

LC 共振型巨磁阻抗效应的研究*

潘海林 程金科 赵振杰 何家康 阮建中 杨燮龙 袁望治†

(华东师范大学物理系, 上海 200062)

(2007 年 7 月 24 日收到, 2007 年 11 月 1 日收到修改稿)

采用化学镀方法成功制备了自带电容构成 LC 共振回路的 CoP/Insulator/BeCu 复合结构丝. 研究了这种新型复合结构丝产生 LC 共振型巨磁阻抗效应的特征, 长度为 $l_m = 9.5$ cm 的复合结构丝, 当驱动电流频率为 LC 共振频率 $f_r = 29.0$ MHz 时, LC 共振型巨磁阻抗效应为 487.5%, 磁场灵敏度为 $0.46\%/A \cdot m^{-1}$, 大于常规复合结构丝, 远离此频率时的巨磁阻抗效应很小, 巨磁阻抗效应表现出很好的频率选择特性. 根据 LC 共振型复合结构丝的特征建立了等效电路模型, 采用等效电路模型对这种复合结构丝进行了数值模拟, 等效电路的数值计算与实验测量结果符合较好. 从等效电路角度分析了 LC 共振型巨磁阻抗效应产生的机理, 以及复合结构丝的长度对 LC 共振型巨磁阻抗效应的影响.

关键词: 复合结构丝, LC 共振, 等效电路模型, 巨磁阻抗效应

PACC: 7520E, 4410, 7590, 7220M

1. 引言

巨磁阻抗效应(GMI)是指软磁材料的交流阻抗随外加磁场变化而发生显著变化的效应. 由于 GMI 材料和器件具有灵敏度高、快速响应、非接触、适合低温等诸多优点, 很适合将其应用到自动检测技术等领域, 已受到各相关领域的极大关注^[1]. 在 GMI 研究方面, 从研究钴基单质丝、铁基条带和薄膜以来^[2,3], 人们已经在各种材料的复合结构丝、三明治薄膜以及加入绝缘层后的复合结构丝和多层膜的实验中观察到可观的 GMI 效应, 并且理论上也做了很多深入而有意义的研究^[4-7].

由 GMI 材料制作的磁敏元件应用在磁记录读头、磁传感器上, 要求元件在应用时必须具有很好的读取小信号的能力, 没有磁滞效应以及很小的巴克豪森噪声. 因此, 如何提高磁敏元件的磁场灵敏度、抗干扰以及重复性已成为 GMI 材料和器件广泛应用中迫切需要解决的问题. 有工作在元件两端并入电容, 使测量系统在共振条件下工作, 磁敏元件的磁场灵敏度有显著提高. Akiyama 和 Iwasaki 等人在绕有线圈的 NiFe 薄膜外并上一个电容以及改变 NiFe

薄膜本身的几何结构, 利用铁磁共振和畴转原理来提高磁记录读头对磁场的响应灵敏度^[8,9]; Kim 等在 $Co_{83.2}Si_{5.9}Mn_{7.6}$ 玻璃包裹丝的两端制作两个圆柱形电极充当电容, 构成一个 LC 共振回路, 观察到了很高的 GMI 效应^[10]; Takezawa 等人把复合多层薄膜 $CoZrNb/SiO_2/Cu/SiO_2/CoZrNb$ 的软磁层和 Cu 层接地, 测量时形成一个混联的 LC 共振回路, 并且用等效电路模型对实验结果进行了模拟^[11]. 但是, 人为并入电容影响了元件的小型化, 电极和接地形成的杂散电容又影响了元件的抗干扰性; 也很难用一种具体的理论模型来研究共振型巨磁阻抗效应. 为了解决上述问题, 本工作采用化学镀方法制备了自带电容构成 LC 共振回路的 CoP/Insulator/BeCu 复合结构丝, 这种新型复合结构丝有良好的巨磁阻抗特性, 通过建立等效电路模型和计算对实验进行数值模拟, 分析了这种新型复合结构丝产生 LC 共振型巨磁阻抗效应的机理和特征, 研究了复合丝长度与共振频率的关系.

2. 实 验

本工作采用化学镀方法在聚脂包裹的铜丝外沉

* 国家自然科学基金(批准号 20575022)和上海市科委资助项目(批准号 0652nm036)资助的课题.

† 通讯联系人. E-mail: wzyuan@phy.ecnu.edu.cn

积 CoP 软磁镀层,化学镀浴的主要组分为 $\text{CoSO}_4 \cdot 7\text{H}_2\text{O}$ 、 $\text{NaH}_2\text{PO}_2 \cdot \text{H}_2\text{O}$,复合络和剂 $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$,工艺条件为 $\text{pH} = 9.5$,水浴恒温 $90\text{ }^\circ\text{C}$,时间 3 h. 镀前对聚脂绝缘层表面做前处理,并且经过一定敏化、活化工序处理,每道工序间都用去离子水多次冲洗、吹干.

聚酯包裹铜丝经过特殊的镀前处理,使其一端(长度为 0.5 cm)不被镀上软磁层,采用物理方法去除该聚脂包裹层,把裸露的铜芯部分作为电极 B,另一端的软磁层作为电极 A. 聚酯包裹层把 BeCu 芯与 CoP 软磁层隔开,形成一个圆柱形电容. 图 1 是复合结构丝的测量原理截面图,其中 l_m 为 CoP 软磁层的长度, d_m 、 d_i 和 d_c 分别为 CoP 软磁层、聚酯包裹层的厚度和 BeCu 芯的半径,取 $d_m = 9.1\text{ }\mu\text{m}$, $d_i = 7.1\text{ }\mu\text{m}$, $2d_c = 110\text{ }\mu\text{m}$. 把复合结构丝的电极 A 和电极 B 接入测量回路,形成一个自带电容的 LC 共振回路,用 HP4294A 精密阻抗分析仪测量复合结构丝的电阻 R 、电抗 X 和阻抗 Z 以及相位角 φ ,驱动交流电大小为 10 mA,频率 f 为 10 MHz—100 MHz. 磁阻抗 Z 的变化率定义为

$$\Delta Z/Z = \frac{Z(H_{\text{ex}}) - Z(H_{\text{ex}} = 4800\text{ A} \cdot \text{m}^{-1})}{Z(H_{\text{ex}} = 4800\text{ A} \cdot \text{m}^{-1})} \times 100(\%),$$

实验中的直流外磁场 H_{ex} 由 Helmholtz 线圈提供,磁场范围为 0—4800 $\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$,沿样品的长轴方向,并和地磁场垂直.

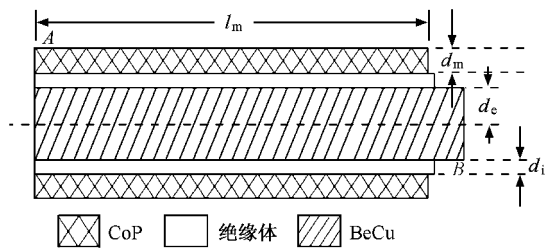


图 1 复合结构丝的测量原理截面图

3. 结果和讨论

3.1. LC 共振型复合结构丝的巨磁阻抗效应

图 2 是不同长度样品在最大直流磁场下的磁阻抗和最大巨磁阻抗比率随频率的变化关系. 由图 2 (a)可见,各长度样品的阻抗均出现极小值,表明 LC

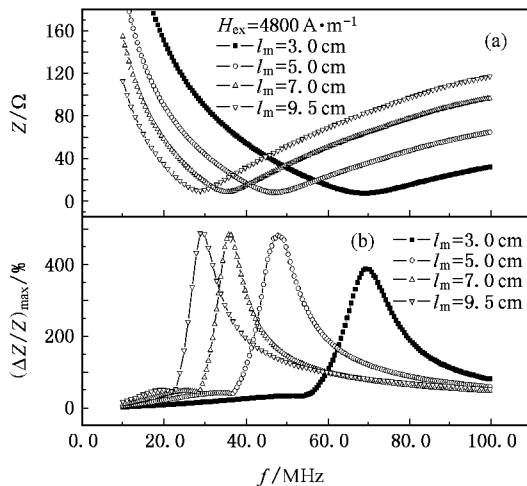


图 2 不同长度样品在最大直流磁场下的 (a) 磁阻抗和 (b) 最大巨磁阻抗比率随频率的变化关系

回路发生了共振^[12]. 当复合结构丝的长度变化时, LC 回路的共振频率也发生变化,从图中可以看出 $l_m = 9.5\text{ cm}$ 、 7 cm 、 5 cm 、 3 cm 样品对应的共振频率分别为 29.0 MHz、36.0 MHz、47.5 MHz、69.5 MHz,共振频率随 l_m 的减小而升高. 由图 2 (b) 可见,各样品出现最大巨磁阻抗比率的频率与共振频率对应. 对 $l_m = 9.5\text{ cm}$ 样品,共振频率为 29.0 MHz,它的最大巨磁阻抗比率在测试频率范围内先增后减,在共振频率处出现一个 487.5% 的峰值,峰的锐度很高,表现为测试频率偏离共振频率时的最大巨磁阻抗比率大幅下降;当 l_m 减小时,最大巨磁阻抗比率和峰的锐度都有减小的趋势. 从图 2 可知,改变复合结构丝的长度可以改变出现最大巨磁阻抗效应的频率点,这说明由于 LC 回路共振的作用,复合结构丝在中高频范围内的巨磁阻抗效应有很好的频率选择特性.

图 3 是 $l_m = 9.5\text{ cm}$ 的 LC 共振样品和常规样品在 $f = 29\text{ MHz}$ 时的巨磁阻抗效应曲线. 由图可见,两种曲线都有峰值,软磁层具有环向磁各向异性,峰值对应的磁场可以认为是环向磁各向异性场 $H_k^{[13]}$ 约为 $640\text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$;由于 LC 回路共振的作用,共振样品的巨磁阻抗效应达 487.5%,大大高于常规样品 94.1%,此时共振样品的磁场灵敏度为 $0.46\%/A \cdot \text{m}^{-1}$,高于常规样品的 $0.12\%/A \cdot \text{m}^{-1}$.

3.2. 等效电路模型

对于图 1 中的测量模式,驱动电流的流向比较

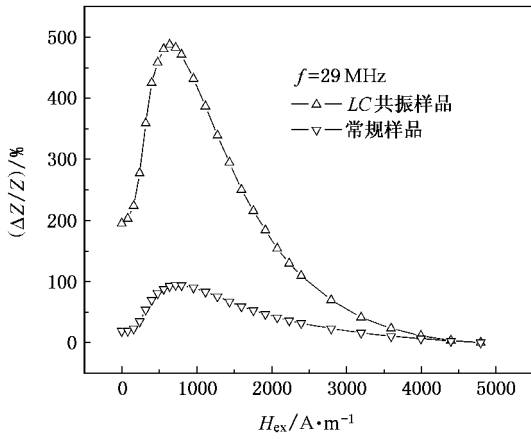


图 3 $l_m = 9.5$ cm 的 LC 共振样品和常规样品在 $f = 29$ MHz 时的巨磁阻抗效应

复杂。我们先考虑两种主要电流流向产生的阻抗。当电流只流过 BeCu 芯时，BeCu 芯和 CoP 软磁层间的聚酯绝缘层把电流阻隔在 BeCu 芯内。这种情况下用安培环路定律和磁性层的储能、耗能关系可以推导出阻抗 Z 的实部 Z' 、虚部 Z'' 与有效磁导率的虚部 μ'' 、实部 μ' 的关系^[14]，由此可以推导出本工作中复合丝的导电内芯与外部软磁层的电磁相互作用产生的等效电阻 R_1 和等效电感 L_1 表达式为

$$R_1 = \frac{l_m}{4\pi} \ln\left(\frac{d_m + d_i + d_c}{d_i + d_c}\right) \cdot \omega \mu_0 \mu'' ,$$

$$L_1 = \frac{l_m}{4\pi} \ln\left(\frac{d_m + d_i + d_c}{d_i + d_c}\right) \cdot \mu_0 \mu' . \quad (1)$$

当驱动交流电只流过 CoP 软磁层时，则产生等效电阻 R_2 和等效电感 L_2 。由文献^[15]可推导出高频情

况下

$$R_2 = \frac{l_m}{\pi(d_m + 2d_i + 2d_c)} \cdot \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} ,$$

$$L_2 = \frac{l_m}{\pi(d_m + 2d_i + 2d_c)} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{2\omega\sigma}} . \quad (2)$$

在本工作的实际测量回路中，参考图 1，驱动交流电要同时流过 CoP 软磁层和 BeCu 芯，由于 BeCu 芯和 CoP 软磁层之间存在电介质，那么 BeCu 芯和 CoP 软磁层之间产生电容 C_0 ，电介质为聚酯包裹层，其中 ϵ_0, ϵ_r 分别是电介质的真空介电常数和相对介电常数，取 $\epsilon_r = 2.3$ ，则

$$C_0 = \frac{2\pi l_m \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{d_i + d_c}{d_c}\right)} . \quad (3)$$

所以，电流流过 BeCu 芯产生的阻抗和电流流过 CoP 软磁层产生的阻抗对本工作实际测量回路的总阻抗都有作用，考虑上述两方面的作用，我们可以得到复合结构丝在实际测量回路中的简化等效电路，如图 4 所示。

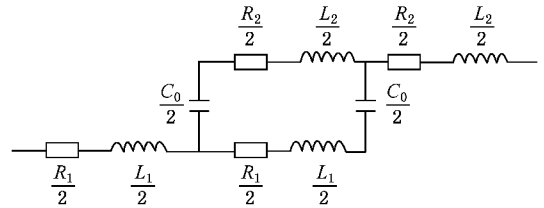


图 4 复合结构丝的等效电路

从图 4 的等效电路可以计算出 LC 回路的电阻 R 、电抗 X 和阻抗 Z 以及相位角 φ ：

$$R = \frac{R_2 + R_1}{2} + \frac{\left[R_2 R_1 - \left(\omega L_1 - \frac{4}{\omega C_0} \right) \left(\omega L_2 - \frac{4}{\omega C_0} \right) \right] (R_2 + R_1)}{2 \left\{ (R_2 + R_1)^2 + \left[\omega(L_2 + L_1) - \frac{8}{\omega C_0} \right]^2 \right\}} + \frac{\left[R_1 \left(\omega L_2 - \frac{4}{\omega C_0} \right) + R_2 \left(\omega L_1 - \frac{4}{\omega C_0} \right) \right] \left[\omega(L_2 + L_1) - \frac{8}{\omega C_0} \right]}{2 \left\{ (R_2 + R_1)^2 + \left[\omega(L_2 + L_1) - \frac{8}{\omega C_0} \right]^2 \right\}} , \quad (4)$$

$$X = \frac{\omega(L_2 + L_1)}{2} - \frac{\left[R_2 R_1 - \left(\omega L_1 - \frac{4}{\omega C_0} \right) \left(\omega L_2 - \frac{4}{\omega C_0} \right) \right] \left[\omega(L_2 + L_1) - \frac{8}{\omega C_0} \right]}{2 \left\{ (R_2 + R_1)^2 + \left[\omega(L_2 + L_1) - \frac{8}{\omega C_0} \right]^2 \right\}} + \frac{\left[R_1 \left(\omega L_2 - \frac{4}{\omega C_0} \right) + R_2 \left(\omega L_1 - \frac{4}{\omega C_0} \right) \right] (R_2 + R_1)}{2 \left\{ (R_2 + R_1)^2 + \left[\omega(L_2 + L_1) - \frac{8}{\omega C_0} \right]^2 \right\}} , \quad (5)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad (6)$$

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{X}{R}. \quad (7)$$

通过数值分析,忽略高次项的影响(4)式可以简化为 $R \approx \frac{5}{8}(R_2 + R_1)$ (5)式可以简化为 $X \approx \frac{5}{8}\omega(L_2 + L_1) - \frac{1}{\omega C_0}$. 当 LC 回路产生共振时,电抗项 $X = 0$,由此计算出 LC 回路的共振频率 f_r 和 Q 值分别为

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{8}{\chi(L_2 + L_1)C_0}}, \quad (8)$$

$$Q = \frac{\frac{5}{8}\omega_r(L_1 + L_2)}{R} = \frac{2\pi f_r(L_1 + L_2)}{R_1 + R_2} \\ = \frac{1}{R\omega_r C_0} = \frac{4}{5\pi f_r C_0(R_1 + R_2)}. \quad (9)$$

基于以上模型,我们通过(4)–(7)式计算了 $l_m = 9.5$ cm 样品的等效电路的电阻 R 、电抗 X 和阻抗 Z 以及相位角 φ ,阻抗 Z 随外加直流磁场的变化以及巨磁阻抗效应. 参数 C_0 由(3)式计算得 101.1 pF, R_1, R_2, L_1, L_2 均采用实验测量值.

图 5 是 $l_m = 9.5$ cm 样品在零磁场下等效电路计算值与实验测量的相位角以及电阻、电抗随频率的变化关系. 由图可见,在测试频率范围内按等效电路计算的 R, X, φ 值与实验测量值符合得较好. 相位角随驱动频率 f 增大由负变为正,在 $f = 25.4$ MHz 的频率点处出现零值, f 小于和大于 25.4 MHz 时 LC 回路分别呈现容性和感性, $f = 25.4$ MHz 时电路呈纯电阻性, LC 回路发生共振. 由图中插图可见, R 随着频率的增大而增大,而 X 由负值变为正值,在共振频率($f = 25.4$ MHz)处等于零. 由(6)式可知,在电抗 X 为零时总阻抗 Z 有 $Z_{\min} = R$,在 $X < 0$ 或 $X > 0$ 时总阻抗 Z 都有 $Z > Z_{\min}$.

3.3. LC 共振型巨磁阻抗效应的磁场响应

在共振频率处,与常规样品的巨磁阻抗效应进行比较(见图 3),共振样品的巨磁阻抗效应远远大于常规样品. 这种差别的主要来源是本工作的复合结构丝具有自构型 LC 共振回路. 在图 4 所示的简化等效电路模型中,当驱动电流频率等于其共振频率,谐振电路不再与外界交换无功功率,共振型复合结构丝的电抗 $\frac{5}{8}\omega(L_2 + L_1) - \frac{1}{\omega C_0}$ 为零,电路呈纯

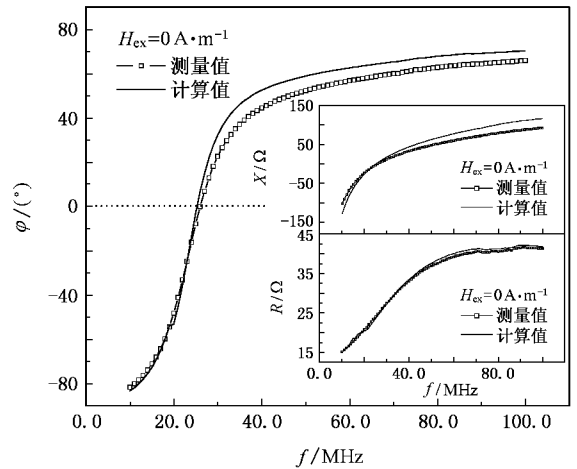


图 5 $l_m = 9.5$ cm 样品在零磁场下等效电路计算值与实验测量的相位角随频率的变化关系(插图为电阻、电抗随频率的变化关系)

电阻性,总阻抗为极小值 $Z_{\min} = \frac{5}{8}(R_1 + R_2)$. 当外加直流磁场时,复合结构丝软磁层的磁导率发生变化,由(1)(2)式可知,磁导率变化引起复合结构丝的局域电阻 R_1, R_2 和局域电感 L_1, L_2 发生变化,导致 LC 共振型复合结构丝的总阻抗有很大的相对变化量,即产生了比一般结构的复合结构丝大得多的共振型巨磁阻抗效应.

在共振频率处,共振型巨磁阻抗效应与一般结构的复合结构丝产生的巨磁阻抗效应都有峰值(见图 3),但由于复合结构丝具有自构型 LC 共振回路,外加直流磁场如何使其产生巨磁阻抗效应又有其自身特点. 图 6 为 $l_m = 9.5$ cm 样品在不同直流磁场下等效电路计算值与实验测量的阻抗随频率的变化关系. 由图可见,两者的共振频率基本相等,变化趋势相近. 当 $H_{\text{ex}} = 0 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ 时,共振频率 $f_r = 26.0$ MHz, $Z_{\min} = 24.8 \Omega$. 随外加直流磁场 H_{ex} 增大,当 $H_{\text{ex}} < H_k$ 时,环向有效磁导率增加^[13],由(1)(2)式可知 L_1, L_2 和 R_1, R_2 增大,由(8)式可知共振频率 f_r 随磁场增大向低频移动,对应的阻抗极小值 $Z_{\min} = \frac{5}{8}(R_1 + R_2)$ 随磁场增大而增大,总阻抗曲线升高、向低频移动. 当 $H_{\text{ex}} \approx H_k = 640 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ 时,样品有最小共振频率 $f_r = 20.0$ MHz, Z_{\min} 有最大值 26.1 Ω . 当 $H_{\text{ex}} > H_k$ 时,环向有效磁导率降低^[13],由以上相应的公式分析可得,磁导率降低又使 L_1, L_2 和 R_1, R_2 减小, f_r 随磁场增大向高频移动, Z_{\min} 随磁场增大而减

小,总阻抗曲线降低、向高频移动.在本工作最大外加直流磁场 $H_{ex} = 4800 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ 时,样品的共振频率 $f_r = 29.0 \text{ MHz}$,阻抗有极小值 $Z_{\min} = 9.6 \Omega$. 如果考察驱动频率为 29.0 MHz ,以最大外加磁场时的阻抗值 $Z_{\min} = 9.6 \Omega$ 为基点,从图 6 可见,当外加直流磁场 $H_{ex} \approx H_k = 640 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$ 时,阻抗值为 56.1Ω ,相对基点有最大相对变化量,变化率为 487.5% . 当 $H_{ex} < H_k$ 或 $H_{ex} > H_k$ 时,阻抗相对变化量减小,巨磁阻抗效应下降,所以图 3 中的巨磁阻抗效应曲线有一峰值. 综上所述,外加直流磁场改变复合丝的磁导率使得 R_1, R_2 和 L_1, L_2 发生变化,此时 LC 回路的共振频率随磁场左移或右移,Zhao 等人称之为磁致频移^[16];同时, Z_{\min} 增大或减小,两者的综合体现为总阻抗曲线上上下下左右移动,产生了很大的 LC 共振型巨磁阻抗效应.

$f = f_r = 29 \text{ MHz}$ 时 $(\Delta Z/Z)_{\max} = 487.5\%$, $f = 24.1 \text{ MHz}$ 和 34.1 MHz 时 $(\Delta Z/Z)_{\max}$ 下降到 97.6% 和 287.3% ,所以样品的巨磁阻抗效应在共振频率 f_r 附近表现出很好的频率选择特性.

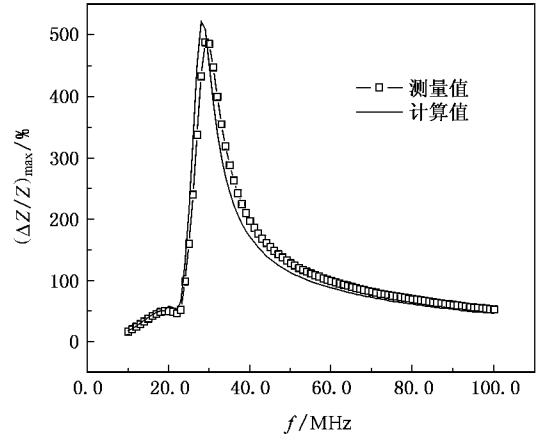


图 7 $l_m = 9.5 \text{ cm}$ 样品等效电路计算值与实验测量的最大巨磁阻抗比率随频率的变化关系

3.4. 复合结构丝的长度对 LC 共振型巨磁阻抗效应的影响

$l_m = 9.5 \text{ cm}, 7 \text{ cm}, 5 \text{ cm}, 3 \text{ cm}$ 的共振样品所对应的共振频率分别为 $29.0 \text{ MHz}, 36.0 \text{ MHz}, 47.5 \text{ MHz}, 69.5 \text{ MHz}$,各样品出现最大巨磁阻抗比率的频率与共振频率对应(见图 2),所以改变复合结构丝的长度就改变了出现最大巨磁阻抗效应的频率.

为了研究复合丝的共振频率随长度的变化关系,我们按等效电路模型的(8)式计算了以上四种长度样品的共振频率 f_r ,由(3)式计算参数 C_0 得 $C_0(9.5 \text{ cm}) = 101.1 \text{ pF}, C_0(7 \text{ cm}) = 74.5 \text{ pF}, C_0(5 \text{ cm}) = 53.2 \text{ pF}, C_0(3 \text{ cm}) = 31.9 \text{ pF}$, L_1, L_2 均采用实验值.

图 8 是零磁场下等效电路计算值和实验测量的共振频率随复合结构丝长度的变化关系. 由图可见,实验测量的共振频率 f_r 和复合丝长度 l_m 大体满足 $f_r \propto 1/l_m$. 由(1)–(3)式可知,当复合结构丝的 d_m, d_i 和 d_c 以及 ϵ_r 取恒定值时,等效电路中的 C_0, L_1, L_2 均正比于复合丝的长度 l_m ,复合丝的长度减小,电容 C_0 和 L_1, L_2 都减小,由(8)式可知 $f_r \propto \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2)C_0}} \propto 1/l_m$,共振频率 f_r 随电容 C_0 和 L_1, L_2 的减小而增大,与复合丝的长度存在反比关系.

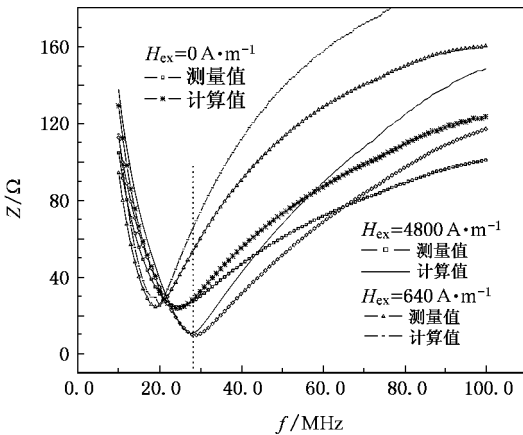


图 6 $l_m = 9.5 \text{ cm}$ 样品在外加直流磁场下等效电路计算值与实验测量的阻抗随频率的变化关系

图 7 是 $l_m = 9.5 \text{ cm}$ 样品等效电路计算值与实验测量的最大巨磁阻抗比率随频率的变化关系. 由图可见,两者略有误差,这与(4)(5)式的近似处理有关. 随驱动频率增大,磁阻抗效应略有增大,在共振频率附近磁阻抗效应迅速增大,略大于共振频率时磁阻抗效应迅速减小,当驱动频率再增加,磁阻抗效应缓慢下降,我们把这种性质称之为 LC 共振型巨磁阻抗效应的频率选择特性. 在 LC 谐振回路中,回路的频率选择特性采用共振阻抗曲线的通频带宽度来表示^[12]: $\Delta f = \frac{f_r}{Q}$. 对于最大直流磁场所对应的总阻抗曲线(见图 6),由(9)式计算得 $Q = 9.1$,由此计算得本工作的 LC 谐振回路的通频带宽度 $\Delta f = 5.1 \text{ MHz}$. 从图 7 可见,在 $29 \pm 5.1 \text{ MHz}$ 频率范围内,

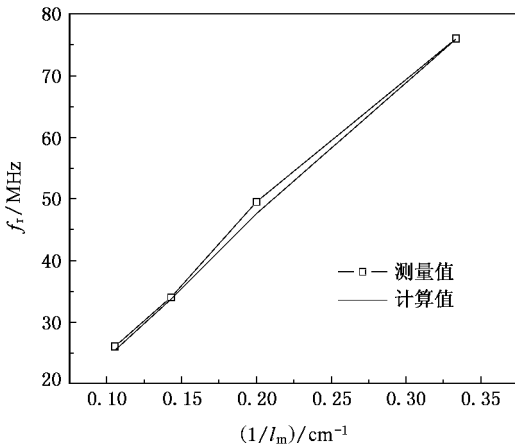


图8 零磁场下等效电路计算值和实验测量的共振频率随复合结构丝长度变化的关系

从图8可见,共振频率 f_r 的计算值与测量值符合得较好。

4. 结 论

采用化学镀方法成功制备了自带电容构成 LC

共振回路的 CoP/Insulator/BeCu 复合结构丝。对 $l_m = 9.5 \text{ cm}$ 复合结构丝,驱动频率在共振频率 29.0 MHz 处,LC 共振型巨磁阻抗效应为 487.5%,磁场灵敏度为 $0.46\%/\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$,高于常规样品,驱动频率远离共振频率时,巨磁阻抗效应大幅下降,通频带宽度 $\Delta f = 5.1 \text{ MHz}$ 表现出很好的频率选择特性。根据实验中 LC 共振样品的特征,我们提出了这种新型复合结构丝的简化等效电路模型,推导出了等效电路中各物理量的表达式以及回路发生共振时的共振频率 f_r 和 Q 值的表达式。采用等效电路模型进行电阻 R 、电抗 X 、阻抗 Z 和相位角 φ 以及巨磁阻抗效应的数值计算,等效电路计算的各物理量数值与实验测量的数值符合得较好。从等效电路的角度分析,这种新型复合结构丝产生 LC 共振型巨磁阻抗效应的机理是自构型 LC 回路发生共振时外加直流磁场改变了复合结构丝的磁导率使得局域电阻和局域电感发生变化,从而引起总阻抗的很大相对变化。改变复合结构丝的长度,可改变出现 LC 共振型巨磁阻抗效应的频率;零磁场下,实验测量的共振频率 f_r 与复合丝的长度 l_m 满足 $f_r \propto 1/l_m$,按照等效电路分析和计算的结果与实验结果符合。

- [1] Knobel M, Pirota K R 2002 *Magn. Magn. Mater.* **33-40** 242
- [2] Mori K, Kohzawa T, Kawashima K, Yoshida H, Panina L V 1992 *IEEE. Trans. Magn.* **28** 3150
- [3] Yang X L, Yang J X, Chen G, Shen G T, Hu B Y, Jiang K Y 1997 *Magn. Magn. Mater.* **175** 285
- [4] Liu J T, Zhou Y S, Wang A L, Jiang H W, Zheng W 2003 *Acta. Phys. Sin.* **52** 2859 (in Chinese)[刘江涛、周云松、王爱玲、姜宏伟、郑 鹤 2003 物理学报 **52** 2859]
- [5] Yuan W Z, Wang X Z, Zhao Z J, Ruan J Z, Li X D, Yang X L 2004 *Chinese Science Bulletin* **10** 1002
- [6] Zhong Z Y, Lan Z W, Zhang H W, Liu Y L, Wang H C 2001 *Acta. Phys. Sin.* **50** 1610 (in Chinese)[钟智勇、兰中文、张怀武、刘颖力、王豪才 2001 物理学报 **50** 1610]
- [7] Liu L P, Zhao Z J, Huang C X, Wu Z M, Yang X L 2006 *Acta. Phys. Sin.* **55** 2014 (in Chinese)[刘龙平、赵振杰、黄灿星、吴志明、杨俊龙 2006 物理学报 **55** 2014]
- [8] Akiyama J, Iwasaki H, Yatabe S, Chiba C 1986 *IEEE. Trans. Magn.* **22** 692

- [9] Iwasaki H, Akiyama J, Yatabe S 1987 *IEEE. Trans. Magn.* **23** 2506
- [10] Kim Y S, Tuan L A, Yu S C, Rhee J R, Kim C O, Lee Heebok 2006 *Magn. Magn. Mater.* **304** 365
- [11] Takezawa M, Kikuchi H, Ishiyama K, Yamaguchi, Arai K L 1997 *IEEE. Trans. Magn.* **33** 3400
- [12] Zhao K H, Chen X M 1985 *Electromagnetics* (Beijing: Higher Education Press) p718 (in Chinese)[赵凯华、陈熙谋 1985 电磁学(高等教育出版社)第 718 页]
- [13] Panina L V, Mohri K, Uchiyama T, Noda M 1995 *IEEE. Trans. Magn.* **31** 1249
- [14] Xin H L, Yuan W Z, Cheng J K, Lin H, Ruan J Z, Zhao Z J 2007 *Acta. Phys. Sin.* **56** 4152 (in Chinese)[辛宏梁、袁望治、程金科、林 宏、阮建中、赵振杰 2007 物理学报 **56** 4152]
- [15] Landau L D, Lifshitz E M 1975 *Electrodynamics of Continuous Media* (Oxford: Pergamon Press) p195
- [16] Zhao Z J, Fang Y Z, Ruan J Z, Yang X L 2004 *Magn. Magn. Mater.* **278** 82



Study of the LC resonance giant magneto-impedance effect^{*}

Pan Hai-Lin Cheng Jin-Ke Zhao Zhen-Jie He Jia-Kang Ruan Jian-Zhong Yang Xie-Long Yuan Wang-Zhi[†]

(Department of Physics , East China Normal University , Shanghai 200062 , China)

(Received 24 July 2007 ; revised manuscript received 1 November 2007)

Abstract

CoP/Insulator/BeCu composite wire incorporating a capacitor was prepared by chemical deposition. This new type of composite wire functions as an LC resonance circuit element by itself, in which large LC resonance giant magneto-impedance (LCR-GMI) effect was observed when the driving frequency approached to the LC resonance frequency. The properties of LCR-GMI in the composite wire with a length of 9.5 cm were investigated. Its LCR-GMI ratio and field sensitivity are 487.5% and $0.46\%/A \cdot m^{-1}$ at the resonance frequency of 29 MHz, respectively, which are higher than those of the ordinary composite wire. When the carrier frequency deviates from the resonance frequency, LCR-GMI ratio decreases obviously, showing distinct selectivity of frequency. Meanwhile, we proposed an equivalent circuit model based on the characteristics of the LC resonance composite wire, and simulated the experimental curves. The simulation results agreed well with the experimental data. Using the equivalent circuit model, we analyzed the physical mechanisms of LCR-GMI and the influence of wire length on the LCR-GMI effect.

Keywords : composite wire, LC resonance, equivalent circuit model, giant magneto-impedance effect

PACC : 7520E, 4410, 7590, 7220M

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 20575022) and the Shanghai Committee of Science and Technology, China (Grant No. 0652nm036).

[†] Corresponding author. E-mail : wzyuan@phy.ecnu.edu.cn