使用三维电磁场仿真的隙缝波导天线设计

Slotted Waveguide Antenna Design Using 3D EM Simulation

隙缝波导天线（SWA）经常被用于雷达应用中，其设计指标普遍地要求高增益和机械鲁棒性。因为雷达天线传输的峰值功率通常很高，波导天线是平面阵列的一个实用替代。虽然目前有许多针对平面阵列的设计参考和准则，但是很少有针对隙缝波导天线的设计指导。本论文提供了分析和设计在波导窄边上开槽的缝隙波导天线的综合流程。虚拟设计的建模和仿真使用了两种不同的数值方法和不同的网格类型。本仿真同平面阵列的解析解及物理原型的性能做了比较。

作者：Rodrigo Kenji Enjiu CST AG 公司
Marcelo Bender Perotoni UFABC 公司

雷达是现代导航中的一个必要的和关键性安全部件，雷达天线需要按照精确的指标进行设计。应用在比如船上这样的移动平台，天线不仅需要有严格控制波束宽度的高增益，它们也要结实、紧凑、质量轻，并且能抵抗摇晃和移动的影响。隙缝波导天线能够满足所有这些要求。

顾名思义，隙缝波导天线包括在导电壁上磨出槽的波导长度。这些狭槽在导体中引入了不连续性，中断了沿着波导流动的电流。相反，电流必须在狭槽的边缘流动，使得它们能充当起偶极天线。

SWA 的两种基本类型是驻波和行波。在行波 SWA 中，波导的终端由匹配负载或者吸收器组成，而在驻波 SWA 中，波导的终端为短路。短路通常放置在最后一段后面的四分之一导向波长（λ_g）处，因此它对于最后一段表现出开路。驻波隙缝波导天线是谐振结构，因此有更窄的带宽，但它们通常比行波天线更容易制造。

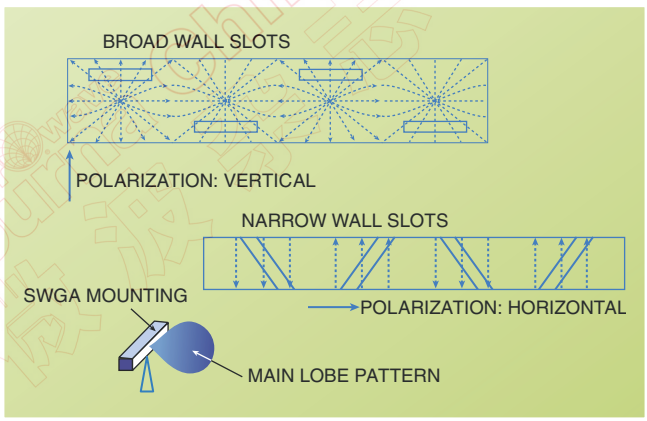

图 1. 狭槽的位置选择可影响电场的极化。虚线表示在驻波 TE10 条件下峰值电流在表面的流动。

取决于想要得到的电场极化，可以在波导的窄边或者宽边上放置狭槽，如图 1 所示。在基本的 TE10 模型中，在宽边上的纵向狭槽将会产生垂直方极化电场，而在窄边上的横向狭槽将会产生水平极化电场。对于每个设计，极化方向取决于具体天线的应用。

为了验证三维仿真对 SWA 的适用性，本论文介绍海军舰队雷达天线的设计。规范要求天线工作在 X 频带（8~12GHz）。扫描的波束在方位面必须是窄波束，在垂直面必须是宽波束，用来补偿船体的摇晃。其它的参数具体如表 1 所示。

这些要求可以通过图 1 中的阵列实现，水平极化要求决定了采用窄边狭槽。为了达到谐振长度，窄边狭槽必须穿透宽边的顶层和底层。这些狭槽被称为斜缝。图 1 显示这

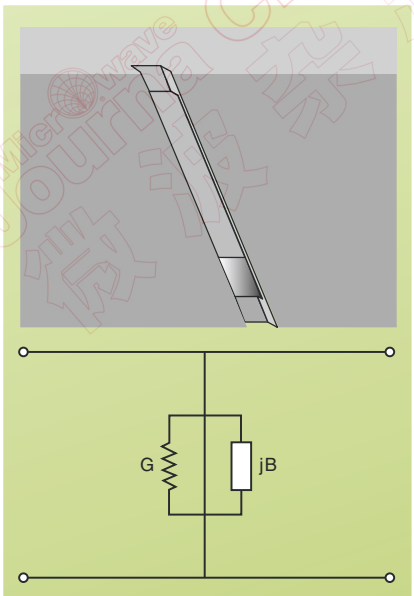

图 2. 狭缝传输线电路模型。

表1
天线指标

参数	规格
增益	> 15 dB
极化	水平方向
频率	9.375 GHz
旁瓣电平 (SLL)	30 dB

些狭槽在宽边之间走对角线。如果它们完美的垂直，它们将不会辐射，因为此时狭槽的走向与电流线方向平行，因此不会中断电流的流动。通过使狭槽倾斜，有部分电流线被中断，使得狭槽辐射。图 2 显示了斜缝的结构和它的等效电路图。该狭槽的特性导纳可以被分解成电导（G）和电纳（B）的贡献。

对于图 1 中的设计，相邻的狭槽有相反的倾向，使得来自这些狭槽中的垂直部分在空中可以抵消，如图 3 所示。这样提高了传输波形的频谱纯度。

天线设计

狭槽沿着波导分布形成一个阵列；阵列类型的选择和建立使得工程师能够制定增益，旁瓣电平（SLL）和波束控制。阵列采用了离散泰勒分布，因为它在理论上跟 SLL 的要求吻合的很好，同时可以平滑相邻元素间的激励 - 考虑耦合时这是一个很有用的特性。

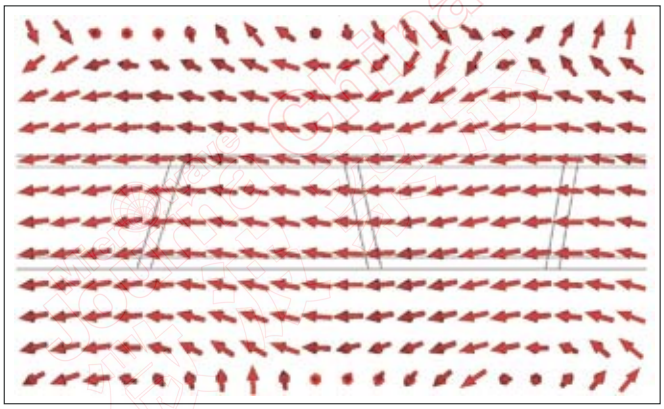

图 3. 垂直的电磁场分量在空中抵消，使得在水平面方向是水平的极化。

因为这是 SWA，波导上是驻波，狭槽被放置在波腹 - 该位置电磁达到最大值。它们因此被 1/2 的导向波长（λ_g）所分开。因为在史密斯圆图上 1/2 波长相当于转了一圈，单个狭槽的导纳是在波导的输入累加，假设它们都在相同的点。

SWA 的设计通常不考虑狭槽间的相互耦合 [5]。因为相互耦合和波导厚度对狭缝的导纳有重大影响，天线的精确分析需要考虑它们的影响。电磁场（EM）仿真可以模拟这两种影响，同时也能模拟同轴转换和法兰的影响。采用 EM 仿真，传统的经验尝试法被计算评估所取代。

这一流程将分配的理论激励分布在阵列上，其中每个元素的系数相当于狭槽的电导（在中心频点时电纳为零），保证每个狭槽的长度在工作频点相当于能够谐振。

第一步是描述单个狭槽的特性。重要的参数如图 4 所示。

波导（WR-90）的选择和研磨设备决定了相关参数的选取，其中 a=22.86mm，b=10.16mm，w=1.59mm，t=1.27mm。只留下了两个独立的参数进行优化：θ（狭槽倾角）和 d（狭槽深度）。完整的狭槽长度假定为波导内侧所测的值，用参数 L_r 表示，且谐振长度 $Lr=0.4625\lambda_g$。

谐振参数θ和L_r的计算

对于每个狭槽，对给定的狭槽倾角（θ），首先能计算出来的是狭槽谐振长度（$L_{r,i}$）。因为必须考虑互相耦

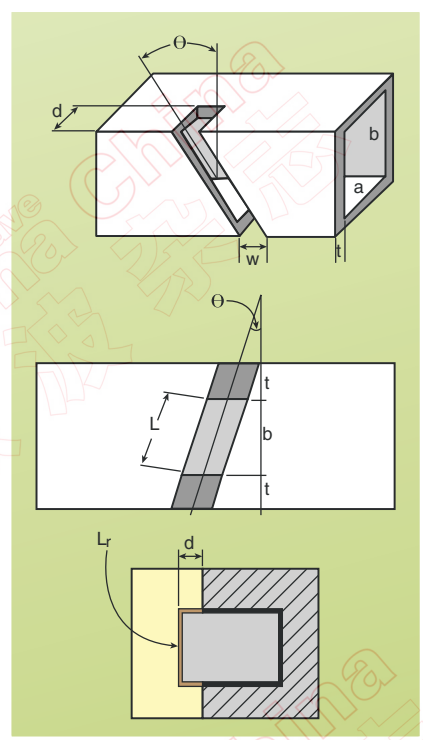

图 4. 狭缝的几何参数。

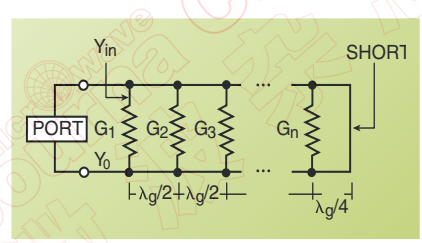

图 5. 谐振 SWA 的等效电路模型。

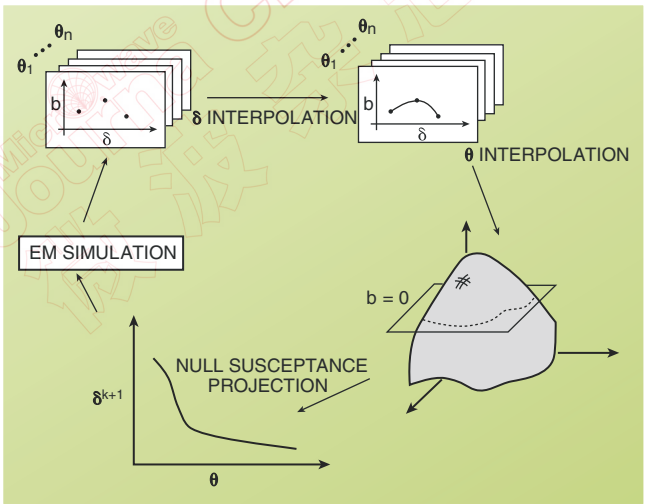

图 6. 执行差值循环作，寻找使狭槽为零电纳的最优参数。

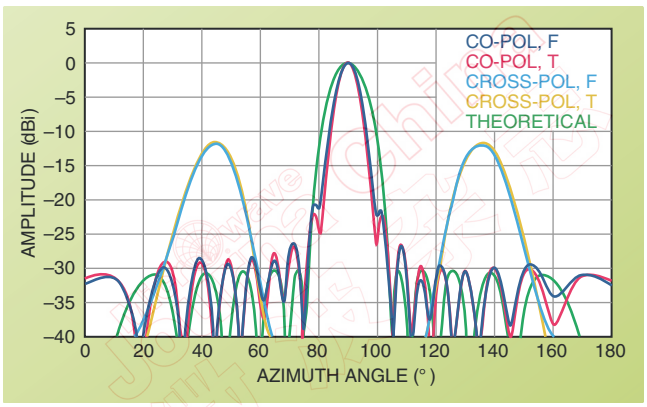

图 8. 不同的求解器的结果和理论阵列系数的比较。

合，初始的 Lr 值会有很小的变化。如果最终的阵列有 N 个狭槽，每个倾角都用有 N 个相同的狭槽的阵列来仿真。

这比单个的狭槽仿真更接近实际，因为它考虑了相互耦合的影响。图 5 是通用 SWA 的等效电路模型。注意到在无损传输线中 $\lambda_g/2$ 的位移在史密斯圆图上相当于同一个点，因此在第一个狭槽输入端测得的导纳，Y_{in}，等于等效电路中所有的导纳之和。

使用 CST MICROWAVE STUDIO® 中的频域求解器（F-solver）进行参数扫描可以得到每个倾角（θ），调整狭槽深度（d）可以得到狭槽的谐振长度（L_r）。当去嵌入波导的端口相对于首个狭槽的归一化电纳为零时，就找到了单个狭槽的谐振点。我们可以认为在波导端口得到的导纳等于狭槽个数乘以狭槽的归一化导纳。

在这一流程的最后可以得到两条曲线：狭槽倾角相对于需要的狭槽电导的曲线，和狭槽谐振长度相对于狭槽倾角的曲线。这些曲线是在有 N 个狭缝的波导天线中每个狭槽综合所用到的设计曲线。

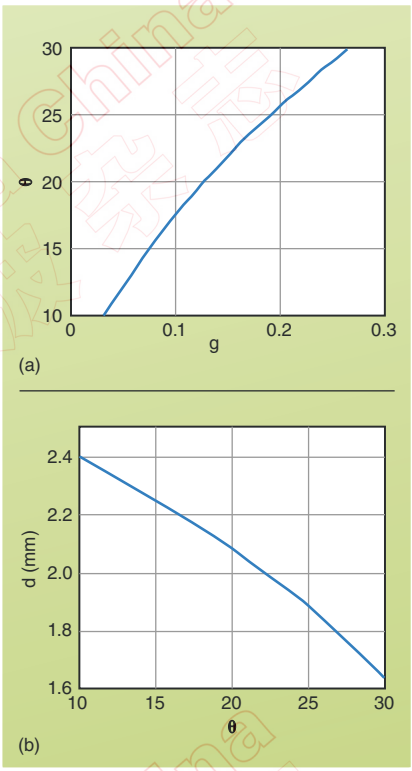

图 7. 有 12 个元素的狭缝波导天线的设计曲线。

表II
用VILLENEUVE法得到的阵列激励系数的设计参数

参数	数值
元素数量	12
等幅旁瓣电平的数量, n	4
SLL (dB)	30

零电纳曲线的计算

参数扫描得到了一组导纳值，必须对它们进行计算用来确定最优几何参数以得到零导纳。为此，我们采用了 MATLAB 中内置的插值循环来计算，如图 6 所示。首先，根据狭槽长度得到的电纳值（这里 δ 是作为 L_r 的调整系数）用插值多项式法的插值方程 1 对每个倾角进行插值，然后将这些曲线用三次法的插值方程 2 来对 θ 进行插值。这样可以建立一个电纳平面。零电纳（b=0）的切面由等高线函数得到。等高线所描述的曲线含

表III
天线的谐振参数

n	a_n	g_n	θ(°)	d (mm)
1	0.2543	0.0110	–	–
2	0.3991	0.0241	–	–
3	0.5677	0.0547	12.8450	2.3195
4	0.7614	0.0984	17.4422	2.1716
5	0.9146	0.1420	21.3262	2.0350
6	1.0000	0.1698	23.4788	1.9541

表IV
最终天线的特性

参数	结果
共极化的实际增益	16 dB
SLL	-21.9 dB
交叉极化凸角	±45°
S_{11}	~ -30 dB
方位波束宽度 (-3 dB)	7.5°
仰角波束宽度 (-3 dB)	90°

有谐振所要求的 L_r（θ）的值。最后它们被插值回三维模型，天线再次做仿真。这个过程被重复，直到获得要求的精度。图 7 显示了有 12 个狭槽的天线的设计曲线。这些曲线使得工程师能够完成天线阵列的综合。

天线综合

天线综合的过程首先是确定代表阵列方程的泰勒多项式：参数包括 SLL，输入的元素数量和旁瓣数量，输出为单个狭槽的激励（α_n）。然后检查在 MATLAB 中产生的曲线，用来确定哪组 θ 和 L_r 值可以得到最终所需的电导。表 2 总结了综合多项式的输入参数。

接下来的一步是计算最终天线所需要的导纳，考虑每个元素的激励。所需的归一化电导（gn）由下述方程得到。

$$g_n = \frac{a_n^2}{\sum_{i=1}^{N} a_i^2} \quad n=1,2,\cdots,N \qquad (1)$$

$$\sum_{n=1}^{N} g_n = 1(End - feedcondition) \qquad (2)$$

应用图 7 中的设计曲线，就可以确定每个狭槽的倾角和谐振长度。表 3 总结了最终天线的各项参数。

按对称设计，余下的狭槽的参数和前半部分的相同，但是以相反的顺序分布。注意到最开始的两个参数，同理最后的两个参数，所要求的电导超出了设计曲线的范围。在这种情况下，得到了最低的倾角：狭槽的倾斜角为 10°，深度为 2.4044mm。

完整的EM仿真

天线的设计随后在 CST MICROWAVE STUDIO® 中评估，其中狭槽用虚拟物填充（由真空组成）。这样使得局部改进可以直接在狭槽体完成，因此提高了收敛速度。

天线用 F-solver 进行仿真，并在时域求解器（T-solver）中进行验证。在狭槽上的仿真采用自适应网格划分和局部网格改进。如图 8 所示，从 F-solver 和 T-solver 分别得到的远场结果在共极化和交叉极化上吻合的都很好。采用不同的数值方法和网格划分进行仿真可以帮助我们保证仿真结果的准确性。表 4 总结了天线的特性。

天线的最大增益为 16dB，SLL 为 -21.9dB。众所周知，最终的阵列辐射特性是单个部件辐射特性（在本例，为狭槽）和阵列系数（AF）的结合。在图 8 中，对基于所需的 AF 的理论辐射特性和仿真得到的完整天线进行了比较。注意到仿真的最高旁瓣在理论主瓣之内，因此表明它是 AF 主瓣的调制，而不是真正的旁瓣。它不能被减轻，除非改变狭槽的几何形状。

实际阵列的首个 SLL 是 -26dB。Elsallal 等人提出这是由狭槽激励相位误差引起的，现实中的 SLL 不可能达到 -30dB。作者同时提出了一种调整狭槽电导的优化技术，用来获得 -27.3dB 的仿真 SLL。因为没有使用调整技术，-26dB 的 SLL 可以作为远场特性数值验证的最优结果而被接受。

图 9. 由铜 WR90 波导组成的狭缝隙天线，用 CNC 机器顶部开槽。

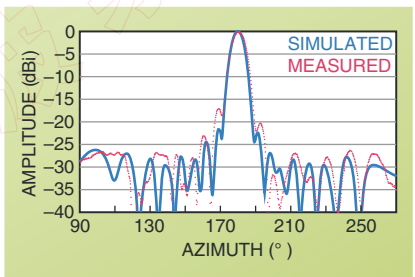

图 10. 方位面上互极化远场特性结果（测试和仿真）。

表V
天线性能总结

	仿真结果, dB	测试结果, dB
增益	16,10	18,31
SLL	25,32	22,85
S_{11}	-28,23	-20,12

原型测试

最终的天线，如图 9 所示，在电波暗室中制造和测试。共极化特性（如图 10 所示）表明本天线的方位面上是超指向的，并且证明了测试结果和仿真结果相差很小。远场的测量和仿真之间的一些差异可能是测试设置造成的。天线附着在金属桅杆上，因此桅杆有可能跟场相互干扰。表 5 总结了天线的性能结果。

结论

本论文提出的设计流程涵盖了整个天线项目，从狭槽的特性到天线的物理原型，并且指明在每一步如何用仿真去改进天线的性能。本论文中描述的天线有 12 个狭槽。它达到了最优的性能，得到了数值验证，最终的设计不需要再进一步优化。原型的测试结果验证了仿真的准确性。■