

ADI Analog Dialogue

相控阵天线方向图— 第3部分: 旁瓣和锥削

技术主管Peter Delos、 产品工程师Bob Broughton以及 高级工程师John Kraft

简介

在第一部分中,我们介绍了相控阵概念、波束转向和阵列增益。 在第二部分中,我们讨论了栅瓣和波束斜视概念。在这第三部分 中,我们首先讨论天线旁瓣,以及锥削对整个阵列的影响。锥削 就是操控单个元件的振幅对整体天线响应的影响。

在第一部分中未应用锥削, 且从图中可以看出第一旁瓣为-13 dBc。 锥削提供了一种减少天线旁瓣的方法, 但会降低天线增益和主 瓣波束宽度。在简要介绍锥削之后, 我们会详细说明与天线增 益相关的几个要点。

傅里叶变换: 矩形函数 ↔ sinc函数

在电气工程中,有各种不同的方法可以将一个域中的矩形函数转 变为另一个域中的sinc函数。最常见的形式是时域中的矩形脉冲 转换成sinc函数的频谱分量。这个转换过程是可逆的,在宽带应 用中,宽带波形也可以转换为时域中的窄脉冲。相控阵天线也具 有类似的特性:沿阵列平面轴的矩形加权按照正弦函数辐射方 向图。

应用到此特性,以sinc函数表示的第一旁瓣只有-13dBc是有问题的。 图1显示了这个原理。

锥削(或加权)

要解决旁瓣问题,可以在整个矩形脉冲内使用加权处理。这在 FFT中很常见,相控阵中的锥削选项则是直接模拟了FFT中加权。 遗憾的是,加权也是存在缺点的,它虽然实现了减少旁瓣但需要 以加宽主瓣为代价。图2显示了一些加权函数示例。

波形与天线类比

从时间到频率的转换是很平常的,大多数电气工程师自然会明白。 但是,对于刚接触相控阵的工程师来说,如何使用天线方向图类 比在一开始并不明确。为此,我们用场域激励代替时域信号,并 用空间域代替频域输出。

时域 → 场域

- ▶ v(t)—电压是时间的函数
- ▶ E(x)—场强与孔径中的位置呈函数关系

频域 → 空间域

- ▶ Y(f)—功率谱密度是频率的函数
- ▶ G(q)—天线增益是角度的函数

图3显示了这些原理。在这里,我们比较了阵列中应用两种不同 加权的辐射能量。图3a和图3c显示场域。每个点表示这个N = 16阵 列中一个元件的振幅。在天线之外,没有辐射能量,辐射从天线 边缘开始。在图3a中,场强出现突变,而在图3c中,场强随着距离 天线边缘的距离增大而逐渐增大。对辐射能量造成的影响分别 如图3b和图3d所示。

在下一节中,我们将介绍影响天线方向图性能的两种附加误差 项。第一种是互耦。在本文中,我们只是提出存在此问题,并且 给出用于量化此影响的EM模型的数量。第二种是由于在相移控 制中精度有限而产生的量化旁瓣。我们对量化误差进行了更深入 地处理,并对量化旁瓣进行了量化。



图1. 时域中的矩形脉冲在频域中产生正弦函数, 第一旁瓣仅为-13 dBc。



图2. 加权函数示例。



图3.显示变窄元件转化为辐射能量加权的图表; (A)对所有元件使用统一加权; (b)正弦函数在空间内辐射; (c)对所有元件使用海明窗加权处理; 以及(d) 以加宽主波束为代价, 将辐射旁瓣降低到40 dBc。

互耦误差

这里讨论的所有方程和阵列因子图都假设元件是相同的,并且每 个元件都具有相同的辐射方向图。但事实并非如此。其中一个原 因是互耦,即相邻元件之间耦合。元件分散在阵列中与元件彼此 紧密排列相比,其辐射性能会发生很大变化。位于阵列边缘的元 件和位于阵列中心的元件所处的环境不同。此外,当波束转向时, 元件之间的互耦也会改变。所有这些影响会产生一个附加的误差 项,需要天线设计人员加以考虑,在实际设计中,需要花大量精力 使用电磁仿真器来表征这些条件下的辐射影响。

波束角度分辨率和量化旁瓣

相控阵天线还有另一个缺陷,用于波束转向的时间延迟单元或移 相器的分辨率是有限的。这通常利用离散时间(或相位)步长来 实现数字控制。但是,如何确定延迟单元或移向器的分辨率或位 数,以达到的所需的波束质量呢?

与常见的理解相反,波束角度分辨率并不等于移相器的分辨率。 从方程式1(第二部分中的方程式2)中,我们可以看出这样的关系:

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\Delta \Phi \lambda}{2\pi d} \tag{1}$$

我们可以用整个阵列中的相移来表达这种关系,需要将阵列宽度 D替换为元件间隔d。然后如果我们将移相器ΦLSB替换为ΔΦ,我们 可以粗略估算波束角度分辨率。对于N个元件以半个波长间隔排 列的线性阵列来说,波束角度分辨率如方程式2所示。

$$\theta_{RES} \propto \sin^{-1} \frac{\Phi LSB}{N\pi}$$
(2)

这是背离瞄准线的波束角度分辨率, 描述了当阵列的一半相移为 零, 另一半的相移为移相器的LSB时的波束角度。如果不到一半的 阵列通过编程达到相位LSB, 则角度可能更小。图4显示使用2位移 相器的30元件阵列的波束角度(相位LSB逐渐增加)。注意, 波束 角度增加, 直到一半元件移相LSB, 然后在所有元件移相LSB时归零。 当波束角度通过阵列中的相位差而变化时, 这是有意义的。注意, 正如前面计算的那样, 此特性的峰值为θκε5。



图4.30元件线性阵列在LSB时的波束角度与元件数量之间的关系。



图5.移相器分辨率为2位至8位时,波束角度分辨率与阵列大小的关系。

图5显示不同移相器分辨率下θ_{#E5}与阵列直径 (元件间隔为λ/2)的 关系。这表明,即使是LSB为90°的非常粗糙的2位移相器,也可以在 直径为30个元件的阵列中实现1°的分辨率。在第一部分使用方程 式10针对30元件、λ/2间隔条件进行求解时,主瓣波束宽度约为3.3°, 表示即便使用这个非常粗糙的移相器,我们也具备足够的分辨率。 那么,使用更高分辨率的移相器又会得出什么结果?从时间采样 系统 (数据转换器)和空间采样系统 (相控阵天线)之间的类比可 以看出,较高分辨率的数据转换器产生较低的量化本底噪声。更 高分辨率的相位/时间偏移器会导致较低的量化旁瓣电平(0SLL)。

图6显示之前描述的编程采用θϵεs波束分辨率角度的2位30元件线性 阵列的移相器设置和相位误差。一半阵列设为零相移,另一半设 为90°LSB。注意,误差 (理想量化相移与实际量化相移之间的差异) 曲线呈锯齿状。



图6. 阵列中的元件相移和相位误差。

图7显示同一天线在转向0°和转向波束分辨率角度时的天线方向 图。请注意,由于移相器的量化误差,出现了严重的方向图退化。



图7. 在最小波束角度下具有量化旁瓣的天线方向图。

当孔径内发生最大量化误差,其他所有元件都是零误差,且相邻 元件间隔LSB/2时,出现最糟糕的量化旁瓣情形。这代表了最大可 能的量化误差和孔径误差的最大周期。图8显示了使用2位30元件 时的这种情况。



图8. 最糟糕的天线量化旁瓣情形——2位。

这种情况在可预测的波束角度下(如方程3所示)发生。

 $\theta_{MAX \, QSLL} = \sin^{-1} \frac{\pm n}{2^{BITS}} \tag{3}$

其中n < 2⁸¹⁷⁵, 且n为奇数。对于2位系统, 这种情况会在±14.5°和±48.6° 范围之间发生4次。图9显示该系统在n=1, q=+14.5°时的天线方向图。 注意在-50°时具有明显的-7.5 dB量化旁瓣。



图9. 最糟糕的天线量化旁瓣情形: 2位, n=1, 30元件。

除了量化误差依次为0和LSB/2的特殊情况外,在其他波束角度下, rms误差随着波束在孔径上的扩散而减小。事实上,对于n为偶数值 的角度方程(方程式3),量化误差为0。如果我们绘制在不同移相 器分辨率下最高量化旁瓣的相对电平,会出现一些有趣的方向图。 图9显示100元件线性阵列最糟糕的0SLL,该阵列使用海明锥形, 以便将量化旁瓣与本节前面讨论的经典开窗旁瓣区分开来。 注意,在30°时,所有量化误差都趋于0,这可以显示为sin(30°)=0.5时的结果。请注意,对于任何特定的n位移相器,在最糟糕电平下的波束角度在更高分辨率n下会显示零量化误差。在这里可以看出描述的最糟糕旁瓣电平下的波束角度,以及0SLL在每位分辨率下改善了6 dB。



图10.在2位至6位移相器分辨率下,最糟糕的量化旁瓣与波束角度的关系。



图11. 最糟糕的量化旁瓣电平与移相器分辨率的关系。

2位至8位移相器分辨率的最大量化旁瓣电平0SLL如图11所示,它遵循 类似的数据转换器量化噪声规律,

$$QSLL \alpha \ 20 \log_{10} 2^{-BITS} \tag{4}$$

或每位分辨率约6 dB。在2位时, QSLL电平约为-7.5 dB, 高于数据转换器进行随机信号采样时经典的+12 dB。这种差异可以视为在孔径采样时周期性出现的锯齿误差导致的结果, 其中空间谐波会增加相位。注意QSLL与孔径大小不呈函数关系。

总结

我们现在可以总结出天线工程师面临的与波束宽度和旁瓣 相关的一些挑战:

- 角度分辨率需要窄波束。窄波束需要大孔径,这又需要许多 元件。此外,波束在背离瞄准线时会变宽,所以需要额外的元件,以在扫描角度增大时保持波束宽度不变。
- Q乎可以通过增大元件间隔来扩大整个天线区域,而无需额 外增加元件。此举可以让波束变窄,但是,很遗憾,如果元件 分布不均,会导致产生栅瓣。可尝试通过减小扫描角度,同时 采用有意随机显示元件方向图的非周期阵列,来利用增加的 天线区域,同时最大限度减少栅瓣问题。
- 旁瓣是另一个问题,我们已知可以通过将阵列增益朝向边缘 逐渐减小来解决。但是,这种锥削以波束变宽为代价,又会需 要更多元件。移相器分辨率会导致出现量化旁瓣,在设计天 线时也必须加以考虑。对于采用移相器的天线,波束斜视现 象会导致角位移与频率相互影响,从而限制高角度分辨率下 可用的带宽。

以上就是有关相控阵天线方向图全部三个部分的内容。在第一部 分中,我们介绍波束指向、阵列因子和天线增益。在第二部分中, 我们讨论栅瓣和波束斜视的缺点。在第三部分中,我们讨论锥削 和量化误差。本文不是针对精通电磁和辐射元件设计的天线 设计工程师,而是针对在相控阵领域工作的大量相邻学科的工 程师,这些直观的解释,将有助于他们理解影响整个天线方向 图的性能的各种因素。

参考资料

Balanis, Constantine A. <u>天线理论、分析和设计</u>。第3版, Wiley, 2005年。 Mailloux, Robert J. <u>相控阵天线手册</u>。第2版。Artech House, 2005年。 O'Donnell, Robert M. "<u>雷达系统工程:简介</u>。" IEEE, 2012年6月。 Skolnik, Merrill. 雷达手册。第3版, McGraw Hill, 2008年。



作者简介

Peter Delos是ADI公司航空航天和防务部的技术主管,在美国北卡罗莱纳州格林斯博罗工作。他于1990年 获得美国弗吉尼亚理工大学电气工程学士学位,并于2004年获得美国新泽西理工学院电气工程硕士 学位。Peter拥有超过25年的行业经验。其职业生涯的大部分时间花在高级RF/模拟系统的架构、PWB和IC 设计上。他目前专注于面向相控阵应用的高性能接收器、波形发生器和频率合成器设计的小型化工作。 联系方式: <u>peter.delos@analog.com</u>。



作者简介

Bob Broughton于1993年开始在ADI公司工作,历任产品工程师和IC设计工程师等职位,目前担任航空航天和防务部的工程总监。加入ADI之前,Bob曾在Raytheon担任RF设计工程师并在Peregrine Semiconductor担任RFIC 设计师。Bob于1984年毕业于西弗吉尼亚大学,获电气工程学士学位。联系方式:<u>bob.broughton@analog.com</u>。



作者简介

Jon Kraft是高级现场应用工程师,工作地点在科罗拉多州,已在ADI公司工作了13年。他主要致力于软件定义 无线电和航空航天相控阵雷达应用。他拥有罗斯豪曼理工学院电子工程学士学位和亚利桑那州立大学电子 工程硕士学位。他拥有九项专利,六项与ADI相关,一项正在申请中。联系方式: jon.kraft@analog.com。



如需了解区域总部、销售和分销商, 或联系客户服务 和技术支持, 请访问<u>analog.com/cn/contact</u>。

向我们的ADI技术专家提出棘手问题、浏览常见问题 解答,或参与EngineerZone在线支持社区讨论。 请访问ez.analoq.com/cn。 ©2020 Analog Devices, Inc. 保留所有权利。 商标和注册商标属各自所有人所有。 "超越一切可能"是ADI公司的商标。



请访问analog.com/cn