维相关矩阵结果

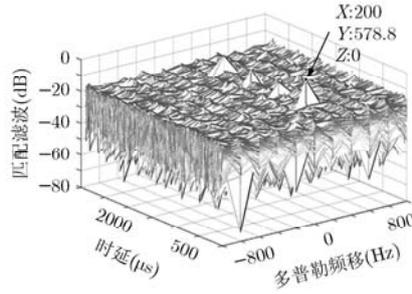


图 4 模糊函数结果

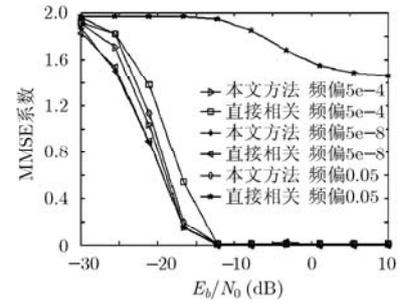


图 5 本文 2-D 方法和文献[16]1-D 方法比较

$$E\{\|e\|^2\} = \frac{1}{N_p} \frac{\|\mathbf{h} - \tilde{\mathbf{h}}\|^2}{\|\mathbf{h}\|^2} \quad (9)$$

图中可以看到在CFO较小时，比如5e-8，本文方法和文献[16]基本上有相同的估计精度；在5e-4时文献[16]在低信噪比下劣于本文方法；在大CFO，比如0.05时文献[16]失效，而本文精度基本没有受到影响。事实上，本文的CFO误差范围只与搜索精度有关。下面分析下本算法中直达波重构精度对杂波相消性能的影响。文献[7]提出直达波重构的误码率(Bit Error Rate, BER)是高性能杂波相消的必要条件，比如在  $E_b/N_0=40$  dB时，BER应该保证在1e-4数量级上，才能保证相消效果。在  $E_b/N_0=80$  dB时，BER应该在1e-8数量级上。表2是本文不同信噪比下直达波恢复的BER，可以看出本算法能获得比较理想的BER。并由图5中验证的高精度的信道和CFO估计，保证了杂波相消性能。下面通过实际相消比评估估计的直达波和信道性能，在输入平均杂波的信噪比在30 dB情况下，理想的相消比为34.234，本方法的相消比为34.233，可见本文方法达到了理想的相消比。

### 5 运算量分析

本节分析本文方法和常规杂波相消算法的运算

表 1 主要仿真参数

带宽(MHz)	7.56
采样周期(μs)	0.1323
信号星座	QPSK
FFT 长度 $N_c$	3780
帧头长度 $N_p$	420
符号块数 $N_0$	10
信号帧长度 $N$	4200

表 2 输入信噪比和误码率

$E_b/N_0$ (dB)	40	50	60	70	80
误码率	1.1e-6	3.5e-7	1.1e-7	3.5e-8	1.1e-8

量。假设直达波已经提纯，基于最小二乘方法(Least Square, LS)杂波相消算法<sup>[6]</sup>的运算量集中在矩阵逆运算，需要  $O(N_0 N_c L_1^2 + L_1^2 \lg L_1)$  次复乘运算，其中  $L_1$  是滤波器阶数。而本文利用PN序列自相关矩阵估计信道和CFO，如果采用批处理估计信道，运算量非常小，基本可以忽略；如果采用迭代相消估计信道，本文运算量主要在式(4)上，需要  $N_p L_f$  次复加运算， $N_p L_f$  次复乘运算，并且直达波恢复时需要3次  $N$  点FFT/IFFT操作，运算量为  $1.5N \log_2 N$  次复数加运算和  $3N \log_2 N$  次复数乘运算。因此在滤波器阶  $L_1 = 300$ ，接收数据块  $N_0 = 10$ ，时延个数  $L = 20$ ，CFO搜索长度  $\xi_c = 601$  情况下，本文运算量也仅为文献[6]的3%。

### 6 结束语

本文根据DTTB信号帧结构提出一种基于PN序列的快速高精度杂波相消算法，相比常规杂波相消方法，该方法有比较小的运算量；并且直接从预警天线中重构直达波信号，不再需要参考天线，简化了系统配置；矫正了CFO和副峰模糊问题，提高了估计精度。

### 参考文献

- [1] Griffiths H D and Baker C J. Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction[J]. *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 153-159.
- [2] Baker C J, Griffiths H D, and Papoutsis I. Passive coherent location radar systems. Part 2: waveform properties[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 160-168.
- [3] Saini R and Cherniakov M. DTV signal ambiguity function analysis for radar application[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 133-142.
- [4] 高志文, 陶然, 单涛. DVB-T辐射源雷达信号模糊函数的副峰分析与抑制[J]. *电子学报*, 2008, 36(3): 505-509.  
Gao Z W, Tao R, and Shan T. Side peaks analysis and suppression of DVB-T signal ambiguity function for passive radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(3): 505-509.

- [5] 万显荣, 岑博, 程丰, 等. 基于CMMB 的外辐射源雷达信号模糊函数分析与处理[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(10): 2489-2493.  
Wan X R, Cen B, Cheng F, *et al.* Ambiguity function analysis and processing of CMMB signal based passive radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2489-2493.
- [6] Colone F, O'Hagan D W, Lombardo P, *et al.* A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(2): 698-722.
- [7] Baczyk M K and Malanowski M. Reconstruction of the reference signal in DVB-T-based passive radar[J]. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2011, 57(1): 43-48.
- [8] 万显荣, 岑博, 易建新, 等. 中国移动多媒体广播外辐射源雷达参考信号获取方法研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 338-343.  
Wan X R, Cen B, Yi J X, *et al.* Reference signal extraction methods for CMMB-based passive bistatic radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(10): 338-343.
- [9] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)[S]. European Telecommunications Standards Institute, 1997.
- [10] Wang J, Yang Z X, Pan C Y, *et al.* Iterative padding subtraction of the PN sequence for the TDS-OFDM over broadcast channels[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2005, 51(4): 1148-1152.
- [11] Tang S, Peng K, Gong K, *et al.* Robust frame synchronization for Chinese DTTB system[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2008, 54(1): 152-158.
- [12] 石峰, 胡登鹏, 王晨, 等. 一种基于PN序列加权前导的自适应OFDM符号同步算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(5): 1166-1171.  
Shi F, Hu D P, Wang C, *et al.* An adaptive symbol synchronization for OFDM systems based on PN sequence-weighted preamble[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(5): 1166-1171.
- [13] 王军, 计晓媛, 张或, 等. 基于中国地面数字电视广播网的定位方法[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2011, 51(6): 729-733.  
Wang J, Ji X Y, Zhang Y, *et al.* Positioning based on the Chinese digital terrestrial television broadcasting system[J]. *Journal of Tsinghua University (Science & Technology)*, 2011, 51(6): 729-733.
- [14] Michael S, Stefan A F, Gunnar F, *et al.* Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part I[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(11): 1668-1677.
- [15] 海莉薇, 葛万成. 基于 PN 序列的符号同步算法研究[J]. 信息技术, 2011, (1): 14-16.  
Hai L W and Ge W C. Symbol synchronization algorithm based on PN sequence[J]. *Information Technology*, 2011, (1): 14-16.
- [16] Song B, Gui L, Guan Y, *et al.* On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2005, 51(3): 790-797.
- [17] 马逸新, 姜永权. 一种循环前缀为 PN 序列的 OFDM 信道估计算法[J]. 信息技术, 2006, 30(9): 48-51.  
Ma Y X and Jiang Y Q. A OFDM channel estimation algorithm based on PN sequence as a cyclic prefix[J]. *Information Technology*, 2006, 30(9): 48-51.
- [18] Yang F, Wang J, Wang J, *et al.* Novel channel estimation method based on PN sequence reconstruction for Chinese DTTB system[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2008, 54(4): 1583-1589.
- [19] 数字电视地面广播传输系统帧结构, 信道编码和调制[S]. 中国国家标准, 2006.  
Framing structure, channel coding and modulation for digital television terrestrial broadcasting system[S]. Chinese National Standard, 2006.
- [20] Wang Z, Ma X, and Giannakis G B. OFDM or single-carrier block transmissions[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(3): 380-394.
- 张各各: 女, 1984 年生, 博士生, 研究方向为外辐射源雷达、杂波相消、盲均衡。  
王 俊: 男, 1969 年生, 博士生导师, 研究方向为外辐射源雷达系统。  
刘玉春: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为双基 SAR 成像与外辐射源雷达成像。