

基于生物电容的视觉假体无线能量传输系统建模及效率优化

李学平, 杨 媛, 高 勇, 乔世杰

(西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西西安 710048)

摘 要: 为了解决视觉假体无线能量传输系统设计过程中参数选取的问题, 本文进行了基于生物电容的视觉假体无线能量传输系统精确建模, 并在该模型的基础上对次级线圈回路进行了优化, 使能量传输效率较传统谐振耦合方法有明显提高. 文中采用大、小两组线圈进行比较分析和验证, 所得实验数据和建模仿真数据吻合度高, 验证了所建模型的准确性及优化方案的可行性, 为视觉假体临床应用线圈的选取和无线能量传输系统的设计提供了理论参考.

关键词: 视觉假体; 无线能量传输; 生物电容; 系统建模; 效率优化

中图分类号: TN86 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)01-0104-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.01.017

Visual Prosthesis Wireless Power Transfer System Modeling Based on Biological Capacitance and Its Efficiency-Optimization

LI Xue-ping, YANG Yuan, GAO Yong, QIAO Shi-jie

(Institute of Automation and Information, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: To solve the parameter selection problem in the design of visual prosthesis wireless power transfer system, this paper precisely models visual prosthesis wireless power transfer system on the basis of biological capacitance. Based on this model, the secondary coil circuit of the wireless power transfer system is optimized, with which the energy transfer efficiency is improved obviously compared to the traditional resonant coupling method. Experimental measurement data from the comparison and analysis between two different-sized coils highly match the simulation data in the modeling, and it verifies the correctness of the modeling and the feasibility of the optimization scheme, providing theoretical reference to the coil option of visual prosthesis clinical application and the design of wireless energy transfer system.

Key words: visual prosthesis; wireless power transfer; biological capacitance; system modeling; efficiency optimization

1 引言

视觉假体是当今生物医电领域的研究热点问题之一. 视觉假体的能量供给和数据传输是其临床应用需解决的一大难题. 为了减少患者一生中需要多次手术更换植入式电池的痛苦, 无线能量传输成为近年来学者普遍采纳的方法^[1~8]. 为了减小视觉假体植入体积从而便于临床应用, 本课题组提出利用无线能量传输线圈同载频传输数据的设计思路. 本文只研究视觉假体无线能量传输系统建模, 旨在为能量传输系统设计提供理论指导.

美国麻省理工学院 (MIT) Marin Soljacic 研究小组

2007年在“Science”杂志上发表学术论文^[9], 奠定了利用磁场耦合谐振实现无线能量传输的理论基础. Chih-Jung Chen等学者2010年在文献[1]中研究了理想情况下松耦合无线能量传输特性, 对能量无线传输效率进行了数学推导, 并借助ADS (Advanced Design System) 软件验证其数学推导的合理性. 但以上研究均针对空气介质, 未考虑像视觉假体等特殊应用中耦合线圈间生物组织对能量传输的影响. Uei-Ming Jow等学者研究了生理盐水和肌肉组织媒质的无线能量传输建模和优化^[5,6], 但其建模基于印刷螺旋线圈 (PSC, Printed Spiral Coils), 与本文建模基础存在较大差异.

鉴于上述原因,本文在系统建模与优化过程中将摒弃过多理想化假设,充分考虑系统各参数对能量传输效率的影响,建立以漆包线平面螺旋电感为耦合线圈的视觉假体无线能量传输系统模型,在建模过程中引入生物电容反映生物组织对能量传输效率的影响,并在此基础上实现建模的进一步优化。

2 无线能量传输系统理想建模

如图 1 所示为学界普遍采用的理想无线能量传输(WPT, Wireless Power Transfer)系统结构图,无线能量传输效率理想建模表达式如式(1)所示:

$$\eta = \frac{\omega M^2 R_L / L_1}{\omega M^2 R_L / L_1 + \omega M^2 r_2 / L_1 + [(\omega L_2 + X_L)^2 + (r_2 + R_L)^2] r_1 / \omega L_1} \quad (1)$$

式中 L_1 和 L_2 分别为能量耦合传输的初级和次级线圈;互感 M 或耦合系数 K_{12} 表示两线圈耦合程度,且有公式 $K_{12} = M / \sqrt{L_1 L_2}$;图 1 中其余参量, V_s 表示能量源; Z_1 表示初级线圈 L_1 回路的等效阻抗, Z_1 由初级线圈 L_1 的电抗 $j\omega L_1$ (式中 ω 为能量传输角频率)和等效串联电阻 r_1 组成,即 $Z_1 = r_1 + j\omega L_1$; Z_2 表示次级线圈 L_2 回路的等效阻抗, Z_2 由次级线圈 L_2 的电抗 $j\omega L_2$ 和等效串联电阻 r_2 以及负载 Z_L ($Z_L = R_L + jX_L$, 负载为纯阻性时 $X_L = 0$) 组成,即 $Z_2 = r_2 + j\omega L_2 + Z_L$ 。

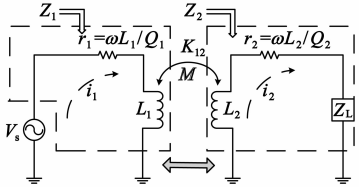


图1 线圈耦合无线能量传输理想系统

3 视觉假体无线能量传输系统建模与优化

本文优化建模的指导思路是不做理想化假设,充分考虑实际电路中各物理参数对能量传输的影响,并着重考虑人体生物组织的影响。视觉假体无线能量传输系统如图 2 所示。与图 1 对比,初级线圈回路阻抗 Z_1 增加了电源内阻 r_s 。本课题组将采用矢量网络分析仪(VNA, Vector Network Analyzer)测量参数 S_{21} 反映无线能量传输系统能量传输效率 η , 由于 VNA 自身特性,将引入 $r_s = R_L = 50\Omega$ (在实际应用中, R_L 为植入电路部分的等效负载电阻), 考虑了初、次级线圈高频等效电阻 R_1 和 R_2 对系统的影响,次级线圈回路 Z_2 增加了次级线圈由于包埋在体内而产生的生物电容 C_p 。当次级线圈植入到体内,相邻匝线圈间隙被生物组织填充(人体生物介质的相对介电常数 $\epsilon_m \gg 1$), 本文将由生物介质所产生的电容定义为生物电容。根据相关文献^[2-4,10,11],

为了提高能量传输效率,采用谐振耦合方式,分别在初、次级回路增加了谐振匹配电容 C_1 、 C_2 。

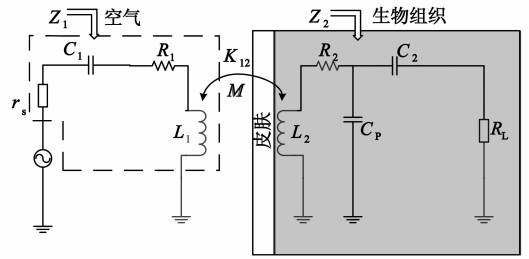


图2 视觉假体无线能量传输系统

3.1 平面螺旋型电感线圈

本课题组采用的耦合线圈为平面螺旋电感线圈,其形状如图 3 所示:A 线圈为缠绕 8 匝大线圈,B 线圈为缠绕 6 匝小线圈,后续实验将分别采用 A、B 两种型号线圈进行能量传输效率验证。

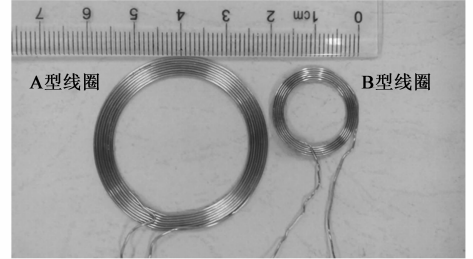


图3 平面螺旋型电感

此类电感线圈广泛应用于无线充电器、读卡器、IC、ID 卡,其电感值经验公式^[12]如式(2)所示:

$$L = \frac{r^2 n^2}{(2r + 2.8d) \times 10^5} \quad (2)$$

由式(2)可知,影响线圈电感值的参数可归纳为:线圈缠绕匝数 n ;线圈平均缠绕半径 r (外半径与内半径求平均数,单位:m);线圈缠绕深度 d (外半径减去内半径,单位:m)。

采用一对 A 型线圈作为初、次级线圈时,匝数 $n = 8$;平均缠绕半径 $r = 17.08\text{mm}$;缠绕深度 $d = 4.34\text{mm}$ 。根据式(2)可得线圈电感值 $L_1 = L_2 = 4.031\mu\text{H}$ 。

采用一对 B 型线圈作为初、次级线圈时,匝数 $n = 6$;平均缠绕半径 $r = 9.1775\text{mm}$;缠绕深度 $d = 3.205\text{mm}$ 。根据式(2)可得线圈电感值 $L_1 = L_2 = 1.11\mu\text{H}$ 。

3.2 互感 M 建模

当初、次级线圈中心轴对准时,根据麦克斯韦方程,任意一对平行的半径分别为 r_i 、 r_j 的单匝线圈之间的互感值用 M_{ij} 表示^[6,13],可表示为:

$$M_{ij} = \frac{2\mu}{\alpha} \sqrt{r_i \cdot r_j} \left[\left(1 - \frac{\alpha^2}{2} \right) K(\alpha) - E(\alpha) \right] \quad (3)$$

式(3)中 $\alpha = 2\sqrt{\frac{r_i \cdot r_j}{(r_i + r_j)^2 + D^2}}$; $K(\alpha)$ 和 $E(\alpha)$ 分别为一

类和二类完全椭圆积分;一类椭圆积分表达式: $K(\alpha)$
 $= \int_0^1 \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2)(1-\alpha^2 t^2)}}$; 二类椭圆积分表达式: $E(\alpha)$
 $= \int_0^1 \frac{\sqrt{1-\alpha^2 t^2}}{\sqrt{1-t^2}} dt$; D 为两线圈之间的距离; μ 为线圈间
 传输媒质的磁导率。

综上所述,当初级线圈为 n_1 匝,次级线圈为 n_2 匝
 时,两线圈间的互感 M 可表达为:

$$M = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{ij}(r_i, r_j, D) \quad (4)$$

如图 3 所示线圈, A 型线圈组内径 14.91mm; 每匝
 线圈线径 0.62mm; 真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$; 空气
 和生物组织相对磁导率 $\mu_r \approx 1$. 代入本文所建模型,当
 线圈间距 $D = 1 \text{cm}$ 时,互感 $M = 1.0209 \mu\text{H}$; 同理, B 型线
 圈组内径 7.575mm; 每匝线圈线径 0.53mm; 当线圈间距
 $D = 1 \text{cm}$ 时,互感 $M = 0.13129 \mu\text{H}$.

3.3 电感线圈高频等效串联电阻 R 建模

高频条件下,电感线圈的电阻由于集肤效应、邻近
 效应以及涡流效应等多方面的影响,其阻抗远远大于
 线圈直流时的固有电阻. 通常将高频下线圈损耗电阻
 分解为欧姆损耗电阻 R_o 和辐射损耗电阻 R_r [14]. 本文所
 采用的能量传输频率在 1~50MHz, 在此低频段 $R_r \ll$
 R_o , 可忽略辐射损耗阻抗 R_r .

$$R_o = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \frac{l}{2\pi a} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 n r}{2\sigma a}} \quad (5)$$

式中 μ_0 为真空磁导率; σ 为电导率; l 为导线长度; a 为
 线径; n 为线圈匝数; r 为线圈平均半径; ω 为角频率.

代入本文所采用模型,线圈电导率 $\sigma = 5.9 \times 10^7$
 S/m ; A 型线圈平均半径 $r = 17.08 \text{mm}$, 匝数 $n = 8$, 串联
 等效电阻随频率变化,例如当角频率 $\omega = 35.35534 \times$
 10^6rad/s 即 ($f = 5.63 \text{MHz}$) 时,线圈等效串联电阻 $R_1 = R_2$
 $= R_o = 0.2705 \Omega$; 同理, B 型线圈平均半径 $r =$
 9.1775mm ; 匝数 $n = 6$; 当角频率 $\omega = 43.646 \times 10^6 \text{rad/s}$
 即 ($f = 6.95 \text{MHz}$) 时,线圈等效串联电阻 $R_1 = R_2 = R_o =$
 0.1417Ω .

3.4 生物电容 C_p 建模

如图 4 所示,次级电感线圈包埋在人体生物组织
 中,线圈匝与匝的缝隙被生物组织填充. 图中, D_c 表示
 裸导线线径; D_o 表示含绝缘层导线线径; $x(\theta)$ 表示相
 邻两匝线圈不同水平点之间所填充的生物组织的厚
 度,该厚度随角度 θ 变化而变化,为了计算方便本文近
 似取 $0 \leq \theta \leq \pi/6$; 相邻两匝线圈间除了生物组织介质,
 还有如图 4 所示阴影部分表示的绝缘层介质. 综合所
 述,生物组织填充厚度表示为:

$$x(\theta) = D_o(1 - \cos\theta) \quad (6)$$

单位角度对应的相邻两匝线圈间生物组织介质等
 效电容 C_{tmm} 表示为:

$$dC_{\text{tmm}} = \epsilon_0 \epsilon_m \frac{l_t D_o}{2x(\theta)} = \epsilon_0 \epsilon_m \frac{l_t}{2(1 - \cos\theta)} d\theta \quad (7)$$

ϵ_0 为真空介电常数; ϵ_m 为生物组织相对介电常数; l_t 为
 相邻两匝线圈有效对应长度.

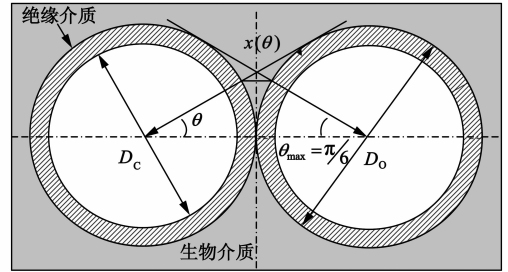


图4 次级线圈包埋后横截面示意图

单位角度对应的绝缘层介质等效电容 C_{tuc} 表示为:

$$dC_{\text{tuc}} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 l_t}{2 \ln \frac{D_o}{D_c}} d\theta \quad (8)$$

相邻两匝线圈间的生物电容 C_{tt} 可等效为生物组织
 介质等效电容 C_{tmm} 和绝缘层介质等效电容 C_{tuc} 的串联.

单位角度对应的等效生物电容用 $C_{\text{eq}}(\theta)$ 表示:

$$dC_{\text{eq}}(\theta) = \frac{dC_{\text{tuc}} dC_{\text{tmm}}}{dC_{\text{tuc}} + dC_{\text{tmm}}} = \frac{\epsilon_0 l_t}{2} \frac{1}{\frac{1}{\epsilon_m} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{D_o}{D_c} - \frac{1}{\epsilon_m} \cos\theta} d\theta \quad (9)$$

则相邻两匝线圈间生物电容 C_{tt} 表示为:

$$C_{\text{tt}} = 2 \int_0^{\pi/6} dC_{\text{eq}}(\theta) = \epsilon_0 l_t \frac{2\epsilon_r \epsilon_m \arctan \left[\frac{(-1 + \sqrt{3}) \epsilon_m \ln \frac{D_o}{D_c}}{(1 + \sqrt{3}) \sqrt{\left(2\epsilon_r + \epsilon_m \ln \frac{D_o}{D_c}\right) \epsilon_m \ln \frac{D_o}{D_c}}} \right]}{\sqrt{\left(2\epsilon_r + \epsilon_m \ln \frac{D_o}{D_c}\right) \epsilon_m \ln \frac{D_o}{D_c}}} \quad (10)$$

生物组织相对介电常数会因人而异且在 MHz 频段
 随频率升高缓慢下降 [15], 本文取肌肉组织介电常数
 $\epsilon_m \approx 54$ (后续实验将用新鲜精瘦猪肉模拟生物组织影
 响), 漆包线绝缘层相对介电常数 $\epsilon_r \approx 3.5$, A 型线圈最
 内层两匝线圈间生物电容 $C_{\text{tt}} = 20.192 \text{pF}$; B 型线圈最
 内层两匝线圈间生物电容 $C_{\text{tt}} = 5.1341 \text{pF}$.

多匝线圈每相邻两匝之间生物电容均可用式(10)
 表示; 且匝与匝之间生物电容呈串联关系, 即 n 匝线
 圈的集总生物电容等于 $n - 1$ 个匝间生物电容串联等
 效. 即:

$$C_p = \frac{1}{\frac{1}{C_{12}} + \frac{1}{C_{23}} + \dots + \frac{1}{C_{(n-1)n}}} \quad (11)$$

3.5 视觉假体无线能量传输效率优化

在视觉假体无线能量传输系统建模的基础上,本课题组发现早期被广泛采用的谐振耦合方法对能量传输效率的提高有限,本文将进一步研究视觉假体无线能量传输效率提高方案.现有研究表明,能量传输效率与初级线圈回路的结构无关,而只取决于次级回路的拓扑结构^[11,14].基于如图 2 所示视觉假体无线能量传输系统次级回路拓扑结构,本文尝试对次级回路进行如图 5 所示系列变型.

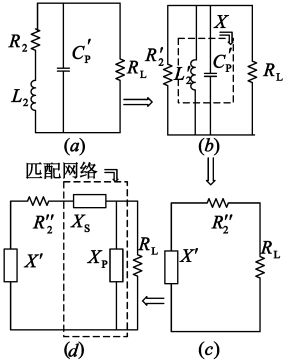


图5 次级回路阻抗等效变换示意图

通过该变型,原初级线圈高频等效电阻 R_2 变换为 R_2'' ,电抗部分 $j\omega L_2$ 和 $1/j\omega C_p$ 等效变换为 jX' .

$$R_2'' = \frac{R_2}{(\omega^2 L_2 C_p' - 1)^2 + \omega^2 C_p'^2 R_2^2} \quad (12)$$

$$X' = \frac{\omega L_2 - \omega C_p'(\omega^2 L_2^2 + R_2^2)}{(\omega^2 L_2 C_p' - 1)^2 + \omega^2 C_p'^2 R_2^2} \quad (13)$$

由于负载对能量传输效率必然产生影响,故我们假设有满足效率最大化的最佳负载 Z_L^{opt} 存在.在视觉假体中,负载为体内植入电路部分的等效负载,通常表现为纯阻性,且根据不同视觉假体所需实现的视觉分辨率不同,其神经刺激器与电极数量也不同^[16],故其负载阻抗也随之变化.因此,即使有最佳负载 Z_L^{opt} 存在,也不能保证在所有的视觉假体实践中予以满足.为了解决该问题,本文引入了阻抗匹配网络,由性质相反的电抗元件 X_p 和 X_s 组成,如图 5(d)所示.通过匹配网络调整视觉假体体内植入电路等效负载以满足无线传能效率最大化的最佳负载阻抗 Z_L^{opt} ($Z_L^{\text{opt}} = R_L^{\text{opt}} + jX_L^{\text{opt}}$).所以,效率最大化无线传能拓扑结构可等效为图 6 所示.

图 6 中电抗器件不产生能量损耗,能量源 V_s 提供的总能量被 R_s 、 R_1 、 R_2'' 和 R_L^{opt} 共同消耗,故视觉假体系统中无线能量传输效率 η 可定义为负载消耗的能量与能量源提供总能量之比.

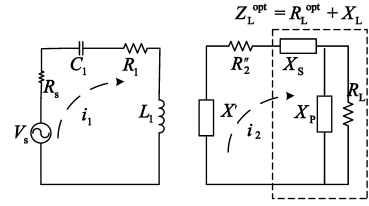


图6 视觉假体能量传输效率最大化拓扑结构

$$\eta = \frac{P_{R_L}}{P_{R_L} + P_{R_2} + P_{R_1} + P_{R_s}} \quad (14)$$

$$\text{式(14)中, } P_{R_L} = i_2^2 R_L^{\text{opt}} \quad (15)$$

表示负载获取(消耗)的能量;

$$P_{R_2} = i_2^2 R_2'' \quad (16)$$

表示次级线圈 L_2 中的等效串联电阻 R_2'' 消耗的能量;

$$P_{R_1} = i_1^2 R_1 \quad (17)$$

表示初级线圈 L_1 中的等效串联电阻 R_1 消耗的能量;

$$P_{R_s} = i_1^2 r_s \quad (18)$$

表示电源内阻 r_s 消耗的能量.

上述表达式中 i_1 和 i_2 分别表示初级回路电流和次级回路电流.根据 KVL 定理可分别求得:

$$i_1 = \left| \frac{Z_2 V_s}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \right| \quad (19)$$

$$i_2 = \left| \frac{-j\omega M V_s}{Z_1 Z_2 + (\omega M)^2} \right| \quad (20)$$

将式(15)~(20)代入式(14)可得:

$$\eta = \frac{(\omega M)^2 R_L^{\text{opt}}}{(\omega M)^2 (R_L^{\text{opt}} + R_2'') + |Z_1|^2 (R_1 + R_s)} \quad (21)$$

对式(21)求极值,可得当 $Z_L^{\text{opt}} = R_L^{\text{opt}} + jX_L^{\text{opt}} = \sqrt{\frac{R_2''(\omega^2 M^2 + (R_1 + R_s)R_2'')}{R_1 + R_s}} - jX'$ 时,视觉假体无线传能效率达到最大,如式(22)所示:

$$\eta_{\max} = \frac{2(R_1 + R_s)(R_2'' - \Delta) + \omega^2 M^2}{\omega^2 M^2} \quad (22)$$

式(22)中

$$\Delta = \sqrt{\frac{R_2''(\omega^2 M^2 + (R_1 + R_s)R_2'')}{R_1 + R_s}} \quad (23)$$

在匹配网络作用下可满足 Z_L^{opt} 实现,即

$$\frac{R_L \cdot jX_p}{R_L + jX_p} + jX_s = R_L^{\text{opt}} + jX_L^{\text{opt}} = Z_L^{\text{opt}} \quad (24)$$

X_p 和 X_s 取值可按式(25)或式(26)选择:

$$\begin{cases} X_p = -\frac{R_L \sqrt{(R_L - \Delta_1) \Delta_1}}{R_L - \Delta_1} \\ X_s = \sqrt{(R_L - \Delta_1) \Delta_1} - \frac{\omega(L_2 - C_p R_2^2 - \omega^2 L_2^2 C_p)}{\Delta_2} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} X_p = \frac{R_L \sqrt{(R_L - \Delta_1) \Delta_1}}{R_L - \Delta_1} \\ X_s = -\sqrt{(R_L - \Delta_1) \Delta_1} - \frac{\omega(L_2 - C_p R_2^2 - \omega^2 L_2^2 C_p)}{\Delta_2} \end{cases} \quad (26)$$

式(25)、(26)中

$$\Delta_1 = \sqrt{\frac{R_2 \left(\omega^2 M^2 + \frac{(R_1 + R_s) R_2}{(\omega^2 C_p L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_p^2 R_2^2} \right)}{(R_1 + R_s) [(\omega^2 C_p L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_p^2 R_2^2]}} \quad (27)$$

$$\Delta_2 = (\omega^2 C_p L_2 - 1)^2 + \omega^2 C_p^2 R_2^2 \quad (28)$$

基于式(2)~(11)所建视觉假体无线能量传输系统模型,结合式(25)~(28),可实现视觉假体无线传输效率最大化建模。

4 实验验证与分析

鉴于上述分析可知,临床应用中不同视觉分辨率需要不同数量的神经刺激器及电极,即视觉假体无线能量传输系统负载会因人而异,但采用本文上述优化方案针对不同负载调整匹配网络 X_p 和 X_s 参数都可使次级回路等效负载满足最优负载 Z_{opt} ,从而实现能量传输效率最大化。为实现效率最大化匹配网络 X_p 和 X_s 随负载 R_L 变换情况如表 1 所示。因此,本文后续实验验证着重分析能量传输载频 f 和初、次级线圈间距 D 对无线能量传输效率的影响。

本文采用如图 7 所示矢量网络分析仪 Agilent E5071C 测量能量传输效率,所用负载 $R_L = 50\Omega$;采用当日宰杀的新鲜猪肉将次级线圈全方位紧密包裹模仿人体生物组织对能量传输效率的影响。

表 1 匹配网络参数随负载变化情况

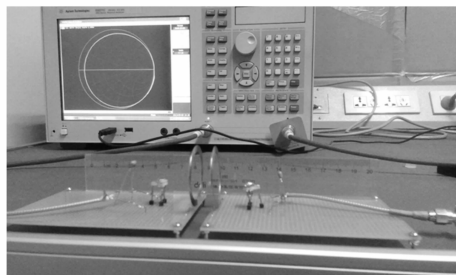
(A 型线圈,线圈间距 $D = 1\text{cm}$,载频 $f = 11.61\text{MHz}$)

Load $R_L(\Omega)$	jX_p	jX_s	η_{\max}
50	21.88j	-370.7j	88.01%
100	29.56j	-379.6j	
200	40.91j	-391.7j	
300	49.76j	-400.8j	
500	63.89j	-415.3j	
700	75.42j	-426.9j	
1000	89.99j	-441.7j	
2000	127j	-478.9j	
5000	200.6j	-552.6j	
10000	283.6j	-635.7j	

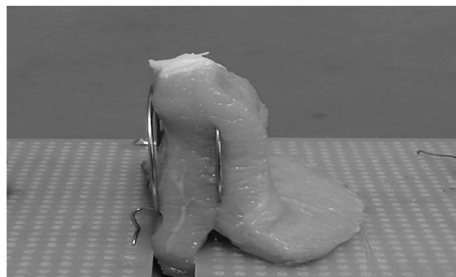
图 8(a)、(b)分别为 A 型线圈和 B 型线圈初、次级线圈相距 1cm 时无线能量传输效率随频率变化的仿真与实测对比曲线。图中曲线 1 均为基于图 1 理想无线传输系统建模采用谐振耦合(SS 结构)的能量传输效率随频率变化曲线,曲线 2 均为基于图 2 考虑生物电容的无线传输系统建模采用谐振耦合的能量传输效率曲线,

曲线 3 均为视觉假体无线能量传输效率实测曲线。

对比曲线 1、2、3 可见,曲线 2 由于未做任何理想化假设,综合考虑了系统各参数对能量传输的影响尤其是生物电容的引入反映了次级线圈植入后生物组织对能量传输的影响,因此相比理想曲线 1 能够更精确反映视觉假体无线能量传输效率随频率变化关系。进一步对比曲线 2、3 会发现:两条曲线趋势吻合,在低频段,两条曲线重合度高,随着频率的增加实测效率低于建模仿真数据且误差有增大趋势。分析其原因在于:生物组织对能量的吸收会随着频率的增高而增大,该吸收作用主要是由于生物组织的阻性而产生,但在本文视觉假体建模过程中只考虑生物组织的容性影响。本文建模之所以忽略生物组织的阻性影响是由于生物组织在较低频段对能量的阻性吸收很小,可以忽略,这也与本课题组在选择无线能量传输载频时选择较低频段,防止频率过高对患者产生伤害的初衷相吻合。曲线 4 为视觉假体模型优化后能量传输效率仿真曲线,曲线 5 为按优化模型优化系统后无线能量传输效率实测曲线。曲线 4、5 高度吻合,验证了本文视觉假体无线能量传输优化建模的精确性。同时曲线 4、5 与曲线 2、3 对比可见优化后视觉假体无线能量传输效率较优化前有较大提高,也验证了本文优化方法的有效性。



(a) 实验电路及矢量网络分析仪 Agilent E5071C



(b) 次级线圈被生物组织包裹埋演示

图 7 实验测量装置实物图

从视觉假体的临床应用考虑,较小的 B 型线圈更适合于人体植入,但通过对比图 8(a)、(b)两图可见:采用较小 B 型线圈所获得的能量传输效率曲线簇较采用较大 A 型线圈都有明显下降。分析原因在于:线圈尺寸的减小必然导致穿过线圈的磁力线减少,从而降低了初、次线圈的互感(耦合系数),最终导致能量传输效率

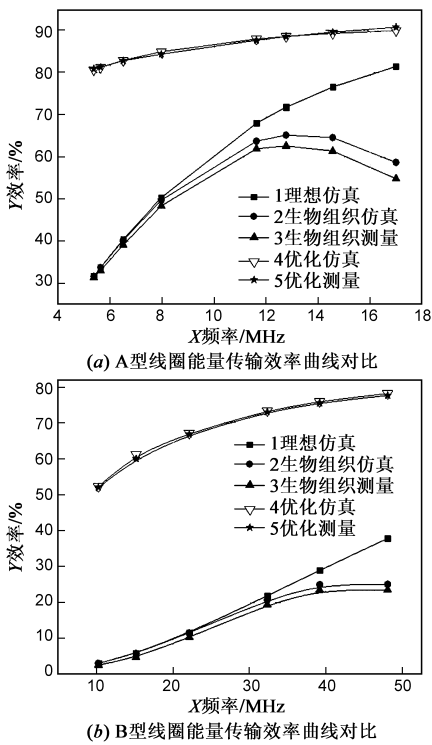


图8 视觉假体能量传输效率随载频变化曲线

的降低,这也是部分学者通过提高互感或耦合系数提高能量传输效率的理论依据^[17].因此,在日后的视觉假体临床应用中,不能一味追求植入线圈体积的减小,而要做好体积与效率两指标的平衡.

此外,进一步观察图8可发现:优化后能量传输效率曲线随频率变化趋势变缓,即效率受频率变化影响减小.因此,优化后视觉假体系统在满足数据传输速率要求前提下,为了保证人体安全可选择更低的传输载频,而对能量传输效率的影响很小,从而提高了视觉假体系统载频可选择宽度.

图9为载频固定时能量传输效率随线圈间距变化的仿真与实测对比曲线.图9(a)为采用A型线圈时固定载频11.61MHz优化前仿真与实测能量传输效率对比曲线,图9(b)为采用B型线圈时固定载频10.64MHz优化后仿真与实测能量传输效率对比曲线.两图中曲线1均表示仿真曲线,曲线2均表示实测曲线.对比两图可发现:无论线圈大小和采用优化方案与否,随着线圈间距的增加,能量传输效率均呈下降趋势且仿真与实测误差有增大趋势.分析原因在于:随着次级线圈植入深度的增加,一方面,初、次级线圈之间的耦合程度降低,因此导致能量传输效率随之降低;另一方面,更厚的生物组织必然引入更高的生物电阻从而消耗更多的传输能量,而本文在建模及优化过程中未考虑生物电阻的影响,随着线圈间距的增加,线圈间生物电阻的

影响也随之增大,因此必然导致仿真与实测误差的增大.但该误差基本满足视觉假体临床应用的精度要求.因此,本文建模及优化方法较精确地反映了视觉假体能量传输效率与初、次级线圈间距的变化关系.

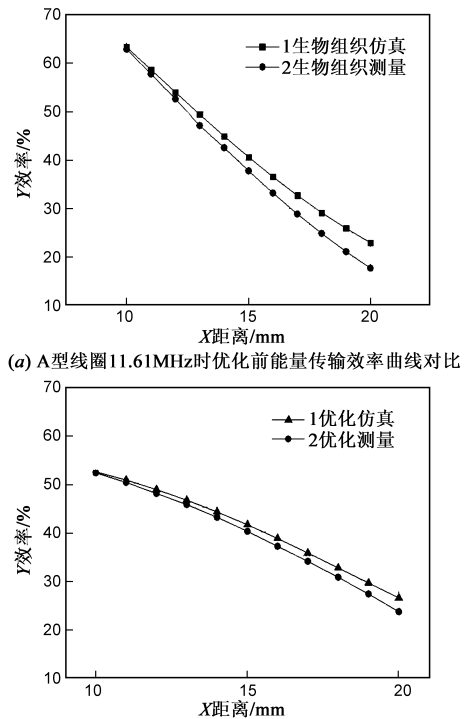


图9 视觉假体能量传输效率随线圈间距变化曲线

5 结束语

本文充分考虑视觉假体各参数对无线能量传输效率的影响,在建模过程中未做过多理想化假设,并抽象出生物电容较为准确的反映了生物组织对能量传输效率的影响,从而建立了较以往文献更为精确的视觉假体无线能量传输系统模型.在此模型基础上通过对影响能量传输效率的次级线圈回路进一步结构优化,使能量传输效率较传统的谐振耦合方式有较大幅度提高,且能量传输效率受频率变化影响减小,为后续视觉假体无线数据传输载频选取提供了更宽的备选频段.通过实验与仿真验证,本文提出的视觉假体无线能量传输模型与实际系统更为吻合,且提出的效率优化方案切实可行.因此,本文基于生物电容概念的建模理论及以此为基础的效率优化方案为视觉假体无线能量传输系统的设计及其未来临床应用提供了理论依据.

参考文献

- [1] Chih-Jung Chen, Tah-Hsiung Chu, Chil-Lung Lin, et al. A study of loosely coupled coils for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express

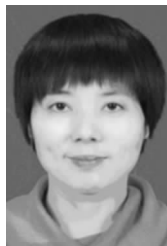
- Briefs, 2010, 57(7): 536 – 540.
- [2] 石新智, 等. 基于磁共振的无线能量传输系统接收模块参数研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 204 – 211.
Shi Xinzhi, et al. Receiver parameters analysis of wireless energy transfer system based on magnetic resonance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 204 – 211. (in Chinese)
- [3] 李闻先, 等. 磁耦合共振无线能量传输系统中平面螺旋线圈的设计[J]. 吉林大学学报, 2013, 51(5): 929 – 932.
Li Wenxian, et al. Design of planar spiral coil applied to the magnetic coupling resonance system[J]. Journal of Jilin University, 2013, 51(5): 929 – 932. (in Chinese)
- [4] Dukju Ahn, Songcheol Hong. A study on magnetic field repeater in wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 360 – 371.
- [5] Uei-Ming Jow, Maysam Ghovanloo. Modeling and optimization of printed spiral coils in air, saline, and muscle tissue environments[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2009, 3(5): 339 – 346.
- [6] Uei-Ming Jow, Maysam Ghovanloo. Design and optimization of printed spiral coils for efficient transcutaneous inductive power transmission[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2007, 1(3): 193 – 201.
- [7] 刘刚, 颜国正, 等. 无线供能图像胶囊内窥镜的设计与实验分析[J]. 电子学报, 2013, 41(10): 1893 – 1897.
LIU Gang, YAN Guo-zheng, et al. Design and experiment of wireless powered image capsule endoscopy[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(10): 1893-1897. (in Chinese)
- [8] Meysam Zargham, P Glenn Gulak. Maximum achievable efficiency in near-field coupled power-transfer systems[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2012, 6(3): 228 – 244.
- [9] Marin Soljacic, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83 – 86.
- [10] Mehdi Kiani, Uei-Ming Jow, Maysam Ghovanloo. Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(6): 579 – 591.
- [11] Anil Kumar RamRakhyani, et al. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(1): 48 – 62.
- [12] 物理教研组. 物理学实验教程[M]. 广州: 中山大学出版社, 2004. 162.
- [13] 曾翔君, 等. 基于互感模型的混合封装电力电子集成模块内电磁干扰的研究[J]. 电子学报, 2004, 32(5): 782 – 786.
Zeng Xiang-jun, et al. EMI research based on mutual inductance model inside hybrid IPEM[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 782 – 786. (in Chinese)
- [14] Solja cic M, Kurs A, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science Express, 2007, 112(6): 1 – 10.
- [15] 阮方鸣, 等. 计算人体生物电阻抗的柱体模型算法[J]. 电子学报, 2010, 38(2): 469 – 472.
Ruan Fang-ming, et al. Cylindrical Model Algorithm for Calculation of Human Body Impedance[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(2): 469 – 472. (in Chinese)
- [16] 隋晓红, 等. 用于视觉假体的新型高动态范围图像传感器像素单元电路设计[J]. 电子学报, 2011, 39(8): 1800 – 1804.
Sui Xiao-hong, et al. Circuit design of high-dynamic-range image sensor pixel for visual prostheses[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(8): 1800 – 1804. (in Chinese)
- [17] Sang-Cheol Moon, Bong-Chul Kim, et al. Analysis and design of a wireless power transfer system with an intermediate coil for high efficiency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5861 – 5870.

作者简介



李学平 男, 1980 年 10 月出生, 于山西介休, 分别于 2003 和 2011 年在长安大学和西安电子科技大学获得学士和硕士学位, 现为西安理工大学博士研究生, 讲师. 主要研究方向为电路系统建模.

E-mail: lixueping@xaut.edu.cn



杨媛(通信作者) 女, 1974 年 10 月出生, 于湖南平江, 2004 年博士毕业于西安理工大学微电子学与固体电子学专业, 2005 年为日本九州大学访问学者, 现为西安理工大学教授、博士生导师, 主要从事半导体新器件、集成电路及系统等方面的研究工作.

E-mail: yangyuan@xaut.edu.cn