

2008 IEEE EMC 学术研讨会

第一部分 汽车的 EMC

2008 IEEE Symposium on EMC—Part I Automotive EMC

Outdoor Vehicular Test Range Turntable Impact on Electric-Field Uniformity Study

摘要: 文章研究了室外车辆试验场中转台对电场均匀性的影响。

关键词: 汽车; 天线罩; 转台; 场均匀性

视点: 汽车开闢场地测试和全波电磁仿真

首先, 文章介绍了用于车载天线测量的汽车天线测试场, 这个测试场也可用于验证遥控车门开关(RKE)的性能。测试场地如图 1 所示。



图 1 Milford 车辆测试试验场

图 1 中, 发射天线高 2 m, 发射天线与转台中心的距离为 243 m, 转台直径为 5 m。关键的测试频段为 AM (530~1 700 kHz)、FM (88~108 MHz) 和 RKE 的 315 MHz。天线罩由玻璃纤维制成, 用于保护受试车辆不受天气影响。转台为全金属的, 转台周围的地面为沥青混凝土。测试汽车天线方向性图分为两步:

- 用频谱分析仪测量从参考天线 (罗伯茨调谐偶极子, 高 1.5 m) 得到的接收功率, 这时参考天线在转台中心; 然后将参考天线放置在转台前 1.75 m (在混凝土平台上, 但还在天线罩内)。

- 将受试汽车开到转台上, 并将频谱分析仪与车载天线连上; 转台旋转 360°后可通过下式得到归一化的天线增益:

$$P(\text{dB}) = P(\phi) - P_{\text{ref}}(\text{dBm})$$

式中, $P(\phi)$ 是第二步测得的接收功率; P_{ref} 是在特定的频点和极化方式上的参考功率。可以看出归一化方向性图与参考天线测试数据密切相关。

随后, 作者用一款商用的全波电磁仿真软件对上面的测试环境进行了建模。地面为 $z=0$ 平面, $\epsilon_r=5$, $\mu_r=1$, $\sigma=0.01 \text{ S/m}$; 天线罩直径为 5.5 m, 厚度为 2.54 cm, $\epsilon_r=3$, $\mu_r=1$, $\sigma=0.01 \text{ S/m}$; 转台直径为 2.74 m, 设置为理想导电平面 (PEC); 转台至发射天线之间的射线为 x 方向。通过仿真可以得出, 天线罩对场均匀性的影响不大。当发射天线高度减小并且与转台距离变大时, 场均匀性会变差。在实际中, 作者又用超宽带时域测量系统对场均匀性进行了评估。此系统包括了两个线性相位 TEM 喇叭天线、矢量网络分析仪 (VNA) 以及两个带宽为 11 GHz 的模拟信号光纤。具体的试验方法如下: 将两天线间距设成 100 m, 在没有转台和天线罩时测一下 S_{12} 的值, 再将其中一个天线放置在转台上 (天线罩内), 另外天线的位置不变, 间距也不变, 测得 S_{12} 值, 然后求得两个 S 参数的差值 “Delta”, 如图 2 所示。

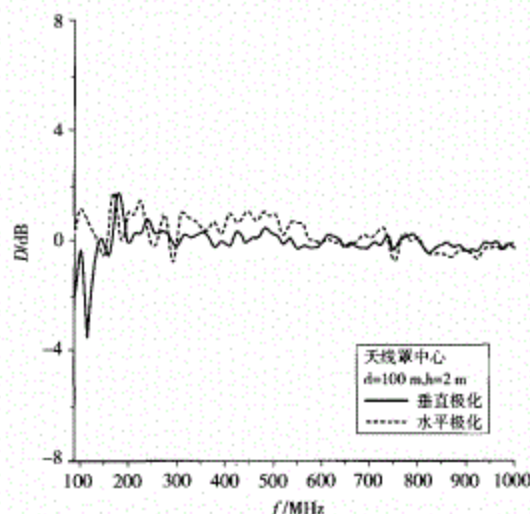
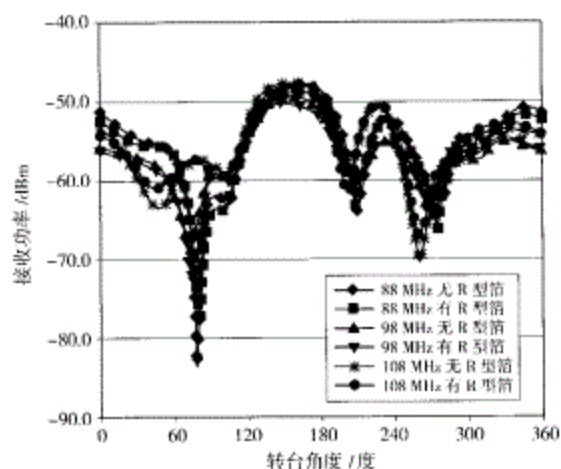


图 2 天线罩/转台的影响与基线的对比

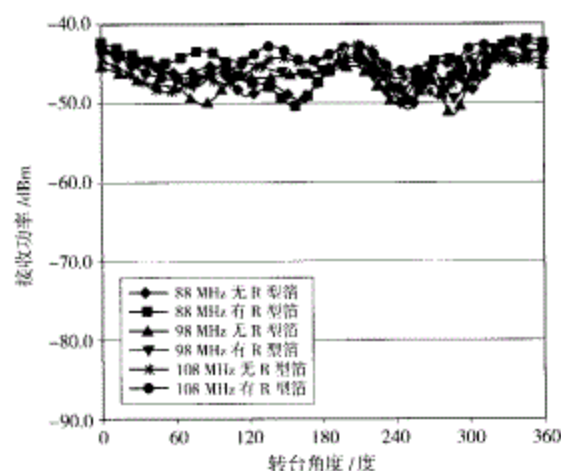
这个系统通过得到步进频率 S_{12} 的幅度与相位信息, 可知在 FM 频段转台是造成场分布不均匀的主要原因。

在文章的最后, 作者又专门针对转台变化对测试的影响进行了研究。文中将转台的面积扩大, 用测量的方法考察其对场均匀性的影响。作者用 R 型箱 (电解铜, 反面

处理)与转台搭接,构成更大的导电平面,从而能够随意变换转台的大小。这样,实际测试中的转台直径可以从 5.5 m 扩大到 10.6 m,也能够覆盖天线罩下的整个区域。文中对 SUV 车的实测参数(有或没有 R 型箔的转台)进行了比较,测试中 SUV 的天线在转台上不同转角的接收功率如图 3 所示。



(a) 水平极化



(b) 垂直极化

图 3 有/无 R 型箔转台的天线接收功率对比图

上面的数据表明,由转台导电平面变化引起的线性平均增益(LAG)差异小于等于 1 dB,最大和最小值的差异在 0.4~6.9 dB 之间。但总的说来,对 LAG 的影响并不大。为了充分了解转台扩大带来的影响,文章还对其进行了建模。

仿真和实测的结果都表明,电场的不均匀性是由于沥青混凝土和高电导率转台之间的导电不连续性直接导致的,所以通过尽可能地减小转台,可以减小这种影响。

Study of a Conformal Hidden Wire Antenna Used for the Detection of Stolen Cars

摘要:分析用于侦测被盗车的隐形共形导线天线。

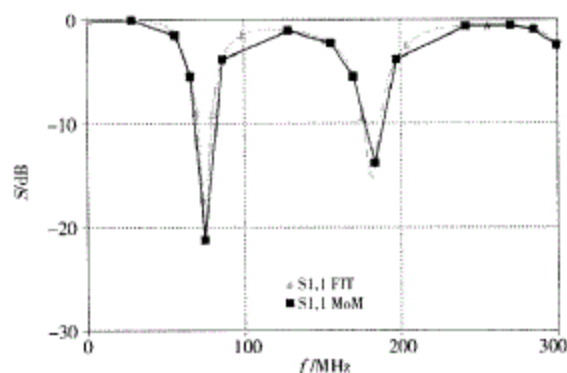
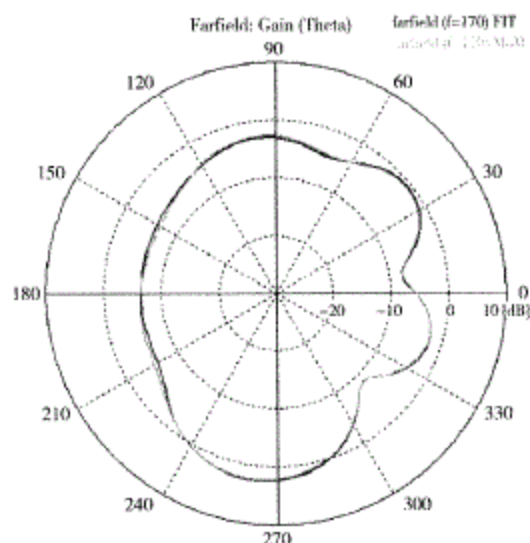
关键词:共形导线天线;时域;频域;数值方法
视点:FIT、MoM 以及 TLM 的数值计算比较

首先,文章讨论了汽车、天线模型和等效电磁模型的细节,同时也讨论了仿真设置。仿真隐形车载天线时,整个车体也要作为天线系统的一部分,不仅包括外壳,还包括车内的腔体。图 1 是用 CST MICROWAVE STUDIO® 建立的三维模型。



图 1 天线模型

文章中运用两种不同的求解器对天线的 S_{11} 参数和天线方向性图进行了仿真,一种仿真方法是基于有限积分法(FIT)的时域仿真,另一种是基于矩量法(MoM)和多层快速多极子(MLFMM)的频域仿真。其仿真频率在 170 MHz (天线工作频率),结果如图 2 所示。

(a) S_{11} 参数

(b) 远场方向性图

图 2 隐形共形导线天线 S_{11} 参数和远场方向性图

就现有的天线和车体结构看,两种仿真方法的一致性还是很好的。但是文章后面又给出了带有额外汽车金属部件的 S_{11} 参数仿真结果。低频部分谐振峰都被衰减了,天线性能也显著下降。同时,两种算法也产生了一些差异。

这时,作者通过仿真全车模型来获得天线的 S 参数,即所关注的 170 MHz 频点的 S_{11} 的值。可以得到在 170 MHz 时 S_{11} 仅有 0.007283 dB。机车仿真模型及仿真结果见图 3。这里,作者着重提出,为了避免在低频范围内 FFT 产生截短误差,时域仿真方法会消耗较长的时间。

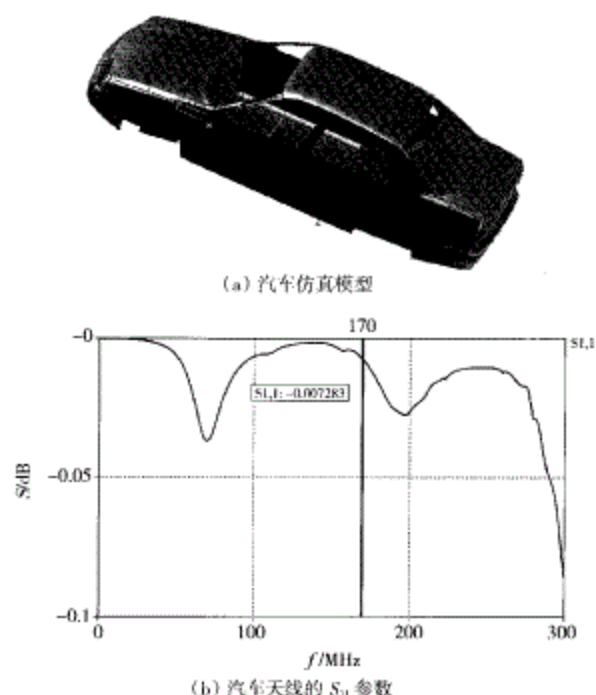


图 3 汽车 3D 仿真模型和其天线的 S_{11} 参数

随后,文章又用 CST MICROSTRIPES™,对其回波损耗进行了计算,这种计算方法基于传输线法(TLM)。作者用与图 3 中同样的模型进行了计算,并将结果与 FIT 的计算结果进行了比较,得到的 S_{11} 是一致的。文章中对两种方法所耗的计算机资源也作了对比(见表 1)。

表 1 TLM 与 FIT 的网格划分与 CPU 使用情况

	划分的网格数 (百万个)	仿真时间	内存要求 (GB)
FIT	3.2	13 小时 30 分	6
TLM	2.6	15 小时 14 分	—

表 1 中没有与 MoM 比较,因为 MoM 对整车网格划分难以计算出结果。

最后,文章给出了汽车中不匹配的隐形共形天线的方向性图,见图 4。

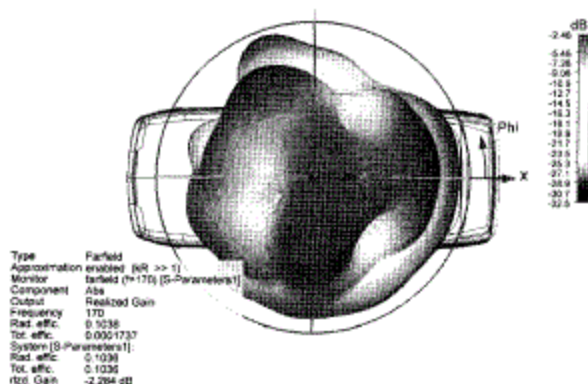


图 4 不匹配天线的远场 3D 辐射图

通过仿真也可以验证 FIT 和 TLM 方法对复杂仿真是非常稳健的。MoM 对简单模型来说可以非常快速地得到仿真结果,但是在复杂模型中更细致地划分网格,MoM 是不适用的。

Functional Safety and EMC for the Automotive Industry

摘要:新一代的车载电子系统越来越复杂,并且需要控制汽车中与安全运行相关的活动,如转向、制动和悬挂系统,所以证明其可靠性和安全性至关重要。

关键词:功能安全;汽车标准;汽车生命周期

视点:EMC 与功能安全在汽车工业中的发展

本文首先分析了汽车产业中的电磁兼容问题。汽车既要满足法规要求又要满足消费者需要,比如节省燃油、安全可靠和舒适度等,所以以前纯粹的机械设备必须由许多电子设备实现其新的控制功能。然而,实现这些功能的代价就是将这些电子设备“挤进”一个狭窄的、不可控的电磁环境中。汽车厂商认为现在大多数的汽车事故都不是 EMC 问题所造成的(他们认为是驾驶人员的主观错误造成的),所以他们并没有把 EMC 强制要求放在最优先的位置。但作者认为在随后的几年,随着刹车、转向和防碰撞系统的完全电子化,应当优先考虑汽车的 EMC。

然后,作者介绍了汽车产业的功能安全问题。汽车的功能安全可以定义为:“汽车的各项功能不会造成汽车处于任何不可容忍的危险状态。”现在唯一能应用于汽车行业对功能安全的要求就是国际电工委员会颁布的标准 IEC 61058。但应用此标准又有一些问题:

- 其中,“安全生命周期”是专门为自动化工业设计的,而不是为“消费品”设计的,所以并没有考虑到在汽车生产开始前的测试流程;

- IEC 61058 中对设计和测试嵌入式系统并没有非常周详的考虑;

● 许多电子元件并不能长期应用于汽车工业,使其在生产开始之前很难找到能够证明其功能安全性的统计数据;

● IEC 61508 中完全没有提到供应商的关系。

IEC 相关的标准只能应用到电气/电子/可编程电子(E/E/PE)领域,所以相关汽车产业标准的出版可以依靠国际标准化组织(ISO)。现在,ISO 已经成立新的工作组(WG),开始制定一项新标准 ISO 26262,此标准将于 2010-2011 年出版。

同时,作者结合 EMC 和功能安全在汽车产业中的总体发展状况进行分析。其中主要提出了两个方面:

● EMC 指令并没有充分关注到安全方面的因素

其范围没有覆盖到推出市场后的安装设备,比如移动发射设备;测试是有限的并且不彻底;辐射抗扰度仅在固定的速度下测试,并没有考虑到动态情况;不包括对瞬态变化的要求,并没有充分涵盖所有推出市场后的产品以及它们的潜在干扰。

● EMC 抗扰度测试并不能验证与 EMC 相关的功能安全特性

抗扰度测试中电磁骚扰只有一段时间;抗扰度测试不能模拟实际环境;没有调查过实际环境电磁特性的影响;没有 EMC 的风险分析;抗扰度测试中没有提出可预见的错误/误操作。

而后,文章针对汽车在安全生命周期提出了应该考虑 EMC 问题的阶段,具体过程见图 1。

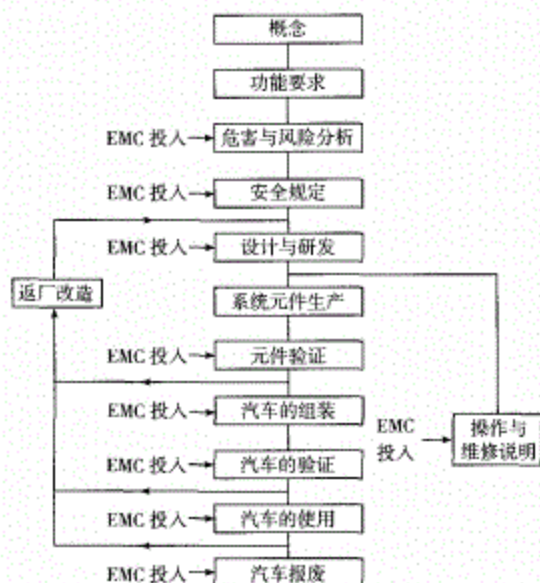


图1 产品安全生命周期

最后,文章提出了在汽车工业中 EMC 和功能安全的分析方法。

● “从下至上”的方法

这种方法是对元件级的分析,从系统中不同元件观

察其对系统的影响,其中普遍的方法是对错误模式和效果的分析(FMEA)。起初,FMEA 是用于预测系统的可靠性,消除元件中可识别的错误。FMEA 可以通过硬件手段和功能手段来判别系统中的问题。硬件手段关注每个元件失效的影响;功能手段则关注外界对元件功能的影响。功能手段通常都会有这样的问题——“怎样才能使功能与原有要求出现偏差?”

● “自上而下”的方法

最著名的自上而下的方法是差错树形分析。文章中用图示简单介绍了这种方法,见图 2。

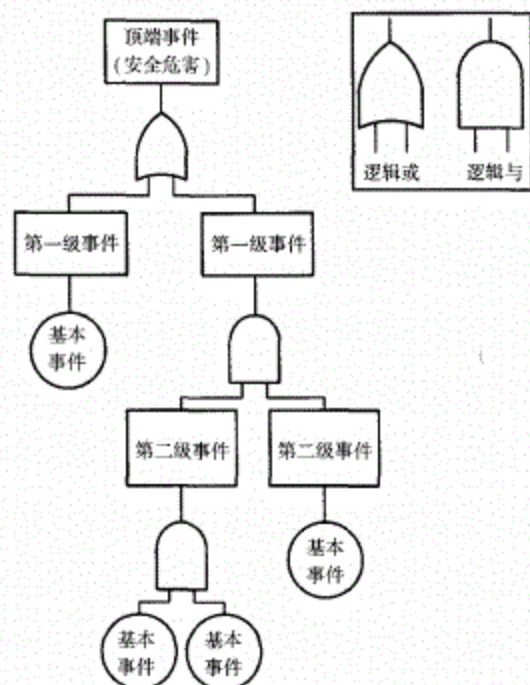


图2 差错树形分析实例

总的来说,用常规的 EMC 测试方法不可能检验出与 EMC 相关的功能安全问题;检测与 EMC 相关的功能安全问题将耗费很长的时间,这是生产商不能接受的。所以,标准的发展和 EMC 测试将不得不走原来的老路。

Estimation of the Statistical Variation of Crosstalk in Wiring Harnesses

摘要:找到快速准确的方法来近似汽车内线束间的串扰问题。

关键词:近似方法;串扰;导线束

视点:研究导线束之间的耦合机理和统计方法

现在对汽车的 EMC 仿真都要求能够在复杂情况下,使仿真精度与速度求得平衡。全电波数值模型可以得到很高的精度,但需要很长的时间来构造几何模

型和计算。用集总参数近似串扰以确定电路之间最坏的耦合情况是一个很好的选择;同时,为了避免超裕量设计,也需要用统计的方法对电路之间的串扰进行分析。

首先,文章要建立线束的集总参数模型。线束某一横断面的电感和电容是可以根据其几何排列方式计算出来的。在整个线束上,由于导线相互扭结的原因,横断面的排布差别很大,可以通过分段的方式把每段近似成某种排布。如果知道导线相对位置的统计分布,就能计算出电感和电容,从而计算出串扰。但是,因为介质的不均匀性,很难对线间的电容和电感进行估计。但在最坏情况近似时,我们简单地假设介质是均匀的,简化了对集总模型的计算。

文章忽略了介质的非均匀性,计算了 14 根 #19AWG 导线的电感和电容,并给出了它们的统计分布。图 1 给出了线束的横截面图,图 2 给出了互电感和互电容的统计分布(单位长度上的分段数不同)。

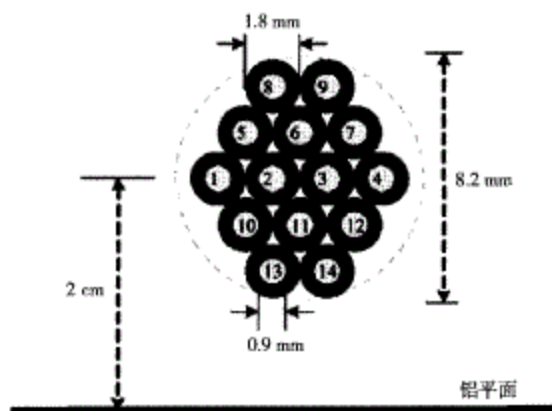


图 1 导线截面与放置环境(14 根 #19AWG 导线)

文章又通过不同的耦合情况,对产生的串扰进行了分析。

● 弱耦合情况下的串扰

弱耦合是指其他电路对产生互耦的电路的电流和电压影响很小。对于弱耦合的情况,文中给出了其感性串扰和容性串扰计算公式:

$$x_{talk_ind} \cong \frac{j\omega l_m}{(R_s + R_L + j\omega l_{s_avg})} \cdot \frac{R_{fe}}{(R_{ne} + R_{fe} + j\omega l_{s_avg})} \quad (1)$$

$$x_{talk_cap} \cong \frac{R_L}{R_s + j\omega l_{s_avg} + R_L} R_{ne} // R_{fe} (j\omega C_m) \quad (2)$$

其中, R_s 和 R_L 是发射回路中的近端和远端负载, R_{ne} 和 R_{fe} 是受串扰回路中近端和远端的负载, l_m 和 C_m 分别是单位长度上有效的互感和互电容, l_{s_avg} 是单位长度上平均的自感。

作者结合前面的统计结果和上面的算式计算出串扰

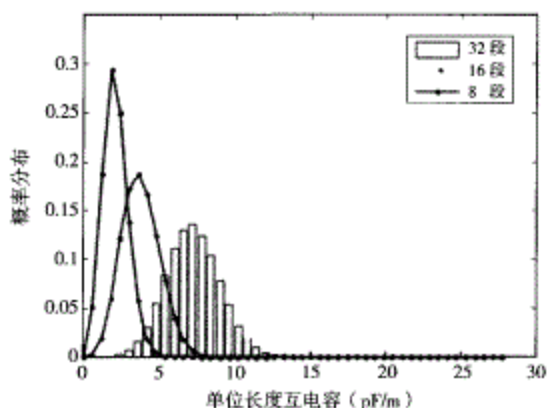
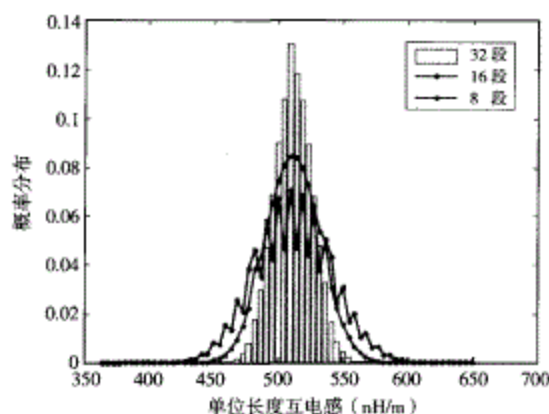


图 2 14 根 #19AWG 导线单位长度互电感和互电容的概率分布

(10 kHz 和 10 MHz)的统计预测,同时与 RDSI 统计算法仿真结果作了对比,其结果见图 3 所示。

10 MHz 时容性耦合产生的串扰预测值与 RDSI 算法差距比较大,因为在 10 MHz 时容性串扰不再适用弱耦合的情况。

● 强耦合情况下的串扰

耦合范围扩大到线束的其他部分,并且使所有的输出都不是独立的。一般当频率大于 1 MHz 时会出现这种情况。文章中,作者对串扰的计算公式作了修正:

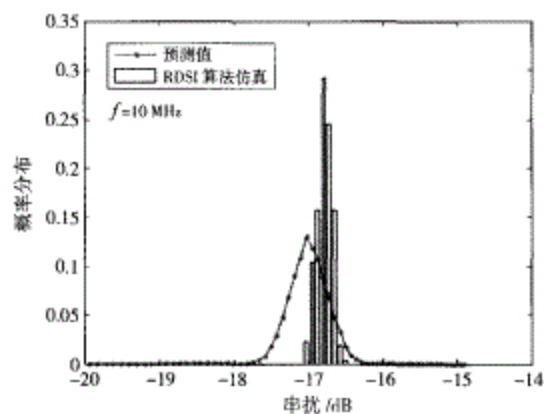
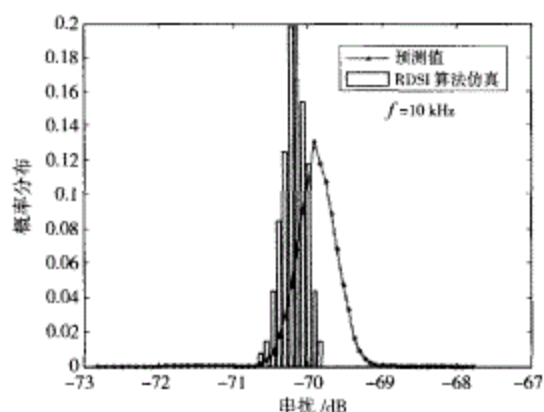
$$x_{talk_ind} \cong \frac{1}{2N} \quad (3)$$

$$x_{talk_cap} \cong \frac{R_L // Z_s}{R_s + j\omega l_{s_avg} + R_L // Z_s} \cdot \frac{R_{ne} // R_{fe} // Z_s}{R_{ne} // R_{fe} // Z_s + \frac{1}{j\omega C_m}} \quad (4)$$

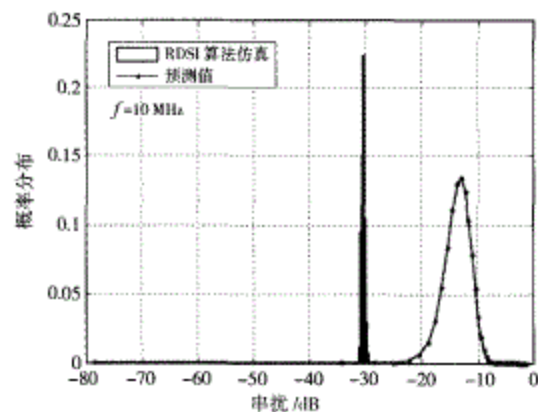
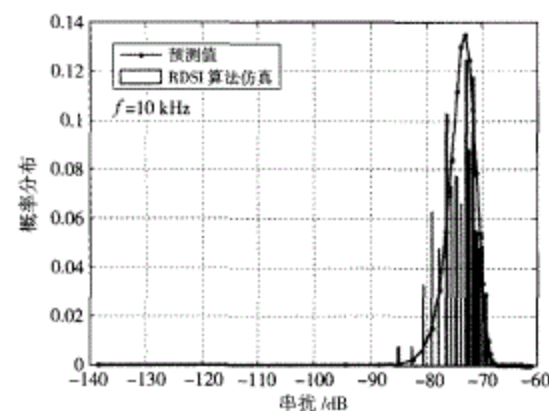
其中, $Z_s = \frac{1}{j\omega C_{s_avg}}$, N 是受串扰电路的潜在数量。

当弱耦合的预测方法不适用时,可以用以上方法预测最坏情况下的串扰。

最后,作者提出对线束耦合的计算是一种相对简单的方法,并且可以较好地预测到 10 MHz 最坏情况下的串扰;以 1 MHz 为分界点,小于 1 MHz 假定为弱耦合,反之则应用强耦合预测。



(a) 电感耦合串扰/dB



(b) 电容耦合串扰/dB

图3 容性与感性串扰的统计分布

Radiated Immunity Tests of Automotive EMC Challenge Vehicle Active Antenna Designs

摘要: ISO 11451-2 和 ISO 11452-2 辐射抗扰度测试要求对设计车载有源天线提出了很大的挑战。为了找到有源天线在设计时出现的问题, 本文通过转移函数分析了相应的原因。

关键词: 辐射抗扰度测试; 汽车有源天线; 转移函数

视点: 转移函数测试系统的搭建

已有的许多测试案例说明, 车身是影响辐射发射测试的主要原因; 但车载有源天线在辐射抗扰度测试中的性能改变却从未被提及过。有证据表明, 在进行辐射抗扰度测试时车载有源天线中的有源部分(比如射频放大器)会发生畸变, 同时未知频率骚扰信号的互调效应也会造成这种问题。

为了找到天线功能出现问题的原因, 文中讨论了车载有源天线的设计和验证方法。在开发有源天线时, 设计人员通常会以与无源单极鞭状天线性能比较作为基础。车载有源天线能够检测到的微弱信号至少能够达到车载单极鞭状天线可识别的输出信号电平, 如图1。



图1 车载天线设计示例

各种车载天线也不一定能获得所需的最小信号电平, 因为接收信号强弱取决于车体的大小。大型车通常满足信号电平的匹配要求, 而小型车的接收信号通常不像无源鞭状天线收到的信号那样强。所以在某些情况下, 有源天线的放大器增益必须增加。用这种比较的方法就可以获得有源天线所需的必要参数, 比如天线因子和增益。作者用网络分析仪对上述方法进行了验证, 可得出在FM频段, 没有放大器的集成无源天线是不能与无源鞭状天线的接收值相比拟的, 所以必须加上放大装置才能达到要求。

作者随后讨论了 ISO 11451-2 和 ISO 11452-2 辐射抗扰度测试对汽车有源天线的影响。对汽车厂商来说, 既省钱又有效的测试是先单独对天线测试。若考虑车体的影响就需要对车载天线的 RF 输入进行额外的测试。测

试电场强度在 25~100 V/m 的情况下,在 RF 输入端注入,预测天线放大器发生故障的风险。首先要估计对应场强所需的注入功率,即不同注入功率表示多大的场强。为了表示他们的转换关系,我们用转移函数来换算,其中包括整个测试系统的转移函数“ T_{system} ”和单纯车体的转移函数“ $T_{vehicle}$ ”。图 2 给出了测试的例子,通过图中的各项参数,可以算出“ T_{system} ”和“ $T_{vehicle}$ ”。

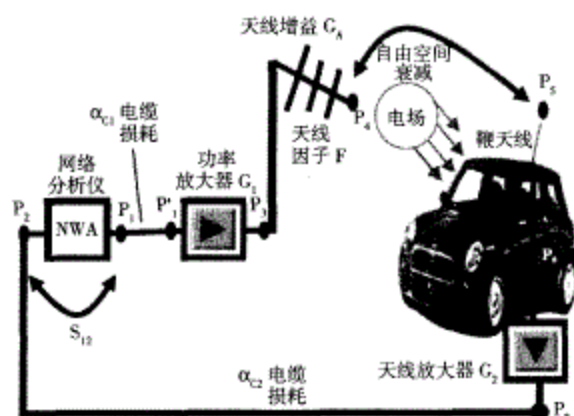


图 2 转移函数的测量

根据图 2,我们可以从下式得到我们所需的转移函数:

$$T_{system}[dB] \approx P_2[dB] - P_1[dB] \quad (1)$$

$$T_{vehicle}[dB] \approx P_2[dB] - E_{p5}[dB] \quad (2)$$

式中, E_{p5} 是 P_5 点的电场强度。

为了验证转移函数在 FM 频段内的线性度,作者通过变化 P_1 观察转移函数的值。结果显示转移函数的线性度很好(见图 3)。

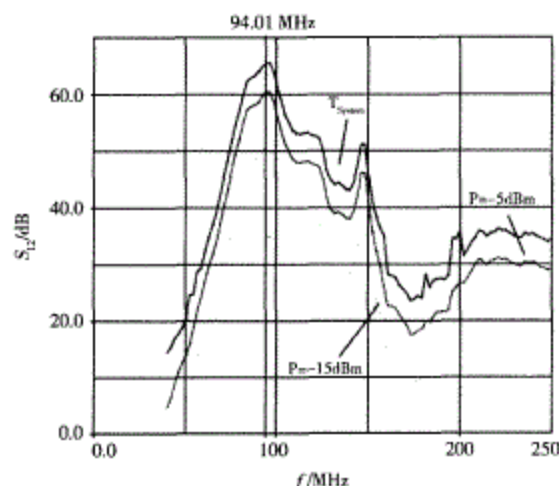


图 3 转移函数及 RF 放大器输出

转移函数计算出来以后,就可以计算等效的 RF 注入功率了,具体的等效 RF 注入功率值如图 4 所示。

文章又按照 ISO 11451-2 和 ISO 11452-2 的要求,用

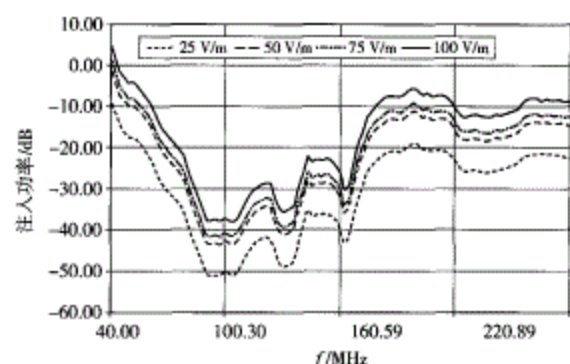


图 4 不同电场对应的注入功率

类似的方法计算出单独的车载天线测试的转移函数。

文章在最后对互调干扰的影响进行了讨论。车载有源天线的设计应该有相应的 EMC 保护装置,其中包括滤波器和保护二极管,如图 5 所示。

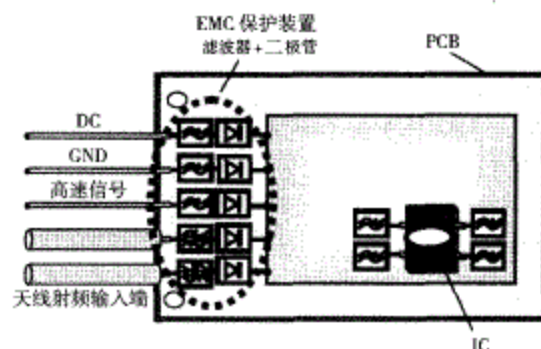


图 5 产生互调效应的情况(二极管在滤波器“之后”)

图 5 中二极管应该放在滤波器的后面,此时,二极管产生的互调效应只是由工作频率范围的骚扰引起的;若二极管与滤波器调换位置,那么产生的互调效应就是由全频带的骚扰引起的,后一种情况的危害往往比第一种的大。

Frequency Modulated (FM) Radio Band Audio Interference Pre-Compliance Test

摘要: FM 收音机是现在汽车上最普遍的接收机,随着汽车电子技术的不断演化,厂家要保证这些车载电台不受潜在干扰源的干扰。所以,作者提出用预相容测试的方法对这些电子元件和电子系统进行干扰的检测。这种测试方法可以应用在汽车组装之前,从而提高效率、减少成本。

关键词: 预相容性;调频;CISPR 25

视点: 汽车预测试配置方式和试验方法

本文首先介绍了预相容性测试方法。由于整车级测试所需设备耗费很大,用一个恰当的方法来进行模块级测试不失为一种好方法。在此,作者套用 CISPR 25 辐射发射测试的设置,来进行模块级的 FM 音频干扰测试,测试设置如图 1 所示。这种测试方法最少需要下列设备:

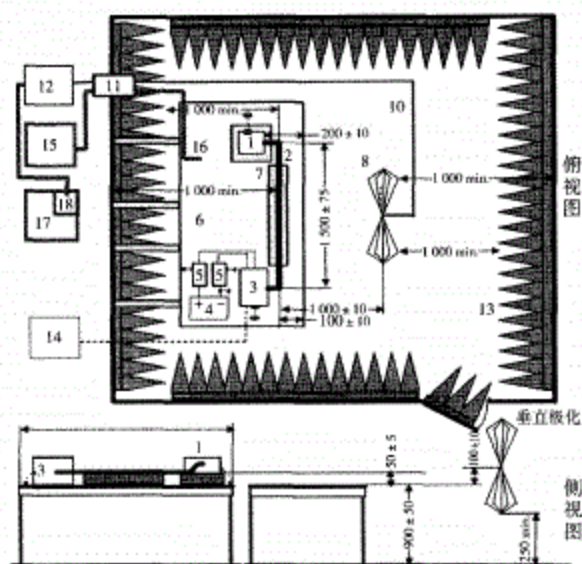


图1 预相容性测试布置方法

EMI接收机(12), RF电缆(10), 满足 CISPR 25 规定的屏蔽室和吸波材料(13), 计算机和自动控制软件(17), 接地的测试台(6), 50 Ω 鞭状天线(16), 有 FM 调制功能的 RF 信号发生器(15), 数据采集卡(18), 双锥天线(8), RF 低噪预放和隔离接头(11)。

测试的频率范围为 79.9~107.9 MHz, 频率步进为 100 kHz。为了发现元件可能出现的问题, 直接用校准后的弱载波 FM 信号产生邻道干扰。通过图 1 可知, 弱载波可由 RF 信号发生器连接到小型鞭形天线上产生。为了得到与自然环境中与典型弱信号电台相称的信噪比(SNR), 我们需要调整 RF 信号的幅度。总的说来, 我们要为后面的分析单独采集和存储下列四种数据:

- 没有 DUT 工作的暗室环境下不同频点的音频电平;
- DUT 工作时, 暗室环境下不同频点的音频电平;
- 有弱载波时, 没有 DUT 工作的暗室环境下不同频点的音频电平;
- 有弱载波且 DUT 工作时, 暗室环境下不同频点的音频电平。

通过上述测试可以得到在 98.3 MHz 时, 由于 DUT

的窄带辐射产生了无线电台的静音现象, 如图 2 所示。此时汽车中的 FM 收音机会将连续波(CW)信号调谐并解调, 在收音机中产生虚拟的静音现象。实际上, 这种情况是因为 DUT 产生的窄带发射没有被 FM 调制, 因此在载波上我们发现不了相应的音频信号。也就是说, 有可能在我们听车载收音机时, 98.3 MHz 的汽车干扰被当作有用信号被解调出来, 但解调出来的信号根本听不见。

图 3 给出了附加校准的弱载波信号的情况。结果说明, 附加的音频噪声频谱是由于弱载波和 DUT 辐射的相互作用产生的。

文章最后提出建议, 汽车制造商与供应商在汽车电子模块上的合作应该对其相关研究进行细化, 从而达到以下的目标:

- 对导致不同结果的因素进行探讨和分类, 出台整车级的 FM 频段音频测试方法;
- 当有能力的供应商使用这些测试方法时, 要出台相应的指南和限值, 从而为设计决策提供参考。

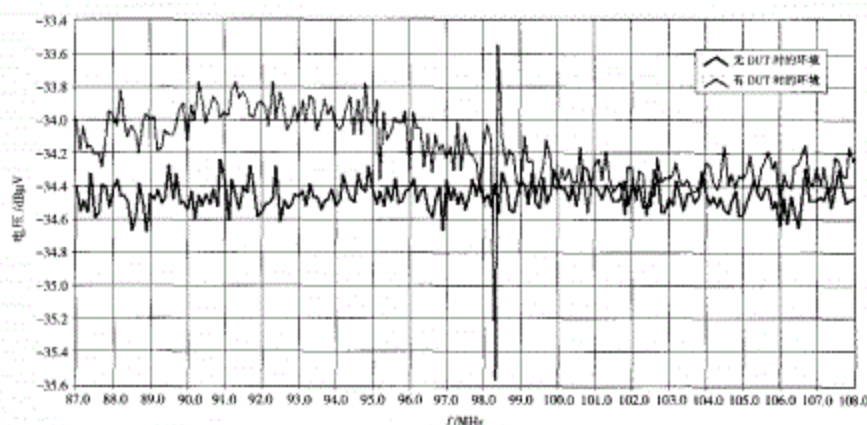


图2 解调后 DUT 的音频特性(87~108 MHz)

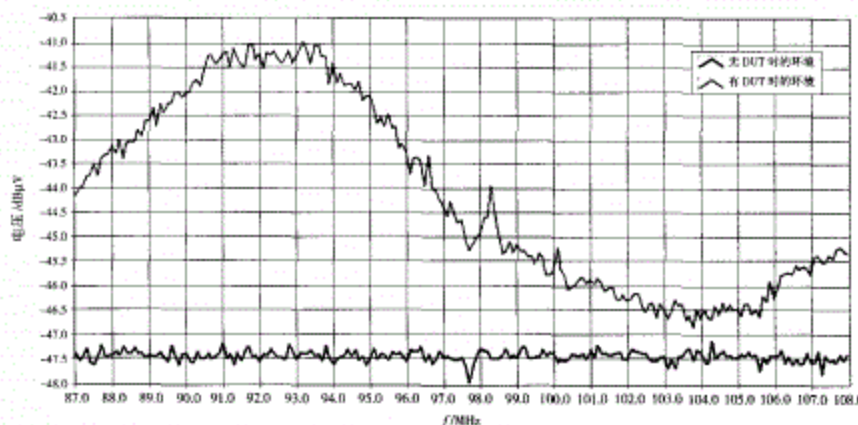


图3 附加弱载波解调后 DUT 的音频特性(87~108 MHz)