

陈志英, 高跃明, 杜民. 植入式人体通信中电磁波在不同组织分界面上的传播特性研究[J]. 电波科学学报, 2017, 32(2): 134-143. DOI: 10.13443/j.cjors.2017011004

CHEN Z Y, GAO Y M, DU M. ElectromagneticWave transmission characteristics on different tissue boundaries for implantable human body communication[J]. Chinese journal of radio science, 2017, 32(2): 134-143. (in Chinese). DOI: 10.13443/j.cjors.2017011004

植入式人体通信中电磁波在不同组织分界面上的传播特性研究

陈志英^{1,2,4} 高跃明^{2,3} 杜民^{3,5}

(1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350116; 2. 福建省医疗器械和医药技术重点实验室, 福州 350116;

3. 福州大学物理与信息工程学院, 福州 350108; 4. 厦门理工学院电气工程与自动化学院, 厦门 361024;

5. 福建省生态产业绿色技术重点实验室, 武夷山 354300)

摘 要 通过计算电磁波在不同人体组织分界面的入射情况, 研究人体信道电磁波跨越不同组织分界面时的传播特性. 文章首先利用电磁场边界条件推导均匀平面电磁波向单层与多层导电媒质入射时的反射系数、透射系数及电磁波表达式; 然后以人体手臂为研究对象, 采用 4 阶 Cole-Cole 模型获取 10 Hz~100 GHz 人体组织介电参数, 计算向单层、多层组织入射时各个分界面上的最大入射角、反射系数、透射系数与平均能流密度, 结果显示, 垂直入射是电磁波透射多层人体组织的主要路径, 皮肤与空气分界面的反射系数最大, 频率小于 1 MHz 或大于 10 GHz 的电磁波能量比较难在人体内外传播, 电磁波平均能流密度传播随频率呈带通特性, 带宽及中心频率与器件植入位置有关等; 最后采用 COMSOL Multiphysics 建立电磁波向 3 层人体组织垂直入射的有限元仿真模型, 仿真结果与理论计算结果相比误差小于 0.000 08, 验证了理论推导与计算的正确性.

关键词 植入式人体通信; 组织分界面; 垂直入射; 反射系数; 平均能流密度

中图分类号 TN801; TN011

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2017)02-0134-10

DOI 10.13443/j.cjors.2017011004

Electromagnetic wave transmission characteristics on different tissue boundaries for implantable human body communication

CHEN Zhiying^{1,2,4} GAO Yueming^{2,3} DU Min^{3,5}

(1. College of Electrical Engineering & Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China;

2. Key Laboratory of Medical Instrumentation & Pharmaceutical Technology of Fujian Province, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China;

3. College of Physics and Telecommunication Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

4. School of Electrical Engineering & Automation, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

5. Fujian Provincial Key Laboratory of Eco-industrial Green Technology, Wuyishan 354300, China)

Abstract Transmission characteristics of signal crossing the boundary of different tissues in human body are studied through calculating the incidence of electromagnetic wave at the tissue boundaries. Reflection coefficient, transmission coefficient and the expression of electromagnetic field are deduced from the boundary conditions firstly when the uniform plane electromagnetic wave incidence to the single layer and

收稿日期: 2017-01-10

资助项目: 国家自然科学基金(U1505251)

联系人: 高跃明 E-mail: fzugym@163.com

multi-layer mediums. Then the human arm is taken as a research object, and the fourth-order Cole-Cole model issued to obtain the dielectric parameters of body tissues in 10 Hz—100 GHz. After that, the maximum incident angle, reflection coefficient, transmission coefficient and average energy flux density on the boundaries are calculated when electromagnetic wave incidence to 1-layer, 2-layer and 3-layer tissues. The results show that electromagnetic wave is propagating through the multi-layer tissues mainly with the vertical incidence, the reflection coefficient on the boundary of skin and air is larger than any other tissues, the energy of electromagnetic wave is difficult to be transmitted inside and outside the body with a frequency less than 1 MHz or larger than 10 GHz, the average energy flux density of electromagnetic wave presents band-pass characteristic with frequency, and the bandwidth and center frequency are related to the implantation position of device. Finally, a finite element simulation model of vertical incidence to the 3-layer human body tissues is built by using COMSOL Multiphysics. The differences between the simulation results and calculation results are less than 0.000 08, which verify the accuracy of the theoretical deduction and calculation.

Keywords implantable human body communication; tissue boundary; vertical incidence; reflection coefficient; average energy flux density

引言

人体通信是将人体本身作为信号传输的介质^[1-2],使信号在人体“体表-体表”、“体表(外)-体内”、“体内-体内”传输的一项新兴短距离通信技术^[3],它是实现人体表面、周围、内部各种穿戴式/植入式医学传感器之间信息传输和组建医疗体域网(Medical Body Area Networks, MBAN)的一种有效方法^[4-5].其中,“体表(外)-体内”、“体内-体内”间信息传输称为植入式人体通信,它是植入式医学传感器重点发展的无线通信技术,是未来生物医疗发展的必然趋势^[6].

近年来,人体通信研究主要集中在电容耦合(Capacitive Coupling)人体通信与电流耦合(Galvanic Coupling)人体通信两种^[7-8].电容耦合人体通信发展较快,已有CMOS工艺的通信芯片问世,传输速率高,可达160 Mb/s^[9],但它只能用于“体表-体表”通信,不适合用于植入式器件无线通信.电流耦合人体通信研究则偏重基础方面,主要是采用电磁场数值方法或电路等效方法对人体信道建模,研究人体信道特性及传输机理^[10-14].但是,电流耦合人体通信速率较低,载波频率一般小于10 MHz,建模时将电磁场等效于准静电场,然后采用有限元、有限差分等数值方法分析人体不同生物组织中的电场分布,忽略了磁场分布与能量传输特性分析,但当信号频率上升到一定值,电磁场传播效应不能忽略,信号将以电磁波形式传输,准静电场等效及现有模型将不再适用于人体信道特性分析.此外,现有的电流耦合人体信道特性研究也主要针对“体表-体表”通信,

较少涉及“体表(外)-体内”这种跨皮肤的植入式人体通信.

人体由多种生物组织构成,如皮肤、脂肪、肌肉等,每种生物组织的介电参数不同^[15],则电磁信号在不同组织中的传播特性不同,因此针对植入式人体通信研究电磁信号在人体各组织传播的内在机理与特性至关重要.但是,目前植入式人体通信的信道特性研究依然缺乏^[3,6,16],关于信号从体外传至体内或从体内传至体外经过不同组织分界面的传输特性研究也鲜有报道.不同于电容耦合与电流耦合人体通信所采用的近场研究方法,本文从电磁波理论出发,根据不同导电媒质分界面的链接条件,推导计算10 Hz~100 GHz均匀平面电磁波经过人体不同组织分界面时的入射情况,研究植入式人体通信中电磁波跨越人体不同组织分界面时的传播特性,它可为植入式器件的天线植入位置、方向排列、功率、工作频段选择、无线通信电路设计以及无线供能提供理论依据,从而推动植入式医疗器件快速发展.需要指出,低频下的电磁波波长很长,电磁波远场通信方法不适合用于短距离人体通信,本文计算低频电磁波在人体中传播特性,主要目的是探讨植入式器件能否接收空间中长波、中波、短波的电磁能量并为其供能.

1 导电媒质分界面的反射与透射系数

导电媒质中沿 z 方向传播的均匀平面电磁波可表示为:

$$E = E_0 e^{-\gamma z} = E_0 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z},$$

$$H = \frac{E_0}{\eta_c} e^{-\gamma z} = \frac{E_0}{\eta_c} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}.$$

式中: E 为电磁波的电场强度; H 为电磁波的磁场强度; $E_0 = E_m e^{j\phi_0}$ 为电磁波电场强度的复振幅值; $\gamma = \alpha + j\beta$ 为电磁波的传播常数; $\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} - 1 \right]}$ 为电磁波的衰减常数, ω 是电磁波的角频率, σ, ϵ, μ 分别是媒质的电导率、介电常数、磁导率; $\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} + 1 \right]}$ 为电磁波的相位常数; $\eta_c = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}}$ 为导电媒质的波阻抗.

1.1 导电媒质分界面的链接条件

由于导电媒质的分界面不能存在自由电荷, 可得导电媒质分界面上的自由电荷面密度 $\rho_s = 0$; 在电导率一定的导电媒质中, 根据欧姆定律微分形式 $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$, 可知 $\mathbf{J}$ 为有限值, 因此分界面上的面电流密度 $\mathbf{J}_s = \lim_{\Delta h \rightarrow 0} \mathbf{J} \Delta h = 0$, 即有限电导率下导电媒质分界面不能存在面电流^[17]. 由此, 可获得导电媒质分界面磁场强度与电场强度的切向分量连续, 磁感应强度与电位移矢量的法向分量连续, 即导电媒质分界面链接条件为:

$$H_{1t} = H_{2t}, E_{1t} = E_{2t}, B_{1n} = B_{2n}, D_{1n} = D_{2n}.$$

1.2 向导电媒质分界面的垂直入射

沿 z 方向传播的均匀平面电磁波从导电媒质 1 垂直入射到导电媒质 2 时, 根据导电媒质分界面的链接条件, 在分界面上, 入射波 E_{i0} 、反射波 E_{r0} 与透射波 E_{t0} 存在以下关系:

$$E_{i0} + E_{r0} = E_{t0}, \frac{E_{i0}}{\eta_{c1}} - \frac{E_{r0}}{\eta_{c1}} = \frac{E_{t0}}{\eta_{c2}}.$$

由上式可计算得出电磁波反射系数 Γ 与透射系数 T , 即:

$$\Gamma = \frac{\eta_{c2} - \eta_{c1}}{\eta_{c2} + \eta_{c1}}, \quad T = \frac{2\eta_{c2}}{\eta_{c2} + \eta_{c1}}. \quad (1)$$

由于导电媒质中的波阻抗为复数, 因此反射系数与透射系数也是复数, 说明反射波、透射波与入射波之间存在相位差.

1.3 向导电媒质分界面的斜入射

当均匀平面电磁波从导电媒质 1 斜入射到导电媒质 2 时, 假设 $z = 0$ 为媒质分界面, $\mathbf{e}_i$ 是入射波传播方向的单位矢量, $\mathbf{e}_r$ 是反射波传播方向的单位矢量, $\mathbf{e}_t$ 是透射波传播方向的单位矢量, $\theta_i, \theta_r, \theta_t$ 分别

是入射角、反射角与透射角(即分别为传播方向与 z 轴的夹角), u 表示垂直 z 轴的坐标(传播方向在 uz 平面上, 即传播方向可分解为 u 分量与 z 分量), r 表示电磁波等相位面上任一点的矢径, 这时, 入射波 E_i 、反射波 E_r 及透射波 E_t 可表示为:

$$\begin{aligned} E_i &= E_{i0} e^{-\gamma_1 \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{r}} = E_{i0} e^{-\gamma_1 z \cos \theta_i} e^{-\gamma_1 u \sin \theta_i}, \\ E_r &= E_{r0} e^{-\gamma_1 \mathbf{e}_r \cdot \mathbf{r}} = E_{r0} e^{\gamma_1 z \cos \theta_r} e^{-\gamma_1 u \sin \theta_r}, \\ E_t &= E_{t0} e^{-\gamma_2 \mathbf{e}_t \cdot \mathbf{r}} = E_{t0} e^{-\gamma_2 z \cos \theta_t} e^{-\gamma_2 u \sin \theta_t}. \end{aligned}$$

根据反射定律与透射定律, 存在以下关系:

$$\begin{aligned} \theta_i &= \theta_r, \\ \beta_1 \sin \theta_i &= \beta_2 \sin \theta_t. \end{aligned}$$

式中, β_1, β_2 分别为媒质 1、2 的相位常数.

斜入射时, 任意方向的电场均可分解成两个方向的分量, 分别为垂直极化波(电场为 y 方向)与平行极化波(电场方向位于 xz 平面). 通过反射定律、透射定律与分界面链接条件进行推导, 可获得垂直极化波的反射系数与透射系数分别为:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\perp} &= \frac{\eta_{c2} \cos \theta_i - \eta_{c1} \cos \theta_t}{\eta_{c2} \cos \theta_i + \eta_{c1} \cos \theta_t}, \\ T_{\perp} &= \frac{2\eta_{c2} \cos \theta_i}{\eta_{c2} \cos \theta_i + \eta_{c1} \cos \theta_t} e^{(a_2 \sin \theta_t - a_1 \sin \theta_i) x}. \end{aligned}$$

平行极化波的反射系数与透射系数分别为:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\parallel} &= \frac{\eta_{c1} \cos \theta_i - \eta_{c2} \cos \theta_t}{\eta_{c1} \cos \theta_i + \eta_{c2} \cos \theta_t}, \\ T_{\parallel} &= \frac{2\eta_{c2} \cos \theta_i}{\eta_{c1} \cos \theta_i + \eta_{c2} \cos \theta_t} e^{(a_2 \sin \theta_t - a_1 \sin \theta_i) x}. \end{aligned}$$

1.4 向多层导电媒质分界面的垂直入射

当沿 z 方向传播的均匀平面波从媒质 1 向 n 层媒质垂直入射时, 假设 $z = d_0 = 0, z = d_1, \dots, z = d_{n-1}$ 分别为 n 个分界面, 媒质 1, 2, $\dots, n$ 存在各自的入射波与反射波, 媒质 $n+1$ (最后一层) 只存在透射波, 则各区域中的入射波 E_i 、反射波 E_r 及透射波 E_t 可表示为:

$$\begin{aligned} E_{1i} &= E_{1i0} e^{-\gamma_1 z}, \\ E_{1r} &= E_{1r0} e^{\gamma_1 z}; \\ E_{2i} &= E_{2i0} e^{-\gamma_2 (z-d_1)}, \\ E_{2r} &= E_{2r0} e^{\gamma_2 (z-d_1)}; \\ &\dots \\ E_{ni} &= E_{ni0} e^{-\gamma_n (z-d_{n-1})}, \\ E_{nr} &= E_{nr0} e^{\gamma_n (z-d_{n-1})}; \\ E_{(n+1)t} &= E_{(n+1)t0} e^{-\gamma_{n+1} (z-d_{n-1})}. \end{aligned}$$

通过推导, 可得出任意第 m 个分界面上的反射系数与透射系数分别为:

$$\Gamma_m = \frac{Z(d_{m-1}) - \eta_{cm}}{Z(d_{m-1}) + \eta_{cm}};$$

$$T_m = 1 + \Gamma_m,$$

$$T_{m-1} = \frac{1 + \Gamma_{m-1}}{e^{\gamma_m(d_{m-1}-d_{m-2})} + \Gamma_m e^{-\gamma_m(d_{m-1}-d_{m-2})}},$$

$$m = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

式中 $Z(d_{m-1})$ 称为 $z = d_{m-1}$ 分界面上的等效波阻抗,其值为:

$$Z(d_{m-1}) = \eta_{c(m+1)},$$

$$Z(d_{m-2}) = \eta_m \frac{e^{\gamma_m(d_{m-1}-d_{m-2})} + \Gamma_m e^{-\gamma_m(d_{m-1}-d_{m-2})}}{e^{\gamma_m(d_{m-1}-d_{m-2})} - \Gamma_m e^{-\gamma_m(d_{m-1}-d_{m-2})}},$$

$$m = 2, 3, \dots, n. \quad (3)$$

计算出各个分界面上的反射系数与透射系数后,就可获得各媒质中的电磁波表达式为:

$$E_1 = E_{10}(e^{-\gamma_1 z} + \Gamma_1 e^{\gamma_1 z}),$$

$$H_1 = \frac{E_{10}}{\eta_{c1}}(e^{-\gamma_1 z} - \Gamma_1 e^{\gamma_1 z});$$

$$\dots$$

$$E_n = T_1 T_2 \dots T_{n-1} E_{10}(e^{-\gamma_n(z-d_{n-1})} + \Gamma_n e^{\gamma_n(z-d_{n-1})}),$$

$$H_n = \frac{T_1 T_2 \dots T_{n-1} E_{10}}{\eta_n}(e^{-\gamma_n(z-d_{n-1})} - \Gamma_n e^{\gamma_n(z-d_{n-1})});$$

$$E_{n+1} = T_1 T_2 \dots T_n E_{10} e^{-\gamma_{n+1}(z-d_{n-1})},$$

$$H_{n+1} = \frac{T_1 T_2 \dots T_n E_{10}}{\eta_{c(n+1)}} e^{-\gamma_{n+1}(z-d_{n-1})}. \quad (4)$$

1.5 平均坡印廷矢量

如果只计算出媒质分界面上的反射系数与透射系数还不能完全反映电磁波的传播特性,平均坡印廷矢量表示传播方向上每一点电磁波传播的平均能流密度,因此,计算出各媒质分界面上的平均坡印廷矢量,可清晰说明入射波能量透入各种媒质的情况.平均坡印廷矢量表示为

$$\mathbf{S}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*]. \quad (5)$$

式中: $\mathbf{S}_{av}$ 是平均坡印廷矢量; $\mathbf{H}^*$ 表示磁场 $\mathbf{H}$ 的共轭; Re 表示求实部.

2 人体不同组织分界面的人射计算

2.1 等效分界面定义

以人体手臂作为研究对象,忽略其内部血管等组织,简化成由皮肤、脂肪、肌肉、骨骼4种组织构成.假设电磁波沿着前臂外侧或内侧垂直入射,人体前臂侧表面比较扁平,可将不同人体组织分界面近似等效于平面,如图1所示,包括空气与皮肤、皮肤与脂肪、脂肪与肌肉、肌肉与骨骼(包括骨质与骨髓)4个分界面,每层组织的厚度如表1所示^[14].



图1 人体手臂不同组织的等效分界面

表1 人体手臂不同组织等效厚度 单位:mm

骨骼	皮肤	脂肪	肌肉
1.5	8.5	27.5	12.5

2.2 组织介电参数

人体组织作为电介质材料,具有导电和绝缘双重特性,分别用电导率 σ 和介电常数 ϵ 来表征.当交变电场作用于人体时,组织的相对磁导率约为1,但组织的电导率和介电常数随电场频率发生改变:低频时,介电谱表现高绝缘性(介电常数值高)和低导电性(电导率低)的电容阻碍作用;随着电场频率的增加,介电常数由高向低递减而电导率由低向高递增. Gabriel 通过大量实验数据建立了描述17种人体组织在10 Hz ~ 100 GHz 频段介电特性的4阶 Cole-Cole 模型^[15]:

$$\epsilon_r^*(\omega) = \epsilon_\infty + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0}.$$

式中: ϵ_r^* 是复相对介电常数; ϵ_∞ 是频率趋于无穷大时的介电常数; $\Delta\epsilon_n$ 是介电弛豫增量; τ_n 是弛豫时间; α_n 是介于0到1的系数; σ_i 是静态下的电导率; ϵ_0 是真空介电常数; ω 是角频率.

复相对介电常数可分为实部与虚部,即

$$\epsilon_r^*(\omega) = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega).$$

式中:实部是相对介电常数;虚部等于 $\sigma/(\omega\epsilon_0)$.因此,有:

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon'(\omega),$$

$$\sigma(\omega) = \omega\epsilon_0\epsilon''(\omega).$$

如此,根据 Cole-Cole 模型计算复相对介电常数值后,就可得到人体组织在各种频率下的相对介电常数与电导率.国际 IEEE 组织定义可植入通信系统(Medical Implant Communication Services, MICS)的频带为402 ~ 405 MHz,当选择频率402 MHz时,利用 Cole-Cole 模型可计算出402 MHz对应的各人体组织介电参数,结果如表2所示.

表2 频率为402 MHz时人体组织介电参数

不同组织	电导率 σ/S	相对介电常数 ϵ_r
皮肤(干)	0.688 0	46.740 8
皮肤(湿)	0.669 4	49.872 7
脂肪	0.041 1	5.578 9
肌肉	0.796 0	57.112 3
骨骼	0.091 4	13.142 6

2.3 入射计算

植入式人体通信时,电磁波信号将经皮肤向内部或经皮肤向外部传播,本文利用上述4阶Cole-Cole模型计算获得人体组织介电参数后,采用Matlab软件编程分别计算电磁波在10 Hz~100 GHz频率下经皮肤向内及向外传播时各个分界面的入射情况.为了直接获取电磁波信号在不同组织分界面上的传播特性,本文暂不计算噪声信号对人体信道的影响.考虑人体前臂植入器件主要有浅表植入(植入在皮下或浅脂肪)和深植入(植入在深脂肪或肌肉),分界面入射计算将主要包括空气与皮肤、皮肤与脂肪、脂肪与肌肉三个单分界面垂直入射下的反射、透射系数计算与斜入射下的最大入射角计算,以及电磁波向空气、皮肤、脂肪、肌肉多层介质垂直入射下的反射、透射系数与平均能流密度计算.

3 计算结果与分析

3.1 单分界面斜入射最大入射角计算结果

根据透射定理 $\beta_1 \sin \theta_i = \beta_2 \sin \theta_t$,斜入射时,透射角 $\theta_t = \arcsin(\beta_1 \sin \theta_i / \beta_2)$,由此可知,若传播常数 $\beta_1 \leq \beta_2$,则不论入射角多大($0^\circ \sim 90^\circ$),透射角必然存在,即最大入射角为 90° ;若传播常数 $\beta_1 > \beta_2$,则透射角是否存在与入射角大小有关,仅当入射角 $\theta_i < \arcsin(\beta_2 / \beta_1)$ 时,存在透射角,即最大入射角为 $\arcsin(\beta_2 / \beta_1)$.因此,当 $\beta_1 \gg \beta_2$ 时,最大入射角约等于 0° ,这时分界面上只存在垂直入射.

图2是不同组织分界面上的最大入射角计算结果.可以看出,当电磁波由人体组织内部向空气入射时,皮肤/空气分界面的最大入射角最小,频率小于1 MHz时,最大入射角约为 0° ,频率在100 MHz~1 GHz间,最大入射角为 $5.9^\circ \sim 8.8^\circ$ 之间.表3给出了频率402 MHz时不同分界面上的最大入射角值,其中,干、湿皮肤/空气分界面上的最大入射角最小,分别为 8° 、 7.8° .可见,垂直入射是电磁波经皮肤由内部向空气传播的主要入射方式.

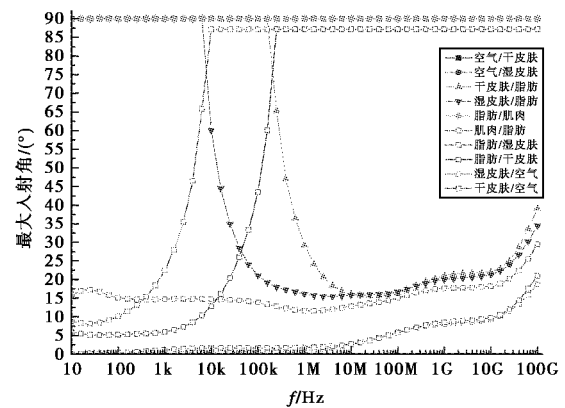


图2 不同组织分界面上的最大入射角

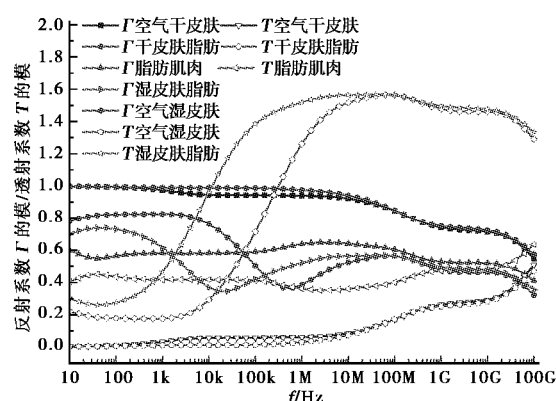
表3 402 MHz时分界面上的最大入射角

分界面	最大入射角 / ($^\circ$)
空气 / 干皮肤	90.0
空气 / 湿皮肤	90.0
干皮肤 / 脂肪	19.5
湿皮肤 / 脂肪	19.0
脂肪 / 肌肉	90.0
肌肉 / 脂肪	17.6
脂肪 / 干皮肤	90.0
脂肪 / 湿皮肤	90.0
干皮肤 / 空气	8.0
湿皮肤 / 空气	7.8

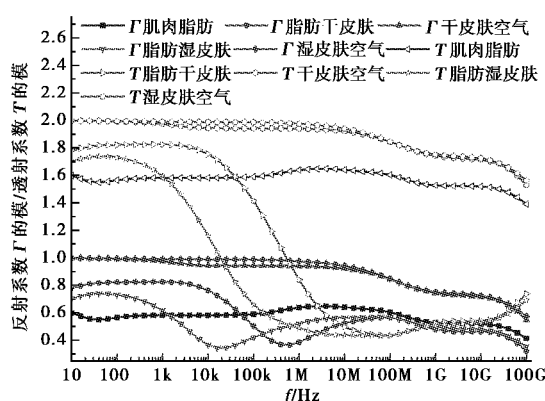
3.2 单分界面垂直入射计算结果

利用式(1)对10 Hz~100 GHz下不同人体组织单个分界面进行反射与透射系数计算,结果如图3、4所示.图3(a)、(b)分别为电磁波由空气向体内、体内向空气传播时5个单层分界面反射系数 Γ 与透射系数 T 的模.图4(a)、(b)分别对应图3中反射系数 Γ 与透射系数 T 的相位 ϕ_r 、 ϕ_t .

从图3可以看出,空气与皮肤分界面的反射系数最大,其他分界面的反射系数均小于空气与皮肤分界面的反射系数,可见皮肤是电磁波经皮肤向体内或体外传播的最大障碍.当频率小于10 MHz时,空气与皮肤分界面反射系数约等于1,说明电磁波基本被反射回去,无法透射入人体或透射出人体,入射情况相当于全反射.人体内部组织分界面的反射系数均小于1,大约在0.2~0.8,皮肤与脂肪分界面的反射系数随频率先增大后减小再增大后又减小,脂肪与肌肉分界面反射系数随频率变化不大,但所有分界面的反射系数在频率大于100 MHz时,均呈明显下降趋势.

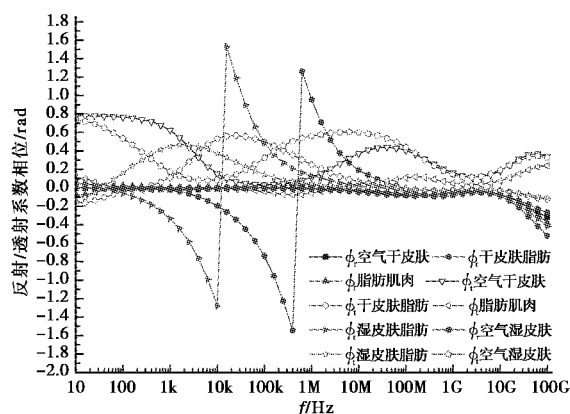


(a) 电磁波由空气向体内传播

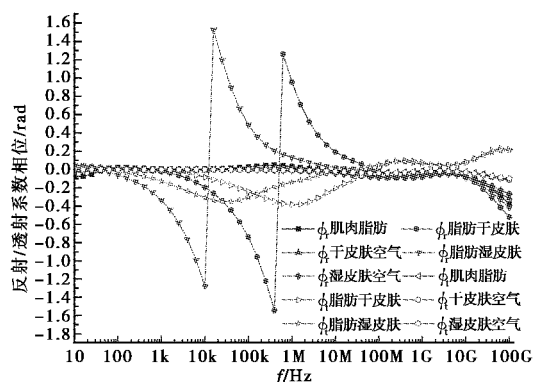


(b) 电磁波由体内向空气传播

图 3 单层分界面垂直入射时反射 / 透射系数模



(a) 电磁波由空气向体内传播



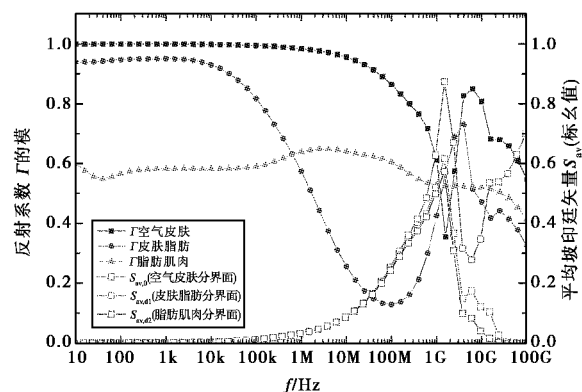
(b) 电磁波由体内向空气传播

图 4 单层分界面垂直入射时反射 / 透射系数相位

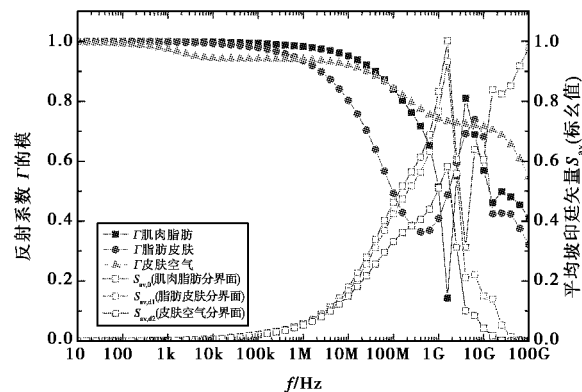
从图 4 可以看出:所有相位不呈线性特性,当电磁波由空气向人体内透射时,空气 / 皮肤分界面透射系数相位最大,即电磁波透入皮肤的时延最大;当电磁波由体内向外透射时,脂肪 / 皮肤分界面的透射系数相位最大。

3.3 多层媒质垂直入射计算结果

前面主要计算电磁波在单个分界面的垂直入射情况,但当器件植入于人体肌肉或脂肪内,器件与体外设备通信时,电磁波分别需要通过空气、皮肤、脂肪、肌肉 4 层媒质或空气、皮肤、脂肪 3 层媒质.利用式(2)~(5)计算各媒质层的反射系数、透射系数的模及平均坡印廷矢量 S_{av} (假定入射波 E 的复振幅为 1,初相位为 0,即 $E_{10} = 1$),结果如图 5、6 所示,其中,平均坡印廷矢量 S_{av} 是标么值,即 $S_{av} = S_{av}/S_i$, S_i 为入射波平均坡印廷矢量.表 4 具体给出了 402 MHz 时电磁波向 3 层、2 层媒质垂直入射时各分界面的反射系数模及平均坡印廷矢量值.需要指出,计算结果均已包括了传播过程中的路径损耗与相位变化。

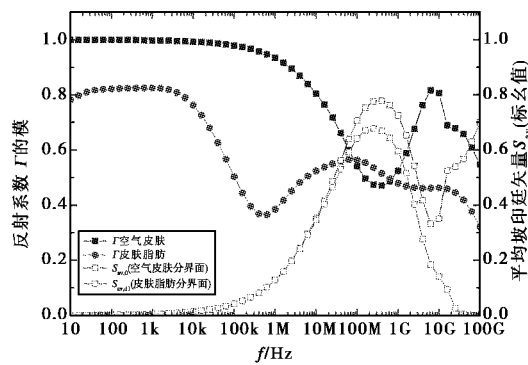


(a) 电磁波由空气向体内传播

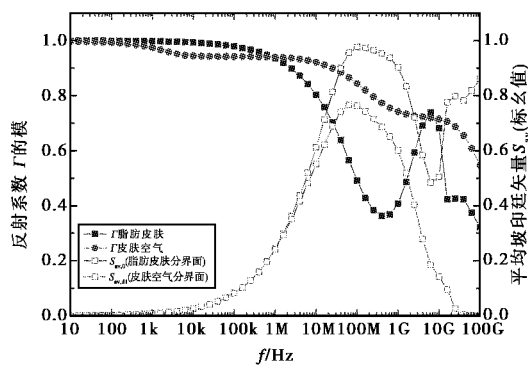


(b) 电磁波由体内向空气传播

图 5 电磁波向 3 层组织垂直入射计算结果



(a) 电磁波由空气向体内传播



(b) 电磁波由体内向空气传播

图6 电磁波向2层组织垂直入射计算结果

假设入射波平均能流密度(平均坡印廷矢量)为1,则电磁波平均能流密度透入第一个分界面时衰减到 $S_{av,0}$,透入第二个分界面时衰减到 $S_{av,d1}$,透入到第三个分界面时衰减到 $S_{av,d2}$.从图5可以看出,电磁波经皮肤体内外双向传播时,平均能流密度呈带通特性,即只能在某一段频率区间实现电磁波能流传播.当频率小于1 MHz或大于10 GHz时, $S_{av,d2}$ 约为0,说明电磁波能量很难从空气传播到肌肉中或从肌肉传播到空气中;当频率在200 MHz~4 GHz,电磁波可以较大程度地从空气透入肌肉中或从肌肉透入空气中,并在1.58 GHz时透入程度最高,平均能流密度达到入射平均能流密度的0.57;而从图6可以看出,电磁波在空气与脂肪间能量传播具有一个更大的带宽,当频率在10 MHz~2.5 GHz,电磁波的平均透入能流较大,并在250 MHz时达到了峰值,平均能流密度达到入射平均能流密度的0.67.因此,可根据器件植入位置选择一个适当频段用于经皮肤的体内外通信,402~405 MHz是适合频段之一.

从表4可以看出:402 MHz时,若电磁波向3层媒质垂直入射,从空气到肌肉,平均能流密度衰减为

入射时的0.3755,而从肌肉到空气,平均能流密度衰减为入射时的0.4063;若电磁波向2层媒质垂直入射,从空气到脂肪,平均能流密度衰减为入射时的0.6691,从脂肪到空气,平均能流密度衰减为入射时的0.6864.

表4 402 MHz时电磁波向多层媒质垂直入射计算结果

(a) 向3层组织垂直入射

分界面	反射系数模	平均坡印廷矢量 (标么值)
空气 / 干皮肤	0.747 7	0.415 2
干皮肤 / 脂肪	0.214 8	0.383 4
脂肪 / 肌肉	0.546 9	0.375 5
肌肉 / 脂肪	0.673 5	0.614 7
脂肪 / 干皮肤	0.318 5	0.564 0
干皮肤 / 空气	0.773 3	0.406 3

(b) 向2层组织垂直入射

分界面	反射系数模	平均坡印廷矢量 (标么值)
空气 / 干皮肤	0.492 3	0.778 2
干皮肤 / 脂肪	0.514 6	0.669 1
脂肪 / 干皮肤	0.318 5	0.952 8
干皮肤 / 空气	0.773 3	0.686 4

4 仿真验证

为验证理论推导与计算的正确性,本文采用COMSOL Multiphysics^[18]按表1尺寸建立了均匀平面电磁波向3层人体组织垂直入射有限元仿真模型,包括皮肤、脂肪、肌肉3层人体组织及空气层(厚度设为2.5 mm).几何与边界条件如图7所示.将研究区域最左边界定义为散射边界,在此定义入射波电场复振幅值 $E_{10} = 1$ 及入射角度 $\theta_i = 0$ (垂直入射),将剩余区域边界定义为完美电导体边界($\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0$, $\mathbf{n}$ 为法向矢量),将肌肉层定义为完美匹配层(最右边界无反射),使肌肉层中只存在透射波.仿真时,建模物理场选择射频模块下的电磁波频域场,频率设为402 MHz;各区域材料按其组织属性逐一添加电导率、相对介电常数与相对磁导率;网格剖分及选择求解器后进行有限元求解,获得电磁波向3层人体组织垂直入射的各组织电场分布仿真结果,如图8所示.表5具体给出了各分界面上的电场、磁场复振幅及平均能流密度仿真值,并与理论计算值比较.结果显示,仿真值与理论值误差均小于0.000 08,表明电磁波向多层人体组织入射的理论推导与计算是正确的.

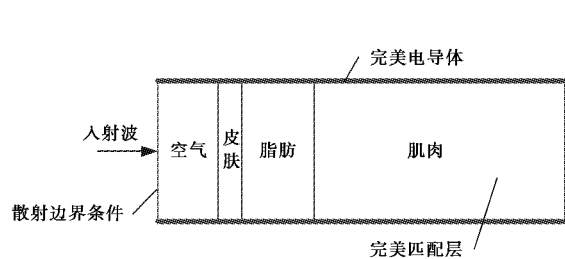


图 7 电磁波向 3 层人体组织垂直入射有限元模型

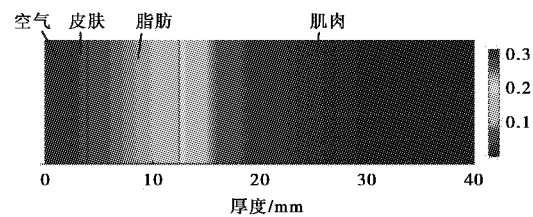


图 8 垂直入射各组织层电场分布仿真结果 (402 MHz)

表 5 仿真结果与理论计算结果比较 (402 MHz)

计算结果	电场复振幅值			磁场复振幅值			平均能流密度		
	空气/皮肤	皮肤/脂肪	脂肪/肌肉	空气/皮肤	皮肤/脂肪	脂肪/肌肉	空气/皮肤	皮肤/脂肪	脂肪/肌肉
理论值	0.292 49	0.278 90	0.218 19	0.004 66	0.004 70	0.004 75	5.506 9e-4	5.085 4e-4	4.980 2e-4
仿真值	0.292 57	0.278 97	0.218 16	0.004 66	0.004 70	0.004 72	5.513 5e-4	5.091 8e-4	4.935 3e-4
差值	8e-5	7e-5	3e-5	0	0	3e-5	6.6e-7	6.4e-7	4.5e-6

5 结 论

研究电磁波经皮肤透射入或透射出人体的传播特性,是植入式器件通信的理论基础. 人体组织属于导电媒质,因此,本文通过导电媒质分界面的链接条件推导出向单层与多层导电媒质入射的反射、透射系数及电磁波表达式,以人体手臂为对象,利用 4 阶 Cole-Cole 模型获得人体组织介电参数,针对器件植入位置不同,计算与分析了 10 Hz~100 GHz 电磁波在空气与人体内部双向传播时各分界面的入射情况,并利用 COMSOL Multiphysics 建立电磁波向多层人体组织入射有限元仿真模型,验证了理论推导与计算的正确性,最后得出以下结论:

1)皮肤/空气分界面的最大入射角最小,其随频率增加而增加,最大值为 20°,当频率小于 10 MHz 时,它小于 2.7°,当频率位于 10 MHz~10 GHz 时,它的值为 2.7°~10°,说明在很大一个频段内,垂直入射是电磁波从体内透射出体外的主要路径. 因此,植入式器件要实现人体内外双向无线通信,电磁波传播方向应尽量垂直于组织分界面.

2)从反射系数计算结果来看,空气与皮肤分界面的反射系数最大,并随频率增大而减小,频率小于 10 MHz 时,反射系数均大于 0.9,说明皮肤是人体内外电磁波传播的最大障碍;从平均能流密度计算结果来看,当频率小于 1 MHz 或大于 10 GHz 时,电磁波能量比较难从空气传播到肌肉中或从肌肉传播到空气中. 综合上述计算结果,说明人体内部很难接收空间中长波、中波和部分短波的电磁能量,长波、中波等低频远场通信不适合用于人体通信及对

植入器件供能. 一是因为发送天线(波源)离人体接收天线太远,且低频时天线体积大,无法植入人体内;二是低频时的电磁波本身很难在人体内外传播. 因此,低频时,植入式人体通信适合采用近场下的电耦合或磁耦合技术.

3)电磁波平均能流密度传播随频率变化呈带通特性,带宽及中心频率与器件植入位置有关,电磁波在空气与脂肪之间传播时,中心频率大约为 250 MHz,电磁波在空气与肌肉之间传播时,中心频率大约为 1.58 GHz. 综合所有计算结果可知,402~405 MHz 是一个比较适合植入式通信频段. 频率为 402 MHz 时,若器件植入肌肉中,电磁波从空气透射到肌肉时,平均能流密度衰减为入射时的 0.375 5,从肌肉透射到空气时,平均能流密度衰减为入射时的 0.406 3;若器件植入脂肪中,电磁波从空气透射到脂肪时,平均能流密度衰减为入射时的 0.669 1,从脂肪透射到空气时,平均能流密度衰减为入射时的 0.686 4,以上数据均可作为植入式通信方案设计提供理论依据.

综上,不同于国际上已有的人体通信研究方法,本文从电磁波角度研究人体信道,首次采用电磁波理论方法研究植入式人体通信中电磁波跨越不同人体组织分界面的传播特性,解决了信号经皮肤传播机理不明确问题,这是对植入式人体通信信道特性研究的有力补充,并为植入式天线、植入式收发器设计等植入式人体通信应用提供了重要理论基础. 本文虽只以人体手臂为对象,但其机理及结果对所有采用电磁波耦合的植入式通信都是适用的. 在下一步的工作中,作者将尝试在仿真与实验中掺入噪声

信号,分析噪声对人体组织分界面上电磁波传播特性的影响进而对整个体信道的影响;并将在植入式天线(或电极)设计工作中,分析天线(或电极)与人体接触面上的电磁信号传输特性,以期进一步完善人体信道特性研究,从而进一步推动植入式医疗器械的发展。

参考文献

- [1] ZIMMERMAN T G. Personal area networks; near-field intra-body communication[D]. Cambridge: MIT Media Lab, 1995.
- [2] ZIMMERMAN T G. Personal area networks; near-field intra-body communication[J]. IBM systems journal, 1996, 35(3/4): 609-617.
- [3] 刘益和,张双,秦雨萍,等. 植入式人体通信技术与未来[J]. 中国科技论文, 2014, 9(1): 16-23.
LIU Y H, ZHANG S, QIN Y P, et al. Development and prospect of implantable intra-body communication technology[J]. China sciencepaper, 2014, 9(1): 16-23. (in Chinese)
- [4] 高跃明,潘少恒,麦炳源,等. 电流耦合型人体通信准静态建模与收发器设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2012, 26(8): 732-737.
GAO Y M, PAN S H, MAI B Y, et al. Quasi-static model transceiver design for galvanic coupling intra-body communication[J]. Journal of electronic measurement and instrument, 2012, 26(8): 732-737. (in Chinese)
- [5] 高跃明,潘少恒,麦炳源,等. 植入式医学传感器体内通信的建模与分析[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(12): 21-26.
GAO Y M, PUN S H, MAI B Y, et al. Modeling and analysis of the intra-body communication of implantable medical sensors[J]. Chinese journal of scientific instrument, 2012, 33(12): 21-26. (in Chinese)
- [6] 汪啸尘,张广浩,霍小林. 人体通信技术研究进展[J]. 中国生物医学工程学报, 2015, 34(3): 345-353.
WANG X C, ZHANG G H, HUO X L. Research progress of human body communication technology[J]. Chinese journal of biomedical engineering, 2015, 34(3): 345-353. (in Chinese)
- [7] SEYEDI M, KIBRET B, LAI DTH, FAULKNER M. A survey on intrabody communications for body area network applications[J]. Biomedical engineering, 2013, 60(8): 2067-2079.
- [8] LUCEV Z, KROIS I. A capacitive intrabody communication channel from 100 kHz to 100 MHz[J]. Instrumentation and measurement, 2012, 61(12): 3280-3289.
- [9] CHO H, BAE J, YOOH J. A 37. 5 μ W body channel communication wake-up receiver with injection-locking ring oscillator for wireless body area network[J]. IEEE transactions on circuits & systems I regular papers, 2013, 60(5): 1200-1208.
- [10] PUN S H, GAO Y M, MAK P U, et al. Quasi-static modeling of human limb for intra-body communications with experiments[J]. IEEE transactions on information technology in biomedicine, 2011, 15(6): 870-876.
- [11] XU R, ZHU H, YUANJ. Electric-field intra-body communication channel modeling with finite-element method[J]. IEEE transactions on bio-medical engineering, 2011, 58(3): 705-712.
- [12] FUJII K, TAKAHASHI M, ITO K. Electric field distributions of wearable devices using the human body as a transmission channel[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2007, 55(7): 2080-2087.
- [13] KIBRET B, SEYEDI M, LAI D, et al. Investigation of galvanic coupled intrabody communication using human body circuit model[J]. Biomedical and health informatics, 2014, 18(4): 1196-1206.
- [14] CALLEJON M A, REINA-TOSINA J, NARANJO-HERNANDEZ D, et al. Galvanic coupling transmission in intrabody communication: a finite element approach[J]. Biomedical engineering, 2014, 61(3): 775-783.
- [15] GABRIEL S, LAURW, GABRIEL C. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues[J]. Physics in medicine & biology, 1996, 41(11): 2271-2293.
- [16] 汪啸尘,张广浩,霍小林. 植入式人体通信技术的耦合方式研究[J]. 中国生物医学工程学报, 2016, 35(3): 365-369.
WANG X C, ZHANG G H, HUO X L. Research on coupling approaches for implantable human body communication technology[J]. Chinese journal of biomedical engineering, 2016, 35(3): 365-369. (in Chinese)
- [17] 张洪欣. 电导率有限媒质分界面电磁场的边界条件[J]. 吉首大学学报(自然科学版), 2007, 28(2): 48-50.
ZHANG H X. Electromagnetic boundary conditions of medium interface with limited conductivity[J]. Journal of Jishou University, 2007, 28(2): 48-50. (in

Chinese)

- [18] CHEN Z Y, GAO Y M, DU M. A study of galvanic-coupled intra-body communication based on circuit-coupled finite element model[C]//2015 IEEE International Conference on Consumer Electronics, Shenzhen, April 9-11, 2015.



高跃明 (1982—), 男, 安徽人, 福州大学物理与信息工程学院副研究员, 博士, 研究方向为生物电子学与检测技术。

作者简介



陈志英 (1978—), 女, 福建人, 福州大学电气工程与自动化学院博士生, 厦门理工学院副教授, 研究方向为电工理论与新技术。



杜民 (1955—), 女, 福建人, 福州大学物理与信息工程学院教授, 博士, 博士生导师, 研究方向为生物医疗传感技术与医疗器械。

《电波科学学报》2017 年第 32 卷第 1 期 优秀论文评选结果

经专家选评, 以下 3 篇论文被评为《电波科学学报》2017 年第 32 卷第 1 期优秀论文, 每篇论文奖励 400 元。

1. 李元奇, 夏明耀. 基于频域数据采样和时域信号同步的超宽带时间反转成像. 2017, 32(1):1-7.
2. 胡丹婷, 耿军平, 梁仙灵, 等. 基于权值约束变换误差的虚拟阵列波束形成. 2017, 32(1):8-15.
3. 徐彬, 李辉, 许正文, 等. 尘埃等离子体的谐振问题研究. 2017, 32(1):16-21.

《电波科学学报》编辑部
2017 年 4 月 20 日