

频域宽带阵列波束形成技术优化设计

马越洋, 郭肃丽

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 为提高宽带相控阵系统的波束合成性能, 文章针对宽带相控阵系统中的延时补偿问题, 采用频域宽带阵列波束形成的方法, 分析了宽带相控阵中应用交叠 FFT 进行时延补偿的原理和误差造成的原因; 基于一个接收信号带宽为 600 MHz 的 64 阵元的宽带相控阵系统, 研究了子阵规模、FFT 点数、交叠率、位宽、采样率等交叠 FFT 参数对延时精度、信号保真度和波束性能的影响, 在满足工程应用要求的同时对频域宽带阵列波束合成技术进行了优化; 经研究确定子阵规模不超过 9 个天线阵元、FFT 点数不小于 512、交叠率不小于 1/16、位宽不小于采用 12 bit 时可以达到指标的要求, 为交叠 FFT 方法应用在实际工程中提供了依据与参考, 并使其工程实现复杂度降低。

关键词: 微波技术; 交叠 FFT; 宽带波束形成; 信号合成; 时延补偿; 色散现象

Optimal Design of Wideband Array Beamforming Technology in Frequency Domain

MA Yueyang, GUO Suli

(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In order to improve the beamforming performance of broadband phased array systems, this paper focuses on the delay compensation problem in broadband phased array systems. A frequency domain broadband array beamforming method is used to analyze the principle of using overlapping FFT for delay compensation in broadband phased array systems and the reasons for errors. Based on a 64-element broadband phased array system with a received signal bandwidth of 600MHz, it studied the effects of overlapping FFT parameters such as subarray size, FFT points, overlap rate, bit width, and sampling rate on the delay accuracy, signal fidelity, and beam performance. The frequency domain broadband array beam synthesis technology is optimized while meeting the requirements of engineering applications. The research results show, that the sub array do not exceed 9 antenna elements, the FFT points less than 512, the overlap rate less than 1/16, and the bit width less than 12 bits, which meets the requirements of the indexes. It provides a basis and reference for the overlapping FFT application in practical engineering, and reduces the complexity of its engineering implementation.

Keywords: microwave technology; overlapping FFT; wideband beamforming; signal synthesis; compensation of time delay; dispersion phenomenon

0 引言

随着现代通信技术的发展与通信需求的提高, 窄带相控阵系统已经不能满足信息的传输速率、精度、可靠性、距离等要求, 宽带相控阵系统在更多的领域中也有了实际的应用需求。目前所需要的宽带相控阵是一种收发信息, 带宽达 GHz, 由几千甚至上万的天线单元组成, 并且天线的扫描角不小于 50°的复杂天线阵列。如果直接将窄带波束合成的方法应用到宽带相控阵系统中, 会对合成波束的性能产生巨大影响, 甚至可能会直接影响系统的成败, 因此需要研究适用于宽带相控阵的信号接收方法。如何对宽带阵列实现性能更优的波束形成, 具有重要的研究意义^[1-2]。

针对如何在宽带相控阵系统中实现波束形成问题, 各国的专家学者提出了多种方法。目前主流的方法有两大类:

频域方法和时域方法^[3-4]。

在时域方面是以真时延为基础, 有延迟线^[5]、光延迟网络^[6-7]和分数延时滤波器三种主流方法, 分数延时滤波器实现方法主要有窗函数法^[8]、拉格朗日插值法^[9-10]、Hen-nite 插值法^[11-12]和 Farrow 结构^[13-14]与泰勒结构^[15]的可变分数延时滤波器等。在频域方面首先是将宽带信号划分为多个窄带信号, 之后对每个窄带信号分别进行延时补偿, 最终再将处理后的窄带信号合成为宽带信号。在进行子带划分的时候主要有两种方法, 一种是采用子带分析滤波器^[16], 另一种是采用傅里叶变换对宽带信号进行划分^[17-20]。因为滤波器的方法对滤波器的性能要求较高且实现起来比较复杂, 所以现在多采用快速傅里叶变换 (FFT, fast fourier transform) 的方法将宽带信号划分为多个窄带信号。之后对窄带信号进行处理后再合成宽带信号、形成波束。

收稿日期: 2023-09-14; 修回日期: 2023-10-10。

作者简介: 马越洋(1999-), 女, 硕士研究生。

引用格式: 马越洋, 郭肃丽. 频域宽带阵列波束形成技术优化设计[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(1): 275-281.

在理论上这两大类方法均可以解决宽带波束形成的延时补偿问题。其中频域方法对系统前端的要求更低，更适用于工程实现。但因为现在的宽带相控阵规模大，所以对资源的利用与算法的复杂度提出了更高的要求，直接应用现有的方法在宽带相控阵系统中并不适用，需要进一步的研究对频域宽带阵列波束形成器进行优化，得出更适用于工程的参数优化设计是十分有必要的。

本文在对宽带相控阵系统中的关键问题进行分析后，对基于交叠 FFT 的频域方法进行了优化设计，分析了子阵规模、FFT 点数、交叠率、位宽等参数对波束形成性能的影响，提高了时域信号的保真度和宽带波束合成的性能，为实际工程中交叠 FFT 参数的选取提供了依据。

1 宽带阵列中的关键问题

传统的相控阵系统是一个窄带系统，阵列规模较小，传输信号的带宽窄（仅有几十 MHz）且阵列的扫描角较小（一般不超过 50°）。

为了分析的简洁性，以均匀线阵为例。数字相控阵波束形成如图 1 所示，设阵元数量为 M ，阵元间的间距为 d ，以线阵最左侧的天线阵元为参考阵元，远场信号的人射方向与线阵法线的夹角为 θ 。

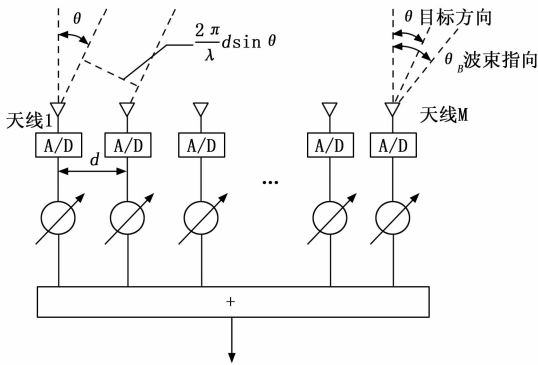


图 1 传统数字波束成形原理框图

因为各个阵元天线之间的位置不同，所以接收到信号的时间也就存在误差，第 m 个阵元天线接收到信号的时间与第一个天线阵元接收到信号的时间之间的时间差为：

$$\tau_m = \frac{(m-1)d \sin \theta}{c}, m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

在进行窄带系统数字波束形成时，信号可以简化为一个单频信号，因此可通过移相的方式代替补齐阵元时间差，则在期望方向上的合成信号为：

$$y(t) = \sum_{m=1}^M W_m x_{mb}, m = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

$$W_m = e^{j2\pi f_c \tau_m}, m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

其中： x_{mb} 为每个阵元接收到的信号， W_m 为每个阵元的权值。

假设每个天线阵元的方向图是全方向性的，在天线波束的扫描范围内，可以忽略单个阵元天线方向图的影响。 θ_B 为天线波束最大指向，也是信号的期望方向和移相器设计

的参考方向。

天线阵列中相邻天线单元之间相位差 $\Delta\varphi_s$ 为：

$$\Delta\varphi_s = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \quad (4)$$

这个相位差可以由移相器来补偿，当信号方向为 θ_B 时，移相器提供的第 M 个单元与参考单元之间的相位差 φ_B 为：

$$\varphi_B = (M-1)\Delta\varphi_B = \frac{2\pi}{\lambda}(M-1)d \sin \theta_B \quad (5)$$

令 $(M-1)d = L$ ，则 L 表示天线线阵两端两个单元之间的间距，即线阵孔径。

均匀线阵的方向图函数 $F(\theta)$ 则可以表示为：

$$F(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{j2\pi/\lambda(m-1)d(\sin\theta - \sin\theta_B)}, m = 1, 2, \dots, M \quad (6)$$

信号频率由 f 变为 $f + \Delta f$ 后，对于 θ_B 方向目标，则其回波信号在第 M 个单元与参考单元之间产生的真实相位差将变为：

$$\varphi'_s = \frac{2\pi}{c}(f + \Delta f)L \sin \theta_B = \varphi_0 + \Delta\varphi_s \quad (7)$$

其中： φ_0 是频率没有改变的原始相位差， $\Delta\varphi_s$ 是因为频率改变引起的相位差的变化值，在传统相控阵系统中 $\Delta\varphi_s$ 可以忽略。

宽带相控阵系统是一个有几十上千阵元组成的大规模系统，并且传输信号高达几百上千 MHz，同时扫描角一般不小于 50°。

在宽带相控阵系统中，由于天线的阵列规模加大、信号的带宽加宽和扫描角度变大，导致 $\Delta\varphi_s$ 不可以忽略。因为每个移相器提供的相移值 φ_B 不能随着频率的改变而改变，所以为了使移相器提供的相位差与真实的相位差相等，波束指向由 θ_B 偏转一个角度，变为 $\theta'_B = \theta_B - \Delta\theta_f$ 之后， φ_B 才能与 φ_s 相等。

$$\frac{2\pi}{f} L \sin \theta_B = \frac{2\pi}{c}(f + \Delta f)L \sin \theta'_B \quad (8)$$

最终可以得到：

$$\theta'_B = \arcsin\left(\frac{f}{f + \Delta f} \times \sin \theta_B\right) \quad (9)$$

$$\Delta\theta_f = \arcsin\left(\frac{f}{f + \Delta f} \times \sin \theta_B\right) - \theta_B \quad (10)$$

公式 (10) 计算出了信号频率由 f 变为 $f + \Delta f$ 后所引起的天线波束指向的偏移 $\Delta\theta_f$ ，解释了天线波束指向随信号频率的改变而在空间摆动的原因。这种波束指向的摆动就是相控阵天线波束在空间的色散现象，也可以称为“孔径效应”^[21]。

同时在波束合成时，经过理论计算可知，当阵元间距为 $\frac{\lambda}{2}$ 时，可以通过公式 (11) 计算出波束宽度的大小。当阵列规模加大时，波束宽度减小。当波束指向发生偏移时，就造成了合成波束发生弥散、有效分辨率降低、期望方向的合成增益减小。

$$\Delta\theta_+ \approx \frac{1}{\cos \theta_B} \times \frac{10\Delta}{M} \quad (11)$$

基于以上的问题, 目前在宽带相控阵系统中通常使用更加精细的延时方法代替移相器。但由于硬件的限制, 大规模的天线阵元使用更加精准的延时补偿方法在制造成本和系统实现上存在一定的难度, 因此可以采用子阵划分的方式来降低阵列天线的制造成本。

如图 2 所示, 将 M 个阵元划分为 M_1 个子阵, 每个子阵内有 M_2 个天线阵元。在子阵内采用模拟域的方法, 每个天线阵元后加移相器进行相位补偿; 对子阵合成的信号进行下变频和采样后, 在各个子阵之间采用数字域的方法, 对每个子阵加延时器进行更加精准的延时补偿。

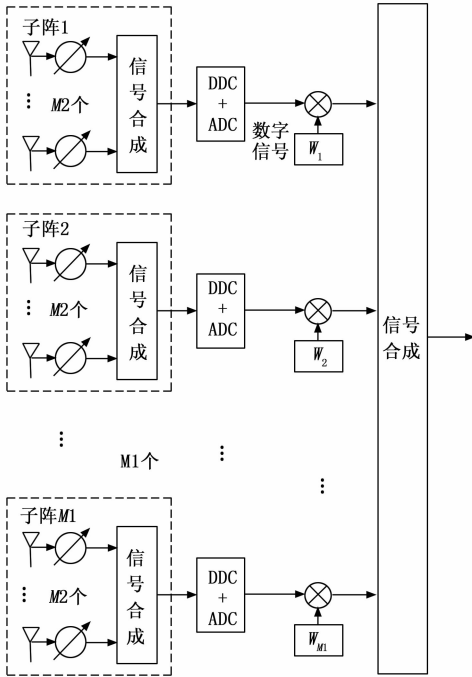


图 2 宽带相控阵系统波束形成流程

那么, 如何在子阵划分的基础上进行合理的延时补偿, 成为了宽带相控阵波束形成需要解决的关键问题。

2 基于交叠 FFT 的波束形成方法

在宽带相控阵系统中使用频域的方法进行时间延迟补偿, 可以在子阵划分的基础上采用 FFT 方法进行波束形成。

对信号进行 FFT 的分段处理, 这个过程相当于在频域加上一个矩形窗滤波, 相当于原信号进行了带通滤波。频域上加窗表现为在时域上做卷积运算, 由于滤波器建立时间的原因, 时域信号中的点出现误差, 这使得在 IFFT 之后获得的该波束输出时间序列与理想输出间存在误差。这就造成了分段进行 FFT 波束形成器之间输出的时间信号在各段之间出现不连续现象, 这就是分段 FFT 波束形成器的缺点之一^[22]。这个缺点可以用交叠 FFT 的方法进行改进, 也就是在对时间信号进行分段处理时, 存在一部分的重叠。

交叠 FFT 只取每段的输出数据仅取中间误差较小的部分, 对前后段误差较大的部分不进行处理, 克服了滤波器建立时间带来的影响, 因此可以减轻分段信号衔接处的信

号时域波形失真带来的影响。

在子阵内天线接收的信号使用移相器进行相位补偿, 合成信号之后, 再将各个子阵输出的信号分成多个时间段, 进行交叠处理。

用交叠 FFT 的方法对时域信号进行处理, 实现流程如图 3 所示, 实验原理如下:

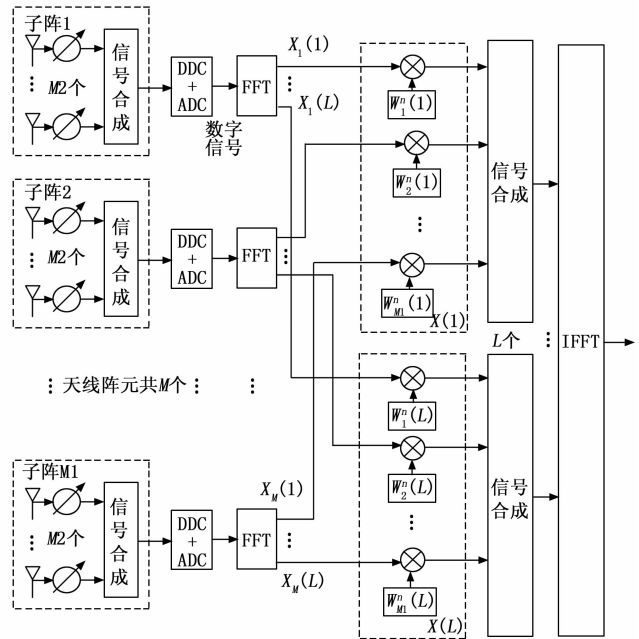


图 3 FFT 处理流程图

首先将各个子阵接收的信号采样得到数据分别进行分段, 共分为 N 段, 每一段的段长度为 L , 这里采用的交叠率为 r , 也就是在每次进行处理的时域数据都包含前一段数据的 r 。在最后一段时域数据中, 如果信号的点数小于 FFT 的点数, 则用 0 将信号补足到 L 点。

接着对于每一段划分后的时域信号, 对各阵元数据分别进行 L 点 FFT 变换, 如公式 (12) 所示, 得到频域窄带数据 X 。

$$X_m^n(l) = FFT(x_m^n) \quad (12)$$

$$l = 0, 1, 2, \dots, L-1; m = 1, 2, \dots, M_1$$

其中: 角标 n 代表第 n 段的信号, 角标 m 代表第 m 个子阵接收到的数据。

做 L 点 FFT 也就是将采样频率范围内的信号划分为了 L 个子带信号。第 l 个子带信号对应的中心频率 f_l 为:

$$f_l = \begin{cases} f_l/L & l = 0, 1, 2, \dots, L/2-1 \\ f_l(l-L)/L & l = L/2, L/2+1, \dots, L-1 \end{cases} \quad (13)$$

然后提取出各子阵各窄带数据矩阵, 由于工作频带一般是有限的, 有用信号仅占所有子带信号中的部分, 所以我们进行处理的时候只需提取出位于工作频带内的窄带数据, 其余不涉及的子带信号置零即可。

对每个子带信号使用对应的移相器进行时移, 移相器对应的表达式为:

$$W_m^n(l) = e^{i2\pi f_l(m-1)dsin\theta/c}$$

$$l = 0, 1, 2, \dots, L-1; m = 1, 2, \dots, M1 \quad (14)$$

其中： m 为第 m 个子阵， n 为第 n 段数据， l 为第 l 个子带， θ 为信号的期望方向。

之后对各窄带数据进行加权求和，得到各子带波束数据。

$$Y_m^n(l) = X_m^n(l)W_m^n(l)$$

$$l = 0, 1, 2, \dots, L-1; m = 1, 2, \dots, M1 \quad (15)$$

对各自带波束输出进行 IFFT 变换得到宽带信号的时域输出序列。

$$y_m^n(l) = IFFT(Y_m^n)$$

$$l = 0, 1, 2, \dots, L-1; m = 1, 2, \dots, M1 \quad (16)$$

最后将若干段的时域输出信号重构成波束输出最终的时域信号。

使用交叠的方法仅仅可以改善截断效应带来的误差问题，但是因为交叠 FFT 方法的本质仍然是将划分出的子带信号当作一个单频信号进行相位补偿来达到延时的效果，所以这种方法仍有一定的局限性，存在一定的误差。延时误差可以通过下式计算：

$$\Delta\tau_m = \frac{\varphi}{2\pi f_l'} - \tau_m = \left(\frac{f_l}{f_l'} - 1\right)\tau_m$$

$$m = 1, 2, \dots, M1 \quad (17)$$

可以得知当设计移相器参考的频率与信号实际频率相差越大，时延补偿的误差越大。所以子带信号的带宽越窄，每个子带的时延的误差也就越小，合成信号的保真度也就越高，合成波束方向图也就更加接近理论值。同时也可以推测出在频率最低的子带中，延时误差最大。

3 参数优化设计

因为基于交叠 FFT 的宽带波束形成的方法存在的局限性，所以子阵规模、交叠率、采样率、FFT 点数、位宽等参数的影响选取对时延性能、时域输出波形的保真度以及波束合成的性能都会产生影响，下面就对各个参数进行选取及分析，对此方法进行优化。应用中要求合成损失在 0.5 dB 以内，波束指向的偏移不超过 0.1°，最终合成信号的归一化误差小于 0.1，延时补偿的相对误差不超过 0.1 倍符号速率的 10%。

为了分析的简洁性和代表性，研究时采用的仿真模型是均匀线阵，其中阵元间距 $d = 25$ mm，阵元的个数为 M 。为了实现的简便性，子阵划分采用均匀划分。

接收信号的频率范围为 [5.4 GHz, 6 GHz]，采样率为 2.4 GHz，对信号进行下变频等处理之后，最后进行延时的信号频率范围为 [0, 600 MHz]。

仿真采用线性调频信号：

$$x(t) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{t}\right)e^{j2\pi(f_0 + Kt^2/2)t}$$

$$\text{rect}\left(\frac{\tau}{t}\right) = \begin{cases} 1 & t \leq \tau \\ 0 & t > \tau \end{cases}, K = B/\tau \quad (18)$$

其中： f_0 为初始载频， τ 为脉冲宽度， K 为线性调频信号的调频斜率， B 为信号带宽。

在此模型上研究了子阵规模、FFT 点数、交叠率、位宽和采样率等几个参数的选取。

3.1 子阵规模

以来波方向相对于阵面法线方向 60° 为例进行分析，采用以宽带信号的中心频率 5.7 GHz 进行设计的移相器进行相位补偿。

若合成增益损失不超过 0.5 dB，接收信号的带宽为 600 MHz，则根据计算公式，可以计算出理论的天线口径：

$$\Delta f \leq \frac{1}{6} \times \frac{c}{L \sin\theta} \quad (19)$$

$$L \leq \frac{1}{6} \times \frac{c}{\Delta f \sin\theta} \quad (20)$$

其中： Δf 为接收信号频率变化范围与设计移相器时使用的频率之间的误差，也就是 300 MHz， c 表示光速， θ 为波束偏离天线阵列法向方向的最大角度， L 表示天线口径。

若最大角度 θ 不超过 60°，则可以计算出天线口径 L 应该小于 0.288 m，因为阵元天线的间距为 0.025 m，所以可以计算出，子阵内的阵元数量不超过 9。

图 4 表示了子阵内采用移相器进行延时补偿时，接收信号频率范围内合成增益的变化情况。通过改变仿真的子阵内天线阵元的数量，可以得到子阵内的阵元数量与合成增益变化之间的关系如表 1 所示，可以看到随着阵元个数的增多，在中心频点 ±300 MHz 增益损失的增大，在阵元个数为 8 时，增益损失为 0.43 dB，和理论的分析值一致，且可以满足 0.5 dB 以内的增益损失要求，所以在划分子阵的时候，可以采用子阵内的阵元个数为 8 个这种方案。

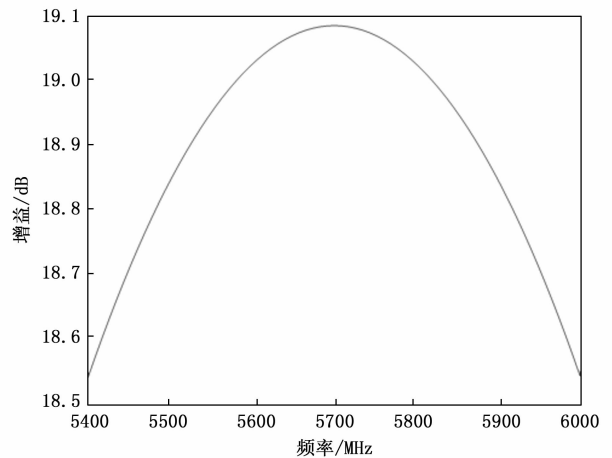


图 4 来波方向为 60° 时接收信号频率范围内合成增益变化

表 1 线阵规模与线阵增益之间的关系(中心频点 5.7 GHz、±300 MHz 带宽、扫描角 60°、按中心频点移相)

阵元数量/个	中心频点 ±300 MHz 增益损失/dB
4	0.10
6	0.24
8	0.43
10	0.67
12	0.98

3.2 FFT 点数

3.2.1 延时效果

假设 FFT 点数 $L=512$, 将信号延时 0.1 倍的符号速率, 因为采样率选择的是 2.4 GHz, 可以得出延时 0.1 倍符号速率需要延时 0.4 倍采样间隔, 延时效果如图 5 所示, 虚线表示延时前的信号, 实线表示延时后的信号。从图中结果可以看出, 信号经过交叠 FFT 的方法延时之后, 信号从第 144.2 个采样间隔延时到了 144.626 个采样间隔, 与设置的 0.4 倍的采样间隔存在一定的误差, 相对误差达到了 6%, 可以满足需求。FFT 点数与延时精度之间的变化关系如表 2 所示, 可以看到随着 FFT 点数的增加, 延时的精度越来越高, 延时后的误差变小, 相对误差减小。当 FFT 点数大于等于 512 时, 相对误差小于 10%, 可以达到工程中的延时要求。

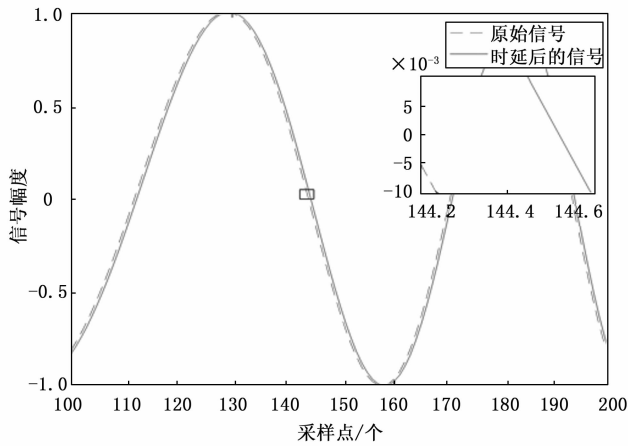


图 5 延时 0.1 倍的符号速率的结果

相对误差计算公式:

$$\text{相对误差} = \frac{|\text{设置延时差} - \text{实际延时差}|}{\text{设置延时差}} \times 100\%$$

表 2 FFT 点数与延时误差的关系

FFT 点数/个	实际延时/符号速率	相对误差
16	0.28	1.8
32	0.19	0.9
64	0.15	0.5
128	0.12	0.2
256	0.11	0.1
512	0.106	0.06
1 024	0.103	0.03

3.2.2 时域信号保真度

当阵元数为 64, FFT 的点数 $L=32$ 时, 阵列合成信号波形图与原始信号的波形图以及两者归一化之后的误差如图 6 所示, 归一化误差最大可以达到 0.63, 远不能达到实际工程的指标要求。改变 FFT 的点数, FFT 点数与归一化

误差的关系如表 3 所示。

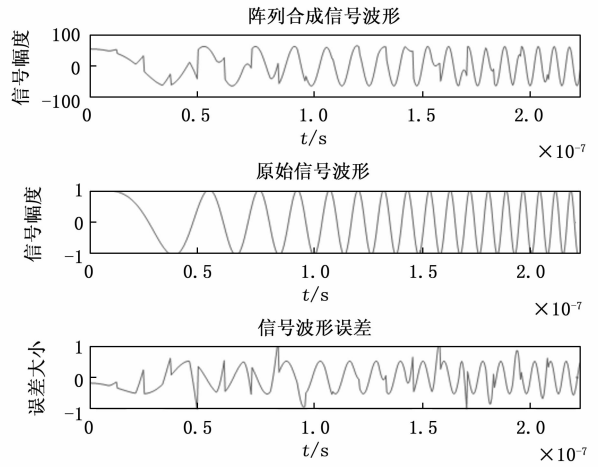


图 6 FFT 点数对时域合成信号影响图

表 3 FFT 点数与信号归一化误差的关系

FFT 点数/个	最大归一化误差
16	1.20
32	0.63
64	0.27
128	0.13
256	0.07
512	0.03
1 024	0.02

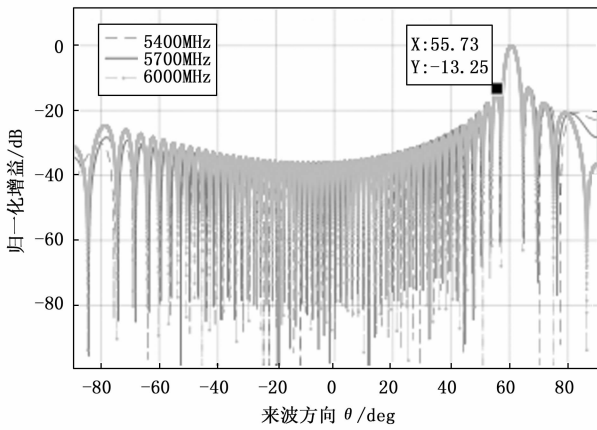
可以得出, 当 FFT 点数增大时, 归一化误差的最大值减小, 在 $L=256$ 时, 归一化误差小于 0.1, 基本可以满足时域信号的保真度的要求。

3.2.3 合成波束方向图

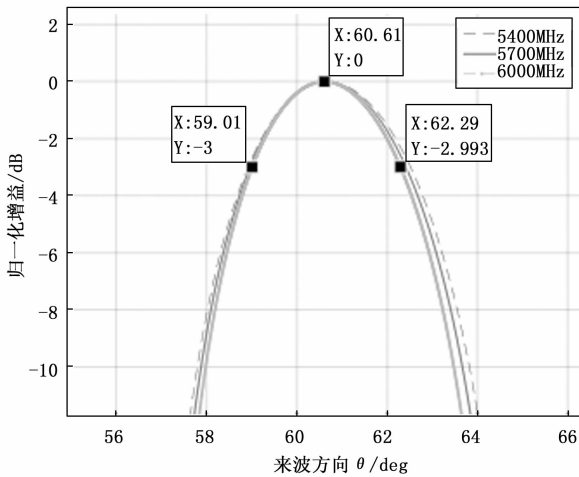
合成波束指向如图 7 (a) (b) 所示, 图中纵轴表示阵列的增益, 横轴表示来波方向, “- -” 线代表信号频率为 5 400 MHz 时的波束方向图, 实线代表信号频率为 5 700 MHz 时的波束方向图, “—” 线表示信号频率为 6 000 MHz 时的波束方向图。在这三个频率形成的波束指向均为 60° , 仿真得到的波束宽度为 3.28° 左右, 与理论值存在一定的误差。其中图 8 中表示的是当信号的频率变化时, 期望方向的阵列增益的变化, 可以看出当信号的频率在通带范围内变化时, 仿真阵列的增益为 35.68 dB 与理论计算的增益值误差在 0.44 dB。

改变 FFT 的点数, FFT 点数与方向图的各个参数的关系如表 4 所示。随着 FFT 点数的增加, 合成增益、波束指向和波束宽度与理论值之间的误差逐渐减小, 在点数到 256 时, 误差达到了实际工程应用的需要, 所以按照此标准 FFT 点数应不小于 256。

综合以上几个方面的考虑, 可以得出当 FFT 的点数达到 512 时, 就可以满足指标的要求。



(a) 交叠FFT方法波束方向图



(b) 交叠FFT方法波束方向图局部放大图

图 7 波束方向图

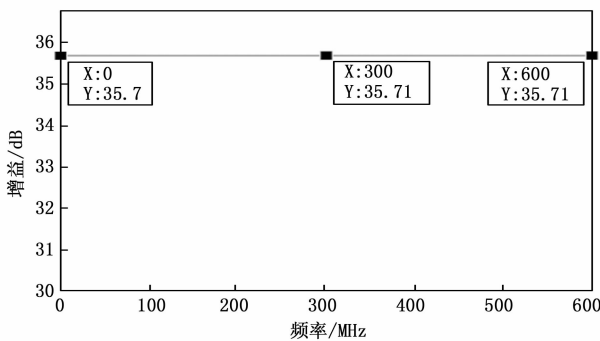


图 8 期望方向增益变化图

表 4 FFT 点数与方向图各个参数的关系

FFT 点数/个	合成增益/dB	波束指向/度	波束宽度/度
16	34.31	61.30	3.39
32	35.68	60.61	3.28
64	36.01	60.31	3.23
128	36.09	60.16	3.20
256	36.11	60.08	3.19
512	36.12	60.03	3.19
1 024	36.12	60.02	3.19

3.3 交叠率

假设 FFT 点数 $L=256$ ，改变信号的重叠率，可以得到重叠率与各个指标之间的关系，如表 5 所示。可以看到，当交叠率很小的时候，最大归一化误差较大，随着交叠率增大，误差减小，当交叠率达到 $1/8$ 时，误差稳定在 0.07 ，所以在工程实现中，可以将交叠 FFT 的交叠率设定为 $1/8$ 。

表 5 重叠率与最大归一化误差之间的关系 (FFT 点数 $L=256$)

交叠率	最大归一化误差
$1/2$	0.07
$3/8$	0.07
$1/4$	0.07
$1/8$	0.07
$1/16$	0.33
$1/32$	0.90

假设 FFT 点数 $L=512$ ，改变信号的重叠率，可以得到重叠率与各个指标之间的关系，如表 6 所示。可以看到，当交叠率很小的时候，最大归一化误差较大，随着交叠率增大，误差减小，当交叠率达到 $1/16$ 时，误差稳定在 0.03 ，所以在工程实现中，可以将交叠 FFT 的交叠率设定为 $1/16$ 。

表 6 重叠率与最大归一化误差之间的关系 (FFT 点数 $L=512$)

交叠率	最大归一化误差
$1/2$	0.03
$3/8$	0.03
$1/4$	0.03
$1/8$	0.03
$1/16$	0.03
$1/32$	0.90

3.4 位宽

假设 FFT 点数 $L=512$ ，改变每个子带使用的移相器的位宽，假设权值信息为 n bit 有符号数，处理时将信息源按比例放大 2^{n-2} 倍，然后进行取整运算。这里放大 2^{n-2} 倍是由于 FPGA 中 n 位有符号数的表示范围为 $-(2^{n-1}-1) \sim (2^{n-1}-1)$ ，因为原始信号的范围为 $(-1, 1)$ ，当信号为 -1 时，FPGA 则将信号判定为 0 ，会造成计算的错误，所以在处理时将数据进行 2^{n-2} 倍扩大。

此时设置延时 0.1 倍的符号速率，权值的位宽与延时精度之间的关系如表 7 所示，可以看出当位宽为 8 bit 时，延时的误差与设置误差之间的误差较大，当位宽达到 12 bit 时，相对误差稳定在小于 10% ，可以达到实际应用中的指标要求，所以位宽应该至少采用 12 bit。

3.5 采样速率

处理的信号带宽为 600 MHz，FFT 的点数 $J=512$ ，将信号延时 0.1 倍的符号速率，此时改变采样速率，可以得到

表 7 位宽与延时精度之间的关系

位宽/bit	实际延时/符号速率	相对误差
8	0.138	0.38
10	0.111	0.11
12	0.109	0.09
14	0.107	0.07
16	0.106	0.06

采样速率与延时精度之间的关系,如表 8 所示。可以看到当采样率满足采样定理或者是带通采样定理的时候,采样速率增大并没有影响交叠 FFT 的延时效果,延时相对误差均小于 10%,所以可以实际根据需求选择采样速率。

表 8 采样速率与延时精度之间的关系

采样率/GHz	实际延时/符号速率	相对误差
1.4	0.104	0.04
1.6	0.106	0.06
1.8	0.105	0.05
2	0.105	0.05
2.2	0.107	0.07
2.4	0.106	0.06

4 结束语

为了提高宽带相控阵系统的波束合成性能,使频域宽带波束合成应用在更多的领域,本文经过多次仿真分析,确定了交叠 FFT 参数对延时精度、信号保真度和波束性能的影响,其中采样率和交叠率对波束合成性能的影响不大,在实际应用之中子阵规模、FFT 点数以及位宽的选取需要更加仔细地分析及验证。经本文研究子阵规模不超过 9 个天线阵元时合成损失在 0.5 dB 以内;FFT 点数不小于 512、交叠率不小于 1/16、位宽不小于采用 12 bit 时可以达到合成损失在 0.1 dB 以内,波束指向的偏移不超过 0.1°、最终合成信号的归一化误差小于 0.1、延时补偿的相对误差不超过 0.1 倍符号速率的 10%的要求,最终实现了频域宽带阵列波束合成技术的优化,为交叠 FFT 方法应用在实际工程中提供了依据与参考。

但本文还未真正地将频域宽带阵列波束形成器实现,仅仅是进行了仿真分析,在实际应用的时候还应考虑量化等问题。同时针对宽带波束合成中的时延补偿方面,仍有很多值得讨论的问题,比如子阵间的时间延时由于受到信道等因素的影响,实际的延时值与理论计算值存在一定的误差,因此如何对时间延迟进行精准的估计也是值得研究的。

参考文献:

[1] 卫健,束成荣,李建新. 宽带相控阵天线波束指向频响分析和实时延迟器应用 [J]. 微波学报, 2006 (1): 23-26.
 [2] 郭德强. 宽带相控阵雷达子阵数字调制技术实现及信号处理技术研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2018.

[3] 李同. 宽带共形阵列数字波束形成技术研究 [D]. 北京: 中国电子科技集团公司电子科学研究院, 2022.
 [4] 杜仲林. 超宽带阵列波束形成新方法研究 [D]. 南京: 南京大学, 2016.
 [5] 陈泳, 张玉华, 肖达, 等. 宽带相控阵雷达的延时实现方法 [J]. 现代雷达, 2020, 42 (5): 70-75.
 [6] 高瑜翔. 光控相控阵列系统及其关键技术研究 [D]. 电子科技大学, 2006.
 [7] 严济鸿. 宽带相控阵雷达波束控制技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2011.
 [8] 胡永君, 陈文俊. 基于分数时延滤波器的宽带数字信号时延的实现 [J]. 雷达与对抗, 2010, 30 (2): 37-40.
 [9] 郑东卫, 白亚莉. 分数延时滤波器在宽带阵列雷达中应用 [J]. 火控雷达技术, 2022, 51 (3): 79-83.
 [10] 黄伟, 周其超, 陶存炳. 基于拉格朗日插值的分数延时滤波器研究 [J]. 舰船电子对抗, 2018, 41 (5): 74-77.
 [11] 杜强, 宋耀良, 曹晓健. 基于 Hermite 插值滤波器的直接延时补偿超宽带波束形成技术研究 [J]. 雷达学报, 2013, 2 (3): 278-283.
 [12] DU Q, SONG Y, JI C, et al. Digital beam-forming for ultra-wideband signals utilizing an extrapolated array generated by Carathéodory presentation combining fractional delay filters based on high-order Hermite interpolation [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2018, 13 (12): 1760-1768.
 [13] 李向闪. Farrow 结构分数延时滤波器设计 [J]. 国外电子测量技术, 2019, 38 (10): 124-127.
 [14] KOKILA R, CHITHRA K, DHILSHA R. Wideband beam-forming using modified farrow structure FIR filtering method for sonar applications [C] // 2019 International Symposium on Ocean Technology (SYMPOL), IEEE, 2019: 21-28.
 [15] 詹健, 陈新竹, 舒汀, 等. 宽带数字波束形成雷达的高精度延时补偿新方法 [J]. 现代雷达, 2018, 40 (10): 27-31.
 [16] 张书瑞. 宽带数字阵列波束形成技术研究 [D]. 南京: 南京理工大学, 2019.
 [17] 徐露, 马晓川, 鄢社锋, 等. 基于 FPGA 的频域宽带波束形成器 [J]. 网络新媒体技术, 2017, 6 (4): 45-51.
 [18] 顾明超, 李春晓, 边疆, 等. 基于 FPGA 的超宽带数字波束形成技术 [J]. 无线电通信技术, 2022, 48 (1): 173-179.
 [19] 牛晓扬, 王东辉. 相移多波束形成的 FPGA 实现 [J]. 网络新媒体技术, 2020, 9 (4): 51-57.
 [20] 李宁, 汤俊, 彭应宁. 频域宽带波束形成算法 [J]. 清华大学学报 (自然科学版), 2008 (7): 1127-1130.
 [21] 杨君, 曲卫, 漆峰. FFT 宽带多波束形成器子阵波束指向偏差及波束“溢出”问题研究 [J]. 装备学院学报, 2014, 25 (6): 84-89.
 [22] 胡谨贤, 张英波. 频域宽带波束形成器优化设计 [J]. 现代电子技术, 2012, 35 (15): 15-18.