

ISM 频带及小范围设备天线基础：第一章

在此将介绍 RF 和天线的基础知识以及实际的天线设计原理。

Matthew Loy, Iboun Sylla, 德州仪器

天线基础

天线是电子电路中[RF 射频信号](#)之间的联接[链路](#)，例如 PCB 板与电磁波之间的信号，可通过[无线](#)链路的发射机及接收机之间的传输媒质进行传播。

在发射机内，天线通过激励其紧邻空间或近区场的电场或磁场将电子信号转化为电磁波。激励电场的天线被称为电子天线，激励磁场的天线被称为磁天线。电场或磁场的振荡将产生一定的电磁波，并以光速 c 进行传播。真空空间内的光速 c_0 为 300000 km/s。当电磁波在电介质(dielectric medium)中传播且相应介电常数为 ϵ_r 之时，其光速将降低至：

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

我们可以通过以下公式，根据信号频率 f 以及光速 c 计算出波长：

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

在使用常见单位时，真空空间内的波长可通过如下公式计算：

$$\text{wavelength in meters} = \frac{300}{\text{frequency in MHz}}$$

如果电磁波在电介质中传播，例如 PCB 材料，波长 ϵ_r 需要除以介电常数的平方根。我们可依照电磁波的传播过程划分出三个场区域：反应近区场(reactive near field)、辐射近区场(radiating near field)以及远区场(far field)。

- 在反应近区场内，反应场分量主宰了整个辐射场。这就意味着任意电子特性（对应于电子天线）或磁特性（对应于磁化天线）的变化都将强烈的影响天线馈端(feed point)的天线阻抗。天线至近区场边界的范围通常假定为：

$$R_1 = \frac{\lambda}{2 \times \pi}$$

- 在辐射近区场内，辐射场成为主宰，该区域范围内的介质仅对天线阻抗有轻微的影响。但如果考虑到与天线的距离，则天线的尺寸是不能被忽略的。这就意味着辐射方向图(radiation pattern)的角度分布将取决于距离。为了测定辐射方向图，所测量的与天线之间的距离应大于辐射近区场的边界范围，否则，所测量的方向图将有别于真实状况。辐射近区场的半径如下计算：

$$R_2 = \frac{2 \times D^2}{\lambda}$$

式中的 D 表示天线的最大尺寸。

- 对于距离大于 R_2 的区域，其辐射方向图则取决于距离——即处于远区场。在实际的应用中，发射机天线与接收机天线之间的距离一般处于此区域的范围之内。

在接收机一侧，天线采集源自电磁波的能量并转化成为电子电路中的电压及电流。为了更好的说明，天线参数一般以发射天线来定义，但在大多数情况下，如不涉及非线性铁素体(ferrite)，天线的特性在接收和发射模式下是一致的。

天线特性

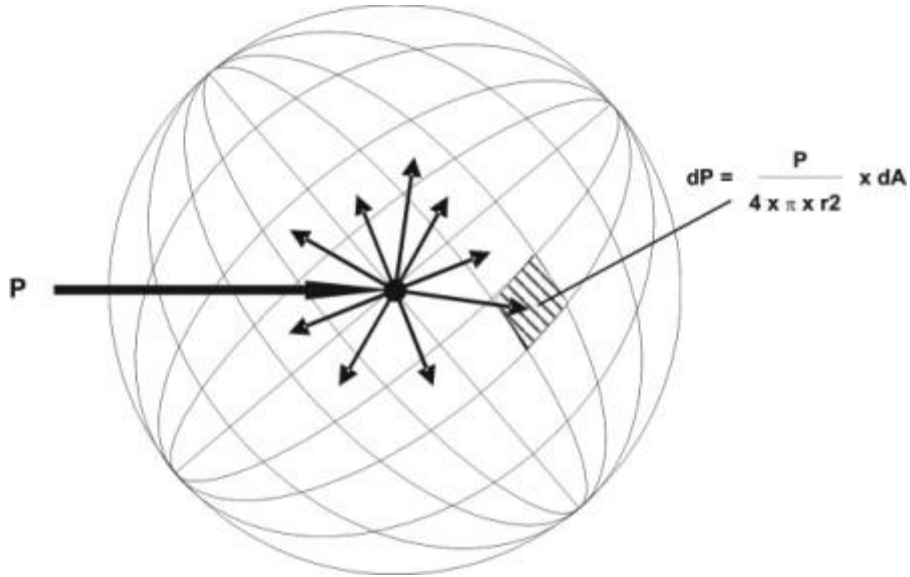
极化轨迹图以小箭头(tip)描绘了电磁波传播过程中所形成的电场矢量。在远区场，我们可以把电磁波看成是平面波(plane wave)。对于此平面电磁波来说，其电场及磁场矢量不仅相互垂直，并且与波的传播方向垂直。一般情况下，电场矢量的尖端指向沿椭圆螺旋(elliptical helix)行进，形成了椭圆极化。在传播过程中，如电磁波的电场矢量顺时针方向转动，则称之为右旋极化(right-hand polarized)，反之则称为左旋极化(left-hand polarized)。

如果椭圆的两轴等长，则称之为圆(circular)极化。如果椭圆两轴中的某一为零，则为线性(linear)极化。类似的，若电场矢量振荡方向垂直于地面则极化是垂直的，若电场矢量振荡方向与地面平行则极化是水平的。

当发射机天线与接收机天线的极化彼此相同，则传输系统可实现最优性能（理想状况）。若是某一端为圆极化而另一端为线极化，则较之理想状况，将会产生 3dB 的损失。而如果两个天线均为线性极化且极化方向偏差为 90°，理论上将接收不到能量。右旋圆极化天线与左旋圆极化天线的组合也具有同样的无法接收现象。

在室内空间，传输路径上的反射将造成极化的改变，从而使的所接收电磁波的极化方向难于预测。对于便携式的天线，我们必须确保其在任意姿态下都能运作。一端圆极化，而另一端线性极化虽然会造成 3dB 的总体损失，但避免了信号完全阻隔、能量无法接收的情况。

各向同性辐射体 (isotropic radiator)的概念通常用于描述所辐射的能量及天线的增益。各向同性辐射体是一种假想的天线，认为辐射所提供的射频能量在任意方向上都是均等的。因此，对于各向同性辐射体来说，某一距离 r 上的能量密度可通过所馈送的能量除以半径 r 的球形面积计算得到。



1. 各向同性辐射体

如果我们针对某一被测设备，在某个距离情况下测量其功率密度，则需要为各向同性辐射体提供一定的有效等向性辐射功率(EIRP)方能确保在某一距离上测得一定的功率密度。EIRP 描述了设备（包括天线）的功率辐射能力。

通过EIRP，我们可计算出与辐射体相去一定距离上的电场强度，该参数在某些政府或区域性规章中进行了详细说明。辐射功率密度 D （单位为 W/m^2 ）在距各向同性辐射体 r 的点上测得，该辐射体向外辐射一定的总EIRP功率，并在半径为 r 的球面区域上均匀分布，从而可算出 D ：

$$D = \frac{dP}{dA} = \frac{EIRP}{4 \times \pi \times r^2}$$

电场强度和功率密度之间的关系与电路中电压和功率之间的关系相同。

当自由空间的阻抗 $Z_0 = 377 \Omega = \pi 120 \Omega$ 时，电场强度可用以下均方根值表示：

$$E = \sqrt{D \times Z_0} = \sqrt{D \times \pi \times 120 \Omega}$$

从而导出：

$$E = \sqrt{\frac{EIRP \times \pi \times 120 \Omega}{4 \times \pi \times r^2}} = \frac{1}{r} \times \sqrt{30 \Omega \times EIRP}$$

或:

$$EIRP = \frac{E^2 \times r^2}{30 \Omega}$$

在两端取对数，并以 dBm 表示 EIRP 值:

$$EIRP[dBm] = E[dBV/m] + 20 \log r[meters] - 10 - \log 30 - 90 \text{ dB}$$

在标准测试设置中，电场强度通常在 3m 的距离点上测定。此时，我们可以采用如下简化公式:

$$EIRP[dBm] = E[dB \mu V/m] + 95.23 \text{ dB}$$

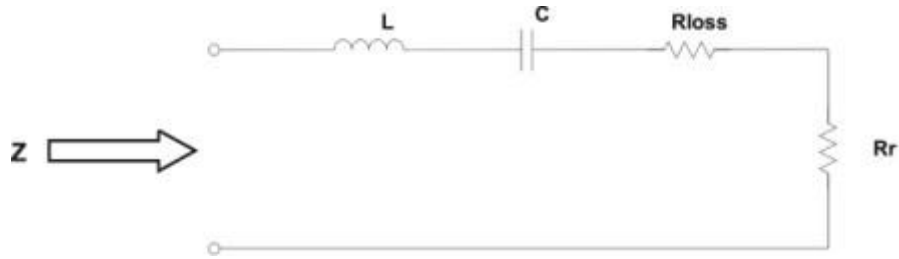
与假想的各向同性辐射体有所不同，实际的天线都或多或少的展现出其独有的方向辐射特性。天线的辐射方向图是其辐射功率密度的归一化极坐标图(polar plot)，在距天线恒定距离的水平或垂直平面上测得。

天线各向同性增益 G_{iso} 指示了所描述的天线在主要传播方向上的功率密度较之各向同性辐射体在同等距离上功率密度的增幅。天线增益并不意味着功率的增幅；该参数仅源于特定方向上波束的有效辐射功率。

辐射电阻描述了天线所辐射的功率与馈入天线的RF电流之间的关系。在射频电流相等时，某阻值为 R_r 的电阻正好将一定的功率转化为散热，而天线将此等量的功率转化为辐射。 R_r （下标>r）可如下计算:

$$R_r = \frac{P_{radiated}}{I^2}$$

辐射电阻是天线馈端阻抗的一部分。同时，我们还必须将损失电阻 R_{loss} （将功率消耗转化为热）以及反应组件的电感L和电容C纳入考虑。图 2 描述了天线在其谐振频率点附近的等效电路。



2. 天线等效电路

等效电路中的电感及电容构建了一个串行谐振电路。则此天线的阻抗 Z 等于：

$$Z = R_r + R_{\text{loss}} + j \left(2 \times \pi \times f \times L - \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \right)$$

在其谐振频率点上（如下式），电容及电阻的电抗将相互抵消，仅剩余天线阻抗的电阻部分。

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}}$$

等效示意图中的电感值 L 及电容值 C 由天线的几何尺寸所确定。如果我们希望针对某一给定频率构建一个天线，我们需要找到某一可工作与此谐振频率的几何尺寸，例如某一确定长度的导线。

在频率谐振点上，天线的输入阻抗等于 $R_r + R_{\text{loss}}$ 。天线在谐振点上的效率 η 为所辐射的功率与天线从发生器所接收的总功率的比值。

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_{\text{loss}}}$$

在非谐振频率的频点上，天线的输入阻抗是容性(capacitive)或感性(inductive)的。该现象就是现有的天线有可能需要通过附加的串联电容或电感进行调节的原因。

L 与 C 的比率决定了天线在给定辐射及损失电阻条件下的带宽。对于同一电阻值，较大的 L - C 比意味着更高的品质因数 Q 以及更窄的带宽。等效示意图中的 L 及 C 的值则取决于天线的几何尺寸。通常情况下，我们可直观的推导出几何尺寸的变化对 L 及 C 的影响。品质因数则受 Q_{rad} （源于辐射电阻）及 Q_{loss} （源于损失电阻）配比的影响。天线的总体 Q 值如下计算：

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} + \frac{1}{Q_{\text{loss}}}$$

Chu[1]及 Wheeler [2] 从理论上给出了品质因数 Q 以及无损天线相对带宽 (fractional bandwidth) 的上限。

$$BW_{\text{lossless}} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} = \left(\frac{2 \times \pi \times a}{\lambda} \right)^3$$

式中, a 是包围天线球体的最小圆周半径。

天线的可选择性有助于抑制不期望的频带外辐射; 但并不是所有情况下都需要小带宽。小带宽意味着对元件及天线本体之间相匹配的容差 (tolerance) 有较高的需求。对于给定尺寸的小型天线, 如果我们想增加带宽, 则只能通过有意的引入损失来实现。效率为 η 时, 天线的带宽如下:

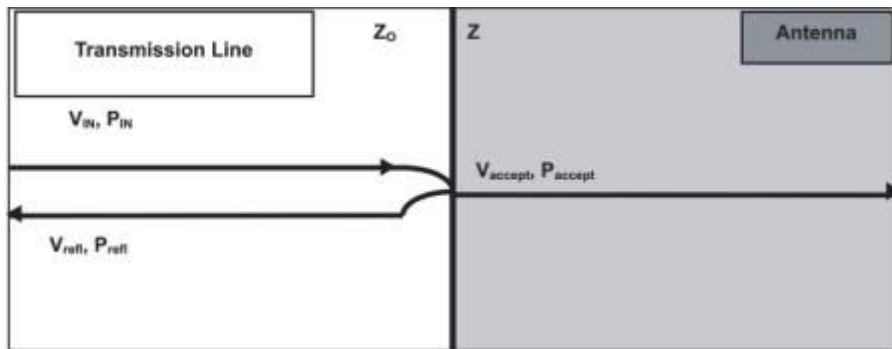
$$BW = \left(\frac{2 \times \pi \times a}{\lambda} \right)^3 \times \frac{1}{\eta}$$

对于给定尺寸的天线来说, 带宽与效率的乘积是常量。如果希望增加某一个, 则需要削减另一个。

反射、匹配及调谐

当我们将某一发射天线连接至传输线路 (特征阻抗为 Z_0 , 通常为 50Ω), 并将幅度为 V_{IN} 的信号发送至传输线路, 情况将如何呢?

大多数情况下, 天线的阻抗 Z 并非与传输线阻抗 Z_0 及为一致。因而仅有一部分的入射波 (incident) 会发送至天线, 其幅度为 V_{accept} , 另一部分则反射回发生器中, 其幅度为 V_{refl} 。



3. 非连续界面上的反射

复反射系数 Γ 定义为反射波幅度（例如电压、电流或场强度）与入射波幅度之比。我们也可通过天线的阻抗 Z 以及传输线路的阻抗 Z_0 计算反射系数：

$$\Gamma = \frac{\bar{Z} - Z_0}{\bar{Z} + Z_0}$$

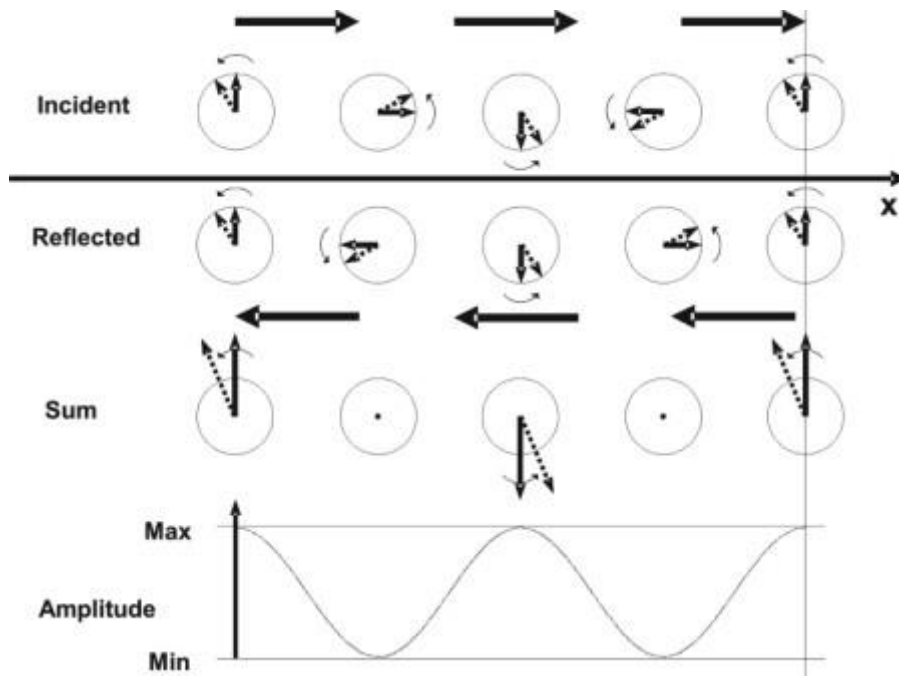
对于任意的复负载阻抗 Z ，反射波及入射波之间的相位差可以是 $0 \sim 2\pi$ 之间的任意值。因此，反射系数也将是复数。如果希望将反射损失最小化，我们必须清楚的了解反射系数的幅值与相位角，反射系数可通过矢量网络分析仪(vector network analyzer)测定。如信号源不是传输线路而是集成电路(IC)的[输出](#)，则源阻抗也可能是复数。当 Z 等于 Z^*_0 ，即与源阻抗复共轭(complex conjugate)，反射系数为 0。此时，所有的入射波能量均被天线所吸收，从而我们可认为天线实现了完美的匹配。

入射波被反射的功率比被称为回波损耗(RL)。回波损耗指明了在一定功率的入射波条件下将会产生多少 dB 的反射波功率。完美匹配情况下，天线的回波损耗无限大，引起反射功率为零，所有的功率均被天线吸收。但存在一定量的非匹配损耗(ML)时天线所接受的辐射功率总比入射波功率小。非匹配损耗直接表明了通常情况下所不期望的反射对天线所辐射的功率的影响。我们可以通过反射系数计算出 RL 及非匹配程度，其公式如下：

$$RL = 10 \times \log \frac{P_{in}}{P_{refl}} = -10 \times \log |\Gamma|^2 = -20 \times \log |\Gamma|$$

$$ML = 10 \times \log \frac{P_{in}}{P_{accept}} = -10 \times \log (1 - |\Gamma|^2)$$

如果仅测量传输线上的电压，我们无法区别入射波及反射波，因为我们只能观测到两者的叠加。在某些场合，波的干涉将在一定程度上增强，而在另一些场合，波将彼此相消。



4. 反射所导致的驻波(standing waves)

正如我们在图 4 上所看到的，波的叠加将导致幅度的波峰及波谷位置驻定，无法移动。此时，入射波及反射波构成了驻波。反射波的幅度越大，则驻波的波形就越为显著。电压驻波比(VSWR)定义为驻波波形上最大电压与最小电压的比值，可通过反射系数如下计算得出：

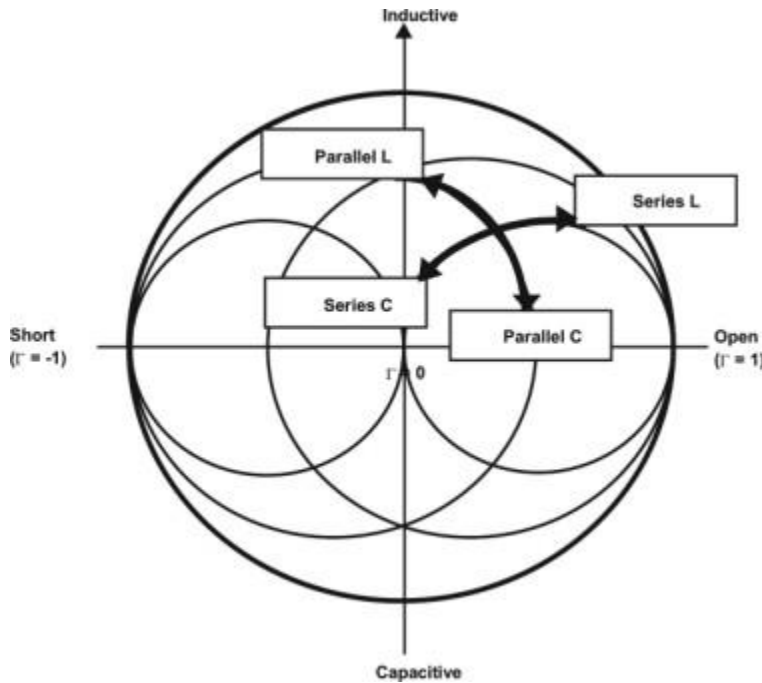
$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

VSWR 的数值介于 1（理想的匹配负载，无驻波）与 ∞ ($|\Gamma| = 1$ ，完全反射或完全不匹配) 之间。

VSWR、 Γ 、RL 以及 ML 描述了同一反射现象，可相互转换。VSWR 及 RL 仅涉及到反射波的幅度，而 Γ 还包含了相位信息（由于 Γ 是复数）。

通常情况下，天线所具有的阻抗与馈送传输线的阻抗不同。为使得非匹配损耗最小化，我们必须将上述其一阻抗转换为另一的复共轭。史密斯圆图(smith chart)是强有力的工具，有助于确定所需的匹配电路。史密斯圆图主要是在复数平面上描绘出反射系数 Γ 。对于无源电路， Γ 向量的长度变化量介于 0（理想匹配）和 1（完全非匹配）之间。反射波与入射波之间的相位差异 f 可假定为 $0 \sim 2\pi$ 之间的任意值。因此，所有可能的 Γ 向量（对于无源电路）均处于半径为 1 的圆以内，定义了史密斯圆图的外边界。

传输线路开路时，反射系数为+1，而传输线路端短路时，反射系数为-1。感性负载使得反射系数处于上半圆，而容性负载使得反射系数处于史密斯圆图的下半圆。任意的附加于已知负载上电容或电阻都会改变反射系数在史密斯圆图上的位置：串联元件所在的圆周通过开路点+1，并联元件所在的圆周通过短接(shortcut)点-1。电感将使得反射系数向上方的感性半圆偏移；电容则将使得反射系数向下方的容性半圆偏移。图 5 展示了串联或并联的电感及电容对反射系数的影响。



5. 串联或并联的电容及电感对史密斯圆图上的影响

通过史密斯圆图，我们可以确定所需的元件类型，以针对给定的天线阻抗使反射系数最小化。以图 5 为例，串联电容可使得反射系数通过开路点（由于是串联元件）圆周移动至史密斯圆图（由于是电容）的下半部。史密斯圆图的中心（反射系数为零）可通过适当的电容值调节达到，以实现完美的匹配。

当系统环境归一化为 50Ω 时，史密斯圆图的中心也为 50Ω 。

参考文献

[1]L.J.Chu, Physical limitations of Omni-Directional Antennas, J. Appl. Phys., Vol19, Dec. 1948, pp. 1163 -1175

[2]H.A.Wheeler, Fundamental Limitations of Small Antennas, Proc. IRE, Vol. 35, Dec. 1947, pp. 1479 - 1484