

第二章 激励

一、激励技术综述

端口是唯一一种允许能量进入和流出几何结构的边界类型，你可以把端口赋值给一个二维物体或三维物体的表面。在计算几何结构中三维全波电磁场之前，必须确定每一个端口处激励场的模式。Ansoft HFSS 使用任意的端口解算器计算自然的场模式或与端口截面相同的传输线结构中存在的模式。导致用二维场模式作为全三维问题的边界条件。

Ansoft HFSS默认所有的几何结构都被完全装入一个导电的、没有能量穿过的屏蔽层中。当你应用波端口（Wave Ports）于你的几何结构时，能量通过这个端口进入和离开这个屏蔽层。

你也可以在几何结构中应用集总参数端口（Lumped Ports）代替波端口。集总参数端口在模拟结构内部的端口时是非常有用的。

二、波端口（Wave Ports）

端口解算器假定你定义的波端口连接到一个半无限长的波导中，该波导具有与端口相同的截面和材料属性。每一个端口都是独立地激励并且在端口中每一个入射模式的平均功率为1瓦。波端口可以计算特性阻抗、复传播常数和广义S参数。

波动方程

在波导中行波的场模式可以通过求解麦克斯韦（Maxwell）方程获得。下面的由Maxwell方程推出的方程使用二维解算器求解。

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \vec{E}(x, y) \right) - \kappa_0^2 \epsilon_r \vec{E}(x, y) = 0$$

其中：

$\vec{E}(x, y)$ 是谐振电场的矢量表达式；

κ_0 是自由空间的波数；

μ_r 是复数相对导磁率；

ϵ_r 是复数相对介电常数。

其中：

求解这个方程，二维解算器得到一个矢量解 $\vec{E}(x, y)$ 形式的激励场模式。这些矢量解与 z 和 t

无关，只要在矢量解后面乘上 $e^{-\gamma z}$ ，它们就变成了行波。

另外，我们注意到激励场模式的计算只能在一个频率。在每一个感兴趣的频率，计算出的激励场模式可能会不一样。

三、模式（Modes）

对于给定横截面的波导或传输线，在特定频率下有一系列的基本场模式满足麦克斯维方程组。同时，这些模式的线性叠加都可以在波导中存在。

模式转换

某些情况下，由于几何结构的作用就像一个模式变换器，因此计算中必须包括高阶模式的影响。例如，当模式1（主模）从某一结构的一个端口（经过该结构）转换到另外一个端口形成模式2时，我们有必要得到模式2场下的S参数。

模式，反射和传播

在单一模式的信号激励下，三维场的解算结果中仍然可能包含由于高频结构不连续性引起的高次模反射。如果这些高次模反射回激励源端口，或者传输到下一个端口，那么就必须计算和这些高次模相关的S参数。如果高次模在到达任何端口前，得到衰减（由金属损耗或者传播常数中的衰减因子所造成的），那么我们就可以不考虑这些高次模的S参数。

模式和频率

一般来说，和每种模式相关的场模式也许会随频率的改变而变化。然而，传播常数和特性阻抗总是随频率变化的。因此，需要频扫时，在每一个感兴趣的频率点上，都应有相应的解算。通常，随着频率的增加，高次模出现的可能性也相应的增加。

模式和S参数

当每个波端口被正确定义时，仿真中包括的每个模式，在波端口处都是完全匹配的。因此，每个模式的S参数和波端口，将会根据不同频率下的特性阻抗进行归一化。这种类型的S参数叫做广义的S参数。

实验测量，例如矢量网络分析仪，以及电路仿真器中使用的特性阻抗是常数（这使得端口在各个频率下不是完全匹配）。

为了使计算结果，和实验及电路仿真得到的测量结果保持一致，由HFSS得到的广义S参数必须用常数特性阻抗进行归一化。如何归一化，参看波端口校准。

注解：对广义S参数归一化的失败，会导致结果的不一致。例如，既然波端口在每一个频点都完全匹配，那么S参数将不会表现出各个端口间的相互作用，而实际上，在为常数的特性阻抗端口中，这种相互作用是存在的。

四、波端口的边界条件

波端口边缘有以下所述的边界条件：

理想导体或有限电导率边界——在默认条件下，波端口边缘的外部定义为理想导体。在这种假设条件下，端口定义在波导之内。对于被金属包裹传输线结构，这是没问题的。而对于非平衡或者没被金属包围的传输线，在周围介质中的场必须被计算，不正确的端口尺寸将会产生错误的结果。

对称面——端口解算器可以理解理想电对称面（Perfect E symmetry）和理想磁对称面（Perfect H symmetry）面。使用对称面时，需要填入正确的阻抗倍增数。

阻抗边界——端口解算将识别出端口边缘处的阻抗边界。

辐射边界——在波端口和辐射边界之间默认的设置是理想导体边界。

五、波端口校准

一个添加到几何结构的波端口必须被校准以确保一致的结果。为了确定场的方向和极性以及计算电压，校准是必要的。

一）求解类型：模式驱动

对于模式驱动的仿真，波端口使用积分线校准。每一条用于校准的积分线都具有以下的特性：

阻抗：作为一个阻抗线，这条线作为 Ansoft HFSS 在端口对电场进行积分计算电压的积分路径。HFSS 利用这个电压计算波端口的特性阻抗。这个阻抗对广义 S 参数的归一化是有用的。通常，这个阻抗指定为特定的值，例如，50 欧姆。

注意：如果你想有能力归一化特性阻抗或者想观察 Z_{pv} 或 Z_{vi} 的值就必须在端口设定积分线。

校准：作为一条校准线，这条线明确地确定每一个波端口向上或正方向。在任何一个波端口，

$\omega t = 0$ 时的场的方向至少是两个方向中的一个。在同一端口，例如圆端口，有两个以上的可

能的方向，这样你将希望使用极化（Polarize）电场的选项。如果你不定义积分线，S 参数的

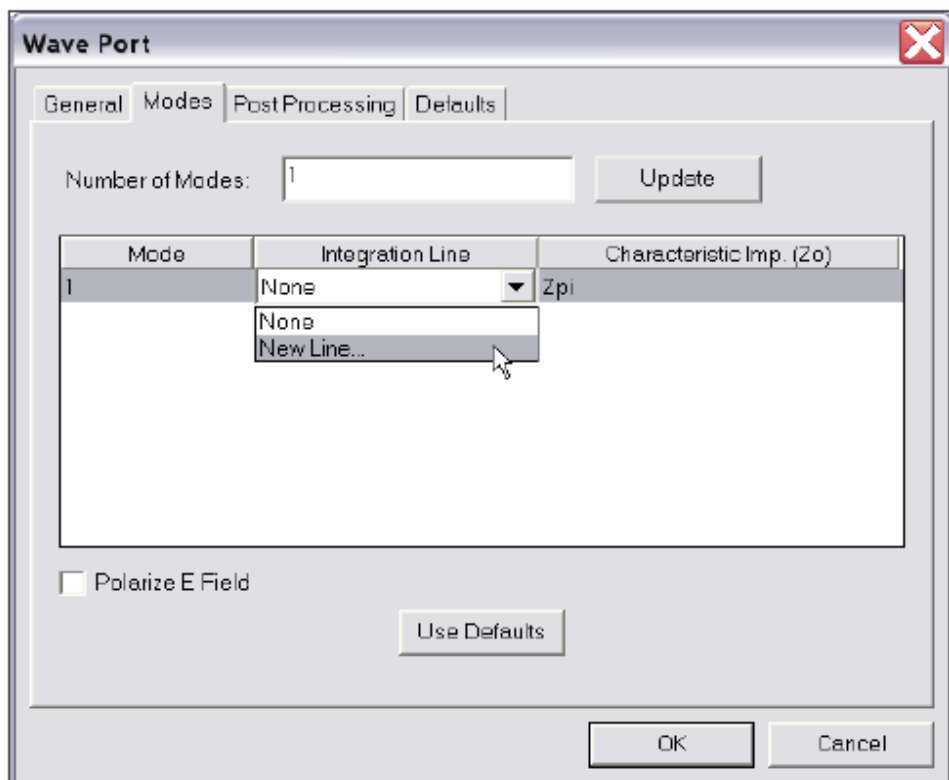
计算结果也许与你的期望值不一致。

提示：也许你需要首先运行端口解（ports-only solution），帮助你确定如何设置积分线和它的方向。

技巧：通过首先运行 只对端口计算（ports-only solution），来帮助你确定如何设置积分线和它的方向。

为了用积分线校准一个已经定义的波端口，要做一下操作：

1. 在项目树（Project Tree）中打开激励（Excitations），并双击被校准的波端口。
2. 选择模型（Modes）列表。
3. 从列表中为第一个模型选择积分线（Integration Line）一列。然后，选择新线（New Line）。
4. 使用下列方法中的一种进行位置和长度的设置：
 - 直接输入线段起点和终点相对工作坐标系的 x,y 和 z 坐标。关于坐标系更多的信息，请参阅 XX 章。
 - 在绘图窗口的点击。这条线显示为矢量，指明了方向。如需要改变线段的方向，在积分线（Integration Line）一列，选择切换终点（Swap Endpoints）。
5. 重复 3、4 步，设置该端口其它模式的积分线。
6. 完成积分线定义后点击 OK。
7. 重复 1 - 6 步，设置其它波端口的积分线。



第三步：创建一根新线

F.1.2.1

关于阻抗线：

Ansoft HFSS 开始计算的 S 矩阵值是对每个端口的阻抗进行归一化的结果。然而，我们经常希望计算对某一个特定阻抗如 50 欧姆归一化的 S 矩阵。为了将广义 S 矩阵转化成归一化 S 矩阵，Ansoft HFSS 需要计算各端口的特征阻抗。计算特征阻抗的方法有很多种（Z_{pi}，Z_{pv}，Z_{vi}）。

Ansoft HFSS 始终会计算 Z_{pi}。这个阻抗的计算使用波端口处的功率和电流。另外两种方法 Z_{pv} 和 Z_{vi} 微波仿真论坛 (<http://bbs.rfeda.cn>) 组织翻译

需要计算电压的积分线。利用每一个模式的积分线，可以计算出电压值。

一般来说，阻抗线应该定义在电压差值最大方向上的两点之间。如果你要分析多个模式，由于电场方向的变化，需对每个模式分别定义不同的阻抗线。

关于校准线：

在计算波端口激励的场模式时，场在 $t = 0$ 时的方向是任意的且指向至少两个方向中的一个。利用参考方向或参考起点，积分线能够校准端口。需确认每一个端口定义的积分线参考方向都与类似或相同截面端口的参考方向相同。用这种方法，试验室的测量（通过移去几何结构，两个端口连接在一起的方法校正设置）得以重现。

由于校准线仅仅确定激励信号的相位和行波，系统在只对端口解算（ports-only solution）时可以将其忽略不计。

二）求解类型：终端驱动

Ansoft HFSS 计算的以模式为基础的 S 矩阵表示了波导模式入射和反射功率的比值。上面的方法，不能准确地描述那些有多个准横电磁波（TEM）模式同时传播的问题。这种支持多个准横电磁波（TEM）模式的结构有耦合传输线或接头等。它们通常使用端口 S 参数。

需要用终端线校准已定义的波端口：

1. 在项目树（Project Tree）中打开激励（Excitations），并双击被校准的波端口。
2. 选择终端（Terminals）列表。
3. 从列表中为第一个模型选择终端线（Terminal Line）一列。然后，选择新线（New Line）。
4. 使用下列方法中的一种进行位置和长度的设置：
 - 直接输入线段起点和终点相对工作坐标系的 x, y 和 z 坐标。关于坐标系更多的信息，请参阅 XX 章。
 - 在绘图窗口的点击。这条线显示为矢量，指明了方向。如需要改变线段的方向，在终端线（Terminal Line）一列，选择切换终点（Swap Endpoints）。
5. 重复 3、4 步，设置该端口其它终端线。
6. 完成终端线定义后点击 OK。
7. 重复 1 - 6 步，设置其它波端口的终端线。

关于终端线：

终端的 S 参数反映的是波端口节点电压和电流的线性叠加。通过节点电压和电流端口的导纳、阻抗和 S 参数矩阵就能被确定。

对每个与导体相交的端口，HFSS 自动将模式解转变成终端解。

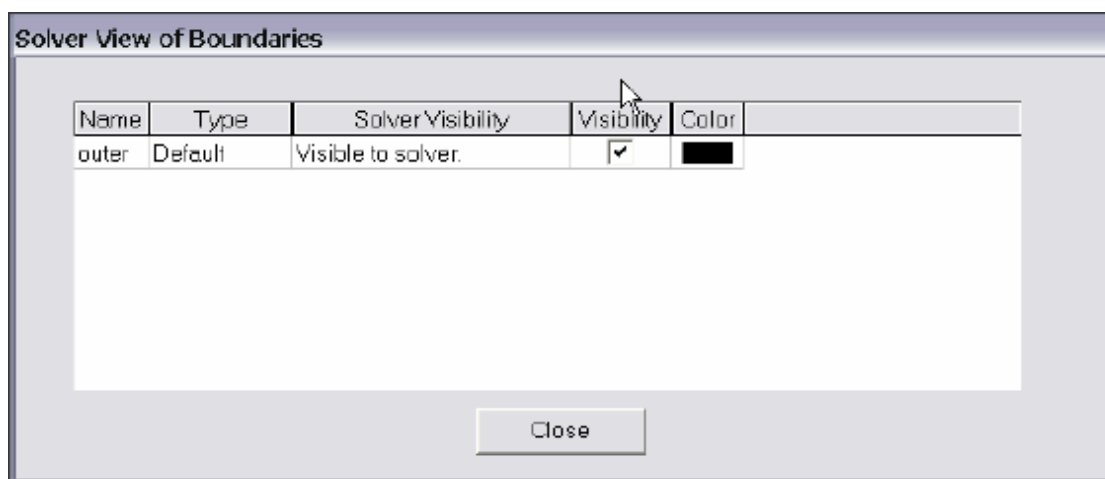
一般来说，一个单终端线都是建立在参考面或“地”导体与每一个端口的导体之间。

电压的参考极性用终端线的箭头确定，头部（+）为正，尾部（—）为负。如果决定建立了终端线，你就必须在每一个端口和每端口都建立终端线。

六、定义波端口的几点考虑

波端口的定位

建议仅将暴露于背景中的面设定为波端口，背景已经被命名为外部（Outer）边界。因此，一个面如果暴露于背景中，则它与外部（Outer）边界相连。用户可以通过执行主菜单 HFSS > Boundary Display (Solver View) 定位所有外部（Outer）边界区域。在 Solver View of Boundaries，点击 Visibility 查看 outer 区域。



F.1.2.2

内部波端口

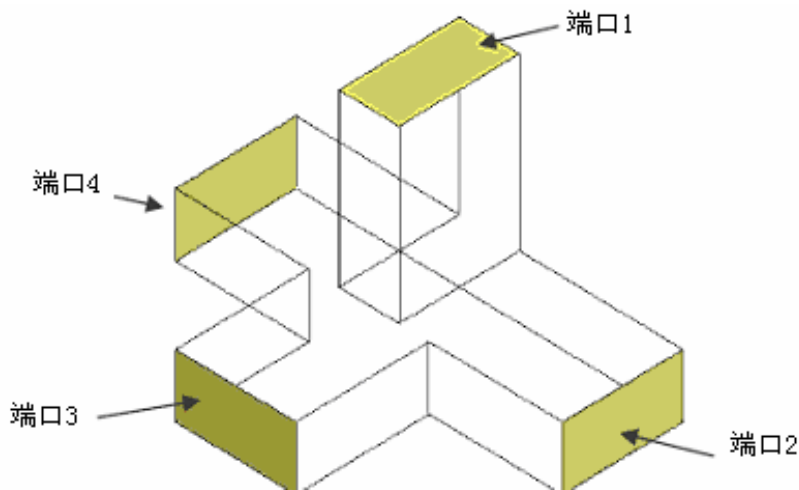
如果要在结构内部定义波端口，你必须在内部建立一个不存在的空间或者在已存在物体内侧选择一个面并将它的材料定义为理想导体。内部不存在的空间自动将边界赋值为outer。你可以创建一个整个由其它物体包围的内部空间，然后，从这个物体中剪掉这个空白空间。

端口平面

端口设在单一平面，且不允许端口平面弯曲。例如：一个几何体有一个弯曲的表面，该表面暴露于背景，则这个弯曲的表面是不能被定义成波端口。

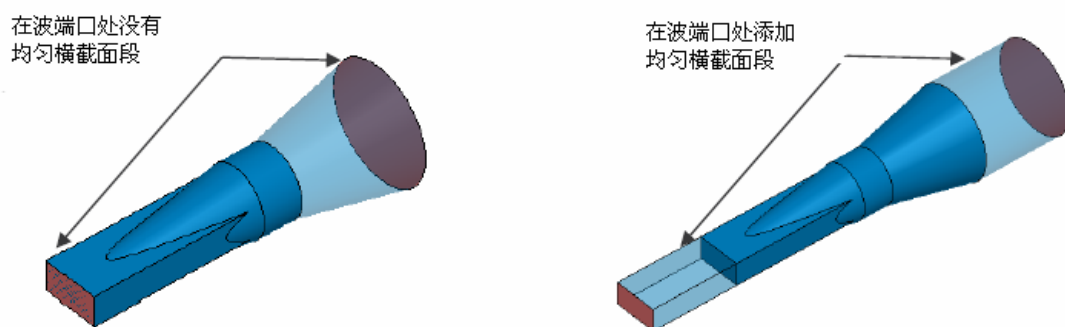
端口要求一定长度的均匀横截面

Ansoft HFSS 假定你定义每个端口都和一个与端口具有相同横截面的半无限长波导相连。但求解S 参数时，仿真器假定其几何结构被和这些截面相关的自然的场模式激励。下面的图将说明这些横截面。第一个图是直接在外面的导体表面定义了波端口。



F.1.2.3

第二张图显示，模型结构必须添加均匀横截面部分。左边模型结构有误，原因是在模型两个端口都没有均匀横截面的部分。为了正确建模，需在每个波端口处添加一段均匀横截面的传输线，如右图所示。



F.1.2.4

均匀横截面部分的长度必须足够的长，这样才能保证截止模式逐渐消失，以保证仿真结果的精确性。例如：如果一个截止模式由于损耗和模式截止大约经过 $1/8$ 波长逐渐消逝了，这就需要构造一个长度为 $1/8$ 波长的均匀波导段。否则，仿真结果中一定会包含高次谐波的影响。

在端口处附近的不连续性同样可以使截止模式传播到端口。如果端口放置在很靠近不连续性处，由于端口处的边界条件导致仿真结果与对应的真实值不同（即：系统迫使每一个端口都是你要求解模式的线性叠加）。截止模式中的能量传播到端口将会影响主模的能量并产生错误的结果。

如果波在 Z 方向上传播，模式的衰减可以用函数 $e^{-\alpha z}$ 。因此，所需的距离（均匀端口长度）由模式的传播常数值决定。

当端口长度设置正确时，在端口处仿真的模为理想匹配，如同波导延伸至无穷远处一般。对仿真中没有包含的模，波端口可被看成理想导体。

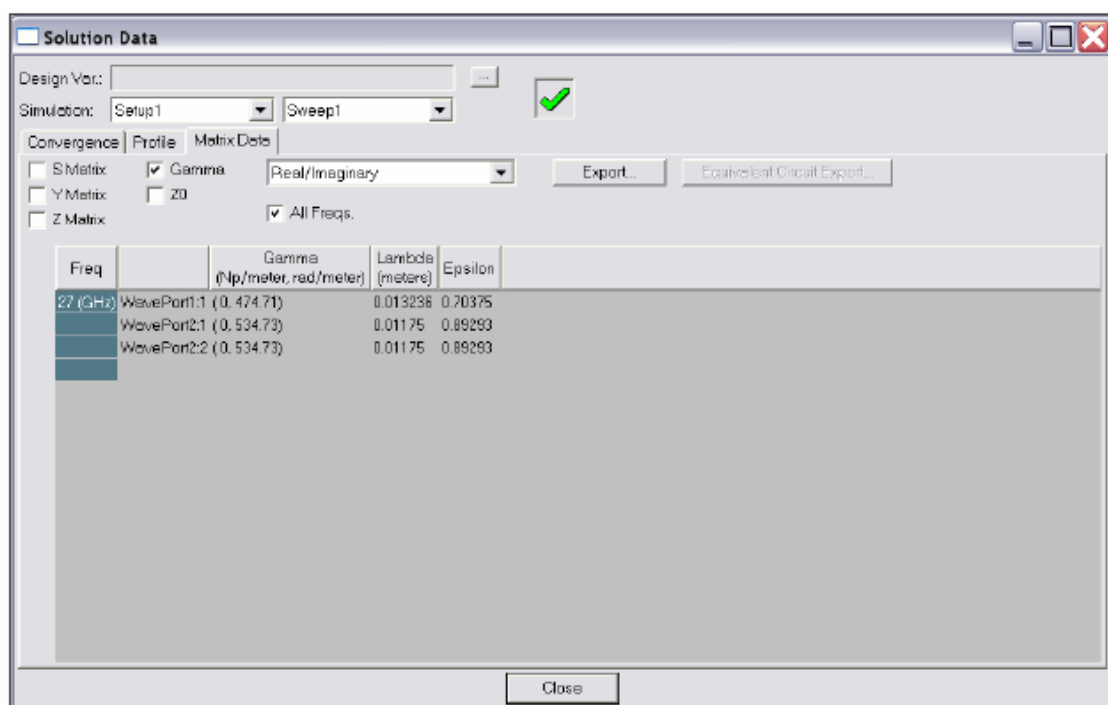
✚ 端口和多重传播模式

每个高次模都表现为沿着波导传播的不同的场模式。通常，仿真中应包括所有的传播模式。在大多数情况下，你可以接受默认的单模模式，但是对那些传播高次模的问题，我们需要改变默认设置，将其改变成多模模式。如果实际传播模式数比你指定指定的模式数多，就会产生错误的结果。模式的数量随端口不同而不同。

✚ 传播模式

传播模式是指那些具有传播常数（ rad/m ）并且远大于衰减常数（ Np/meter ）的模式。用下面的方法可确定那些仿真问题中应包括的模式，首先设置成不包括自适应解的多模模式问题，然后求解。在完成分析之后检验每个模的复传播常数（ Γ ） = + ：为了能够在完成分析之后检验每个模的复传播常数：

1. 在 HFSS 的 Analysis Setup 菜单中，选择 Matrix Data。
2. 此时会弹出一个对话框如下图所示。选择 Γ 并改变显示类型为 Real/Imaginary。



F.1.2.5

在端口每一个附加的模式将产生一组附加的 **S** 参数。假如，在一个 3 端口器件中每个端口设置 2 个模进行分析，其最终结果是一个 6×6 的 **S** 参量矩阵。一般来说， n 端口的解是由所有端口的激励数、模式数加上源的数量。

如果在仿真中不包含高次模，则需确认波端口有足够的长的均匀段，使截止模凋落且不会产生反射。

波端口和对称面 阻抗倍乘

当由于使用对称面使端口的尺寸减少时，为计算电压损耗和功率流需要调整端口阻抗。

理想电对称面 (Perfect E Symmetry plane)，阻抗倍乘因子为 2。

该模型的电压差和功率流只有整个结构的 1/2，导致计算出的阻抗也只有整个结构的 1/2。只有模型算出的阻抗乘 2 以后，其阻抗值才与实际结构相同。

理想磁对称面 (Perfect H Symmetry plane)，阻抗倍乘因子为 0.5。

该模型计算的电压差与整个结构相同，但功率流只有整个结构的 1/2，所以，算出的阻抗为整体结构的 2 倍。所以，阻抗倍乘因子为 0.5。

如果整体结构同时包含理想电对称面和理想磁对称面，则无需调整。

也就是说，无需调整同时含有理想电边界和理想磁边界的结构输入阻抗倍乘数，因为理想磁对称面的阻抗倍乘因子为 0.5，理想电对称面的阻抗倍乘因子为 2。两个阻抗倍乘因子相乘等于 1。