



Jose Martos &amp; Dr. Heinz Zenkner

## 01. 引言

射频电感器广泛应用于从消费产品到高度专业的科学应用等行业。射频电感器可用于多种领域的高频电路设计中，包括电路调谐、阻抗匹配、滤波，甚至可以用作高频扼流圈。目前，电感器的一个大市场是用于无线设备（如平板电脑），也用于新兴产品（如物联网设备），更专业的应用（如雷达、GPS和测试设备）。伍尔特电子提供全系列射频电感器，作为适用于各种频率和应用的广泛电子元件产品组合的一部分。下面我们将介绍射频电感器的最重要的特性、伍尔特射频电感器系列的不同类型和特点，以及它们的应用实例。

## 02. 射频电感器的特性

为了评估和比较射频电感器系列，详细了解用于高频应用电感器的主要特性是很有必要的。首先射频电感器的其他方式和其他电感器是完全相同的，它们和功率电感器遵循同样的物理原理。我们仍然用匝数、磁导率、感值等参数来描述他们的特性。因此，传统电感器的物理公式也适用于射频电感。由于与功率电感的相似性，你可以在射频电感的规格书上看到相似的参数，如感值（及其公差）、直流阻抗和额定电流。但是，射频电感还有一些额外的参数，例如品质因数。这些参数对于验证射频电感的特定作用至关重要，下文将详细介绍这些参数。

### 2.1 感值和公差

由于我们讨论的是电感器，所以感值是最重要的参数。与传统功率电感器一样，感值是由磁芯的相对磁导率、磁芯的横截面积、线圈的匝数和有效磁路长度来决定的。（见公式（1））

$$L = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{\text{eff}} \cdot N^2}{l_{\text{eff}}} \quad (1)$$

- L: 感值 [H]
- $\mu_r$ : 相对磁导率
- $\mu_0$ : 真空磁导率 ( $4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs}/1 \text{Am}$ )
- $A_{\text{eff}}$ : 磁芯的有效横截面积 [ $\text{m}^2$ ]
- $l_{\text{eff}}$ : 有效磁路长度 [m]
- N: 线圈匝数

大多数射频电感采用陶瓷芯或空气芯，是因为在射频设计中需要低磁导率，从而实现感值的稳定性、高Q值和低损耗，这些都是高频应用中的关键参数。陶瓷和空气都没有磁性，即它们的相对磁导率( $\mu_r \approx 1$ )，因此不会影响电感的磁性。通过电感感值计算的方程，如果 $\mu_r \approx 1$ ，电感感值只能随着匝数或电感器尺寸的增加而增加。这就是陶瓷或空气芯的射频电感器感值只能达到nH级别的原因。增加线圈匝数还会增加寄生参数，从而降低Q值和自谐振频率。如果需要达到更大电感感值 $\mu\text{H}$ 时，需要使用铁氧体磁芯（其磁导率 $\mu_r > 1$ ），我们的WE-RFI和WE-RFH系列都是使用的铁氧体磁芯。

此外，在射频设计中，严格控制感值的公差也非常重要，尤其是在滤波、匹配和振荡电路等应用中。射频电感器的实际感值应尽可能接近规格书中的标称值。许多工程师即使有合理的额外费用，还是喜欢公差更低的射频电感器。在规格书中，感值和公差都是在一定的频率点的值。而在大多数射频应用（如高阶滤波器、振荡电路或阻抗匹配应用）中，感值曲线在更宽的频率范围内尽可能平坦是非常重要的（图1）。此外，感值与电流无关。

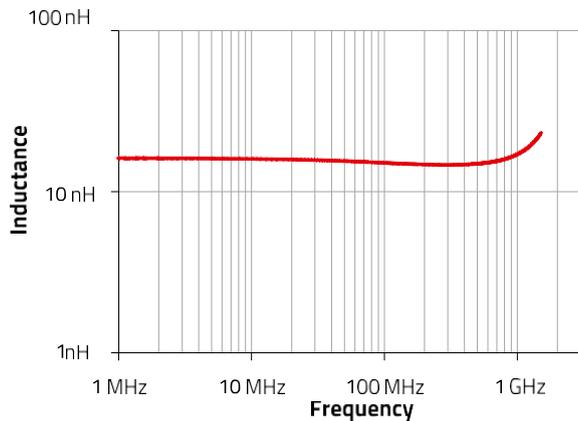


图1: WE-TCI0402 15 nH (744901115) 感值随频率变化曲线

## 2.2 自谐振频率

由于线圈的绕组间存在电容，因此电感器的等效电路是具有自谐振频率（SRF）的RLC谐振电路。与功率电感一样，SRF表示电感器在何处频率以前表现为感性。当频率在SRF时，带有寄生电容的电感器表现为具有高阻抗的谐振电路，阻抗值和谐振电路的损耗相关。当频率超过SRF时，寄生电容影响为主要因素，“电感器”类似电容器。（图2）

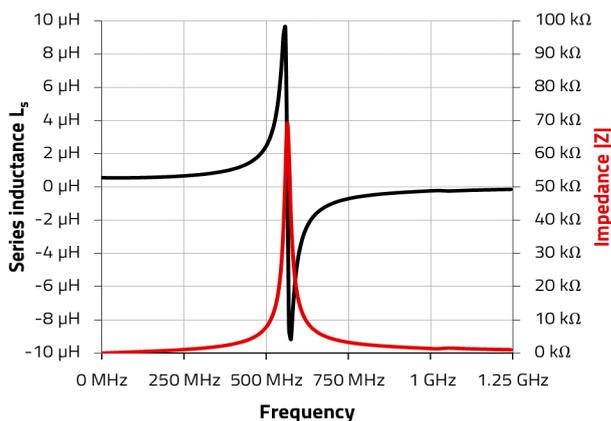


图2: WE-RFH 1008 0.56 nH (744758256A) 感值(L, 黑色) 和阻抗(|Z|, 红色)的曲线

如图3所示，任何电感器的导线或内部电极之间都存在分布电容，等效电路如图4所示。

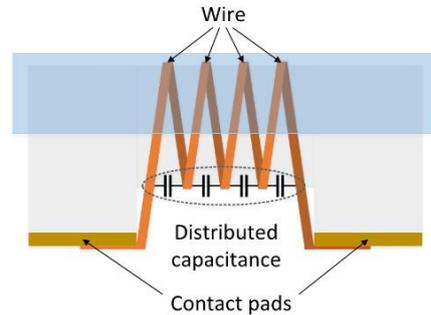


图3: 射频电感器示意图, 平行导线类似于电容器的电极, 导线间产生分布电容。

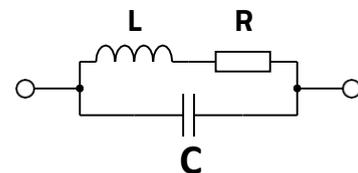


图4: 射频电感器的等效电路图: L代表电感, R代表导线损耗, C代表导线间的分布电容

电感（L），分布电容（Cp）和SRF之间的关系如公式2所示

$$SRF = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_p}} \quad (2)$$

SRF: 自谐振频率[Hz]

L: 感值[H]

Cp: 分布电容 [F]

因此，SRF是寄生电容与电感谐振的频率点，或者换句话说，是电容抵消电感的频率点（即两个电抗相等  $X_L = X_C$ ）。从公式2中还可以看出，增加电感或寄生电容会降低SRF，反之亦然，这就是感值越大，SRF越低的原因。

在使用电感器的扼流圈应用中，最佳的信号阻隔频段是在SRF附近，此时阻抗非常高，因此衰减达到最大。对于滤波或阻抗匹配应用，更重要的是在相关频率范围内保持恒定的感值，这意味着电感器的SRF应远远高于电路的工作频率。经验是：

$$SRF - Inductance > 8 \dots 10 \cdot f_{\text{circuit}}$$

一般来说，感值越高，SRF越低，这是由于电感的绕组间电容增大。影响SRF的其他因素，包括电路中的杂散电容、电感器连接的元件以及所使用的PCB类型。 $\epsilon_r$ 和层压板厚度等PCB参数也会降低电感器的SRF。此外，焊盘、电路走线、接地层和VCC层也会对其产生影响。

一些商业设计程序提供可标定的电感器模型，可在电路仿真中实现PCB材料特性。结合我们为每个WE-RF电感器提供的S参数，可以对设计进行非常精确地模拟和计算。电感器的S参数考虑到了所有寄生现象，准确描述了元件随频率变化而变化的特性。此外，伍尔特电子还为大多数电感器系列提供了Modelithics模型。

Modelithics考虑了电感器在不同基板类型和厚度上的S参数，创建全局模型，来缩放基底敏感的寄生效应，从而实现非常精确的仿真。这个方法并非总是可行，建议将电感器焊接到尽可能接近最终产品的设计中，并使用网络分析仪测量电路的性能。

## 2.3 品质因数Q

品质因数Q是一个重要的特性参数，是每个射频工程师首先要考虑的参数之一。根据制造商的不同，Q值为给定某个频率点的最小值或典型值。伍尔特电子给出Q值的最小值，以确保为客户提供可靠的最低水平。

通常来说，Q值是电抗 $X_L$ 与损耗 $R_S$ 的比率，是电感器理想程度的指标（公式3）。对于空气芯或陶瓷芯的电感器，电阻 $R_S$ 损耗主要由电感器中导线的电阻率造成的。Q值越高，意味着元件的损耗越小。

$$Q = \frac{X_L}{R_S} = \frac{\omega \cdot L}{R_S} \quad (3)$$

Q: 品质因数

$X_L$ : 电抗 [ $\Omega$ ]

$R_S$ : 电阻 [ $\Omega$ ]

L: 感值 [H]

$\omega$ : 角频率  $2\pi f$ , f [MHz]

铁氧体磁芯的射频电感器在较宽的频率范围内并不能保持感值的恒定，因此不能简单地通过公式3计算Q值。为了正确测量Q值，必须考虑铁氧体材料随频率变化的实部损耗和虚部损耗，以及电感器复合材料的各种电感和电容效应。图6显示了陶瓷贴片电感Q值的典型曲线。图5和表1显示了规格书中给出的相应感值曲线和电气数据，图7为元件实物图。

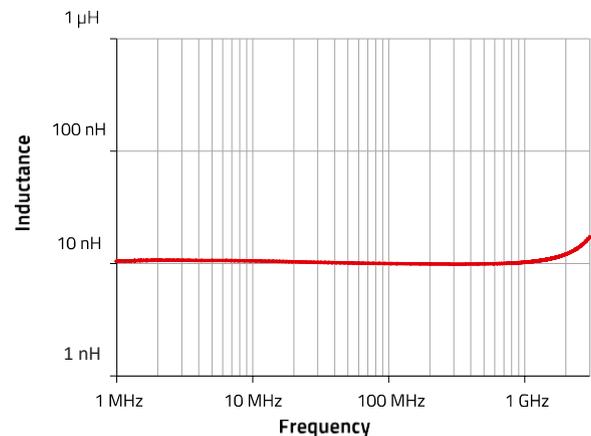


图5: 感值曲线

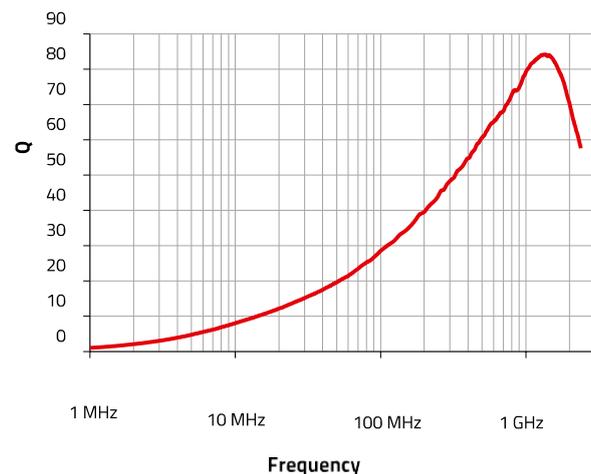


图6: Q值曲线

| Properties              | Test-conditions |                  | Value | Unit | Tol. |
|-------------------------|-----------------|------------------|-------|------|------|
| Inductance              | 250 MHz         | L                | 10    | nH   | 5%   |
| Q-Factor                | 500 MHz         | Q                | 60    |      | min. |
| DC-Resistance           | @ 20 °C         | R <sub>DC</sub>  | 0.08  | Ω    | max. |
| Rated Current           | ΔT = 15 K       | I <sub>R</sub>   | 600   | mA   | max. |
| Self Resonant Frequency |                 | f <sub>res</sub> | 4800  | MHz  | min. |

表1: WE-KI SMT (744760110A)的电气参数

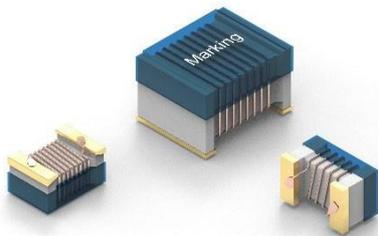


图7: 带陶瓷磁芯的高Q值贴片电感器  
WE-KI 贴片绕线陶瓷射频电感器系列

在需要电感器来阻断射频信号频谱的宽频带应用中，可能需要使用铁氧体磁芯的射频电感器，就要考虑铁氧体磁导率的电阻部分。通过使用有损耗铁氧体磁芯的电感器，可以在所需频段提供所需的阻抗，从而衰减噪声，但是这种解决方案的缺点是射频电感器会增加电路的总损耗。表2显示了WE-RFH铁氧体贴片式电感器的电气参数。图8显示了Q值、电感直流电阻和电抗 (XL) 之间的相关性。

| Properties              | Test-conditions |                  | Value | Unit | Tol. |
|-------------------------|-----------------|------------------|-------|------|------|
| Inductance              | 25 MHz          | L                | 0.56  | μH   | 5%   |
| Q-Factor                | 100 MHz         | Q                | 45    |      | min. |
| DC-Resistance           | @ 20 °C         | R <sub>DC</sub>  | 1.33  | Ω    | max. |
| Rated Current           | ΔT = 15 K       | I <sub>R</sub>   | 450   | mA   | max. |
| Self Resonant Frequency |                 | f <sub>res</sub> | 415   | MHz  | min. |

表2: WE-RFH SMT (744758256A)的电气参数

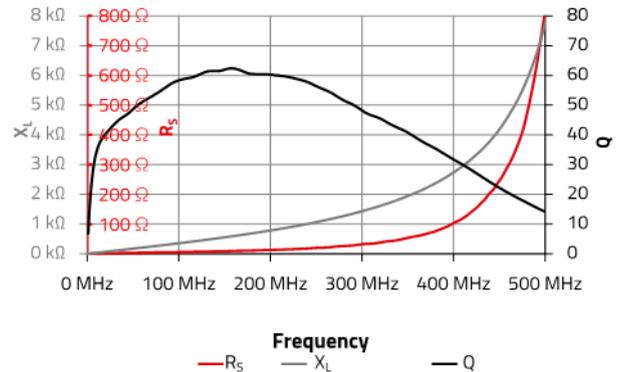


图8: 电感器WE-RFH 1008 (744758256A)的Q值(黑色)、电感电抗 (XL, 灰色) 和直流电阻 (RS, 红色)

如前所述，导线的直流电阻是一个影响电感损耗的参数，因此也影响Q值。直流电阻是最明显的影响因素，但还存在更多因素会影响电感器的Q值：

**集肤效应:** 集肤效应会影响电感器的Q值，因为随着频率的增加，集肤效应会提高导线的有效电阻。集肤效应是由于电流流经导体的表面而非中间区域，这就减少了电流可以流过的导体横截面积，从而增加了导体的电阻。

**磁芯损耗:** 如果电感器使用铁氧体磁芯，铁氧体材料会因各种因素而产生损耗，每个因素都会影响电感器的Q值：

- **磁滞损耗:** 磁滞效应会导致铁氧体材料能量消耗而产生损耗。铁氧体材料存在磁滞损耗，因此通过选择铁氧体磁芯材料，并确保感应磁场在指定磁芯材料的电气参数范围内，可最大限度降低磁滞损耗对电感器Q值的影响。
- **涡流损耗:** 电感器磁芯内会感应出涡流，虽然铁氧体磁芯的电阻较高，但也会产生损耗，因此Q值会降低。在磁芯表面，涡流与线圈电流同相流动，而磁芯内部的感应电流则是由于电感异相产生的。

**辐射能量:** 当交流电通过电感器时，电流产生的部分磁场将被辐射出去。虽然根据电感器的形状和铁氧体磁芯的结构，辐射磁场可能影响天线的电阻，这种效应会增加线圈的损耗。与天线的电阻类似，电感器中的辐射效应也由辐射电阻表示。因此，这种效应是电感器电阻的一个组成部分，会降低电感器的Q值。

总之，这意味着用户应从规格书中选择应用所需的参数，尤其是Q值，因为Q值与电感器的许多其他参数相关。伍尔特电子的在线工具REDEXPERT是一款非常有用的工具，可为工程师提供这方面的支持（图9）。

## 2.4 直流电阻

RDC（或DCR）是电感器的电阻，尤其指导体的电阻。它描述了电感器功率损耗的一个来源。虽然在较高频率下，由于集肤效应和邻近效应等交流损耗现象，损耗较大，但RDC仍是评估射频电感器损耗的参数。显然，RDC取决于导线的长度和直径。较粗的导线意味着较低RDC，但通常意味着元件尺寸的增加。作为总损耗（RS）的一部分，Q值和RDC成反比（公式3），RDC越小，Q值越大。规格书中将RDC定义为以 $\Omega$ 或 $m\Omega$ 为单位的最大值。

## 2.5 额定电流 $I_R$

额定电流 $I_R$ 是指引起规定温升（ $\Delta T$ ）（图10）的最大直流电流（A或mA）。在我们的例子中 $\Delta T=15K$ 、 $\Delta T=20K$ 、 $\Delta T=40K$ 。温升加上环境温度不得超过最高工作温度。在标准射频应用中，电流通常很小，因此该参数起次要作用。

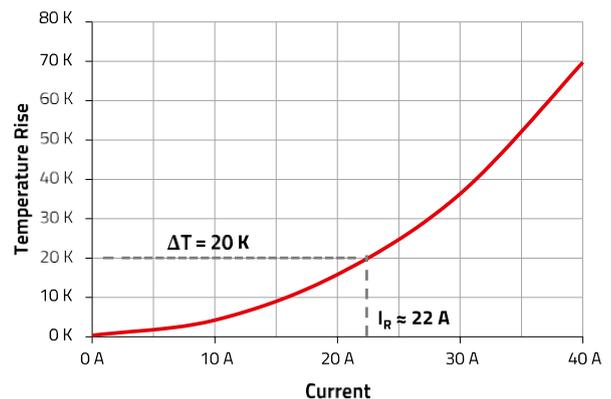


图10: WE-AC HC (7449152090) 额定电流曲线

然而，在需要更大电流的应用中，伍尔特电子为大多数电感器系列提供了大电流系列（WE-KI HC、WE-AC HC和WE-RFH）。

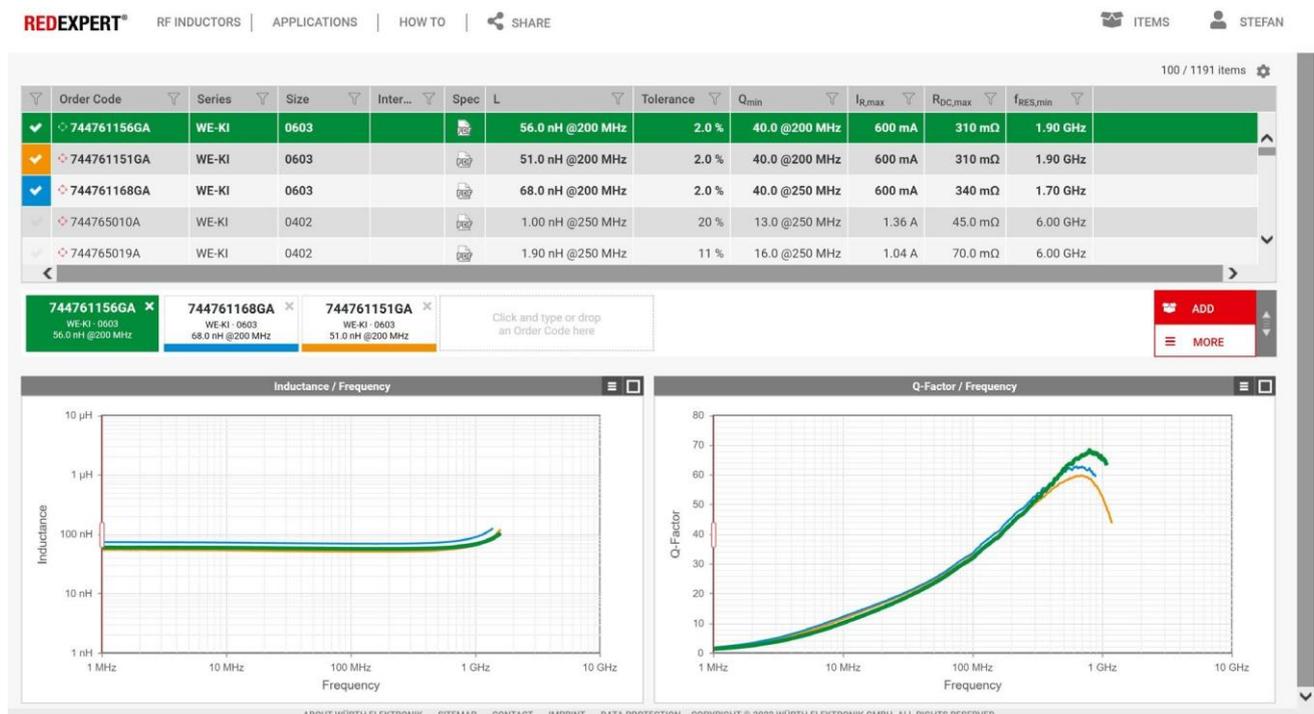


图9: 在REDEXPERT中进行WE-KI系列的不同电感器电气参数的比较

## 2.6 尺寸

最后，射频电感的尺寸也很重要。目前的市场要求电路尺寸越来越小，工程师们也不可避免地关注到射频电感的尺寸。伍尔特电子提供从0201到1208（英寸）的射频电感器（表3）。

因为空芯电感的感值（即匝数）较小，所以它的尺寸以毫米为单位。从这一点可以很明显的看出，所有参数都是相互关联的。例如，0402尺寸的电感器不可能有0805尺寸电感器那么多的匝数，也就是说，最大电感值会更低。此外，更小的尺寸意味着更细的导线，这会导致更大的RDC和更低的Q值。因此，工程师必须考虑尺寸、性能和结构之间的权衡，以便为选择合适的射频电感器。

## 03. 技术和应用

### 3.1 制造方法

由于射频电感器需要在一定的频率范围内稳定工作，因此在制作时需要用到一些传统电感器中未使用的专用材料和制造技术。

#### 绕线陶瓷电感器

这些电感器的结构是在非磁性陶瓷芯上缠绕铜线，并且在顶部添加了环氧树脂，以便于拾取和放置。

绕线电感器使用较粗的导线，因此这种电感器的损耗非常低，从而可以实现较低的RDC、较高的Q值和较大的额定电流。绕线陶瓷电感器以合理的价格提供了非常好的电气参数。因此，这种技术在大多数射频应用中得到了广泛应用。

伍尔特电子提供了采用此类技术的两个系列产品：WE-KI和WE-KI HC。这两个系列的区别在于，WE-KI HC使用了更粗的导线，因此可以承受更大的电流，Q值也比WE-KI略高一些。

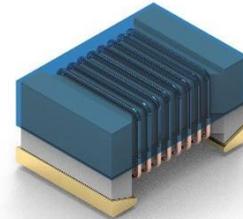


图 11: 绕线电感器

#### 绕线铁氧体电感器

绕线铁氧体电感器的结构与前面所述的绕线陶瓷电感器相同，但采用了铁氧体磁芯。由于铁氧体具有高磁导率，所以绕线铁氧体电感器比绕线陶瓷电感器能提供更高的感值。

由于导线较粗，绕线铁氧体电感器还具有较高的Q值。不过，在高频时铁氧体的磁芯损耗会增加。因此，SRF在500MHz范围内，这意味着这类电感器不能用于非常高频的应用。它们通常用于噪声滤波器，如DC-DC转换器中的噪声滤波器。

伍尔特电子提供两个系列的绕线铁氧体电感器：WE-RFI和WE-RFH。两者的区别还是在于导线的粗细。WE-RFH的导线更粗，因此额定电流比WE-RFI更高。

#### 空芯电感器

空芯电感器是一个没有任何磁芯的铜线圈，唯一的损耗来自导线。此外，为了保持结构的坚固性，导线必须非常粗，这样才能获得极佳的电气参数。

| Zoll (metrisch) |  |  |  |  |  |  |
|-----------------|---|---|---|--|---|---|
|                 | WE -KI  | WE -KI HC   | WE -RFI   | WE -RFH  | WE -MK  | WE -TCI   |
| 0201 (0603)     |   |   |   |  | 1 nH - 33 nH  | 1 nH - 10 nH  |
| 0402 (1005)     | 1 nH - 120 nH   | 1 nH - 51nH   |   |  | 1 nH - 270 nH   | 1 nH - 27 nH  |
| 0603 (1608)     | 1.6 nH - 1 µH   | 1.8 nH - 390 nH   |   |  | 1 nH - 470 nH   |   |
| 0805 (2012)     | 2.2 nH - 1,8 µH   |   | 0.47 µH - 10 µH   |  | 1.5 nH - 470 nH   |   |
| 1008 (2520)     | 3.3 nH - 1 µH   |   | 1.2 µH - 47 µH  | 0.47 µH - 10 µH  |   |   |

表3: 不同尺寸和感值范围的WE射频电感器系列

这种结构可确保最高的额定电流、最高的Q值和最低的RDC。不过，空芯电感的绕组数非常有限，因此电感值范围也很窄。空芯电感器主要用于高频应用，如低感值就能满足的谐振电路。

伍尔特电子有两个空芯电感器系列：WE-CAIR和WE-AC HC。WE-CAIR的结构是一个顶部带环氧树脂的圆形线圈，便于拾取和放置。WE-AC HC是空芯电感器的 高电流版本。得益于它的尺寸以及采用了扁平线，它们的额定电流很高（典型值高达40A）。

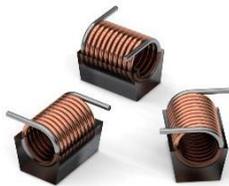


图12: 空芯电感器

#### 叠层陶瓷电感器

这些电感器是由带有印刷电极的陶瓷片层叠而成，电极之间通过过孔连接成线圈。伍尔特电子的叠层陶瓷电感器系列为WE-MK。

就价格而言，这是成本最低的技术。它能提供不同尺寸和宽感值范围电感。此外，由于极间的电容效应较小，它的SRF非常高。然而，由于电极尺寸较薄，叠层陶瓷电感器具有较高的RDC、较低的额定电流和较低的Q值。

基于良好的整体平衡性，叠层陶瓷电感适用于多种不同的射频应用，如射频匹配、高频噪声抑制和移动通信系统等。

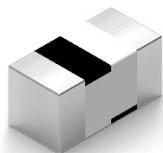


图13: 叠层陶瓷电感器

#### 薄膜电感器

薄膜电感器是通过光刻工艺将线圈印制在一层薄陶瓷上，然后，线圈被覆盖，形成最薄、精度最高的电感器。

薄膜电感器具有较高的SRF和令人满意的Q值。不过，它的匝数非常有限，因此薄膜电感的最大感值也不如其他电感器高。

薄膜电感的典型应用是射频匹配电路或其他射频应用——需要尺寸小、公差小的电感器应用。



图14: 薄膜电感器

总之，每种制造工艺都有其优点，因此也有其最适合的应用领域。下面我们将举例说明伍尔特电子射频电感器系列的具体应用。

## 04. 应用

射频电感器可用于许多不同的应用，但正如前几章所述，为了实现应用的正常功能，必须考虑以下几点：

- 1) 对于谐振电路、滤波器、阻抗匹配电路等，必须严格控制电感公差。
- 2) 较大的电流需要较粗的导线，以保持较小的损耗和温升。较大的导线可降低RDC并提高Q值，但电感器的尺寸会随之增大，SRF也可能会降低。与同尺寸同感值的叠层陶瓷电感器相比，绕线电感器的额定电流更高，RDC更低。
- 3) 使用导线匝数较少的铁氧体电感器可以实现更高的额定电流和更低的RDC。不过，这些电感器可能会出现较大的公差、较低的Q值、感值随温度变化较大以及饱和电流额定值降低等问题。

#### 4.1 考毕兹振荡器

乍一看，振荡器可能是不起眼的电路，它们通常作为成品元件购买。然而，它们的重要性并不亚于其他信号处理模块，因为没有比特时钟就没有数据传输，没有时钟信号就没有处理器运行，没有载波信号就没有无线电。当信号尽可能快地数字化，然后在信号处理器中进行处理时，用于采样的振荡器信号的质量起着至关重要的作用，类似于低噪声前置放大器的作用。当前频率的每一个误差都会在数字或模拟转换过程中转换成信号误差。因此，生成频率的准确性和稳定性是设计的核心。

当电路中产生的损耗被放大器平衡，使环路增益为1时，谐振电路就成为振荡器。谐振频率出的总相位旋转必须为 $0^\circ$ 或 $360^\circ$ 。振荡电路的一部分电压必须同相反馈到放大器中。

如果并联谐振电路中的电容由两个串联的电容器组成，这两个电容器之间的点接地，那么这两个电容器上的电压相位是相反的。下图15显示了谐振电路上的信号情况。图16显示了电容器上的电压和相位。

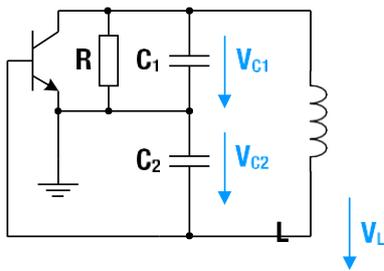


图15: 谐振电路中信号情况

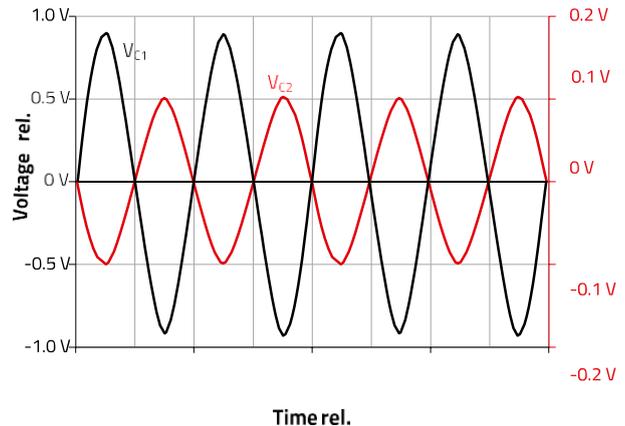


图16: 分离式并联谐振电路中电容器的电压和相位

根据其开发者埃德温·亨利·考毕兹（Edwin Henry Colpitts）的说法，带有电容分压器和3个电容连接的振荡器被称为电容三点式振荡器或考毕兹振荡器。实际上，因为振荡频率通常很高，考毕兹振荡器是用双极晶体管或场效应管作为放大器实现的。这些分立电路必须包含用于设置工作点的附加元件，这对分立放大器来说是必要的。谐振时，因为抽头始终接地，所以电感或电容元件两端的电压相位相反。这补偿了晶体管的 $180^\circ$ 相移。相位条件忽略了双极晶体管(BJT) 元件本身的内部电容，因此并联谐振电路（Tank Circuit）的谐振频率处就会发生振荡。共振条件可用以下公式计算：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (4)$$

$\omega_0$ : 角频率  $2\pi f$  [MHz]

L: 感值 [H]

$C_1, C_2$ : 容值 [F]

$C_1/C_2$ 的比率决定了反馈系数，必须通过晶体管的增益进行补偿，实际关系为 $C_1/C_2 = 1:10$ 。对于更高频率 ( $>1/4 f_t$ )，必须使用晶体管的精确参数来确定谐振频率和反馈系数。 $f_t$ 是规格书中给出的晶体管传输频率。

电路的分析相当复杂，因此需要使用仿真程序进行仿真。仿真也并非易事，尤其是振荡电路质量较高的情况下，仿真电路必须包含元件的真实有损参数。

**原理图和设计建议:**

考毕兹振荡器的放大器可通过共发射极、共基极或共集电极电路运行。下图使用共基极代替共发射极电路。因为在共基极电路中，考毕兹振荡器可以将电路的输入和输出去耦。例如，如果振荡器位于关键电路（如接收器的调谐电路）中，振荡器的频率就不会反向耦合到天线电路中并从那里辐射出去。图17显示了共基极电路中振荡器的示例。

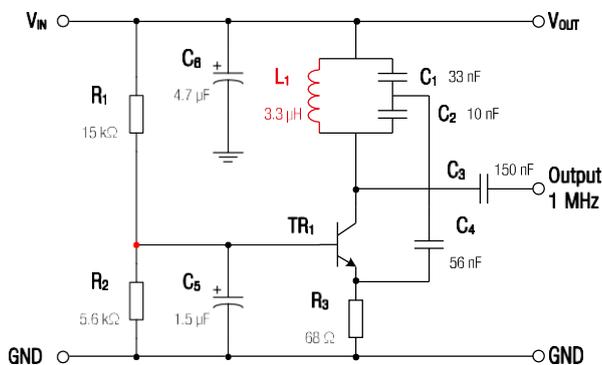


图17: 共基极电路 1MHz 考毕兹振荡器的原理图

高频反馈信号通过电容 $C_4$ 传导到地。相位旋转不是必需的，因为基本电路无需相位旋转即可放大。发射极的反馈信号通过谐振电路电容器 $C_1$ 和 $C_2$ 与工作电压分离。晶体管的工作点由基极串联电阻或基极分压器和发射极电阻决定。

**合适的射频电感器**

表4列出了与振荡器频率有关的首选元件类型。不过，电路中的其他元件也需要进行相应的选择。

| Frequency range  | Capacitors $C_1 - C_4$ | Capacitors $C_5, C_6$ | Inductor $L_1$    |
|------------------|------------------------|-----------------------|-------------------|
| < 1 MHz          | X7R/NP0                | X7R/X5R               | WE-RFI 铁氧体 SMT 电感 |
| 1 ... 10 MHz     | X7R/NP0                | X7R/X5R               | WE-RFI 铁氧体 SMT 电感 |
| 10 ... 100 MHz   | NP0                    | X7R/X5R               | WE-KI SMT 绕线陶瓷电感  |
| 100 ... 1000 MHz | NP0                    | X7R/X5R               | WE-KI SMT 绕线陶瓷电感  |

表4: 取决于振荡器频率的元件系列

适用于高达 100 MHz 谐振电路的电容器:

[WCAP-CSGP MLCCs](#) (general purpose)

适用于 100 MHz 以上谐振电路的电容器:

[WCAP-CSRFMLCCs](#) (HF purpose)

**4.2 偏置网络**

偏置电路是射频电路设计中最关键但又经常被忽视的环节之一。偏置网络决定了工作点，即晶体管随温度变化的增益以及射频控制。直流偏置以及晶体管的工作点的确定与射频设计无关。在选择偏置网络时，效率、稳定性、噪声和散热才是最重要的。

偏置电路为晶体管的基极或栅极提供直流电压，从而确定工作点。同时，偏置电路不得影响有用信号，因为在大多数情况下，有用信号也位于晶体管的基极处。在射频应用中，电路还必须适应系统阻抗。

**原理图和设计建议**

为了获得良好的增益，需要用集电极电流对晶体管进行偏置，以达到足够增益的最大传输频率 $f_t$ 。制造商通常会在双极晶体管的规格书中提供显示集电极电流 $I_c$ 的传输频率 $f_t$ 的曲线。另一方面，需要使用低电流 $I_c$ 以获得最佳的噪声性能。

为了精准确定偏置电压和集电极电流（即工作点），必须考虑晶体管输入端的预期最大信号电平。工作点必须处于足够高的电流（和电压），以防止输入信号因集电极电流波动而偏离“线性”工作范围，进入 $U_{BE}/I_C$ 特性的较低曲线范围。此外，晶体管必须耐受足够高的工作电流，以防止输入信号驱动晶体管进入饱和区。这两种偏移的工作状态都会导致信号失真。

BJT（双极晶体管）因其低成本的优势而经常被用作低噪声放大器。只需最少的外部匹配网络，BJT就可以被用于构建具有高射频功率的低噪声放大器级，其效果通常优于单片微波电路(MMIC)。

对于射频BJT而言，重要的是晶体管之间 $h_{FE}$ （晶体管增益）的变化通常不会表现为射频功率的差异。只要晶体管具有相同的 $U_{CE}$ ，且集电极电流 $I_C$ 由于偏置电压 $U_{BE}$ 而相等，那么两个 $h_{FE}$ 相差很大的BJT在电路中仍然可以具有相似的射频功率。这就是偏置网络的主要目的，即保持 $U_{BE}$ 和 $I_C$ 恒定。

图18显示了发射极电路中放大器的原理图。用电压负反馈( $R_1$ )和通过电感器 $L_1$ 和 $L_2$ 去耦的偏置网络运行。此外，为了稳定晶体管，可以使用一个从发射极到地的电阻器( $R_4$ )进行电流反馈。该电阻可与一个电容器( $C_4$ )并联，以保持交流电压增益。电容器在信号频率范围内必须具有低阻抗。

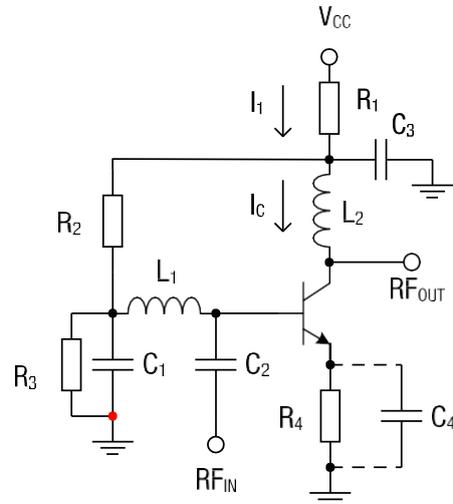


图 18: 带电流和电压反馈以及去耦偏置网络的高频晶体管放大器

### 合适的射频电感器

合适的工作频率和所需的噪声系数（去耦），必须使用适当类型的电容器和电感器。表5列出了与工作频率有关的首选元件类型。

| Frequency range  | $C_1, C_3, C_4$ | $C_2$ | Inductors L1, L2  |
|------------------|-----------------|-------|---|
| 10 ... 100 MHz   | X7R, NPO        | NPO   | WE-KI<br>SMT 绕线陶瓷电感;<br>WE-MK<br>SMT 叠层电感;<br>WE-RFI<br>铁氧体 SMT 电感;<br>WE-RFH 大电流<br>铁氧体 SMT 电感 |
| 100 ... 1000 MHz | X7R, NPO        | NPO   | WE-KI<br>SMT 绕线陶瓷电感;<br>WE-TCI<br>SMT 薄膜电感;<br>WE-MK<br>SMT 叠层电感                                |

表5: 不同工作频率相关的元件类型

电感器的选择也至关重要，一方面，电感器必须提供足够大的阻抗对直流电路去耦，另一方面，它们在信号频率范围内不得出现任何谐振。

下列电感器（表6）适用于频率范围为400至500MHz的小信号放大器。

| Type             | Inductors L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub> |
|------------------|---|
| WE-KI SMT 绕线陶瓷电感 | 744761210GA                               |
| WE-MK SMT 叠层电感   | 7447840210                                |

表6: 频率范围400 ~ 500MHz推荐的射频电感器

电感值为 100nH 的陶瓷扼流圈 WE-KI 744761210GA在400MHz时的阻抗值为250Ω, 对于系统阻抗为50Ω的大多数应用是足够的。重要的是, 电感最大Q值范围不与信号频率范围重合, 以避免谐振现象。

图19中的曲线显示了电感Q值与频率的关系。此外, 还可以使用大电流陶瓷SMT电感器 WE-KI HC 744917210。

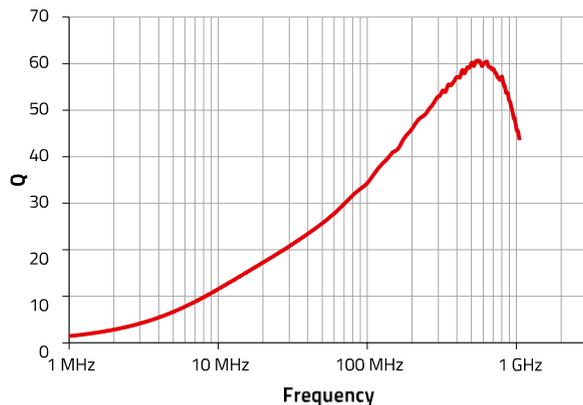


图19: 电感器WE-KI 744761210GA Q值-频率曲线

叠层陶瓷电感器是这种应用的首选, 如WE-MK 7447840210, 它具有质量较低、谐振趋势较小的优点。这种电感器的额定电流为150 mA。因此, 用于放大器集电极电路中的I<sub>c</sub>电流不应超过60mA-80mA。

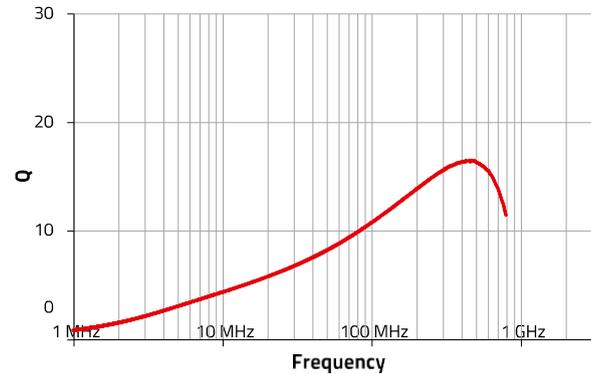


图20: 电感器WE-MK 7447840210 Q值-频率曲线

### 4.3 无源滤波器和匹配电路

无源滤波电路会影响输入信号的频率范围。电路之所以称为无源, 是因为缺少放大元件, 例如晶体管放大器。因此, 无源滤波器电路的输出幅度总是小于或等于输入幅度。无源滤波器至少有一个特征通带和阻带, 可以用通带或衰减来描述。截止频率是指输出信号幅度衰减3dB的临界频率。在EMC方面, 优选简单的组合低通滤波器是众所周知的。简单低通滤波器的组合可形成 RC、LC、T 型或  $\pi$ 型滤波器, 如下图21所示。滤波器可由RC或LC组合而成。

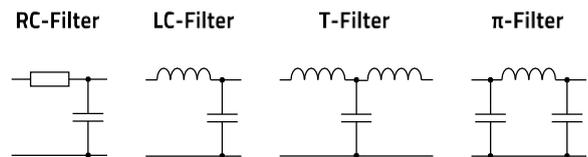


图21: EMC中使用的各种低通滤波器

在电磁兼容（EMC）应用领域, 只有几个滤波器参数是重要的。这些参数包括受干扰频率范围内的衰减, 以及必要时滤波器可驱动的最大电流。另一方面, 在射频信号范围内的滤波应用领域, 还有许多其他参数, 如边缘陡峭度、选择性（Q值）、相位延迟和群延迟等, 这些参数决定了滤波器的特性。

为了达到这些参数的要求, 必须选择合适的元件, 特别是电感器。下面讨论一些实际应用来讲述如何选择合适的电感器。

用LC元件无法实现一阶低通滤波器。L+C的组合是二阶低通滤波器。

带有RC元件的高阶低通滤波器通常作为有源滤波器使用。LC低通滤波器可以通过电感的特性满足滤波器的要求。但LC组合容易产生谐振，如果选择不当，可能会导致不必要的电路问题。

#### 4.4 Bias Tee (RF-DC-远程供电分流器)

远程供电滤波器的原理图如图22所示，它将直流电源与高频信号分离开。这些滤波器通常用于天线技术中，通过高频同轴电缆为前置放大器或射频混频器远程供电，而直流电源则包含在本地接收器中。

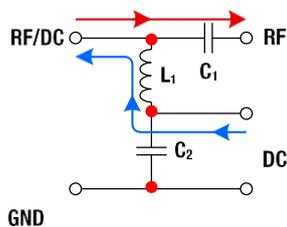


图 22: Bias Tee 网络原理图

在上面的电路中，电容器  $C_1$  阻挡直流电压流向接收器。 $L_1$  的高感抗阻挡了向下的高频信号，但不影响直流电流。输入或输出直流电压在  $C_2$  和  $L_1$  之间耦合，并通过  $C_2$  与地隔离，而剩余的高频信号对地短路。

上述电路用 LTspice 进行仿真。仿真电路原理图如图23所示。滤波器电路由  $L_1$ 、 $C_1$  和  $C_2$  组成。 $R_1$  和  $R_3$  是系统终端阻抗， $V_1$  是信号电平为 1V 的高频信号源。 $V_2$  是内阻为  $5\Omega$  的 12VDC 的电压源。 $L_1$  使用的 WE-KI SMT 绕线陶瓷电感器 744760212A。其电气参数如表7所示。

| Properties              | Test-conditions   |           | Value | Unit     | Tol. |
|-------------------------|-------------------|-----------|-------|----------|------|
| Inductance              | 150 MHz           | L         | 120   | nH       | 5%   |
| Q-Factor                | 250 MHz           | Q         | 50    |          | min. |
| DC-Resistance           | @ 20 °C           | $R_{DC}$  | 0.48  | $\Omega$ | max. |
| Rated Current           | $\Delta T = 15 K$ | $I_R$     | 500   | mA       | max. |
| Self-Resonant Frequency |                   | $f_{res}$ | 1100  | MHz      | min. |

表7: 绕线陶瓷电感器 WE-KI SMT (744760212A) 的电气参数

自谐振频率要高于最高信号频率。最大额定电流为 500mA，因此为了安全起见，避免电感器达到饱和或温度过高，在 HF\_DC 端口连接到滤波器的设备的电流不应超过 400mA。

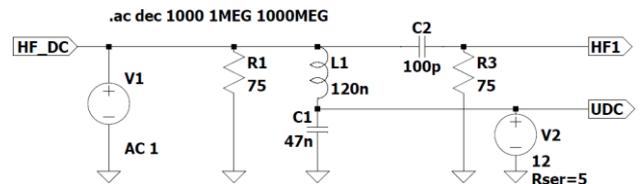


图 23: 图 22 所示滤波器的 LTspice 仿真电路图

端口 UDC ( $V(UDC)$ )、HF1 ( $V(HF1)$ ) 和 HF\_DC ( $V(HF\_DC)$ ) 的衰减与频率关系图如图 24 所示。

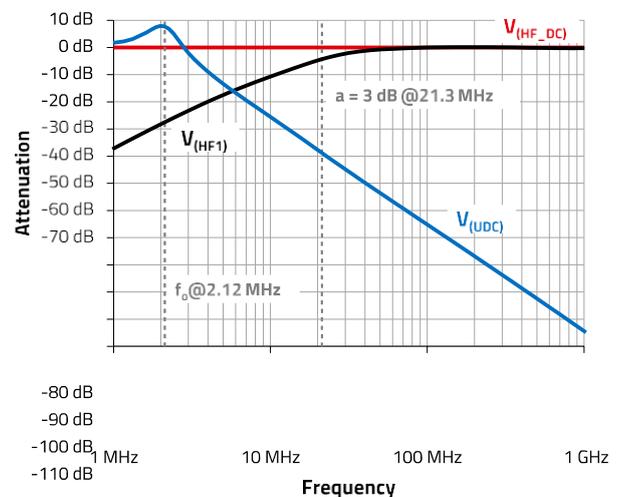


图 24: 端口 UDC ( $V(UDC)$ )、HF1 ( $V(HF1)$ ) 和 HF\_DC ( $V(HF\_DC)$ ) 的衰减与频率关系

承载直流和高频信号的HF\_DC 端口如红色曲线所示。高频信号在整个频率范围内呈线性。端口HF1的高频输出信号的3dB截止频率点为21.3 MHz，并保持线性状态直至1GHz频率，足以满足大多数宽带高频传输的需要。由V2供电的UDC端口在3MHz以上的范围内可以有效去耦。L1和C1的串联谐振造成图中高达9dB的谐振。C1和L1的谐振频率可以通过以下公式计算得出：

$$SRF = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (5)$$

若L1=120nH，C1=47nF时，谐振频率为2.12 MHz。如果信号路径中没有额外的噪声或信号会受到电路谐振的影响，则仍可以使用陶瓷电感。如果高频路径中的信号或干扰信号容易引起谐振，则必须用另一个最好是有损电感（如铁氧体电感）来替代陶瓷电感L1。

#### 4.5 谐振变压器或 Boucherot circuit

Boucherot circuit用于将恒定电压系转换为恒定电流。它的最简形式由一个无损耗的电压谐振电路、一个作为串联谐振电路的简单LC滤波器组成，该滤波器与电容器并联的负载电阻器谐振运行，图25为其电路图。与其他变压器一样，这种谐振变压器可以变换电压和电流，但没有电气隔离，而且只能在较窄的频带内工作。因此，只有在频率变化不大的情况下才能使用。例如，在电子控制荧光灯管、节能灯和用于TFT-LCD平板屏幕背光的冷阴极管中，都可以看到带有谐振变压器的电路。在高频技术、发射机和接收机中，不同功能模块之间、天线和不同的电缆阻抗之间的功率匹配都可通过谐振变压器来实现。

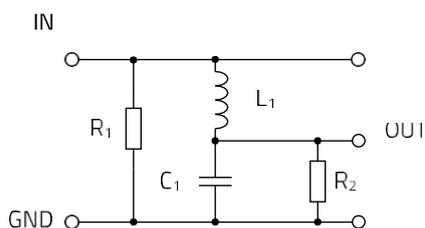


图25: 谐振变压器或the Boucherot circuit原理图

为了确定用于功率匹配的电感L1和电容器C1的值，两侧谐振变压器的阻抗必须分别对应两个电阻R1和R2的值。尺寸标注可以使用史密斯圆图以图形方式完成或者在复杂的交流电计算的数学框架内完成。文献中关于的L和C的两个公式如下。

$$C = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2}} \quad (6)$$

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{R_1 \cdot R_2 - R_1^2} \quad (7)$$

C: 容值 [F]  
L: 感值 [H]  
 $\omega$ : 角频率  $2\pi f$  [MHz]  
Rx: 电阻 [Ω]

下面的示例显示了使用LTspice仿真的单极天线与75Ω传输系统的适配情况。单极天线在 $\lambda/2$ 处的基点阻抗约为2500Ω，示例中的传输系统假定为75Ω。输入端的信号电平为1V，工作频率为100MHz。仿真结果如图26所示。

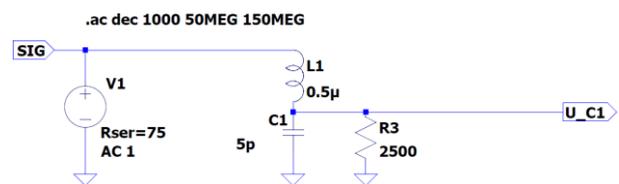


图26: 谐振变压器的LTspice仿真设置

根据上述公式，元件L1和C1的值为L1=0.68μH和C1=3.6pF。根据这一数值进行仿真，变压器的谐振频率约为79MHz。使用图26原理图中的数值进行仿真的结果如图27所示。

| 应用  | 频率范围 [MHz]   | C1                             | L1  |
|-----|--------------|--------------------------------|---|
| 小信号 | 10 ... 200   | WCAP-CSGP<br>MLCC              | WE-KI 陶瓷电感-SMT<br>WE-KI 大电流陶瓷电感-SMT<br>WE-RFH 铁氧体电感 SMT<br>WE-MK 叠层陶瓷电感-SMT   |
| 小信号 | 200 ... 1000 | WCAP-CSGP<br>MLCC WACP<br>CSRF | WE-KI 陶瓷电感-SMT<br>WE-KI 大电流陶瓷电感-SMT<br>WE-TCI SMD-薄膜电感<br>WE-MK 叠层陶瓷电感-SMT    |
| 小信号 | > 1000       | WCAP CSRF                      | WE-KI 陶瓷电感-SMT<br>WE-KI HC 大电流陶瓷电感-SMT<br>WE-TCI SMD-薄膜电感<br>WE-MK 叠层陶瓷电感-SMT |
| 高压  | 200 ... 1000 | WCAP CSMH<br>MLCC              | WE-KI 大电流陶瓷电感-SMT<br>WE-CAIR 空芯线圈<br>WE-AC HC 大电流空芯线圈                         |
| 高压  | > 1000       | WCAP CSMH<br>MLCC              | WE-KI HC 大电流陶瓷电感-SMT<br>WE-CAIR 空芯线圈  |

表 8: 谐振变压器的元件 (根据实际应用而定)

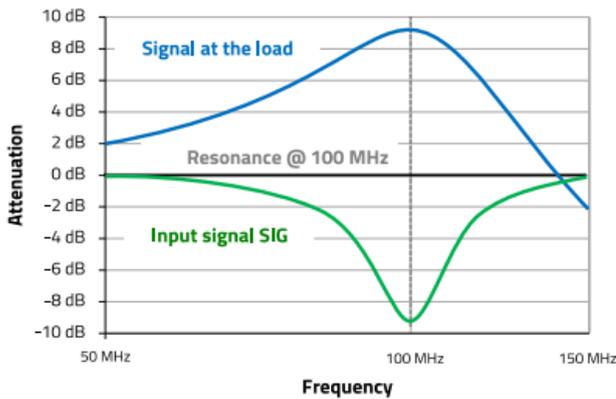


图 27: 根据图26原理图仿真的谐振变压器

谐振电路的电感L1=0.5uH，电容C1=5pF。谐振时，电容器C1负载R3处的电压增加至约9dB，约为2.8V。如图所示，电容器上的电压根据阻抗增加而增加，并且在电源处的电压已经很高（例如100V）的情况下，电容器C1的额定电压也必须很高（例如>300V）。此外，元件应具有高质量和低损耗，以实现高效率 and 低插入损耗。这意味着 L1的RDC必须低，而电容器的Q值必须高。表8概述了根据应用选择的元件。

#### 4.6 WiFi 天线端口的阻抗匹配

为了使高频信号源适应负载，可以使用如第4.5节所提到的Boucherot谐振变压器。源阻抗和负载阻抗相差越小，电路质量越低，谐振变压器的带宽越宽。在这种情况下，两个不同尺寸的LC低通滤波器可以连接在一起形成π型滤波器。即使对于更高质量的值，滤波器也可实现源和负载之间的阻抗匹配。以下示例中，该电路用于将WiFi收发器与混合天线匹配。图28显示了天线匹配电路原理图。

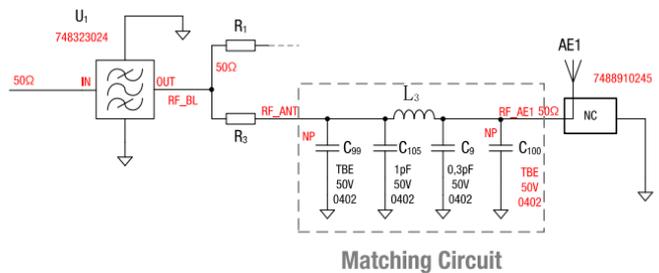


图28: 收发器天线匹配电路示意图

来自收发器的射频信号首先经过一个带通滤波器，然后通过另一个0Ω电阻将其进入到天线端口1或天线端口2。C<sub>105</sub>和C<sub>9</sub>与L<sub>3</sub>一起构成π型低通滤波器，用于匹配混合天线。C<sub>99</sub>和C<sub>100</sub>是另外可用的放置位置，可用于微调。

图29显示了相应的布局。

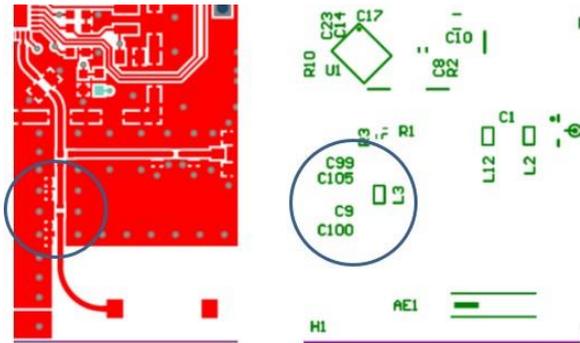


图29: 与图28原理图相对应的收发器天线匹配电路布局图

如果匹配成功，在工作频率下要实现最大功率传输，那么带宽外的衰减应尽可能高。本例中的匹配是通过网络分析仪进行的。匹配的测量参数是反射损耗S<sub>11</sub>。如果信号路径中发生反射，则来自发射器的部分信号会因为收发器和天线之间的阻抗不同而被反射。由于阻抗通常与频率有关，这意味着反射也与频率有关。阻抗差越小，反射就越小。在阻抗相同的情况下，不会产生反射。

反射损耗的单位是分贝（dB），是反射信号与输入信号之间的对数比值。反射损耗越大，元件的阻抗匹配就越好。WiFi收发器的工作频率为2.45GHz。图30显示了匹配元件值和相应的反射损耗S<sub>11</sub>图。

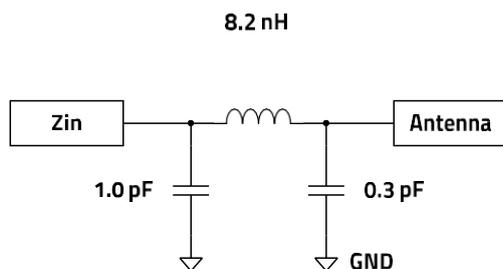


图30: 天线匹配电路



图31: 匹配元件值与相应的反射损耗S<sub>11</sub>图表

图31显示，在工作频率下，反射损耗约为29dB，这是一个很好的值，此时的驻波比约为1.06。

这一频率范围内的应用需要损耗极低的元件，尤其是在高频传输的工作模式下。传输路径中的每个分贝的衰减都意味着传输能量的损失，必须用更高的传输功率来补偿，这通常也意味着传输信号中谐波的比例更高。下表9列出了滤波器使用的元件。

| Indices | Value        | Size | Component                         |
|---------|--------------|------|-----------------------------------|
| C105    | 1 pF, 50 V   | 0402 | WCAP-CSRF MLCC 电容<br>885392005005 |
| C9      | 0.3 pF, 50 V | 0402 | WCAP-CSRF MLCC 电容<br>885392005001 |
| L3      | 8.2 nH       | 0402 | WE-KI SMD- 陶瓷 电感<br>744765082GA   |

表9: 根据图 30 中的示意图，滤波器使用的元件

#### 4.7 VCOs

压控振荡器（VCO）是一种电子振荡器，其频率可以通过外加电压（控制电压）的大小来改变。VCO的设计主要取决于工作频率和所需的调节范围。VCO必须具有较低的相位噪声，以满足灵敏度、相邻信道和阻塞的要求。在数字调制方案中，VCO的相位噪声会影响误码率（BER）要求。由于对电源噪声的敏感度增加，振荡频率随电源电压的变化可能会导致相位噪声降低。

以dBm为单位的VCO输出功率通常定义为50Ω负载。调谐斜率是频率与电压调谐特性的类比。随VCO频率范围的增加，很难实现输出功率的平缓增长。因此，在某些情况下，增加输出滤波器以抑制谐波可能会降低功率输出的平坦性。驱动电平应考虑谐波含量、振荡器稳定性和噪声之间的权衡。

### 原理图和设计建议:

振荡器的设计规范通常要求在特定频率范围内向特定负载提供一定的输出功率。在图32中的电路中，电源电压和偏置电流决定了晶体管的工作点。振荡器频率由谐振元件决定。选择晶体管时应考虑噪声、频率和功率要求。设计也可能需要考虑特定谐振元件的寄生效应。图32所示的VCO原理图使用了英飞凌低噪声射频晶体管BFP420。若要最大限度地降低相位噪声，就必须尽可能的提高振荡器中调谐电路的Q值。低电平槽的低Q值及其元件公差要求在不对振荡器进行单独重新调整的情况下对相位噪声进行精心设计。嘈杂的电源可能会产生额外的噪声，这种噪声可能会在载波频率偏移20Hz至1MHz的范围内出现。VCO的相位噪声性能可能会降低，具体取决于所使用的稳压器类型。为了提高VCO的相位噪声性能，建议采用低噪声DC-DC转换器设计、射频扼流圈和良好的旁路电容器（低ESR）。

在下图中，差分晶体管Q1和Q2对谐振电路产生正反馈，从而形成负电阻。负电阻抵消了谐振器的损耗，从而实现持续振荡。通过两个变容二极管D1和D2可以改变频率。通过L3和C5组成的滤波器，可以有效降低信号的噪声。电感器L3和电容器C5形成二阶低通滤波器，可防止偶次谐波的噪声注入到振荡器的反馈路径中。此外，在变容二极管非线性较低频率范围内，由于噪声控制电压V\_varicap导致的相位噪声恶化非常显著。

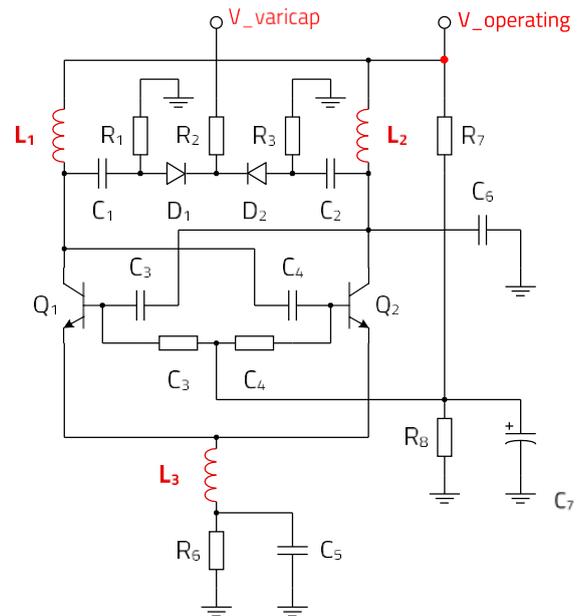


图32: 频率范围在500MHz至1GHz之间的压控振荡器(VCO)原理图

### 合适的射频电感器

WE-KI和WE-KIHC系列具有出色的Q值和严格的电感容差，因此是一个不错的选择。

## 05. 总结

在本应用指南中，我们介绍了射频电感的基本参数，并通过常见应用进一步深化这些参数的实际意义。指出了射频电感器和功率电感器之间的显著区别。对于功率电感器来说，具有高阻抗、高额定电流和高饱和磁通密度很重要。而对于射频电感来说，Q值和谐振频率是重要参数。因此，我们可以说高Q值是射频电感的基本特性。有人指出，射频电感器的所有参数都是相互关联的，因为工程师必须在尺寸、性能和射频特性之间作出权衡。根据不同应用和功能，来选取不同特性的射频电感器显得尤为重要。

伍尔特电子拥有广泛的射频电感器产品组合，包括上述所有的系列。此外，每个系列都有多种尺寸、不同电感值和公差可供选择，以便为您的应用找到最合适的射频电感器。另外，REDEXPERT工具还可支持为射频电感器选型。可以找到并比较伍尔特射频电感器的所有必要参数和曲线，从而快速、简单、高效地进行选型。

#### 重要提示:

本应用指南基于我们对这些领域典型要求积累的知识经验。仅作为一般性指导，不应被视为伍尔特电子集团对客户应用适用性的承诺。本文中的信息如有更改，恕不另行通知。未经书面许可，不得翻印或复制本文档及其部分内容，不得将其内容透露给第三方，未经授权不得使用。

伍尔特电子集团及其子公司和附属公司不对任何形式的应用支持承担责任。客户可以在其应用和设计中使用伍尔特电子的帮助和产品建议。伍尔特电子产品在特定客户设计中的适用性和使用责任始终完全由客户自己承担。基于这一事实，客户应在适当情况下，自行评估和研究，判断具有产品规格中描述的特定产品特性的设备是否适合于的客户应用。

技术规格见产品最新规格书。顾客应使用规格书，并注意确认规格书是否最新版本。最新版规格书可以从[www.we-online.com](http://www.we-online.com)下载。客户应严格遵守所有产品的说明、注意事项和警告。我们保留对产品和服务进行更正、修改、增强、改进和其他变更的权利。伍尔特电子不保证或代表任何基于与伍尔特电子产品或服务使用的任何组合、机器或过程有关的任何专利权、版权、屏蔽作品权或其他知识产权。

以及以明示或暗示的方式授予的许可。伍尔特电子发布的有关第三方产品或服务的信息并不代表伍尔特电子授予使用此类产品或服务的许可证、保修书或认可证。

伍尔特电子产品不可用于对安全有严格要求的应用，或合理预期产品故障会导致严重的人身伤害或死亡的用途。此外，伍尔特电子产品不应用于军事、航天、航空、核控制、潜艇、运输

(汽车控制，火车控制，船舶控制)、交通信号、防灾、医疗、公共信息网络等领域。客户应在设计阶段之前告知伍尔特电子有关此类用途的意图。在某些要求高安全性的客户应用中，电子元器件的故障或失效可能危及人类生命或健康

，客户必须确保他们在应用安全和法规方面具备所有必要的专业知识。客户承认并同意，无论伍尔特电子提供与应用程序相关的任何信息或支持，他们将对与其产品以及在对安全有严格要求的应用中使用伍尔特电子产品有关的所有法律、法规 and 安全性要求承担全部责任。客户应就在对安全有严格要求的应用中使用伍尔特电子产品造成的损害，对伍尔特电子进行赔偿。

#### 相关链接



应用指南

[www.we-online.com/appnotes](http://www.we-online.com/appnotes)



**REDEXPERT** 设计工具

[www.we-online.com/redexpert](http://www.we-online.com/redexpert)



工具箱

[www.we-online.com/toolbox](http://www.we-online.com/toolbox)



产品目录

[www.we-online.com/products](http://www.we-online.com/products)

#### 联系方式



[appnotes@we-online.com](mailto:appnotes@we-online.com)

Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co.

KG Max-Eyth-Str. 1 74638

Waldenburg Germany

[www.we-online.com](http://www.we-online.com)

伍尔特（天津）电子有限公司

苏州在线服务中心: +86-512-65128813

电话: +86 22 2385 8666

邮箱: [eiSos-china@we-online.com](mailto:eiSos-china@we-online.com)