

单极测量天线的数值模拟与解析分析

程引会, 吴伟, 陈明, 周辉, 乔登江
(西北核技术研究所, 陕西西安, 710024)

摘要: 用负载细导线算法对单极天线进行了数值计算, 计算结果与解析分析结果进行了比较, 证明该数值方法可以用来对电磁脉冲测量中的单极天线的特性进行分析, 数值方法的优越性在于可以直接得到解析方法不能得到的天线完整的频率特性。

关键词: 电磁脉冲, 单极天线, 负载

单极天线在电磁测量中广泛应用^[1], 但由于其在使用中理论上必须要有无限大“地”, 使得其在小空间、场梯度较大时的使用受到限制。使用等效电路的解析方法能很好地对其进行分析, 该方法在工程中应用极为方便。但如果想在小空间使用, 必须减小单极天线中的“地”, 否则测量结果产生极大地误差, 而且这种误差在工程上无法定量计算, 而等效电路的解析方法对此无能为力。因此我们用数值计算的方法对其进行模拟, 以期找到产生这种误差的原因, 并对误差进行定量的估计。

该类问题的数值模拟中, 要从已知入射电场入手, 得到负载上的电压值。用已有的数值方法很难直接得到^[2,3,4]。我们发展的“细线负载”方法可以直接使用^[5], 能很好的解决该问题。

1 单极天线的解析分析

单极天线的等效电路如图1所示, 其中 V_1 为等效的电压源, C_1 为等效的输入电容, R 与 C_2 是负载电阻与电容。由于该天线尺寸与被测量信号波长相比较小时, 可以看作电小天线, 其有效长度为实际长度的一半, 因此 $V_1 = \frac{1}{2} E(t) h$, 单极天线可以看成均匀传输线的变型, 均匀传输线的特性阻抗为

$$Z_c = 120 \ln \frac{D}{a}, \text{ 而单极天线可以看成 } D \text{ 变化的情况, 可以得到其特性阻抗为:}$$

$$Z_{ca} = \frac{1}{h} \int_a^h 120 \ln \frac{z}{a} dz = 120 \left(\ln \frac{h}{a} - 1 \right) \quad (1)$$

如果不考虑天线电阻损耗, 单极天线的输入阻抗近似为 $Z_{in} = -j \frac{Z_{ca}}{\beta h} = \frac{1}{j \omega C}$, 可以看出单极天线的输入阻抗可以用一电容表示, 其大小为:

$$C = \frac{\beta h}{\omega Z_{ca}} = \frac{h}{120c \left(\ln \frac{h}{a} - 1 \right)} \quad (2)$$

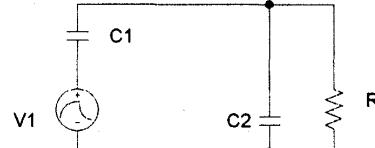


图 0 单极天线的等效电路

下面在频域给出单极天线的传输函数:

$$V(\omega) = \frac{h}{2} \cdot E(\omega) \cdot \frac{1/(j\omega C_2 + 1/R)}{[(1/j\omega C_1) + 1/(j\omega C_2 + 1/R)]} \quad (3)$$

$$V(\omega) = \begin{cases} \frac{h}{2} \cdot E(\omega) \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} & \omega R(C_1 + C_2) \gg 1 \\ j\omega R C_1 \cdot h \cdot E(\omega) / 2 & \omega R(C_1 + C_2) \ll 1 \end{cases} \quad (4)$$

有了传输函数后, 单极天线的各种特性都可以得到, 包括幅度特性、频率特性等。可以看出, 探测器的性能不仅与单极天线本身的参数(V_1 和 C_1)有关, 而且与其相连的负载(R 与 C_2)有关。第二种情况测量到的负载电压实际上是被测场的微分, 即

$$V(t) = RC_1 \cdot \frac{h}{2} \frac{dE(t)}{dt} \quad (5)$$

其中 $S = RC_1 h / 2$ 称为探测器的灵敏度, 我们通常把这种探测器叫电场微分探测器或 \dot{E} 探测器。第一种情况下, 负载电压反映了被测电场的实际情况, 可以通过增加负载电阻 R 或负载电容 C_2 都可实现, 与第二种情况相比较, 通常称为电场积分探测器(并不是被测电场的积分输出)。因此负载状态影响单极天线的特性是其重要的特点。所有这些分析都是在单极天线有理想的无限大“地”的前提下进行的。当这个“地”变小后, 等效电路的方法无法进行处理。特别是利用等效电路无法计算与设计单极天线的高频特性, 因为其传输函数是一高通滤波器, 高端没有截至频率。下面我们将用数值方法对其进行分析。

2 单极天线的数值计算模型

图2是由同轴电缆形成的一个单极天线的示意图, 其中 h 是同轴电缆芯线伸出“地面”的长度, l 是同轴电缆暴露在被测场环境中的长度, a 、 b 分别是同轴电缆的内、外半径, D 是由屏蔽层延伸而形成的“地”的直径。

我们用时域有限差分法^[6]结合“细线负载”的算法进行数值模拟。计算在三维空间进行, 天线轴向与坐标Z方向一致, 图3为剖分的同轴电缆内差分网格。在上图2中, 芯线被分成了三部分, 同轴芯线伸出部分和最下面的吸收部分, 用良导体细线差分方程描述^[7]:

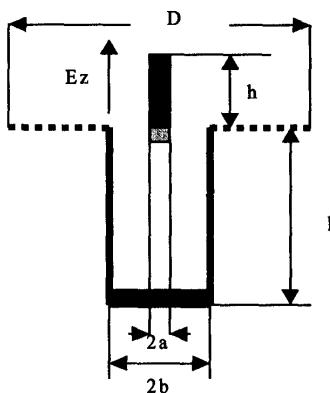


图2 计算模型轴向侧面示意图

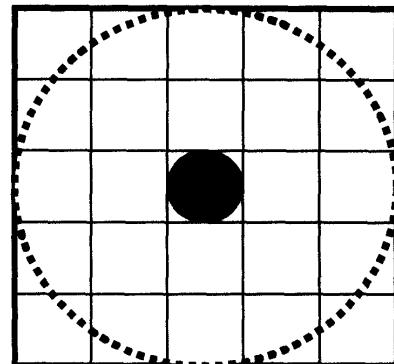


图3 计算模型截面示意图

$$I_i^{n+\frac{1}{2}} = I_i^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \mu_0} \frac{Q_{i+1}^n - Q_i^n}{\Delta z} + \frac{Ez_i^n}{L} \Delta t \quad (6)$$

负载接在中间, 用“细线负载”差分方程描述:

$$\begin{aligned} I_i^{n+\frac{1}{2}} = & I_i^{n-\frac{1}{2}} e^{-\frac{R}{\Delta z \cdot L} (1 - e^{-\frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r} \Delta t}) \Delta t} + \frac{L}{R} (1 - e^{-\frac{R}{\Delta z \cdot L} (1 - e^{-\frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r} \Delta t}) \Delta t}) (1 - e^{-\frac{R}{\Delta z \cdot L} \Delta t})^{-1} \\ & \times \left\{ \frac{\Delta z}{L} [(Ez^b)_i^n - (Ez^a)_i^{n-1} e^{-\frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r} \Delta t}] - \frac{1}{\epsilon_r \epsilon_0 \mu} (Q_{i+1}^n - Q_i^n) \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

实际上, 脉冲电流流过负载后, 将与同轴电缆的屏蔽层相连, 再接到真正的地面上, 如果接地良好, 同轴电缆中的场也不应该对负载产生影响。因此, 其中有限长度的同轴电缆模型底部建立吸收边界, 吸收由上面传播而来的下行波, 从而使其不再对流过负载的电流产生影响。

3 计算结果及分析

首先对不同负载状态进行计算。计算参数: $a=0.5\text{mm}$, $b=2.5\text{mm}$, $h=40\text{mm}$, $l=200\text{mm}$, $D=2b$ 。也就是说, 同轴电缆屏蔽层不形成单极天线的“地”。图4为入射电场。天线负载阻抗为 50Ω 和 $1M\Omega$ 时($C2=0$)的结果分别为图5和图6(之所以选择这两种负载, 是因为一般用示波器的输入阻抗做单极天线的负载, 而 50Ω 和 $1M\Omega$ 是一般示波器的两种输入阻抗); 天线负载阻抗为 50Ω 和 2000pF 电容并联时的结果如图7。

可以看出负载为 50Ω 时, 在计算的信号频率下, 满足 $\omega R(C1+C2) \ll 1$, 计算结果为入射电场波形的微分。而负载为 $1M\Omega$ 或 50Ω 与 2000pF 电容并联时, 满足 $\omega R(C1+C2) \gg 1$, 计算结果就是入射电场的波形, 但图7的结果比图6的结果小很多, 这是由于在 $\omega R(C1+C2) \gg 1$ 条件下, 天线的灵敏度与 $C1/(C1+C2)$ 成正比, $C2$ 的增加使得天线的灵敏度大大降低。大负载电容的情况下使用。

图8所示的入射电场宽度是图4入射电场波形的四十分之一, 负载同样为 50Ω , 但计算的结果图9与图5结果完全不同, 这是因为入射电场信号的高频成分大大增加, 使得条件 $\omega R(C1+C2) \ll 1$ 不再满足, 相反, 满足条件 $\omega R(C1+C2) \gg 1$, 从而在负载上得到入射电场的原始波形。计算结果可以完全用解析模型解释。

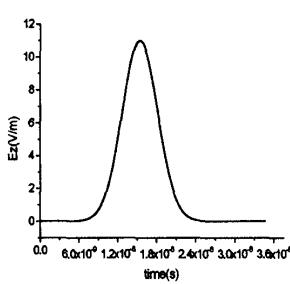


图4 入射电场

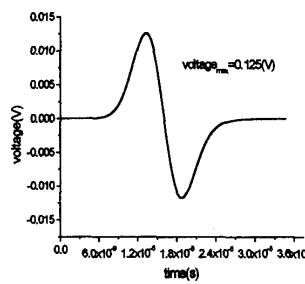


图5 负载为50欧姆时负载电压

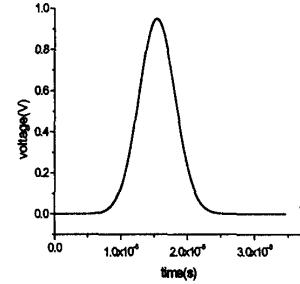


图6 负载为1M欧姆时负载电压

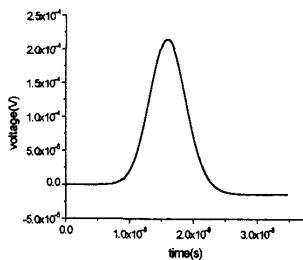


图7 负载为1MΩ和2nF时负载电压

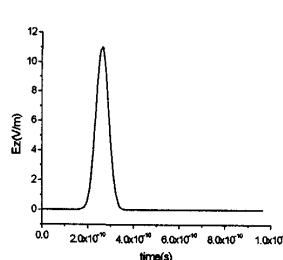


图8 入射电场

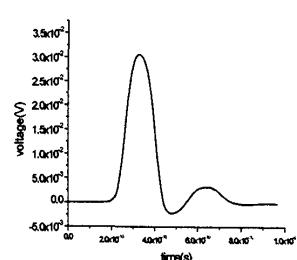


图9 负载为50Ω时负载电压

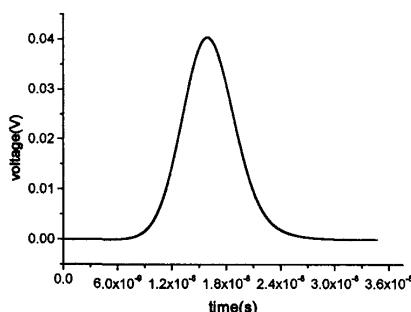


图10 负载为1MΩ和10pF并联

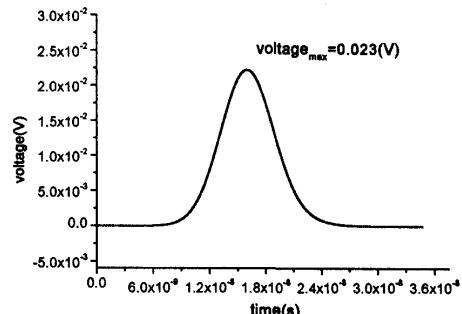


图11 负载为1MΩ和20pF并联

下面计算1MΩ负载电阻并上一个电容的情况，计算条件与前面一样。图10和图11分别为并联10pF和20pF电容时负载上得到的电压。可以发现，图6、10、11所示的结果中，只有电压幅度不同，而波形没有变化。这个现象同样可以用解析结果进行解释：由于负载电容较大，使得条件 $\omega R(C_1+C_2) \gg 1$ 成立，这时的负载电压由下式计算：

$$\frac{h}{2} \cdot E(\omega) \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (8)$$

由于天线尺寸和入射电场没有变化，负载电压只与负载电容有关。由于天线等效电容与负载电容相比小得多，输出电压几乎与负载电容成反比，因此负载电容的增加，使得负载上的电压大大减小。

我们对单极天线的三种极端状态（实际测量中，经过参数设计，大都使用三种状态中的一种）进行数值计算的结果都可以用解析模型进行合理的解释。证明计算模型是正确的。

前面计算中，同轴电缆的屏蔽层没有延伸形成单极天线的“地”。尽管计算结果的规律可以用解析方法解释，但幅度确不能用解析方法确定。下面我们给天线加上不同大小的“地”。除“地大小不同外”，其它计算条件与前面相同。

分别选取“地”参数 $D=2.6\text{cm}$ 、 6.2cm 、 9.4cm 三种情况。负载为 $1\text{M}\Omega$ 电阻与 10pF 电容并联。图12、13和14分别给出结果。这种计算参数下偶极子等效电容为 0.328pF ，天线地有效高度为 2cm ，入射场为 11V/m ，当负载为 $1\text{M}\Omega$ 和 10pF 电容时，相当于负载电容与天线等效电容的分压，用等效电路计算的具有无限大“地”的单极天线负载上“测量”的电压幅度为 0.00698V 。对上面三种不同大小“地”计算结果进行拟和并外推，得到如图15的结果。结果表面具有无限大“地”时，数值计算的结果为 0.0063V 。从结果看，两者结果符合的很好。表面该方法正确刻画和描述了单

极天线的特性。可以用来分析该天线的其它特性。

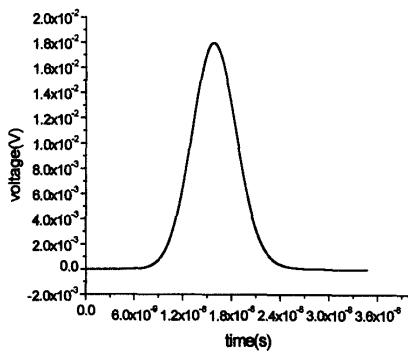


图12 天线“地”直径D=2.6cm

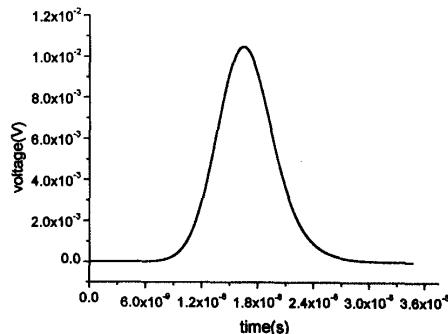


图13 天线“地”直径D=6.2cm

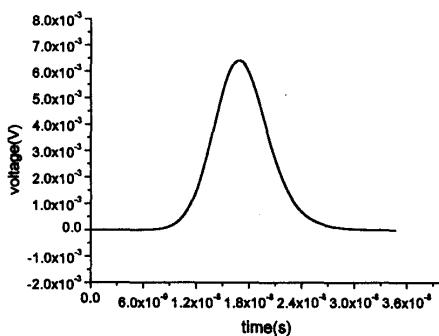


图14 天线“地”直径D=9.4cm

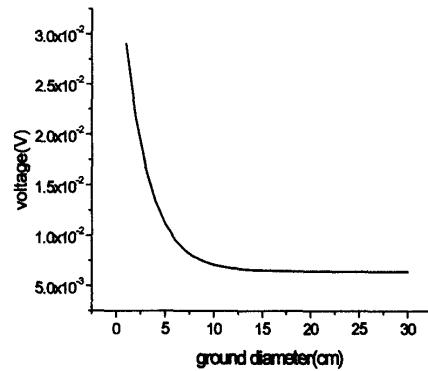


图 15 不同“地”直径结果外推

4 单极天线的“地”影响测量结果的方式

由前面的结果可以看出,随着单极天线的“地”尺寸的增加,计算结果与解析结果趋于一致,说明单极天线的“地”越小,测量的结果偏离和误差越大。如果天线的标定方法合理,这种测量结果的偏离也可以不叫误差,反而这使得单极天线的灵敏度提高,有利于小信号的测量。下面,对由于非理想“地”使测量结果变大的原因进行分析。

首先对计算模型进行简化,图2所示的计算模型中,只保留屏蔽电缆的屏蔽层和屏蔽层延伸而形成的“地”。由前面的计算模型可知,单极天线之所以可以测量到电压,是因为暴露在屏蔽层以外的同轴电缆芯线与周围的Ez作用而引起的,因此我们通过对Ez场的分析入手。外导体形成一个 $3 \times 3\text{cm}^2$ 大小的“地”时,我们计算出电缆芯线所在平面的Ez分布如图15所示,“地”在图中的上端电场变化剧烈的地方,可以看出由于电缆屏蔽层和“地”的存在,空间电场分布发生极大地变化。图17、18、19、20分别是D=0.5cm、3cm、7cm和11cm时在电缆芯线位置沿Z方向的Ez分布,其中暴露在入射电场环境中的电缆屏蔽层长度为10cm。实际上D=0.5cm的情形就是没有“地”。露出“地”平面(图17、18、19、20中横坐标100的位置)外空间的电场急剧增加,入射电场为11V/m,这时的电场最大值比入射电场增加了5倍左右,随着“地”面积的增加,天线附近的电场逐渐减

小, 向入射场幅度靠近。可以预测, 当“地”平面无限大时, 天线附近的电场就完全等于入射电场。

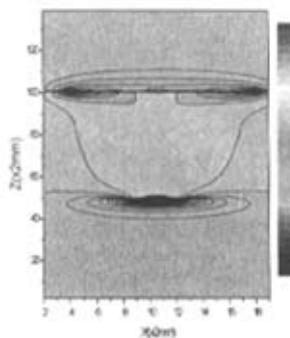


图16 电缆芯线所在平面的Ez分布

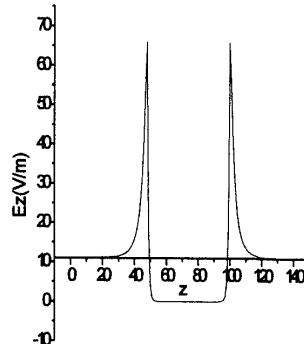


图17 D=0.5cm时天线轴向的Ez分布

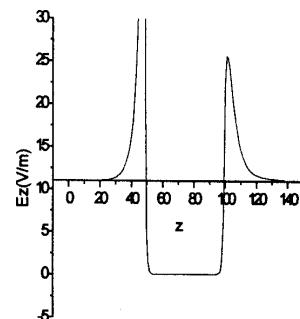


图18 D=3cm时天线轴向的Ez分布

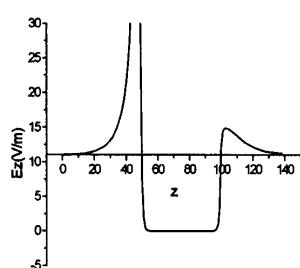


图19 D=7cm时天线轴向的Ez分布

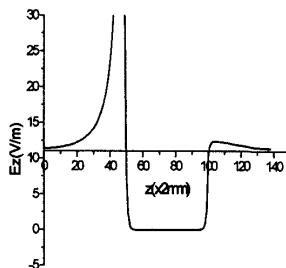


图20 D=11cm时天线轴向的Ez分布

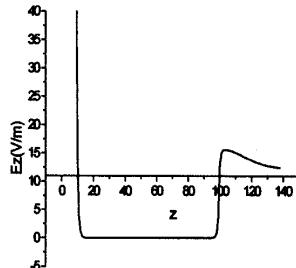


图21 电缆长度增加时Ez分布

无限大“地”可以消除由于同轴电缆屏蔽层处在场环境中对测量结果地影响。由于在等效电路模型中, 当电缆屏蔽层形成的“地”不是无限大时, 等效电路中天线的等效电容就会减小, 负载电阻上测量的电压值就会减小, 这个结论与实际并不相符。当电缆屏蔽层形成的“地”面积减小时, 测量值不但不减小, 还会增加。这是由于模型中只考虑了天线的输入阻抗变化引起的测量结果的变化, 没有考虑源的变化, 尽管天线的等效高度没有变化, 入射电场也没有变化, 但由于“地”的面积发生变化, 引起散射电场发生变化, 作用于天线的总电场发生变化, 不再仅仅是入射电场的大小, 分布也不再均匀。

现在, 单极天线的“地”是如何影响测量结果的原因似乎清楚了。由于“地”平面与入射电场的极化方向垂直, 不会引起入射场的畸变, 那么, 场畸变一定是同轴电缆的屏蔽层引起的。入射电场作用于同轴电缆屏蔽层后, 在屏蔽层的终端积累大量电荷, 积累的电荷而形成的Z方向电场与入射电场方向一致, 使得总的电场幅度增加。而单极天线的“地”使得电荷积累形成的电荷密度减小, “地”越大, 电荷密度就越小, 形成的附加电场也就越小。同时, 由于积累电荷有向“地”边缘移动的趋势, 使得芯线附近的附加电场更小, 减小了场的畸变效应。图15的电场分布中也可以看出, “地”边缘的电场比中心芯线所处位置的电场要大。

既然单极天线的屏蔽层是引起测量结果偏大的原因。可以设想, 暴露在被测电场空间的同轴电缆屏蔽层越长, 对测量结果影响越大。图21是暴露在被测电场空间的同轴电缆屏蔽层长度为18cm时的结果。比较图21和图20的结果, 这个结论非常明显。

5 单极天线的频率特性计算

用一个脉冲宽度极窄的高斯脉冲当作入射电场, 用它近似 δ 函数。 $e^{-\alpha^2}$ 的 $\alpha=1.04 \times 10^{22} \text{ s}^{-2}$, 得到一个半高宽 0.021ns 的高斯脉冲, 其频谱如图22所示, 图23是 $a=0.5\text{mm}$, $b=2.5\text{mm}$, $h=40\text{mm}$ 时 50Ω 负载上电压信号的频谱, 其3dB频谱的高端达到 1.5GHz 。因此用该方法不仅能得到幅度特性, 还能得到解析方法不能得到的单极天线的带宽。

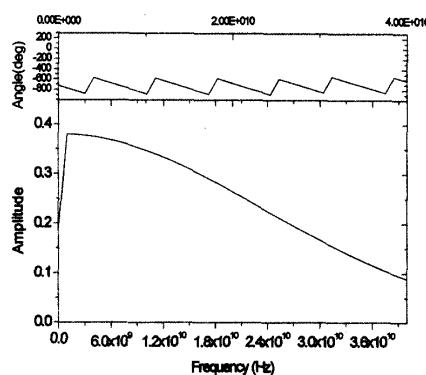


图22 入射电场频谱

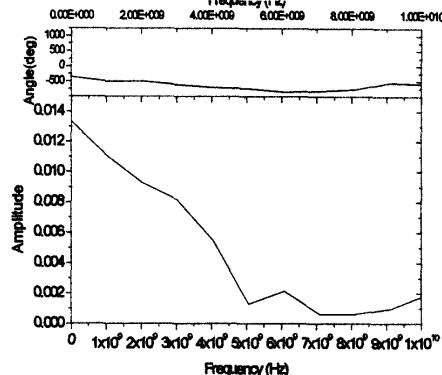


图23 负载电压频谱

6 结论

通过数值模拟与解析结果的分析比较, 证明了带负载导线算法可以用来研究作为电磁脉冲测量中的单极天线的特性, 这些特性不仅包括灵敏度, 也包括完整的频率特性。通过计算结果分析, 给出了有限大“地”单极天线测量误差的主要来源和误差估计。对测量系统设计和测量误差分析有指导意义。

参考文献

- [1] 周朝株,王元坤,周良明. 线天线理论与工程[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1988
- [2] 邓维波,刘永坦. FDTD法计算高频频单极天线特性[J]. 电波科学学报, 2000,15(4):491-495.
- [3] 李玉莹,徐晓文. 基于矩量法对导体板上单极天线特性研究[J]. 电波科学学报, 2002,17(4):350-353.
- [4] 孙保华,张福顺,刘其中. 模式匹配法分析有限源盘地面上单极天线[J]. 2001,29(6):832-834
- [5] 程引会,周辉,乔登江等. 带阻性负载细导线对电磁脉冲响应的有限差分算法. 强激光与粒子束已收录.
- [6] Yee k s. Numerical Solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media [J]. IEEE Trans AP, 1966,14(3):302-307.
- [7] Holland R. Finite-Difference analysis of EMP coupling to thin struts and wires[J]. IEEE Trans EMC, 1981,23(2):88-97.

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>