

文章编号: 2095-4980(2016)04-0549-05

卫星通信天线极化校准技术

王焕菊^{1,2}, 杜彪², 孙厚军¹

(1.北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100086; 2.中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 河北 石家庄 050081)

摘要: 移动载体上的卫星通信天线由于载体姿态变化、雨衰、多径效应等环境因素引起的极化失配通常会导致通信质量差, 严重时甚至无法通信等问题。针对该问题, 文中通过对极化域的分析与研究, 提出了一种电调极化技术, 实现了天线的极化校准。该技术通过控制一对正交线极化波的幅度、相位, 可实时进行极化调整, 使接收天线的极化状态与发射天线的极化状态相匹配, 从而能够最大限度地接收发射电磁波的功率, 保证通信质量。经测试, 采用该技术校准之后的 Ku 频段 0.6 m 动中通天线的交叉极化隔离度可达 30 dB 以上, 可满足卫星通信要求。

关键词: 卫星通信; 极化; 极化匹配; 极化校准

中图分类号: TN820.1⁺1

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201604.0549

Polarization calibration for satellite communication antenna

WANG Huanju^{1,2}, DU Biao², SUN Houjun¹

(1.School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100086, China;

2.The 54th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang Hebei 050081, China)

Abstract: Polarization mismatch due to environmental factors including the attitude variation of carrier, rain-fading and multipath effect etc., usually results in poor quality of communication or even being unable to communicate for mobile satellite communication antenna. For resolving the problem, based on analysis and research on polarization, a technology of electrical polarization adjustment is proposed to realize polarization calibration. This technology can adjust polarization state in real time by controlling the amplitude and phase of a pair of orthogonal linear wave, which makes the polarization states of transmitting and receiving antennas match well, and ensures obtaining the maximum electromagnetic energy and improves the quality of communication. Experiment results indicate that the cross polarization isolation can reach up to 30 dB for on-the-move antenna with an equivalent diameter of 0.6 m at Ku band. Therefore, it can meet the requirements of satellite communication.

Key words: satellite communication; polarization; polarimetric matching; polarization calibration

目前赤道同步轨道上 Ku 频段同步卫星众多, 具有通信容量大、可用转发器多等优点, 因此 Ku 频段是当前移动卫星通信的主要应用频段。卫星通信系统中, 为充分利用频率资源, 增加转发信号的数量, Ku 波段多采用正交线极化方式, 实现频率复用。若地面通信设备极化状态调整不当, 出现极化失配, 则会产生极化损耗、交叉极化干扰等问题。对于单极化天线, 若极化失配, 则会产生极化损耗, 使信号功率降低; 对于双极化天线, 若极化失配, 则不仅会产生极化损耗, 降低信号场强, 还会产生同频正交信号相互干扰; 对于接收信道, 若极化不匹配, 则会使接收信号功率下降, 信噪比降低, 严重时接收机无法接收到卫星信号或解调不出卫星信号, 使通信中断; 对于发射通道, 若极化不匹配, 则会使发射信号交叉极化隔离度差, 直接对同一转发器内其他地球站的同频正交信号造成干扰。因此, 研究卫星通信系统中极化校准技术、实现极化状态匹配对于提高通信质量、实现频率复用有十分重要的现实意义。

随着第 3 代卫星通信系统的出现, Ka 频段的动中通天线将飞速增长。Ka 频段卫星通信有 2 个非常明显的优势: Ka 频段比其他频段具有更多的频率资源, 终端用户至卫星传输具有更高的数据传输速率; Ka 频段的卫星通信天线尺寸较小, 可以方便地将之安装在车辆或船舶上, 甚至航空器上。Ka 频段的卫星天线多是圆极化形式, 若要进行 Ku, Ka 频段天线一体化设计, 则首先要解决的问题就是多种极化方式的重构问题, 因此研究极

收稿日期: 2015-06-18; 修回日期: 2015-07-23

化校准技术、实现极化状态重构可以为 Ku,Ka 频段天线一体化设计技术提供重要技术保障。

电磁波从发射天线到接收天线的传播过程中,其极化状态通常不变。但对于卫星动中通天线而言,由于以下几种环境因素会使其极化状态发生变化:一是由于载体姿态发生变化,导致天线相位中心偏移,极化角发生变化;二是雨滴的退极化作用—电磁波通过降水区时,其水平极化分量和垂直极化分量所受衰减不同,通过后 2 个分量的幅度比改变,则合成的极化状态也有改变;三是在复杂环境中,发生多径传播时,也会使电磁波的极化状态发生变化。因此,为保证卫星动中通天线的通信质量,需要做相应的极化状态校准以实现极化重构,从而达到极化匹配的目的。对于极化重构技术的研究,国内外学者已经做了大量工作。文献[1-5]是通过在馈源网络中加载控制元件—通过选择不同的馈源网络来实现圆极化(左旋圆极化、右旋圆极化)和线极化(水平极化、垂直极化)之间的切换;文献[6-8]是在天线单元上加载控制元件—通过选择不同的天线单元来实现水平极化、垂直极化以及 45°斜极化之间的切换;文献[9]中提到通过调节加载在介电各向异性的丝状液晶上的偏置电压可实现在 130 GHz 连续可调极化变换器—它是通过在天线单元上加载超材料的方法实现极化状态之间的变换。

无论是在馈源网络上,还是在天线单元上加载控制元件实现极化重构,开关控制元件主要有场效应晶体管(Field Effect Transistor, FET)二极管、P 型-本征-N 型(P type/Intrinsic/N type, PIN)二极管、微机电系统(Micro-Electro-Mechanical System, MEMS)二极管等。PIN 开关二极管比 FET 开关二极管具有更小的插损、更高的隔离度,驱动电流可以小到忽略不计,且可跟天线单元集成到一块印制板(Printed Circuit Board, PCB)上,但控制开关的直流偏置电路设计需要考虑电磁兼容性,为避免对射频通道产生影响,其设计也相当复杂;MEMS 开关引入的插损也较小,直流功耗小,偏置网络简单,但 MEMS 开关必须封装起来以避免外界环境对它的影响,而封装材料同样会降低天线的辐射性能,若采用带封装的 MEMS 开关,则需要焊线,这些飞线将会带来寄生辐射。另外,通过开关选择不同的馈源网络,或不同的天线单元来实现极化重构的方案,只能实现一些不连续的极化状态,且馈源网络或天线单元的设计也相当复杂。在天线单元上加载超材料(丝状液晶),实现极化重构的方法,价格昂贵,且不适用于当前主流的卫星通信频段。为解决卫星动中通天线的极化匹配问题,实现卫星通信过程中连续极化可调,文中通过对极化变换的分析,提出了一种新的电调极化技术,实现了天线的极化重构。

1 极化重构原理

电磁波的极化一般用电场强度矢量 \mathbf{E} 的矢端在空间固定点上随时间的变化所描绘的轨迹来表示^[10]。因此,极化是在一个波阵面上,空间任一固定点上电磁波的电场强度矢量的空间取向随时间变化的方式。在直角坐标系中,在垂直传播方向的波阵面上,电场强度矢量随时间变化的矢端轨迹为一条直线时,称为直线极化;若电场矢量的矢端随时间 t 变化的轨迹是一个圆时,称为圆极化;当电场矢量随时间变化不断改变其大小和方向,其矢端轨迹为椭圆时,称为椭圆极化。虽然存在多种极化,但不同的极化状态之间可以相互转换。

设空间中某一电磁波沿 z 方向传播,其电场矢量为 $\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 \cos(\omega t - kz + \varphi_0)$,将该矢量分解为沿 x, y 方向的 2 个独立分量的线性组合,则有: $\mathbf{E} = \hat{\mathbf{i}}\mathbf{E}_x + \hat{\mathbf{j}}\mathbf{E}_y$, 其中:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_x = \mathbf{E}_{x0} \cos(\omega t - kz + \varphi_x) \\ \mathbf{E}_y = \mathbf{E}_{y0} \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \end{cases} \quad (1)$$

若设 $\varphi = \varphi_x - \varphi_y, \beta = \omega t - kz + \frac{\varphi_x + \varphi_y}{2}, \mathbf{E}_0 = \sqrt{\mathbf{E}_{x0}^2 + \mathbf{E}_{y0}^2}, \cos \theta = \frac{\mathbf{E}_{x0}}{\mathbf{E}_0}, \sin \theta = \frac{\mathbf{E}_{y0}}{\mathbf{E}_0}$, 则式(1)变换为:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_x = \mathbf{E}_0 \cos \theta \cos(\beta + \frac{\varphi}{2}) \\ \mathbf{E}_y = \mathbf{E}_0 \sin \theta \cos(\beta - \frac{\varphi}{2}) \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_x &= \text{Re}[\mathbf{E}_0 \cos \theta e^{j(\beta + \frac{\varphi}{2})}] = \text{Re}[\mathbf{E}_0 \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} e^{j(\beta + \frac{\varphi}{2})}] = \\ &= \frac{\mathbf{E}_0}{2} \text{Re}\{[\cos(\frac{\varphi}{2}) + j\sin(\frac{\varphi}{2})][\cos(\beta + \theta) + j\sin(\beta + \theta)] + [\cos(\frac{\varphi}{2}) + j\sin(\frac{\varphi}{2})][\cos(\beta - \theta) + j\sin(\beta - \theta)]\} = \\ &= \frac{\mathbf{E}_0}{2} \{\cos(\frac{\varphi}{2})[\cos(\beta + \theta) + \cos(\beta - \theta)] - \sin(\frac{\varphi}{2})[\sin(\beta + \theta) + \sin(\beta - \theta)]\} = \mathbf{E}_0 \cos \theta \cos(\frac{\varphi}{2}) \cos \beta - \mathbf{E}_0 \cos \theta \sin(\frac{\varphi}{2}) \sin \beta \end{aligned}$$

同理可得: $\mathbf{E}_y = \mathbf{E}_0 \sin \theta \cos(\frac{\varphi}{2}) \cos \beta - \mathbf{E}_0 \sin \theta \sin(\frac{\varphi}{2}) \sin \beta$, 则式(2)可变换为:

$$\begin{cases} E_x = E_0 \cos \theta \cos(\frac{\varphi}{2}) \cos \beta - E_0 \cos \theta \sin(\frac{\varphi}{2}) \sin \beta \\ E_y = E_0 \sin \theta \cos(\frac{\varphi}{2}) \cos \beta - E_0 \sin \theta \sin(\frac{\varphi}{2}) \sin \beta \end{cases} \quad (3)$$

设 $E_{x1} = E_0 \cos \theta \cos(\frac{\varphi}{2}) \cos \beta$, $E_{x2} = -E_0 \cos \theta \sin(\frac{\varphi}{2}) \sin \beta$, $E_{y1} = E_0 \sin \theta \cos(\frac{\varphi}{2}) \cos \beta$, $E_{y2} = -E_0 \sin \theta \sin(\frac{\varphi}{2}) \sin \beta$, 则 E_{x1} , E_{y1} 构成一对线极化波, E_{x2} , E_{y2} 构成另外一对线极化波。

由以上推导可得出结论: 空间中任意电磁波均可由一对正交的线极化波以不同的幅度比和相位差合成。换言之, 一对正交的线极化天线, 将 2 个通道的信号以不同的幅相关系合成, 便可产生与匹配空间电磁波的任意极化状态。可见, 对于电磁波的不同极化状态, 并不需要去构造许多不同形式的天线, 只要对极化域充分利用, 通过对幅相关系的处理就可实现。

2 电调极化原理及实现

2.1 电调极化原理

电调极化的理论基础是空间中任意电磁波的电场矢量均可由一对正交的线极化波以不同的幅相关系合成。简言之, 电调极化就是采用数字电路控制 2 个正交线极化波的幅比例, 来获得任意极化状态的电磁波。下文以任意线极化可由两正交线极化合成为例, 来说明电调极化原理。如图 1 所示, 假设载体上的接收天线与卫星发射天线的极化夹角为 θ , 载体上的接收天线为一对正交的线极化天线, 则接收天线收到的主极化波的电场矢量为 E_1 , 交叉极化波电场矢量为 E_2 ; 天线的水平极化电场分量为 $E_{//}$, 垂直极化电场分量为 E_{\perp} 。其中, 水平极化天线收到的极化波(含主极化和交叉极化)的水平分量为:

$$E_{//} = E_{1//} + E_{2//} = E_1 \cos \theta - E_2 \sin \theta \quad (4)$$

垂直极化天线收到的极化波(含主极化和交叉极化)的垂直分量为:

$$E_{\perp} = E_{1\perp} + E_{2\perp} = E_1 \sin \theta + E_2 \cos \theta \quad (5)$$

在天线水平极化分量上乘 $\cos \theta$, 则为:

$$E_{//} \cos \theta = E_1 \cos^2 \theta - E_2 \sin \theta \cos \theta \quad (6)$$

在天线垂直极化分量上乘 $\sin \theta$, 则为:

$$E_{\perp} \sin \theta = E_1 \sin^2 \theta + E_2 \sin \theta \cos \theta \quad (7)$$

对式(6)、式(7)所示的 2 列波进行相位校准后, 使得 2 列波的相位相同, 然后再进行合成, 合成后的电场矢量为:

$$E = E_{//} \cos \theta + E_{\perp} \sin \theta = E_1 \quad (8)$$

可以看出, 当主极化波与交叉极化波同时进入一对正交的线极化天线时, 经过上述算法的处理, 就可以消除交叉极化波, 得到主极化波, 使接收天线和发射天线极化匹配, 达到极化重构的目的。

该极化校准算法假设的前提是 2 个线极化天线正交, 而在实际应用中, 由于天线加工精确度等造成的结构不对称, 以及器件本身的不一致性, 导致 2 个线极化天线不完全正交, 设两天线之间的正交误差角为 $\Delta \theta$, 则根据式(4)~式(8), 可得计入误差角 $\Delta \theta$ 之后, 经极化校准算法之后的合成电场为:

$$\begin{aligned} E &= E_{//} \cos \theta + E_{\perp} \sin \theta = [E_1 \cos \theta - E_2 \sin(\theta + \Delta \theta)] \cos \theta + [E_1 \sin \theta + E_2 \cos(\theta + \Delta \theta)] \sin \theta = \\ &E_1 \cos^2 \theta - E_2 \sin(\theta + \Delta \theta) \cos \theta + E_1 \sin^2 \theta + E_2 \cos(\theta + \Delta \theta) \sin \theta = E_1 - E_2 \sin(\Delta \theta) \end{aligned}$$

可见, 该极化校准算法的误差主要来源于 2 个线极化天线的正交误差, 并与正交误差角成正弦函数关系。此外, 在该算法中没有考虑雨衰特性以及多径效应的影响, 因此当存在雨衰或多径效应时, 极化校准的误差会增大, 需要通过更复杂的算法来减小误差。

2.2 电调极化实现

对于卫星移动通信系统来说, 载体的姿态在不断变化着, 动载体的姿态直接影响天线的极化状态。若要使动载体上卫星通信天线的极化状态在运动过程中始终与卫星天线的极化状态一致, 就必须使动中通天线的极化状态不受载体姿态变化的影响。卫星通信系统中的极化控制单元可以根据载体姿态变化实时调整天线的极化状态。若要使动中通天线的极化状态实时跟踪载体姿态变化, 必须在极化角控制指令中包含载体的姿态信息, 参考文献[11]详细介绍了如何得到载体坐标系中的极化角公式。

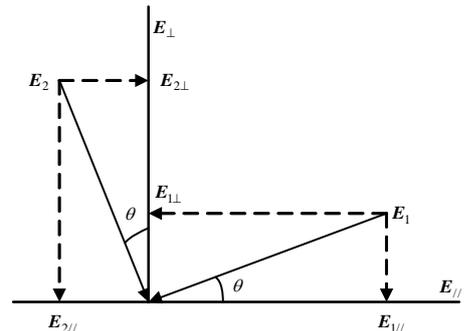


Fig.1 Polarization vector decomposition

图 1 极化矢量分解

工程上,采用极化校准模块来实现电调极化,如图 2 所示。极化控制单元根据 GPS 提供的天线载体的位置信息以及惯性测量元件提供的天线载体的姿态参数,结合存储的星位信息,计算出接收天线相对于卫星的极化角,经过公式(9)算法处理,得到与卫星发射天线极化状态相匹配的极化波。

$$E = a_1 k_1 e^{-j\varphi_1} E_{//} + a_2 k_2 e^{-j\varphi_2} E_{\perp} \quad (9)$$

式中: a_1, a_2 为低噪声的增益系数; k_1, k_2 为衰减器的衰减系数; φ_1, φ_2 为移相器的移相量。通过调整相应移相器、衰减器参数即可实现极化重构。

3 系统验证

3.1 测试方法

极化重构天线按照图 2 搭建完成后,用测试天线交叉极化隔离度的方法验证极化重构的优劣。天线交叉极化隔离度采用远场法测试,测试框图如图 3 所示。测试步骤如下:

- 1) 调整信标天线与待测天线的位置,使两天线的物理中心对齐,作为基准 0° ;
- 2) 采用极化旋转装置将信标天线旋转至某一极化角 θ ;
- 3) 分别测试待测天线水平极化通道、垂直极化通道接收到的功率值;然后调整衰减器,使得两通道接收的功率值相当;
- 4) 电调移相器,使得两路信道接收到的功率和最大;电调衰减器,使水平极化通道衰减 $20\log|\cos\theta|(\text{dB})$,垂直极化通道衰减 $20\log|\sin\theta|(\text{dB})$,即得主极化功率 $M(\text{dBm})$;
- 5) 将信标天线的极化角旋转 90° ,极化角为 $\theta \pm 90^\circ$,则待测天线接收到的功率即为交叉极化功率 $C(\text{dBm})$;
- 6) 此时天线的交叉极化隔离度为 $M-C(\text{dB})$ 。

3.2 测试结果

根据以上测试方法,对如图 4 所示 Ku 频段 CTI-CM60-Ku2304 型 0.6 m 平板动中通天线进行极化校准。CTI-CM60-Ku2304 型动中通天线是平板阵列天线,其等效口径为 0.6 m,为收发共用天线,接收频率为 12.25 GHz~12.75 GHz,发射频率为 14.0 GHz~14.5 GHz,极化方式为线极化。待测天线距离信标天线约 300 m,信标天线为西安恒达微波的频率为 10 GHz~15 GHz 标准增益喇叭天线 HD-120HA24.7,信号源为 Agilent 公司的 E8241A,频谱分析仪为 Agilent 公司的 8563EC,主控计算机为研华车载工控机 CP2000-I,极化控制单元的核心器件为单片机 C8051F040,用以控制极化校准模块中的 6 位数字移相器和 6 位数字衰减器。在上述测试条件下,测得不同极化角下的交叉极化隔离度(RMS)如表 1 所示。

表 1 不同极化角下的交叉极化隔离度

Table1 Cross polarization isolation under different polarization angles

polarization angle	-90°	-60°	-45°	-30°	0°	30°	45°	60°	90°
cross polarization isolation	34.5	32.8	33.5	30.8	33.3	31.5	32.3	33.4	34.2

由上述测试结果可以看出,不同极化状态下的极化隔离度均大于 30 dB,该指标优于 Ku 频段四脊喇叭天线的交叉极化隔离度^[12],能够很好地满足卫星通信要求。

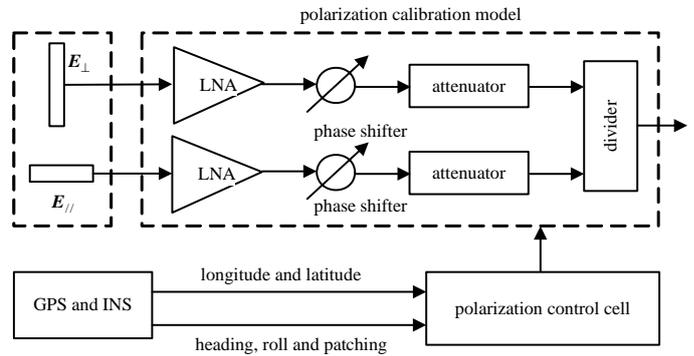


Fig.2 Principle of electrically tunable polarization
图 2 电调极化实现原理

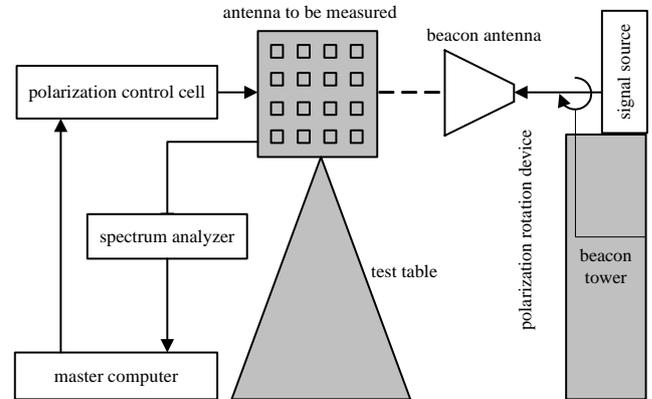


Fig.3 Block diagram of cross polarization isolation test
图 3 交叉极化隔离度测试框图



Fig.4 CTI-CM60-Ku2304 0.6 m panel antenna for communication on the move
图 4 CTI-CM60-Ku2304 型 0.6 m 平板动中通天线

4 结论

文章首先对比分析了国内外天线重构技术的研究现状，指出了无论是在馈源网络上还是在天线单元上加载控制元件都会对天线性能带来负面影响；接着在对极化域研究分析的基础上，指出了对于电磁波的不同极化状态，并不需要去构造许多不同形式的天线，只要通过对幅相关系的处理就可实现；最后提出了一种电调极化技术，该技术采用数字电路控制 2 个正交线极化的幅相比例，可获得任意极化状态的电磁波。经试验验证，在不同极化状态下，经电调极化实现极化重构后的天线交叉极化隔离度均大于 30 dB，可满足卫星通信要求。该技术可有效解决卫星通信中极化失配导致的通信质量差、交叉极化干扰严重等问题，为卫星通信 Ku 频段的频率复用技术，Ku,Ka 频段天线一体化设计技术提供了重要保障，对于提高通信质量、跨频段宽带天线设计具有十分重要的现实意义。

参考文献：

- [1] FERRERO F,LUXEY C,STARAJ R,et al. A novel quad-polarization agile patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009,57(5):1562–1566.
- [2] TSAI J F,ROW J S. Reconfigurable square-ring microstrip antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013,61(5):2857–2860.
- [3] HO K M,REBEIZ G M. A 0.9 GHz–1.5 GHz microstrip antenna with full polarization diversity and frequency agility[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014,62(5):2398–2406.
- [4] ZHAO Y,WEI K P,ZHANG Z J,et al. A bidirectional waveguide antenna with polarization reconfigurable capability[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2014,56(2):422–427.
- [5] PARK D H,TAE H S,LEE H L,et al. Reconfigurable antenna feeding network for switchable circular and linear polarizations[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2014,56:893–896.
- [6] GRAU A,ROMEU J,LEE M J,et al. A dual-linearly-polarized MEMS-reconfigurable antenna for narrowband MIMO communication systems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010,58(1):4–17.
- [7] QIN P Y,GUO Y J,DING C. A dual-band polarization reconfigurable antenna for WLAN systems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013,61(11):5706–5713.
- [8] MAKDISSY T,GILLARD R,FOURN E. Phase-shifting cell for dual linearly polarized reflect arrays with reconfigurable potentialities[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014,13:11–14.
- [9] DOUMANIS E,GOUSSETIS G,DICKIE R. Electronically reconfigurable liquid crystal based mm-wave polarization converter[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014,62(4):2302–2307.
- [10] 卢智远,朱满座,侯建强. 电磁场与电磁波[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2012:204–207. (LU Zhiyuan,ZHU Manzuo,HOU Jianqiang. Electromagnetic Field and Electromagnetic Waves[M]. Xi'an:Xi'an University of Electronic Science and Technology Press, 2012:204–207.)
- [11] 王道平,何敏,毕清波,等. 移动卫星通信天线的极化匹配分析及稳定方案[J]. 广播与电视技术, 2008(7):117–121. (WANG Daoping,HE Min,BI Qingbo,et al. The analysis of polarization match and the stabilization scheme of antenna for mobile satellite communication[J]. Radio and TV Broadcasting Technology, 2008(7):117–121.)
- [12] 李彬,杨勇. 宽带双极化四脊圆喇叭天线的分析与设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2011,9(2):180–184. (LI Bin,YANG Yong. Analysis and design of broadband dual-polarized quadruple-ridged circular horn antenna[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2011,9(2):180–184.)

作者简介：



王焕菊(1982–)，女，石家庄市人，博士，工程师，主要研究方向为相控阵天线系统设计、波束控制及校准算法等.email:veckiwang@aliyun.com.

杜彪(1962–)，男，石家庄市人，博士，研究员，主要研究方向为卫星通信天线与系统设计等。

孙厚军(1968–)，男，山东省高密市人，博士，教授，主要研究方向为微波/毫米波电路与系统等。