

容差判决和参数估计结合解决信道化接收机跨信道问题

王 阳, 徐忠伟, 程嗣怡

(空军工程大学航空航天工程学院,西安,710038)

摘要 大带宽信号通过信道化接收机后会在多个信道内产生输出,出现跨信道问题。如何快速有效地解决跨信道问题具有十分重要的意义。文章分析了相邻信道输出信号间的时间关联关系,提出了判断多信道输出信号是否来自同一辐射源的判定准则,以及一种可靠的信号时间参数估计方法,能够简便有效地解决跨信道问题。仿真结果显示:在接收机系统参数固定的情况下,能够有效地进行辐射源的同一性判定,当信噪比大于-3 dB时,参数估计算法具有较高的精度,其中脉冲幅度的相对误差不超过7%。

关键词 信道化接收机;跨信道问题;时间关联关系;参数估计

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2015.02.014

中图分类号 TN97;V243 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2015)02-0061-06

Elimination of Cross-channel Problem in Channelized Receiver Through Tolerance Judgment and Parameter Estimation

WANG Yang, XU Zhong-wei, CHENG Si-yi

(Aeronautics and Astronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: A cross-channel problem will appear when a wide-band signal passes the channelized receiver with multi-channel output. It's very meaningful to solve the cross-channel problem quickly and efficiently. This paper analyzes the time-association relationship between the output signals in adjacent channel, and then a criterion of whether the outputs came from the same radiant point is proposed, meanwhile a reliable method of estimating signal's parameters is presented, which can be used to effectively and conveniently solve the cross-channel problem. The simulation results show that the judge of the same radiant point can be performed effectively when the parameters of the receiver are stable, and while SNR is greater than -3dB, the parameter estimation algorithm is of high precision, and the relative error of pulse amplitude is less than 7%.

Key words: channelized receiver; cross-channel problem; time-association relationship; parameter estimation

在雷达侦察系统中,信道化接收机因为具有宽 输入带宽、高频率分辨力、大动态范围、多信号并行

收稿日期:2014-11-24

基金项目:陕西省自然科学基金资助项目(2012JQ8019)

作者简介:王 阳(1990-),男,四川江油人,硕士生,主要从事电子对抗理论与技术研究.E-mail:wangyang_1039@163.com

引用格式:王阳,徐忠伟,程嗣怡.容差判决和参数估计结合解决信道化接收机跨信道问题[J].空军工程大学学报:自然科学版,2015,16(2):61-66. WANG Yang, XU Zhongwei, CHENG Siyi. Elimination of Cross-channel Problem in Channelized Receiver Through Tolerance Judgment and Parameter Estimation[J]. Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition, 2015, 16(2): 61-66.

处理能力以及对大量信息的实时处理能力,从而在电子侦察领域有着广泛的应用^[1]。由于接收机接收到的都是非合作信号,接收信号带宽很可能大于单个信道的带宽,造成单信号输入多信道输出的现象,形成跨信道问题^[2-3],各个信道输出信号均失真,这将使我们对信号的数量和参数产生误判,造成对辐射源的测量不真实。

如何处理跨信道问题,是研究信道化接收机的关键,目前较常见的有2种方法,一是进行多次信道划分,通过多级处理,使宽带信号最终在一个信道内输出,如两级信道化法^[4],可以减小运算量和硬件实现的规模,但该方法并不能真正解决跨信道问题,只是减小了信号跨信道的概率^[5];二是从信号重构^[6]的角度出发,利用多信道输出恢复出原始信号,如动态滤波器法^[7],该方法能够较好解决跨信道问题,但是增加了计算量和结构复杂度,且必须对输出信号是否来自同一辐射源进行判定,而这方面的相关文献还比较少。

为解决上述问题,本文提出了容差判决法和参数估计法,能够较好解决跨信道问题,且运算量小,结构简洁。在多脉冲信号和多信号同时到达的情况下,容差判决法实现了对多信道输出信号是否来自同一辐射源的准确判定,在此基础上,利用参数估计法对来自同一辐射源的脉冲参数进行运算,该方法不需要对输出信号进行重构以及进行频域分析,能够快速有效地估计辐射源的脉冲幅度、到达时间以及脉冲宽度等参数,针对线性调频(LFM)信号,估计它的调频斜率。

1 信道化与脉冲参数测量

1.1 信道化接收机

信道化接收机将有用电磁范围划分为若干个相邻的信道,频率不同但时间重合的信号经过接收机处理后会在频域上分离开,根据频率的不同会在不同的信道输出^[8]。实现信道化接收机的方法有很多,目前基于多相滤波器的数字信道化接收机^[8]是普遍采用的一种方案。

设信道化接收机带宽为 B ,将其划分为 K 个信道, ω_k 是信道的中心频率,为实现多相滤波器结构,需对接收带宽进行均匀划分,即各个信道之间的间隔相等,信道通带和过渡带相同。在滤波之前对信号进行抽取,抽取倍数为 D ,采用非临界抽取,令 $D=K/2$,各滤波器的频率响应均重叠50%^[9]。

由于采用数字技术,所以信道的排列形式有奇型排列和偶型排列2种^[10]。两者的差异在于两者

的信道中心频率不同,虽然这会带来多相滤波器结构的不同,但是两者信道化的实质是相同的。设接收信号为 $s(n)$,低通滤波器单位冲击响应为 $h(n)$,信道化接收机信道输出为:

$$y_k(m) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(n) e^{-j\omega_k n} h(mD - n) \quad (1)$$

将其转化为基于多相滤波器组的信道化接收机的信道输出为:

$$y_k(m) = e^{-j\frac{2k\pi+\pi}{2}m} \sum_{i=0}^K e^{j\frac{2k\pi+\pi}{K}i} \sum_{r=-\infty}^{\infty} s(mD - 2rD - i) (-1)^r h(rK + i) \quad (2)$$

根据上式,可以得到基于多相滤波器组的信道化接收机模型图1。

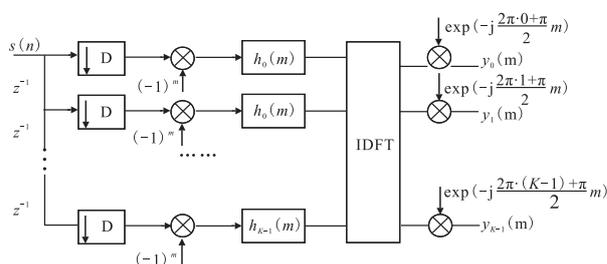


图1 基于多相滤波器组的信道化接收机

Fig.1 Channelized receivers based on polyphase filters

1.2 单脉冲参数测量

对于雷达信号,我们只关心它的脉冲描述字(PDW),而不像通信系统那样恢复出信号波形^[11]。

电子战接收机通过测量雷达信号的脉冲描述字来获取雷达信息,它包含辐射源的5个参数:到达时间、脉冲宽度、脉冲幅度、到达角以及载频。文章将对信号的脉冲幅度PA,到达时间TOA,脉冲宽度PW进行讨论。

对于信道内的输出信号,取出信号的包络后,通过判决门限来实现对第 k 个信道内信号的脉冲幅度 $PA(k)$,到达时间 $TOA(k)$,脉冲宽度 $PW(k)$ 的测量,见图2。

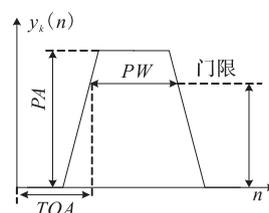


图2 脉冲参数估计

Fig.2 Parameter estimation of pulse

对各个信道的信号参数测量方法如下^[12-14]:

脉冲幅度记为 $PA(k)$:当无噪声干扰时,取信道内脉冲峰值为脉冲幅度,当存在噪声干扰时,取门限内脉冲采样点幅值的平均值作为脉冲幅度。脉冲到达时间记为 $TOA(k)$:到达时间是指雷达信号被

侦察系统发现时的时间点,当脉冲上升沿超过设定门限时,即认定发现信号,这个门限值设为脉冲幅度 $PA(k)$ 的 70%。脉冲宽度记为 $PW(k)$:取脉冲幅度的 70%,即脉冲的半功率点为脉宽门限,在门限之间的这段时间即为脉冲宽度。

2 容差判决法和参数估计算法

2.1 参数的时间关联关系和容差判决法

在雷达侦察中,线性调频(LFM)信号是常见的宽带雷达信号,设接收信号 $s(n)$ 为 LFM 信号,脉冲幅度为 PA ,起始频率为 f_0 ,调频斜率为 α :

$$s(n) = PA \exp(j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} \alpha t^2)) \quad (3)$$

LFM 信号通过接收机后会在多个相邻信道产生输出,为探讨这些信号参数的关联关系,需对参数进行分析。

对于脉冲幅度 $PA(k)$,来自同一辐射源,信号应具有近似相同的脉冲幅度,但信号出现在第一个和最后一个信道内的观测时间会不同程度的小于中间信道内的信号,这将使得这 2 个信道的稳态响应时间小于中间信道,又由于信号的过渡带的跨度比较大,使得信号在这两个信道内的脉冲幅度估计值与中间信道的脉冲幅度估计值相比将会出现不同程度的差异,因此脉冲幅度不适合作为判断依据。

由式(1),信道化接收机输出可以表示为接收信号和滤波器的卷积:

$$y_k(n) = s(n) * h_k(Dn) \quad (4)$$

式中: $h_k(n)$ 为带通滤波器单位冲击响应,转换到频域,即得:

$$Y_k(\omega) = S(\omega) \cdot H_k(\omega) \quad (5)$$

理想情况下,由于相邻信道间带通滤波器通带首尾连接,若多信道输出信号来自同一辐射源,则相邻信道内信号的频谱是相连的,对于 LFM 信号,其时域波形也应是相衔接的,且相邻信道内的信号参数有如下的时间关联关系:

$$TOA(k) + PW(k) = TOA(k + 1) \quad (6)$$

由于过渡带和观测噪声的影响,在实际的测量过程中,我们并不能精确地测定脉冲的开始和结束的位置,因此,在时间关联关系上会产生容差 Δ_a ,见图 3,则真实的时间关联关系为:

$$TOA(k) + PW(k) = TOA(k + 1) + \Delta_a \quad (7)$$

相邻信道间时或包络的关联关系见图 3。

由于信道采用均匀划分,若为同一辐射源,则相邻信道间的容差值基本相等。对于线性调频信号,当信号带宽不变,而调频斜率发生变化时,相同频段

的时域观测时间将会随之发生变化,信号的过渡带也会发生变化,从而导致时间关联关系的容差 Δ_a 也会随着信号的调频斜率变化而变化,见图 4(a),随着调频斜率的增大,容差 Δ_a 呈单调下降趋势。

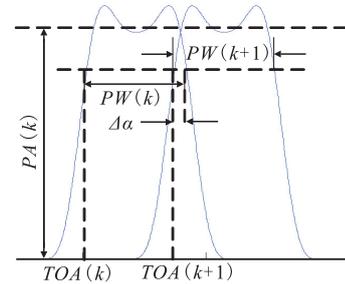


图 3 相邻信道时域包络的关联关系

Fig.3 Correlation temporal envelop in adjacent channel

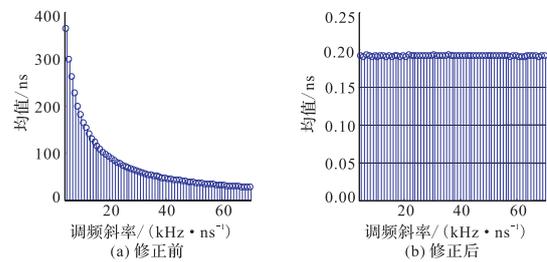


图 4 调频斜率与容差均值的关系

Fig.4 Relation of chirp rate and tolerance mean

当调频斜率变化时,随之改变的是信号在相同带宽内的观测时间,但滤波器结构并没有改变,因此尽管信道内信号的观测时间改变了,但信号的结构并没有变化,例如过渡带与脉宽的比值不会改变,从而可知,不同调频斜率下,容差与信道内信号的脉冲宽度之比也是不变的,因此,利用信道内信号的脉冲宽度对式(7)加以修正,修正后的容差记为 Δ ,得容差公式:

$$\Delta = \left| \frac{TOA(k) + PW(k) - TOA(k + 1)}{\max[PW(k), PW(k + 1)]} \right| \quad (8)$$

由于在信号出现的第一个和最后一个信道内信号的脉冲宽度会随着信号的变化而发生变化,故修正因子定为相邻信道内脉冲宽度较大值,即中间信道的脉宽值。经过修正后的时间关联关系在接收机系统参数固定的情况下,容差大小是与信号调频斜率无关的常数,见图 4(b),此参数记为 C 。

考虑到系统噪声等随机因素的影响,可以设定一个与 C 有关的一个容限 η ,若修正后的容差 Δ 在 η 附近,见式(9),就可判定相邻信道内信号来自同一辐射源。

$$|\Delta - \eta| \leq C(\rho - 100\%) \quad (9)$$

式中: ρ 为与观测噪声有关的一个百分比。

2.2 估计接收信号参数

对于同一信号的多信道输出,我们可以利用信道输出信号的参数进行简单的计算,得到接收信号

的参数。若接收机在第 $l \sim m$ 个信道有信号输出, 则接收信号参数估计为:

$$\begin{cases} \hat{PA} = \frac{1}{M-l+1} \sum_{k=l}^m PA(k) \\ \hat{PW} = \sum_{k=l}^m PW(k) \\ \hat{TOA} = TOA(l) \end{cases} \quad (10)$$

对于 LFM 信号, 除了一般的信号参数以外, 还需要估计它的调频斜率 α , 它的估计值可由时域参数和接收机的频带设置参数估计得到, 当同一辐射源在超过 2 个信道有输出时, 必定存在一些信道, 在这些信道中输出的信号带宽等于信道带宽, 此时用信道带宽与该信道输出信号的脉宽相比, 就能估计出接收信号的调频斜率; 当只在 2 个相邻信道内有输出时, 可用信道带宽与较大的脉冲宽度相比, 从而粗略地估算出接收信号的调频斜率。综上所述, 调频斜率估计值 $\hat{\alpha}$ 可由信道带宽与信道输出信号的最大脉冲宽度值相比获得:

$$\hat{\alpha} = \frac{B}{K} \frac{1}{\max[PW(k)]} \quad (11)$$

由式(11)可知, 调频斜率估计值由信道带宽和最大脉冲宽度共同决定, 信道带宽由系统参数确定, 因此对估计值精度没有影响。脉冲宽度与脉冲幅度以及脉冲宽度的判决门限有关, 因此, $\hat{\alpha}$ 的精度与脉冲幅度以及脉冲宽度的判决门限有关。

3 仿真分析

利用 matlab 模拟基于多相滤波器的信道化接收机对宽带信号的处理过程, 分析算法的精确性和适用范围。模拟环境为: 接收机带宽为 2 GHz, 将带宽划分为 32 个信道, 滤波器设计为 FIR 等波纹低通滤波器, 带内波动为 1 dB, 阻带抑制为 60 dB, 16 倍抽取。

设接收信号 $x(n)$ 为式(3)的 LFM 单脉冲信号, $f_0 = 30$ MHz, α 为 30 kHz/ns, 幅度为 1, 脉冲宽度为 25 000 ns, 在 0 时刻到达, 仿真结果表明, 在第 1~13 个信道有输出。

令常数 $C = 0.14$, 由于存在系统噪声的随机干扰, 运用蒙特卡洛方法, 在不同 ρ 值和不同信噪比 (SNR) 的条件下, 分别运算 100 次, 统计容差 Δ 满足式(9)的概率, 即辐射源判决正确概率, 得表 1。

由表 1 中数据可知: 当信噪比大于 -3 dB 时, 在 ρ 的变化范围(100%~150%)内, 辐射源判决正确的概率为 100%, 当信噪比在 -3~-4 dB 时, 正确的概率会随着 ρ 的增大而增大, 当信噪比大于或等于 -4 dB 时, 判决正确的概率较大, 当信噪比为

-5 dB 时, 正确的概率不超过 10%, 信噪比小于或等于 -6dB 时, 将会难以判决。综合可得, 判决公式可在信噪比大于或等于 -4 dB 时使用, ρ 取 100%~150%均可。

表 1 辐射源判决正确的概率

Tab.1 The probability of radiation source sentence correctly

SNR/dB	$\rho/\%$					
	100	110	120	130	140	150
0	100	100	100	100	100	100
-3	99	100	100	100	100	100
-4	88	89	89	90	91	92
-5	4	8	4	10	7	7
-6	0	0	0	0	0	0

若接收到的信号为多个多脉冲信号式(9)依然能够进行辐射源的同一性判决。图 5 为接收到 2 个多脉冲信号时相邻信道输出。

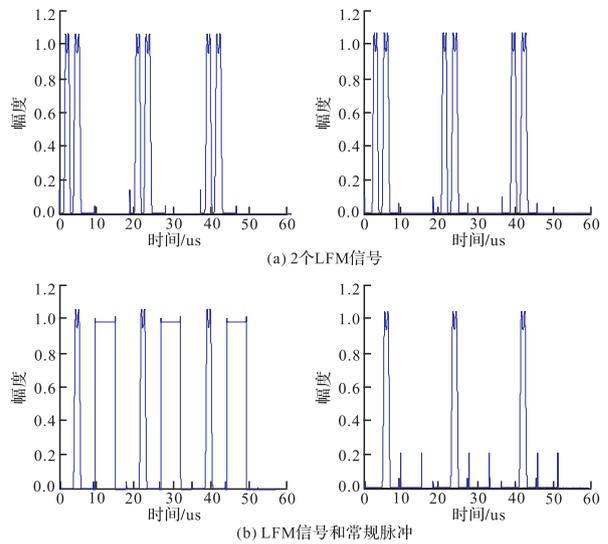


图 5 相邻信道的时域包络

Fig.5 Temporal envelop adjacent channel

设 $\Delta(\alpha, \beta)$ 为第 3 信道内第 α 个脉冲和第 4 信道内第 β 个脉冲的参数容差值, 为方便计算, 每个信道内只取前 3 个脉冲进行检测, 不考虑系统噪声的情况下取 C 为 0.14, η 为 120%, 容差值见表 2。

表 2 相邻信道间的脉冲参数容差值

Tab.2 Pulse parameters tolerance values from adjacent channel

	2 个 LFM 信号		LFM 信号和常规脉冲	
	容差值	百分比	容差值	百分比
$\Delta(1,1)$	0.139 1	100.66	0.142 9	102.04
$\Delta(1,2)$	-1.890 1	>200	-13.593 4	>200
$\Delta(1,3)$	-16.417 2	>200	-27.329 7	>200
$\Delta(2,1)$	2.148 4	>200	1.831 3	>200
$\Delta(2,2)$	0.142 9	102.04	-1.515 4	>200
$\Delta(2,3)$	-11.587 9	>200	-4.862 1	>200
$\Delta(3,1)$	16.695 4	>200	13.879 1	>200
$\Delta(3,2)$	11.846 2	>200	0.142 9	102.04
$\Delta(3,3)$	0.139 1	100.66	-13.593 4	>200

由表 2 数据可知, 虽然 2 个 LFM 信号输出同

一脉冲间的容差值略有不同,一个为 0.142 9,一个为 0.139 1,但均满足 η 的范围要求,LFM 信号与常规脉冲同时达到时,只有 $\Delta(1,1)$ 和 $\Delta(3,2)$ 满足 η 的范围要求,判定为来自同一辐射源,与实际情况相符,因此,在多脉冲情况和多信号混叠的情况下,只要输出信道中,信号脉冲时域不重叠,就可以利用容差判决公式将来自同一辐射源信号分选出来。

为研究不同调频斜率对参数估计精度的影响,设信噪比为 -3dB , $\rho = 120\%$,接收信号的调频斜率 α 的变化范围为 $(5 \sim 70)\text{kHz/ns}$,其他条件不变,在不同的调频斜率下估计接收信号参数,得表 3。

表 3 不同调频斜率下的参数估计值和相对误差

Tab.3 Parameter estimate and relative error in different chirp rate

$\alpha /(\text{kHz} \cdot \text{ns}^{-1})$	PA/ns		PW/ns		TOA/ns
	估计值	相对误差/%	估计值	相对误差/%	估计值
5	0.93	7	30 872	23	40
15	0.93	7	30 792	23	40
25	0.94	6	30 864	24	40
35	0.94	6	30 904	24	40
45	0.93	7	30 888	24	40
55	0.93	7	30 832	24	40
65	0.93	7	31 032	24	40

表 3 分别列出了不同调频斜率下的参数估计值以及各参数的估计误差,脉冲幅度的估计值均值为 0.93,相对误差最高为 7%;脉冲宽度较真实值偏大,均值为 30 905 ns,最大相对误差为 24%,这主要是由脉宽的测量方法引起的,在单通道测量时也存在相同的问题,与文章的参数估计算法无关;到达时间较真实值延时 40 ns。3 个参数均不随调频斜率的变化而变化。

对于 LFM 信号,运用式(11)估计调频斜率,图 6 为不同调频斜率下估计值的相对误差。

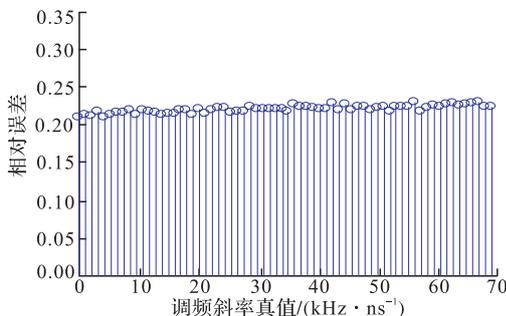


图 6 调频斜率的相对误差

Fig.6 Relative error of chirp rate

由图 6 可知,在设定条件下,调频斜率的估计误差最大值为 21%,最小值为 19%,平均值为 20%,相对误差值基本不变。

假设调频斜率为 30kHz/ns , $\rho = 120\%$,其他

条件不变情况下,在不同信噪比下估计接收信号参数,得表 4。

表 4 不同信噪比下的参数估计值和相对误差

Tab.4 Parameter estimate and relative error in different SNR

SNR/dB	PA/ns		PW/ns		TOA/ns
	估计值	相对误差/%	估计值	相对误差/%	估计值
15	0.93	7	30 960	24	40
10	0.93	7	30 928	24	40
5	0.93	7	30 848	23	40
0	0.93	7	30 952	24	40
-3	0.94	6	30 824	23	40
-5	0.86	14	36 528	46	656

由表 4 可知,当信噪比在 $-3 \sim 15\text{dB}$ 时,脉冲幅度的均值为 0.93,相对误差为 7%;脉冲宽度均值为 30 902 ns,最大相对误差为 24%;到达时间延时 40 ns;当信噪比小于等于 -5dB 时,估计值的相对误差较大。综上所述,当信噪比大于 -3dB 时,估计参数有较高精度,且估计结果不随信噪比变化而变化。图 7 为在不同信噪比条件下对 LFM 信号调频斜率进行测量的结果。

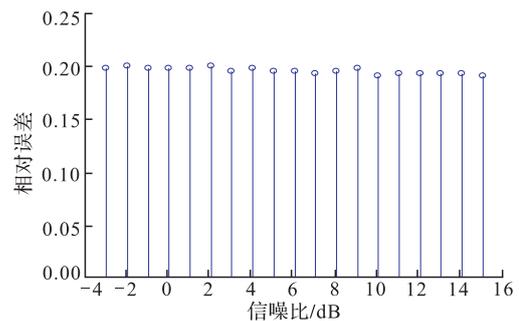


图 7 信噪比与调频斜率估计值

Fig.7 SNR and estimated value of chirp rate

由图 7 可知,在设定条件下,调频斜率的估计误差最大值为 21%,最小值为 19%,平均值为 20%,其估计值不随信噪比变化而变化。

4 结语

数字信道化接收机在雷达侦察系统中有着巨大的优势和良好的发展前景。针对接收信号带宽大于信道带宽的情况,本文研究了输出信号是否来自同一辐射源的判决方法,并提出了一种根据各个信道输出信号的参数关联关系恢复出接收信号参数的方法,实现了窄带数字接收机对宽带信号的有效侦收。该方法具有计算量小,易于实现,实时性好等特点。通过蒙特卡洛仿真,得到了在不同信噪比和容限下的辐射源判决的正确概率,分析了不同信噪比和调频斜率下的参数估计精度和相对误差,对于实践具

有理论指导作用,有助于该领域的发展。

参考文献(References):

- [1] 龚仕仙,魏玺章,黎湘.宽带数字信道化接收机综述[J].电子学报,2013,41(5):949-959.
GONG Shixian, WEI Xizhang, LI Xiang. Review of Wideband Digital Channelized Receivers[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(5): 949-959. (in Chinese)
- [2] 唐鹏飞,林钱强,袁斌,等.一种新的动态信道化接收机设计方法[J].国防科技大学学报,2013,35(6):164-169.
TANG Pengfei, LIN Qianqiang, YUAN Bin, et al. A New Design of Dynamic Channelized Receiver[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2013, 35(6): 164-169. (in Chinese)
- [3] Zangi K C, Koilpillai R D. Software Radio Issues in Cellular Base Station [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4):561-573.
- [4] 丁丽,熊辉,唐斌.基于两级信道化的宽带数字接收机结构[J].电子测量与仪器学报,2010,24(7):673-679.
DING Li, XIONG Hui, TANG Bing. Architecture of Wideband Digital Receiver Based on Two-Level Channelization[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2010, 24(7): 673-679. (in Chinese)
- [5] 叶金伟,刘渝.基于多相滤波的跨信道宽带信号处理技术[J].航天电子对抗,2012,28(1):52-55.
YE Jinwei, LIU Yu. Broadband Signal Reception Technology Crossing Channels Based on Polyphase Filter[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2012, 28(1): 52-55. (in Chinese)
- [6] 王海生,黄振,葛宁.基于多相滤波结构的高效动态数字信道化接收机设计[J].电路与系统学报,2013,18(2):1-5.
WANG Haisheng, HUANG Zhen, GE Ning. The design of Efficient and Dynamic Digital Channelized Receiver Based on Poly-Phase Filter Structure[J]. Journal of Circuits and Systems, 2013, 18(2): 1-5. (in Chinese)
- [7] 陈涛,岳玮,刘颜琼,等.宽带数字信道化接收机部分信道重构技术[J].哈尔滨工程大学学报,2011,32(12):1610-1616. (in Chinese)
CHEN Tao, YUE wei, LIU Yanqiong, et al. Research on Partial Channel Reconstruction Technology Based on A Wide-Band Digital Channelized Receiver[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2011, 32(12): 1610-1616. (in Chinese)
- [8] 周浩.宽带数字接收机关键技术研究[D].南京:南京理工大学,2008.
ZHOU Hao, Key Technology Research on the Wide-Band Digital Receiver[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2008. (in Chinese)
- [9] 罗勇江.宽带数字侦察接收机若干关键技术研究及应用[D].西安:西安电子科技大学,2010.
LUO Yongjiang. Research and Application on Wideband Digital Reconnaissance Receiver[D]. Xi'an: Xidian University, 2010. (in Chinese)
- [10] 邓涛,陈晔,焦晓亮.基于数字信道化的信道检测与信号重建技术[J].舰船电子对抗,2011,34(6):63-67.
DENG Tao, CHEN Ye, JIAO Xiaoliang. Channel Detection and Signal Reconstruction Techniques Based on Digital Channelization[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2011, 34(6): 63-67. (in Chinese)
- [11] James Tsui.宽带数字接收机[M].2版.杨小牛,陆安南,金飏,译.北京:电子工业出版社,2002:6-9.
James Tsui. Digital Techniques for Wideband Receivers[M]. 2nd Edition. YANG Xiaoniu, LU Annan, JIN Biao, translate. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002: 6-9. (in Chinese)
- [12] 张国利,毕大平,杨军佳.ESM系统参数测量干扰方法研究[J].航天电子对抗,2012,28(4):39-41.
ZHANG Guoli, BI Daping, YANG Junjia. Research on Jamming Method of ESM System Parameter Measurement [J]. Aerospace Electronic Warfare, 2012, 28(4): 39-41. (in Chinese)
- [13] 董晖,毕大平,姜秋喜.基于瞬时自相关的脉冲时域参数高精度测量技术[J].航天电子对抗,2005,21(2):47-50.
DONG Hui, BI Daping, JIANG Qiuxi. High Precision Measurement Technology of Pulse Parameter on Time Domain Based on Instantaneous Auto-Correlation[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2005, 21(2): 47-50. (in Chinese)
- [14] 王建,师奕兵,王志刚.基于FPGA的实时脉冲参数检测系统的设计[J].中国测试技术,2008,34(6):40-43.
WANG Jian, SHI Yibing, WANG Zhigang. Design of Real-Time Pulse Parameter Measurement System Based on FPGA[J]. China Measurement & Testing Technology, 2008, 34(6): 40-43. (in Chinese)

(编辑:姚树峰)