航空科学技术
Aeronautical Science & Technology
Sept. 25 2023 Vol. 34 No.09 94-99

一种基于直升机毫米波雷达的高压线RCS快速计算方法

陈春风[1,2],李聃[1],陈昌年[1]
1.航空工业雷华电子技术研究所,江苏 无锡 214063
2.南京航空航天大学 教育部雷达成像与微波光子学重点实验室,江苏 南京 210016

摘 要:高压线一直是影响直升机特别是高速直升机飞行安全最主要的障碍物,需要全天候远距离检测高压线。相比于激光雷达和红外设备,毫米波雷达全天候能力更强,并且存在布拉格(Bragg)散射特征。本文针对现有高压线雷达截面积(RCS)计算方法计算效率不高的问题,提出结合特征模(CM)和谢尔曼-莫里森-渥德雷公式算法(SMWA)的高压线RCS计算方法,称为CM-SMWA方法。该方法将CM作为基函数,降低矩量法(MoM)中阻抗矩阵维数。利用SMWA直接求解基于CM的简化矩阵方程,进一步提升高压线RCS仿真效率,并采用提出的CM-SMWA方法进行了不同频率仿真,发现了高压线布拉格(Bragg)频率走动特征,该特征可改善高速直升机毫米波雷达高压线检测的性能。

关键词:直升机防撞;毫米波雷达;高压线检测;Bragg特征;特征模

中图分类号:TN966.5　　**文献标识码:**A　　DOI:10.19452/j.issn1007-5453.2023.09.011

直升机的应用十分广泛,其从诞生以来,就一直受到世界各国的高度重视[1-2]。电力线对直升机的安全构成最严重的威胁[3-4],因此电力线的检测一直是直升机防撞研究的重点。高压线探测早期应用激光或红外设备,由于不能实现全天候检测,毫米波雷达成为最主要的传感器,是全天候电力线探测的有效手段[5]。绞股高压线的特性是会在毫米波段产生布拉格(Bragg)散射[6]。随着机器学习和深度学习算法的兴起,学习算法得到了发展,开发的算法(包括SVM[7]和CNN[8])具有较好的性能。然而,高压线的种类不是一成不变的,少量的有限种类的高压线训练出来的算法虽然对训练过的高压线检测能力强,但若遇到新的与训练用的高压线回波的Bragg强度等特征差异大的回波,反而会影响检测性能,即泛化能力不好。因此,在复杂地形情况下,需要大量高压线的Bragg散射样本来提高基于布拉格散射的最大似然法(ML)检测方法的泛化性。由于试验录取数据的成本昂贵,通过试验获取大量样本是不现实的。因此,有必要探索快速且有效的仿真算法来获得不同类型和规格的高压线雷达截面积(RCS)样本用于训练,进而满足学习算法的需求。

电磁计算领域有很多RCS仿真方法,如高频近似方法[9-10],包括几何光学(GO)和物理光学(PO),已用于有效计算高压线的RCS。然而,GO和PO的计算精度并不令人满意。虽然上述两种方法可以获得布拉格散射的角度位置,但它们不能准确地反映高压线布拉格散射的振幅信息。与高频(GO、PO等)近似方法相比,基于积分方程的MoM[11]通过将积分方程转换为矩阵方程,可以提供更准确的RCS结果。另外,特征模(CM)方法[12]是一种有效的直接求解算法,通过构造特征模宏基函数显著减少了基函数的数量,从而阻抗矩阵的维数显著变小。因此,矩阵求逆时间和存储量相应地也显著减少。然而,随着目标电尺寸的增加,CM方法所需的缩减矩阵方法会变得越来越大,这使得在求解电气大型高压线时非常耗时并占用大量内存。

为了快速计算高压线RCS,本文提出了一种结合CM和谢尔曼-莫里森-渥德雷公式算法(SMWA)直接求解算法的高效直接求解法。通过CM方法显著降低矩阵的维数,再采用SMWA高效地求解通过CM方法缩减的矩阵方程。数值结果表明,该方法可以以较少的内存和计算时间获得精确的高压线的RCS。同时发现了Bragg点随频率走动的特性,这为高压线检测提供了一个新的思路。

收稿日期:2023-05-13;退修日期:2023-07-15;录用日期:2023-08-10
引用格式:Chen Chunfeng,Li Dan,Chen Changnian.A fast calculation method for power line RCS based on helicopter millimeter wave radar[J].Aeronautical Science & Technology,2023,34(09):94-99.陈春风,李聃,陈昌年.一种基于直升机毫米波雷达的高压线RCS快速计算方法[J].航空科学技术,2023,34(09):94-99.

1 高压线Bragg特征

高压线的物理结构一般是铝绞股或钢芯铝绞股线，直径在10mm以上的长距离传输的高压线为了防止被应力或重力拉断，大都采用钢芯铝绞股。图1给出了型号为LGJ50-8的典型高压线仿真模型，该高压线由1根钢芯和6根外围铝绞股线缠绕而成。

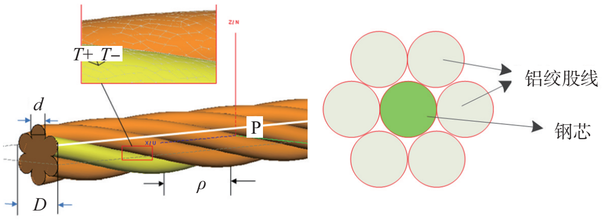

图1 高压线形状

Fig.1 Geometry of power lines

图1中，两根绞股之间的距离为ρ，P表示单根绞股线的绕线周期，D代表绞股线的直径，d代表最外层单根铝绞股线的直径。该高压线具体参数见表1。

表1 LGJ50-8高压线参数

Table1 Parameters of the power line LGJ50-8

型号	钢芯	d/mm	D/mm	P/mm	ρ/mm
LGJ50-8	1	3.2	9.55	138	138/6

低空架设的高压线根据传输要求，所使用的线型很多，参数D、P、ρ会有所变化，单根铝线d一般为1~5mm，是毫米波长尺寸，这使得高压线在毫米波频率产生Bragg回波（见图2），有利于毫米波雷达进行高压线检测。在毫米波段，频率为35GHz、76GHz和94GHz的电磁波传播损耗最小。

高压线Bragg的特征原理如图2所示，由于电磁波带有相位信息，当接收到的电磁波相位相同时，波峰叠加使得反射最强，考虑高压线绞股周期结构，当入射波到达相邻绞股线表面的波程差为1/2波长的整数倍时，其后向散射回波将

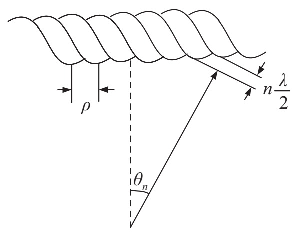

图2 高压线Bragg散射原理图

Fig.2 Bragg scattering principle of power lines

同相叠加，即入射角满足Bragg反射的特征。则可以得到Bragg反射信号的回波强点公式

$$\rho\sin\theta_n = n\frac{\lambda}{2},\ n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots \tag{1}$$

式中，θ_n为第n个散射峰值角度；λ为波长。在特定的入射角θ_n出现散射峰值的现象叫作Bragg散射，$\theta_n=0°$表示垂直于高压线的主瓣，其他峰值角度称为副瓣。

2 CM-SMWA算法计算高压线

由于高压线在毫米波段的仿真需要大量的RWG基函数，MoM方法计算RCS虽然能获得精确解，但基函数的数量庞大，需要高的计算量和大的存储空间，计算受到限制。而传统的CM方法虽然减小了矩阵维数，但是计算效率仍然有待提高。本文为了实现更快速计算、占用存储资源更少，提出了一种基于CM-SMWA的RCS计算方法，该方法将CM与SMWA相结合[13]，以减少传统CM方法的内存和计算时间。

2.1 简单分组的CM-SMWA方法

单层二叉树划分的CM-SMWA将RWG基函数分为两组，对应矩阵为

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}_{11} & \boldsymbol{Z}_{12} \\ \boldsymbol{Z}_{21} & \boldsymbol{Z}_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_1 \\ \boldsymbol{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_1 \\ \boldsymbol{V}_2 \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中，$\boldsymbol{Z}_{11}$和$\boldsymbol{Z}_{22}$分别为组1和组2中的RWG基函数的自阻抗矩阵。$\boldsymbol{Z}_{12}$和$\boldsymbol{Z}_{21}$是RWG基函数组1和组2之间的互阻抗矩阵，它们可以通过自适应交叉近似（ACA）算法进行低秩压缩分解[14]。$\boldsymbol{V}_1$和$\boldsymbol{V}_2$是对应于组1和组2的电压矢量。$\boldsymbol{I}_1$和$\boldsymbol{I}_2$是对应于两组的电流系数。

SMWA被引入CM[12]，并被分成两个小矩阵

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}} & 0 \\ 0 & \boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}_{11} & \boldsymbol{Z}_{12} \\ \boldsymbol{Z}_{21} & \boldsymbol{Z}_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1 & 0 \\ 0 & \boldsymbol{J}_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_1 \\ \boldsymbol{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}} & 0 \\ 0 & \boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_1 \\ \boldsymbol{V}_2 \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中，$\boldsymbol{J}_i$表示保留的CM；$\boldsymbol{Z}_{12}$和$\boldsymbol{Z}_{21}$可以通过ACA算法[14]压缩为

$$\boldsymbol{Z}_{12} \approx \boldsymbol{A}_{12}\boldsymbol{B}_{12},\ \boldsymbol{Z}_{21} \approx \boldsymbol{A}_{21}\boldsymbol{B}_{21} \tag{4}$$

$\boldsymbol{Z}_{12}$和$\boldsymbol{Z}_{21}$的有效秩比$N/2$的小得多。将式(4)代入式(3)，可以得到式(5)

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}_{11}\boldsymbol{J}_1 & \boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}_{12}\boldsymbol{J}_2 \\ \boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}_{21}\boldsymbol{J}_1 & \boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}_{22}\boldsymbol{J}_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_1 \\ \boldsymbol{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}_{11}^{\mathrm{CM}} & \boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{12}\boldsymbol{B}_{12}\boldsymbol{J}_2 \\ \boldsymbol{J}_2^{T}\boldsymbol{A}_{21}\boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{J}_1 & \boldsymbol{Z}_{22}^{\mathrm{CM}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_1 \\ \boldsymbol{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{V}_1 \\ \boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{V}_2 \end{bmatrix} \tag{5}$$

令 $\boldsymbol{V}_1^{\mathrm{CM}}=\boldsymbol{J}_1^{T}\boldsymbol{V}_1$，$\boldsymbol{V}_2^{\mathrm{CM}}=\boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{V}_2$，$\boldsymbol{A}_{12}^{\mathrm{CM}}=\boldsymbol{J}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{12}$，$\boldsymbol{B}_{12}^{\mathrm{CM}}=\boldsymbol{B}_{12}\boldsymbol{J}_2$，$\boldsymbol{A}_{21}^{\mathrm{CM}}=\boldsymbol{J}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{21}$，$\boldsymbol{B}_{21}^{\mathrm{CM}}=\boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{J}_1$，可以获得式(6)

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}_{11}^{\mathrm{CM}} & \boldsymbol{A}_{12}^{\mathrm{CM}}\boldsymbol{B}_{12}^{\mathrm{CM}} \\ \boldsymbol{A}_{21}^{\mathrm{CM}}\boldsymbol{B}_{21}^{\mathrm{CM}} & \boldsymbol{Z}_{22}^{\mathrm{CM}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_1 \\ \boldsymbol{\alpha}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_1^{\mathrm{CM}} \\ \boldsymbol{V}_2^{\mathrm{CM}} \end{bmatrix} \tag{6}$$

由于CM的压缩，A_{ij}^{CM}、B_{ij}^{CM}和Z_{ii}^{CM}比A_{ij}、B_{ij}、Z_{ii}小得多。将近场阻抗矩阵的逆乘到等式（6）的左侧和右侧，可以获得等式（7）

$$\begin{bmatrix} Z_{11}^{CM} & 0 \\ 0 & Z_{11}^{CM} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_{11}^{CM} & A_{12}^{CM} B_{12}^{CM} \\ A_{21}^{CM} B_{21}^{CM} & Z_{22}^{CM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^{CM} & 0 \\ 0 & Z_{11}^{CM} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1^{CM} \\ V_2^{CM} \end{bmatrix} \tag{7}$$

经过计算，得到式（8）

$$\begin{bmatrix} 1 & \hat{A}_{12}^{CM} B_{12}^{CM} \\ \hat{A}_{21}^{CM} B_{21}^{CM} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_1^{CM} \\ \hat{V}_2^{CM} \end{bmatrix} \tag{8}$$

其中：

$$\hat{A}_{12}^{CM} = Z_{11}^{CM-1} A_{12}^{CM}, \hat{V}_1^{CM} = Z_{11}^{CM-1} V_1^{CM} \tag{9}$$

$$\hat{A}_{21}^{CM} = Z_{22}^{CM-1} A_{21}^{CM}, \hat{V}_2^{CM} = Z_{22}^{CM-1} V_2^{CM} \tag{10}$$

在等式（8）中，I表示单位矩阵。使用SMW公式[15]，最终可获得式（11）

$$\begin{bmatrix} 1 & \hat{A}_{12}^{CM} B_{12}^{CM} \\ \hat{A}_{21}^{CM} B_{21}^{CM} & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \hat{A}_{12}^{CM} \\ \hat{A}_{21}^{CM} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & B_{21}^{CM} \hat{A}_{12}^{CM} \\ B_{12}^{CM} \hat{A}_{21}^{CM} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{21}^{CM} & 0 \\ 0 & B_{12}^{CM} \end{bmatrix} \tag{11}$$

将式（11）代入式（8），可得到式（12）

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_1^{CM} \\ \hat{V}_2^{CM} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \hat{A}_{12}^{CM} \\ \hat{A}_{21}^{CM} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \hat{B}_{21}^{CM} A_{12}^{CM} \\ \hat{B}_{12}^{CM} A_{21}^{CM} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{21}^{CM} \hat{V}_1^{CM} \\ B_{12}^{CM} \hat{V}_2^{CM} \end{bmatrix} \tag{12}$$

$I_1 \approx J_1 \alpha_1$和$I_2 \approx J_2 \alpha_2$是RWG基函数的近似电流系数。

2.2 更多分组的CM-SMWA方法

虽然单层二叉树可以在一定程度上减少计算机存储空间，但矩阵仍然很大，减少计算量的效果有限。为了尽可能减少计算量，有必要对二叉树进行进一步分组。对于多层算法（假设为L级），CM-SMWA算法的步骤如下。

（1）生成最底部的块对角矩阵并找到CM

$$\lambda_{i,m}, J_i^L = \mathrm{eig}\left(\mathrm{imag}\left(Z_i^L\right), \mathrm{real}\left(Z_i^L\right)\right) \tag{13}$$

式中，Z_i^L表示最底部的近场阻抗矩阵，总共2^L，m表示最底部矩阵Z_i^L的维数，eig()表示广义特征值解，real()和imag()分别表示输入的实部和虚部部分。从小到大排序，保留特征值$\lambda_{i,m}$中$K_{\min}$最小特征值对应的特征矢量，并获得$\hat{J}_i^L$。最后，保留$K_{\min}$模式电流（特征矢量）J_i，并去除其他特征矢量。

（2）使用CM压缩最底部的对角矩阵

$$Z_L^{CM} = J_L^T Z_L J_L = \begin{bmatrix} J_1^T Z_1^L J_1 & & & \\ & J_2^T Z_2^L J_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & J_{2^L}^T Z_{2^L}^L J_{2^L} \end{bmatrix} \tag{14}$$

假设表示第i个块中CM的自阻抗矩阵$Z_i^{CM} = J_i^T Z_i^L J_i$和所有逆的组合可以由等式（15）表示

$$Z_L^{CM^{-1}} = \begin{bmatrix} Z_1^{CM^{-1}} & & & \\ & Z_2^{CM^{-1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & Z_{2^L}^{CM^{-1}} \end{bmatrix} \tag{15}$$

（3）取第L-1级$Z_L^{CM^{-1}} Z^{CM}$的主对角矩阵块，形成矩阵Z_{L-1}^{CM}。Z_{L-1}^{CM}的每个对角块，因此可以通过使用单层SMWA算法快速获得逆矩阵$Z_{L-1}^{CM^{-1}}$。

（4）根据步骤（3）获得所有$Z_{L-2}^{CM} \sim Z_0^{CM}$，其中$Z_\ell^{CM}$（$\ell = L-1, L-2, \cdots, 0$）是第$\ell$层$Z_{\ell+1}^{CM^{-1}} Z_{\ell+2}^{CM^{-1}} \cdots Z_{L-1}^{CM^{-1}} Z_L^{CM^{-1}} Z^{CM}$的块对角矩阵。$Z_\ell^{CM^{-1}}$可以通过单层SMWA算法快速获得。

（5）$Z_0^{CM^{-1}} Z_1^{CM^{-1}} \cdots Z_{L-2}^{CM^{-1}} Z_{L-1}^{CM^{-1}} Z_L^{CM^{-1}} V^{CM}$用于计算$\alpha = [\alpha_1^T, \alpha_2^T, \cdots, \alpha_{2^L}^T]^T$，然后获得电流系数$I = J\alpha$。

3 算力分析

3.1 仿真评估方法

本文中，使用计算时间、内存消耗和仿真精度来衡量所提出的RCS计算方法的性能。特别是采用MoM的结果作为参考结果，并使用均方根误差（RMSE）作为目标函数来计算本文提出的方法的仿真精度

$$\mathrm{RMSE} = \sqrt{\sum_{n=1}^{N_\theta} \frac{\left|\sigma(n) - \sigma_s^{\mathrm{MoM}}(n)\right|^2}{N_\theta}} \tag{16}$$

式中，σ_s^{MoM}表示参考算法MoM的RCS仿真结果，单位为dBsm，N_θ表示离散方位角度的数量。

3.2 数值仿真

由于76GHz可以用作低成本或片上雷达[16]，本文主要基于76GHz的频点进行仿真研究。高压线的长度选择为P=0.138m，目标由平均边长为0.1λ的RWG基函数离散，由于该波段的波长较短，需要为仿真建立更多的基函数。总共使用81822个基函数。二叉树的级数为L=7，这意味着高压线被分成128段。每个段的CM数量固定为300，用于生成CM的每个段的扩展设置为0.1λ。

H-H极化的仿真结果如图3所示，V-V极化的结果如图4所示。可以看出，具有较大误差的角度主要集中在最小值，并且由于在实际雷达检测中，高压线的回波受到地面杂波的影响，该“最小点”误差比地面杂波弱，因此这些误差对于高压线仿真而言是可以接受的。

表2显示了在76GHz仿真下通过不同算法计算的高压线结果的比较。本文方法在CPU时间和存储方面具有明

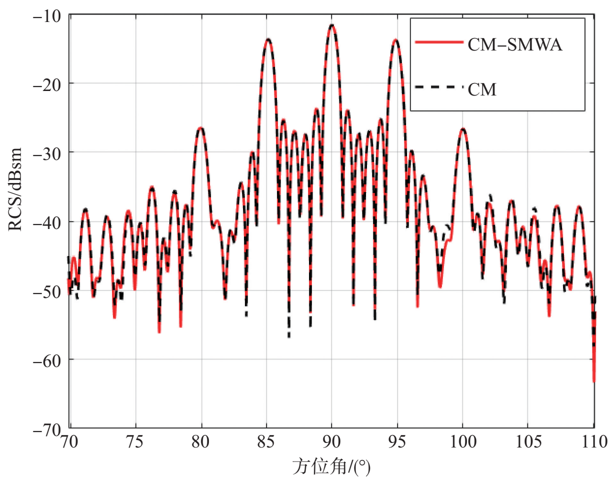

图3　76GHz(H–H)下高压线RCS仿真结果

Fig.3　Simulation results of the power line RCS at 76GHz(H–H)

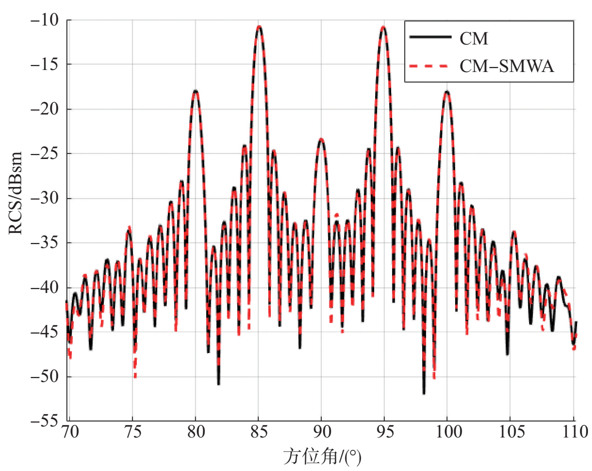

图4　76GHz(V–V)下的高压线RCS仿真结果

Fig.4　Simulation results of the power line RCS at 76GHz(V–V)

表2　三种不同方法的高压线仿真性能对比

Table 2　Comparison of the CPU time and memory requirement between the different algorithms at 76GHz

方法	用时/min	Z矩阵内存/GB	特征模内存/MB
MoM	224	99.8	—
CM	171	22.6	375
CM-SMWA	41	2.1	375

显的优势。

图5比较了更多基函数条件下的76GHz仿真，仿真长度为73.6cm，仿真高压线基函数为440000个，这是MoM方法难以仿真的。用于查看不同频率差异的Bragg回波点的位置差异。

如图5所示，仿真长度为73.6cm，高压线的Bragg点的

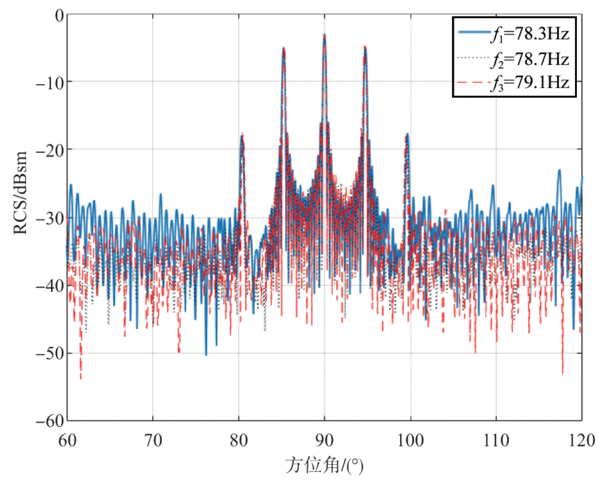

图5　长度为73.6cm高压线的RCS结果

Fig.5　RCS results for power lines with a length of 73.6cm

宽度更窄，仿真频率由低到高渐变，根据式(1)，频率变高后Bragg角度会变化，且n=2的Bragg点比n=1的Bragg点变化大。本文进行了不同频率条件下的Bragg位置变化分析，如图6和图7所示。

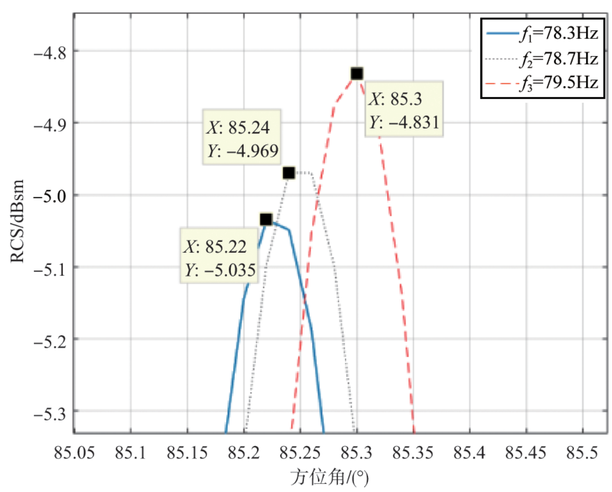

图6　随着频率增加Bragg点位置变动(n=1)

Fig.6　Changes in Bragg point position with increasing frequency (n=1)

从图6和图7可以看出，随着频率的增加，Bragg点会向着垂直点(90°)移动，f_2和f_3频率差异相比于f_1和f_2更大，则相对于f_1和f_2角度移动得更剧烈。图7中n=2的Bragg点的位置相对于n=1的Bragg点位置离垂直点更远，由式(1)可以看出，f_1和f_2之间n=1位置的Bragg点移动0.02°，则n=2位置的Bragg点移动了0.04°。仿真结果满足理论，说明仿真的Bragg点位置同样准确。

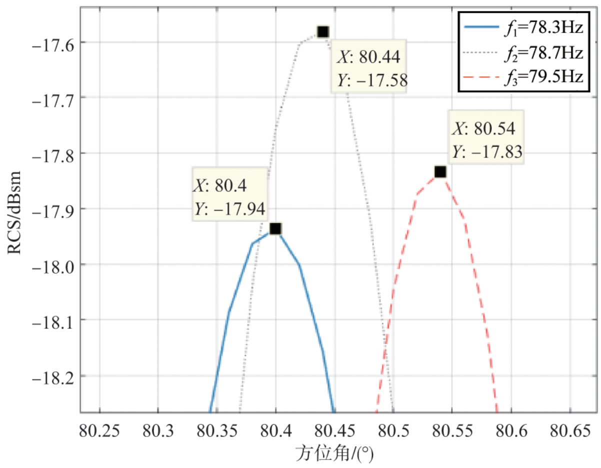

图7　随着频率增加Bragg点位置变动(n=2)

Fig.7　Changes in Bragg point position with increasing frequency (n=2)

4 结论

本文提出了一种将CM与SMWA相结合的高压线RCS仿真方法，并采用此方法进行多频点的Bragg走动验证。仿真结果表明，该方法在RCS计算的内存需求和计算时间方面都优于传统的MoM和CM方法。76GHz试验表明，与传统MoM相比，对于长度为0.138m的典型LGJ50–8高压线，计算时间减少了81.6%，内存占用减少了97.5%。高压线RCS仿真表明，随着频率变化，Bragg走动特征比较明显，该特征可以用复杂地物环境下高压线来识别。Bragg频率走动特征与地面的其他目标差异较大，如果设计宽带毫米波雷达，通过频率来提取该特征，将使毫米波雷达极大提升直升机在复杂环境下高压线检测的性能，高压线检测性能提升后，直升机更容易发现预警高压线，在低空高速复杂环境下飞行将更加安全。AST

参考文献

[1] 邓景辉.直升机技术发展与展望[J].航空科学技术，2021，32(1):10-16.
Deng Jinghui. Helicopter technology development and prospects[J]. Aeronautical Science & Technology, 2021, 32(1): 10-16.(in Chinese)

[2] 吴希明，张广林，牟晓伟.中国直升机产业的现状及发展建议[J].航空科学技术，2021，32(1):3-9.
Wu Ximing, Zhang Guanglin, Mou Xiaowei. The current situation and development suggestions of China's helicopter industry [J]. Aeronautical Science & Technology, 2021, 32(1): 3-9.(in Chinese)

[3] Chandrasekaran R, Payan A P, Collins K B, et al. Helicopter wire strike protection and prevention devices: Review, challenges, and recommendations[J]. Aerospace Science and Technology, 2020, 98:105665.

[4] Kumar B A, Ghose D. Radar-assisted collision avoidance/guidance strategy for planar flight[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, 37: 77-90.

[5] Goshi D S, Case T J, Mckitterick J B, et al. Multifunctional millimeter wave radar system for helicopter safety[J]. SPIE Defense, Security, and Sensing, 2012, 8361: 173.

[6] Yamaguchi H. Radar cross section measurements for collision avoidance with power transmission line at millimeter-wave frequencies[C]// Proceedings of the Radar Conference, 1999: 148-153.

[7] Ma Qirong, Goshi D S, Darren S, et al. An algorithm for power line detection and warning based on a millimeter-wave radar video[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2011 (12): 3534-3543.

[8] Xiong Wei, Luo Jingsheng, Yu Chaopeng. Power line detection in millimeter-wave radar images applying convolutional neural networks[J]. IET Radar Sonar and Navigation, 2021, 15(9): 1083-1095.

[9] Jenkins F A. Fundamentals of physical optics[M]. New York: McGraw-Hill Book Co., 1937.

[10] Mitzner K M. Incremental length diffraction coefficients[R]. AFAL-TR-73-296, 1974.

[11] Harrington R F, Harrington J L. Field computation by moment methods[M].Oxford: Oxford University Press, 1996.

[12] Harrington R, Mautz J. Theory of characteristic modes for conducting bodies[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1971, 19(5):622-628.

[13] Chen Xinlei, Gu Changqing, Li Zhuo, et al. Accelerated direct solution of electromagnetic scattering via characteristic basis function method with Sherman-Morrison-Woodbury formula-based algorithm[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2016, 64(10):4482-4486.

[14] Bebendorf M. Approximation of boundary element matrices[J]. Numerische Mathematik, 2000, 86(4):565-589.

[15] Hager W W. Updating the inverse of a matrix[J]. SIAM Review, 1989,31: 221-239.
[16] Ziegler V, Schubert F, Schulte B, et al. Helicopter near-field obstacle warning system based on low-cost millimeter-wave radar technology[J]. IEEE Transcations on Microwave Theory and Techniques, 2013, 60(1):658-665.

A Fast Calculation Method for Power Line RCS Based on Helicopter Millimeter Wave Radar

Chen Chunfeng[1,2], Li Dan[1,2], Chen Changnian[1]

1. AIVC Leihua Electronic Technology Research Institute, Wuxi 214063, China

2. Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China

Abstract: Power lines have always been the main obstacle affecting helicopter flight safety, especially for high-speed helicopters, which require long-distance detection of power lines in all-weather. Compared to laser and infrared devices, millimeter wave radar has stronger all-weather capabilities, and there is a Bragg scattering feature. This paper proposes a power line RCS calculation method called CM-SMWA, which combines the Characteristic Mode (CM) and Sherman-Morrison-Woodbury Algorithm (SMWA) to address the issue of low computational efficiency in existing power line RCS calculation methods. This method uses CM as the basis function to reduce the dimensionality of the impedance matrix in Method of Moments (MoM). Using SMWA to directly solve the simplified matrix equation based on CM further improves computational efficiency. The proposed CM-SMWA method was used for different frequency simulations, and discovered the characteristics of power lines Bragg frequency walk , which can improve the performance of high-speed helicopters millimeter wave radar power lines detection.

Key Words: helicopter collision avoidance; millimeter wave radar; power line detection; Bragg features; characteristic mode

Received: 2023-05-15; **Revised:** 2023-07-15; **Accepted:** 2023-08-10