

宽带低中频拓扑技术在雷达系统中的应用研究

吴远斌

(南京电子技术研究所 南京 210013)

摘要: 微型化、模块化、数字化是现代雷达接收机的发展趋势。该文提出了一种新的宽带低中频雷达接收机拓扑结构,它不仅结构简单,可以全集成化,同时又能获得较好性能。该文还给出了一部应用于 L 波段的宽带低中频雷达接收机的设计实例。

关键词: 中频采样; 全数字式接收机; 低中频接收机; 零中频接收机

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0841-05

Wideband Low-IF Topologies for Radar System

Wu Yuan-bin

(Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract: Micromation, modularization and digitization are the trends of modern radar receivers. This paper presents a novel wideband low-IF receiver topologies suitable for fully integration. Its architecture is very simple, and can attain very good performance. Also a design example of wideband low-IF radar receiver application in L-band radar is put forth.

Key words: IF sampling; All-digital receiver; Low-IF receiver; Zero-IF receiver

1 引言

现代雷达系统越来越趋向于小型化和微型化,传统的雷达接收机体积大,功耗高,可靠性也不好,往往一个雷达接收分系统就需要占用一个甚至几个机柜的体积,这显然已适应不了现代新形势下的用户需要。造成这种情况的根本原因在于传统的雷达接收机普遍采用的都是超外差式接收机结构,其中很多元器件必须使用分离器件,如高频或中频上的带通滤波器,所以集成度很低,从而导致体积庞大。这种接收机结构不仅体积庞大,资源利用率低,而且费用高。随着现代集成电路技术的飞速发展,目前已出现了多种可全集成化的单片接收机,其中有零中频接收机,低中频接收机。它们都具有结构简单、体积小、全集成、频率覆盖范围宽、输出带宽高等优点。特别是低中频接收机性能非常优越,再经过多功能射频综合化设计,能演变成各种不同形式的接收机,完成各种各样的功能,而且信号解调检波功能都是在数字域内来完成,可编程控制。如一部宽带输入的数字接收机中可在数字域内同时形成几百个甚至上千个窄带的接收通道,对它们同时进行处理,并行完成不同的功能。目前这些接收机结构形式已应用到通信领域^[1-4],但在雷达领域中应用仍有待开发。

当然,最理想的一种接收机结构形式就是能够从天线接收的RF信号直接进行A/D变换,而不再进行其它模拟下变换处理,即“全数字式接收机”^[5],其原理如图1所示。全数字式接收机是雷达接收机的最理想方案,其射频前端需要

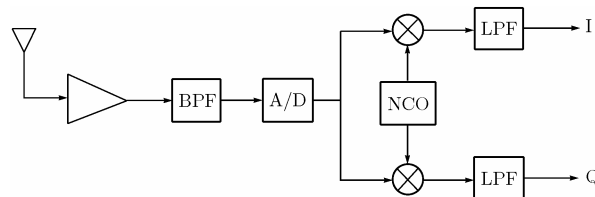


图 1 全数字式雷达接收机原理框图

采用超宽带的可调谐滤波器或是开关选择的滤波器组,以及超宽带的低噪声放大器,这在目前都是可以实现的。目前最大的障碍就是 A/D 变换器,其采样频率要求超过几十吉赫/秒,而且需要具有足够的动态范围,这在目前仍无法实现。因而只能采用其它方案。

单片化、模块化、数字化是现代接收机技术的发展趋势,包括通信领域、雷达领域及其它无线电领域的接收机。由于近些年来通信产品市场需求旺盛,兴旺发达,很多器件和组件新技术已首先在通信领域研发成功并得到应用。为了降低雷达系统的成本、体积和功耗,提高可靠性,许多用户希望将货架商品(Commercial Off The Shelf, COTS)技术引入雷达领域,而将通信领域出现的一些接收机新技术新产品直接应用到雷达接收机中也是本文所要探讨的目标之一。

2 传统的雷达接收机结构

传统的雷达接收机如图2所示。它通常都是2到3次甚至4次信号变换的超外差式接收机,最终将信号频率变换到一个比较低的中频上以后再进行中频采样。其选择性好,抗干扰能力强,在选择性和灵敏度这两个方面均有良好表现。但每一次信号变换都会需要一个本振、一个混频器和一个滤波器,这样每一次信号变换都会增加接收机的复杂性、功耗

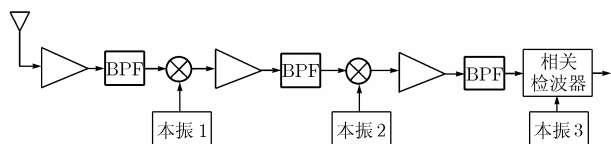


图 2 传统的雷达接收机结构

和制造难度，而且体积大，组合干扰增多。

到目前为止，超外差式接收机仍在接收机领域得到最广泛的应用。然而，现代集成电路技术的迅猛发展，接收机元器件的推陈出新，正在将我们引入数字时代。由于数字电路具有可靠性高、抗干扰能力强、可编程、通用性强等诸多优点，许多以前由模拟电路完成的功能现在已可由数字电路来实现。这一点在接收机领域表现最充分的就是目前已广泛应用于超外差式接收机的直接中频采样技术^[6]。

直接中频采样技术是近些年来才刚刚兴起的一门高新技术，它直接在高频对信号进行采样，然后在数字域中对信号进行正交检波。由于采用了数字技术，处理的是数字电平信号，精度和可靠性都大大提高，从而 I/Q 两路之间的幅度不一致性误差和相位正交性误差大大降低，彻底解决了长期困扰接收机的检波失真和镜频干扰问题，因而能大大提高接收机的性能。

直接中频采样技术除了高速 A/D 变换以外，更重要的是 A/D 变换后的数字正交检波技术。其原理为：以某一适当的采样频率，在中频直接对信号进行采样，然后在数字域中将数字中频信号与两路相互正交的数控振荡信号 (Numerically-controlled Oscillator, NCO) 进行数字乘法，再经过数字低通滤波以后，得到 I/Q 两路正交基带信号。其原理框图如图 3 所示。

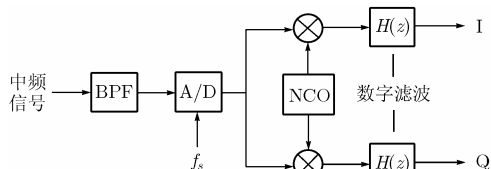


图 3 直接中频采样原理框图

设中频回波信号为 $S(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)]$ ，经 A/D 变换以后变为： $S(nT) = A(nT) \cos[2\pi f_c nT + \phi(nT)]$ ，NCO 产生的两路数控振荡信号分别为 $\cos(2\pi f_c nT)$ 和 $\sin(2\pi f_c nT)$ ，经数字乘法器分别相乘后其输出为

$$I(nT) = A(nT) \cos[2\pi f_c nT + \phi(nT)] \times \cos(2\pi f_c nT) \\ = \frac{A(nT)}{2} \{ \cos[2\pi 2f_c nT + \phi(nT)] + \cos \phi(nT) \} \quad (1)$$

$$Q(nT) = A(nT) \cos[2\pi f_c nT + \phi(nT)] \times \sin(2\pi f_c nT) \\ = \frac{A(nT)}{2} \{ \sin[2\pi 2f_c nT + \phi(nT)] - \sin \phi(nT) \} \quad (2)$$

再经数字低通滤波器滤除高频成分以后即为所需要的 I/Q 两路正交基带信号：

$$I(nT) = \frac{A(nT)}{2} \cos \phi(nT) \quad (3)$$

$$Q(nT) = -\frac{A(nT)}{2} \sin \phi(nT) \quad (4)$$

由于 NCO 产生的两路数控振荡信号是完全正交的，I/Q 两通道上的数字乘法器和数字低通滤波器也完全一样，因而 I/Q 两路之间的输出幅度完全一样，相位完全正交，其精度仅由数字位数决定，如处理位数为 12 位，则其精度至少为 2^{-12} 。

由图 2 所示的雷达接收机框图可见，接收机技术简单明了，就是放大混频检波，然而它的设计和制造又是另外一个问题。在设计雷达接收机时，有几个关键指标必须考虑清楚。噪声、动态范围和交互调是我们经常要当心的。在实验室设计出样品是一回事，而将它们开发出来，安装到雷达系统之中能否正常工作又是另一回事。3 个本振、混频器和中频回路放在一起，如何布局可能是一个事实上的难题，而成本、功耗、体积也必须加以考虑。随着现代科学技术的发展，用户对雷达系统也提出了越来越苛刻的要求，不仅要求成本低、功耗低、体积小，而且性能还要进一步提高。这就要求采用更加先进的技术。本文提出的宽带低中频拓扑结构形式的雷达接收机不仅结构简单，可以全集成化，同时又能获得较好性能。

3 宽带低中频拓扑结构

宽带低中频拓扑结构如图 4 所示。它直接将从天线接收的射频信号下混到一个接近于基带的低中频，其中心频率一般为信号带宽的 1~2 倍，该混频采用的是正交混频法，形成相互正交的 I/Q 两路低中频信号，然后分别进行中频采样形成两路数字低中频信号，在数字域内利用 DSP 方法进行解调检波处理。由于采用的是接近于直流的低中频，因而中频滤波器可采用有源集成滤波器，不必再用在传统的雷达接收机中必须分离的中频滤波器。这种接收机拓扑形式最重要的优点就是可以全集成化，省去了传统雷达接收机中的多级频率变换电路，其混频、放大、滤波、正交相移甚至可变本振源、ADC 均可全集成在一个芯片内，而且其工作频率可以跨越多个波段，形成宽带接收机。目前商业上已有许多这种结构的现成芯片出售，包括从 40MHz 到 5GHz 范围内的宽带接收机。如何简化传统雷达接收机的结构，而又保证其性能优越，这正是本文所要探讨的目标。

宽带低中频拓扑结构由于采用了正交混频法，因而能对射频前端进来的镜频信号进行抑制，大大减轻了射频前端滤

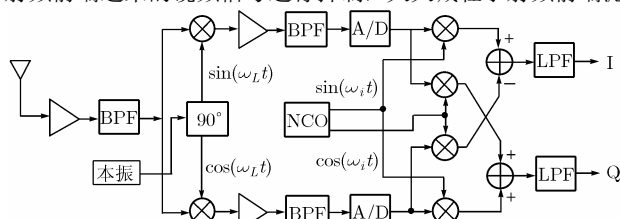


图 4 宽带低中频拓扑结构

波器的要求,而在低中频上直接进行中频采样,又能在数字域内对载波上调制的信号进行精确的解调检波。其原理如下:

设射频回波信号为 $S(t) = A(t)\sin[2\pi f_c t + \phi(t)]$, 本振信号为 $L(t) = \sin(2\pi f_L t)$, 90° 移相后为 $\cos(2\pi f_L t)$, 则低中频为 $f_i = f_c - f_L$, 相对于低中频的镜频信号为 $f_x = f_c - 2f_i$, 即意味着该镜频信号通过混频后也会落入中频信号带宽内, 形成镜频干扰。

$$\begin{aligned} I_i(t) &= A(t)\sin[2\pi f_c t + \phi(t)] \times \sin(2\pi f_L t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \{ \cos[2\pi(f_c - f_L)t + \phi(t)] - \cos[2\pi \\ &\quad \cdot (f_c + f_L)t + \phi(t)] \} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} Q_i(t) &= A(t)\sin[2\pi f_c t + \phi(t)] \times \cos(2\pi f_L t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \{ \sin[2\pi(f_c - f_L)t + \phi(t)] + \sin[2\pi(f_c + f_L)t \\ &\quad + \phi(t)] \} \end{aligned} \quad (6)$$

经低通或带通滤波器滤除高频成分 ($f_c + f_L$) 以后即剩下 I/Q 两路正交低中频信号 ($f_c - f_L$):

$$\begin{aligned} I_i(t) &= \frac{A(t)}{2} \cos[2\pi(f_c - f_L)t + \phi(t)] \\ &= \frac{A(t)}{2} \cos[2\pi f_i t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} Q_i(t) &= \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi(f_c - f_L)t + \phi(t)] \\ &= \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi f_i t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (8)$$

用复数形式表示为

$$\begin{aligned} X_i(t) &= I_i(t) + jQ_i(t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \{ \cos[2\pi f_i t + \phi(t)] + j \sin[2\pi f_i t + \phi(t)] \} \\ &= \frac{A(t)}{2} e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_i t} \end{aligned} \quad (9)$$

当输入为镜频信号时, 设为 $A(t)\sin[2\pi f_x t + \phi(t)]$, 则 I/Q 混频后其差频为:

$$\begin{aligned} f_x - f_L &= f_c - 2f_i - f_L = -f_i, \text{ 那么} \\ X_i(t) &= I_i(t) + jQ_i(t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \{ \cos[-2\pi f_i t + \phi(t)] + j \sin[-2\pi f_i t + \phi(t)] \} \\ &= \frac{A(t)}{2} e^{j\phi(t)} e^{-j2\pi f_i t} \end{aligned} \quad (10)$$

由此可见, 采用 I/Q 下变频后, 能够辨别出镜频信号, 其复数角频率不一样, 再经过复数零中频处理, 即与一个复数相干本振相乘后则能够消除镜频信号的影响。两个复数信号的乘法在这种接收机设计中是一个非常重要的概念。其运算规则如下:

$$\begin{aligned} z(t) &= y(t)x(t) = [y_r(t) + jy_i(t)][x_r(t) + jx_i(t)] \\ &= [y_r(t)x_r(t) - y_i(t)x_i(t)] + j[y_r(t)x_i(t) + y_i(t)x_r(t)] \end{aligned} \quad (11)$$

这个复数运算是在数字域内进行的。如图 4 所示, I/Q

两路正交低中频信号分别经过滤波放大后, 然后分别经过 A/D 变换器变为数字信号, 与一个 NCO 产生的数字复数相干本振相乘, 即得到所需要的数字 I/Q 基带信号, 而镜频信号被抑制。

$$\begin{aligned} I(t) &= I_i(t)\sin(2\pi f_i t) - Q_i(t)\cos(2\pi f_i t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \cos[2\pi f_i t + \phi(t)]\sin(2\pi f_i t) \\ &\quad - \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi f_i t + \phi(t)]\cos(2\pi f_i t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi f_i t - 2\pi f_i t - \phi(t)] = -\frac{A(t)}{2} \sin\phi(t) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} Q(t) &= I_i(t)\cos(2\pi f_i t) + Q_i(t)\sin(2\pi f_i t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \cos[2\pi f_i t + \phi(t)]\cos(2\pi f_i t) \\ &\quad + \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi f_i t + \phi(t)]\sin(2\pi f_i t) \\ &= \frac{A(t)}{2} \cos[2\pi f_i t + \phi(t) - 2\pi f_i t] = \frac{A(t)}{2} \cos\phi(t) \end{aligned} \quad (13)$$

再将镜频信号 ($f_x = f_c - 2f$) 代入以上各式计算, 可得出其输出结果为

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi f_i t - (-2\pi f_i t + \phi(t))] \\ &= \frac{A(t)}{2} \sin[2\pi 2f_i t - \phi(t)] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} Q(t) &= \frac{A(t)}{2} \cos[-2\pi f_i t + \phi(t) - 2\pi f_i t] \\ &= \frac{A(t)}{2} \cos[-2\pi 2f_i t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (15)$$

即其输出为 $(2f_i)$ 成分, 经数字低通滤波器后可被滤除。当然, 以上运算是在理想的电路环境下进行的, 即 I/Q 两路传输函数完全一样, 没有任何误差, 而且 I/Q 两路信号相位完全正交。实际的 I/Q 两个通道总会存在失配误差, 因而镜频信号不可能完全被抑制, 镜频信号的抑制程度即镜频抑制制度取决于 I/Q 两个通道的失配程度, 设 I/Q 两路信号幅度一致性误差为 α 相位正交性误差为 θ , 则镜频抑制制度可作如下推导计算:

$$\begin{aligned} I'(t) &= A(t)\cos\phi(t) \\ Q'(t) &= \alpha A(t)\sin[\phi(t) + \theta] \\ X'(t) &= I'(t) + jQ'(t) \\ &= A(t)\cos\phi(t) + j\alpha A(t)\sin[\phi(t) + \theta] \\ &= \frac{A(t)}{2} [e^{j\phi(t)}(1 + \alpha e^{j\theta}) + e^{-j\phi(t)}(1 - \alpha e^{-j\theta})] \end{aligned} \quad (16)$$

则镜频抑制制度:

$$\text{MR} = 20 \log \frac{|1 + \alpha e^{j\theta}|}{|1 - \alpha e^{-j\theta}|} = 10 \log \frac{1 + 2\alpha \cos\theta + \alpha^2}{1 - 2\alpha \cos\theta + \alpha^2} \quad (18)$$

假如一个 I/Q 通道, 其幅度一致性误差为 1%, 即 $\alpha = 1.01$, 相位正交性误差为 $\theta = 1^\circ$, 由上式可算出其镜频抑制制度为 40dB, 而对于一般的模拟 I/Q 通道, 由于模拟器件不可避免地存在失配, 要达到这个指标是比较困难的。在

本文推荐的宽带低中频拓扑结构中, 由于采用了直接中频采

样, 模拟 I/Q 通道间存在的幅相不一致性误差可在数字域内进行补偿, 因而能大大提高镜频抑制度, 一般可达 60dB 以上, 已能完全满足雷达系统的性能要求。I/Q 幅相不一致性误差的校正与补偿见参考文献[7], 这里需要说明的是数字补偿是在图 4 中的 A/D 变换以后, 复数乘法之前。

4 一个采用宽带低中频拓扑结构的 L 波段雷达接收系统

为了试验宽带低中频拓扑结构应用于雷达接收系统的可行性, 我们开发了一个宽带低中频雷达接收机的试验平台, 它工作于 L 波段。事实上只需更换其中的几个元器件, 如直接下变换集成电路或滤波器, 并对接收机重新编程, 该接收机可应用于从低频到 5GHz 范围内的所有雷达系统。

该试验平台的原理框图如图 5 所示, 其元器件均为商业上可得到的货架商品。

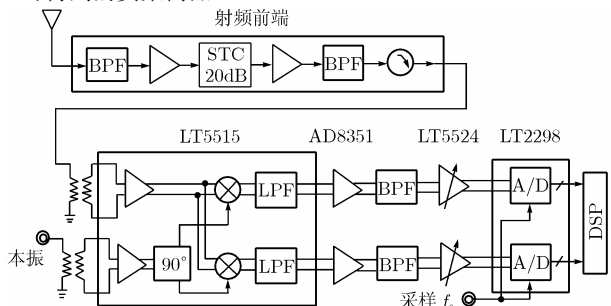


图 5 宽带低中频雷达接收机原理图

射频前端电路包括带通滤波器、第一高放、20dB 的 STC、第二高放及环流器, 整个接收机的噪声系数主要取决于高放, 环流器防止本振信号反馈到天线端。

直接下变换到 I/Q 低中频的功能由 LT5515 芯片来完成, LT5515 是一个高线性度的直接正交下变换集成电路, 可工作于 1.5GHz 到 2.5GHz 频段, 其输出 I/Q 带宽高达 260MHz, 内含 I/Q 混频器、缓冲放大器及一个高精度的 90° 本振移相器, 所需外围器件非常少。本文将 I/Q 低中频的中心频率设计为 45 MHz, 中频采样频率设计为 60 MHz。中频放大分别由 AD8351 和 LT5524 来完成, 中间有一个中心频率为 45 MHz, 带宽 5 MHz 的带通滤波器。AD8351 是一个低失真低噪声的差分输入输出放大器, 其增益可由一个外部电阻设置在 0~26dB 之间, 而 LT5524 是一个可数控增益的低失真放大器, 最大增益 27dB, 数控范围 22.5dB, 由 4 位代码控制。LT5524 的差分输出直接驱动 A/D 变换器 LT2298。LT2298 是一个 14-bit, 65MSPs 的双路 ADC, 它被设计用于高频、宽带信号采样。A/D 变换后的 I/Q 两路数据送到 DSP 进行处理。图 4 所示 A/D 变换后的解调检波功能均是在数字域内用 DSP 完成的。本文采用了一片 ALTERA 公司生产的高速 FPGA 芯片 Cyclone II 器件来完成该功能。

在雷达接收机输入端加入 1.645GHz+1.875MHz 的测试信号, 本振为 1.6GHz, 经过本接收机处理后, 将其 I/Q 数字输出信号经数据采集板送入计算机进行 FFT 分析, 其 I/Q 输

出性能如图 6 所示。输出幅度为 0.7283V, 在基带内的镜频抑制度为 86dB。再加入一镜频干扰信号即频率为 $f_x = f_c - 2f = 1.555\text{GHz} + 1.875\text{MHz}$ 的正弦波信号, 输入幅度相同, 再测其 I/Q 输出, 则信号幅度变为 0.0007V, 即镜频干扰抑制度为 60.34dB。通过其它的性能测试及实地代换旧的雷达接收机工作, 证实了该宽带低中频雷达接收机能令人满意地运作。

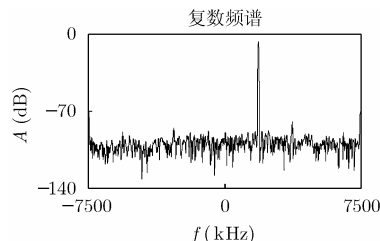


图 6 接收机 I/Q 性能测试

整个接收机的尺寸仅为 $200 \times 80 \times 30\text{mm}^3$, 在接口设计上完全兼容一部旧的雷达接收机, 但尺寸功耗均大为减少, 成本仅为后者的 1/30。如果再将整个接收机集成化, 即为一片接收机。这在有源相控阵雷达中将是非常有用的, 因为有源相控阵雷达常常需要几百甚至几千个接收通道, 采用宽带低中频拓扑结构的单片接收机后, 可将整个接收机阵列都直接安装在阵列天线上, 解决了以往令人头疼的多通道幅相一致性难题和移相精度等诸多问题, 必将大大提高雷达性能。

5 结束语

本文讨论了怎样将宽带低中频拓扑结构的接收机用于雷达系统, 代替传统的超外差式雷达接收机。单片化、模块化、数字化是现代接收机技术的发展趋势。本文探讨的宽带低中频拓扑结构形式接收机结构简单, 外围分离器件少, 可全集成成为单片接收机, 同时又能获得较好性能, 特别是解决了由于采用低中频结构而带来的镜频干扰如何抑制的难题。“可重构”能力则是利用直接中频采样, 在数字域内来进行解调检波等信号处理功能, 利用数字电路的软件可编程性来实现“可重构”。试验结果表明, 宽带低中频拓扑结构完全可以应用到雷达系统。

参考文献

- [1] Magoon R, Molnar A, Zachan J, Hatcher G, and Rhee W. A single-chip quad-band (850/900/1800/1900 MHz) direct conversion GSM/GPRS RF transceiver with integrated VCOs and fractional-n synthesizer. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, 37(12): 1710-1720.
- [2] Adiseno, Ismail M, and Olsson H. A wide-band RF front-end for multiband multistandard high-linearity low-IF wireless receivers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, 37(9): 1162-1168.
- [3] Li-Rong Zheng, Xingzhong Duo, Meigen Shen, Torrika T, and Michielsen W. Design and implementation of

- system-on-package for radio and mixed-signal applications. HDP '04. Proceeding of the Sixth IEEE CPMT Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, Sweden, 2004: 97–104.
- [4] Ratni M, Krupzevic D, Wang Zhaocheng, and Jurgensen J U. Broadband digital direct down conversion receiver suitable for software defined radio. The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, New York, 2002, vol.1: 100–104.
- [5] Wu Yuanbin and Li Jinwen. The design of digital radar receivers. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 1998, 13(1): 35–41.
- [6] 吴远斌, 李景文. 直接中频采样及数字相干检波的研究. *电子学报*, 1994, 22(10): 105–107.
- [7] 陆必应, 周智敏. 用复系数数字 FIR 滤波器实现超宽带正交解调接收系统的幅相误差校正. *电子学报*, 2000, 28(9): 59–61. Lu Bi-ying and Zhou Zhi-min. Correcting the amplitude and phase errors of UWB quadrature demodulation receivers using complex coefficients digital FIR filters. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(9): 59–61.
- 吴远斌: 男, 1967 年生, 高级工程师, 主要从事于雷达接收机系统、数字式接收机、高速 A/D 变换及高速 DSP 等方面的研究.