

基于高速移动通信的虚拟天线阵列理论研究

唐智灵 于立娟 李思敏

Virtual antenna array theory based on high speed mobile communications

Tang Zhi-Ling Yu Li-Juan Li Si-Min

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 070701 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.070701

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.070701>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I7>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

交替寻优生成元素幅值结合混沌随机相位构造循环测量矩阵

Constructing circulant measurement matrix through alternating optimizing amplitudes together with chaotic stochastic phases of the matrix generating elements

物理学报.2015, 64(13): 130702 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.130702>

一种基于选择性测量的自适应压缩感知方法

An adaptive compressed sensing method based on selective measure

物理学报.2014, 63(20): 200701 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.200701>

基于马尔科夫链蒙特卡罗的时延估计算法

Time delay estimation using Markov Chain Monte Carlo method

物理学报.2014, 63(13): 130701 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.130701>

星载极化相关型全极化微波辐射计天线交叉极化校正技术 (II): 校正试验

Antenna cross-polarization correction for spaceborne polarimetric microwave correlation radiometer (II): Correction experiment

物理学报.2013, 62(7): 078403 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.078403>

星载极化相关型全极化微波辐射计天线交叉极化校正技术 (I): 天线温度方程推导

Antenna cross-polarization correction for spaceborne polarimetric microwave correlation radiometer (I): Derivation of the antenna temperature equation

物理学报.2013, 62(7): 078402 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.078402>

基于高速移动通信的虚拟天线阵列理论研究^{*}

唐智灵 于立娟 李思敏[†]

(桂林电子科技大学, 广西自动检测技术与仪器重点实验室, 桂林 541004)

(2015年9月30日收到; 2015年12月21日收到修改稿)

在高速移动通信中, 多普勒频移对通信性能产生严重的影响, 通常需要对接收信号的多普勒频移进行估计并进行补偿. 本文研究在对单个天线接收的高速移动通信信号进行频移估计和补偿的基础上产生多路无频偏的信号, 并虚拟为天线阵列的输出以提高系统的接收增益. 首先讨论了“均匀时间采样”和“均匀相位采样”的关系, 并根据两者之间的关系提出了补偿多普勒频移和虚拟天线阵列的算法, 即对采样信号进行插值、均匀相位抽取以后, 再进行均匀时间采样. 然后分析了算法对高速移动通信系统性能的改善作用, 并提出了算法的硬件实现结构. 通过数值仿真验证了算法的干扰抑制能力和误码性能, 结果表明本文提出的虚拟天线阵列算法能够改善飞机、高铁上的高速移动通信系统的性能.

关键词: 移动通信, 信号处理, 天线阵列, 多普勒频移

PACS: 07.50.Qx, 84.40.Ba, 84.40.Ua

DOI: 10.7498/aps.65.070701

1 引言

飞机、高速列车、汽车在行进时, 接收的通信信号存在多普勒频移现象. 对无线通信而言, 多普勒频移使载波频率估计产生误差, 进而导致通信系统性能下降. 例如正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统对频率偏移非常敏感, 在高速移动通信中各子载波间的正交性因多普勒频移而遭到破坏, 产生载波间干扰 (inter-channel interference), 严重影响系统的性能. 这一问题对未来基于 IEEE 802.11p 标准的车联网等宽带移动通信系统构成严峻的挑战^[1-3].

为此, 近年来对多普勒频移的估计与补偿方法开展了大量的理论研究. 针对单载波系统在恒定移动速率条件下产生的多普勒频移, 一方面可以在频域上进行估计, 例如采用基于块的频率估计与补偿的方法^[4], 以及利用控制变量法对多普勒调频斜率进行估计^[5,6]. 此外, 通过频谱的卷积计算 Rayleigh 响应函数, 也可较好地估计多普勒频移^[7].

对于非理想信道中存在的信号干扰现象, 基于快速傅里叶变换 (FFT) 的低复杂度估计方法能够在频域中确定期望信号的频率偏移^[8]. 另一方面在时域上也可进行多普勒频移的估计与补偿, 例如基于运动信号源的特征函数, 构造消除多普勒效应的全息面时域信号强度分布, 能有效地抵抗相对运动时所产生的多普勒效应, 改善了信号质量^[9]. 此外, 采用时频联合估计的方法具有更简单的结构^[10].

而对于多载波系统, 可将信道视为所有传播路径共同具有的多普勒比例因子, 分两步移除多普勒频移^[11]. 即先通过重采样进行非均匀多普勒补偿, 将“宽带”问题变换为“窄带”问题, 然后通过高分辨率均匀补偿消除残留的多普勒频移. 该算法需要空子载波和导频载波, 前者用于多普勒补偿, 后者用于信道估计. 也可通过对多普勒频移的比例进行点估计, 对子载波进行补偿^[12]. 而对于多普勒频移恒定或者在包传输期间频率缓慢变化的情况, 例如 OFDM 系统, 可利用其循环前缀进行频移估计, 进一步对时变的多普勒频移进行补偿^[13]. 对于无循

^{*} 国家自然科学基金 (批准号: 61461013)、广西自动检测技术与仪器重点实验室主任基金 (批准号: YQ15115) 和桂林电子科技大学创新团队资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: tzl888@guet.edu.cn

环前缀的OFDM信号,可先在计算模糊函数获得多普勒频移估计的基础上处理平均时变压缩因子,然后利用样条曲线插值和时变信道估计完成非均匀多普勒失真补偿,最后利用频域多普勒均衡器补偿残余的多普勒频移^[14].

虽然在很多情况下消除多普勒频移是必要的,但是多普勒频移本身携带的运动方向、速度等信息也是能够被利用的.例如在海态监测应用中从多普勒频移恢复海态信息^[15],激光探测与测量应用中通过多普勒效应进行风场反演^[16],以及合成孔径雷达的高分辨率探测^[17].本文在现有多普勒频移估计与消除的基础上,进一步从接收的多普勒频移信号产生多路无频偏的信号,并虚拟为天线阵列接收的输出信号,再对虚拟的阵列信号进行波束合成,提高系统的增益,从而获得更好的通信性能.

2 高速移动通信场景

以飞机与地面的通信为例.如图1,飞行高度为 h 的飞机以速度 v_a 沿 x 方向匀速直线飞行,同时机载天线以特定的俯角向航线正侧方向地面发射或接收无线电波.设 $t=0$ 时刻飞机处在坐标原点.在某一时刻 t ,飞机的位置 $x_a = v_a t$.地面通信台 p 的位置在这个坐标系里是固定的,为 (x_p, R_0) .在 t 时刻, p 与机载天线的斜距 R 为

$$R = \sqrt{R_0^2 + (x_a - x_p)^2} = R_0 + \frac{(x_a - x_p)^2}{2R_0}, \quad R_0 \gg (x_a - x_p). \quad (1)$$

设通信信号的载波频率为 f_0 ,振幅为1,起始相位为0,若发射信号为 $s_t(t) = \text{Re}(e^{j\omega_0 t})$,则接收到的信号为 $s_r(t) = \text{Re}(K\sigma^0 e^{j\omega_0 t - \tau_0})$.令 k 表示因距离 R 及其他因素引起信号幅度衰减的因子, τ_0 表示信号传播的延迟: $\tau_0 = R_0/c$,那么接收信号可以表示为

$$s_r(t) = \text{Re}\left(k\sigma^0 \exp j\omega_0 \left[t - \frac{R_0}{c} - \frac{(x_a - x_p)^2}{2cR_0}\right]\right), \quad (2)$$

归一化的形式为

$$s_r(t) = \text{Re}\left(e^{j\omega t} e^{-j\frac{2\pi R_0}{\lambda}} e^{-j\frac{\pi(x_a - x_p)^2}{\lambda R_0}}\right). \quad (3)$$

由(3)式可知接收信号的相位为 $\phi = \phi_1 + \phi_2 + \phi_3$,其中 $\phi_1 = \omega t$ 是发射信号的一次相位项; $\phi_2 = 2\pi R_0/\lambda$ 是随 R_0 变化的相位,如果飞行轨迹不

变,那么这一相位是保持不变的; $\phi_3 = 2\pi v_a^2(t - t_p)^2/(\lambda R_0)$ 是随时间呈平方律变化的二次相位项,那么接收信号的瞬时频率为

$$f_t = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[\omega t - \frac{2\pi R_0}{\lambda} - \frac{\pi v_a^2 (t - t_0)^2}{\lambda R_0} \right] = f_0 - \frac{v_a^2 (t - t_0)}{\lambda R_0}, \quad (4)$$

则多普勒频移为

$$f_d = -\frac{v_a^2 (t - t_0)}{\lambda R_0}. \quad (5)$$

(5)式表明信号的频率随时间呈线性变化,且多普勒频移有一个范围,以 $t = t_0$ 为中心向正负两方向变化(图2).

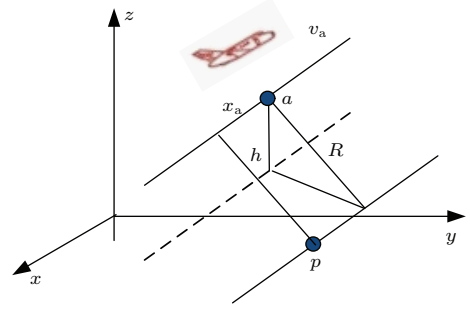


图1 高速移动通信场景

Fig. 1. Scenario of high speed mobile communications.

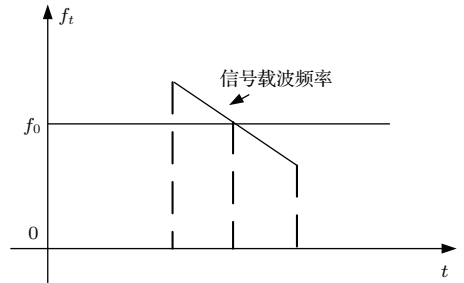


图2 高速移动通信信号的载波频率随时间的变化

Fig. 2. Variation of the high speed mobile communications signal's frequency with time.

3 虚拟天线阵列

对真实的阵列天线来说,到达各天线阵元的无线电波存在波程差并体现为相位的不一致,例如均匀间隔天线阵元输出的信号之间存在相位差 $n \times \Delta\phi$,其中 $\Delta\phi$ 是相邻阵元之间的相位差.而对于虚拟天线阵列,通过多普勒频移信号生成的多个虚拟阵列信号之间也必须存在同样的相位差.假设虚拟阵元数为 N ,那么算法的关键是如何将多普勒频移信号变换为 N 个相位差为 $\Delta\phi$ 整数倍的虚拟

信号. 并且在产生虚拟阵列信号的同时, 多普勒频移也得到补偿.

3.1 算法分析

由(5)式可知, 高速移动通信的接收信号 $s_r(t)$ 的多普勒频移表示为 f_d . 通常通过 Costas 环能跟踪载波频率和相位的变化, 但这样会引入较多的噪声^[18]; 使用卡尔曼滤波器的方法也能对载波相位差、多普勒频率及其变化率进行估计, 并能自适应地调节环路参数, 但环境的不确定性因素对系统稳定性影响较大, 且运算量较高, 不易于工程实现^[19,20]; 而高动态环境下接收信号含有较大的多普勒频率及其变化率, 传统载波跟踪方法难以在高动态应力和跟踪精度两方面取得较好折中, 而采用快速最大似然估计方法, 并利用估计值辅助载波跟踪环路, 能较好地解决此问题^[21]. 假设无频偏信号的频率为 f_0 , 那么恢复的载波 $c(t)$ 的频率 f_r 为

$$f_r(t) = f_0 + f_d(t). \quad (6)$$

假设高速运动是匀速的, 那么如图2所示的多普勒频移是线性变化的. 如果以均匀的时间间隔 Δt 对载波进行采样, 则 Δt 时间内瞬时相位增量为

$$\Delta\phi(t) = f_r(t)\Delta t = (f_0 + f_d(t))\Delta t. \quad (7)$$

由(7)式可知, 若 $f_d(t) = 0$, $\Delta\phi(t)$ 是一个常数, 因此当不存在多普勒频移时, 均匀时间间隔采样和均匀相位间隔采样是等效的, 可表示为 $c(t_0 + n\Delta t) = c(\phi_0 + m\Delta\phi)$, 其中 t_0 是初始时间, ϕ_0 是初始相位, 并且 $f_d(t_0) = f_d(\phi_0)$, 如图3所示. 而当 $f_d(t) \neq 0$ 时, $\Delta\phi(t)$ 随时间变化, 如图4所示, 这时均匀时间采样间隔与均匀相位间隔采样不存在等效的关系, 即 $c(t_0 + n\Delta t) \neq c(\phi_0 + m\Delta\phi)$. 因此, 均匀时间间隔和均匀相位间隔等效是无多普勒频移的充分必要条件. 根据这个原理, 如果首先对多普勒频移信号 $s_r(t)$ 进行均匀相位间隔采样得到 $s_r(\phi_0 + m\Delta\phi)$, 再使用均匀时间间隔为 Δt 的时钟将采样信号读出, 那么恢复的信号为 $s_r(t_0 + n\Delta t) = s_r(\phi_0 + m\Delta\phi)$, 根据前面对(7)式的分析可知信号的多普勒频移得到了补偿. “等相位间隔采样”到“等时间间隔采样”的变换不仅补偿了多普勒频移, 也是完成虚拟阵列天线的重要步骤. 图5显示了多普勒频移信号的均匀相位间隔采样及相应的非均匀时间间隔采样.

虚拟阵列信号的关键在于各个虚拟阵元输出信号之间的相位存在特定的关系. 在进行均

匀相位间隔采样时, 如果以 N 个不同的初始相位 ϕ_0^k 开始采样, 那么采样信号分别为 $s_r(\phi_0^1 + m\Delta\phi)$, $s_r(\phi_0^2 + m\Delta\phi)$, $\dots$, $s_r(\phi_0^N + m\Delta\phi)$. 当这些采样信号以初始相位对应的时刻为基准对齐以后, 可得

$$\begin{cases} s_r(\phi_0^1 + m\Delta\phi) = s_1(t_0 + n\Delta t), \\ s_r(\phi_0^2 + m\Delta\phi) = s_2(t_0 + n\Delta t), \\ \vdots \\ s_r(\phi_0^K + m\Delta\phi) = s_K(t_0 + n\Delta t). \end{cases} \quad (8)$$

如果 $\phi_0^2 - \phi_0^1 = \phi_0^3 - \phi_0^2 = \dots = \phi_0^N - \phi_0^{N-1} = \Delta\varphi$, 其中 $\Delta\varphi$ 是相邻的虚拟阵列信号之间的固定相位差, 则 $s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)$ 与真实均匀线阵天线或者圆阵天线接收的阵列信号在数学表达上是一致的. 通过这样的变换, 从单天线接收的多普勒频移信号可产生 K 个虚拟的阵列天线信号.

为了保证邻近虚拟天线阵列信号之间相位差 $\Delta\varphi$ 的精确性, 其前提条件是必须有足够数量的采样值. 通常对信号的采样遵循奈奎斯特采样定理, 那么在一个信号周期内的采样数为2. 但是, 为了不使天线阵方向图出现栅瓣, 要求天线阵元之间的距离 $d \leq \lambda_s/2$, 其中 λ_s 是信号的波长. 而相邻两天线阵元的时间差为 $\Delta\tau_s = d \sin \theta_s / c$, 其中 θ_s 为信号的入射角, c 为光速, 因此从采样信号中虚拟相邻两个阵元之间的时间差必须满足条件:

$$\Delta\tau_s \leq \lambda_s \sin \theta_s / (2c). \quad (9)$$

假设虚拟阵列天线法线与信号的入射方向夹角 $\theta_s = \pi/2$, 则 $\Delta\tau_s \leq \lambda_s / (2c) = T_s/2$, 其中 T_s 是信号的周期. 因此虚拟天线阵列信号必须满足两个条件, 即1) 满足奈奎斯特采样定律; 2) 相邻两个虚拟阵元之间的间隔必须小于信号周期的1/2. 假设虚拟阵列的阵元数为 K , 那么在一个信号周期内的采样数至少为 $K+1$ 个, 而随着虚拟的入射角 θ_s 减小, 则需要信号采样数进一步增加.

当完成如(8)式的均匀间隔采样后, 通过均匀时间间隔时钟将采样读出, 则采样成为如图3所示的具备均匀时间间隔与均匀相位间隔的采样. 假设 f_s 是载波频率, 无多普勒频移信号的相位间隔如下式:

$$\Delta\phi = f_s t. \quad (10)$$

对原有的采样信号通过插值扩充采样值数量, 然后根据(10)式计算 K 个不同相位的抽取信号采样的时刻:

$$t_s = \Delta\phi / f_s. \quad (11)$$

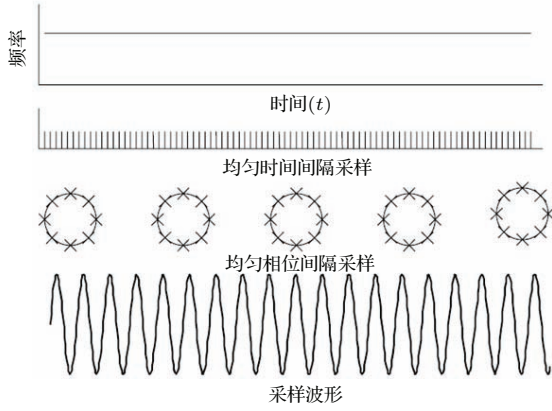


图3 无多普勒频移信号的均匀时间间隔采样与均匀相位间隔采样

Fig. 3. Uniform time sampling and uniform phase sampling for none Doppler shifted signal.

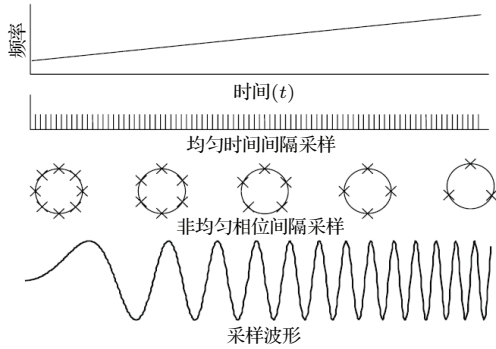


图4 多普勒频移信号的均匀时间间隔采样及相应的非均匀相位间隔采样

Fig. 4. Uniform time sampling and its corresponding uniform phase sampling for Doppler shifted signal.

最后在 t_s 时刻抽取采样值而产生阵列单元接收的信号 $s_K(t_0 + t_s)$. 当插值的数量足够大时, 可得

$$s_r(\phi_0^K + m\Delta\phi) \approx s_K(t_0 + t_s). \quad (12)$$

根据以上的推导, 虚拟阵列信号的产生过程如图6所示, 通过频率跟踪获取多普勒频移, 然后根据(7)式计算单位时间内的相位增量 $\Delta\phi$. 因为在 K 个不同初始相位计算相位增量 $\Delta\phi$, 所以产生 K 个不同初始相位 $\phi_0^1, \phi_0^2, \dots, \phi_0^K$ 的抽取时钟 t_s 集合. 最后根据(8)式, 用抽取时钟 t_s 对插值以后的采样信号进行抽取, 得到 K 个虚拟的阵列信号. 相对于单纯的多普勒相位补偿, 对 K 个虚拟的阵列信号的处理可获取阵列增益.

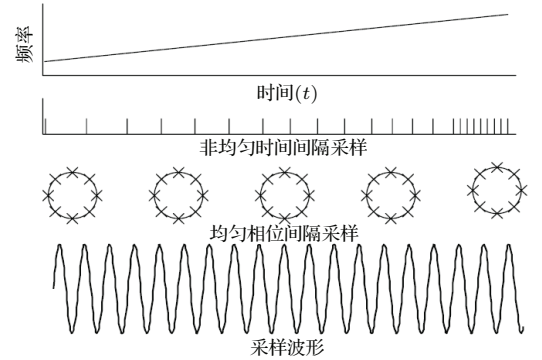


图5 多普勒频移信号的均匀相位间隔采样及相应的非均匀时间间隔采样

Fig. 5. Uniform phase sampling and its corresponding time uniform sampling for Doppler shifted signal.

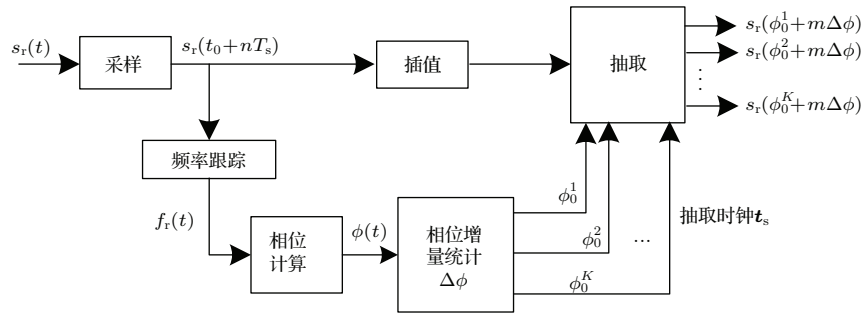


图6 虚拟阵列信号的产生

Fig. 6. Generation of virtual array signals.

3.2 性能分析

虚拟的阵列信号经过波束合成以后, 通过加权相加获得的增益为^[21]

$$G_A = 10 \log_{10} \left(\frac{y(t)}{s(t)} \right) = 10 \log_{10} N. \quad (13)$$

通过对信号的等相位采样以及虚拟信号的产生, 最后所合成的信号功率得到了增强. 均匀相位采样是基于多普勒频移量进行统计的, 而当存在其他的干扰信号时, 因为其他干扰源与飞机之间的距离差异, 所以这些信号的多普勒频移与有用信号是不同的. 那么在对当前信号进行均匀相位

采样时, 对其他信号的采样而言是非均匀相位的采样. 如图 7, 假设虚拟阵列单元数为 N , 存在两个通信信号源 J1, J2, 与飞机航向垂直的斜距分别为 R_1, R_2 . 那么根据 (5) 式, 机载天线接收到这两个信号的多普勒频移为 $f_{d1} = -v_a^2(t - t_0)/(\lambda R_1)$, $f_{d2} = -v_a^2(t - t_0)/(\lambda R_2)$, 它们之间的频差为

$$\begin{aligned} \Delta f_d &= (f_{d1} - f_{d2}) \\ &= -\frac{v_a^2}{\lambda} \left(-\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) (t - t_0). \end{aligned} \quad (14)$$

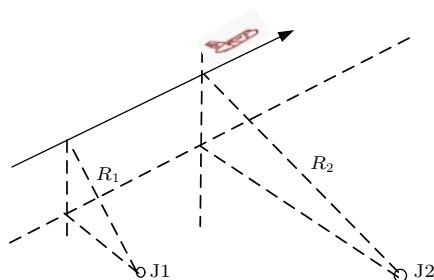


图 7 存在两个高速移动通信辐射源的场景

Fig. 7. Scenario of two high speed mobile communications radiators.

当对信号 J1 进行均匀相位采样时, 即 $(f_0 + f_{d1})(t_n - t_{n-1}) = \Delta\varphi_1$, 每次采样的时刻为 t_n , 那么信号 J1 在两次采样之间的相位增量为 $(f_0 + f_{d2})(t_n - t_{n-1}) = \Delta\varphi_2$. 因为 $f_{d1} \neq f_{d2}$, 所以 $\Delta\varphi_2$ 是随着时间变化的, 则相邻两虚拟天线单

元的时间差 $\Delta\tau_2 = \Delta\varphi_2/f_c$ 也将是变化的. 因此对于干扰信号 J2 而言, 经过波束合成输出的信号是被衰减的. 所以利用飞机高速运动产生的多普勒频移构建虚拟天线阵列, 能够提高接收信号的信干比以及改善系统性能.

3.3 算法的实现

由前面的分析可知, 因为采用“均匀相位间隔采样”的方法必须已知信号的瞬时相位值, 所以需要对相位的增量进行计算, 一旦相位增量达到设定的相位间隔值以后, 将触发信号对信号采样, 从而得到均匀相位间隔的信号采样. 为了产生虚拟阵列信号, 还需要在消除多普勒频移的基础上, 根据阵列流型产生不同时间延迟的阵列信号. 基于均匀相位间隔采样的原理, 首先根据需要的阵列单元数量使用多个相位增量计数器. 假设阵元数 N , 则相位增量计数器数为 N . 然后为每个计数器设置不同的初始值, 且初始值是 $\Delta\varphi$ 倍数, 则每个相位计数器将会在不同的时间触发对信号采样, 产生的多路采样信号被存入缓冲. 最后用同一时钟信号读取缓冲区中的样值. 由于多路采样信号的均匀相位采样触发时间不同, 因此从缓冲区读出的各路信号具有不同的初始相位 $(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N)$, 算法实现的硬件结构如图 8.

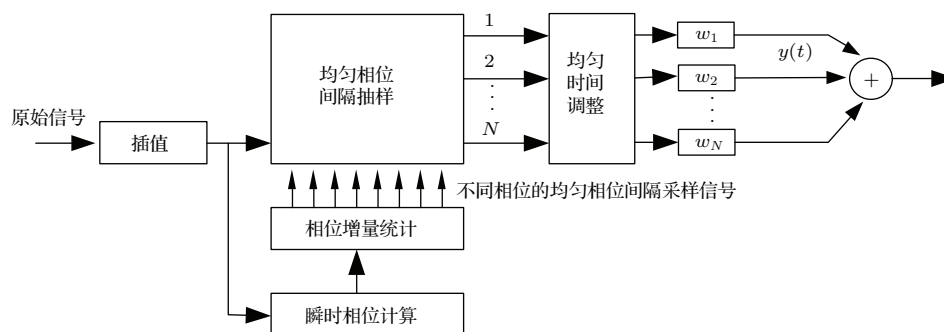


图 8 虚拟天线阵列信号处理的硬件实现结构

Fig. 8. Hardware architecture of virtual antenna array signal processing.

4 仿真结果与讨论

4.1 虚拟阵列天线的波束

虚拟阵列天线的波束宽度和虚拟阵元数、虚拟阵元之间的距离有关系. 改变均匀相位间隔采样的相位间隔量及阵元数, 可以分别获得不同条件下的

虚拟阵列归一化方向图. 假设虚拟阵元数为 8, 改变虚拟阵元之间的距离分别为 $1/4$ 波长、 $1/2$ 波长, 虚拟的入射角度 θ_s 为 90° , 那么相邻阵列单元间输出信号的相位差为 $\Delta\varphi = 2\pi d/\lambda$, 其中 d 为虚拟单元之间间距. 如图 9 所示, 间距越小, 波束的 3 dB 宽度越宽.

固定虚拟阵元之间的距离为 $1/4$ 波长, 改变虚

拟阵元数分别为4, 8, 虚拟的入射角度为 90° , 那么各阵列单元之间信号的相位差为 $\Delta\varphi = \pi/2$. 根据以上条件得到的虚拟相控阵列天线的方向图如图10, 可知随着虚拟单元数量的增加, 虚拟阵列天线的3 dB宽度逐渐变窄. 当虚拟阵列天线单元数为4时, 3 dB宽度为 110° ; 当虚拟阵列天线单元数为8时, 3 dB宽度为 70° .

因此在构建虚拟阵列天线时, 需要综合考虑阵元数、阵元间隔的因素. 阵元间隔越大, 阵元之间的相位差也越大, 越容易构建虚拟阵列信号, 但是太大的虚拟阵列单元间隔会产生栅瓣和对称峰值; 而虚拟阵元数越多, 所形成波束的3 dB宽度越窄, 但

是需要的插值、数据缓存量越多, 使得电路规模进一步提高.

当构建虚拟天线阵列以后, 可以验证通信系统的增益以及误码性能的改善. 首先设置仿真条件, 通信信号源的调制类型为BPSK, 调制信号的数据速率为32 kbit/s, 飞行速度为800 km/h, 飞行高度为2000 m, 虚拟天线阵列的阵元数为8. 图11是虚拟阵列信号波束成形前后的误码率, 产生虚拟阵列信号波束成形处理以后的误码率比单个多普勒频移信号的误码率有显著的改善. 并且随着信噪比的提高, 误码率的改善更为明显.

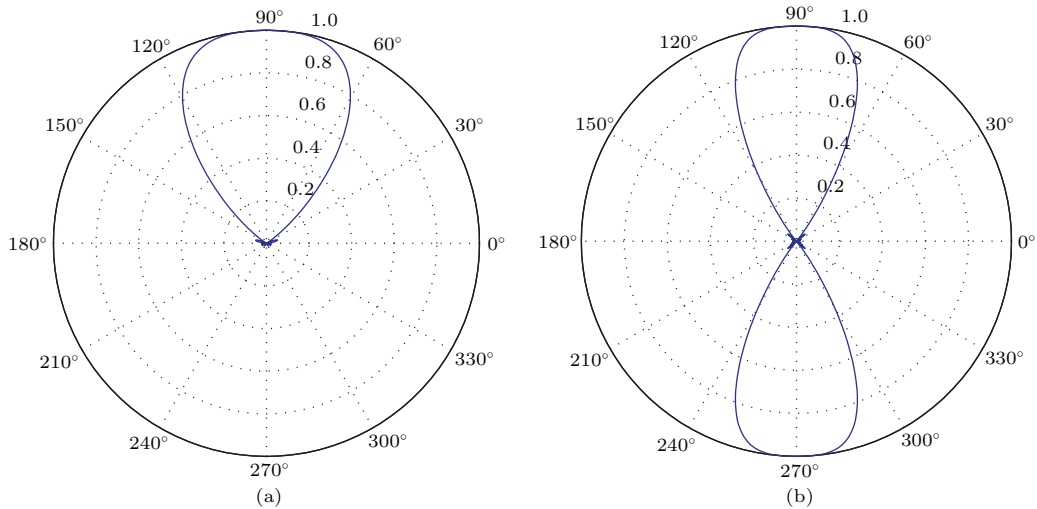


图9 虚拟8个阵元, 虚拟入射角为 90° 的虚拟线阵天线, 不同阵元间距的归一化方向图 (a) $\lambda/4$ 波长; (b) $\lambda/2$ 波长
Fig. 9. Direction pattern of the virtual antenna array made up of 8 virtual elements when the virtual incident angle is 90° in different element distance: (a) $\lambda/4$; (b) $\lambda/2$.

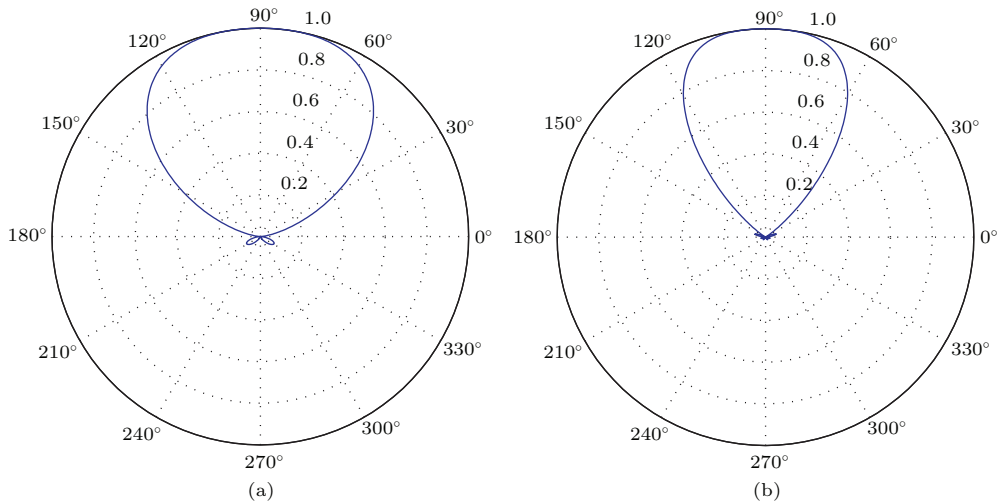


图10 虚拟阵元间距为 $\lambda/4$ 波长, 入射角为 90° 的虚拟线阵天线, 不同虚拟阵元数量的归一化方向图 (a) 4阵元; (b) 8阵元

Fig. 10. Direction pattern of the virtual antenna array made up of different virtual elements when the virtual incident angle is 90° and the element distance is $\lambda/4$: (a) 4 virtual elements; (b) 8 virtual elements.

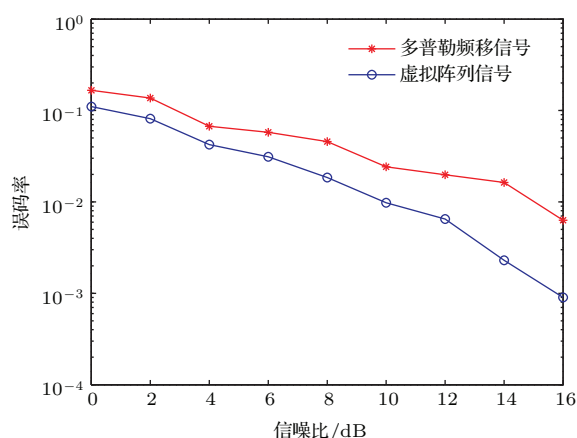


图 11 虚拟阵列信号波束成形处理以后与原始多普勒频移信号的误码率比较

Fig. 11. Comparison of bit error rate between beamformed virtual antenna array signal and original Doppler shifted signal.

4.2 抗干扰能力的改善

对于存在干扰信号的情况, 首先多普勒频移的估计可采用基于FFT的方法^[8], 然后根据(7)式确定等相位间隔的值, 并根据(11)式计算等时间间隔读取的时间值. 将虚拟阵列信号乘以权重值并叠加以后会在信号的虚拟入射方向角形成增益, 而在其余方向形成衰减. 因为多普勒频移的存在, 根据(14)式可知, 干扰信号相对于有用信号的虚拟阵列的入射角度存在偏移. 飞机飞行的速度越快, 那么干扰信号与有用信号之间的多普勒频偏差值以速度的二次方增大, 则干扰信号相对于有用信号的入射角将变大. 反过来说, 当有用信号和其他信号的频偏为0, 那么说明两者是同一个信号, 或者飞机的速度为0, 那么两者的入射角是相同的, 因此不能够将其他信号过滤掉. 因此, 运动速度与有用信号和干扰信号间的分辨率是呈正比关系的. 根据(14)式, 假设飞机飞行速度为400—1000 km/h, 约为111—278 m/s, 有用信号辐射源与飞机航线的垂直斜距为12000 m, 另一个干扰信号与飞机航线的垂直斜距为15000 m, 起始时间 $t_0 = 0$, 载波频率为5 GHz. 随着时间的发展, 两者之间的频率偏移绝对值 $|\Delta f_d|$ 的变化如图12所示, 而相位偏差与时间变化的关系如图13所示.

由图13可见, 随着时间的变化, 不同信号之间总是存在着相位偏差, 而且随运动速度变化. 当然, 虚拟阵列天线阵单元之间的时间差较小, 为 $\Delta\tau = d \sin \theta_i / c$, 其中 d 为单元间距, θ_i 为入射角,

c 为光速. 假设入射角为 90° , 单元间距为 $1/2$ 波长, 载波频率为5 GHz, 那么阵单元之间的时间差为 1×10^{-10} s. 在这么短的时间内各个虚拟单元有用信号和干扰信号的偏差是近似恒定的. 假设两个信号之间的相位偏差为 30° , 那么根据公式 $\Delta\tau = d \sin \theta_i / c$ 计算干扰信号对应的入射角为 56.44° . 通过增加虚拟阵列单元数、增大虚拟单元间距, 可以有效减小虚拟阵列的波束宽度, 从而抑制干扰信号. 如图14(a)为接收到的两个信号的频谱, 使用Capon波束成形器^[22,23]分离出有用的信号为图14(b), 其中有用信号的入射角虚拟为 0° , 而干扰信号的入射角则是不断变化的.

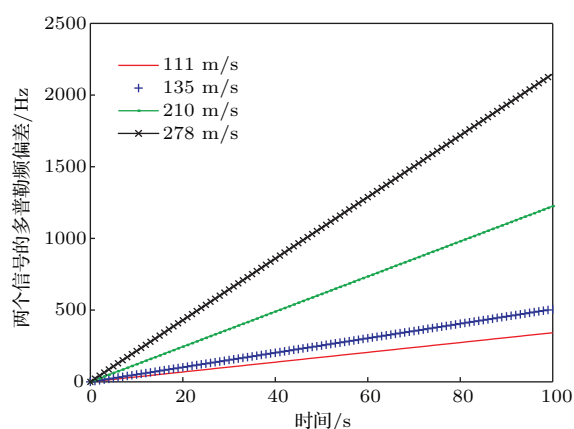


图 12 (网刊彩色) 两个不同地点通信辐射源信号的多普勒频差随时间和飞行速度的变化

Fig. 12. (color online) Variation of Doppler shift frequency difference between two communications radiators at different site with time and flying speed.

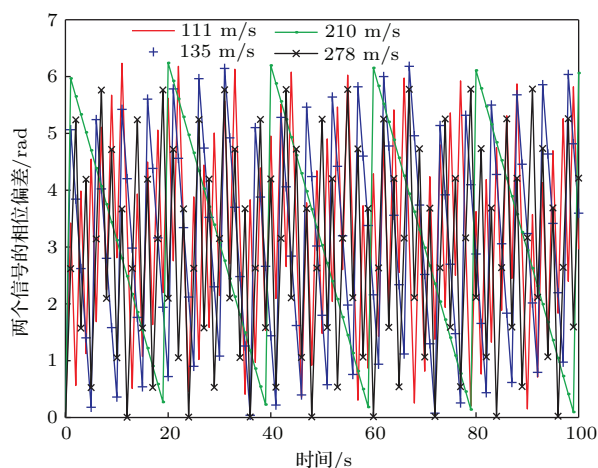


图 13 (网刊彩色) 两个不同地点发射的通信信号的相位差随时间和飞行速度的变化

Fig. 13. (color online) Variation of Doppler shift phase difference between two communications radiators at different site with time and flying speed.

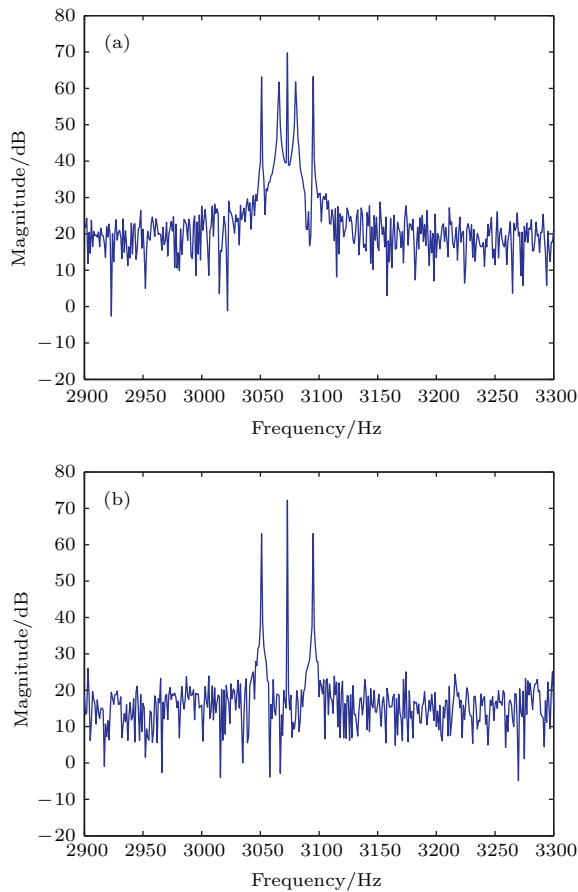


图 14 信号的频谱比较 (a) 波束成型虚拟阵列信号; (b) 原始多普勒频移信号

Fig. 14. Comparison of their frequency spectrum: (a) Beamformed virtual antenna array signal; (b) original Doppler shifted signal.

5 结 论

针对高速移动通信信号存在的多普勒频移对系统性能的影响, 最直接的方法是对多普勒频移进行估计与补偿, 以往的研究提出了许多解决的方法. 本文在这些研究的基础上, 提出了在多普勒频移补偿的基础上虚拟阵列天线的算法. 通过对原始多普勒频移信号进行“均匀相位间隔”采样并缓冲, 然后进行“均匀时间间隔采样”读出多普勒频移补偿后的信号. 为了能够虚拟天线阵列信号, 对原始采样信号进行插值处理, 然后再以不同的初始相位进行“等相位间隔”采样. 根据该方法, 提出了虚拟阵列天线算法的硬件结构模型. 通过数值仿真的方法, 对所提出的算法进行了仿真验证, 结果表明算法能够正确获得虚拟天线阵列信号, 并可以虚拟信号的入射角. 在此基础上, 通过波束成形算法能够提高系统增益并提高误码性能, 而单纯的多普勒补偿是无法获得阵列增益的. 此外, 当存在多个通

信辐射源的时候, 仿真结果表明该算法能够抑制干扰. 因此, 该算法可用于改善高速列车、飞机等高速运动物体上的移动通信系统的性能.

参考文献

- [1] Nyongesa F, Djouani K, Olwal T, and Hamam Y 2015 *Mobi. Inform. Sys.* **2015** 438159
- [2] Feukeu E A, Djouani K, Kurien A 2015 *Proceedings of the 6th International Conference on Ambient Systems, Networks and Technologies* London, United Kingdom, June 2–5, 2015 p51
- [3] Etienne A F, Karim D, Anish K 2014 *Smart Comput. Rev.* **4** 435
- [4] Sharif B S, Neasham J, Hinton O R, Adams A E 2000 *IEEE J. Ocean Eng.* **25** 52
- [5] Zhou J, Wang Y L, Hisakazu K 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 240507 (in Chinese) [周杰, 王亚林, 菊池久和 2014 物理学报 **63** 240507]
- [6] Jiang H, Zhou J, Hisakazu K, Shao G F 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 048702 (in Chinese) [江浩, 周杰, 菊池久和, 邵根富 2014 物理学报 **63** 048702]
- [7] Zhao R C, Xia H Y, Dou X K, Sun D S, Han Y L, Shanguan M J, Guo J, Shu Z F 2015 *Chin. Phys. B* **24** 024218
- [8] Ye Y X, Xuan Z Q, Gu J S, Xuan Y 2014 *Chin. Phys. B* **23** 120601
- [9] Baharak S, Ali M D, Ali S, Markku R 2014 *EURASIP J. Adv. Sig. Process.* **2014** 143
- [10] Yang D G, Luo Y G, Li B, Li K Q, Lian X M 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 4738 (in Chinese) [杨殿阁, 罗禹贡, 李兵, 李克强, 连小珉 2010 物理学报 **59** 4738]
- [11] Li B, Zhou S, Stojanovic M, Freitag L, Willett P 2008 *IEEE J. Ocean Eng.* **33** 198
- [12] Abdelkareem A E, Sharif B S, Tsimenidis C C, Neasham J A 2012 *J. Electr. Computer Eng.* **2012** 139416
- [13] Mason S, Berger C, Zhou S, Willett P 2008 *IEEE J. Selected Areas Commun.* **26** 1638
- [14] Zakharov Y, Morozov A 2012 *Proceedings of the ECUA 11th European Conference on Underwater Acoustics* Edinburgh, United Kingdom, June 2–6, 2012 p070030
- [15] Zhang Y S, Zhang J P, Li X, Wu Z S 2014 *Chin. Phys. B* **23** 108402
- [16] Shanguan M J, X H Y, Dou X K, et al. 2015 *Chin. Phys. B* **24** 094212
- [17] Guo B F, Wang J L, Gao M G, et al. 2015 *Chin. Phys. B* **24** 048402
- [18] Steven P N 1997 *Ph. D. Dissertation* (Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University)
- [19] Kamel A M, Borio D, Nielsen J, Lachapelle G 2011 *Proceedings of the 2011 International Technical Meeting of the Institute of Navigation* San Diego, USA, January 24–26, 2011 p374

- [20] Lian P, Lachapelle G, Ma C L 2005 *Improving Tracking Performance of PLL in High Dynamics Applications* San Diego, USA, January 24–26, 2005 p24
- [21] Huan H, Tao X R, Tao R, Cheng X K, Dong Z, Li P F, Wang Z J, Li Y, Huang H N 2014 *J. Electron. Inform. Technol.* **36** 577 (in Chinese) [郇浩, 陶选如, 陶然, 程小康, 董朝, 李鹏飞, 王志杰, 李宇, 黄海宁 2014 电子与信息学报 **36** 577]
- [22] Zhang W, Wang J, Wei S L 2013 *Signal Processing* **93** 804
- [23] Li J, Stoica P, Wang Z S 2003 *IEEE Trans. Sig. Process.* **51** 1702

Virtual antenna array theory based on high speed mobile communications^{*}

Tang Zhi-Ling Yu Li-Juan Li Si-Min[†]

(Guangxi Key Laboratory of Automatic Detecting Technology and Instruments, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

(Received 30 September 2015; revised manuscript received 21 December 2015)

Abstract

For a high speed mobile communication system, Doppler shift affects its performance seriously. In the future, broad band communication based on orthogonal frequency division multiplexing which depends on the orthogonality among sub-carriers will become popular. The absence of the orthogonality due to being destroyed by Doppler shift, leads to the failure of signal demodulation. So Doppler shift must be estimated and compensated for, which is the main purpose of previous work. On the other hand, many applications have shown that Doppler shift can be utilized to acquire the direction and speed or improve the quality of a signal. In this paper, we propose a method of not only estimating and compensating for Doppler shift, but also generating multiple non-frequency shifted signals, which can be regarded as the output of a virtual antenna array. As to the method, uniform phase sampling is the key algorithm. At first, the relation between uniform time sampling and uniform phase sampling is discussed in detail. This relation shows that the equivalence between uniform phase sampling and uniform time sampling is the necessary and sufficient condition for a non Doppler shifted signal. Next, the algorithm of Doppler shift compensation and virtualized antenna array is proposed, in which 1) original Doppler shifted signal is processed with interpolation, 2) new signals are generated by uniform phase sampling and buffered, 3) buffered new signals are read out by uniform time sampling. The theory of this process and the performance improvement for a high speed mobile communications system is mathematically analyzed, and the hardware architecture model of this algorithm is also given. The diversity gain could be obtained when an antenna array is used. In order to verify that this virtualized antenna array has the same benefit, the ability to suppress the interference and the bit error rate is analyzed with numerical simulation. The number of virtual elements and the virtual element distance are two variables related to the direction pattern of virtual antenna array. The effects of these two variables are given by the simulation, showing that the more virtual elements, the narrower beam are obtained. But more virtual elements result in more complicated hardware source. In addition, the communications scenarios of two communications radiators at different sites are simulated to verify whether this algorithm can suppress interference signal. The frequency spectrum of beamformed virtual antenna array signal shows that the interference signal can be suppressed effectively. These characteristics cannot be provided by pure Doppler frequency shift compensation. Thus these results show that high speed mobile communication systems on aircrafts or high speed trains would obtain better performances when a received Doppler shift signal is processed by this method to construct a virtual antenna array.

Keywords: mobile communications, signal processing, antenna array, Doppler shift

PACS: 07.50.Qx, 84.40.Ba, 84.40.Ua

DOI: 10.7498/aps.65.070701

^{*} Project supported the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61461013), the Guangxi Key Laboratory of Automatic Detecting Technology and Instruments, China (Grant No. YQ15115), and the Program for Innovative Research Team of Guilin University of Electronic Technology (IRTGUET), China.

[†] Corresponding author. E-mail: tzl888@guet.edu.cn