

电磁超声换能器新型线圈阻抗及匹配电容的计算^①

郝宽胜^② 黄松岭^③ 赵 伟 王 坤

(清华大学电机系电力系统国家重点实验室 北京 100084)

摘 要 为提高电磁超声换能器(EMAT)的换能效率及信噪比,研究了 EMAT 线圈阻抗匹配的方法。考虑到检测材料属性、线圈提离以及线圈在高频激励下的集肤和邻近效应等因素会影响线圈的阻抗大小,线圈的分布电容也会对线圈的匹配产生影响,针对 EMAT 线圈的等效电路,采用有限元方法计算了不同提离情况下的线圈阻抗和分布电容,以此为基础,对线圈的匹配电容进行了计算,并通过实验验证了计算方法和结果的正确性。计算和实验结果表明,线圈电阻随提离增大而减小,线圈电感随提离增大而增大,线圈分布电容随提离增大而减小,变化规律均符合指数规律。

关键词 电磁超声换能器(EMAT), 线圈阻抗, 匹配电容, 有限元法, 提离

0 引 言

电磁超声检测是超声检测的一个主要分支,电磁超声技术由于具有非接触、无需耦合介质及可实现高温检测等诸多优点,因而近年来得到了广泛关注和深入研究^[1,2]。但是,电磁超声换能器(electromagnetic acoustic transducer, EMAT)存在换能效率较低的缺点,造成超声回波信号的幅值较小,信噪比不高^[3,4]。采用可提供高偏置磁场的钕铁硼永磁体以及基于印刷制板工艺的线圈可改善换能器的换能效率,但须配以合理的匹配使得线圈可从激励电源中获取最大的能量转化为超声波^[5]。

EMAT 的线圈有跑道型、螺旋型、折线型等多种形状和结构,与不同方向的偏置磁场配合,可产生多种模式的超声波。各种线圈中,折线型线圈使用最多,可用以产生 Rayleigh 波和 SH 导波^[2]。目前使用的折线型线圈多采用印刷电路板(printed circuit board, PCB)工艺,由一定宽度和厚度的锡铜长导体片在印刷板上根据超声波频率间隔一定距离压制而成,导体为单层单根排列模式。在保证导体总宽度一定的情况下,导体中流过电流越大,换能器的可转换能量越大,鉴于此,笔者在课题研究中,设计了一种导体为双层多分裂排列模式的新型线圈结构。与原线圈相比,流过新线圈的总电流变大,从而提高了换能器的换能效率。

对换能器的线圈进行匹配是提高换能器换能效率的有效和必要手段。对 EMAT 的线圈而言,换能过程中线圈与被测试样间以及线圈各导体间的涡流效应、集肤效应和邻近效应使得线圈的阻抗发生变化^[6-8]。此外,被测材料的属性、线圈的提离等因素也都会对线圈的阻抗大小产生影响,高频情况下线圈的分布电容也值得考虑^[8],上述种种情况给线圈的阻抗匹配带来了很大困难。目前多根据具体检测情形采用多次尝试的方式对线圈进行匹配,耗时耗力,而且很难取得最佳的匹配效果。最好的方式是能够准确计算换能器线圈的阻抗和分布电容值,根据阻抗和分布电容值计算出匹配所需的并联电容的数值,这样就可方便实现线圈的最佳匹配。现有文献多针对 EMAT 的激发和接受超声波的原理和过程进行仿真分析,对超声换能器线圈的阻抗计算涉及较少^[7-11],文献[12]提出采用矩量法计算传统回折线圈电流分布和线圈阻抗的方法,但其忽略了线圈导体的高度,计算结果准确性难以保证,且该方法针对结构复杂的双层三分裂线圈无法适用。本文针对新设计的双层多分裂的 EMAT 线圈,提出了采用有限元的方法计算出线圈在不同提离的阻抗及分布电容的大小,进而根据线圈的等效电路确定匹配电容的方法,并通过具体计算分析了线圈提离对线圈阻抗和分布电容的影响,对理解换能器的换能机理以及线圈的优化设计具有一定的指导意义。

① 863 计划(2007AA06Z223)资助项目。

② 男,1982 年生,博士生;研究方向:电磁超声无损检测;E-mail: hks07@mails.tsinghua.edu.cn

③ 通讯作者, E-mail: huangsling@tsinghua.edu.cn

(收稿日期:2009-06-11)

1 EMAT 线圈结构及等效电路

以双层三分裂折线线圈为例说明双层多分裂的线圈结构。如图 1 所示, (a) 为线圈的俯视图, (b) 为每折线圈的剖面图。线圈导体的长度为 l , 相邻两折线圈间的中心距为 w , 对应于所要产生超声波波长的一半。每折线圈由相互独立的 6 根导体分两层平行排列而成, 每根导体的电流流动方向一致。图 1(b) 中, w_d 、 h_d 分别表示每根导体片的宽度和厚度, w_j 表示同层导体间的间隔, h_j 表示两层导体的间隔, h 表示线圈与被测试样间的提高高度。

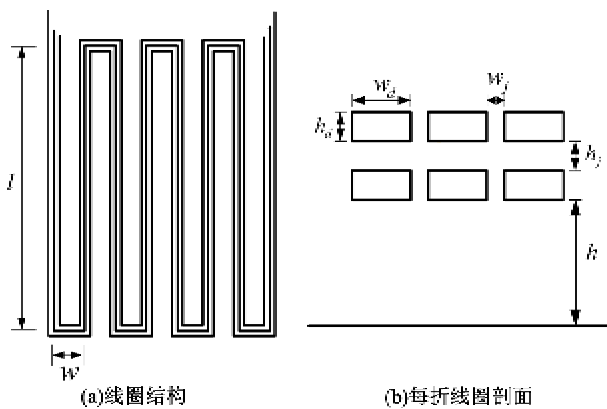


图 1 双层三分裂线圈结构示意图

无论每折为单根导体的传统回折线圈, 还是新型双层多分裂线圈, 当所要激发的超声波频率较高时, 每折线圈的中心距 w 会很小, 高频激励下导体间的集肤效应和邻近效应不可忽略。集肤效应和邻近效应将造成线圈阻抗发生变化, 导体与被测试样间的涡流效应也会影响线圈阻抗的大小, 导体与导体间及导体与被测试样间的分布电容也值得考虑, 此时线圈的参数用等效参数表示。换能器线圈的等效电路可由图 2 虚线框中电路表示^[8]。图中, L_{eq} 为等效电感, R_{eq} 为等效电阻, C_d 为等效分布电容。

换能器工作时, 高频信号源产生的 burst 信号通过导线施加于经过电容匹配后的线圈上, 以在被测试样上激发超声波。需要说明, 由于连接线圈与信号源的导线较短, 其电容数值较小, 在此忽略不计。图 2 中, R_{in} 表示信号源的内阻, C_{in} 表示信号源的端口电容, C_m 表示线圈的匹配电容。图 2 所示的并联电容匹配模式是一种非常有效的窄带匹配模式, 匹配后, 线圈可以在特定的激发频率下从信号源获取最大的能量。本文的主要工作是针对双层三分裂线圈, 寻求计算 L_{eq} 、 R_{eq} 、 C_d 并进而确定 C_m 的方法。

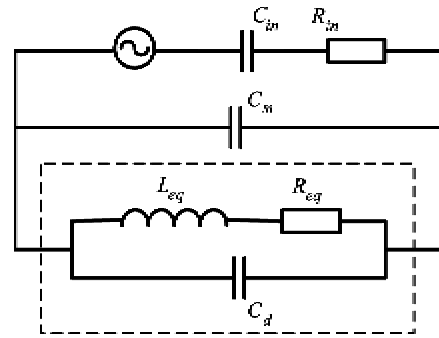


图 2 线圈等效电路及激励电路

2 线圈阻抗及分布电容的有限元计算

考虑到涡流效应、集肤效应和邻近效应的影响, 线圈阻抗和分布电容的计算需从场的角度入手, 忽略线圈的端部效应, 将线圈导体视为无限长导体, 待检测板视为半无限大传导空间, 根据电磁场方程, 采用二维有限元法求解线圈阻抗和分布电容。

2.1 电磁场方程

EMAT 线圈所加激励为周期性 burst 信号, 线圈阻抗和分布电容计算对应的电磁场问题为多导体的脉冲涡流问题, 计算时忽略脉冲涡流引入的谐波分量, 仅考虑激励信号的基波分量, 此时电磁场可视为稳态涡流场^[7]。

EMAT 线圈工作时线圈位移电流远小于传导电流, 忽略位移电流的影响, 多导体稳态涡流问题对应的电磁场方程为^[6]

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \mathbf{A} = -\mathbf{J} \quad (1)$$

式中

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_s + \mathbf{J}_e \quad (2)$$

式(1)中, μ 为磁导率, $\mathbf{A}$ 为矢量磁位(二维情况下, 笛卡儿坐标系中 $\mathbf{A}$ 仅有 Z 轴分量), $\mathbf{J}$ 为导体中的总电流密度; 式(2)中, $\mathbf{J}_s$ 为导体中的源电流密度, $\mathbf{J}_e = -j\omega\mathbf{A}$ 为涡流密度。

需要注意的是, 公式中的 $\mathbf{A}$ 及 $\mathbf{J}_e$ 均为未知量, 仅 $\mathbf{J}$ 为已知, 难以求解, 因此引入积分方程

$$\int_{\Omega} \mathbf{J} ds = I \quad (3)$$

式中 Ω 为导体的截面积, I 为导体中的电流。

2.2 有限元求解

采用伽辽金有限元法对方程(1)进行求解, 方程中, $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{J}_e$ 均为未知量, 单元节点处二者数值可用插值多项式近似为

$$\mathbf{A} = \sum \mathbf{A}_i \alpha_i \quad (4)$$

$$\mathbf{J}_s = \sum \mathbf{J}_{si} \beta_i \quad (5)$$

其中,

$$\beta_i = \begin{cases} 1 & \text{位于线圈导体上} \\ 0 & \text{其它区域} \end{cases} \quad (6)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\alpha}} & 0 \\ 0 & \tilde{\boldsymbol{\beta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} \\ \tilde{\mathbf{J}}_s \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \tilde{\boldsymbol{\beta}}$ 分别为 α_i 和 β_i 的组成的行向量; $\tilde{\mathbf{A}}, \tilde{\mathbf{J}}_s$ 分别为 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{J}_{si}$ 组成的列向量。

用矩阵形式表示方程(1)、(2),有

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\mu} \nabla^2 - j\omega\sigma & -j\omega\sigma \\ -j\omega\sigma & j\omega\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{J}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{J} \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(7)代入式(8)并在等式两侧乘以矩阵

$$\begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{\alpha}} & 0 \\ 0 & \tilde{\boldsymbol{\beta}} \end{bmatrix}^T$$

并在等式两边分别取积分,可得

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\mu} \int \tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T \nabla^2 \tilde{\boldsymbol{\alpha}} ds - j\omega\sigma \int \tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T \tilde{\boldsymbol{\alpha}} ds & -j\omega\sigma \int \tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T \tilde{\boldsymbol{\beta}} ds \\ -j\omega\sigma \int \tilde{\boldsymbol{\beta}}^T \tilde{\boldsymbol{\alpha}} ds & j\omega\sigma \int \tilde{\boldsymbol{\beta}}^T \tilde{\boldsymbol{\beta}} ds \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} \\ \tilde{\mathbf{J}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \int \tilde{\boldsymbol{\beta}}^T \mathbf{J} ds \end{bmatrix} \quad (9)$$

将式(3)及(6)代入方程(9),可得多导体系统的离散有限元方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\mu} \mathbf{S} + j\omega\sigma \mathbf{T} & -j\omega\sigma \mathbf{Q} \\ -j\omega\sigma \mathbf{Q}^T & j\omega\sigma \boldsymbol{\Omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} \\ \tilde{\mathbf{J}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{S} = \int \tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T \nabla^2 \tilde{\boldsymbol{\alpha}} ds$; $\mathbf{T} = \int \tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T \tilde{\boldsymbol{\alpha}} ds$; $\mathbf{Q} = \int \tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T \tilde{\boldsymbol{\beta}} ds$; $\boldsymbol{\Omega} = \int \tilde{\boldsymbol{\beta}}^T \tilde{\boldsymbol{\beta}} ds$; $\tilde{\mathbf{I}}$ 为电流列向量。

解式(10)可得求解区域中矢量磁位 $\mathbf{A}$ 与 $\mathbf{J}$,进而可求得 $\mathbf{B}, \mathbf{H}$ 等场量,即

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (11)$$

对 EMAT 线圈与待测试样所构成的系统,从线圈端看可视为一个二端口网络,等效电感、电阻和分布电容对应于网络的参数。线圈通以激励电流 I 时,系统以电感的形式存储磁场能量,而以电阻的形式消耗能量,因此线圈的等效阻抗可根据系统的磁场能量和欧姆损耗进行计算,系统的磁场能量和欧姆损耗可分别以场量和电路量表示,根据前述有限元方法所计算的场量可求解出线圈的等效电感和等效电阻^[13]。

系统的平均磁场能量为

$$W_{av} = \frac{1}{4} \int \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}^* ds = \frac{1}{2} L_{eq} I^2 \quad (12)$$

式中, $*$ 表示共轭, W_{av} 表示系统的平均能量,则有

$$L_{eq} = \frac{2W_{av}}{I^2} \quad (13)$$

系统的欧姆损耗为

$$P = \frac{1}{2\sigma} \int \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^* ds = I^2 R_{eq} \quad (14)$$

式中, $*$ 表示共轭, P 表示系统的欧姆损耗,则有

$$R_{eq} = \frac{P}{I^2} \quad (15)$$

分布电容根据系统的电场能量计算,由 $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$, 可得系统的电场能量为

$$W_E = \int \frac{\epsilon}{2\sigma^2} \mathbf{J} \cdot \mathbf{J} ds = \frac{1}{2} C_d U^2 \quad (16)$$

式中, W_E 为系统的电场能量, U 为加载到线圈上的电压, U 的数值可根据线圈电流和阻抗计算:

$$U = I / \left| \frac{1}{R_{eq} + j\omega L_{eq}} + j\omega C_d \right| \quad (17)$$

联立方程(15)和(16)可得 C_d 的值。

3 线圈匹配电容的计算

对线圈进行匹配的目的是使线圈能从激励电源中获取最大的能量,即使给定激励下的线圈电流最大。匹配的方式是在线圈两端并联电容。针对图2所示线圈等效电路,交流稳态情况下线圈的交流电阻固定,线圈的电抗可以通过并联电容改变。因此,线圈并联电容后的导纳可以表示为

$$Y_{eq} = \frac{R_{eq}}{R_{eq}^2 + (\omega_0 L_{eq})^2} + j(\omega_0(C_d + C_m) - \frac{\omega_0 L_{eq}}{R_{eq}^2 + (\omega_0 L_{eq})^2}) \quad (18)$$

式中, ω_0 为激励信号的角频率。

当线圈与匹配电容并联支路发生谐振时,线圈与匹配电容并联支路的阻抗最大,线圈可从激励电源获取最大能量,此时

$$\omega_0(C_d + C_m) - \frac{\omega_0 L_{eq}}{R_{eq}^2 + (\omega_0 L_{eq})^2} = 0 \quad (19)$$

因此

$$C_m = \frac{L_{eq}}{R_{eq}^2 + (\omega_0 L_{eq})^2} - C_d \quad (20)$$

4 计算实例与实验验证

采用本文给出的线圈阻抗、分布电容和匹配电

容的计算方法,通过实例计算和实验的方式来验证计算方法的正确性和有效性。

计算采用的线圈为图 2 所示的双层三分裂结构,它有 8 折线圈,线圈的各参数为: $l = 60\text{mm}$, $w = 6.5\text{mm}$, $w_d = 0.96\text{mm}$, $w_j = 0.2\text{mm}$, $h_d = 0.1\text{mm}$, $h_j = 0.3\text{mm}$ 。线圈采用铜导体,其材料参数为: $\mu = 0.999991$, $\sigma = 1.7 \times 10^7\text{S/m}$ 。测量所得线圈的直流电阻和电感分别为: $R = 1.7\Omega$, $L = 6.8\mu\text{H}$ 。被测试样为铝板,其材料参数为: $\mu = 1.000021$, $\sigma = 3.8 \times 10^7\text{S/m}$ 。

针对给定的线圈和被测试样,线圈激励为频率为 250kHz 的 burst 信号。采用本文给出的方法编写

有限元程序计算线圈在没有被测试样以及有被测试样但提高变化时的线圈交流电阻、电感、分布电容和匹配电容。采用试验方式确定匹配电容时,给线圈与电容并联支路通以 burst 激励信号,用示波器观察线圈两端电压波形,调整匹配电容值和激励信号频率,使电压幅值在激励信号频率为 250kHz 处取得最大值的匹配电容值即为所需电容值。计算结果和实验结果见表 1。表 1 中, C_{me} 为实验所得匹配电容值,其余参数均为计算值。 E 表示计算结果与实验结果相比的误差,可见,误差小于 2%,说明计算方法具有较好的精度。

表 1 不同提高时各参数的计算结果

$h(\text{mm})$	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	无式样
$R_{eq}(\Omega)$	2.183	2.103	2.057	2.030	2.013	2.002	1.995	1.991	1.980
$L_{eq}(\mu\text{H})$	2.764	3.781	4.428	4.848	5.125	5.311	5.440	5.530	6.043
$C_d(\text{pF})$	38.758	20.897	15.620	12.629	10.678	9.292	8.256	7.448	9.068
$C_m(\text{pF})$	117050	95250	84170	78060	74430	72150	70660	69630	64270
$C_{me}(\text{pF})$	116000	96000	83800	77000	75000	73400	70000	69000	63800
E	0.9%	0.78%	0.44%	1.3%	0.76%	1.7%	0.94%	0.91%	0.74%

从计算结果看,线圈导体间的集肤效应和邻近效应以及线圈与被测试样间的涡流效应对线圈的电阻和电感数值有较大影响:与直流电阻和电感相比,电阻变大,电感变小,同时线圈提高对线圈阻抗影响

也很大。线圈提高对线圈各参数的影响情况如图 3 所示,图 3(a)、(b)、(c)分别描述了提高对线圈电感、电阻和分布电容的影响,三图中,横坐标均为提高高度,纵坐标分别为等效电感、等效电阻和分布电容。

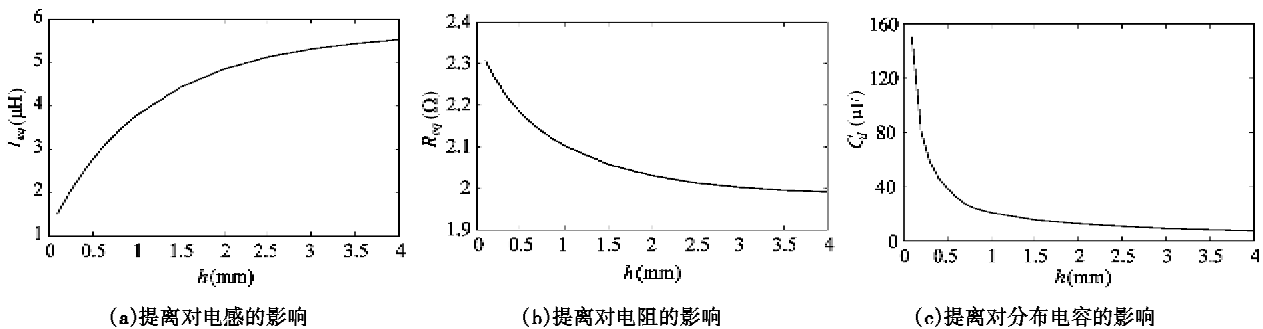


图 3 提高对各参数的影响

图 3 中不同提高下各参数的计算结果表明,线圈电阻随提高增大而减小,线圈电感随提高增大而增大,线圈分布电容随提高增大而减小,变化规律均近似符合指数规律变化。线圈各参数随提高的变化规律可以给出明确的物理解释,线圈提高变大,线圈导体与被测试样间的肌肤效应和邻近效应变弱,线圈导体内电流密度分布变得平均些,流过同样电流的导体面积变大,因此线圈电阻变小,而随着提高的

变大,被测材料内涡流产生的磁场对线圈磁场的影响变小,线圈的电感变大。

5 结 论

采用双层多分裂线圈并对线圈进行合理匹配可以提高线圈的换能效率,提高超声信号的信噪比。采用并联电容进行线圈窄带匹配是一种简易而有效

的线圈匹配方法,但由于线圈本身集肤效应和邻近效应以及线圈与待测试样间的涡流效应的影响,线圈的交流阻抗难以确定,造成匹配电容选择困难。本文针对这一问题,根据线圈的等效电路,提出了采用场的方法计算线圈等效阻抗、路的方法计算匹配电容的新思路。通过实例计算和实验结果对比,验证了计算方法的有效性。

从线圈不同提离下的计算结果看,线圈电阻随提离增大而减小,线圈电感随提离增大而增大,线圈分布电容随提离增大而减小,变化规律均近似符合指数规律变化,提离对匹配电容的选择有很大影响。分布电容与匹配电容相比较小,一般情况下可忽略不计。

参考文献

- [1] 张勇,陈强,孙振国等. 用于无损检测的电磁超声换能器研究进展. 无损检测,2004,26(6):275-279
- [2] 王淑娟,康磊,赵再新等. 电磁超声换能器的研究进展综述. 仪表技术与传感器,2006,5:47-50
- [3] 周知进,文泽军,卜英勇. 小波降噪在超声回波信号处理中的应用. 仪器仪表学报,2009,30(2):237-341
- [4] 朱红秀,吴森,刘卓然. 用于钢管缺陷检测的电磁超声传感器优化设计研究. 仪器仪表学报,2006,27(12):1737
- [5] 康磊,王淑娟,翟国富. 用于电磁超声检测系统的宽带匹配电路的设计. 仪表技术与传感器,2007,4:50-52
- [6] Weiss J, Csendes Z J. A one-step finite element method for multiconductor skin effect problems. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1982, PAS-101: 3796-3803
- [7] Jafari-Shapoorabadi R, Konrad A, Sinclair A N. Improved finite element method for EMAT analysis and design. In: Proceedings of the 8th International Joint Conference on Magnetism and Magnetic Materials, San Antonio, Texas, 2001. 544
- [8] Jian X. Coupling mechanism of an EMAT. *Ultrasonics*, 2006, 44 (Suppl): 653-656
- [9] Ludwig R, You Z, Palanisamy R. Numerical simulations of an electromagnetic acoustic transducer-receiver system for NDT applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1993,29 (3): 2081-2089
- [10] Kaltenbacher M, Ettinger K, Lerch R, et al. Finite element analysis of coupled electromagnetic acoustic systems. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1999, 35(3): 1610-1613
- [11] Obayya S S, Thomas S, Rajeshl T, et al. Accurate two dimension finite element time domain for electromagnetic acoustic transducer. In: Proceedings of the 7th Workshop on Computational Electromagnetics in Time-Domain (CEMTD '07), Perugia, Italy, 2007. 88-91
- [12] Hussein A M. Current distribution and input impedance of a finite electromagnetic acoustic transducer. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1991, 27(5): 4258-4261
- [13] 马信山. 电磁场基础. 北京:清华大学出版社, 1995

Calculation of coil impedance and matching capacitance for EMAT

Hao Kuansheng, Huang Songling, Zhao Wei, Wang Shen

(State Key Lab of Power Systems, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract

To improve the transduction efficiency and the signal noise rate (SNR) of an electromagnetic acoustic transducer (EMAT), the EMAT coil impedance matching was studied. In consideration of the fact that the attributes of the measured piece, the lift-off of the coil, the skin effect and the proximity effect of the coil under high-frequency excitation are all the influence factors to the coil impedance and the distributed capacitance, the finite element method was used to calculate the impedance and the distributed capacitance of the coil based on the equivalent circuit and the electromagnetic field model of the EMAT coil, and then the matching capacitance was computed. The experimental results verify the correctness and the validity of the presented method. The calculation and experimental results show that the resistance becomes smaller with the lift-off, the inductance and the distributed capacitance become larger with the lift-off, and the variation laws are exponential.

Key words: electromagnetic acoustic transducer (EMAT), coil impedance, matching capacitance, finite element method, lift-off