



阵列结构下的低频信号合成方法研究

崔岸婧 李道京 周凯 王宇 洪峻

On method of composing low frequency signals based on array structures

Cui An-Jing Li Dao-Jing Zhou Kai Wang Yv Hong Jun

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 69, 194101 (2020) DOI: 10.7498/aps.69.20200501

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200501>

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

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于随机场照射的最优微波成像

Optimal microwave imaging with random field illuminations

物理学报. 2019, 68(5): 055201 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20182122>

基于多角度投影激光吸收光谱技术的两段式速度分布流场测试方法

Two-stage velocity distribution measurement from multiple projections by tunable diode laser absorption spectrum

物理学报. 2019, 68(24): 247801 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20191223>

基于稀疏阵列的电磁矢量传感器多输入多输出雷达高分辨角度和极化参数联合估计

Efficient angle and polarization parameter estimation for electromagnetic vector sensors multiple-input multiple-output radar by using sparse array

物理学报. 2020, 69(7): 074302 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191895>

基于反转路径差信号的兰姆波成像方法

Lamb wave imaging method based on difference signal in reverse path

物理学报. 2019, 68(12): 124301 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190101>

负质量密度声学超材料的反常多普勒效应

Inverse Doppler effect of acoustic metamaterial with negative mass density

物理学报. 2017, 66(2): 024301 <https://doi.org/10.7498/aps.66.024301>

高效率三倍频产生355 nm皮秒激光的实验研究

Efficient third harmonic generation of 355 nm picosecond laser pulse

物理学报. 2019, 68(12): 124205 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190513>

阵列结构下的低频信号合成方法研究*

崔岸婧¹⁾²⁾³⁾ 李道京^{1)†} 周凯¹⁾²⁾ 王宇¹⁾ 洪峻¹⁾

1) (中国科学院空天信息创新研究院微波成像技术重点实验室, 北京 100190)

2) (中国科学院大学, 北京 100049)

3) (西安电子科技大学电子工程学院, 西安 710126)

(2020年4月6日收到; 2020年6月4日收到修改稿)

基于高频天线产生低频电磁波信号, 实现多波段信号对目标的照射, 不仅有可能减小低频天线尺寸, 而且可能成为提高雷达目标探测性能的一种途径. 本文将多普勒效应与阵列天线结构相结合, 基于对阵列中各辐射单元的信号时序、相位和间距等参数的控制, 提出了一种在目标区产生低频信号的方法. 本文给出了阵列参数的选择原则, 介绍了目标位于阵列方向和 45° 角扫描时的低频信号合成情况, 对存在辐射单元间距误差、相位误差、目标偏离预定位置以及等间隔稀疏条件下的合成信号性能进行了分析, 并采用峰值旁瓣比和积分旁瓣比来评价合成信号的性能. 将频率 1 GHz 载波信号合成为频率 400 MHz 信号的仿真分析结果, 表明了本文方法的有效性.

关键词: 频率变换, 阵列天线, 多普勒效应, 稀疏阵列

PACS: 41.90.+e

DOI: 10.7498/aps.69.20200501

1 引言

根据文献 [1,2] 报道, 低频电磁波信号有益于低空小目标的探测, 若能用高频段雷达产生低频电磁波信号, 对目标区照射后, 再使用低频段外辐射源雷达 [3,4] 对目标实施探测, 会改善对低空小目标的探测能力. 基于高频天线产生低频电磁波信号, 实现多波段信号对目标的照射, 不仅有可能减少低频天线尺寸, 而且有可能成为提高雷达目标探测性能的一种途径.

谐波雷达 [5] 是基于频率变换实现目标探测的另一种体制. 通过发射单频或双频信号, 利用目标的反射特性产生谐波, 从而提高探测性能. 谐波雷达存在最大谐波与主波功率之比太小, 且受到金属结尺寸、材料等因素的影响的问题 [6,7]. 本文提出用

阵列天线产生近光速远离运动雷达多普勒信号, 实现信号频率大幅降低的方法, 并通过对发射信号波形、阵列参数选择的设计, 保证了合成信号的性能.

2 工作原理

2.1 多普勒效应

当信号源与目标之间存在相对运动时, 目标区的接收信号频率与发射信号频率不同, 这种现象被称为多普勒效应, 接收信号与发射信号的频率差为多普勒频率.

文献 [8–12] 推导了电磁波多普勒效应的原理. 以运动雷达为信号源, 接收装置放置于目标区. 记雷达发射信号的频率为 f_e , 脉宽为 τ_e , 其与静止目标之间的相向运动速度为 v , 由雷达运动所产生的多普勒频率为 f_d , 目标区接收信号的频率为 f_r , 脉

* 中国科学院空天信息创新研究院 (批准号: Y910340 Z2 F) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: lidj@aircas.ac.cn

宽为 τ_r . 如图 1 所示, 左侧为运动雷达, 右侧为目标区的接收装置, 雷达的运动速度 v 与雷达、接收装置的连线平行.

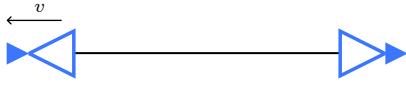


图 1 雷达运动示意图

Fig. 1. Schematic diagram of the radar's movement.

当雷达与目标相背运动时, 接收信号的脉宽为

$$\tau_r = \sqrt{\frac{c+v}{c-v}} \tau_e. \quad (1)$$

由于发射信号与接收信号脉冲中信号的周期数不变, 因此接收信号频率为

$$f_r = \sqrt{\frac{c-v}{c+v}} f_e, \quad (2)$$

对应的多普勒频率为

$$f_d = f_r - f_e = \left(\sqrt{\frac{c-v}{c+v}} - 1 \right) f_e. \quad (3)$$

当相背运动速度接近电磁波速度 c 时, 接收信号频率将会明显降低.

如图 2 所示, 若雷达与目标的初始距离为 1 km, 发射载频 1 GHz 脉宽为 0.5 μs 的信号, 同时以速度 $\frac{21}{29}c$ 远离目标运动, 则多普勒频率为 -600 MHz, 目标区接收信号频率为 400 MHz, 脉宽为 1.25 μs .

2.2 阵列结构合成低频信号原理

根据对电磁波多普勒效应的理解, 将运动雷达发射信号的过程在时间维分解, 让阵列中各辐射单元顺序发射脉冲信号, 利用阵列等效产生高速运动的雷达信号.

对于运动雷达及其发射信号的讨论将基于两个坐标系, 其一是以雷达为原点的运动坐标系 S' , 其二是以雷达运动初始时间、位置为原点的空时坐标系 S . S' 系的 X' 轴、 Y' 轴和 Z' 轴均为空间坐标轴, S 系的 X 轴为空间坐标轴, T 轴为时间轴. 在初始时刻 $t = 0$, S' 系与 S 系的原点重合. 在雷达运动过程中, 雷达始终位于 S' 系的原点位置, 且 S' 系的 X' 轴与 S 系的 X 轴始终重合. 两个坐标系之间的时间关系符合钟慢效应 [13].

图 3 为在 S 系中对运动雷达发射信号过程的

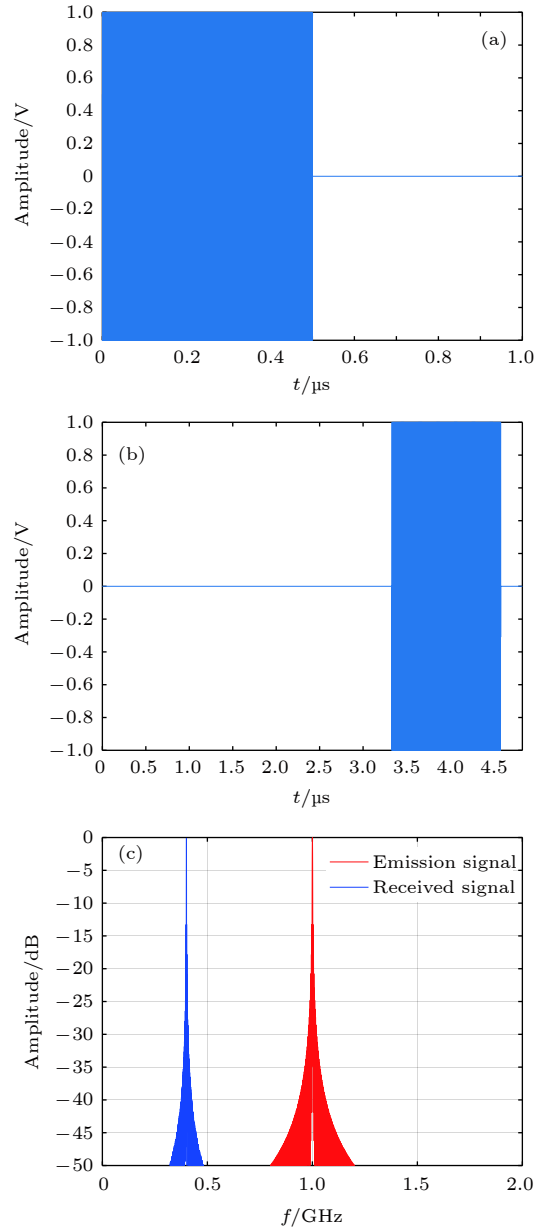


图 2 多普勒效应中的发射/接收信号波形与频谱 (a) 发射信号波形; (b) 接收信号波形; (c) 发射信号与接收信号频谱

Fig. 2. The emission/received signal waveform and spectrum of doppler effect: (a) The emission signal waveform; (b) the received signal waveform; (c) spectrum of the emission/received signal.

分解. 在 $t = 0$ 时刻, 雷达位于 X 轴的零点, 并开始以速度 v 沿着 X 轴负方向运动, 同时向 X 轴正方向发射信号. 目标位于 X 轴正方向的远处.

设雷达发射信号在运动坐标系中的脉宽为 τ , 由钟慢效应, 该脉宽在空时坐标系中的对应脉宽为 $\frac{\tau}{\sqrt{1-(v/c)^2}}$. 以 S 系中的时间间隔 Δt 对雷达发射信号的过程进行分解, 不同时刻的结果沿 T 轴

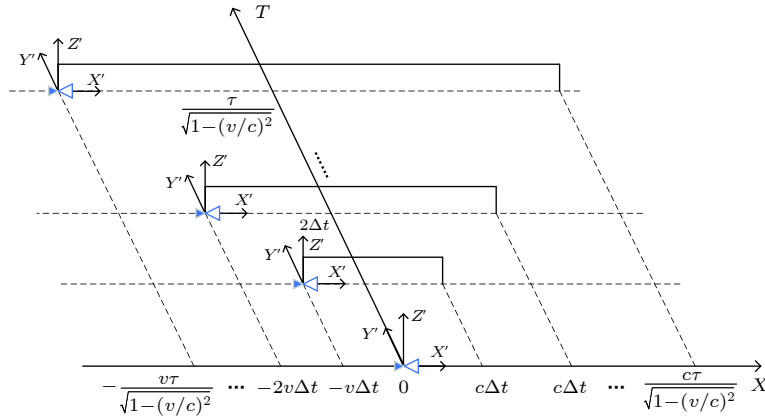


图3 空时坐标系中对运动雷达发射信号过程分解的示意图

Fig. 3. Schematic diagram of decomposition of moving radar in space-time coordinate system.

排列, 该雷达在每个时间间隔内运动距离为 $v\Delta t$, 发射信号包络前沿运动距离为 $c\Delta t$. 当雷达完成信号的发射时, 信号包络前沿与后沿之间的距离为 $\frac{(c+v)\tau}{\sqrt{1-(v/c)^2}}$, 所以目标区接收信号脉宽为 $\sqrt{\frac{c+v}{c-v}}\tau$.

由此将连续的雷达运动过程离散化, 并得到对应阵列天线结构中的辐射单元位置与发射信号的时序.

如图4所示, 在 S 系中, 将阵列天线结构中辐射单元以间距 d 从原点开始沿 X 轴负方向排布, 并分别编号为 T_0, T_1, \dots, T_{N-1} , 其中 N 表示辐射单元总数. 辐射单元间隔 d 满足 $d = v\Delta t$, 即辐射单元间距等于运动雷达在每个时间间隔内的运动距离. 辐射单元自 T_0 至 T_{N-1} 依次以时间间隔 $\Delta t = d/v$ 发射脉冲信号 s_n , 由此等效运动雷达的发射过程.

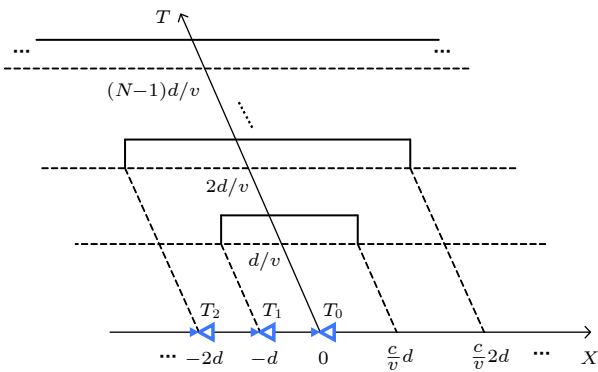


图4 阵列天线结构等效运动雷达的示意图

Fig. 4. Schematic diagram of the array antenna structure equivalent to the moving radar.

3 阵列结构合成低频信号方法

3.1 目标在阵列方向时

3.1.1 辐射单元信号与目标区的合成信号

图5为目标在阵列方向时的阵列天线结构, 辐射单元 T_0 至 T_{N-1} 以辐射单元间隔 d 依次向左排布. 接收装置位于目标区, 记为 T_r , 且与阵列近端之间的距离为 R_0 .

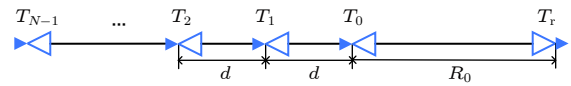


图5 目标在阵列方向时的阵列天线结构

Fig. 5. Array antenna structure when the target being in the array direction.

根据 S' 系中雷达处发射信号的相位变化与雷达运动距离的关系, 设计辐射单元的发射信号, 并根据其与目标之间的距离, 推导目标区合成信号的表达式.

对于信号的讨论基于快时间和慢时间角度. 记各辐射单元所发射的脉冲内时间为快时间 \hat{t} , 各脉冲之间的时间为慢时间 t_m , 目标区合成信号的时间为 t_r , 三者之间的关系满足:

$$t_r = \hat{t} + t_m. \quad (4)$$

在 S 系中, 当雷达的运动距离为 nd 时, 其与辐射单元 T_n 重合, 且运动时长为 nd/v , 该时长在 S' 系中对应为 $\sqrt{1-(v/c)^2} \frac{nd}{v}$. 设雷达发射信号的初始相位为 0, 则当雷达运动至 S 系中的该位置时, 雷达处信号的相位为

$$\varphi = 2\pi f_0 \sqrt{1 - (v/c)^2} \frac{nd}{v}. \quad (5)$$

对于该位置的辐射单元 T_n , 其在慢时间 $t_m = nd/v$ 时开始发射信号, 其包络前沿的快时间为 $\hat{t} = 0$, 令此时辐射单元发射信号与雷达处信号的相位相等, 则可得该辐射单元发射信号在快时间维的表达式:

$$s_n(\hat{t}) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - 0.5\tau_0}{\tau_0}\right) \exp\left\{j\left[2\pi f_0 \hat{t} + 2\pi f_0 \sqrt{1 - (v/c)^2} \frac{nd}{v}\right]\right\}, \quad (6)$$

其中 τ_0 为辐射单元发射信号的脉宽.

辐射单元 T_n 的信号在慢时间 $t_m = \frac{R_0 + nd}{c} + \frac{nd}{v}$ 时刻传播至目标区, 将该慢时间与 (4) 式和 (6) 式联立, 可得目标区所接收的该辐射单元信号的表达式:

$$s_m(t_r) = \text{rect}\left(\frac{t_r - t_m - 0.5\tau_0}{\tau_0}\right) \exp\left\{j\left[2\pi f_0 (t_r - t_m) + 2\pi f_0 \sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2} \frac{nd}{v}\right]\right\}. \quad (7)$$

目标区的信号由各辐射单元发射信号合成, 因此合成信号的表达式为

$$s_r(t_r) = \sum_{n=0}^{N-1} s_m(t_r). \quad (8)$$

3.1.2 阵列长度与辐射单元信号脉宽展宽量

以上为对各辐射单元的发射信号与目标区合成信号的设计, 接下来对信号和阵列结构的具体参数进行讨论. 以下讨论的前提条件为辐射单元发射信号载波频率 $f_0 = 1$ GHz (以下简称为辐射单元信号频率), 目标区合成信号频率 $f'_0 = 400$ MHz (以下简称为合成信号频率), 辐射单元间隔等于载波频率的半波长 $d = 0.15$ m, 目标与阵列近端之间的距离 $R_0 = 30$ km (以下简称为目标与阵列之间的距离).

对于阵列长度的设置, 由于各辐射单元信号脉宽固定, 因此需要通过阵列结构实现多普勒效应中的脉宽展宽. 合成信号的脉宽 τ_L 由辐射单元发射信号的脉宽 τ_0 和阵列长度 L 共同决定:

$$\tau_L = \frac{R_L - R_0}{c} + \frac{L}{v} + \tau_0 = \frac{L}{c} + \frac{L}{v} + \tau_0, \quad (9)$$

其中 R_L 为阵列远端与目标之间的距离.

若设雷达发射信号脉宽为 τ , 则由 (1) 式可得,

目标区合成信号的脉宽需满足

$$\tau_L = \sqrt{(c+v)/(c-v)}\tau. \quad (10)$$

在阵列天线中, 对应雷达发射信号与接收信号的脉宽均为待定参数, 且二者关系受到 v 的影响. 为将二者统一, 设置阵列导致的辐射单元信号脉宽展宽量等于 S 系中辐射单元信号脉宽展宽量:

$$\Delta\tau_L = \frac{R_L - R_0}{c} + \frac{L}{v} = \frac{v}{c} \frac{\tau}{\sqrt{1 - (v/c)^2}}, \quad (11)$$

联立 (1) 式和 (11) 式可得到雷达发射信号与接收信号的脉宽, 且可推得阵列长度:

$$L = \frac{cv}{c+v} \Delta\tau_L. \quad (12)$$

3.1.3 辐射单元信号脉宽与相位调制

阵列长度由雷达发射信号脉宽的展宽量和辐射单元发射信号脉宽共同决定.

若各辐射单元的信号首尾相接, 即辐射单元发射信号的脉宽 $\tau_0 = \frac{c+v}{cv}d$, 则合成信号由多段 1 GHz 信号拼接构成.

若设置阵列导致的辐射单元信号脉宽展宽量为 $0.833 \mu\text{s}$, 则雷达发射信号脉宽 $0.33 \mu\text{s}$, 辐射单元信号脉宽 1.2 ns, 合成信号脉宽 $0.834 \mu\text{s}$, 阵长 105 m, 辐射单元总数 700 , 仿真此时目标区的合成信号.

由图 6 可发现, 当辐射单元信号首尾相接时, 合成信号中谐波的影响明显.

辐射单元信号首尾相接时在目标区合成的信号等效于对 1 GHz 信号以时间间隔 $\frac{c+v}{cv}d$ 进行相位调制, 而通过减小相位调制的时间间隔, 可使得合成信号更接近运动雷达产生的低频信号, 因此可增大辐射单元信号的脉宽, 使其相互重叠, 并对辐射单元信号进行相位调制.

为使得阵列结构与电磁波多普勒效应相对应, 令辐射单元信号脉宽等于雷达信号在 S 系中的对应脉宽, 即:

$$\tau_0 = \frac{\tau}{\sqrt{1 - (v/c)^2}} = \frac{c}{v} \Delta\tau_L. \quad (13)$$

由电磁波多普勒效应, 若接收信号频率远小于雷达发射信号频率, 则雷达运动速度趋近于光速, 即 $v \rightarrow c$, 则联立 (11) 式和 (13) 式, 此时辐射单元信号脉宽与阵列导致的辐射单元信号脉宽展宽量近似相等:

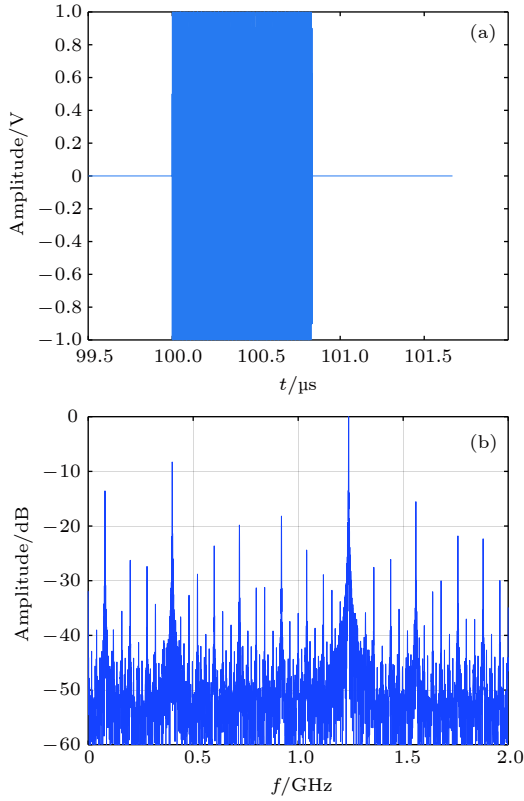


图6 辐射单元信号首尾相接时合成信号的波形与频谱 (a) 合成信号波形; (b) 合成信号频谱
Fig. 6. Waveform and spectrum of the composite signal when signals of radiating elements being connected end to end: (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal.

$$\tau_0 = \Delta\tau_L = \frac{c+v}{cv}L. \quad (14)$$

在这种情况下, 若对辐射单元发射信号进行相位调制, 则可通过重叠减小合成信号中相位调制时间间隔.

对辐射单元发射信号进行相位调制时, 设相位调制频率为 f_{pm} , 则相位调制的时间间隔为 $1/f_{pm}$. 相位调制时的相位步进^[4,15]由多普勒频率和相位调制时间间隔共同决定:

$$\Delta\varphi = 2\pi f_d \frac{1}{f_{pm}} = 2\pi \left(\sqrt{\frac{c-v}{c+v}} - 1 \right) \frac{f_0}{f_{pm}}, \quad (15)$$

其中相位步进可对于 2π 取余.

相位调制频率必须保证相位步进经 2π 取余后不为零, 即:

$$2\pi \left(\sqrt{\frac{c-v}{c+v}} - 1 \right) \frac{f_0}{f_{pm}} \neq 2k\pi, \quad k \in Z, \quad (16)$$

且对于相位调制频率的选取, 应当尽可能使得信号的重叠部分中, 各辐射单元信号相位调制的时间点相互错位, 从而等效合成信号的相位调制时间

间隔小于 $1/f_{pm}$.

设置雷达发射信号脉宽的展宽量为 $0.833 \mu\text{s}$, 则合成信号脉宽为 $1.67 \mu\text{s}$. 若辐射单元信号脉宽满足 (14) 式, 则可得阵长为 105 m , 辐射单元发射信号脉宽 $0.833 \mu\text{s}$. 设置辐射单元发射信号相位调制频率 81 MHz , 则相位步进 $-\frac{22}{27}\pi$. 合成信号的包络移动情况、波形与频谱如图 7 所示, 其中图 7(a) 以目标区接收信号的时间为横坐标, 以辐射单元的

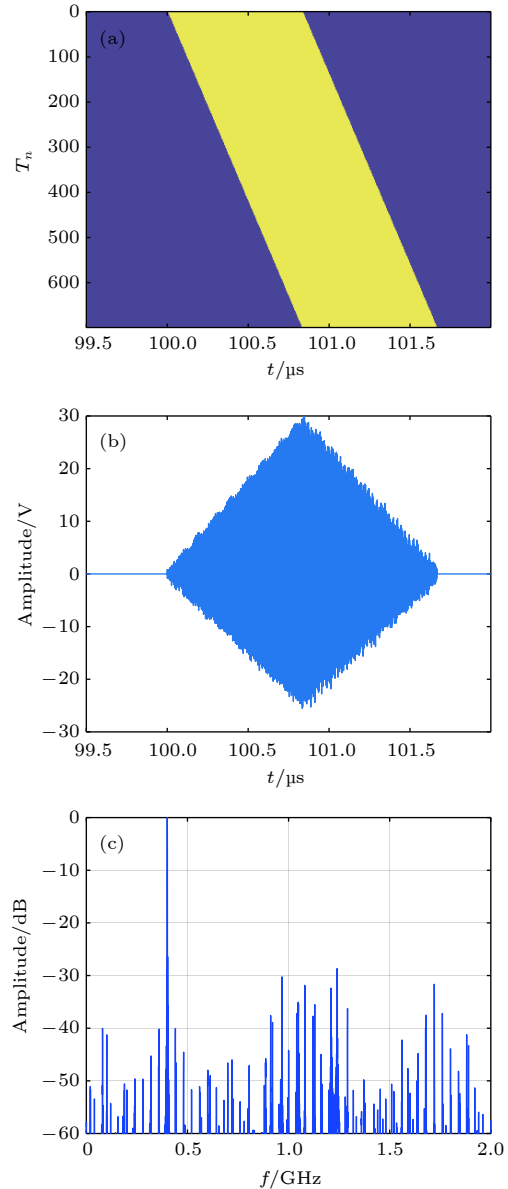


图7 辐射单元发射信号相位调制频率 81 MHz 时合成信号的包络移动情况、波形与频谱 (a) 合成信号的包络移动情况; (b) 合成信号的波形; (c) 合成信号的频谱
Fig. 7. Envelope movement, waveform and spectrum of the composite signal when the phase modulation frequency of the radiating element signal being 81 MHz : (a) Envelope movement of the composite signal; (b) waveform of the composite signal; (c) spectrum of the composite signal.

编号为纵坐标, 图中的每一行表示一个辐射单元信号经过目标区的时间.

当辐射单元脉宽为 $0.833 \mu\text{s}$ 时, 从目标的角度描述各辐射单元信号的包络通过目标位置的时间, 可等效雷达信号包络的移动, 这与雷达成像^[16]中的距离徙动信号类似.

本文采用文献^[17]中的峰值旁瓣比和积分旁瓣比来评价合成信号的质量. 当辐射单元信号相位调制频率为 81 MHz 时, 合成信号频谱峰值旁瓣比为 -28.65 dB , 积分旁瓣比为 -19.26 dB .

高的相位调制频率可增加辐射单元发射信号脉冲内相位调制的次数, 抑制载波能量, 增大低频信号, 使得合成信号更接近所需的低频信号. 但是在实际条件下, 辐射单元发射信号带宽一般小于载波频率的 10%, 即载波频率 1 GHz 时, 辐射单元能够工作的频率范围为 $[0.95, 1.05] \text{ GHz}$.

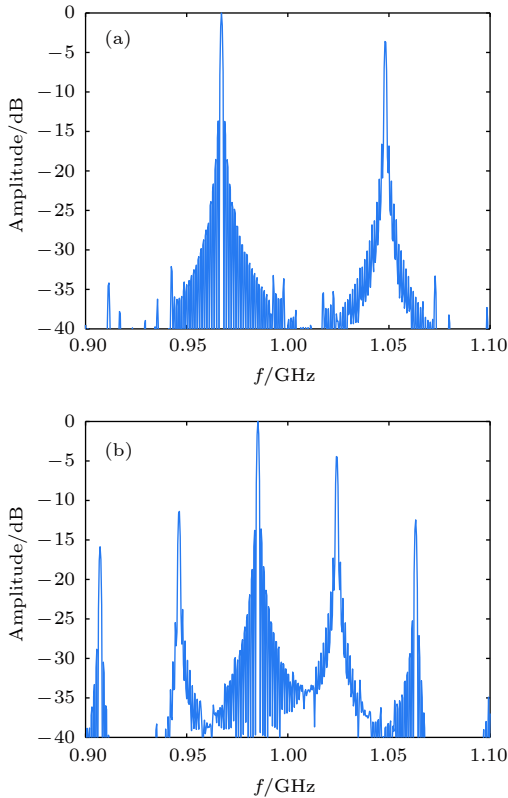


图 8 相位调制频率为 81 MHz 和 39 MHz 时辐射单元信号的频谱 (a) 相位调制频率为 81 MHz 时辐射单元信号的频谱; (b) 相位调制频率为 39 MHz 时辐射单元信号的频谱
Fig. 8. Spectrums of the radiating element signal when the phase modulation frequency being 81 MHz and 39 MHz: (a) Spectrum of the radiating element signal when the phase modulation frequency being 81 MHz; (b) spectrums of the radiating element signal when the phase modulation frequency being 39 MHz.

图 8 给出了相位调制频率为 81 和 39 MHz 时辐射单元发射信号的频谱, 显然当相位调制频率取 81 MHz 的情况下, 发射信号频谱散布的范围较大, 其有效信号能量辐射会受到限制.

为减小带宽限制对辐射单元发射信号的影响, 保持阵列结构与信号其他参数不变, 将相位调制频率降低至 39 MHz, 则相位步进 $-\frac{10}{13}\pi$. 此时 100 MHz 带宽内信号有效的频谱分量较多, 信号合成受到带宽影响减小. 因为各辐射单元信号的形式相同, 所以可用辐射单元 T_0 的信号等效其他辐射单元信号, 由此可得阵列的发射信号. 将归一化处理的阵列发射信号频谱和合成信号频谱进行对比, 可分析发射信号的能量利用率. 当辐射单元发射信号的相位调制频率为 39 MHz 时, 合成信号的波形、频谱以及阵列发射信号与合成信号的频谱对比如图 9 所示. 合成信号频谱的峰值旁瓣比为 -23.09 dB , 积分旁瓣比为 -14.45 dB , 低频信号在合成信号中的能量占比为 96.54%. 在频谱对比图中, 合成信号的低频分量为 -3.45 dB (67.22%).

3.2 目标在 45° 扫描角时

在实际应用中, 目标一般不会位于阵列方向, 所以为了符合实际需要, 设计波束扫描角^[18]为 45° 的阵列结构天线.

图 10 为波束扫描角为 45° 时的阵列天线结构. 在空间坐标系中, 辐射单元以间距 d 从原点开始沿 X 轴负方向排布, 目标与阵列近端之间的距离为 R_0 , 目标在 X 轴和 Y 轴上的投影分别记为 x_0 和 y_0 .

根据多普勒频率和辐射单元斜距确定发射信号的相位.

辐射单元 T_n 的斜距为 $\sqrt{(x_0 + nd)^2 + y_0^2}$, 当其脉冲前沿传播至目标区时, 慢时间为 $t_m = \frac{\sqrt{(x_0 + nd)^2 + y_0^2}}{c} + \frac{nd}{v}$, 由多普勒频率对相位的影响, 可得目标区所接收的辐射单元信号为

$$s_{rn}(t_r) = \text{rect}\left(\frac{t_r - t_m - 0.5\tau_0}{\tau_0}\right) \exp\left\{j\left[2\pi f_0 t_r + 2\pi\left(\sqrt{\frac{c-v}{c+v}} - 1\right)f_0 t_m\right]\right\}. \quad (17)$$

联立 (4) 式和 (16) 式可得该辐射单元发射信号的表达式:

$$s_n(\hat{t}) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - 0.5\tau_0}{\tau_0}\right) \times \exp\left\{j\left[2\pi f_0 \hat{t} + 2\pi\sqrt{\frac{c-v}{c+v}}f_0 t_{mn}\right]\right\}. \quad (18)$$

对于阵列和信号参数的讨论,与目标位于阵列

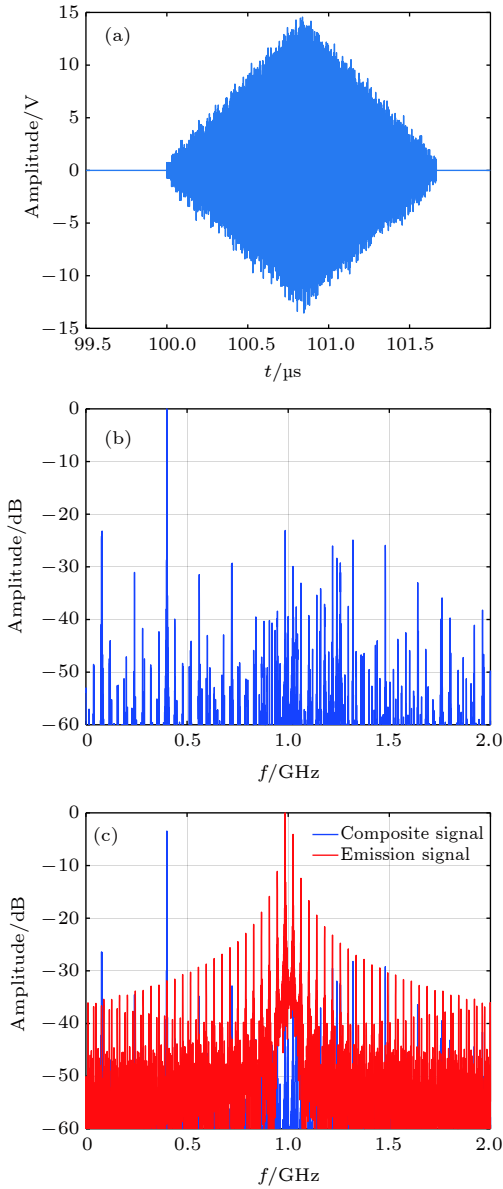


图9 辐射单元发射信号相位调制频率 39 MHz 时合成信号的波形、频谱以及阵列发射信号与合成信号的频谱对比图 (a) 合成信号的波形; (b) 合成信号的频谱; (c) 阵列发射信号与合成信号的频谱对比

Fig. 9. Waveform, spectrum of the composite signal and the spectrum comparison between the signal transmitted by the array and the composite signal when the phase modulation frequency of radiating element signals being 39 MHz: (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal; (c) spectrum comparison between the signal transmitted by the array and the composite signal.

方向时的方案中参数设计的原理相同,但是将阵长 L 保持在 105 m 不变. 将阵列远端与目标之间的距离改为 $R_L = \sqrt{(x_0 + L)^2 + y_0^2}$ 并代入 (9) 式-式 (14), 则可由确定的阵列长度推得辐射单元发射信号的脉宽等参数.

波束扫描角为 45° 时, 辐射单元信号的相位调制与 3.1 节中一致.

根据表 1 所示参数仿真目标区的合成信号, 结果如图 11 所示, 则合成信号频谱的峰值旁瓣比为 -24.28 dB, 积分旁瓣比为 -14.93 dB, 低频分量在合成信号中的能量占比为 96.88%. 频谱对比图中合成信号低频分量为 -3.754 dB(64.91%).

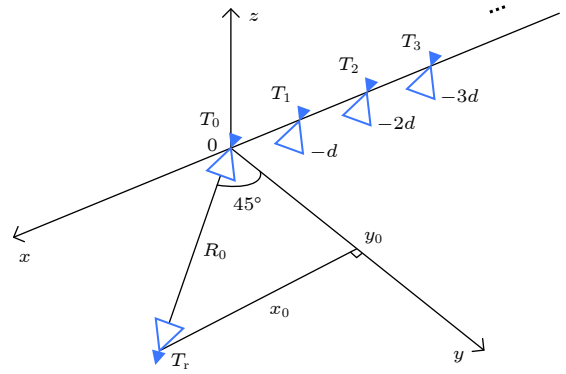


图 10 波束扫描角为 45° 时的阵列结构

Fig. 10. Array structure when the beam scanning angle being 45° .

4 阵列结构误差分析

4.1 辐射单元间距误差和相位误差

在实际应用的情况下, 分析辐射单元间距误差和相位误差^[19]的影响是必要的. 若辐射单元间距误差 (单位: m) 服从正态分布 $N(0, 1 \times 10^{-4})$, 辐射单元信号相位误差 (单元: rad) 服从正态分布 $N(0, \pi^2/2^{10})$, 则误差的分布与合成信号的波形、频谱如图 12 所示.

在表 1 所示仿真参数的基础上, 向合成信号中引入上述误差, 则合成信号的波形与频谱如图 13 所示.

此时合成信号频谱的峰值旁瓣比为 -17.01 dB, 积分旁瓣比为 -7.93 dB. 因此辐射单元间距误差和相位误差将导致谐波分量对合成信号的影响增大.

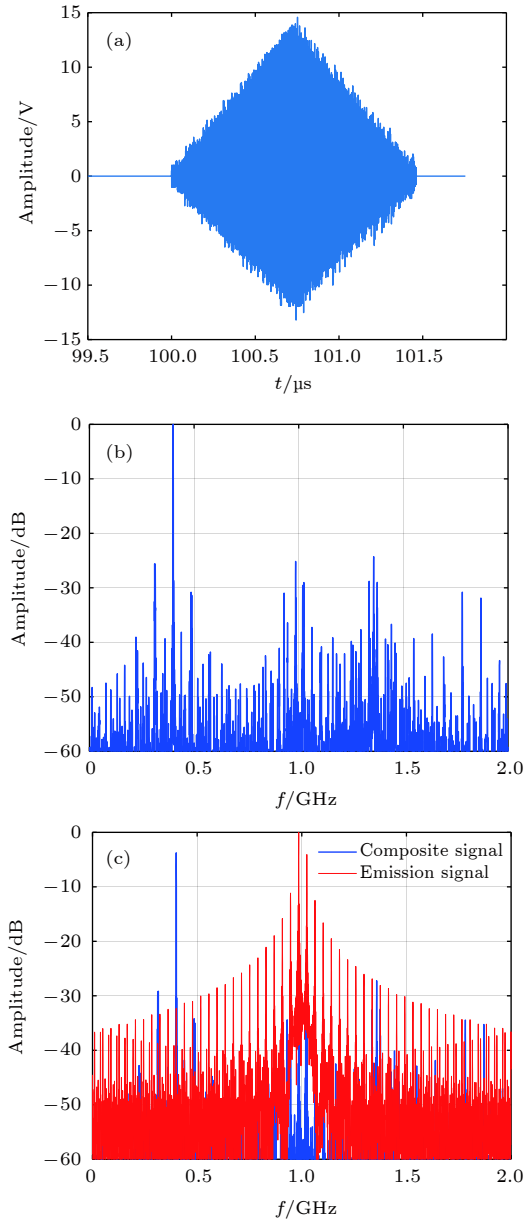


图 11 波束扫描角为 45° 时合成信号的波形、频谱以及阵列发射信号与合成信号的频谱对比图 (a) 合成信号波形; (b) 合成信号频谱; (c) 阵列发射信号与合成信号的频谱对比
Fig. 11. Waveform and spectrum of the composite signal and the spectrum comparison between the signal transmitted by the array and the composite signal when the beam scanning angle being 45° : (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal; (c) spectrum comparison between the signal transmitted by the array and the composite signal.

4.2 目标距离范围

虽然辐射单元发射信号的相位根据目标位置设定, 但是实际情况下目标并不一定会位于预定位置, 因此需要讨论目标偏离预定位置对合成信号的影响.

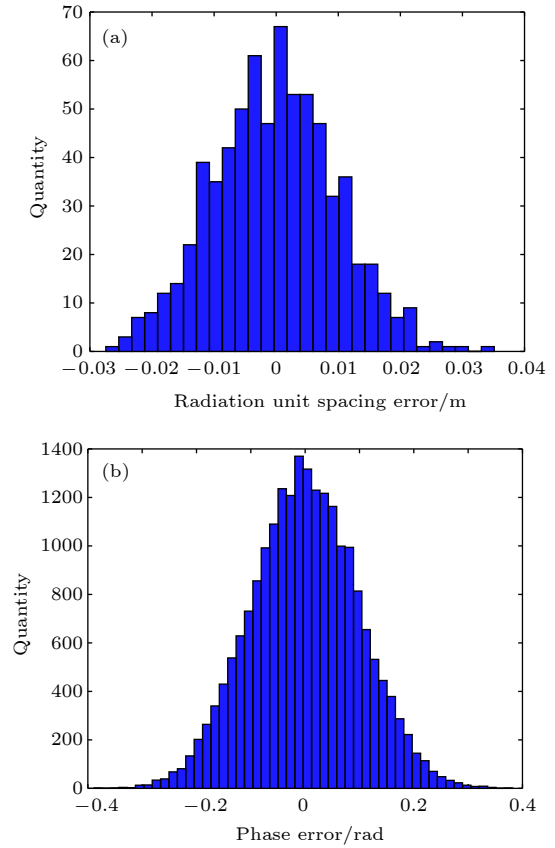


图 12 辐射单元间距误差和相位误差的分布直方图 (a) 辐射单元间距误差的分布直方图; (b) 相位误差的分布直方图
Fig. 12. Distribution histogram of radiating element spacing error and phase error: (a) Distribution histogram of radiating element spacing; (b) distribution histogram of phase error.

表 1 波束扫描 45° 时合成信号的仿真参数
Table 1. Simulation parameters of the composite signal when beam scanning angle being 45° .

| 参数 | 数据 | 参数 | 数据 |
|----------|--------------------|---------|---------------------|
| 阵列长度 | 105 m | 目标与阵列距离 | 30 km |
| 辐射单元信号脉宽 | $0.73 \mu\text{s}$ | 合成信号脉宽 | $1.46 \mu\text{s}$ |
| 辐射单元信号频率 | 1 GHz | 合成信号频率 | 400 MHz |
| 辐射单元间距 | 0.15 m | 辐射单元总数 | 700 |
| 相位调制频率 | 39 MHz | 相位步进 | $-\frac{10}{13}\pi$ |

根据表 1 所示参数仿真, 并使得实际目标在波束扫描 45° 方向上偏离预定位置, 则合成信号的仿真结果如图 14 和图 15 所示.

当实际目标距离阵列近端 50 km 时, 合成信号的峰值旁瓣比为 -23.3 dB , 积分旁瓣比为 -14.92 dB , 当实际目标距离阵列近端 10 km 时, 合成信号频谱的峰值旁瓣比为 -17.6 dB , 积分旁瓣

比为-11.17 dB, 因此目标向远处偏离预定位置时, 对合成信号影响很小, 反之, 目标向近处偏离预定位置时, 对合成信号影响较大 (见表 2).

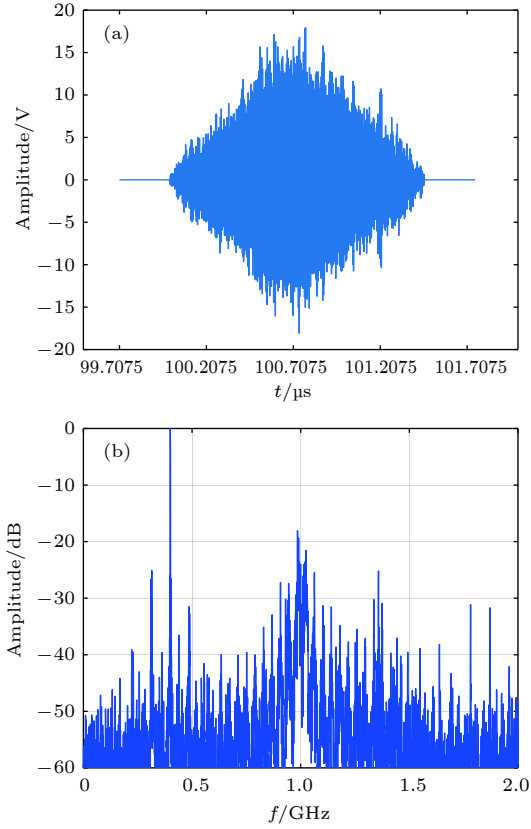


图 13 受到辐射单元间距误差和相位误差时合成信号的波形与频谱 (a) 合成信号的波形; (b) 合成信号的频谱
Fig. 13. Waveform and spectrum of the composite signal subjected to radiating element spacing error and phase error: (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal.

表 2 目标偏离预定位置时合成信号的仿真结果

Table 2. Simulation results of the composite signal when the target deviating from the predetermined position.

| 实际目标与阵列距离/km | 峰值旁瓣比/dB | 积分旁瓣比/dB |
|--------------|----------|----------|
| 50 | -23.3 | -14.92 |
| 10 | -17.6 | -11.17 |

5 等间隔稀疏条件下的分析

以上分析中辐射单元间距均等于半波长, 增大辐射单元间距^[20]有利于工程实现. 分析等间隔稀疏条件下的合成信号性能具有意义. 下面将在目标位于 45°扫描角时, 将辐射单元间距扩大至一个波长, 仿真结果如图 16 所示.

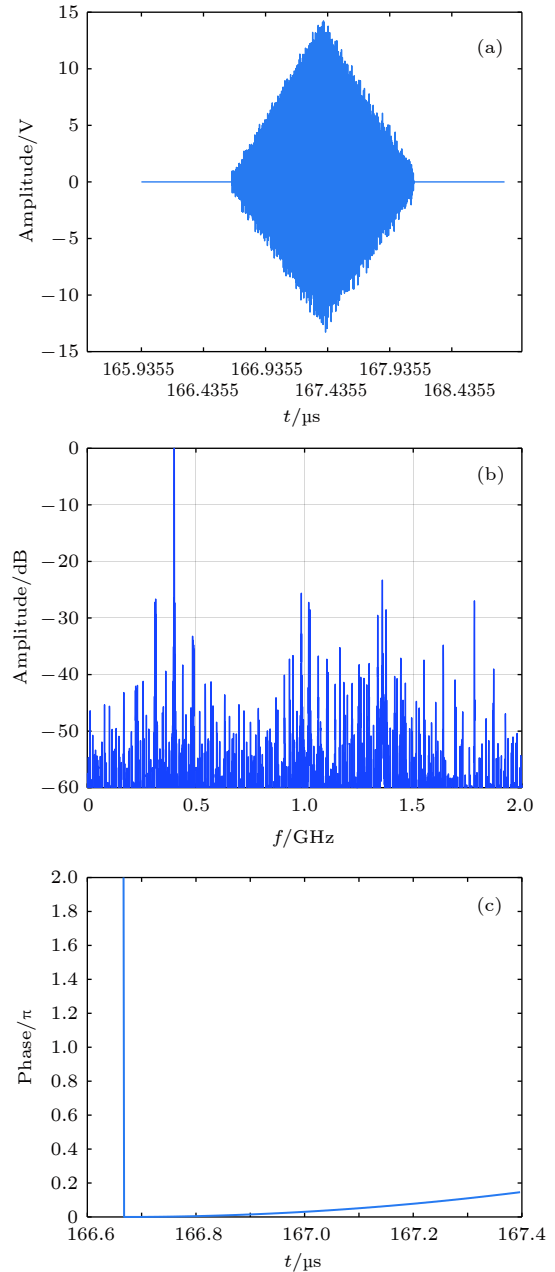


图 14 实际目标距离阵列近端 50 km 时合成信号的波形、频谱与合成信号慢时间相位和低频信号相位的差值 (a) 合成信号的波形; (b) 合成信号的频谱; (c) 合成信号慢时间相位和低频信号相位的差值

Fig. 14. Waveform, spectrum of the composite signal and slow time phase difference with that of low frequency signal when the actual target being 50 km from the near end of the array: (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal; (c) slow time phase difference with that of low frequency signal.

以表 3 所示参数仿真合成信号, 则合成信号频谱的峰值旁瓣比为-12.83 dB, 积分旁瓣比为-7.14 dB. 显然, 辐射单元间距的增大导致了谐波分量的增大.

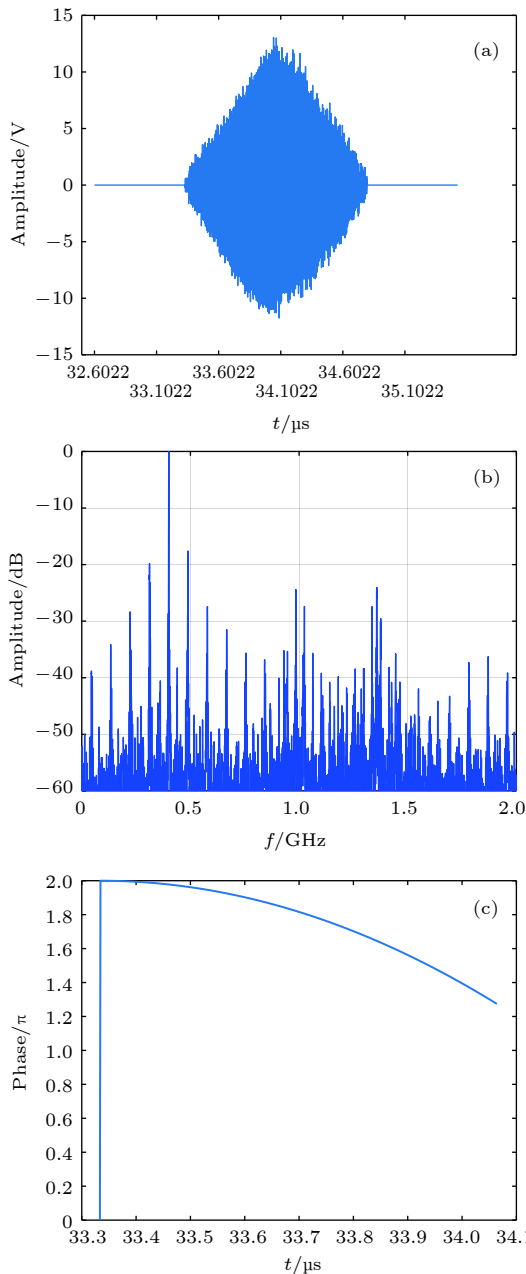


图 15 实际目标距离阵列近端 10 km 时合成信号的波形、频谱与合成信号慢时间相位和低频信号相位的差值 (a) 合成信号的波形; (b) 合成信号的频谱; (c) 合成信号慢时间相位和低频信号相位的差值

Fig. 15. Waveform, spectrum of the composite signal and slow time phase difference with that of low frequency signal when the actual target being 10 km from the near end of the array: (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal; (c) slow time phase difference with that of low frequency signal.

6 结束语

结合电磁波多普勒原理和阵列天线, 本文研究了低频信号产生方法, 并给出了相关仿真结果. 从分析结果看, 基于大型阵列天线所提方法有一定的

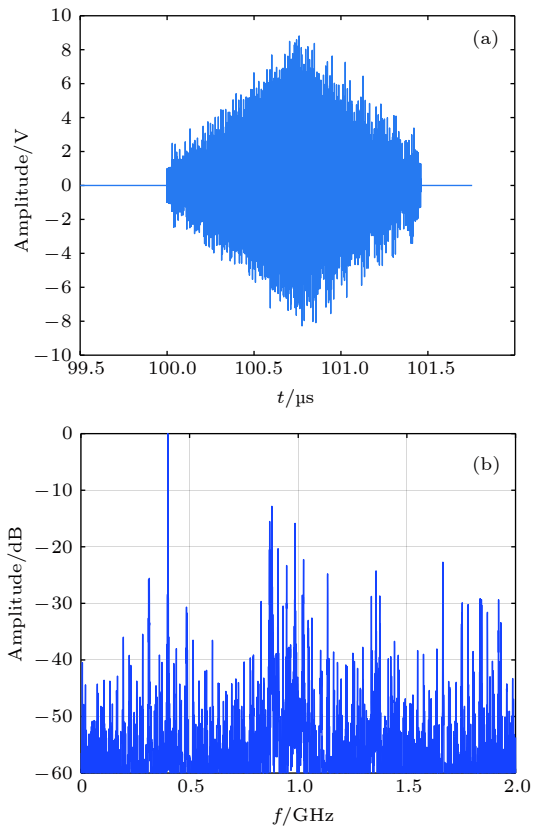


图 16 等间隔稀疏阵列合成信号的波形与频谱 (a) 合成信号的波形; (b) 合成信号的频谱

Fig. 16. Waveform and spectrum of signals composed by equally spaced sparse array: (a) Waveform of the composite signal; (b) spectrum of the composite signal.

表 3 等间隔稀疏条件下合成信号的仿真参数

Table 3. Simulation parameters of the composite signal under the condition of equispaced sparsity.

| 参数 | 数据 | 参数 | 数据 |
|----------|--------------|---------|---------------------|
| 阵列长度 | 105 m | 目标与阵列距离 | 30 km |
| 辐射单元间距 | 0.3 m | 辐射单元总数 | 350 |
| 辐射单元信号频率 | 1 GHz | 合成信号频率 | 400 MHz |
| 辐射单元信号脉宽 | 0.73 μ s | 合成信号脉宽 | 1.46 μ s |
| 相位调制频率 | 39 MHz | 相位步进 | $-\frac{10}{13}\pi$ |

可行性, 但更低频率产生、谐波控制和稀疏阵列条件下的应用等问题仍待解决. 持续开展相关研究工作, 具有重要意义.

感谢西安电子科技大学的水鹏朗老师对本文工作的帮助.

参考文献

- [1] Xu D M, Zhang H W 2018 *Modern Defence Technology* **46** 148 (in Chinese) [许道明, 张宏伟 2018 *现代防御技术* **46** 148]

- [2] Dai H, He D 2016 *Electronic Information Warfare Technology* **31** 40 (in Chinese) [代红, 何丹 2016 电子信息对抗技术 **31** 40]
- [3] Zhou J W, Li D J, Hu X 2017 *J. Un. Chin. Ac. Sci.* **34** 411 (in Chinese) [周建卫, 李道京, 胡恒 2017 中国科学院大学学报 **34** 411]
- [4] Zhou J W, Li D J, Tian H, Pan J, Hu X 2017 *J. El. Inf. Tech.* **39** 1058 (in Chinese) [周建卫, 李道京, 田鹤, 潘洁, 胡恒 2017 电子与信息学报 **39** 1058]
- [5] Zhang R L, Hu L H, Sheng W X, Ma X F, Han Y B 2016 *Chin. J. Rad. Sci.* **31** 284 (in Chinese) [张仁李, 胡丽红, 盛卫星, 马晓峰, 韩玉兵 2016 电波科学学报 **31** 284]
- [6] Arazm F, Benson F A 1980 *IEEE Trans. Electromag. Compat. EMC* **22** 142
- [7] Gu J H, Chen R S 2001 *Mod. Radar.* **1** 24 (in Chinese) [顾继慧, 陈如山 2001 现代雷达 **1** 24]
- [8] Zhang Y Z 2016 *Physics and Engineering* **26** 3 (in Chinese) [张元仲 2016 物理与工程 **26** 3]
- [9] Jearl Walker, David Halliday, Robert Resnick 2014 *Fundamentals of Physics* (United States of America: John Wiley) pp1135–1137
- [10] Bie Y G 2003 *Physics and Engineering* **4** 62 (in Chinese) [别业广 2003 物理与工程 **4** 62]
- [11] Gao B K, Wang F L 2003 *College Physics* **8** 15 (in Chinese) [高炳坤, 王凤林 2003 大学物理 **8** 15]
- [12] Yan X D, Cheng X Q 1987 *College Physics* **11** 25 (in Chinese) [严欣达, 程先卿 1987 大学物理 **11** 25]
- [13] Wang J X, Tang Z X, Chen Q D, You J H 2009 *College Physics* **28** 24 (in Chinese) [王景雪, 汤正新, 陈庆东, 尤景汉 2009 大学物理 **28** 24]
- [14] Wu Y, Zhu J B, Yi D Y, Wang Z M 1997 *Chin. Space. Sci. Technol.* **6** 47 (in Chinese) [吴翊, 朱炬波, 易东云, 王正明 1997 中国空间科学技术 **6** 47]
- [15] Fang P 2009 *M. S. Thesis* (Beijing: Tsinghua University) (in Chinese) [房鹏 2009 硕士学位论文 (北京: 清华大学)]
- [16] Bao Z, Xing M D, Wang T 2005 *Radar Imaging Technology* (Beijing: Publishing House of Electronics Industry) pp125–132 (in Chinese) [保铮, 邢孟道, 王彤 2005 雷达成像技术 (北京: 电子工业出版社) 第125—132页]
- [17] Wei Z Q 2001 *Synthetic Aperture Radar Satellite* (Beijing: Science Press) pp204–206 (in Chinese) [魏钟铨 2001 合成孔径雷达卫星 (北京: 科学出版社) 第204—206页]
- [18] Wang J 2015 *Theory and Engineering Application of Array Antenna* (Beijing: Publishing House of Electronics Industry) p8 (in Chinese) [王建 2015 阵列天线理论与工程应用 (北京: 电子工业出版社) 第8页]
- [19] Merrill I. Skolnik (translated by Zuo Q S, Xu G L, Ma L, Wang D C) 2006 *Introduction to Radar System* (Beijing: Publishing House of Electronics Industry) pp429–452 (in Chinese) [Merrill I. Skolnik (in Chinese) [左群声, 徐国良, 马林, 王等纯 等译] 2006 雷达系统导论 (北京: 电子工业出版社) 第429—452页]
- [20] Li D J, Hou Y N, Teng X M, Li L C 2014 *Sparse Array Antenna Radar Technology and Its Application* (Beijing: Science Press) pp6–15 (in Chinese) [李道京, 侯颖妮, 滕秀敏, 李烈辰 2014 稀疏阵列天线雷达技术及其应用 (北京: 科学出版社) 第6—15页]

On method of composing low frequency signals based on array structures*

Cui An-Jing¹⁾²⁾³⁾ Li Dao-Jing^{1)†} Zhou Kai¹⁾²⁾ Wang Yv¹⁾ Hong Jun¹⁾

1) (*Science and Technology on Microwave Imaging Laboratory, Aerospace Information*

Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

2) (*University of Chinese Academy of Science, Beijing 100049, China*)

3) (*School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710126, China*)

(Received 6 April 2020; revised manuscript received 4 June 2020)

Abstract

Generating low-frequency electromagnetic waves based on high-frequency antenna and illuminating targets with multi-band signals can be an effect way that can not only reduce the physical dimension of a low frequency antenna, but also improve the performance of radar detection. Combining the electromagnetic wave doppler effect principle and the array antenna architecture, a method of generating a low-frequency signal around the illuminated target is proposed based on the controlling of array antenna parameters, including array radiation element signal timing, phase and element spacing. The principles of array parameter design are described. Composite signals are simulated respectively under two typical geometric relationships between targets and array antenna, target located along the array direction and in the direction of 45° scanning angle. The peak sidelobe ratio (PSLR) and integral sidelobe ratio (ISLR) are used to evaluate the quality of the composite signals. Aiming at practical applications, the effects of array element spacing error, phase error and target location error on the composite signal are simulated and analyzed. Under the condition of sparse uniform array, the influence of the radiation element spacing on the composite signal is analyzed. The simulation results show that the harmonic components of the composite signal increase with the radiating element spacing error and phase error growing.

Keywords: frequency transformation, array antenna, doppler effect, thinned array

PACS: 41.90.+e

DOI: [10.7498/aps.69.20200501](https://doi.org/10.7498/aps.69.20200501)

* Project supported by the Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences (Grant No.Y910340Z2F).

† Corresponding author. E-mail: lidj@aircas.ac.cn