

利用 IDFT 技术实现天线的时域近场测量

薛正辉,高本庆,刘瑞祥,杨仕明,刘 超

(北京理工大学电子工程系,北京 100081)

摘 要: 本文提出了一种利用离散付立叶反变换(IDFT)技术完成天线的时域近场测量的方法.首先依据付立叶变换理论论证了这种方法的可行性,用典型算例证明了该方法的有效性和正确性,同时对实现这种测试方法可能引入的误差进行了分析,随后提出了应用该方法完成测试时关键技术参数确定的原则,讨论了用该方法测试所获得的实验结果,得出了结论.

关键词: IDFT; 天线测试; 时域近场测量

中图分类号: TN820 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 09-1183-05

Time-Domain Near-Field Measurement of Antenna by IDFT Technique

XUE Zheng-hui, GAO Ben-qing, LIU Rui-xiang, YANG Shi-ming, LIU Chao

(Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: This paper describes a new method which uses IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) technique to do time-domain near-field measurement for antenna. According to Fourier Transform Theory, the feasibility of this method is demonstrated in this paper. Some calculation examples show that this method is effective and exact. The errors led by this method are analyzed and the principles for deciding the key parameters in using this method are given, the test results are discussed and the conclusions are reached.

Key words: IDFT; antenna measurement; time-domain near-field test

1 引言

天线参数的测量是设计和使用天线的一个重要组成部分,利用天线测量可以验证理论分析和计算的正确性,可以检验天线产品的合格与否,可以对使用中的天线进行定期的性能检查.传统的天线测试要求满足被测天线的远场条件,随着各种通信技术和雷达技术的发展,天线的孔径越来越大,空间电磁环境越来越复杂,造成构造远场的测试条件越来越困难,这导致了近场测试技术的发展.自二十世纪七十年代以来,近场测量技术已经公式化,并取得了在天线辐射和目标散射测试方面的成功应用,时至近日,近场测量已经是这类测试中经常使用的方法^[1].然而以前的工作多是在频域进行,一次近场扫描测量只能获取一个点频上的信息,这已经不能满足对于现代雷达和通信中短脉冲及宽频带天线的测试要求,因而人们逐步把近场技术扩展到时域.

相比较于频域近场测试技术,天线的时域近场测试技术有以下几个方面的优势^[1]:(1)在所需测试的频谱范围内,天线的性能可以通过一次近场扫描测试得到,效率很高,成本低,而且所需测试的频带越宽,优势越明显;(2)这种测试具有得到天线瞬态远场的能力,尤其针对短脉冲激励情况,可得到

包含大部分功率的前期远场图;(3)这种测试可以消除有限扫描平面对远场性能引入的误差,可获得宽波束天线的远场图;(4)利用时域的“时间门”技术可消除探头与被测天线之间及测试环境反射带来的测试误差,对测试环境要求较低,测量精度高,理论上可测量超低副瓣;(5)时域计算技术具有编程和使用上较频域简单的特点;(6)时域测量仪器一般价格较为低廉,使测试设备成本低.1994年美国 Rome 实验室的 Thorkild B. Hansen 和 Arthur D. Yaghjian 首次对时域平面近场测量的公式、采样原则、近远场变换作了初步的论述^[4,5],但进一步的理论和应用进展尚未见到报道.本文全面阐述了利用离散付立叶反变换(IDFT)技术在天线频域近场测试系统上实现时域测试的方法,首先依据付立叶变换理论论证了这种方法的可行性,用典型算例证明了该方法的有效性和正确性,同时对实现这种测试方法的参数要求和可能引入的误差进行了分析.随后提出了在进行扫频替代时域测试完成天线近场测量过程中一些重要技术参数确定的理论依据和原则,目的是对这种测试提供手册式的指南.随后本文给出了应用这种方法进行实际测试的实验结果,分析并讨论了这些结果,得出了肯定的结论.

收稿日期:2000-06-28;修回日期:2001-03-12

基金项目:国家重点自然科学基金(No.69931030);高等学校博士点基金

2 天线时域近场测试的基本原理和目前存在问题

天线时域近场测量的原理如图 1 所示.

测试系统由硬件平台和测试数据处理两部分组成. 在硬件平台部分, 用快速周期窄脉冲发生器激励待测天线, 因而待测天线工作在发射状态. 在待测天线的近场区域内, 以架设在平面扫描测试架上的极宽带时域探头作为接收天线(可先假

设探头的传递函数为 1, 故不需探头修正), 以宽带采样示波器作为时域接收机, 此接收机以脉冲发生器的输出触发信号为同步信号. 对应在近场区域内的每一个采样点, 接收机可接收到一个包含近场幅度和相位信息的时域信号(如信号过小, 还可插入一对应频率范围的宽带放大器); 经过探头扫描, 即可获得近场区域内各个采样点的一组时域响应信号. 至此信号采集过程结束, 采集到的一组时域响应信号经过“时间门”去除杂散响应、小波变换降随机噪声后送给离散付立叶变换(DFT), 变换后获得所需频率范围内的频谱(包括各频点幅度和相位); 针对每一个频点, 经过采样点重建近场和必要的插值处理后, 即可进行近远场变换(也可以先进行时域的近远场变换后再作 DFT 变换), 经过误差分析修正后可获得待测天线的方向图、主瓣宽度、副瓣电平、方向性系数和增益等性能参数^[1].

在上述的测试方案中, 对脉冲发生器和采样示波器的要求是较高的: 为测试较高频率天线, 要求脉冲发生器输出脉冲宽度要达到纳秒(ns)甚至是皮秒(ps)量级, 脉冲串频谱的第一个零点频率 f_m 反比于脉冲宽度 τ : $f_m = 1/\tau$. 由于宽带电阻加载式探头效率很低, 要求脉冲发生器输出脉冲幅度至少要达到几十伏, 同时必须具有十分精确的时间基准、脉冲重复频率, 脉冲宽度和输出幅度稳定度要相当高; 另一方面, 要求采样示波器的灵敏度较高, 最大采样频率达到几十到上百吉赫兹, 模拟带宽也要达到几十吉赫兹范围. 这些要求对于某些特定场合实施直接时域测试将是很难的.

3 利用 IDFT 技术实现天线时域近场测试

为克服上述困难, 又可以充分发挥时域测试的优势及充分利用已有的频域测试设备, 我们提出了用频域测试设备结合 IDFT 技术完成天线时域近场测试的方案. 所采用的频域测试设备包括宽带扫频源和扫频接收机或者矢量网络分析仪等. 以矢量网络分析仪为例, 由于其在端口校准后是精确定标的, 其本身源的精度和稳定度及接收机的同步精度和带宽是一般的脉冲源和采样示波器无法比拟的. 因此可利用国内频域测试条件解决上述问题.

3.1 方法的基本原理

利用频域测试系统实施时域测试的框图如图 2 所示.

以上方案在近场响应信号采集及时域信号处理方面与纯粹的时域测试是完全相同的, 所不同之处在于两点: 以宽带扫频源和扫频接收机系统或矢量网络分析仪代替了脉冲发生器和采样示波器, 也就是说以扫频激励代替了脉冲激励, 以接收扫频响应信号取代接收时域信号; 在记录下各采样点的扫频信号后, 进行 IDFT 处理获得各点等效的时域信号. 因此核心问题在于 IDFT 变换获得时域信号的可行性及精度, 而其它问题已有相关文献进行了论述^[4,5].

3.2 可行性论证

依据付立叶变换理论^[3], 对有限长非周期离散时间序列 $x[n]$, $0 \leq n \leq N-1$ 作周期开拓得 $\tilde{x}[n]$, 则 $\tilde{x}[n]$ 就是一个以 N 为周期的离散时间序列, 其付立叶系数

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk(2\pi/N)n} \quad (1)$$

是一个周期序列, 表明时域的离散性对应频域的周期性. 截取 c_k 的一个周期, 记以 $X[k]$, 则可得 N 点的 $X[k]$ 序列

$$X[k] = c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk(2\pi/N)n}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

定义为 $x[n]$ 的离散近似谱. 对于有限长非周期离散频率序列 $X[k]$, 依据上述原理, 可得一个周期时间序列 $\tilde{x}(n)$, 表明频域的离散性对应时域的周期性. 截取 $\tilde{x}(n)$ 的一个周期, 即可得对应的离散时间序列 $x(n)$

$$x[n] = \tilde{x}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{jk(2\pi/N)n}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

此即是离散付立叶反变换(简称 IDFT). 从这一理论可以看出, 利用 IDFT 技术可以由频谱的采样点值反演获得对应的时域采样点值.

下面几个算例证明了 IDFT 复现时域信号的可行性和有效性. 这些结果是通过计算机仿真分析获得的. 下图 3 示出了一个人造的复杂时域信号, 此信号包含了幅度、延迟时间、极性都不相同的典型高斯脉冲和方波信号, 时间步长 $\Delta t = 4.0 \times 10^{-11}$ s, 总长度 1000 点, 假设此信号即为待测的某时域信号. 以数值模拟扫频接收机测此信号, 应得到其频谱的幅度和相位, 采用扫频步长 $\Delta f = 1.0$ MHz, 扫频最高频率 5.0 GHz. 经过 IDFT 处理, 复现的时域信号也示于图 3 中(虚线).

从图 3 中两条曲线的对比可以看出, 在只获知一个信号频谱的条件下, 只要扫频带宽足够大, 完全可以通过 IDFT 获取这一信号在时域上的波形和相关信息: 幅度不等、延迟时间长短、极性不同、形式不同等.

图 4 示出了一个由 TDS754A 采样示波器在 25 GHz 采样率、500 MHz 带宽下捕获的一个真实时域信号. 重复上述过程, 采样带宽取为 4 GHz, 还原后的时域信号也示于图 4 中. 由此看来, 可得到以上同样的结论.

通过以上两组模拟和真实时域信号的算法检验可见, 本文描述的这种方法是可行的. 当然必须说明的是, 利用时域信

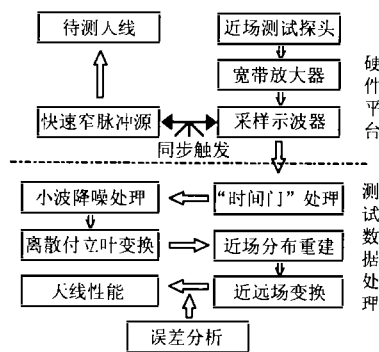


图 1 天线时域近场测试原理框图

号的抽样值与其频谱的抽样值在满足抽样定理的前提下,构成的离散付立叶变换对的处理方法已经在信号处理领域获得

了相当广泛的应用.本文对这一方法本身并无创见,只是将其应用于时频转换实现天线时域测量的实践中.

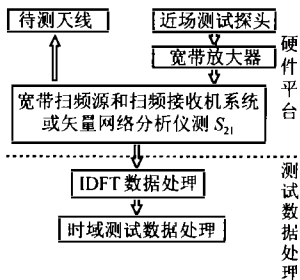


图 2 IDFT 技术完成天线时域近场测试原理框图

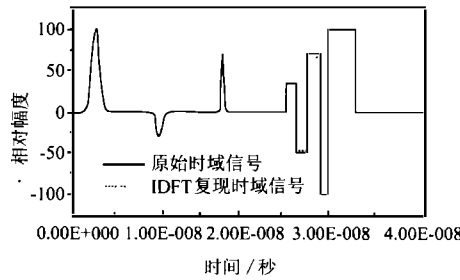


图 3 原始与 IDFT 复现的时域信号

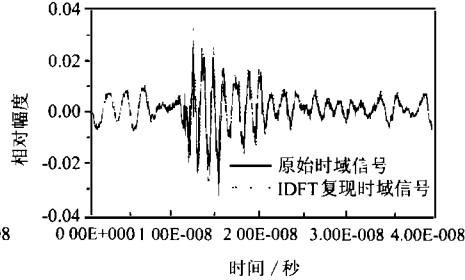


图 4 TDS754A 测得原始与 IDFT 复现的时域信号

3.3 误差分析

从图 3 和图 4 中可以看到,尽管 IDFT 可以反映一个时域信号的原始面貌,但变换复原的时域信号与原信号对比还是存在一定误差的.经过分析,误差主要来自于扫频测试过程中的频谱被有限截断的处理,也即 IDFT 变换所取频域的最大值.

在实际运用的数值计算当中,上述(3)式变形为下式:

$$A(t_j) = \sum_{i=0}^{N_f} B(f_i) e^{j2\pi f_i t_j} \quad (4)$$

$$f_i = f_{min}, \dots, f_{max}, t_j = 0, \dots, t_{max}, j = 0, \dots, N_t$$

式中 $A(t_j)$ 是待求的时间序列, t_j 可取从零到最大时域观察值范围内的 $N_t + 1$ 个离散点值; $B(f_i)$ 是已知的频率序列, f_i 可取扫频测试频带内 $N_f + 1$ 个离散点值.

若扫频测试时按一定的 Δf 所取的 $i = 0, \dots, N_f$ 对应的 $f_{min} \dots f_{max}$ 已覆盖待测信号频谱的全部范围,则由式(4)应可以求得对应的准确时间序列 $A(t_j)$. 假设某一测试按同样的 Δf 只取到第 N'_f 个频率点, $N'_f < N_f$, 则这时由式(4)所获得的

$$A'(t_j) = \sum_{i=0}^{N'_f} B(f_i) e^{j2\pi f_i t_j} \quad (5)$$

必然不能准确反映真实的时间信号 $A(t_j)$, 也即是与 $A(t_j)$ 之间存在误差, 定义误差为 $\epsilon(t_j)$, 则有

$$\epsilon(t_j) = A(t_j) - A'(t_j) = \sum_{i=N'_f+1}^{N_f} B(f_i) e^{j2\pi f_i t_j} \quad (6)$$

$$t_j = 0, \dots, t_{max}, j = 0, \dots, N_t$$

由此式可以看到,误差是存在于每一时间点上的,对于任一固定时间点 t_j , 误差相当于一有限频率范围的 IDFT.

通过讨论式(6)可以获得关于误差量级的近似结论. 假设:在 $i = N'_f + 1, \dots, N_f$ 范围内, $B(f_i) \leq \epsilon_0$, ϵ_0 为一定值, 因此误差式(6)可写为:

$$\epsilon(t_j) \leq \sum_{i=N'_f+1}^{N_f} \epsilon_0 e^{j2\pi f_i t_j} \quad (7)$$

对于固定时刻 t_j , 设 $2\pi t_j = \alpha, f_{N'_f+1} = f'$, 则式(7)可展开为:

$$\begin{aligned} \epsilon(t_j) &\leq \epsilon_0 \sum_{i=N'_f+1}^{N_f} e^{j\alpha + (i-N'_f-1)\Delta f} \\ &= \epsilon_0 [\cos(\alpha f') + j\sin(\alpha f') + \cos(\alpha(f' + \Delta f))] \end{aligned}$$

$$+ j\sin(\alpha(f' + \Delta f)) + \dots + \cos(\alpha(f' + (N_f - N'_f - 1)\Delta f)) + j\sin(\alpha(f' + (N_f - N'_f - 1)\Delta f))]$$

在实际测试中, t_j 一般为纳秒量级, Δf 一般是兆赫兹量级, f' 一般在吉赫兹量级, 故可认为 $\alpha \Delta f$ 相比于 $\alpha f'$ 较小, 而且近似可认为 $\alpha(N_f - N'_f - 1)\Delta f$ 也较小, 则上式中各三角函数可以在 $\alpha f'$ 点由台劳级数展开, 展开后经整理, 忽略小项后可近似求得:

$$\epsilon(t_j) \leq \epsilon_0 (N_f - N'_f) e^{j2\pi f' N'_f t_j + 1}$$

由此可见, IDFT 变换后各时间点的误差是有限的, 约与 $\epsilon_0 (N_f - N'_f)$ 同量级, ϵ_0 越小, N'_f 与 N_f 越接近, 则频域截断误差越小. 这一结论也可以从前述的算例中看到, 在图 3 中, 由于方波上升和下降沿包含频谱范围相当宽, 则有限频段(5GHz) IDFT 结果与原始时域信号误差要大于高斯型时域脉冲.

4 关键测试参数的确定原则

在利用 IDFT 技术完成天线时域近场测量的过程中, 几项关键技术参数的选取对于完成测试和保证测试精度是至关重要的, 它们是: 采样面大小、采样点间隔、待测天线口面与采样探头口面的距离、时域采样间隔、时域采样总长度及扫频测试时频点间隔. 其中前三项是所有近场扫描类型测试都需要确定的参数, 在参考文献[2]中有较详细的论述, 这里不再赘述. 第四、第五项是时域测试特有的参数, 如果用扫频测试替代时域测试, 则需确定最后一项参数. 测试系统所取用的坐标系如图 5 所示.

时域采样间隔, 是在某一确定空间采样点上进行时域采样时的时间步长 Δt , 这是时域测试特有的参数. 根据用信号样本表示连续时间信号的抽样定理, Δt 应小于奈奎斯特抽样间隔^[3](Nyquist sampling interval), 即: $\Delta t \leq 1/2f_{max}$ 其中 f_{max} 为测试频带的最高频率. 这样, 当用测得的时域信号分析频谱时, 不会出现频谱重叠, 没有混叠误差存在.

时域采样总长度指时域采样点总数 N_t 乘以时间步长 Δt , $t_{max} = N_t \times \Delta t$. 这一参数主要取决于时域信号从脉冲源发出经传输线到待测天线辐射出去, 辐射波被探头接收再经传

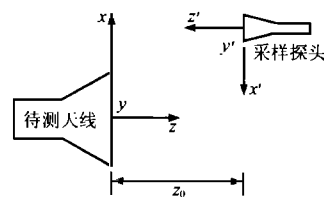


图 5 测试系统坐标系

输线到接收机整个过程的系统时间延迟,由于时域信号自脉冲源发出的同时也触发接收机开始工作,以触发时刻为零时刻开始记录所接收到的时域信号.若记录长度过短,则可能没有接收到探头采集的信号,或者截断了时域信号由于待测天线色散特性所造成的时域拖尾信息;若记录长度过长,则可能会接收到源脉冲串序列中下一个脉冲的响应信号,会造成测试的时间偏差.因此在测试中应依据系统的具体情况确定这一记录长度,一般要达到几十到几百纳秒,对应的系统传输总长度在几米到几十米.

扫频测试频点间隔,即扫频测试时频率步进 Δf ,这一参数是利用 IDFT 结合扫频测试技术替代时域测试方案所独有的.这一参数的确定取决于上述的时域采样总长度.根据付立叶变换理论,若一信号在频域是离散的,则经过 IDFT 变换获得的时域信号必然是周期性的^[2],若使需观察的时域总长度落在 IDFT 时域信号的一个周期之内,以避免周期交叠而破坏时域信号的完整性,则必须对频率步进 Δf 提出要求.由于付立叶正反变换的对称性,对 Δf 的要求与 DFT 变换对 Δt 的要求是完全相似的,即: $\Delta f \leq 1/2t_{max}$. 按此原则,当 Δf 为 1.0MHz 时, t_{max} 可取到 500ns.

5 实验结果及讨论

实验验证工作是在西安电子工程研究所(兵器工业总公司第 206 研究所)微波暗室进行的.该暗室装备了一套美国 ORBIT/FR 公司的 AL-2000 天线平面近场测试系统,包括频综源 GT9000、接收机 AL-8000-S、近场探头、扫描取样架和全套控制及数据处理软件等.该套设备的工作方式是点频测量,根据这一点我们在要求的测试频带内对假设的性能已知的待测天线进行了一维的多频点测试,依据获得的频域数据进行离散付立叶反变换以获得模拟的时域波形,进而检验我们自己的全套时域分析数据处理软件.

实验中各参数确定如下:①待测天线:3cm 标准增益角锥喇叭天线,内尺寸 $A \times B \times H = 135 \times 104 \times 170\text{mm}$,馈电波导为 BJ-100 标准波导,工作频率范围 8.2 - 12.4GHz;②测试探头:BJ-100 标准波导开口,内尺寸 $a \times b = 22.86 \times 10.16\text{mm}$,工作频率范围 8.2 - 12.4GHz;③采样面尺寸:由于采取一维扫描采样方式,取 $x_{max} = \pm 203.2\text{mm}$, $y = 0.0\text{mm}$;④空间采样点间隔: $\Delta x = 12.7\text{mm}$;⑤待测天线口面与采样探头口面的距离: $z_0 = 150\text{mm}$;⑥扫频测试频率范围:9.9 - 10.1GHz;⑦扫频测试频点

间隔: $\Delta f = 2.0\text{MHz}$.

验证测试过程及各部分结果描述如下:

(1)空间采样扫频测试.即按照传统的近场扫描测试方法,以上述的频点间隔进行多次扫描测试.

(2)IDFT 变换处理.以中心采样点为例($x = 0.0\text{mm}$, $y = 0.0\text{mm}$),根据频谱经 IDFT 获得对应的时域信号示于图 6.

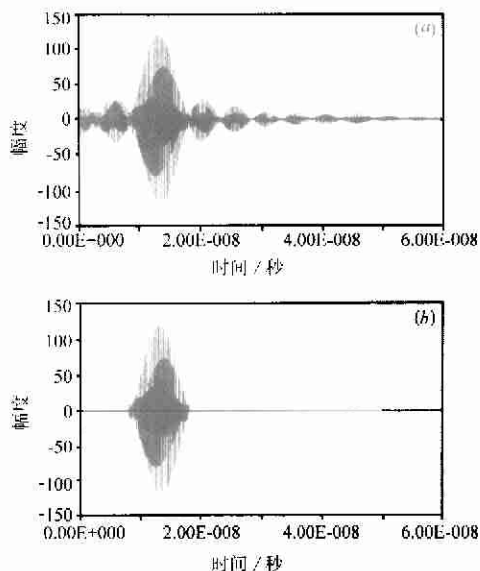


图 6 IDFT 变换获得采样面中心点等效时域信号 (a)及时间门处理后新时域信号(b)

(3)研究图 6(a)所示的时域信号,可认为在时域信号主要能量前后两侧的信号是由于杂散辐射和多路径效应影响所致,因此对各空间采样点上所获时域信号施加以相同时间基准的“时间门”处理,抑制掉干扰信号,所得的中心采样点上“新”时域信号示于图 6(b).

(4)由于测试环境比较好,因此测试中随机干扰噪声信号可以忽略不计,故略去数据处理中“小波”降噪过程.对各空间采样点上所获“新”时域信号再进行 DFT 变换处理,可重建各频率上待测天线的近场分布,以 10.0GHz 为例,其重建后的近场幅度和相位分布可见图 7(a)和图 7(b).两图中亦绘出了未经上述处理、测试获得的近场幅度和相位.

从图 7(a)和图 7(b)中两条曲线的对比可以看出,经过时间门处理之后,近场幅度分布更加均匀,也更加接近喇叭天线的口面分布.

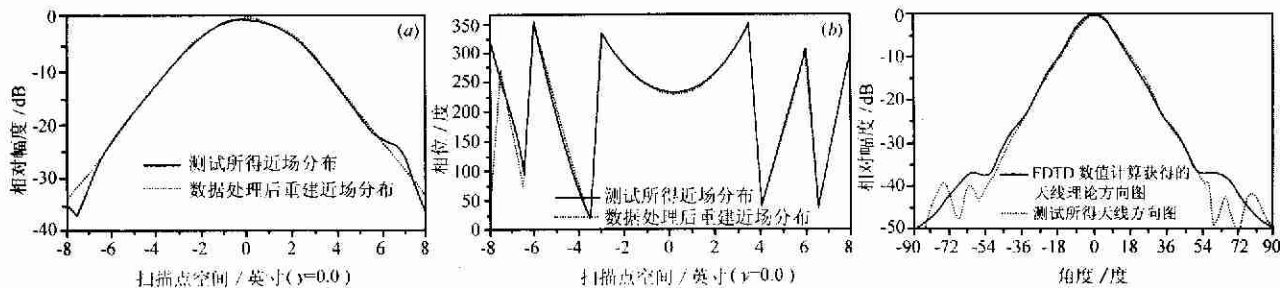


图 7 数据处理前后近场幅度(a)与相位(b)比较(10.0GHz)

图 8 待测天线 H 面方向图(10.0GHz)

(5)获得近场分布之后,即可根据近远场变换的算法获得待测天线的辐射远场,其 H 面辐射远场结果示于图 8 中(其结果已经过探头修正).图 8 亦绘出了由时域有限差分法(FDTD 方法)计算获得的该喇叭天线的 H 面理论远场方向图.

从图 8 中两条曲线的对比可以看出,经过一系列数据处理获得的测试远场方向图已经非常逼近理论计算值,误差在 -30dB 以下,说明测试是成功的,可以预见,如果对测试结果进行多方面的误差修正,应可以使测试的精度获得提高.当然我们还必须认识到,实际对一副天线进行近场测试时,即使只要求某个主平面的方向图,也需要在近场中某一个平面内进行扫描采样,其辐射信息才完备,而仅靠一维扫描是不够的,或者是近似的.这里主要考虑到频时变换测试的工作量和待测喇叭天线的具体情况,才采用了上述中心一维采样的近似验证方案,目的仅是检验思路和计算程序,并不能作为实际天线测试的方案.

6 结论

经过上述的理论分析和实验验证,我们可以得出以下几点基本结论:第一,时域近场测试技术应用于天线测试中是可行的,并且已经可以应用于实际的天线测试中,得出较好的结果;第二,利用扫频测试结合 IDFT 技术来替代纯粹的时域测试是可行的,误差是可以控制的;所用方法可以推广应用于已具备频域测试条件的天线测试系统,以利于提高测试精度;第三,还必须指出的是虽然扫频测试在一定程度上可以模拟时域测试,但从测试的实践经验看,其效率不高,对宽频带天线测试是相当费时费力的,并不能完全代替时域近场测试.若时域的测试设备,包括脉冲源和时域接收机可以达到测试要求,则其测试效率高于扫频测试,而且其设备成本可以远低于频综扫频源及扫频接收机系统,这说明时域近场测试技术的潜力是巨大的,极具应用前景,对其进行应用研究是非常有价值的.

本文提出的方法是针对在现有时域硬件条件不足,为推动时域近场测试技术研究而提出的;该方法也为现有天线近场频域测试系统兼有时域功能提供了理论和技术依据.

本文的实验工作是在西安电子工程研究所天线技术研究室的大力协助下完成的,谨向研究室杨林高级工程师、张鑫高级工程师等同行表示衷心的感谢.

参考文献:

- [1] Edmund K Miller. Time-Domain Measurements in Electromagnetics [M]. Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1986.
- [2] 毛乃宏, 俱新德, 等. 天线测量手册 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1987.
- [3] 曾禹村, 张宝俊, 吴鹏翼. 信号与系统 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1992.
- [4] T B Hansen, A D Yaghjian. Planar near-field scanning in the time domain. Part I: formulation [J]. IEEE Trans., 1994, 9, AP-42: 1280 - 1291.
- [5] T B Hansen, A D Yaghjian. Planar near-field scanning in the time domain. Part II: Sampling theorems and computation schemes [J]. IEEE Trans., 1994, 9, AP-42: 1292 - 1300.
- [6] Edward B Joy, Demetrius T Paris. Spatial sampling and filtering in near-field measurements [J]. IEEE Trans., 1972, 5, AP-20: 253 - 261.
- [7] Johnson J H Wang. An examination of the theory and practices of planar near-field measurement [J]. IEEE Trans., 1988, 6, AP-36: 746 - 753.

作者简介:



薛正辉 男, 1970 年 3 月出生于山西长治, 现为北京理工大学电子工程系讲师. 1992 年毕业于北京理工大学电子工程系, 1995 年在校电磁场与微波技术专业获工学硕士学位并留校任教至今, 目前正在在职攻读同专业博士学位. 主要从事电磁场与微波技术方面的教学和计算电磁学、电磁兼容及微波毫米波技术方面的有关研究, 发表论文十余篇.

发表文章十余篇.

高本庆 男, 1936 年 12 月出生于安徽舒城, 北京理工大学教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, IEEE 高级会员. 近期科研工作涉及毫米波技术、计算电磁学、电磁兼容与生物电磁学.