

双频副载波调幅的 UHF RFID 定位研究

史伟光, 刘开华, 房静静, 罗 蓬, 于洁潇, 黄翔东

(天津大学 电子信息工程学院, 300072 天津, shiweiguang12345@126.com)

摘 要: 针对多径效应及非视距阻挡使得基于收信强度的室内定位系统精度难以进一步提高的问题, 提出了一种适于 915 MHz 射频识别定位算法, 以收发信号的相位差作为定位依据, 引入双频副载波克服整周期模糊度并降低采样率要求, 结合全相位 FFT 谱分析特性, 提出一种基于欠采样条件下的相位差估计方法并获取测距信息, 利用最小二乘法求解定位标签位置. 仿真结果表明, 该算法具有良好的定位准确度及稳定性.

关键词: 射频识别技术; 室内定位; 双频副载波调幅; 相位差

中图分类号: TN925.93 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2012)03-0081-06

UHF RFID location algorithm based on dual frequency subcarriers amplitude modulation

SHI Wei-guang, LIU Kai-hua, FANG Jing-jing, LUO Peng, YU Jie-xiao, HUANG Xiang-dong

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, 300072 Tianjin, China, shiweiguang12345@126.com)

Abstract: For the accuracy of indoor location system based on the strength of received signal being restricted by the multipath effect and non line of sight propagation, a location algorithm using radio frequency identification was proposed which was suitable for 915 MHz UHF signal. Dual frequency subcarriers were introduced to overcome the ambiguity of whole cycles and reduce the demands of sample rate. On the basis of spectrum analysis of All-Phase FFT, a mechanism was put forward to estimate the phase difference so as to achieve the ranging information with under-sampling, and then the position of the tracking tags could be obtained by the least square method. Simulation results show that, the proposed algorithm possesses a higher accuracy and stability.

Key words: radio frequency identification; indoor location; dual frequency subcarriers amplitude modulation; phase difference

近年来, 射频识别(Radio Frequency Identification, RFID)技术凭借非接触、非视距、短时延、高精度、传输范围大和成本低等优点在室内定位系统中得到了广泛的应用^[1]. Jeffrey Hightower 等^[2]提出的 SpotOn, 采用分布式网络硬件基础结构, 通过聚合算法对三维空间进行定位; P. Bahl 等^[3]提出基于 802.11 无线网络架构的 RADAR, 采用经验测试和信号传播模型相结合的方式, 易于安装, 且底层网络结构具有通用性; Lionel M. N 等^[4]提出的 LANDMARC, 用参考标签替代离线数

据, 依据“最近邻距离”权重优选参考标签, 结合残差加权算法确定待定位物体的位置. 这些系统均将读写器接收到的射频标签信号强度作为定位依据, 结合路径损耗信道模型求解标签位置, 然而在室内环境中, 由人为活动、墙壁反射等引起的多径效应及非视距阻挡使得射频信号幅度衰落严重, 导致上述系统的定位精度难以进一步提高^[5].

基于测量信号的传输时延定位是 RFID 室内定位的另一研究方向, TOA、TDOA 算法为其奠定了充足的理论依据, Fang 算法、Chan 算法为其提供了丰富的表达式求解方案, 然而室内环境的空间局限性, 使得读写器接收发送同一信号的时间延迟只有几 ns 至几百 μ s, 直接获取射频信号时延

收稿日期: 2010-09-16.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60872001).

作者简介: 史伟光(1985—), 男, 博士研究生;

刘开华(1956—), 男, 教授, 博士生导师.

信息势必对读写器硬件性能提出了更高的要求,且系统复杂度增大. 基于此,本文结合文献[6-7]的思想,以信号相位差值作为定位依据,针对超高频 915 MHz 信号,提出“欠采样”条件下的双频副载波调幅 (Dual Frequency Subcarriers Amplitude Modulation, DFSAM) 的定位算法,结合全相位 FFT (All-Phase FFT, APFFT) 谱分析特性提取相位差值并测距,进而实现对标签位置信息的获取,仿真显示,该算法具备良好的定位精度及稳定性.

1 算法设计

1.1 载波相位测量特征分析

结合室内环境的测距范围,合理选取射频信号的频段是实现无线传输及高精度定位的前提,本文设定测距距离 $L \leq 10$ m,根据 ISO/IEC 18000-6C 协议,选用适用于室内定位的超高频载波 $f_c = 915$ MHz,载波波长 $\lambda_c = c/f_c = 32.79$ cm,光速 $c = 3 \times 10^8$ m/s,如直接选用载波测量,会引起如下 3 个难以克服的问题:

1) 射频信号从读写器发射,经电子标签反射后再返回至读写器,将经历多个载波整周期,即产生整周模糊度问题,对于最大测距范围 $L_{\max}$,整周期数 $k = \lfloor 2L_{\max}/\lambda_c \rfloor = 60$,使得检测到的接收信号相位与发射信号相位差 ($\varphi_r - \varphi_s$) 难以反映 $\Delta\varphi = 2k\pi + (\varphi_r - \varphi_s)$ 对应的距离信息, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整;

2) 基于 RFID 信道传输时延模型^[8], $\Delta\varphi$ 中除了包含电磁波由传输距离导致的相位偏移 φ_{trans} ,还包括由标签阻抗匹配电路引起的相位偏移 φ_{tag} ,以及由读写器射频电路引起的相位偏移 φ_{reader} ,尽管 φ_{tag} 、 φ_{reader} 对应的时延一般只有几 μs 至几百 μs ,却可对 φ_{trans} 引起几十甚至几百的相位整周期影响;

3) 为了从接收端的离散信号中准确提取相位信息,915 MHz 射频信号采样率需要近 2 Gsamples/s,现有高速数模转换器无法满足要求.

1.2 DFSAM 定位机制

为克服上述问题且使得调制系统简单易实现,本文选用线性调幅 AM (Amplitude Modulation) 模式调制载波信号,AM 模式根据调制信号的变化率去改变载波的振幅,且已调信号的频谱结构简单 (仅是将基带信号的频谱搬移到高频端). 对于单频副载波调幅模式,假设调制频率为 f_0 ,周期 $T_0 = 1/f_0$,针对整周模糊度问题,信号往返距离所用时间不应超出 1 个正弦波周期,即 $2L_{\max}/c \leq 1/f_0$,从而

$$f_0 \leq c/2L_{\max}. \quad (1)$$

即对于 $L_{\max}$,副载波信号的相位变化不超过 2π . 结合单频载波调幅有效抑制整周模糊度的思路,本文引入双频副载波调幅对检测到的相位偏移进行差分补偿从而抑制 φ_{reader} 和 φ_{tag} ,设阅读器发出的两路射频信号分别为

$$\begin{cases} s_1(t) = [\cos(2\pi f_1 t + \varphi_{s1}) + A_1] \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_{c1}), \\ s_2(t) = [\cos(2\pi f_2 t + \varphi_{s2}) + A_2] \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_{c2}). \end{cases} \quad (2)$$

忽略幅度衰减影响,则接收的两路射频信号分别为

$$\begin{cases} r_1(t) = [\cos(2\pi f_1 t + \varphi_{r1}) + A_1] \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_{d1}) + \eta_1 z_1(t), \\ r_2(t) = [\cos(2\pi f_2 t + \varphi_{r2}) + A_2] \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_{d2}) + \eta_2 z_2(t). \end{cases} \quad (3)$$

其中 f_1, f_2 为副载波频率, A_1, A_2 为调制电平, $z_1(t), z_2(t)$ 表示均值为 0 方差为 1 的加性白噪声, η_1, η_2 为加噪系数,则两路信号的副载波相位偏移分别为

$$\begin{cases} \Delta\theta_{s1} = \varphi_{r1} - \varphi_{s1} = 2\pi f_1 \tau_d = 2k_1\pi + \phi_{s1}, \\ \Delta\theta_{s2} = \varphi_{r2} - \varphi_{s2} = 2\pi f_2 \tau_d = 2k_2\pi + \phi_{s2}. \end{cases} \quad (4)$$

其中时延量 $\tau_d = 2L/c$. 对于测距长度 L ,假设两路信号具有相同的整周期数以便于计算相位偏移,令 $k_1 = k_2 = k$,即两路信号往返 L 所用时间差异不应超出 1 个正弦波周期,设 $f_2 > f_1$,结合式(1),有

$$\Delta f = f_2 - f_1 \leq c/2L_{\max}. \quad (5)$$

对于 $L_{\max} = 10$ m,两路信号频差小于 15 MHz 即可保证整周期数相同,从而可求解出 k 和 L :

1) 若 $\phi_{s2} \geq \phi_{s1}$,则有

$$\begin{cases} \frac{c}{2\pi f_1} \cdot (2k\pi + \phi_{s1}) = 2L, \\ \frac{c}{2\pi f_2} \cdot (2k\pi + \phi_{s2}) = 2L. \end{cases} \quad (6)$$

求解可得

$$\begin{cases} k = \frac{\phi_{s2}f_1 - \phi_{s1}f_2}{2\pi(f_2 - f_1)}, \\ L = \frac{c(\phi_{s2} - \phi_{s1})}{4\pi(f_2 - f_1)}. \end{cases} \quad (7)$$

2) 若 $\phi_{s2} < \phi_{s1}$,则 $\Delta\theta_{s2}$ 比 $\Delta\theta_{s1}$ 多经历一次整周期,从而

$$\begin{cases} \frac{c}{2\pi f_1} \cdot (2k\pi + \phi_{s1}) = 2L, \\ \frac{c}{2\pi f_2} \cdot [(2(k+1)\pi + \phi_{s2})] = 2L. \end{cases} \quad (8)$$

求解可得

$$\begin{cases} k = \frac{2\pi f_1 + \phi_{s2}f_1 - \phi_{s1}f_2}{2\pi(f_2 - f_1)}, \\ L = \frac{c(2\pi + \phi_{s2} - \phi_{s1})}{4\pi(f_2 - f_1)}. \end{cases} \quad (9)$$

1.3 欠采样相位差提取与测距

检测副载波信号相位差的定位思路一定程度上降低了模数转换器的采样频率要求,常用模数转换器采样频率范围在 0 到 1 GHz,这些采样频率相对于 $f_c = 915$ MHz 均属于“欠采样”情形,尽管欠采样会丢失 $s(t)$ 和 $r(t)$ 部分信息,然而,采样后 $s(t)$ 和 $r(t)$ 的调制信号在延时时段 τ_d 内“相位差信息”仍保留在采样序列当中。

令采样频率为 f_s ,将 $t = n/f_s$ 代入式(2)、式(3)并进一步化简,令数字角频率 $\omega_1 = 2\pi f_1/f_s$, $\omega_2 = 2\pi f_2/f_s$,则有

$$\begin{cases} s_1(n) = 0.5\cos[(\omega_c + \omega_1)n + (\varphi_{c1} + \varphi_{s1})] + \\ \quad 0.5\cos[(\omega_c - \omega_1)n + (\varphi_{c1} - \varphi_{s1})] + \\ \quad A\cos(\omega_c n + \varphi_{c1}), \\ s_2(n) = 0.5\cos[(\omega_c + \omega_2)n + (\varphi_{c2} + \varphi_{s2})] + \\ \quad 0.5\cos[(\omega_c - \omega_2)n + (\varphi_{c2} - \varphi_{s2})] + \\ \quad A\cos(\omega_c n + \varphi_{c2}). \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} r_1(n) = 0.5\cos[(\omega_c + \omega_1)n + 2\pi\tau_d(f_c + f_1) + \\ \quad (\varphi_{c1} + \varphi_{s1})] + 0.5\cos[(\omega_c - \omega_1)n + \\ \quad 2\pi\tau_d(f_c - f_1) + (\varphi_{c1} - \varphi_{s1})] + \\ \quad A\cos(\omega_c n + \varphi_{c1} + 2\pi f_c \tau_d), \\ r_2(n) = 0.5\cos[(\omega_c + \omega_2)n + 2\pi\tau_d(f_c + f_2) + \\ \quad (\varphi_{c2} + \varphi_{s2})] + 0.5\cos[(\omega_c - \omega_2)n + \\ \quad 2\pi\tau_d(f_c - f_2) + (\varphi_{c2} - \varphi_{s2})] + \\ \quad A\cos(\omega_c n + \varphi_{c2} + 2\pi f_c \tau_d). \end{cases} \quad (11)$$

式(10)、(11)表明,对两路发射载波进行调制后均会产生一组和频项 $\omega_c + \omega_1$ 、 $\omega_c + \omega_2$ 以及差频项 $\omega_c - \omega_1$ 、 $\omega_c - \omega_2$,它们的相角分别对应载波相角 φ_{c1} 、 φ_{c2} 和副载波相角 φ_{s1} 、 φ_{s2} 的和与差,而另外两项 $A\cos(\omega_c n + \varphi_{c1})$ 、 $A\cos(\omega_c n + \varphi_{c2})$ 仍完整保留了载波信息。

设发射端提取的副载波相角 $\Delta\varphi_{s1}$ 、 $\Delta\varphi_{s2}$,则有

$$\begin{cases} \Delta\varphi_{s1} = \frac{(\varphi_{c1} + \varphi_{s1}) - (\varphi_{c1} - \varphi_{s1})}{2} = \varphi_{s1}, \\ \Delta\varphi_{s2} = \frac{(\varphi_{c2} + \varphi_{s2}) - (\varphi_{c2} - \varphi_{s2})}{2} = \varphi_{s2}. \end{cases} \quad (12)$$

接收端提取的和频相角 φ_{r11} 、 φ_{r21} 及差频相角 φ_{r12} 、 φ_{r22} 分别为

$$\begin{cases} \varphi_{r11} + 2m_1\pi = 2\pi(f_c + f_1)\tau_d + (\varphi_{c1} + \varphi_{s1}), \\ \varphi_{r12} + 2m_2\pi = 2\pi(f_c - f_1)\tau_d + (\varphi_{c1} - \varphi_{s1}), \\ \varphi_{r21} + 2m_3\pi = 2\pi(f_c + f_2)\tau_d + (\varphi_{c2} + \varphi_{s2}), \\ \varphi_{r22} + 2m_4\pi = 2\pi(f_c - f_2)\tau_d + (\varphi_{c2} - \varphi_{s2}). \end{cases} \quad (13)$$

其中 m_i ($i = 1, 2, 3, 4$) 为整周期数,接收端提取的副载波相角分别为

$$\begin{cases} \Delta\varphi_{r1} = \frac{(\varphi_{r11} - \varphi_{r12})}{2} = 2\pi f_1 \tau_d + \varphi_{s1} - (m_1 - m_2)\pi, \\ \Delta\varphi_{r2} = \frac{(\varphi_{r21} - \varphi_{r22})}{2} = 2\pi f_2 \tau_d + \varphi_{s2} - (m_3 - m_4)\pi. \end{cases} \quad (14)$$

式中 $m_1 \geq m_2$, $m_3 \geq m_4$,则经 τ_d 后收信相位与发信相位差值为

$$\begin{cases} \Delta\psi_{r1} = \Delta\varphi_{r1} - \Delta\varphi_{s1} = 2\pi f_1 \tau_d - (m_1 - m_2)\pi, \\ \Delta\psi_{r2} = \Delta\varphi_{r2} - \Delta\varphi_{s2} = 2\pi f_2 \tau_d - (m_3 - m_4)\pi. \end{cases} \quad (15)$$

结合式(4)对于 ϕ_{s1} 、 ϕ_{s2} 有

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \Delta\psi_{r1} - 2\pi k_1 + (m_1 - m_2)\pi, \\ \phi_{s2} = \Delta\psi_{r2} - 2\pi k_2 + (m_3 - m_4)\pi. \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)分别代入式(7)、式(9),令 $\Delta m = (m_3 - m_4) - (m_1 - m_2)$,则

1) 若 $\phi_{s2} \geq \phi_{s1}$,

$$L = \frac{c(\Delta\psi_{r2} - \Delta\psi_{r1} + \pi\Delta m)}{4\pi(f_2 - f_1)}; \quad (17)$$

2) 若 $\phi_{s2} < \phi_{s1}$,

$$L = \frac{c(2\pi + \Delta\psi_{r2} - \Delta\psi_{r1} + \pi\Delta m)}{4\pi(f_2 - f_1)}. \quad (18)$$

为进一步估计 Δm 且便于化简,令 $\Delta\chi_s = \varphi_{s1} - \varphi_{s2} = 0$,由式(14)有 $\Delta\chi_r = \Delta\psi_{r2} - \Delta\psi_{r1} \in [-2\pi, 2\pi]$,又由式(17)、(18)分别有

$$0 \leq \Delta\chi_r + \pi\Delta m = \frac{4\pi L \Delta f}{c}, \quad (19)$$

$$0 \leq 2\pi + \Delta\chi_r + \pi\Delta m = \frac{4\pi L \Delta f}{c}. \quad (20)$$

且由式(5)知 $L_{\max} \leq c/2\Delta f$,使得 $4\pi L_{\max} \Delta f/c \leq 2\pi$,则以此约束条件对 $\Delta\chi_r$ 分段讨论判定式(19)中 Δm 值为

$$\begin{cases} \Delta m = -1, 0, & \Delta\chi_r \in (\pi, 2\pi]; \\ \Delta m = 0, 1, & \Delta\chi_r \in (0, \pi]; \\ \Delta m = 1, 2, & \Delta\chi_r \in (-\pi, 0]; \\ \Delta m = 2, 3, & \Delta\chi_r \in (-2\pi, -\pi]. \end{cases} \quad (21)$$

显然 $4\pi L_{\max} \Delta f/c$ 的区间过大使得 Δm 难以在 $\Delta\chi_r$ 的各区间求得唯一整数解,因此定义 $L_{\lim}$ 为算法可辨识测距范围且令 $L_{\lim} = L_{\max}/2$,并以此为约束条件对 $\Delta\chi_r$ 分段讨论重新判定 Δm ,对于 $\phi_{s2} \geq \phi_{s1}$,有

$$\begin{cases} \Delta m = -1, \Delta\chi_r \in (\pi, 2\pi]; \\ \Delta m = 0, \Delta\chi_r \in (0, \pi]; \\ \Delta m = 1, \Delta\chi_r \in (-\pi, 0]; \\ \Delta m = 2, \Delta\chi_r \in (-2\pi, -\pi]. \end{cases} \quad (22)$$

对于 $\phi_{s2} < \phi_{s1}$, 有

$$\begin{cases} \Delta m = -3, \Delta\chi_r \in (\pi, 2\pi]; \\ \Delta m = -2, \Delta\chi_r \in (0, \pi]; \\ \Delta m = -1, \Delta\chi_r \in (-\pi, 0]; \\ \Delta m = 0, \Delta\chi_r \in (-2\pi, \pi]. \end{cases} \quad (23)$$

引入非零项 $\Delta\chi_s$, 令 $\Delta\chi = \Delta\chi_r - \Delta\chi_s$, 联立式 (22)、式 (23) 并加以修正, 则有

$$\begin{cases} L = \frac{c(\Delta\chi - \pi)}{4\pi(f_2 - f_1)}, \Delta\chi_r \in (\pi, 2\pi]; \\ L = \frac{c\Delta\chi}{4\pi(f_2 - f_1)}, \Delta\chi_{r1} \in (0, \pi]; \\ L = \frac{c(\Delta\chi + \pi)}{4\pi(f_2 - f_1)}, \Delta\chi_r \in (-\pi, 0]; \\ L = \frac{c(\Delta\chi + 2\pi)}{4\pi(f_2 - f_1)}, \Delta\chi_r \in (-2\pi, \pi]. \end{cases} \quad (24)$$

1.4 全相位 FFT 相位估计实例与分析

本文根据全相位 FFT 能量重心法^[10]重构两路副载波信号的相位信息, 对于单频复指数信号有

$$\begin{cases} x(n) = e^{j\omega_0 n}, \\ w_c(n) = f(n) * b(-n), \\ x(n)w_c(n) \leftrightarrow Y(k) = W_c(e^{j(\omega_k - \omega_0)}). \end{cases} \quad (25)$$

其中 $f(n)$ 为前窗, $b(n)$ 为后窗, 结合式 (25) 对式 (10)、式 (11) 进行全相位 FFT 变换, 全相位 FFT 的“相位不变性”保证了在载频项、和频项、差频项谱线处的相位信息的高精度。

下面以一实例说明双频调制信号的振幅和相位谱分布, 假设 $f_1 = 100 \text{ MHz}$ 、 $f_2 = 110 \text{ MHz}$, $f_s = 250 \text{ MHz}$, $f_c = 915 \text{ MHz}$, FFT 变换区间长度 $N = 128$, 则 FFT 的频率分辨率为 $\Delta\omega = 2\pi/128$, 则对各频段数字角频率如表 1 所示。

表 1 初始各频段数字角频率

频段	ω_c	$\omega_c + \omega_i$	$\omega_c - \omega_i$
$s_1(n)$	$468.48\Delta\omega$	$519.68\Delta\omega$	$417.28\Delta\omega$
$s_2(n)$	$468.48\Delta\omega$	$524.80\Delta\omega$	$412.16\Delta\omega$

根据全相位 FFT 相移特性^[10], 将数字角频率归一化且范围限制在 $(-N\Delta\omega/2, -N\Delta\omega/2)$ 内, 则

表 2 归一化后各频段数字角频率

频段	ω_c	$\omega_c + \omega_i$	$\omega_c - \omega_i$
$s_1(n)$	$-43.52\Delta\omega$	$7.68\Delta\omega$	$33.28\Delta\omega$
$s_2(n)$	$-43.52\Delta\omega$	$12.80\Delta\omega$	$28.16\Delta\omega$

令初相值 $\varphi_{c1} = 70^\circ, \varphi_{s1} = 10^\circ, \varphi_{s2} = 50^\circ, \varphi_{c2} = 20^\circ, A_1 = A_2 = 1, \eta_1 = \eta_2 = 0$, 真实距离 $L_t = 5 \text{ m}, n \in [-N + 1, N - 1]$, 对 AM 序列 $s_1(n), s_2(n)$ 加汉宁双窗并进行全相位 FFT 谱分析, 得到如图 1 所示的振幅谱和相位谱对照, 从图 1(a)、图 1(e) 可看出, $s_1(n)$ 的振幅谱由以 $k = 8$ 为中心的和频项、以 $k = 33$ 为中心的差频项以及以 $k = 44$ 为中心的载频项的三簇谱线构成, $s_2(n)$ 的振幅谱由以 $k = 13$ 为中心的和频项、以 $k = 28$ 为中心的差频项以及以 $k = 44$ 为中心的载频项的三簇谱线构成, 从图 1(b) 可看出 $s_1(n)$ 的全相位 FFT 的相位谱在和频项 $k = 8$ 附近的多根相位谱线值几乎等于 $\varphi_{c1} + \varphi_{s1} = 80^\circ$, 在差频项 $k = 33$ 附近的多根相位谱线值几乎等于 $\varphi_{c1} - \varphi_{s1} = 60^\circ$, 则 $\Delta\varphi_{s1} = 10^\circ$, 结合 FFT 变换的奇偶性, 载频项 $k = 44$ 附近的多根相位谱线值的相反数几乎等于理论值 $\varphi_{c1} = 70^\circ$, 用同样方法可求出 $s_2(n), r_1(n), r_2(n)$ 的调制相角 $\Delta\varphi_{s2} = 20^\circ, \Delta\varphi_{r1} = -49.99^\circ, \Delta\varphi_{r2} = -100^\circ$, 结合式 (24) 得到对应的

$$L = 5.000\,001\,065\,492\,48 \text{ m}.$$

1.5 标签位置信息获取

对于式 (24) 中距离信息 L , 假设室内环境中读写器数目为 $h (h \geq 3)$, 则 h 个测距信息可建立一组关于待定位标签的圆周曲线方程组:

$$\begin{cases} (x - X_1)^2 + (y - Y_1)^2 = L_1^2; \\ (x - X_2)^2 + (y - Y_2)^2 = L_2^2; \\ \dots \\ (x - X_h)^2 + (y - Y_h)^2 = L_h^2. \end{cases} \quad (26)$$

其中 (x, y) 表示待定位标签理论坐标, (X_i, Y_i) 为读写器 i 的坐标. 结合 TDOA 模型对式 (26) 求解, 当读写器数 $h = 3$ 时, 求得唯一解

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right\} \quad (27)$$

式中 $i \in (2, h), K_i = X_i^2 + Y_i^2, R_{i,1} = L_i - L_1, X_{i,1} = X_i - X_1, Y_{i,1} = Y_i - Y_1$, 当读写器数 $h > 3$, 结合最小二乘法求解式 (26) 得

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = (A^T A)^{-1} A^T Y. \quad (28)$$

式中:

$$A = 2 \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} \\ \dots & \dots \\ X_{h,1} & Y_{h,1} \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} K_2 - K_1 - R_{2,1}^2 - 2R_{2,1}R_1 \\ K_3 - K_1 - R_{3,1}^2 - 2R_{3,1}R_1 \\ \dots \\ K_h - K_1 - R_{h,1}^2 - 2R_{h,1}R_1 \end{bmatrix}.$$

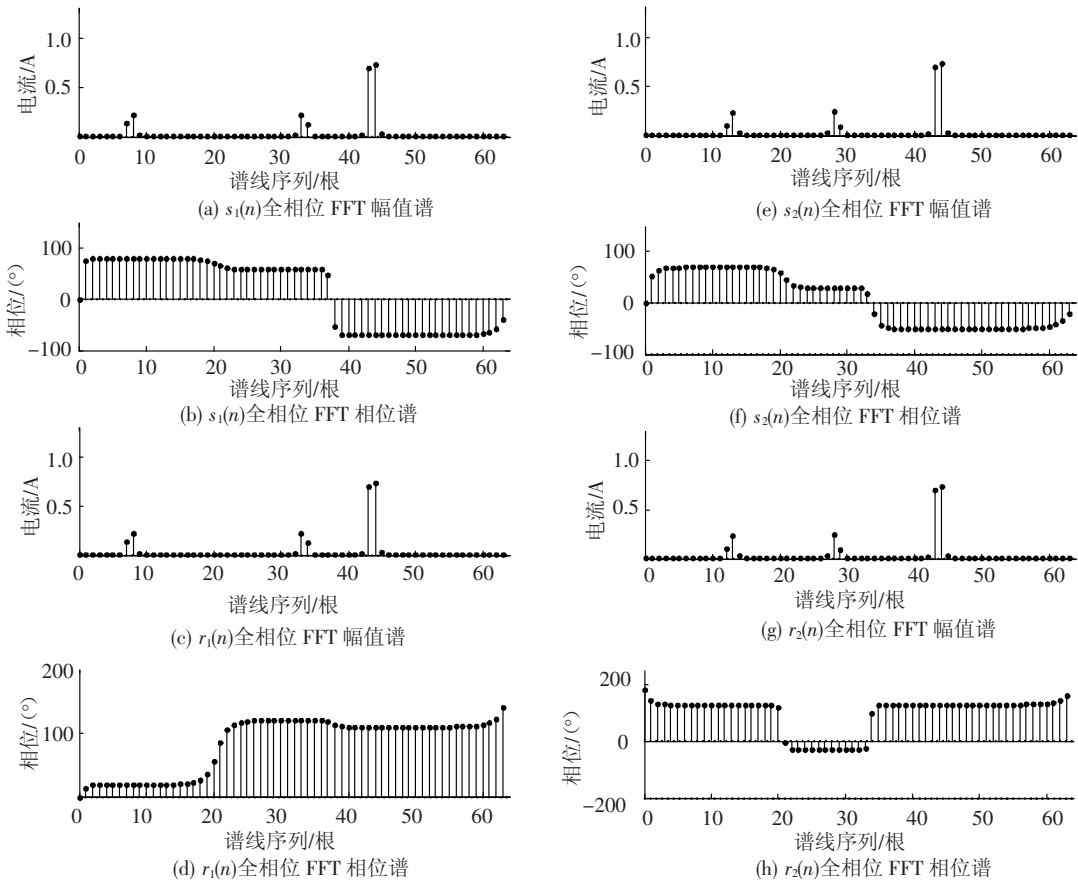


图1 两路 AM 调制收发信号幅值相位谱

2 仿真实验

根据上述定位原理,设定可辨识测距范围 L_{lim} 为 7.5 m,在 5.3 m × 5.3 m 室内环境以正八边形预先布置 8 个读卡器,随机投放 7 个待定位标签,令 $f_1 = 100$ MHz、 $f_2 = 110$ MHz, $f_s = 250$ MHz, $f_c = 915$ MHz, $\varphi_{c1} = 70^\circ$, $\varphi_{s1} = 10^\circ$, $\varphi_{s2} = 50^\circ$, $\varphi_{c2} = 20^\circ$, $A_1 = A_2 = 1$,两路射频信号处于同一环境,令 $\eta = \eta_1 = \eta_2$,调整 η 以获取不同的信噪比 R_{SN}

$$R_{SN} = 10\lg \frac{(A^2 + 0.25 + 0.25)}{2\eta^2} = -1.2494 - 20\lg\eta \quad (29)$$

采用蒙特卡洛方法进行 2 000 次实验. 仿真中,用平均误差 (Average Error, AE)、均方根误差 (Root Mean Square Error, RMSE) 和累计分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 来评价定位算法的准确度^[11].

2.1 环境噪声对 DFSAM 算法的精度影响

图 2、图 3 反映了不同加噪系数下的 DFSAM 算法定位性能对比, η 分别取值 0.03、0.05、0.1、0.15,对应的 R_{SN} 分别为 32.218 5 dB、27.781 5 dB、21.760 9 dB、18.293 1 dB,由图 2 所示,对于噪声

较小情况 $\eta = 0.03$,所选标签的最小 AE 可达 0.089 2 m. 当 η 增大到 0.15,所选标签的最大 AE 控制在 1.060 7 m.

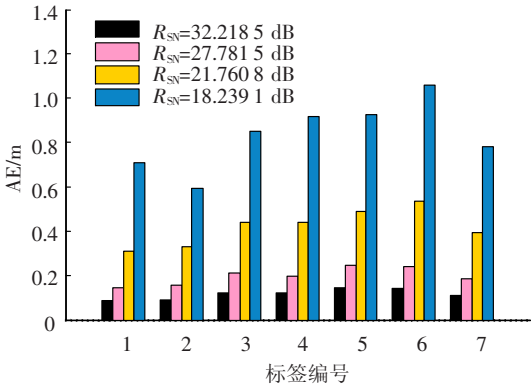


图2 不同信噪比下的各标签 AE 比较

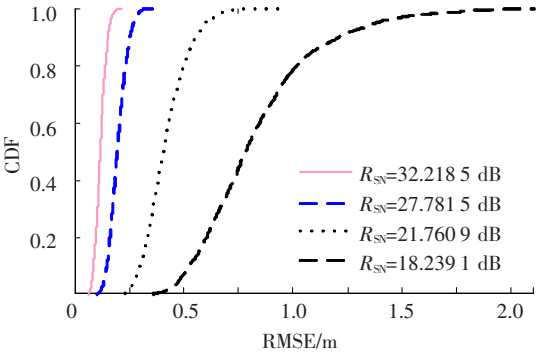


图3 不同信噪比下的 CDF 比较

由图3可知,对于 $\eta = 0.03$,RMSE在0.048 9 m到0.215 1 m内波动,收敛速度快,以50%的几率低于0.116 1 m,随着 η 增大到0.05, RMSE波动范围调整到0.081 9 m至0.396 6 m,且以50%的几率低于0.454 9 m,当 η 达到0.15时, RMSE以50%的几率低于0.780 5 m,收敛速度有所减缓,但最大RMSE限制在2.010 3 m,由上所述,DFSAM定位算法具有良好的定位精度及稳定性.

2.2 DFSAM 算法与 LANDMARC 性能对比

相比于基于收信能级的定位算法,DFSAM算法以收发相位差作为定位依据使其在信噪比较高的环境中定位精度能够进一步提高,本文选用典型能级算法LANDMARC与DFSAM算法进行性能对比,路径损耗系数 $n = 2.3$,参考标签以等间隔网状均匀布设于仿真环境中,最近邻标签数 $k = 4$, η 分别取值0.01, 0.02, 0.03, ..., 0.29, 0.3,对应的 R_{SN} 范围为12.218 5 dB至41.760 9 dB,由图4可知,当 R_{SN} 处于15 dB至25 dB时,增大参考标签总数 Q 对LANDMARC改善并不明显,而DFSAM算法在此时的RMSE远低于LANDMARC,且RMSE下降速度快,而当 R_{SN} 处于25 dB至41.76 dB时, LANDMARC算法的RMSE收敛趋势已趋于平缓,而DFSAM算法的定位精度仍有进一步提升.

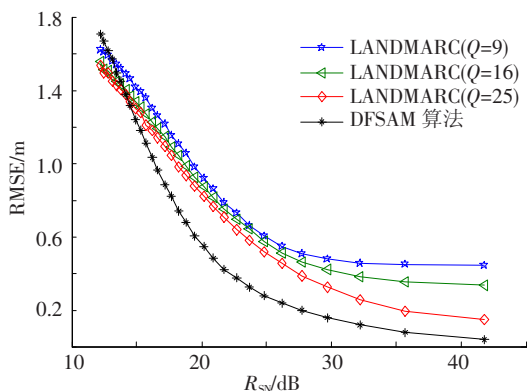


图4 DFSAM 算法与 LANDMARC 性能比较

在实际定位过程中,可以通过增大FFT变换区间长度 N 、增大读写器数目 h 以及结合Chan算法或Taylor算法求解标签位置,进一步提高DFSAM算法的定位准确度,同时可在信号发射端加一带通滤波电路降低载波信号占发射能量比重,以利于设备的小型化和手持电源供电.

3 结 论

针对基于收信能级强度的定位算法精度受制于多径效应及非视距传输的问题,本文提出了一

种基于相位差的射频室内定位算法,通过引入双频副载波调幅机制克服周期模糊度影响并降低读写器采样频率要求,结合全相位FFT谱分析特性,提出了在欠采样条件下相位提取与测距的策略.仿真结果证明,本算法定位精度高,稳定性好,对射频识别技术进一步应用于室内定位有极其重要的意义.

参考文献:

- [1] HIGHTOWER J, BORRIELLO G. Location systems for ubiquitous computing[J]. Computer, 2001, 34(8): 57 - 66.
- [2] HIGHTOWER J, WANT R, BORRIELLO G. SpotON: an indoor 3D location sensing technology based on RF signal strength[R]. Seattle: University of Washington, 2000.
- [3] BAHL P, PADMANABHAN V N. RADAR: an in building RF-based user location and tracking system[C]//Proceedings of the 19th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM 2000). Tel Aviv, Israel: [s. n.], 2000: 775 - 784.
- [4] LIONEL M N, LIU Yun Hao, LAU Y C, et al. LANDMARC: Indoor location sensing using active RFID[J]. Wireless Networks, 2004, 10(6): 701 - 710.
- [5] LIU Hui, DARABI H. Survey of wireless indoor positioning techniques and systems[J]. IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics III, 2007, 37(6): 1067 - 1080.
- [6] 许耀伟,孙仲康. 利用相位差变化率对固定辐射源的无源被动定位[J]. 系统工程与电子技术, 1999, 21(3): 34 - 37.
- [7] 毛继志,郭陈江,张麟兮,等. 幅相误差对射频仿真系统目标位置精度的影响[J]. 系统仿真学报, 2003, 15(8): 1149 - 1151.
- [8] 于洁潇,刘开华,宫霄霖,等. 三维空间下的射频识别标签防冲突算法[J]. 天津大学学报, 2009, 24(12): 1089 - 1095.
- [9] 王兆华,侯正信,苏飞. 全相位FFT频谱分析[J]. 通信学报, 2003, 24(11A): 6 - 19.
- [10] 黄翔东,王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差校正法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(2): 293 - 297.
- [11] JIN G Y, LU X Y, PARK M S. An indoor localization mechanism using active RFID tags[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Sensor Networks, Ubiquitous, and Trust worthy Computing. Piscataway: IEEE, 2008: 511 - 514.

(编辑 张 宏)