

正交环耦合 YIG 电调滤波器设计分析*

沈觉连 张鹏翔 莫育俊

提 要

本文用等效电路分析了环耦合 YIG 电调滤波器,由于引入了合理的耦合环自感计算公式,从而得到了多级环耦合 YIG 滤波器的实用公式。根据此公式给出了二级滤波器设计例子。同时,分析了单级振子 YIG 滤波器中耦合环参数对通带响应的影响。

引 言

DeGrasse^[1] 最先提出用 YIG 铁磁共振原理设计微波滤波器的想法, Carter^[2] 作了等效线路的分析。但 Carter, Comstock^[3] 和 Walter Venater^[4] 对环耦合 YIG 滤波器的分析,由于没有引入耦合环自感计算公式,他们无法定出环自感,或者给出了与环导线半径无关的不合理设计公式。Tokheim^[5] 在用计算机对环耦合滤波器设计过程中,考虑了十四个联立方程,其中也只有耦合环对频率牵引涉及到环导线半径,而频率牵引在设计中只是小的修正项。另外, Carter^[6], Jerzy Mazur^[7] 等考虑耦合环自感存在对单级 YIG 环耦合滤波器通带的影响,指出环自感造成通带变窄,在设定几组耦合环自感值情况下,给出通带响应曲线,他们不能给出环半径、环导线半径对通带响应的定量关系。我们引进了合理的环自感计算公式,上述问题都得到了解决,从而得到了多级环耦合 YIG 滤波器实用的设计公式。应用它给出两级滤波器具体设计例子,同时,分析了单级滤波器 YIG 振子耦合环的参数对通带响应的影响。

设 计 理 论

电调 YIG 环耦合滤波器是铁磁共振原理的一个重要应用。以单环耦合带通滤波器为例来说明(见图 1): 两个互相垂直的金属环,中间放置一个 YIG 小球,在 z 方向上加恒磁场 H , 当输入微波磁场 h 的频率与 YIG 小球共振频率 $f_0 = \gamma H$ 不同时, YIG 小球不发生铁磁共振。又因两环正交,输入环磁通变化不能引起输出环磁通变化,这时微波功率不能传输。当输入微波场 h 的频率与 f_0 一致时, YIG 小球发生铁磁共振,产生了微波磁矩 $me^{i\omega t}$,

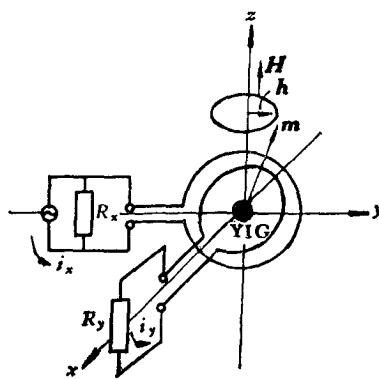


图 1 单环 YIG 滤波器示意图

* 1976年2月9日收到。

YIG 振子发射出微波场,使得输出环中感应微波电流,这时就有功率传输。这就是 YIG 电调滤波器的简单原理。

YIG 小球铁磁共振与 LC 回路共振很相似, YIG 振子的等效线路就是 LC 振荡回路,但必须附加一个非互易相移,如单级环耦合滤波器非互易相移是 90° , 这里暂不考虑它。对于多级 YIG 环耦合带通滤波器,等效线路如图 2 所示。

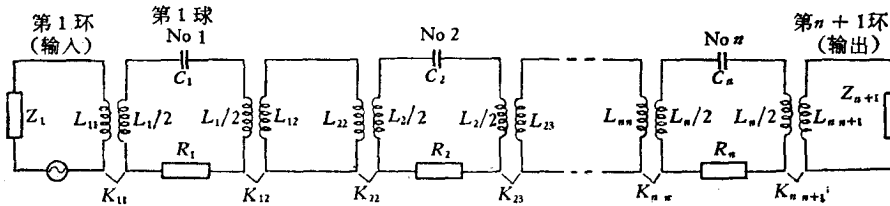


图 2 N级 YIG 通带滤波器等效线路
(有 N 个 YIG 小球, $N+1$ 个耦合环)

图 2 的等效线路,由克希霍夫电路定律可以简化为图 3。

在图 2 的等效线路中,第 i 个 YIG 小球与第 j 个耦合环的互感系数 K_{ij} ^[2,3]:

$$K_{ij} = \left(n_{ij} \frac{\mu_0 \omega_M v_{si}}{4 R_{ij}^2 \omega_0} \right)^{1/2}, \quad (1)$$

式中 n_{ij} ——与第 i 个 YIG 小球耦合的那部分 j 环的环数(半环 $n_{ij} = 0.5$, 整环 $n_{ij} = 1$, 双环 $n_{ij} = 2 \dots$); $\omega_M = \gamma \cdot 4\pi M_s = (2.8)4\pi M_s$ (γ 是旋磁比, $4\pi M_s$ 是第 i 个小球的饱和磁化强度); ω_0 ——YIG 小球的铁磁共振圆频率; v_{si} ——第 i 个 YIG 小球的体积; R_{ij} ——与第 i 个 YIG 小球耦合的那部分 j 环的平均半径; μ_0 ——真空磁导率。

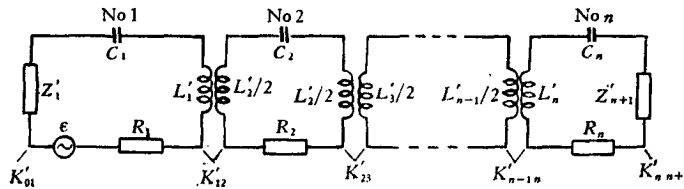


图 3 化为 YIG 小球回路的等效线路

公式(1)中所采用的单位制为合理的 MKS 制,但 $\gamma \cdot 4\pi M_s$ 采用高斯单位制(以下公式各量的单位全同)。

在图 3 的等效线路中级间球与球的互感耦合系数 K'_{ij} :

$$K'_{i,i+1} = K_{ij} K_{i+1,j} \left(\frac{L_i L_{i+1}}{L'_i L'_{i+1}} \right)^{1/2} \frac{1}{L_{ij} + L_{i+1,j}} \quad (i = 1, 2, \dots, n-1, j = i+1). \quad (2a)$$

而对两端:

$i = 1, j = 1$ 时,

$$K'_{i-1,i} = \omega K_{ij}^2 \left(\frac{L_i}{L'_i} \right) \operatorname{Re} \frac{1}{Z_j + j\omega L_{ij}}; \quad (2b)$$

$i = n, j = n+1$ 时,

$$K'_{i,i+1} = \omega K_{ij}^2 \left(\frac{L_i}{L'_i} \right) \operatorname{Re} \frac{1}{Z_j + j\omega L_{ij}}. \quad (2c)$$

(2) 式中 L_i 是等效线路图 2 中 YIG 小球的等效电感 L_{ij} , $L_{i+1,j}$ 等是耦合环的自感, 等效电感 L'_i , 对第 1 个球: $i = 1, j = 1$,

$$L'_i = L_i \left(1 + \operatorname{Im} \frac{\omega K_{ij}^2}{Z_j + j\omega L_{ij}} - \frac{K_{i,j+1}^2}{L_{i,j+1} + L_{i+1,j+1}} \right); \quad (3a)$$

第 n 个球: $i = n, j = n + 1$,

$$L'_i = L_i \left(1 + \operatorname{Im} \frac{\omega K_{ij}^2}{Z_j + j\omega L_{i+1,j}} - \frac{K_{i,j-1}^2}{L_{i-1,j-1} + L_{i,j-1}} \right); \quad (3b)$$

其他各球: $i = 2, \dots, n - 1, j = i + 1$,

$$L'_i = L_i \left(1 - \frac{K_{i,j-1}^2}{L_{i-1,j-1} + L_{i,j-1}} - \frac{K_{ij}^2}{L_{ij} + L_{i+1,j}} \right). \quad (3c)$$

对(2),(3)式中耦合环的自感,我们引入环天线自感公式来表示它^[8]:

$$L_{ij} = n_{ij} \mu_0 R_{ij} \left(\ln \frac{8R_{ij}}{r_0} - 2 \right), \quad (4)$$

其中脚标 i, j 用相应的球和环的顺序数字代入, r_0 表示该环导线的半径(以米为单位).

在计算小环天线自感过程中(参见图 4), 我们考虑的是近场辐射, 即 $\rho \leq 2R_i$ (环的平均半径), $R_i \ll \lambda$ (微波波长), 环天线的电流在 $R_i \ll \lambda$ 下可以略去相位差, 如 $R_i < 0.1\lambda$ 即可, 在这些条件下公式(4)可以用于微波波段. 正交环耦合滤波器是在 YIG 球小、耦合环小的情况下讨论的, 符合上述条件, 所以我们可以引进(4)式来表示环自感.

根据 YIG 环耦合滤波器的设计要求, 除环的平均半径待定外, (1)~(4)式中各参量(包括环导线半径)全部按要求给定. 而各级环的平均半径 R_{ij} 可以通过以下公式计算:

$$\text{级间:} \quad (\Delta f)_{3\text{db}} k_{i,i+1} = f_d K'_{i,i+1}; \quad (5a)$$

$$\text{输入:} \quad i = 1, \quad \frac{(\Delta f)_{3\text{db}}}{q_i} = f_d K'_{i-1,i}; \quad (5b)$$

$$\text{输出:} \quad i = n, \quad \frac{(\Delta f)_{3\text{db}}}{q_i} = f_d K'_{i,i+1}, \quad (5c)$$

上式中 $q_i, k_{i,i+1}$ 为归一化耦合系数, 对于通带响应为最大平坦、契比雪夫型的数值, 可以查表得到^[9], $f_d = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$ 是工作频段的几何平均值, f_1, f_2 是设计频率范围起始和终止频率, $(\Delta f)_{3\text{db}}$ 是设计要求的三分贝带宽.

此外还须指出, 如果考虑到等效线路中的非互易相移也并不影响以上的设计公式, 而只是在图 3 等效线路中的等效电源有位相改变, 即未加非互易相移时,

$$\varepsilon = - \frac{j\omega K_{11} \sqrt{L_1} E}{Z_1 + j\omega L_{11}}$$

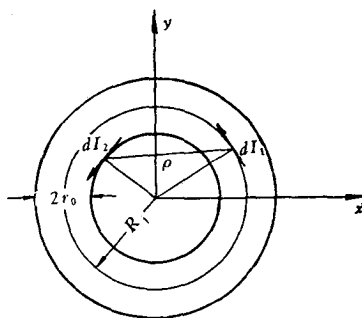


图 4 耦合环的坐标系统

加上非互易相移后

$$\varepsilon = -\frac{\omega K_{11} \sqrt{L_{11}}}{Z_1 + j\omega L_{11}} E.$$

单级滤波器的通带响应

通带响应在滤波器的设计分析中占有重要地位。对于小球参数和耦合环参数都给定的单级滤波器,可以用前一节的计算公式和 Jerzy Mazur^[7] 引入的损耗公式,就可得到滤波器的通带响应曲线。

当偏离小球铁磁共振频率 f_0 为 Δf 时,滤波器的损耗^[7]

$$A = 10 \lg \frac{(d_u + d_f - d_L \beta_0)^2 - d_f^2 - (\beta_0 + d_L d_u)^2 + 4(\beta_0 + d_L d_u)^2 \cdot (d_u + d_f - d_L \beta_0)^2}{4d_f^2(d_u^2 + \beta_0^2)}, \quad (6)$$

式中

$$d_L = \frac{2\pi f_0 L_{11}}{Z_1}, \quad d_f = \frac{\omega_0 L_f}{Z_1}, \quad d_u = \frac{1}{Q_u} = \frac{\Delta H}{H_0 - \frac{1}{3} M_0},$$

$$\beta_0 = \frac{2\Delta f}{f_0}, \quad L_f = K_{11}^2, \quad \Delta H \text{ 是 YIG 小球的共振线宽单位为 Oe.}$$

我们选取如下具体参数: 工作频率 $1-6 \times 10^9 \text{c/s}$, 小球 $4\pi M_s = 535 \text{Gs}$, 单环 $n_{11} = n_{12} = 1$, 小球半径 $R_s = 0.5 \text{mm}$, $\Delta H = 1 \text{Oe}$, 输入输出回路阻抗 $Z_1 = 50 \Omega$, 选定环半径 $R = 1.3 \text{mm}$, 而改变环导线半径 r_0 , 看它对器件通带响应的影响。从前节的公式,

$$\text{环自感: } L_{11} = L_{12} = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{r_0} - 2 \right),$$

$$\text{耦合环互感系数: } K_{11} = K_{12} = \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_f}{4R^2 \omega_0} \right)^{1/2}. \quad (7)$$

不同环导线半径 r_0 下得到的通带响应曲线如图 5。从图及计算得到的有关数据可以看出: 当 r_0 由大变小时, 耦合环自感 L_{11} 增大, 而最小插入损耗值增加, 插入损耗最小点的频率牵引减小, 三分贝带宽变窄。可见, 耦合环导线半径 r_0 对 YIG 滤波器有重要影响。在分析和设计时必须考虑它。在此, 还须指出, 随着 r_0 的变小, 插入损耗最小值在合理设计后, 基本不变。这点在下面的设计例子中可以看到。

我们以一具体例子说明如何利用前面的理论公式来设计器件, 以满足 $(\Delta f)_{3\text{db}}$ 等的要求。

对该滤波器的要求如下:

工作频率范围	$(f_1 - f_2)$:	$1-6 \times 10^9 \text{c/s}$;
三分贝带宽	$((\Delta f)_{3\text{db}})$:	$30 \times 10^6 \text{c/s}$;
通带响应:		最大平坦。

满足上述条件的单级滤波器的归一化耦合系数为 $q_1 = q_2 = 2^{1/10}$ 。由(5)式得 $K'_{01} = K'_{12} = 0.7072 \times 10^{-2}$ 。

$$\text{由(2)式} \quad K'_{01} = \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_f}{4R^2} \right) \left(\frac{L_{11}}{L'_1} \right) \cdot \frac{Z_1}{Z_1^2 + (\omega L_{11})^2}, \quad (8)$$

式中

$$L'_1 = L_1 \left[1 - \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_f}{4R^2} \right) \frac{2\omega L_{11}}{Z_1^2 + (\omega L_{11})^2} \right].$$

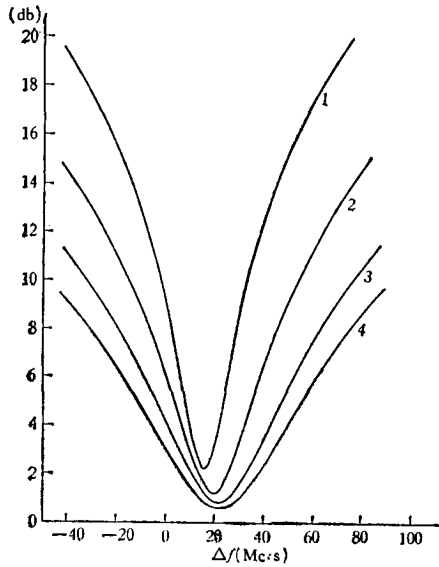


图5 环导线半径 r_0 对单级 YIG 滤波器通带响应的影响

(1—6Gc, $4\pi M_s = 535\text{Gs}$, $n = 1$, $\Delta H = 1\text{Oe}$, 小球 $R_s = 0.5\text{mm}$)

图中 1:	$r_0(\text{mm})$	$L(\text{nH})$
1:	0.01,	8.08;
2:	0.05,	5.45;
3:	0.13,	3.89;
4:	0.21,	3.11.

考虑到 YIG 限幅频率, 我们选取 In-BiCaVIG 小球 $4\pi M_s = 535\text{Gs}$, 小球半径 0.5 mm, $\Delta H = 1\text{Oe}$, 将这些值代入方程(8)解出半径 R . 选取其中三种 r_0 值而得三种 R 值, 并用式(6)得到它们的响应曲线, 如图(6).

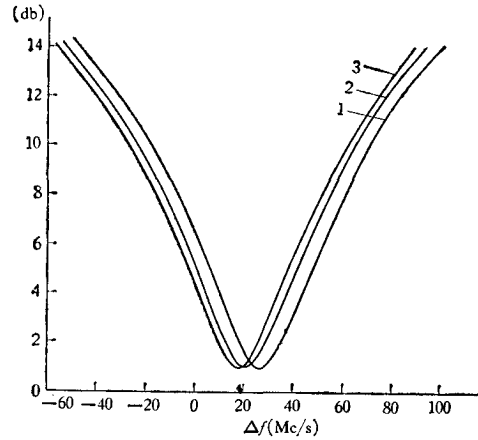


图6 满足设计要求的单级 YIG 滤波器响应曲线 (1—6Gc, $\Delta f_{3\text{dB}} = 30\text{Mc/s}$, $4\pi M_s = 535\text{Gs}$)

$n = 1$, $\Delta H = 1\text{Oe}$, 小球 $R_s = 0.5\text{mm}$
图中 1: $r_0 = 0.02\text{mm}$, $R = 1.11\text{mm}$, $L_{11} = 5.72\text{nH}$;
2: $r_0 = 0.10\text{mm}$, $R = 1.33\text{mm}$, $L_{11} = 4.45\text{nH}$;
3: $r_0 = 0.20\text{mm}$, $R = 1.46\text{mm}$, $L_{11} = 3.80\text{nH}$.

可以将它同图 5 结果进行比较: 由于进行了合理的设计, 当 r_0 变化时, 响应曲线形状和插入损耗最小值基本保持不变, 由于环自感不一, 所以频率牵引稍有变化。

两级 YIG 滤波器的设计

本节我们利用以前得到的理论公式举例说明两级 YIG 滤波器的设计。

例 1 要求: $f_1 - f_2$: $1 - 4 \times 10^9 \text{c/s}$; $(\Delta f)_{3\text{dB}}$: $30 \times 10^6 \text{c/s}$; 通带响应: 最大平坦; 归一化耦合系数: $q_1 = q_2 = 1.414$, $k_{12} = 0.707$.

由(5a), (5b), (5c)式可得

$$K'_{01} = K'_{23} = 1.061 \times 10^{-2}, \quad (9a)$$

$$K'_{12} = 2.122 \times 10^{-2}. \quad (9b)$$

选用 $4\pi M_s = 535\text{Gs}$ 的 In-BiCaVIG 小球, 球半径 0.4mm, 全部用整环 ($n = 1$). 由(2a), (2b), (2c) 式, 并注意到此时: $Z_1 = Z_3 = 50\Omega$, $K_{11} = K_{23}$, $K_{12} = K_{22}$, $L_1 = L_2$, $L_{11} = L_{23}$, $L_{12} = L_{22}$. 得到

$$K'_{01} = K'_{23} = \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_f}{4R_{11}^2} \right) \left(\frac{L_1}{L'_1} \right) \frac{Z_1}{Z_1^2 + (\omega L_{11})^2}, \quad (10a)$$

$$K_{12} = \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_s}{4R_{12}^2 \omega} \right) \left(\frac{L_1 L_2}{L_1' L_2'} \right)^{1/2} \frac{1}{L_{12} + L_{22}}, \quad (10b)$$

式中

$$L_1' = L_2' = L_1 \left[1 - \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_s}{4R_{11}^2} \right) \frac{\omega L_{11}}{Z_0^2 + (L_{11} \omega)^2} - \left(\frac{\mu_0 \omega_M v_s}{4R_{12}^2 \omega_0} \right) \frac{1}{2L_{12}} \right],$$

$$L_{11} = \mu_0 R_{11} \left(\ln \frac{8R_{11}}{r_0} - 2 \right),$$

$$L_{12} = \mu_0 R_{12} \left(\ln \frac{8R_{12}}{r_0} - 2 \right).$$

方程 (9a), (9b), (10a), (10b) 是一超越方程组, 利用计算机求解, 下面是对应不同 r_0 求解得到 R_{11} , R_{12} 的几组数据:

$r_0(\text{mm})$	$R_{11} = R_{23}(\text{mm})$	$R_{12} = R_{22}(\text{mm})$
0.02	0.857	0.857
0.04	0.909	0.910
0.06	0.943	0.947
0.08	0.969	0.977
0.10	0.990	1.003
0.12	1.008	1.026

例 2 要求: $f_1 - f_2: 4 - 8 \times 10^6 \text{c/s}$; $(\Delta f)_{3\text{db}}: 30 \times 10^6 \text{c/s}$; 通带响应: 最大平坦.

选用纯 YIG; $4\pi M_s = 1750 \text{Gs}$, 小球 $R_s = 0.3\text{mm}$, 半环 $n = 0.5$. 同例 1 同样计算得到结果如下:

$r_0(\text{mm})$	$R_{11} = R_{23}(\text{mm})$	$R_{12} = R_{22}(\text{mm})$
0.02	0.913	0.943
0.04	0.980	1.000
0.06	1.027	1.040
0.08	1.063	1.072
0.10	1.094	1.100
0.12	1.120	1.124

例 3 要求: $f_1 - f_2: 4 - 5 \times 10^6 \text{c/s}$; $(\Delta f)_{3\text{db}}: 100 \times 10^6 \text{c/s}$; 通带响应: 契比雪夫型.

这时 $q_1 = q_2 = 1.82$, $k_{12} = 0.717$.

选用同例 2 相同的小球, $4\pi M_s = 1750 \text{Gs}$, 小球 $R_s = 0.3\text{mm}$, 用整环 $n = 1$, 计算的结果如下:

$r_0(\text{mm})$	$R_{11} = R_{23}(\text{mm})$	$R_{12} = R_{22}(\text{mm})$
0.02	0.680	0.655
0.04	0.735	0.698
0.06	0.774	0.729
0.08	0.805	0.754
0.10	0.831	0.776
0.12	0.854	0.796

从这组数据看出,输入输出级的环半径比级间环的半径大,这与前面两个例子是不一样的。

关于多级滤波器的设计与两级滤波器类似,这里就不多述了。

最后,我们指出本文的公式中考虑了耦合环与 YIG 球耦合造成的频率牵引,但未考虑它们与腔壁相互作用造成的频率牵引。还有另一个近似是未考虑耦合环以外引线的电感。

参 考 文 献

- [1] R. W. DeGrasse, *J. Appl. Phys.*, **30S**, April (1959).
- [2] P. S. Carter, Stanford Res. Inst. Menlo Park, Calif Rept. 7, SRI Proj 2327, Contract DA 36-039 Sc 87298, October (1960).
- [3] R. L. Comstock, *IEEE Trans.*, **MTT-12**(6) (1964), 599.
- [4] Walter Venater, *Electronics*, **42**(5) (1969), 118.
- [5] R. E. Tokheim, *Microwaves*, **10**(4) (1971), 54.
- [6] P. S. Carter, *IEEE Trans.*, **MTT-18**(2) (1970), 100.
- [7] Jerzy Mazur, First International Seminar on Microwave Ferrite Devices E1 (1972), Toulouse.
- [8] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves* (1960), p. 281.
- [9] Reference Data for Radio Engineers, 5th ed. Section 8—26.
- [10] George L. Matthei, Leo Young, E. M. T. Jones *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* (1964), pp. 97—102.

DESIGN ANALYSIS FOR AN ORTHOGONAL-LOOP-COUPLING YIG TUNABLE FILTER

SHEN JUE-LIAN ZHANG PENG-XIANG MO YU-JUN

ABSTRACT

An orthogonal-loop-coupling YIG tunable filter is analyzed by using the equivalent circuit. By introducing a suitable expression for the self-inductance of the coupling loop, applicable formulae for designing multi-stage YIG filters are given. Using these formulae, an example for designing the two-stage filter is presented. Also, the influence of the parameters of the coupling loops on the passband response is analyzed for a single-stage YIG resonance filter.