

星载 DBF Tx 射频通道幅相误差校正

赵红梅^① 王华力^② 牟善祥^① 张忠传^① 李成国^①
^①(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)
^②(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 为了实现精确的多波束形成, 该文提出了一种补偿卫星通信多波束系统发射通道幅相误差的校正方法, 该方法在发射通道中同时注入多路正交码变换的校正测试信号, 通过接收多路发射机的输出信号和, 在基带校正算法单元利用正交码的时间相关性和 IDFT 并行处理的方法, 同时得到多路射频通道的校正因子, 并对得到的校正因子进行了归一化处理, 消除了对通道中非线性器件的影响。仿真结果表明, 该方法可以有效地补偿射频通道间的幅相不一致性, 校正后的波束方向图接近理想的波束方向图。

关键词: 卫星通信; 数字波束形成; 正交码; 并行处理; 幅相误差校正

中图分类号: TN927+.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2182-04

Amplitude and Phase Errors Calibration of the Satellite-Borne DBF Transmitting RF Channel

Zhao Hong-mei^① Wang Hua-li^② Mu Shan-xiang^① Zhang Zhong-chuan^① Li Cheng-guo^①
^①(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Techniques, NUST, Nanjing 210094, China)
^②(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstracts: In order to realize the precise multi-beam forming, a calibration method of the amplitude and phase error among RF channels for the transmitting multi-beam array antenna system onboard satellite is proposed. This method is conducted by receiving the sum of the output signal of all RF transmitting channels, including the temporally multiplexed orthogonal codes injected from the base-band, the calibration factors for all the RF transmitting channels can be simultaneously obtained by temporal correlation of the orthogonal codes and the IDFT parallel processing technology. The calibration factors are normalized for avoiding the effects on the nonlinearity components. Computer simulation shows that the beam pattern after calibration is very close to the ideal beam pattern.

Key words: Satellite communications; Digital beamforming; Orthogonal codes; Parallel processing; Amplitude and phase errors calibration

1 引言

就通信卫星而言, 星载天线是卫星有效载荷的重要组成部分, 对整个卫星通信系统性能有着重要影响。目前, 多波束天线已成为卫星天线技术发展的一个重要方向。数字多波束形成(DBF)是使用多波束天线的卫星通信系统的关键技术之一, DBF 具有许多优点, 如可以提高用户的容量、增强频率复用的效率、实现精确的波束赋形和 DOA 估计等^[1], 但是这些优点得以实现的基本前提是多通道收发信机及天线阵列的幅相一致性。

在实际的 DBF 阵列天线系统中, 由于阵列各射频通道随温度而变化的放大器相位和增益差异、混频器等器件的老化、滤波器时延及其幅频相频特性失真等引起的不一致所带来的误差, 使得期望的 DBF 方向图恶化, 特别是当阵列天

线处于可变的环境中时, 射频电路的热特性引起射频电路间的幅相不平衡的影响很大, 因此对 DBF 系统的射频通道校正是必不可少的。

关于星上有源相控阵幅相不平衡的校正问题, Mano 等人提出了 REV(Rotating Element electric field Vector)的远程校正方法^[2], 这种方法已经被广泛地应用在卫星通信系统的远程校正上, 但是它校正因子的获得需要逐个阵元测量, 校正所需的时间较长; Silverstein 提出了 UTE(Unitary Transform Encoding)和 CCE(Control Circuit Encoding)校正方法^[3], 其中 CCE 方法主要用于模拟波束形成; UTE 方法主要适用于数字波束形成, 当用于模拟波束形成时需要增加额外的硬件设施, 并且这两种方法都要求正交码的个数要大于等于阵元数; 都需要矩阵求逆, 当阵元数较多时, 计算量及校正时间都将大大增加; Masayuki 等提出了基于正交码的远程校正方法^[4], 通过数字并行处理技术同时获得所有通道的校正因子, 校正时间大大减少。上面这些方法都是利

用在地面关口站接收星载发射天线发射的信号来获得校正因子的, 这种星地之间的远程校正方案, 校正因子的获得容易受到星地链路性能的影响。

本文提出了一种补偿星载BDF系统发射射频通道幅相误差的校正方案。该方法采用在DBF网络之后注入校正测试信号, 在天线阵列输入端口处接收所有阵元信号的和, 然后利用正交码信号的时间相关性和IDFT并行处理技术同时获得所有通道的校正因子, 并将所获得的校正因子对参考通道做了归一化处理, 避免获得的校正因子对射频通道非线性器件的影响, 该方案不受星地链路的影响, 适合于快速频繁地校正处理以补偿发射射频通道幅相不一致性对DBF系统性能的影响。

2 DBF 发射系统模型及校正方法

2.1 DBF 发射系统模型

众所周知, DBF 的许多优点都是建立通道的幅相一致性的基础上的, 而实际中射频通道幅相不一致性总是存在的, 特别是当阵列处于可变的环境中时, 射频通道的热特性引起 RF 电路间的幅相不平衡的影响很大。由于发射信号带宽较窄, 满足窄带工作条件, 因此 DBF 发射射频通道幅相误差可以用复矢量来表示为

$$C = (C_1, C_2, \dots, C_{N-1}, C_N) \quad (1)$$

式中 $C_n, n = 1, 2, \dots, N$ 表示各发射通道的幅相误差, N 为阵元数。

令 $\mathbf{X} = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ 为输入波束形成网络的信号, M 为波束数, 其中 $x_m(t)$ 为第 m 个波束的输入信号, 其中 $m = 1, 2, \dots, M$; w_{mn} 为第 n 个阵元上第 m 个波束的加权系数, 其中 $m = 1, 2, \dots, M; n = 1, 2, \dots, N$ 。

如图 1 所示, 假设天线阵为平面六边形阵, 阵元间距位 d , 以阵列中心为原点。当不存在通道幅相误差时, 位于发射阵列天线方向 (θ, φ) 处接收到的信号为

$$y = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \rho_n \sin \theta \cos(\phi_n - \varphi)\right\} x_m w_{mn} + N_{\text{awgn}} \quad (2)$$

式中 λ 为信号波长, (ρ_n, ϕ_n) 为第 n 个阵元的极坐标位置, N_{awgn} 为加性高斯白噪声。当存在通道幅相误差时, 则在发射阵列天线方向 (θ, φ) 处接收到的信号为

$$y' = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} \rho_n \sin \theta \cos(\phi_n - \varphi)\right\} C_n x_m w_{mn} + N_{\text{awgn}} \quad (3)$$

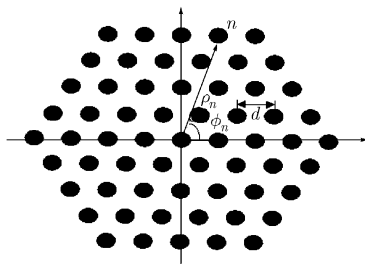


图 1 六边形平面阵列天线的阵元排列

由式(2)和式(3)可以看出, 只要通过算法估计出通道幅相误差 C_n , 然后在通道上乘上其倒数, 即可校正通道间误差对 DBF 系统的影响。虽然图中假设阵列位平面六边形阵, 实际上对于任意结构的平面阵列等式(2)、和式(3)也是适用的。

图 2 为包括校正系统的星载多波束发射阵列天线系统框图。其中 M 为波束个数, N 为天线阵列阵元个数, $\{C_1, C_2, \dots, C_{N-1}, C_N\}$ 表示为各发射射频通道的幅相误差, $\{C'_1, C'_2, \dots, C'_{N-1}, C'_N\}$ 为获得的各射频通道的校正因子。校正系统由校正测试信号、射频发射通道、耦合器、合路器和校正算法执行单元组成。

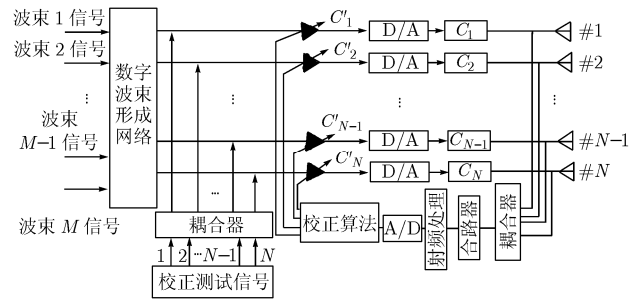


图 2 带有校正系统的星载多波束发射阵列天线系统框图

2.2 发射射频通道幅度、相位误差校正方法

校正过程中, 校正测试信号由 N 个正交码信号 $s_k(l)$, $k = 1, 2, \dots, N; l = 1, 2, \dots, L$ 经过 DFT 变换产生, L 为正交码的长度。这可以事先算好存储在存储器中, 在校正系统工作时, N 个校正测试信号由耦合器同时进入 N 个发射通道。再乘上各通道幅相误差 $\{C_1, C_2, \dots, C_{N-1}, C_N\}$ 。然后在天线入口处通过耦合器进入合路器, 进入合路器的信号为

$$S = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N \exp\{-j2(n-1)(k-1)\pi/N\} C_n s_k + N_{\text{awgn}} \quad (4)$$

式中 s_k 为第 k 个正交码信号, N_{awgn} 为加性高斯白噪声。由于 $s_k (k = 1, 2, \dots, N)$ 由正交码得到, 对 s_k 与 s_m 的复共轭 s_m^* 的乘积的时间平均可得

$$\overline{s_k \cdot s_m^*} = \begin{cases} 1, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \quad (5)$$

合路器输出的信号经过射频处理及 A/D 转化后转换成数字信号, 进入校正算法单元。在校正算法单元中算出校正系数。校正系数的算法如下所示:

由式(5), 首先对 S 乘上信号 $s_m^* (m=1, 2, \dots, N)$ 作复相关运算, 并对他们的乘积做时间平均。 s_m 为已知校正测试信号, 该信号被事先存储在校正算法执行单元的存储器中, s_m^* 为其复共轭。则可得等式:

$$\overline{S \cdot s_m^*} = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N \exp\{-j2(n-1)(k-1)\pi/N\} \cdot \overline{C_n s_k \cdot s_m^* + N_{\text{awgn}} \cdot s_m^*} \quad (6)$$

由于 N_{awgn} 为加性高斯白噪声, 其均值为 0。因此得到 $\overline{N_{\text{awgn}} \cdot s_m^*} \approx 0$ 。则有

$$\overline{S \cdot s_m^*} \approx \sum_{n=1}^N \exp\{-j2(n-1)(m-1)\pi/N\} C_n \quad (7)$$

由式(7)可以看出 $\overline{S \cdot s_m^*}$ 实际上是 C_n 的 DFT 变换。因此对 $\overline{S \cdot s_m^*}$ 作 IDFT, 再经过进一步的变化可求得各通道的传输系数 C_n 。

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N \overline{S \cdot s_m^*} \exp\{j2(n-1)(m-1)\pi/N\} \quad (8)$$

则被送入发射 DBF 系统每个射频电路的校正系数为

$$C'_n = \frac{N}{\sum_{m=1}^N \overline{S \cdot s_m^*} \exp\{j2(n-1)(m-1)\pi/N\}} \quad (9)$$

考虑到校正系数的送入对发射系统每个射频通道中器件非线性的影响,特别是对大功率放大器的影响。因此我们对校正系数进行归一化处理,处理后的校正系数为

$$C'_n = a \frac{v_n^*}{|v_n|^2} \quad (10)$$

其中

$$a = \sum_{m=1}^N \overline{S \cdot s_m^*}, \quad v_n = \sum_{m=1}^N \overline{S \cdot s_m^*} \exp\{j2(n-1)(m-1)\pi/N\} \quad (11)$$

求得的校正系数被乘到每个发射通道上来补偿通道不一致对发射 DBF 系统的影响。需要注意的是,算法假设发射阵列射频电路工作在线性区,因此在实际系统中校正测试信号的注入要考虑系统中非线性器件的要求。

3 仿真研究

为了验证所提校正方法对发射 DBF 波束方向图性能的提高,对 61 阵元 7 波束发射 DBF 阵列系统进行了幅相不一致性补偿。仿真在下列情况下进行,天线阵列采用 61 阵元六边形阵,波束数为 7,阵元间距为 0.545λ ,阵列中心频率为 2.5GHz。校正测试信号由 127 位 m 序列经过移位得到 61 个 m 序列^[5],然后在每个 m 序列后加“-1”,再进行 DFT 变换得到的 61 路互相正交的测试信号,该测试信号在 DBF 网络之后被注入每路发射通道,在天线前端通过耦合器和合路器,经射频处理后进入校正算法执行单元获得校正系数,该校正系数被乘入发射通道补偿通道间的幅相不一致性。

当阵列天线系统处于变化的环境中时,其射频电路之间的幅度不一致在 -2dB 到 +3.5dB 之间变化,相位不一致在 -120° 到 180° 之间变化^[6]。因此设校正前的幅度误差在 -3.5dB 到 2.5dB 之间均匀分布,相位误差在 -120° 到 180° 之间均匀分布,随机产生。系统噪声假设为方差为 0.9 的高斯白噪声,图 2 为理想的 7 波束合成等高线图与校正前后的 7 波束合成等高线图。图中等高线最大增益为波束最大增益,等高线最小增益与波束最大增益相差 16dB,以 2dB 为间隔,画出了 9 条等高线。星载发射六边形阵列坐标系采用 U 、 V 坐标系, $U = \theta \cos \varphi$; $V = \theta \sin \varphi$ 。 (θ, φ) 的定义与以卫星为原点的球坐标系定义相同。 θ 为扫描角, φ 为方位角。波束配置分为两层,第 1 层为 1 个波束,第 2 层为 6 个波束。由图 3 可以看出当存在误差时波束合成的等高线图与理想的

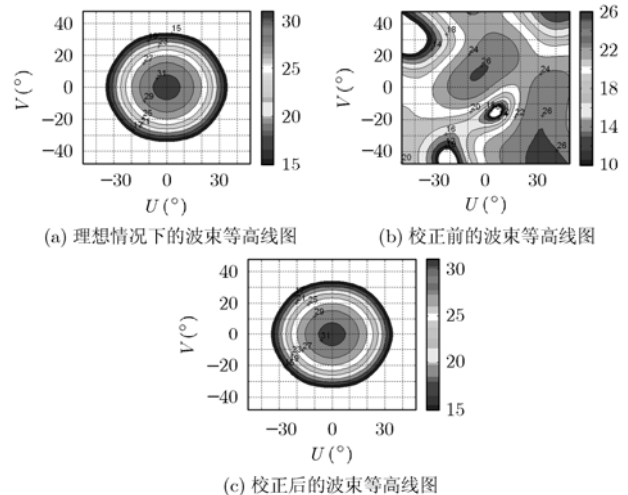


图 3 61 阵元 7 波束合成等高线图

波束合成等高线图相比,波束方向图指向和增益都发生了很大的变化,而校正后其方向图与理想情况下的方向图十分接近。

4 结束语

本文提出一种快速方便的星载发射多波束平面阵列中通道幅相误差校正方法,通过在发射通道中同时注入多路正交码变换的校正测试信号,接收多路发射机的输出信号和,在基带校正算法单元利用正交码的时间相关性和 IDFT 并行处理技术,同时得到多路射频通道的校正因子,并对得到的校正因子进行了归一化处理,避免了对通道中非线性器件的影响。与卫星通信系统中的远程校正方法相比,该方法不受星地链路间信道特性的影响。仿真验证了方案的有效性,结果表明,该方法可以有效地补偿射频通道间的幅相不一致性。

参考文献

- [1] Litva J, et al. Digital Beamforming in Wireless Communications. Boston: Artech House, 1996, Chapter 1.
- [2] Mano S, et al. A method of measuring amplitude and phase of each radiating element of a phase array antenna. *IEICE Japan Trans.*, 1982, J65-B(5): 555-560.
- [3] Silverstein S D. Application of orthogonal codes to the calibration of active phased antennas for communication satellites. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(1): 206-218.
- [4] Masayuki O, et al. A remote calibration for a transmitting array antenna by using synchronous orthogonal codes. *IEICE Trans. on Commun.*, 2001, E84-B(7): 689-693.
- [5] John G. Proakis. Digital Communications Fourth Edition. Columbus: The McGraw-Hill Companies, Inc. 2001: 766-771.
- [6] Tsoulos G, et al. Space division multiple access (SDMA) field trials, Part 2: Calibration and linearity issues. *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, 1998, 145(1): 79-84.

- 赵红梅: 女, 1976 年生, 博士, 研究方向为星载天线技术、数字信号处理。
 王华力: 男, 1967 年生, 教授, 博士, 研究方向为自适应阵列、卫星通信等。
 牟善祥: 男, 1953 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达成像、微波与毫米波通信系统等。