

文章编号: 2095-4980(2014)03-0380-06

基于 STFT 的信道化接收系统研究及设计

唐济远, 袁春姗

(中船重工集团公司 750 试验场, 云南 昆明 650000)

摘要: 根据现代电子侦察接收系统侦收信号的具体要求, 研究了短时傅里叶变换(STFT)信道化信号处理系统的可行性方案。首先, 介绍了 STFT 信道化的方法, 具体阐述了 STFT 的原理, 以及快速傅里叶变换 Winograd 方法。然后, 研究了 STFT 信道化后的参数编码方法, 分析了加升余弦窗后的频率测量方法, 脉冲宽度、到达时间估计方法。最后, 通过仿真测试, 验证了系统的可行性。

关键词: 短时傅里叶变换; 信道化接收; Winograd 方法; 参数编码

中图分类号: TN971

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201403.0380

Design of channelized receiver based on STFT

TANG Ji-yuan, YUAN Chun-shan

(750 Test Range, China Shipbuilding Industry Corporation, Kunming Yunnan 650000, China)

Abstract: According to the specific requirements of receiving signals in modern electronic reconnaissance receiver, the feasibility plan for the channelized signal processing system based on Short Time Fourier Transform(STFT) is studied. Firstly, the methods of channelizing based on STFT are introduced and the principle of STFT is carefully explained as well as Winograd STFT algorithm. Secondly, the methods of coding the parameters after STFT channelizing are investigated; the methods of measuring frequency, estimating pulse width and arrival time after adding the rising-cosine window are analyzed. Finally, the feasibility of the whole system is verified through testing.

Key words: Short Time Fourier Transform; channelized receiver; Winograd; parameter coding

随着雷达与声呐技术的发展, 空间电磁环境、海底水声环境日益复杂。要求电子战侦察接收系统^[1]具有大动态、高灵敏度、大监视带宽、高信号截获概率、高实时性及多信号处理能力等特点。数字信道化接收技术^[2]成为电子侦察接收机的一个重要发展方向。

在数字信道化接收技术中, 利用时域检测的多相滤波信道化接收系统^[3]在国内已有较多研究, 而频域检测的基于 STFT 信道化接收系统的研究却很少。STFT 结构的数字信道化能够很好地解决跨信道检测的问题, 便于对宽带信号进行时频分析^[4]。同时, 利用频域的检测方法, 分析出信号频谱微特征, 便于调制方式的识别, 瞬时频率、瞬时相位的测量, 增加多信号同时处理能力, 并有效提高系统频率分辨率。

1 接收系统的总体结构

信号接收系统前端为 2.5 GHz 采样 ADC, 后端利用 Xilinx 公司 Virtex6 系列 240T FPGA 处理芯片进行数字信号处理。系统总体结构如图 1, 采样数据进行 STFT 信道化, 对信道化后频域数据进行参数编码, 经过检测判别、参数估计, 最终以脉冲描述字(Pulse Description Word, PDW)的形式输出。

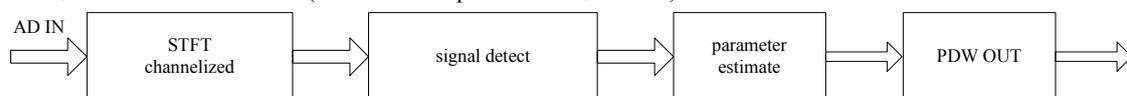


Fig.1 System overall structure
图 1 系统总体结构图

信号检测模块分选有效信号谱线信息，排除噪声干扰、虚假谱线。参数估计模块利用有效谱线信息，对到达信号参数进行测量，要求频率测量精确度 0.5 MHz，脉冲宽度测量精确度 100 ns，到达时间测量精确度 50 ns。设计接收机系统最低检测信噪比 -7 dB，监视带宽 2 GHz，动态范围达 40 dB。

2 STFT 信道化

2.1 STFT 原理

系统首先通过短时傅里叶变换(STFT)实现梳状滤波的信道化接收结构。STFT 作为一种时频分析方法，不仅可以在时域和频域 2 个方面描述信号的局部特征，处理多路同时到达信号，而且可以灵活地选择信道宽度，增强信号检测输入信噪比，提高系统整体分辨率^[5]。其原理可以利用式(1)来说明：

$$STFT(n,k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i+nT)w(i)e^{-\frac{j2\pi ki}{N}}, \quad n=0,1,\dots,\infty, k=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

式中： $x(i) = I_i + jQ_i$ 为输入复数信号； $w(i)$ 是长度为 N 的窗函数； $STFT(n,k)$ 代表第 n 个 STFT 窗的第 k 根谱线，FFT 输出的每根谱线为单一信道； k 为信道号； N 为单次 FFT 点数；则单一信道的带宽为 f_s/N ； T 为数据段每次滑动的点数，一般情况下 $T \leq N$ 。

STFT 的具体实现过程，可以认为时域窗函数在 $x(i)$ 上每隔 T 点滑动相乘，动态做 N 点 FFT 的过程。 T 的大小决定了系统的时间分辨率，同时也影响着 STFT 的处理时间和硬件系统的输出流率。当 $T=1$ 时，时域窗函数逐点滑动，认为数据 100%交叠，此时系统时间分辨率最高，对侦测信号的时间参数估计精确度也最高，但对系统平台的计算量和计算速度的要求也增加了很多，此种情况下，系统要求在 $1/f_s$ 时间内输出 FFT 结果；当 $T=N$ 时，数据不交叠，此时系统要求的处理速度最低，系统只需在 N/f_s 时间内输出结果即可，但系统时间分辨率最差。在实际运用中，往往需要综合考虑时间分辨率、实时性要求以及所用硬件的数据处理水平，采用部分交叠的方式，本文采用 50%交叠，256 点的方式。图 2 分别给出了当 $N=8$ 时，3 种交叠方式下的时域窗滑动图。

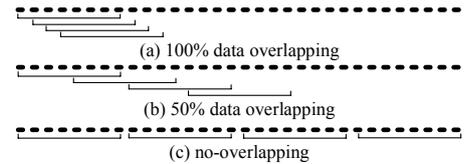


Fig.2 Time-domain window sliding
图 2 时域窗滑动图

2.2 Winograd 方法

STFT 需要对检测信号进行连续的 FFT 运算，对于采样率较高的信号(2.5 GHz)，硬件中直接进行连续实时的 FFT 较困难，通常把大点数的 FFT 分解成尽可能小点数的 FFT，在 FPGA 中多路并行计算，从而降低系统处理频率，实现大点数 FFT 的计算。Winograd 快速傅里叶变换算法(WFTA)^[6]可以很好地满足以上要求。

N 点的 FFT 定义：

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad (2)$$

将旋转因子 W_N^{nk} 进行分解：

$$W_N^{nk} = e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} = e^{-\frac{j2\pi(k_1N_2+k_2)(n_2N_1+n_1)}{N_1N_2}} = e^{-j[2\pi(k_1+\frac{k_2}{N_2})(n_2+\frac{n_1}{N_1})]} = e^{-j[2\pi k_1n_2+\frac{2\pi k_2n_2}{N_2}+\frac{2\pi k_1n_1}{N_1}+\frac{2\pi k_2n_1}{N_1N_2}]} = W_{N_2}^{k_2n_2}W_{N_1}^{k_1n_1}W_N^{k_2n_1} \quad (3)$$

式中 $\begin{cases} N=N_1N_2 \\ n = n_1 + n_2N_1, \quad n_1 = 0,1,\dots,N_1-1; n_2 = 0,1,\dots,N_2-1, \text{ 得到:} \\ k = k_1N_2 + k_2, \quad k_1 = 0,1,\dots,N_1-1; k_2 = 0,1,\dots,N_2-1 \end{cases}$

$$X(k) = X(k_1N_2 + k_2) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_2N_1 + n_1)W_{N_2}^{k_2n_2}W_{N_1}^{k_1n_1}W_N^{k_2n_1} = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \left\{ \left[\sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_2N_1 + n_1)W_{N_2}^{k_2n_2} \right] W_N^{k_2n_1} \right\} W_{N_1}^{k_1n_1} \quad (4)$$

令 N_2 点的 FFT 运算：

$$X(n_1, k_2) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_2N_1 + n_1)W_{N_2}^{k_2n_2} \quad (5)$$

$$\text{令: } Y(n_1, k_2) = \left[\sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_2N_1 + n_1)W_{N_2}^{k_2n_2} \right] W_N^{k_2n_1} = X(n_1, k_2)W_N^{k_2n_1} \quad (6)$$

则有

$$X(k) = X(k_1N_2 + k_2) = X(k_1, k_2) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} Y(n_1, k_2)W_{N_1}^{k_1n_1} \quad (7)$$

先将输入 N 点的 FFT 数据进行串并转换, 将数据分解成 N_1 行 N_2 列的并行数据流 $x(n_1, n_2)$, 根据式(5)每行进行 N_2 点的 FFT 运算得到 $X(n_1, k_2)$, 根据式(6)将 $X(n_1, k_2)$ 乘以旋转因子 $W_{N_1}^{k_2n_1}$ 得到 $Y(n_1, k_2)$, 根据式(7)将 N_1 行并行数据流再做 FFT 运算, 得到 N_1 行 N_2 列数据 $X(k_1, k_2)$, 其中 $k_1 = 0, 1, \dots, N_1 - 1$; $k_2 = 0, 1, \dots, N_2 - 1$ 。 $X(k_1, k_2)$ 即为所需的 N 点 FFT 运算结果。

256 点的 STFT 信道化系统设计中, 通过串并转换(Demultiplexer, DMUX), 将单路 AD 数据转换为 32 路并行数据, 每路做 8 点串行 FFT, 乘以旋转因子后, 再做 32 点并行 FFT, 得到 Winograd 输出结果, 如图 3。

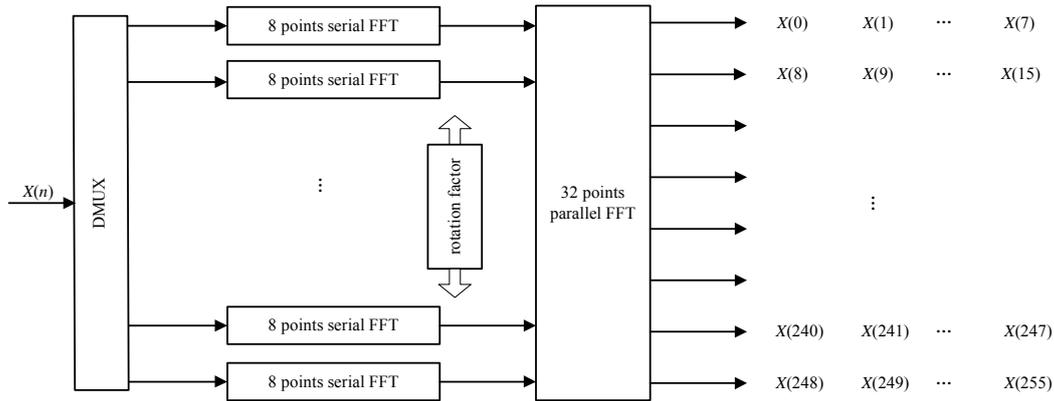


Fig.3 Winograd structure
图 3 Winograd 结构图

3 STFT 后参数编码方法

信道化不是目的, 对信道化后的结果进行编码, 给出实时准确的信号参数信息才是信道化接收机的设计核心。利用 STFT 信道化后连续窗谱信息, 检测信号到达, 提高参数估计精确度是参数编码的难点。

3.1 频率测量

对低信噪比的信号进行频率估计是信道化检测的重要课题。考虑到 FPGA 可实现性与频率测量精确度的要求, 本设计采用谱线插值拟合的方法估计信号频率。

对输入 $x(n)$ 作 N 点的 STFT, 取窗内有效信号的最大谱线值 $|X(k_m)|$, 次大谱线值 $|X(k_m + r)|$ 。在信号没有加入升余弦窗的情况下, 利用 2 根谱线之间的关系估计信号频率^[7], 如下:

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{T} \left(k_m + r \frac{|X(k_m + r)|}{|X(k_m)| + |X(k_m + r)|} \right), \quad r = +1, -1 \quad (8)$$

其中: $T = N\Delta t$, r 的取值需根据峰值左右 2 个谱线的关系来确定, 当 $|X(k_m + 1)| \leq |X(k_m - 1)|$ 时, $r = -1$; 当 $|X(k_m + 1)| \geq |X(k_m - 1)|$ 时, $r = 1$ 。

以上测频算法的推导是在不加升余弦窗函数的基础上进行的。为了提高系统检测灵敏度及动态范围, 抑制旁瓣信号的影响, 通常系统设计加入了汉宁窗函数。

系统加窗后, 输出频域特征衰减加快, 旁瓣减小。但频谱结构被改变, 以上方法测频精确度下降, 尤其对于量化频率点附近的频率估计, 存在较大误差, 如图 4(a)检测信号时频曲线, 输入线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM), 瞬时频率从 400 MHz 变化到 440 MHz, 信号持续 8 μ s。图中量化频率点附近的频率估计值存在严重失真。系统加窗后, 测频方法应进行修正。

设瞬时信号频率 $f_0 = c_0\Delta f$, 其中 $\Delta f = f_s / N$ 为量化频率间隔, 一般 c_0 不是整数。 c_0 左右 2 条谱线分别为信号最大和次大谱线, 将 c_0 左右谱线幅值分别记为 A_l 和 A_r , δ 表示 f_0 与左谱线位置的相对偏差, γ 表示 A_l 与 A_r 之比。以下推导对应不同广义余弦窗时频率估计修正公式。

设 c_0 左边谱线序号为 k_l ，右边谱线序号 k_r ，最大谱线序号 k_m ，频率估计公式为：

$$\hat{f}_0 = \Delta f(k_l + \delta) = \begin{cases} (k_m + \delta)\Delta f & k_l = k_m \\ (k_m - 1 + \delta)\Delta f & k_r = k_m \end{cases} \quad (9)$$

其中，得到相对偏差 δ ，是正确估计信号瞬时频率的关键，称 δ 的表达式为频率修补系数。

当系统不加窗时，根据测频算法，频率修补系数应为：

$$\delta = \frac{A_r}{A_l + A_r} = \frac{1}{1 + \gamma} \quad (10)$$

系统加窗后，FFT 谱线结构发生变化，频率修补系数依据窗函数的窗谱特征，做适当的修正。

广义余弦类窗函数的窗谱^[8]可以表示为：

$$W(m) = \sum_{i=0}^K (-1)^i \frac{a_i}{2} \left[\frac{M}{m-i} + \frac{M}{m+i} \right] \quad (11)$$

其中：

$$M = \exp(-j\pi m) \frac{N \sin(\pi m)}{\pi} \quad (12)$$

将 $K=1$ ， $a_0 = a_1 = 0.5$ 代入上式，汉宁窗的窗谱为：

$$W_{\text{Hanning}}(m) = \frac{-0.5M}{m(m^2 - 1)} \quad (13)$$

则有：

$$\gamma = \frac{A_l}{A_r} = \left| \frac{-0.5M}{(\delta)(\delta^2 - 1)} \right| / \left| \frac{-0.5M}{(1-\delta)[(1-\delta)^2 - 1]} \right| \quad (14)$$

得到加汉宁窗时频率修补系数的表达式：

$$\delta = \frac{2 - \gamma}{1 + \gamma} \quad (15)$$

同理可求得其他窗函数对应频率修补系数。

根据 STFT 输出的谱线结构，系统计算出比值 γ ，从而求得相应 δ 值， $0 \leq \delta \leq 1$ 。将 δ 值代入频率估计公式(9)，即得到不同窗函数下，修正的频率估计公式。加汉宁窗时修正测频公式为：

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{T} \left(k_m + r \frac{2|X(k_m + r)| - |X(k_m)|}{|X(k_m)| + |X(k_m + r)|} \right) \quad (16)$$

利用修正测频公式，再次分析图 4(a)中信号时频曲线，如图 4(b)，频率估计结果正确。

3.2 时间参数估计

到达时间和脉冲宽度的估计，利用 2 个计数器，记录检测信号第 1 个窗的到达时刻值 n_1 ，信号结束时刻值 n_2 。根据系统设计的窗交叠量 p ，可估计出信号到达时间、脉冲宽度。设系统采样频率 f_s ， N 点 STFT 系统，到达时间 \hat{t}_s ，脉冲宽度 \hat{w}_p 的估计公式如下：

$$\hat{t}_s = (n_1 p N) / f_s \quad (17)$$

$$\hat{w}_p = \frac{(n_2 - n_1) p N}{f_s} \quad (18)$$

对于到达时间、脉冲宽度等时间参数的估计精确度，受到系统时间分辨率的影响。提高采样频率 f_s ，减少 STFT 点数 N ，增加 STFT 窗交叠量 p ，都能提高时间参数的估计精确度。

4 系统仿真与测试

设计系统采样频率 2.5 GHz，监测带宽 2 GHz，STFT 点数为 256。在 Xilinx 公司 XC6VLX240T 系列 FPGA

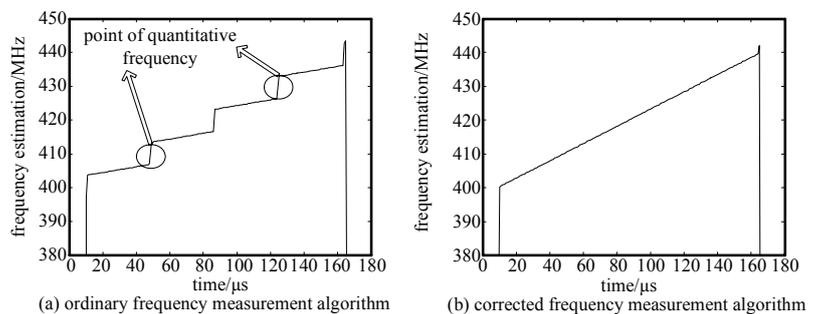


Fig.4 Time-frequency curve of LFM

图 4 LFM 时频曲线

平台上, 对系统整体进行测试。输入频率 400 MHz 的常规信号, 信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)从-7 dB 到 33 dB 变化, 变化步长 2 dB, 脉冲重复周期 3 276.8 ns, 脉冲宽度 400 ns。利用 Modelsim 得到系统仿真图, 如图 5 和图 6 所示。

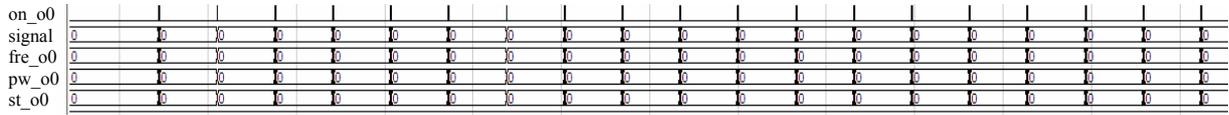


Fig.5 Overall simulation waveform

图 5 仿真波形总体图

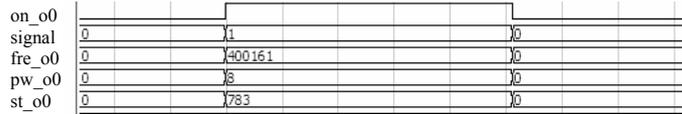


Fig.6 Magnification of simulation waveform

图 6 仿真波形局部放大图

根据图 6 中参数编码结果, 测量频率 $fre_o0 = 400.161$ MHz, 脉冲宽度 $pw_o0 \times 51.2$ ns = 8×51.2 ns = 409.2 ns, 测量结果符合精确度要求。240 T 硬件平台上, 输入 2 路同时到达信号脉冲, 信号 1 频率为 300 MHz, 信号 2 频率为 700 MHz, 脉冲宽度为 800 ns, 脉冲重复周期为 4 μ s。利用 ChipScope 观测参数编码输出结果, 见图 7。

图 7 中信号 1 频率测量结果 $fre_o0 = 300.5$ MHz, 信号 2 频率测量结果 $fre_o2 = 699.2$ MHz。信号 1 脉冲宽度 $pw_o0 \times 51.2$ ns = 16×51.2 ns = 819.2 ns, 信号 2 脉冲宽度 $pw_o2 \times 51.2$ ns = 16×51.2 ns = 819.2 ns。脉冲重复周期通过信号到达时间 ST 计算, 为 $(105803525 - 105803447) \times 51.2$ ns = 3993.6 ns。ChipScope 取 1 000 个样本点, 计算信号频率、脉宽、脉冲间隔估计均值(mean)、均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE), 如表 1 所示。

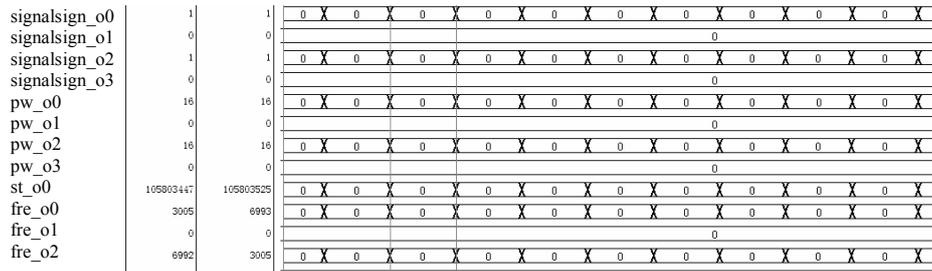


Fig.7 Observation of system output by ChipScope

图 7 ChipScope 观测系统输出

表1 参数测量结果

Table1 Results of parameter measurement

R_{SN}/dB	frequency measurement/MHz		pulse width measurement/ns		pulse repetition interval measurement/ns	
	mean	RMSE	mean	RMSE	mean	RMSE
-7	199.75	0.45	2 033.4	84.77	10 004.6	43.57
-4	199.81	0.29	2 032.8	75.40	9 997.2	40.42
-1	199.87	0.21	2 046.8	69.48	9 992.2	42.21

通过大量测试, 系统对信噪比-7 dB 以上的信号, 检测差错概率在 0.5%以下。系统带宽为 2 GHz, 频率测量精确度为 0.5 MHz, 脉冲宽度测量精确度为 100 ns, 到达时间测量精确度为 50 ns 时, 所能测量的最短脉冲宽度 100 ns, 动态范围 40 dB。接收机总体设计正确。

5 结论

本文对基于 STFT 信道化接收的关键技术和实现方案进行了研究。首先研究了 STFT 原理, 介绍了便于 FPGA 硬件实现的快速傅里叶变换 Winograd 方法。之后, 研究了信号接收系统的参数编码方式, 其中重点研究了加升余弦窗后信号频率测量方法。最后, 通过硬件测试, 验证了系统可行性。接收机总体性能指标良好, 在电子侦察领域有一定的应用价值。

参考文献:

[1] Schroer R. Electronic warfare[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2003,18(7):49-54.

- [2] 杨小牛,楼才义,徐建良. 软件无线电原理与应用[M]. 北京:北京理工大学出版社, 2009:114-117. (YANG Xiao-niu, LOU Cai-yi, XU Jian-liang. The principle and application of software radio[M]. Beijing:Beijing Institute of Technology Press, 2009:114-117.)
- [3] 周欣,吴瑛. 基于多相滤波的宽带接收机信道化算法研究[J]. 现代雷达, 2006,28(11):71-74. (ZHOU Xin,WU Yin. A study on Broad-band channelized receiver algorithm based on ployphase filters[J]. Modern Radar, 2006,28(11):71-74.)
- [4] 唐济远,刘渝,袁春姗. 多相滤波结构的信道化接收机设计[J]. 军事通信技术, 2012,33(3):57-62. (TANG Ji-yuan,LIU Yu, Yuan Chun-shan. Design for Channelized Receiver of Polyphase Filtering[J]. Journal of Military Communications Technology, 2012,33(3):57-62.)
- [5] Chikkerur S, Cartwright A N, Govindaraju V. Fingerprint enhancement using STFT analysis[J]. Pattern Recognition, 2007, 40(1):198-211.
- [6] CHENG C H, LIN D M, LIOU L L, et al. Electronic Warfare Receiver with Multiple FFT Frame Sizes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012,48(4):3318-3330.
- [7] Rife D C, Vincent G A. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones[J]. Bell System Technical Journal, 1970,49(2):197-228.
- [8] 王晓君,陈禾,仲顺安. 改进的脉冲雷达信号加窗 DFT 频谱校正算法[J]. 北京理工大学学报:自然科学中文版, 2008,28(2):164-167. (WANG Xiao-jun, CHEN He, ZHONG Shun-an. Improved correction algorithm of windowed DFT spectrum for pulsed radar signal[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2008,28(2):164-167.)

作者简介:



唐济远(1988-),男,长沙市人,在读硕士研究生,研究方向为电子对抗、电子智能.
email:13888386091@yeah.net.

袁春姗(1988-),女,济南市人,在读硕士研究生,研究方向为雷达信号处理、水声信号处理.