

罗德与施瓦茨 高校测试技术与应用论文集

咏绎科技



刊首语:

一直以来，罗德与施瓦茨公司非常重视与中国高校的合作与交流。自2004年开始，我们每年定期开展互动教学和研究工作；已和多个中国高校合作建立了联合实验室；支持和帮助完成了众多教学和科研项目；树立了良好的校企合作形象。从2012年开始，罗德与施瓦茨公司推出了高校推广研讨会和高校流动实验室系列活动。我们通过举办专门技术讲座向老师们介绍先进的测试技术和解决方案，并对老师们的测试需求提供免费的现场实验平台，由专业技术工程师全程配合支持，进行全面的技术与实验交流。到目前为止，罗德与施瓦茨公司已经走进了全国三百多所高校，接触了四千余位老师，受到了高校的广泛认可和欢迎。

为了加强与中国高校的全面发展，支持“双一流”的高校建设方向，让广大高校用户深入了解罗德与施瓦茨公司的产品与技术并鼓励分享罗德与施瓦茨公司的测试仪表在教学与科研工作中的成功应用经验，进一步促进高校用户之间相互交流和经验分享，我们从2017年开始每年举办“中国高校优秀学术应用论文有奖征集活动”，邀请全国的高校教授、学者、研究人员和专家参加，得到了积极响应！

本文集收录了26篇技术论文，涵盖了诸多的应用领域与方向，如5G、物联网、无线通信、量子计算、雷达、光通信、汽车、导航、材料、毫米波、IC与元器件、天线等，详细阐述了采用罗德与施瓦茨公司的信号源、频谱仪、矢量网络分析仪、示波器等产品及相应方案的测试实例与应用，凸显了测试技术在高校科研方面所起的重要作用。作为一家秉承技术创新的测试仪器公司，罗德与施瓦茨也希望通过分享这些最新的技术和经验，共同促进教学和科研的创新与发展，为教育事业贡献自己的力量。

借此机会，也感谢全国高校领域的老师们长期以来对罗德与施瓦茨公司的信任与支持。我们会一如既往地为广大老师们提供最先进的测试技术与仪器，满足老师们在科研和教学中的测试需求，共同发展，携手走向未来。

目 录

1 基于R&S矢量信号源与频谱分析仪的海域无线通信系统测试	
王文浩, 陈 军, 魏 特, 冯 伟.....	4
2 基于R&S信号源与频谱仪的宽带数字预失真算法研究	
陈 龙, 陈文华.....	8
3 基于多端口开关矩阵的近场多站阵列成像验证	
尚晓舟, 梁冰苑, 诸葛晓栋.....	12
4 基于信道衰落仿真器的高铁无线信道仿真	
张 琨, 刘 留, 袁 泽, 张 克.....	16
5 基于多台微波源的超导量子比特双场驱动下的能谱测量	
孙国柱.....	18
6 直调模拟光子链路中非线性失真抑制实验研究	
戚宝剑, 叶 尧, 宋海平, 邓 磊.....	20
7 基于SiAICN温度传感器的信号收发系统设计	
魏化雨, 张继月.....	22
8 具有解耦元件的印制多频带MIMO天线测试	
徐子钰, 郭林燕.....	25
9 使用R&S FSU67频谱分析仪测试180 nm CMOS Ku频段集成片上天线的4通道相控阵收发机阵列增益方向图	
张晓宁, 宋焯曦, 余超, 陈东, 张林, 陈志林, 孙寿田, 刘辉华, 吴韵秋, 赵晨曦, 康凯.....	28
10 基于电流探头的干扰源电流谱测试	
潘 雄, 宋舒雯, 张少博, 王 磊.....	31
11 单节微带线定向耦合器分析与设计	
王 梓.....	34
12 基于支持向量机的电路模块行为级建模与应用	
陈爱新, 王 莉, 赵 越.....	36
13 电动汽车无线充电系统副边谐振补偿网络参数设计	
吉 莉, 王丽芳, 廖承林, 李树凡.....	38

14 基于R&S ZNB4和MATLAB的吸波材料电磁参数测试系统	
李冬兵, 孟繁博, 张沛	41
15 基于模拟预失真的光载无线链路线性化提升	
张寓程, 陈世超, 刘亚豪, 邓磊	44
16 基于微波源与矢量网络分析仪的量子比特的表征	
王战	47
17 一种可调节阻带的双陷波超宽带天线设计	
李曼, 孙铭宇, 杨卓群	49
18 基于功率谱估计的数字信号载频估计研究	
王永志	52
19 基于小波变换的数字信号符号率估计	
曹婷婷	55
20 基于深度学习的频谱异常检测系统设计	
牛冠群	58
21 基于矢量拟合方法的滤波器建模分析	
叶昌阳, 王珺珺	61
22 基于高频示波器的开关电源RCD钳位电路研究	
宁兆铭, 阎照文	64
23 微波段人工电磁表面的研究与应用	
袁乐怡, 张狂, 丁旭旻, 吴群	67
24 相位噪声对相位调制信号性能的影响	
马云超	72
25 基于OFDM的动态频谱接入通信系统性能研究	
高霄	75
26 功率比可重构平衡耦合器	
林峰	78

基于R&S矢量信号源与频谱分析仪的 海域无线通信系统测试

王文浩, 陈军, 魏特, 冯伟
(清华大学电子工程系, 北京)

【摘要】：由于海洋经济的发展和海事活动的需求，具备高速率和稳健性的海域无线通信系统亟待研究。海浪波动、海水蒸发等独特的海洋环境特点使得现有陆地通信模型无法适用于海上。为了综合研究多种因素对海域信道的影响，一次5.8 GHz频段的海域通信测量实验于黄海进行。本次实验最大测量距离为33千米，通信带宽为20 MHz。对接收信号强度的测试结果分析表明，在南通市黄海海岸冬季气象条件下，两径模型即可较好地体现海域信道特性。

【关键词】：海域通信，信道路损，多径效应

Abstract: Due to the development of the Marine economy and the need for maritime activities, wireless communication systems for maritime environment that secure robustness and high data rate are still in high demand. Different from the land, marine environment has particular channel characteristics caused by sea waves fluctuation, water vapor evaporation, etc., making the terrestrial wireless channels ineffective. In order to study the influence of various factors on the sea channel, the maritime communication measurement experiment at a 5.8 GHz frequency band was carried out in Nantong, Jiangsu. The maximum measurement distance of this experiment is 33 km, and the communication bandwidth is 20MHz. According to the received signal strength analysis of the test results, the 2-Ray model can well reflect the characteristic of maritime channel under the winter conditions in the Yellow Sea coast of Nantong City.

Key words: maritime communication, channel path loss, multipath effect

1 引言

近年来，由于海域通信需求日渐旺盛，对海域通信网络的研究受到了广泛关注。随着滨海旅游业和海洋运输业等产业的迅猛发展，海域通信网络需要进一步完善以提供更高速率的多媒体数据传输服务、更稳定的通信质量和更低的通信成本。在对海域通信网络的研究中，无线信道特性对通信质量起到了决定性的作用。相比陆地信道，海面上散射体较少且电磁传播环境受到海面状况、大气状况等多种天气因素影响，呈现出不同于地面环境的信道特性。因此，现有的陆地信道模型并不适用于海上通信。

海域信道模型不仅与信号频率、传输距离、天线高度和移动速度等参数有关，还受到海洋气象和海面波动的影响。此前研究均未综合考虑多种海上影响因素，针对海域宽带通信网络，海域信道的测量和建模势在必行。

2 海域无线通信系统原理

无线通信系统是利用无线电波实现信息和数据传输的系统，主要由发送设备、接收设备、无线信道三大部分组成。针对海域无线信道，接收信号强度变化可以大致分为大尺度衰落与小尺度衰落。大尺度衰落描述了在发射机与接收机距

离较远时接收信号强度的缓慢变化，小尺度衰落则特指在很短距离（数个波长长度）或很短时间（数秒）上，信道的幅度、相位及多径时延的快速波动。大尺度衰落主要由路径损耗和阴影衰落造成，小尺度衰落主要由海面波动和大气散射等因素导致。为了建立一个精确的海域信道模型，需要进一步的海域信道测量实验以获取更全面的实验数据。

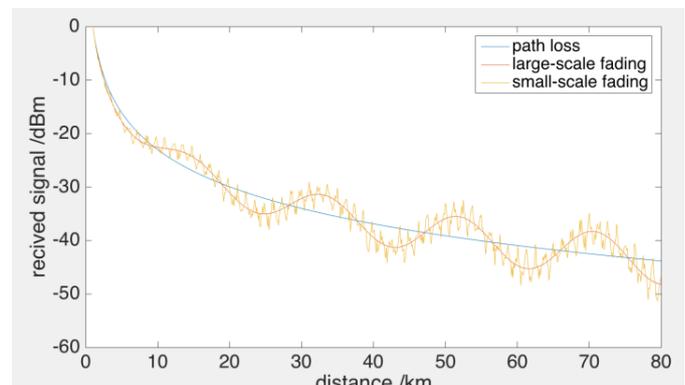


图1 海域通信主要衰落方式（示意）

3 研究现状

目前，美、韩、新加坡、挪威等国家的高校和科研机构已开始海域信道的测量和建模工作。K. Yang等人对远海的发射

天线和岸上的接收天线之间的信道进行了测量，并根据接收信号电平和功率时延谱，分析了天线位置对于信号传播的重要影响；Y. Bai等人研究了地面曲率对海域信号传播特性的影响，并针对WCDMA系统进行了链路预算。Y. Zhao等人考虑了海面反射和天线高度等因素，并提出了一种适用于海域信道的两径模型。J. C. Reyes-Guerrero等人针对非视距场景下的海域信道进行了测量，并与自由空间模型和两径模型进行了比较。

海洋大气环境中，特殊的大气折射率结构容易形成蒸发波导，从而使得电磁波能够传播到更远距离。Y. H. Lee等人针对视距场景下的近海海域信道进行了测量，分析结果表明当收发端距离超过阈值（与收发天线高度相关）时，蒸发波导的存在会影响路损模型。此外，Y. H. Lee等人提出了三径路损模型，该模型与蒸发波导高度、收发天线高度相关。A. Coker等人仿真分析了蒸发波导高度对信号衰减和分集的影响。

除路径损耗外，海域信道模型还需考虑由于海面波动和大气散射等因素导致的小尺度衰落。Jae-Hyun Lee等人测量并分析了小尺度衰落概率分布函数，提出相对于Nakagami-m分布和瑞利分布，小尺度衰落概率分布函数更接近莱斯分布。Kun Yang等人测试和分析了多普勒频移。Fang Huang等人考虑光滑海面和粗糙海面，通过分析得到了由直射径、镜像多径和漫射多径组成的信道脉冲响应，且该模型适用于不同载频、传输距离和海面状态。

以上研究均未综合考虑蒸发波导、海洋气象、海面波动等因素对信道的影响，因而需要进一步开展对近海海域信道的测量和建模研究。

4 链路预算

信号在海域环境下传播时，视距内的主要传播路径有两种，即收发站点之间的直射信号和海面造成的反射信号。此外，由于地球曲率的影响，超远距离的无线电波传播在视距以外需要考虑电波绕射的损耗。海域通信网络的海面无线传播环境按照距离分为三段，以A、B、C指代，具体如下^[1]：

A段为从基站到基站可视距离点，距离设为 d_1 ，该段路径损耗约为

$$L_A = 32.44 + 20 \lg f + 10\gamma_1 \lg d$$

其中 L_A 为路径损耗 (dB)， f 为载波频率 (MHz)， d 为测试位置与发射基站的距离 (km)， γ_1 为路径损耗斜率，取值为2。

B段为从基站可视距离点到基站和终端合并可视距离点，距离设为 d_2 ，该段路径损耗为

$$L_B = 32.44 + 20 \lg f + 10\gamma_1 \lg d + 10\gamma_2 \lg(d-d_1)$$

其中 $\gamma_2 > \gamma_1$ ，取值为3。

C段为视距之外的信号作用范围，距离设为 d_3 ，该段路径损耗为

$$L_C = 32.44 + 20 \lg f + 10\gamma_1 \lg d + 10\gamma_2 \lg(d-d_1) + 10\gamma_3 \lg(d-d_1-d_2)$$

其中 $\gamma_3 > \gamma_2 > \gamma_1$ ，取值为3.4。

假设发射天线高度 h_t 为25米，接收天线高度 h_r 为4米，载波频率 f 为5.8 GHz，最大测量距离33千米，则可估计路径损耗(见表1)。若发射功率为15 dBm，则最小接收功率仍有-63.6 dBm，可见当前系统增益满足测量需要。

表1 链路预算

路径损耗	
$d_1 = 20.6 \text{ km}$	133.9 dB
$d_2 = 8.2 \text{ km}$	27.4 dB
$d_3 = 4.16 \text{ km}$	21.7 dB
系统增益	
发射天线增益	12 dB
接受天线增益	12 dB
功率放大器增益	53 dB
低噪声放大器增益	27.4 dB
链路总体损耗	78.6 dB

5 系统架构及测试平台



图2 通信系统组成示意图

本次测试搭建单入单出测试系统(见图2)，测试蒸发波导、海面波动、海洋气象等因素对信道的影响，分析路径损耗、阴影衰落、时延扩展等参数。其中，在发射端向矢量信号源SMW200A输入Zadoff-Chu序列，实现信号的调制、数模变换和带通滤波等处理，经由喇叭天线完成发射；在接收端由全向天线接收信号，并通过信号分析仪FSW43实现信号的滤波、解调等处理。电脑设置于船舱内，通过FSW43的Remote Control功能连通信号分析仪，以控制数据收取、实时验证结果并存储数据。在发射端与接收端之间，通过GPS时钟模块提供的10 MHz信号完成同步。与此同时，由船载的天气计记录当前海域的温度、湿度等气象条件。测试系统各项关键参数见表2。

表2 测量系统参数表

系统参数	数值
载波频率	5.8 GHz
带宽	20 MHz
发射功率	15 dBm
发射天线高度	25 m
接收天线高度	4 m
功率放大器增益	53 dB
低噪声放大器增益	27.4 dB
最大测量距离	33 km



(a) 矢量信号源SMW200A及其他发射端组件



(b) 信号分析仪FSW43及其他接收端组件

图3 仪器设备实地图

经过实地考察，测试系统的发送端设置在南通市如东县海岸，发送天线海拔高度25米。接收端布置在渔船上，接收天线高度4米（距离海平面高度，忽略海洋潮汐）。船只在黄海海域按固定航线向东匀速行驶，最大测试距离为33 km。

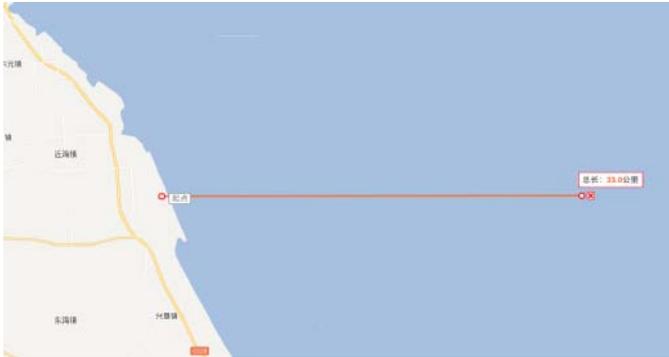


图4 海域信道测量实验航线轨迹

6 实验结果

由于发射端循环发送样值数为65535的Zadoff-Chu序列，在接收端可以收到周期性的功率时延谱（见图5）。对任意时间截面的功率时延谱分析可知，其主峰最大高度对应的即是当前接收信号功率。其时延则表示发射信号经不同路径到达船载接收天线时产生的时间色散，体现了海域无线通信环境下的多径效应。

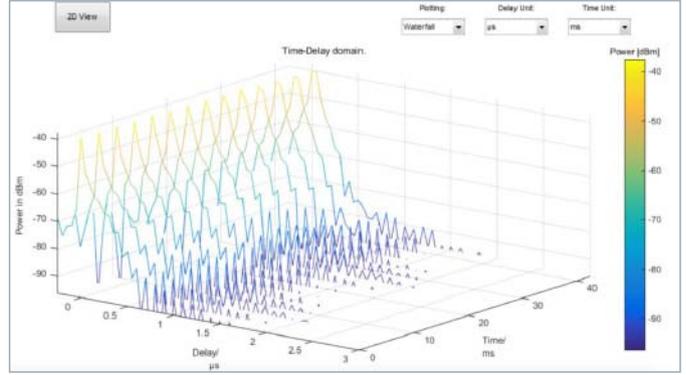


图5 某一时刻的功率-时延-时域图

当发射天线与接收天线之间同时存在反射径与直射径时，路径损耗可以通过两径损耗模型预测^[2]。在测量实验近掠入射条件下，垂直极化波的反射系数接近-1。因此，两径路损模型可以简化为

$$L_{2Ray} = -10 \log_{10} \left\{ \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left[2 \sin \left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \right) \right]^2 \right\}$$

其中， L_{2Ray} 为路径损耗的dB值， λ 为波长（米）， h_t 和 h_r 为发射、接收天线高度（米）， d 为发射、接收天线距离（米）。两径模型是在自由空间损耗模型的基础上提出的修正模型，通过图6(a)可知，相比于原始的自由空间损耗模型（图中绿色虚线），两径模型（图中红色虚线）对实际接收信号强度（图中蓝色散点）的预测效果更佳。

由于海上异常大气折射率结构导致蒸发波导的存在，一个包含直射径、反射径和散射径的三径路损模型可能取得更好的预测效果^[3]。三径模型的应用条件需要通过记录的温度、湿度等多种海域气象条件综合判定，此处不再赘述。类似地，一个三径路损模型可以简化为

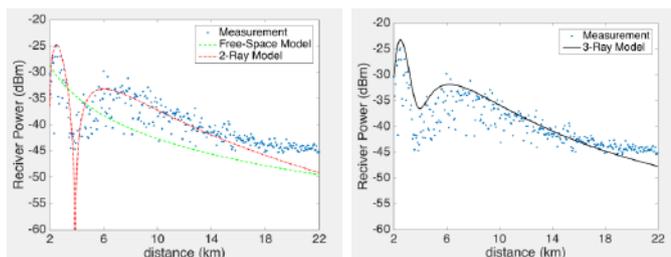
$$L_{3Ray} = -10 \log_{10} \left\{ \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 [2(1 + \Delta)]^2 \right\},$$

$$\Delta = 2 \sin \left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \right) \sin \left(\frac{2\pi (h_e - h_t)(h_e - h_r)}{\lambda d} \right)$$

其中， h_e 表示通过气象参数计算得到的蒸发波导高度（米），其他参数含义同上。两径模型与实际接收信号强度的对比可

以参照图6(b)。通过模型预测效果初步判断，测试场景下波导信号能量较弱，三径模型没有表现出明显优势。

考虑到测试时间在冬季，海面蒸发强度不高，大气湿度变化较小，因而可能使得蒸发波导信号不明显。在后续的分析处理中，将借助Palus-Jeske经验模型给出当前条件下的蒸发波导高度，并综合海洋气象、海面波动等印象因素，给出适用于当前海域的最优模型。



(a) 接收信号强度与两径模型对比

(b) 接收信号强度与三径模型对比

图6 接收信号强度随距离的变化

7 结束语

为了迎合当前对海域无线通信网络的发展需求，经过对现有文献和实验成果的优缺点总结，以及综合考虑各项影响因素，一次海域无线通信实验于南通市黄海海岸进行。本文中采用R&S公司的矢量信号源SMW200A与信号分析仪FSW43搭建了海域无线通信系统测试平台，在黄海海域测量了33公里距离上5.8GHz频段信号的传播特性。实验结果表明，两径模型可以较好地预测接收信号强度的变化趋势；同时，丰富的实验数据也为进一步分析与模型优化奠定了基础。

参考文献

- [1] Y. Bai, W. C. Du, C. Shen. Over-the-Sea Radio Propagation and Integrated Wireless Networking for Ocean Fishery Vessels [C]. Wireless Communications and Applications: First International Conference, 2012, 72: 180-190.
- [2] J.C. Reyes-Guero, M. Bruno, Luis A. Mariscal. Buoy-to-ship experimental measurements over sea at 5.8 GHz near urban environments [C]. 2011 Mediterranean Microwave Symposium, 2011: 320-324
- [3] Y. H. Lee, F. Dong, Y. S. Meng. Near Sea-Surface Mobile Radiowave Propagation at 5 GHz: Measurements and Modeling [J]. Radio Engineering, 2014, 23(3): 824-830

基于R&S信号源与频谱仪的宽带数字预失真算法研究

陈 龙, 陈文华

(清华大学电子工程系, 北京 100048)

【摘要】: 本文基于R&S公司SMW200A信号源和FSW43频谱仪验证了提出的宽带数字预失真算法。采用一个64QAM调制、600 MHz带宽、峰均比7.0 dB、采样率为1.92 GHz的宽带信号去激励一个工作在1.8 GHz的AB类功率放大器, 在功放接近饱和条件下, 利用提出的简化GMP模型进行数字预失真校正, 输出信号的EVM指标从8.4%改善到1.4%, 满足了线性化要求, 同时实验证明了简化的GMP模型有与GMP模型接近的性能, 模型系数个数约GMP模型的三分之一。

【关键词】: 数字预失真; 简化GMP模型; 功率放大器; R&S SMW200A; R&S FSW43

Wideband Digital Predistortion Algorithm Validation based on R&S SMW200A and R&S FSW43

CHEN Long, CHEN Wen-hua

Abstract: This paper presents a wideband digital predistortion algorithm and achieves the validation based on R&S SMW200A and FSW43. Using a 64-QAM 600 MHz bandwidth signal with 7.0 dB PAPR and 1.92 GHz sampling rate, the Class AB power amplifier that operated at 1.8 GHz was linearized with a novel digital predistortion (DPD) technique based on reduced GMP model. When the operation points were approximately the saturation region, the measured EVM was reduced from 8.4% to 1.4%, meeting the linearity specifications. The experiments also showed that the Reduced GMP model's performance was close to GMP model's and its number of coefficients was nearly one third of GMP model's.

Key words: Digital Predistortion, Reduced GMP, Power Amplifier, R&S SMW200A, R&S FSW43

1 引言

在即将到来的第五代移动通信应用场景下, 信号的传输速率越高, 信号的带宽越来越宽。对于发射通道来说, 功率放大器的带宽是整个发射通道带宽的主要瓶颈。为了解决这一问题, 目前面临的挑战主要在两个方面, 一个是宽带功放的设计, 另一个是针对宽带功放的线性化。因为功放的线性度指标是保证无线通信技术的可靠性的重要指标之一, 发射端信号必须满足线性要求, 所以需要采用近年来被广泛应用的数字预失真技术 (DPD) 对功放进行线性化校正, 即在数字域针对功放的非线性做线性化补偿。

在5G应用时, 信号带宽会超过800 MHz, 在宽带信号激励下, 功放的记忆效应会尤其明显, 为了达到与窄带信号激励下同样的线性化性能, 传统数字预失真算法中采用的记忆多项式 (MP) 模型不再适用。而对于宽带信号的线性化, 可以采用一般记忆多项式模型 (GMP) 实现, 但是该算法的复杂度很高, 硬件实现难度高, 据此本文提出一种简化的GMP模型, 在保证线性化效果的同时降低了计算复杂度。

2 数字预失真原理

对于功率放大器来说, 在小信号输入时, 功放增益曲线基本平坦, 即输入输出满足线性关系, 但是随着输入功率的进一步增加, 增益曲线逐渐开始压缩, 此时功放工作状态也由线性区逐渐进入了非线性区^[1]。但是通常情况下, 功率放大器在饱和和工作状态下, 效率更高, 所以一般功放都会工作在饱和和状态下, 这时由于增益压缩, 会表现出非线性失真, 即输出信号的带宽会比原始输入信号更宽。

为了消除功放的这种失真, 数字预失真技术的思路是在数字域对输入信号进行预先处理, 相当于在基带信号上叠加了与

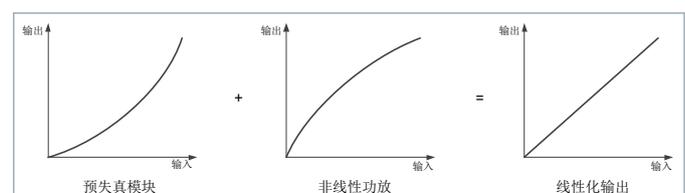


图1 数字预失真原理示意图

功放失真信号大小相等，相位相反的分量，最终预先叠加的分量与功放自身产生的失真分量相互抵消，达到了线性化的目的。图1则是从增益的角度解释了数字预失真技术的原理，从中可看出，功放的增益（曲线的斜率）在输入信号较大时会降低，而预失真模块的增益（曲线的斜率）则是在输入信号较大时增益升高，最终二者级联，使得输入输出曲线为一条直线（增益平坦）。

3 数字预失真系统架构与简化的GMP模型

功放的行为特性可以抽象为一个非线性记忆系统，在信号处理领域，非线性记忆系统通常用Volterra级数来描述，但是完备的Volterra级数非常复杂，目前用到的模型都是Volterra级数的简化版本，其中以MP模型和GMP模型最为常见。图2是一种常见的数字预失真系统架构，其中模型提取是关键的一步，而其性能的好坏又主要取决于模型本身。简单来说，如果模型能够更准确地体现功放的非线性行为，那么利用该模型来做线性化的效果就会越好。在窄带信号激励下功放的记忆效应相对不那么明显，采用MP模型可以较好地拟合功放的非线性行为，而宽带信号激励下由于功放的记忆效应太强，MP模型拟合精度不足以达到线性化要求，这时则需要更复杂的GMP模型。

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{k=1}^{K_a} a_{mk} x(n-m) |x(n-m)|^{k-1} + \sum_{m=0}^{M_b-1} \sum_{l=1}^{L_b} \sum_{k=2}^{K_b} b_{mlk} x(n-m) |x(n-m-l)|^{k-1} + \sum_{m=0}^{M_c-1} \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{k=2}^{K_c} c_{mlk} x(n-m) |x(n-m+l)|^{k-1} \quad (1)$$

上式中给出的GMP模型包括三部分，分别是传统记忆多项式、滞后包络记忆多项式、超前包络记忆多项式，其中K表示非线性阶数，M、L为记忆深度，GMP模型可以很全面地体现功放的非线性行为以及记忆效应，实现优于MP模型的数字预失真性能，但是模型的复杂度很高，计算量太大，硬件实现的资源开销也很显著。据此，文献^[2]中提出了一种RGMP模型，对GMP模型进行简化，而笔者又在这一模型的基础上做进一步简化，在精度保证的条件下大大减小资源开销，得到如下简化的GMP模型：

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{k=1}^{K_a} a_{mk} x(n-m) |x(n-m)|^{k-1} + \sum_{m=0}^{M_b-1} \sum_{l=-m, m \neq 0}^{M_b-m} \sum_{k=2}^{K_b} b_{mlk} x(n-m) |x(n-m-l)|^{k-1} + c \quad (2)$$

简化的GMP模型系数个数接近GMP模型系数的一半，同时从仿真结果上看能够达到与GMP模型差不多的建模精度。

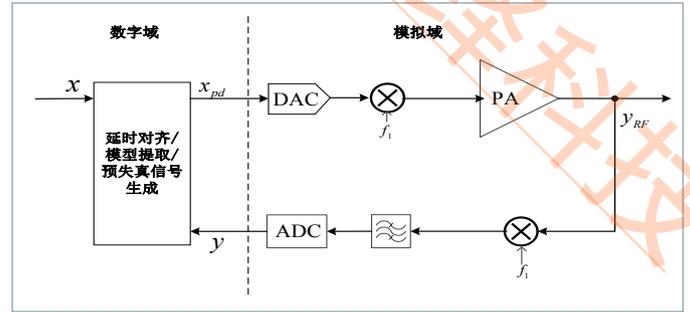


图2 数字预失真技术系统架构

4 实验平台与测试结果

图3给出了本次实验中进行宽带数字预失真校正的实验平台。数字预失真技术的实现主要由模拟域和数字域两部分组成。在模拟域，功放的输出信号一部分通过耦合器耦合到反馈通道上，然后依次经过下变频、滤波、采样，最终得到功放输出的基带信号。在数字域，反馈通道的信号经过归一化、延时对齐、模型提取及预失真参数更新等操作，最终得到所需的预失真信号送入DAC。

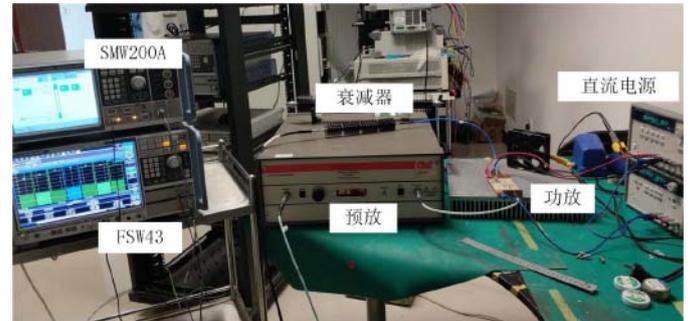
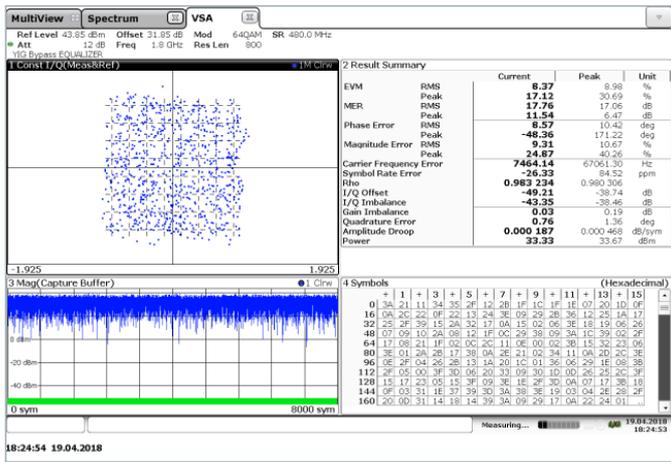
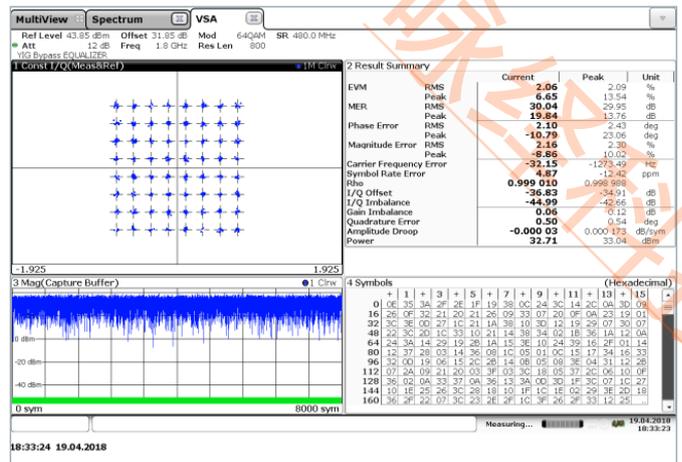


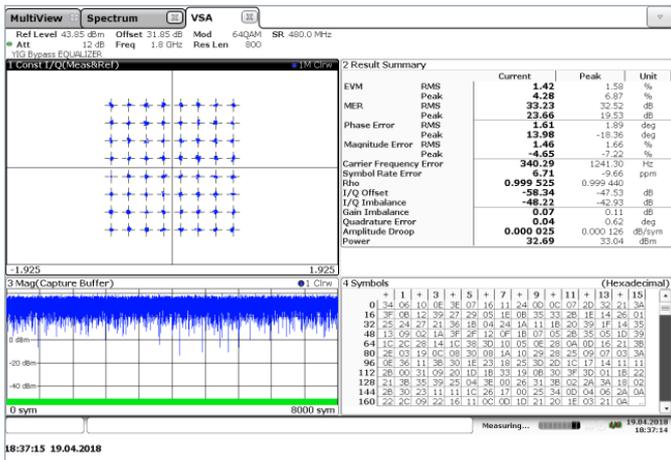
图3 实验测试平台



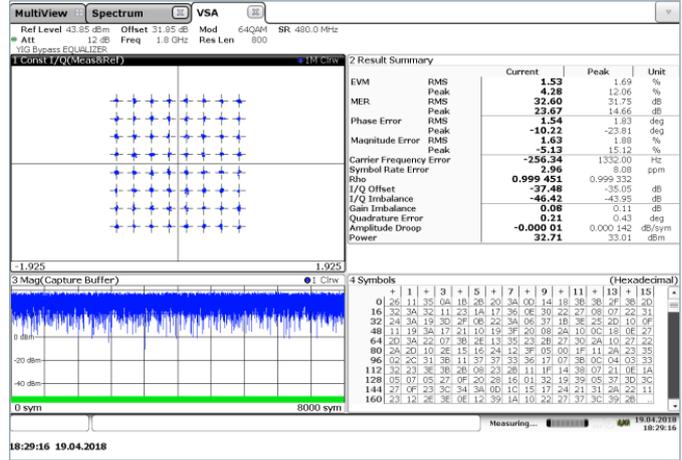
(a)



(b)



(c)



(d)

图 4 实验测试结果

实验时采用R&S SMW200A型号的信号源产生射频信号，通过前面一级预放进行放大后来激励一个Class AB的功放，输出信号经衰减器衰减后利用R&S FSW43频谱仪分析。另外采用信号为600 MHz带宽，峰均比 (PAPR) 高达7 dB，调制方式为64QAM，采样率为1.92 GHz的宽带信号，功放的中心频率选在1.8 GHz，输出峰值功率接近功放的饱和点，并在这一状态下分别利用MP模型、GMP模型和简化的GMP模型对功放的非线性进行数字预失真校正，实验中输出信号EVM指标对比如图4所示。其中，图4(a) 为DPD之前功放的输出EVM，(b) 为采用MP模型DPD校正后的功放输出EVM，(c) (d) 分别是采用简化的GMP模型和GMP模型线性化的输出EVM，显然优于MP模型。具体的线性化性能比较与模型系数个数对比列在表1中。

表1 不同模型DPD性能与模型系数个数比较

模型	EVM	系数个数
MP	2.04%	81
GMP	1.53%	729
简化的GMP	1.42%	242

从表1中可以看出，简化的GMP模型的系数个数要明显少于GMP模型，几乎接近GMP模型的一半，但是仍可以达到与GMP模型差不多的线性化性能。

5 结束语

本文通过600 MHz宽带信号激励下的功放线性化实验验证了提出的简化的GMP模型的有效性。当功放在接近饱和区工作时，利用传统的MP模型来进行数字预失真校正已经不能满足线性化要求，使用GMP模型则计算复杂度太高，笔者提出的GMP模型的简化版本一方面能达到与GMP模型差不多的线性化性能，另一方面能大大减少模型系数个数，降低硬件实现的复杂度。

参考文献

- [1] Cripps S C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition. Artech House, Inc. 2006
- [2] H. T. Dabag, B. Hanafi, O. D. Gürbüz, G. M. Rebeiz, J. F. Buckwalter and P. M. Asbeck, "Transmission of Signals With Complex Constellations Using Millimeter-Wave Spatially Power-Combined CMOS Power Amplifiers and Digital Predistortion," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 7, pp. 2364-2374, July 2015.

作者简介

陈龙，男，清华大学电子工程系本科。目前研究方向为高效率发射机架构、包络跟踪技术、宽带数字预失真等。

Email: chenlong14@mails.tsinghua.edu.cn.

陈文华，男，博士，清华大学电子工程系副教授，IEEE高级会员。目前研究方向为射频功率放大器设计与线性化技术、数字辅助高性能射频电路技术、高效毫米波阵列发射技术等。

Email: chenwh@mail.tsinghua.edu.cn.

基于多端口开关矩阵的近场多站阵列成像验证

尚晓舟, 梁冰苑, 诸葛晓栋
(北京航空航天大学, 北京 100191)

【摘要】: 不同于传统的单站成像模式, 基于多通道阵列的多站成像模式可以测量宽角度内的目标散射场, 获得更丰富的目标散射特征用于反演成像。本文搭建了单发多收结构的多站阵列测量系统用于目标的近场转台成像。为了实现多路接收通道的测量, 将开关矩阵OSP120连接矢量网络分析仪ZVA24的接收端口及12路接收天线, 通过开关切换功能实现了12路收发对的分时测量功能。利用开关矩阵显著降低了多通道测试的系统复杂度, 并提升了测量可靠性。

【关键词】: 近场成像; 多站阵列; OSP120; ZVA24

Near-Field Multistatic Array Imaging Verification Based on Multi-Port Switch Matrix

Shang Xiaozhou, Liang bingyuan, Zhuge Xiaodong

Abstract: In contrast to traditional monostatic imaging, multistatic measurements based on multi-channel receivers can be used for acquiring scattered EM field in a wide angular range. The measured data includes various scattering characteristics of the target which can be used for accurate imaging and reconstruction. In this paper, a multistatic imaging system with single-input-multiple-output array is constructed for near-field rotation imaging. In order to realize multi-channel measurements, the receiving channel of the applied vector network analyzer (VNA, ZVA24 from RS) is connected to twelve receiver antennas via a switch matrix (OSP120 from RS). Therefore, the measurement is completed in different time blocks by switching through different transceiver pairs. By taking advantage of the switch matrix, the complexity of the multi-channel system is greatly simplified while improving the reliability of the acquisition. **Key words:** Near-field imaging; Multistatic array; OSP120; ZVA24

1 引言

微波及毫米波成像技术被广泛应用于各项领域, 特别是近年来安防领域的迫切需求使得微波及毫米波近场成像技术得到了广泛的关注和研究。在安检中通常需要对人体进行三维成像以判断被检测者携带的各类物品中是否存在违禁或易爆物。由电磁成像理论可知, 为了获得高分辨图像, 需要形成大规模的测量阵列。因此在安检领域, 通常采用圆柱扫描^[1]或多通道平面阵列^[2,3]进行三维成像。

一般来说, 采用圆柱扫描形式时对环绕人体的各个方向进行测量, 可获得较为完整的360°人体图像, 而采用平面阵列的结构时, 只能对人体在平面阵列上的投影方向进行有效的成像。但是, 安检测量距离多处在人体目标的近场区内, 此时人体表现出复杂的散射特性, 特别是在单一入射源照射下, 散射场在不同方向存在不同的特性。因此, 无论是单站结构的圆柱扫描方式还是单方向的平面阵列测量都不足以获取完备的目标散射特性以用于反演成像。

为了提升安检中对人体测量的精度和反演成像的准确性, 可以将圆柱扫描成像中的单站测量天线转换为多站阵列形式, 在每个测量角度下获取大范围的散射场信息。由于单站向多站的拓展在圆柱的横截面向, 因此本文开展了二维平面内圆周扫描方式的多通道阵列成像测试实验。实验中信号的收发通过R&S公司的ZVA24矢量网络分析仪连接天线实现, 由于实际实现多通道阵列需要较多数目的接收通道, 因此本文选用R&S公司的OSP120开关矩阵连接矢网和接收天线阵列, 通过开关切换完成不同接收天线回波的测量工作。

2 多站阵列实验测试系统结构

本文设计的测试系统结构如图1所示，图2为整体测试场景照片。

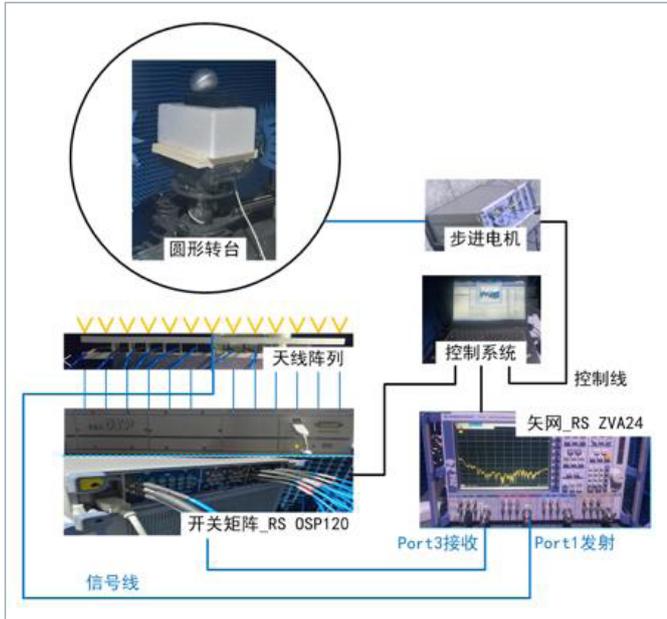


图1 测试系统结构



图2 测试场景

天线阵列为13单元等间隔排布的超宽带Vivaldi天线^[4]，用以满足超宽频段的测试需求。其中正中间的天线作为发射单元，直接用线缆与矢网的1端口连接，两侧各6个一共12个天线作为接收单元连接至开关矩阵OSP120。为了实现12路接收通道的切换，选用了OSP120中的一个1分2开关（SPDT）和两个1分6开关（SP6T）进行级联，再分别连接至12个接收天线。矢网的2端口作为总接收端口连接至1分2开关的输入端口。通过上位机控制矢网与开关矩阵即可实现1发13收（发射天线的S11及12路接收天线的S21）的多站测量。被测物体摆放在机械转台的中央测量平面上，被测物体与转台之间放置泡沫以减低金属转台表面反射对测试的影响。转台通过上位

机连接步进电机进行控制，通过控制转台均匀旋转，可以等效实现对被测物体的圆周测量。

整个实验测试系统的控制由一台笔记本电脑作为上位机实现，控制命令在matlab中编写，参考ZVA24和OSP120的远程控制指令。整个系统的测试流程为：

- 1) 转台旋转至角度 m ， $m=0\sim 360^\circ$ ，矢网测量S11参数。
- 2) 开关切换至通道 n ， $n=1-12$ 。
- 3) 矢网测量S21参数。
- 4) 测量完成后返回步骤2，若全部阵列通道测量完成则返回步骤1，若角度测量完毕则测试结束

3 测试系统校准与测量结果

在使用矢网进行测试前，首先需要进行校准工作。在利用矢网测试S参数的情况下，通常需要用线缆连接矢网与被测物件。此时应当选取连接测试仪器的线缆端口进行校准，以尽量消除线缆本身对测试的影响。在成像测试中，由于成像算法的基础原理都是补偿信号传播相位后进行聚焦，因此更需要对各通道进行校准以消除信号在线缆及其他部件中传播带来的相位。

多通道成像实验中，理论上需要对所有接收通道进行校准，这是非常繁琐的。由于多通道校准与矢网两端口校准的差异主要由开关矩阵及其连接的相关线缆造成，因此对开关矩阵及其线缆整体的响应进行测试。首先对矢网进行两端口校准，校准端口为连接发射天线的线缆口及连接开关矩阵的线缆口，之后将线缆连接至OSP120，逐个连通发射端口与各个连接接收天线的线缆口，得到整个收发通道链路的带内响应，如图3所示，选用的测量频段为4-24 GHz。

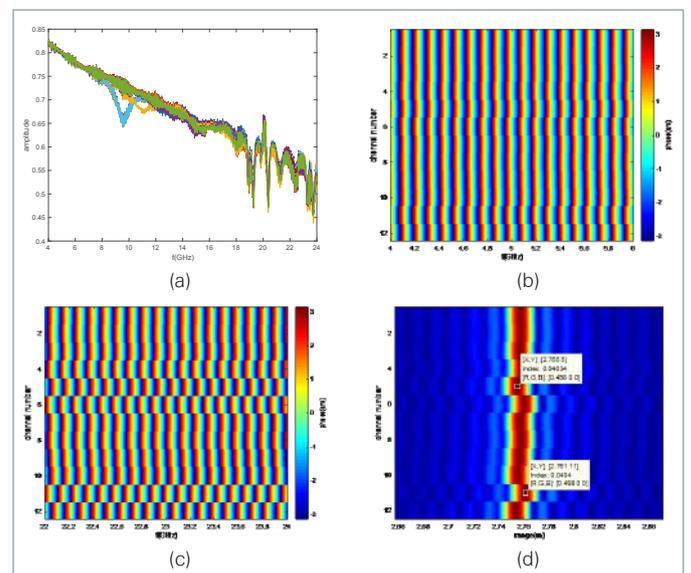


图3 开关矩阵（包括线缆）测试频段内响应 (a) 12通道幅度响应，(b) 12通道相位响应，低频段（4-6 GHz），(c) 12通道相位响应，高频段（22-24 GHz），(d) 12通道带内等效脉冲延时

图3(a) 给出了12通道的幅度响应测量结果，在整个测试频段通道间一致性较好，但可以看到在8-10 GHz频段响应曲线呈现明显的差异，曲线分成两簇，分别对应两个1分6开关。这可能是由于第一级1分2开关的两路响应存在差异造成的。另一方面，OSP120标称的最高使用频段是18 GHz，在超过18 GHz后出现了多个明显的谐振频点。但总体而言，各通道的幅度响应一致性较好，符合成像要求。

成像测试中最重要的是相位信息，因此重点关注各通道的相位响应。图3(b) 和 (c) 分别画出了12通道低频段（4-6 GHz）和高频段（22-24 GHz）内的相位特性。为了便于比较，图片画成了二维图的形式。可以看到多数通道的频率响应线性度很好，但仍有个别通道相位出现了偏移。为了考察相位偏移的影响，将通道响应变换至时域，如图3(d) 所示。可以看出等效时域脉冲的最大偏移不超过6 mm。由于此误差不超过一个分辨单元大小，因此不会对成像造成大的影响。此外，通过后续的校准处理也可部分消除此误差的影响。

由于多路接收通道的响应线性度较好，在后续处理中仅需要补偿各通道引入的额外传播距离，因此可仅对矢网进行两端口校准即可开展成像实验。为了验证系统校准效果和成像聚焦性能，首先对双球目标进行多站阵列圆周扫描成像，球目标聚焦后可证实系统测试性能良好。实验场景和成像结果如图4所示，其中给出的是一个收发对的圆周扫描和成像结果，信号和图像的动态范围设置为30 dB：

图4(b) 为背景对消和距离门滤波后的时域回波信号。可以看出，虽然进行了矢网校准，但测量中仍需要进行进一步校准处理。图4(c) 给出了校准后的时域回波信号，可以看到时域信号在校准后呈现出了良好的脉冲特性。图4(d) 是最终的成像结果，图中可以明显看出双球的外轮廓及半径，且可看出球之间的相互遮挡效果。

完成系统校准和对标准球目标成像后，即可开展对一般目标的成像测试。图5给出了金属扳手的一路收发对圆周成像结果，图像动态范围为30 dB。

从成像结果可以看出，由于扳手的回波较弱，图像中出现了部分背景杂波的影响，但普遍低于最高电平-20 dB以下，不影响目标的判断。本次实验中发射功率设为0 dBm，这一结果对真实目标测量的功率设置具有参考价值。

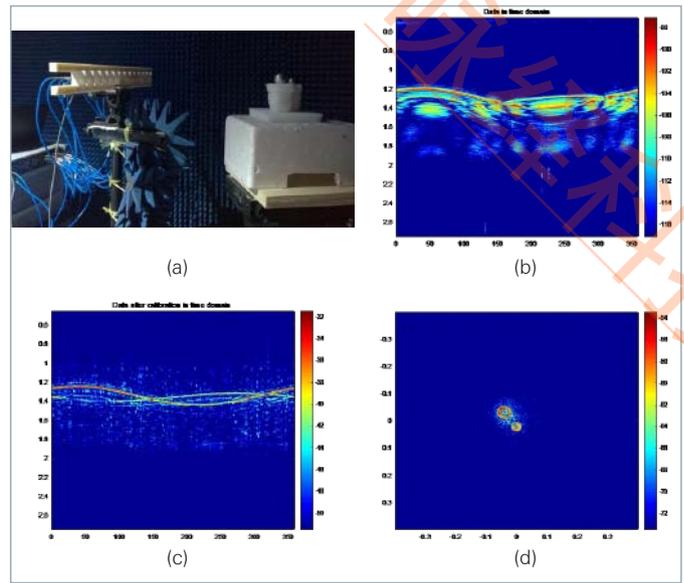


图4 双球目标测试，(a)测试场景，(b)未校准时域回波，(c) 校准后时域回波，(d)成像结果

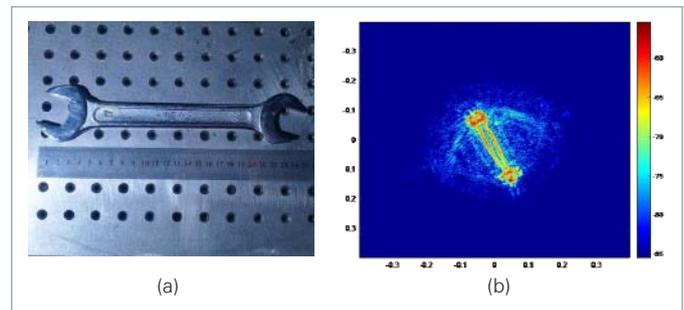


图5 金属扳手圆周扫描成像结果，(a)扳手照片，(b)成像结果

4 结束语

本文搭建了一套近场多站阵列成像系统，利用R&S公司的OSP120开关矩阵实现了多路接收通道的切换，结合ZVA24矢量网络分析仪完成了多站阵列测量。为了实现测量成像功能，本文对开关矩阵的相位特性及系统的校准方法进行了分析和讨论，在完成系统校准后完成了对一般目标的成像。测试过程中矢网和开关矩阵保持了良好的稳定性，且开关矩阵的相位线性特性确保了较理想的近场目标成像质量。

参考文献

- [1] D. Sheen, D. McMakin, T. Hall, 'Near-field three-dimensional radar imaging techniques and applications' .[J]. Appl Opt, 2010, 49(19):83-93.
- [2] S. S. Ahmed, A. Schiessl, F. Gumbmann, et al. Advanced Microwave Imaging[J]. Microwave Magazine IEEE, 2012, 13(6):26-43.
- [3] X. Zhuge, A. G. Yarovoy , "A Sparse Aperture MIMO-SAR-Based UWB Imaging System for Concealed Weapon Detection" , IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, vol. 49, issue 1, pp. 509-518, 2011.
- [4] X. Zhuge, A. G. Yarovoy, "Design of Low Profile Antipodal Vivaldi Antenna for UltraWideband NearField maging," in Proc. the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Apr. 2010, pp.1-5.

作者简介

尚晓舟，男，江苏人，博士研究生。研究方向为成像算法设计。

梁冰苑，女，河南人，博士研究生。研究方向为成像场景仿真。

诸葛晓栋，男，北京人，副教授。研究方向为微波毫米波探测与成像系统设计、成像处理及反演算法。

Email: zhuge@buaa.edu.cn.

基于信道衰落仿真器的高铁无线信道仿真

张琨, 刘留, 袁泽, 张克
(北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044)

【摘要】：高速铁路 (High-Speed Railway, HSR) 下的无线通信与经典场景下的无线通信的研究有很大的差异，HSR场景下的无线通信特点之一是用户移动速度非常快，这会致使基站与用户之间产生严重的多普勒效应，对无线通信质量产生巨大的影响。本文是基于罗德与施瓦茨公司生产的矢量信号源SMBV100A以及基带信号发生器与衰落模拟器AMU200A对高速铁路场景下的无线信道进行仿真，研究其多普勒的变化情况。

【关键词】：高速铁路；快变多普勒；SMBV100A；AMU200A

Simulation of High Speed Wireless Channel Based on Channel Fading Simulator

Zhang Kun

Abstract: Wireless communication of high speed railway (HSR) is different from the classic scenarios, one of the characteristics of HSR wireless communication scenarios is the mobile users moving very fast, which will cause serious Doppler effect between the base station and the users and it has a great effect on the quality of wireless communications. This paper is based on the vector signal source SMBV100A and the channel fading simulator AMU200A produced by Rhodes and Schwartz to simulate the wireless channel under high-speed railway scenario, and study the change Doppler shift.

Key words: High speed railway; Doppler shift; SMBV100A; AMU200A

1 引言

近年来随着我国HSR的快速发展，HSR已经成为我国的国家级的标志性成就，并推动我国经济又好又快的发展。目前我国是世界上HSR发展最快、系统技术最全、集成能力最强、运营里程最长、运行速度最高、在建规模最大的国家^[1]。HSR作为现代人们出行的主要方式，是以高速度、大容量、低污染、安全可靠的特点著称的先进的交通工具。HSR场景下的无线信道研究成为了通信学术界的热点。HSR场景的无线通信主要一部分业务是基于对列车行驶状态的实时监控与控制，这是保证安全列车行驶必不可少的；另一部分是主要保证列车上旅客的实时通信质量^[2]。HSR场景下的无线信道与经典的场景下的无线信道有很大差异，经典的无线信道场景用户大部分是静止或者是低速运动的状态，而HSR场景下的无线信道用户移动速的是处于高速移动的状态，移动速度可达到200~300km/h，这就会由于多普勒效应使基站与用户之间产生巨大频差对无线通信产生严重的影响。因此研究其快变多普勒变化规律是对保证高铁场景下的无线通信质量至关重要的。本文是基于罗德与施瓦茨公司生产的

矢量信号源SMBV100A以及基带信号发生器与衰落模拟器AMU200A对高速铁路场景下的无线信道进行仿真，研究其快变多普勒的变化情况。

2 仿真系统

如图1所示为本次仿真系统，主要包括了信号发生器、信道衰落仿真器、时钟单元以及数据采集单元。信号发生器采用的R&S SMBV100A，该设备能够提供卓越的RF性能，以及非常高的输出电平和非常短的信号建立时间。同时SMBV100A可以配备一个内部基带信号发生器，从而可以生成多种数字通信标准信号(如WiMAX、HSPA+、LTE)，9 kHz到6 GHz的宽频率范围，覆盖了数字调制使用的所有重要频段。信道衰落仿真器采用的R&S AMU200A设备，其实现的功能是信道衰落仿真以及生成基带信号，该模块支持预定义的衰落场景，包括频点、多径色散、多普勒扩展、角度色散等衰落特征。时钟单元采用的铷原子钟进行同步授时，确保收发两端时钟一致。数据采集单元主要是对输出信号下变频、采集存储以及相关的数据处理。本文主要利用

AMU200A仿真高铁衰落场景生成基带信号，通过IQ两路将基带信号输入SMBV100A，再经过SMBV100A上变频通过电缆直接送到信道测量设备。

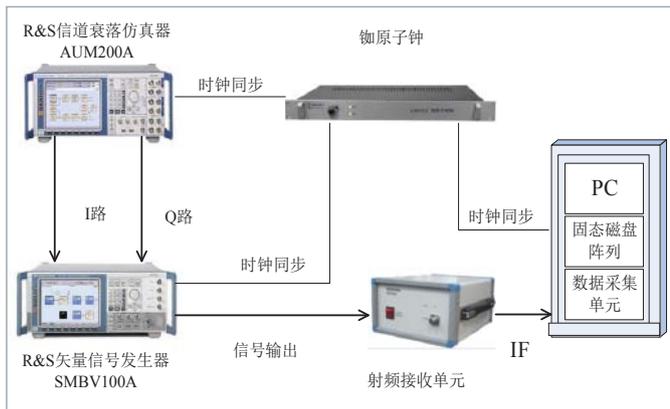


图1 仿真系统

3 仿真原理及结果

如图2所示，为高铁场景下的无线覆盖图， D 为基站到火车的距离，基站覆盖的半径为 S 。在火车运动过程多普勒频移大小可以表示为： $f_d(t) = vf_c \cos\theta/c$ ，其中 f_c 为载波频率， v 为火车移动速度， θ 为接收信号与速度方向的夹角， c 为光在真空中传播速度。

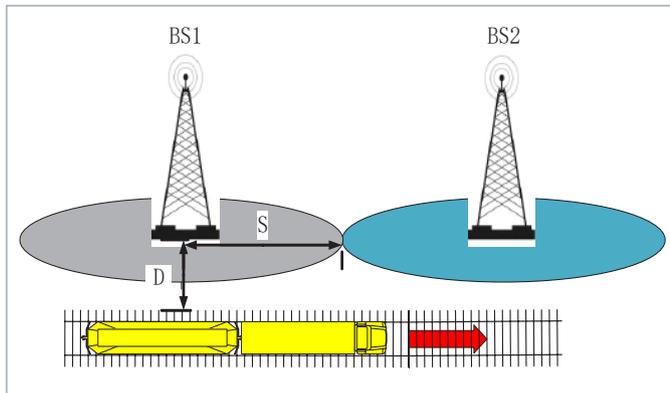


图2 高铁场景的无线覆盖

本文中AMU200A进行高铁场景衰落仿真，设置相关参数 $D=1\text{ m}$ ， $S=50\text{ m}$ ， $v=20\text{ m/s}$ ；SMBV100A设置载波频率 $f_c=1.4725\text{ GHz}$ ，因此火车在移动过程可产生最大多普勒 $f_{max}=100\text{ Hz}$ 。如图3所示为仿真结果，当列车从远处驶向第一个基站BS1时，速度方向与电波方向夹角 $\theta < 90^\circ$ ，此过程多普勒频移为正值。由于基站离列车距离很近($S \gg D$)，在列车驶向BS1时 $\theta \approx 0^\circ$ ， $f_d=100\text{ Hz}$ ；当列车到达基站时 $\theta=90^\circ$ ， $f_d=0\text{ Hz}$ ；当列车远离BS1时 $\theta \approx 180^\circ$ ， $f_d=-100\text{ Hz}$ 。同理当列车驶出BS1覆盖区进入BS2覆盖区时，多普勒频移大小变化规律与经过BS1过程一致。

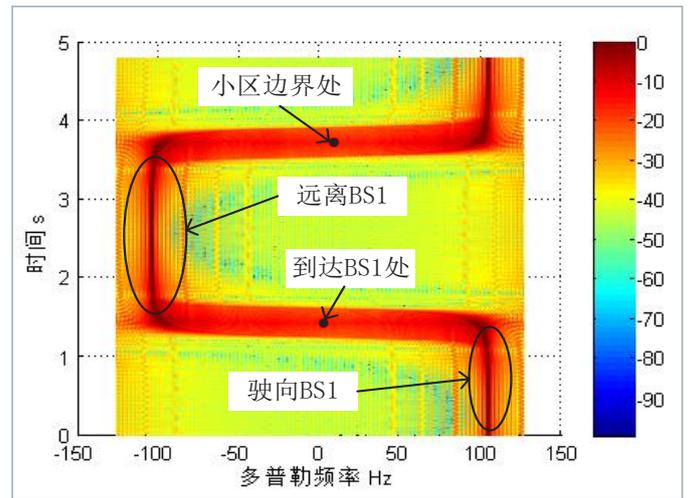


图3 测试结果

4 结束语

本文使用衰落模拟器R&S AMU200A以及矢量信号源R&S SMBV100A搭建高铁场景的信道衰落仿真系统，仿真测试结果合理的体现了高铁场景下的多普勒频移变化规律。R&S AMU200A 与R&S SMBV100A具有良好的性能以及灵活便捷的参数设置可以满足高铁场景下的信道衰落仿真，可以积极地推动高铁无线信道的研究发展。

参考文献

- [1] 刘留, 陶成, 余立, 等. 高速铁路无线信道测量与信道模型探讨[J]. 电信科学, 2011, 27(5):54-60。
- [2] 周涛. 高速铁路无线信道传播特性、建模与测量方法研究[D]. 北京交通大学, 2016。

作者简介

张琨, 男, 辽宁, 硕士研究生, 研究方向为无线信道测量与建模以及信号处理技术。Email:zhangkun16@bjtu.edu.cn。

基于多台微波源的超导量子比特双场驱动下的能谱测量

孙国柱

(南京大学, 南京 210093)

【摘要】：研究超导量子比特系统与外部场的相互作用，对于比特之间的耦合及多比特系统的扩展具有重要意义。为了测量超导量子比特双场驱动下的能谱，我们搭建了一套基于多台SMB100A微波信号源的测量系统，该测量系统很好地满足了测量需求，测量结果与理论计算吻合。

【关键词】：超导量子比特；双场驱动；SMB100A

Spectrum Measurement of a Bichromatically Driven Superconducting Qubit with Several Microwave Sources

Sun Guozhu

Abstract: Exploring the interaction between a quantum system and an external driving is very important to the coupling between the quantum bits and also to the multi-qubit system. In order to measure the spectrum of a superconducting qubit with bichromatically driving, we set up a system with several SMB100A microwave sources. The experimental results agree well with the theoretical ones.

Key words: Superconducting qubit; Bichromatically driven; SMB100A

1 引言

超导量子比特是一种人工可控的宏观量子系统，是最有希望实现量子计算的物理系统之一，研究超导量子比特系统与外部场的相互作用对于比特之间的耦合及多比特系统的扩展具有重要意义。本文介绍了一种单量子比特在双微波场驱动下能谱测量的测量系统，该系统利用了多台R&S公司的SMB100A微波信号源来对量子比特进行驱动、探测及输出信号的解调。

2 测量系统简介和测量结果分析

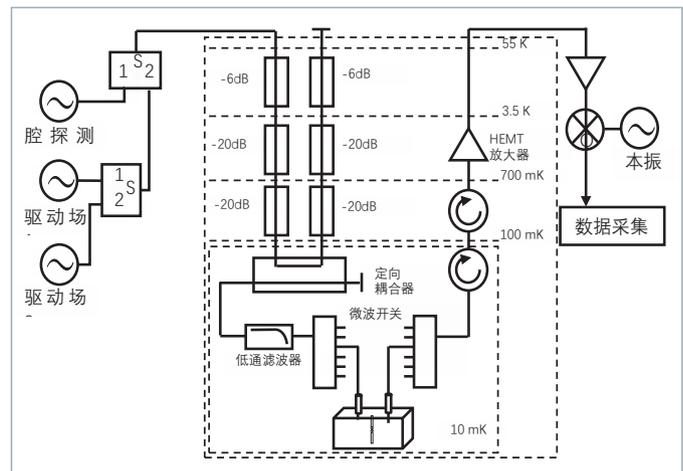


图1 测量系统框图

我们使用的超导量子比特是三维传输量子比特，它的结构是一个三维的矩形谐振腔与传输量子比特耦合。矩形谐振腔既可以为量子比特提供电磁屏蔽，也可以作为整个耦合系统的总线，通过谐振腔读出量子比特的量子态。三维传输量子比特工作在稀释制冷机中，它的输入输出端通过微波线和各种微波器件连接到常温。在常温部分的输入端，我们共使用

了三台SMB100A微波信号源，三台微波源产生的信号合路后输入低温部分的输入端。三个微波信号中，其中一个微波用来探测谐振腔以读出量子比特信号，另外两个微波是驱动场，它们是与量子比特跃迁频率接近共振的信号。在常温输出部分，信号经过放大后与SMB100A产生的本振信号混频，下变频后得到的中频信号供数据采集系统采集。

3 结束语

我们报道了使用多台SMB100A微波信号源构建的超导量子比特测量系统，测量系统稳定可靠，能很好地完成双场驱动下的能谱测量，测量结果与理论计算结果吻合。

参考文献

- [1] Pan J, Jooya H Z, Sun G, et al. Absorption spectra of superconducting qubits driven by bichromatic microwave fields[J]. 2017, 96(17).

作者简介

孙国柱，男，博士，教授，研究方向为超导量子信息处理、超导电子学等。gzsun@nju.edu.cn

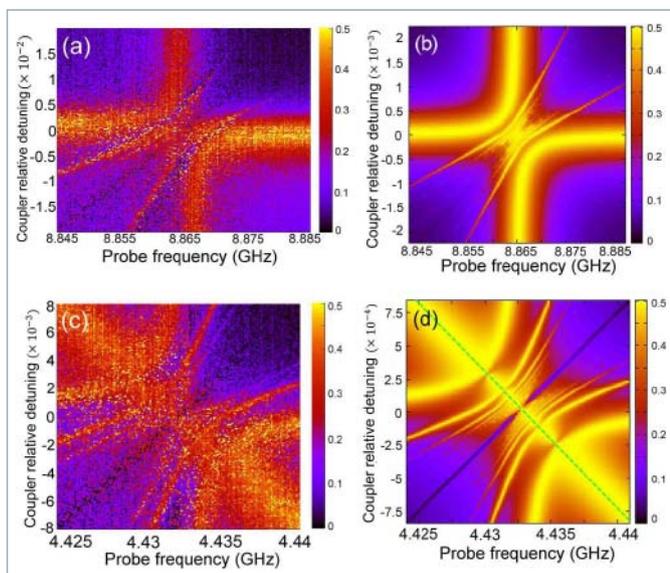


图2 (a) (c) 分别是双场驱动下单光子、双光子跃迁能谱的测量结果，(b) (d) 分别是单光子、双光子跃迁能谱的理论计算结果

我们将两个驱动信号的频率调节到与量子比特的跃迁频率接近谐振，分别改变两个驱动信号的失谐量，然后用谐振腔探测信号去测量量子态，得到了不同驱动频率下的能谱。我们测量了单光子跃迁和双光子跃迁两种情况下的能谱如图2所示，测量结果与理论计算的结果一致。

直调模拟光子链路中非线性失真抑制实验研究

戚宝剑, 叶尧, 宋海平, 邓磊

(华中科技大学下一代互联网国家工程实验室, 湖北武汉 430074)

【摘要】: 本文联合推挽结构和自适应后补偿算法来提升直调模拟光子链路 (APL) 中的线性度。采用罗德与施瓦茨公司的信号发生器 (SMBV100A), 信号分析仪 (FSV13) 与矢量网络分析仪 (ZVL) 等高性能仪器测量了使用该非线性抑制技术之后链路性能的改善, 测试结果显示系统的无杂散动态范围 SFDR2 和 SFDR3 分别提升了 19.8 dB 和 12.4 dB。

【关键词】: 光载射频通信 (ROF); 光纤传输系统; 数字信号处理

Suppression of Nonlinearity in Directly-Modulated Analog Photonic Links

Baojian Qi, Ye Yao, Haiping Song, Lei Deng

Abstract: The nonlinearity of directly-modulated analog photonic links (APL) has been improved by combining push-pull structure and an adaptive compensation algorithm. The linearity performance of the APL is measured by vector signal generator (R&S SMBV100A), signal analyzer (R&S FSV13) and vector network analyzer (R&S ZVL), the results shows that the SFDR2 and SFDR3 are improved by 19.8 and 12.4 dB, respectively.

Key words: Radio over fiber (RoF), fiber optics link and subsystems, digital signal processing

1 引言

近年来, 模拟光子链路 (APL) 凭借其高带宽, 低插损与抗电磁干扰能力强等优势成为研究热点^[1]。APL 最核心的参数是系统的无杂散动态范围 (SFDR), 该参数可综合反映系统的噪声、增益以及线性度的性能。然而 SFDR 性能容易受到二阶交调失真 (IMD2) 以及三阶交调失真 (IMD3) 的限制^[2,3]。为解决这一技术难题, 研究者们提出许多非线性补偿方案, 但研究主要集中在基于马赫-曾德尔调制器的外调 APL。然而, 相较于外调模拟光子链路, 直调系统具有成本低, 结构简单以及尺寸小等优点。因此, 如何获得高性能的直接调制模拟光子链路显得非常重要。在^[4]中, 提出了一种抑制模拟光子系统的 IMD2 的结构, 但该技术无法消除系统的 IMD3。当输入射频信号功率较大时, IMD3 将会成为限制 SFDR 的最关键因素。本文提出了一种联合推挽结构和数字后补偿算法, 能够同时抑制 IMD2 和 IMD3 等失真信号。实验结果显示, 采用该非线性补偿技术之后, 系统的 SFDR2 与 SFDR3 性能分别提升了 19.8 dB 与 12.4 dB。

2 原理

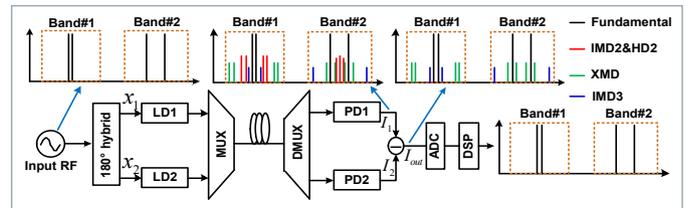


图1 系统结构示意图

图1为基于推挽结构的 APL 链路结构, 输入的双音信号经过 180° 功分器将信号分为幅度相等相位相反的两路信号实现对 LD1 和 LD2 的推挽调制。上下两路激光器输出的光信号经过光纤传输后, 利用平衡光探测的方式接收。通过该推挽结构后, 偶数阶失真信号 IMD2 可得到完全抑制。但该结构无法有效的抑制 IMD3 失真信号。为了进一步消除 IMD3 失真信号, 假设经过平衡探测后输出信号为 I_{out} , 我们利用如图2所示的数字自适应后补偿算法, 算法的核心表达式为: $Y_{out} = I_{out} - C_3 I_{out}$, 算法的目的是寻找一个最佳的补偿系数 C_3 实现对 IMD3 失真信号最大程度的抑制。该算法的优点是只需要通过两次傅里叶变换和一次简单的循环搜索程序; 此外, 该算法只需要知道输入信号的带宽和中心频率的大小便可达到对失真信号的补偿效果。

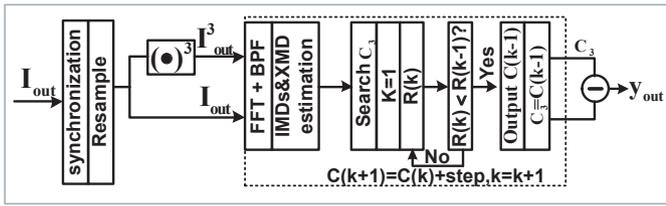


图2 DSP后补偿算法示意图

3 实验与结果

如图3所示，利用矢量网络分析仪（R&S ZVL）对模拟光收发模块S参数进行测试。该模块的3 dB带宽为约6 GHz。



图3 光模块的结构与S21曲线的测试

用信号发生器（R&S SMBV100A）产生中心频率为2.99 GHz与3.01 GHz的双音信号来测试链路的SFDR性能改善，输出信号由信号分析仪（R&S FSV13）显示，测试示意图如图4所示。结果如图5 (a) 与 (b) 所示，SFDR2由75.6提升到95.4 dB/Hz^{1/2}，SFDR3由91.4提升到103.8 dB/Hz^{1/2}。实验结果显示，我们提出的联合推挽结构与自适应后补偿算法可以提升系统的SFDR性能，其中SFDR2与SFDR3分别被提升了19.8 dB与12.4 dB。

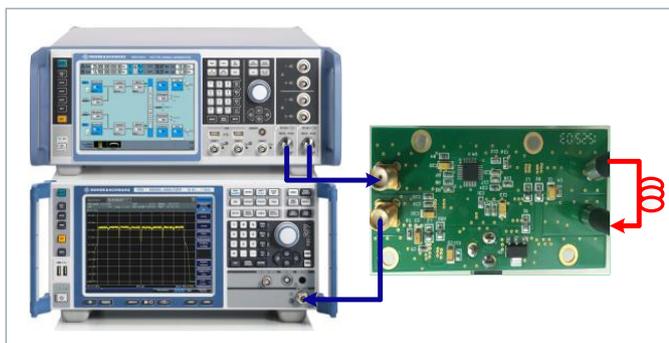


图4 SFDR的测试示意图

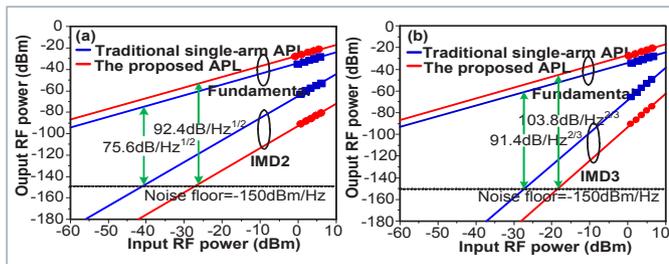


图5 传统APL与提出的APL的SFDR2 (a) 与SFDR (b)

4 结束语

本文提出了一种提升模拟光子链路线性度的技术，可以同时抑制系统的IMD2和IMD3。实验结果显示，系统的SFDR2与SFDR3分别提升了19.8dB与12.4dB。该技术对未来高线性度宽带低成本直接调制模拟光收发模块的优化具有一定的指导意义。

参考文献

- [1] J. Yao, "Microwave photonics," J. Lightw. Technol., vol. 27, no. 3, pp. 314–335, Feb. 2009.
- [2] A. Agarwal, T. Banwell, and T. K. Woodward, "Optically filtered microwave photonic links for RF signal processing applications," J. Lightw. Technol., vol. 29, no. 16, pp. 2394–2401, Aug. 2011.
- [3] G. S. D. Gordon, M. J. Chisp, R. V. Penty, and I. H. White, "High-order distortion in directly modulated semiconductor lasers in high-loss analog optical links with large RF dynamic range," J. Lightw. Technol., vol. 29, no. 23, pp. 3577–3586, Dec. 2011.
- [4] D. Marpaung et al "A broadband high dynamic range analog photonic link using push-pull directly-modulated semiconductor lasers," IEEE Microwave Symposium Digest, pp. 507-510, (2008).

作者简介

戚宝剑，男，河南人，硕士，主要研究方向为RoF系统性能的优化。Email: 941299007@qq.com

邓磊，男，湖北人，教授，主要研究方向为下一代光接入网技术、高速长距离光传输网关键技术、光载无线系统和关键技术。Email: denglei_hust@mail.hust.edu.cn

基于SiAlCN温度传感器的信号收发系统设计

魏化雨, 张继月

(深圳大学 机电与控制工程学院, 深圳电磁控制重点实验室, 广东 深圳 518060)

【摘要】：硅铝碳氮 (SiAlCN) 温度传感器是一种由PDC高温陶瓷基制作而成的无线无源型传感器。本文在研究SiAlCN温度传感器物理特征的基础上, 利用R&S公司的FSVA13频谱分析仪和ZNB40矢量网络分析仪, 对SiAlCN温度传感器在不同温度条件下的S11等参数进行测量, 获取传感器谐振频率与实时温度的耦合关系后, 设计研发出一套由FPGA作为主控制器的基于SiAlCN温度传感器的信号收发系统用于恶劣环境中的温度参数测量。该系统将扫频信号通过波导以无线形式发射至传感器, 测试传感器返回信号功率, 建立传感器谐振频率与温度的关系, 从而实现对环境温度的实时可观性。

【关键词】：硅铝碳氮; FSVA13频谱分析仪; ZNB40矢量网络分析仪; 扫频信号; 谐振频率

1 引言

动力源部件若要实现更高的效率和更少污染的要求, 对其温度和压力等物理参数地连续观测是必不可少的, 其相对应的传感器必须能够在高速旋转、温度高达1600°C并伴随腐蚀性气体的涡轮机环境下保留其物理特征。目前, 常用的温度传感器主要有热电偶、红外测温传感器及光纤传感器等。其中热电偶测温范围可达2300°C, 但其需要加入补偿电路进行控制; 红外测温仪则是非接触式测量被测物表面温度, 却易受被测物表面工艺以及环境温度影响; 光纤传感器利用光的光学性质进行测温, 具有抗电磁干扰和耐腐蚀性, 但光易受环境气体分子密度影响^[1,2]。因此, 需要寻求新的材料和传感方法。近年来, 聚合物衍生的陶瓷 (PDC) 已被考虑用于高温传感器的应用。PDC是一种新的高温多功能材料合成的类聚合物, 具有良好的热稳定性, 抗氧化/腐蚀性, 和抗蠕变性能。研究发现, 衍生的聚合物硅铝碳氮 (SiAlCN) 陶瓷的介电常数随温度变化, 利用矢量网络分析仪, 以介电常数作为中介, 可以建立SiAlCN温度与共振频率的函数关系。本文根据上述原理, 设计一套SiAlCN传感器测试系统, 实现无线无源温度传感器的信号收发与实时温度观测。

2 SiAlCN传感器介绍

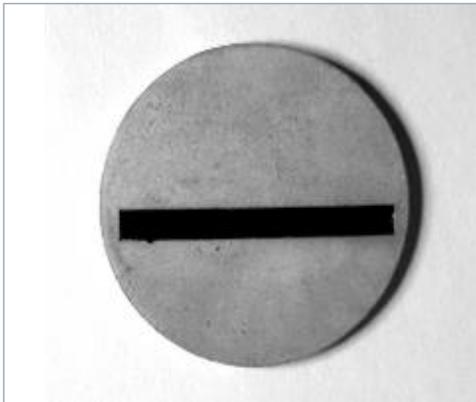


图1 SiAlCN

SiAlCN是基于谐振腔原理而制作而成的传感器, 属于TM₀₁₀型微波介质谐振腔, 传感器外观呈圆柱形, 顶部黑色区域为传感器天线, 用于接收和反射微波信号, 如图1所示。其在高温下的物理表征不仅是涂层材料的介电参数变化, 而且在宽带微波激励信号下反射信号也出现相应的变化。根据文献, TM₀₁₀型谐振腔的谐振频率与介电常数存在这如下的关系:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}} \frac{\chi_{01}}{d} \quad (1)$$

其中, f_r 为谐振频率, μ_0 和 ϵ_0 分别为真空的磁导率和介电常数, d 为谐振腔直径, χ_{01} 为第一类0阶贝塞尔函数的根, ϵ_r 为谐振腔的介电常数。

又, 介电常数随温度的变化可以用介电常数的温度系数表示, 如下所示:

$$\alpha_\epsilon = \frac{1}{\epsilon} \cdot \frac{d\epsilon}{dt} \quad (2)$$

其中, a_ϵ 为 t 温度时介电常数的温度系数, ϵ 为 t 温度时的介电常数。在微小的温度变化范围内, ϵ 与 t 可视为直线, 则 (2) 式可以化为:

$$\alpha_\epsilon = \frac{1}{\epsilon_1} \cdot \frac{\epsilon_r - \epsilon_1}{t_r - t_1} \quad (3)$$

其中, ϵ_1 为 t_1 温度下的介电常数, ϵ_r 为 t_r 温度下的介电常数。有 (1) 和 (3) 式可以推导出:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0 \cdot (\alpha_\epsilon \epsilon_1 \cdot (t_r - t_1))}} \frac{\chi_{01}}{d} \quad (4)$$

式(4)中,除温度变化为变量,其余参数均是常量,表明SiAICN传感器的温度与谐振频率存在负相关,即温度变高,对应的谐振频率变小。

利用罗德斯瓦茨FSVA13频谱分析仪和ZNB40矢量网络分析仪对SiAICN传感器性能测试,如图2所示。传感器在温度从25℃变化到300℃时,频率变化范围约27 MHz。(理论上传感器的温度范围高达1000℃,但由于实验条件限制,本文只在25℃到300℃的温度范围内对传感器的S11图进行研究测试),根据传感器原理,对系统设计需求进行分析得出:

- A.产生(5.3~5.6) GHz扫频信号源。
- B.信号发射与接收通道建立
- C.反馈信号能量值采集
- D.数据处理及显示产生

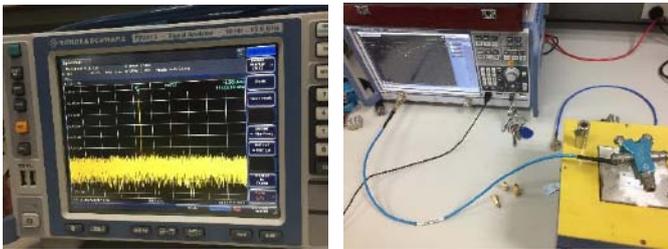


图2 R&S公司仪器测试图

3 信号收发系统设计

根据传感器的性能指标与需求分析,本文需设计一个高频扫频信号源来作为SiAICN传感器的激励源,并利用微波器件获取传感器返回信号,最终通过软件计算处理,找出返回功率最低的频点,并进行温度转换,最终实现温度的实时观测。

3.1 系统方案及框架

本系统方案设计如3图所示,使用FPGA作为主控器,控制信号源实现不同频段的扫频;扫频信号通过射频增益放大器后将原本功率微小的信号放大;后由环形器的1端口进入,2端口

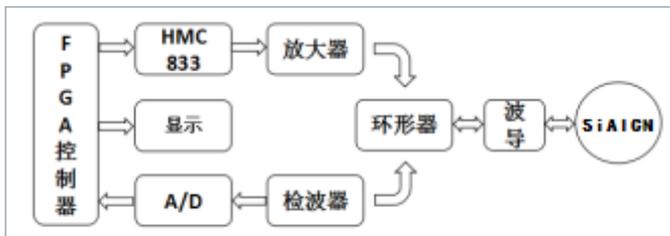


图3 系统框图

输出至同轴波导转换器;此后,波导将扫频信号通过探针发射至SiAICN传感器天线处,此处波导便实现了信号有线通道与无线通道的传输转换;扫频信号经过天线进入SiAICN传感

器内部,当该频段中某一频点与传感器谐振频率相一致时,传感器便产生谐振,此时返回的信号通过波导,并由环形器的3端口输出,称为回波频率;该频率通过同轴检波器检出其包络,此时输出信号为低频信号,经过一系列的滤波放大后由FPGA控制AD模块进行采样转换;并将最终的结果展示于上位机或者显示屏。

3.2 关键器件选择与设计

在上述方案中,系统设计的关键在于信号源设计。本文所选用SiAICN传感器的常温(25℃)谐振频率大约在5.5 GHz处,故信号源选用的范围必须覆盖5.5 GHz,本文选用ADI公司的HMC833芯片。

HMC833是一款低噪声,宽带,集成锁相环(PLL)的压控振荡器(VCO),并且通过内部的 Δ - Σ 调制器,可实现小数分频,该款产品可以用来替代直接数字合成器(DDS)。其频率范围为25 MHz~6000 MHz,分辨率可达3 Hz,完全满足传感器的测量范围^[3]。如图5所示,HMC833通过SPI通信方式即可实现对片内寄存器的配置修改,从而将VCO的输出频率

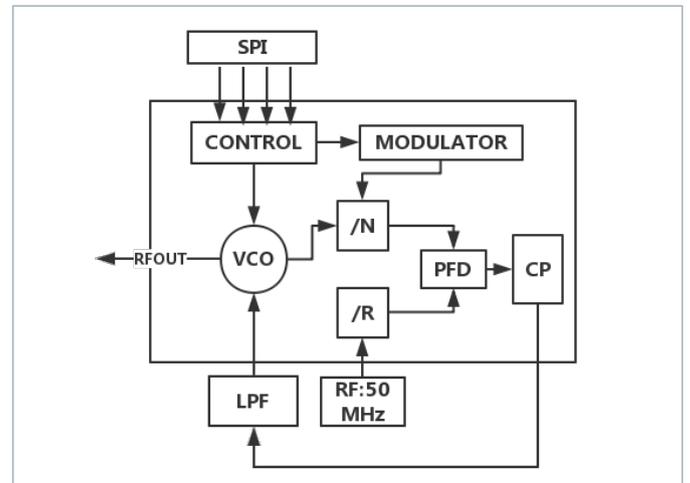


图4 HMC833框图

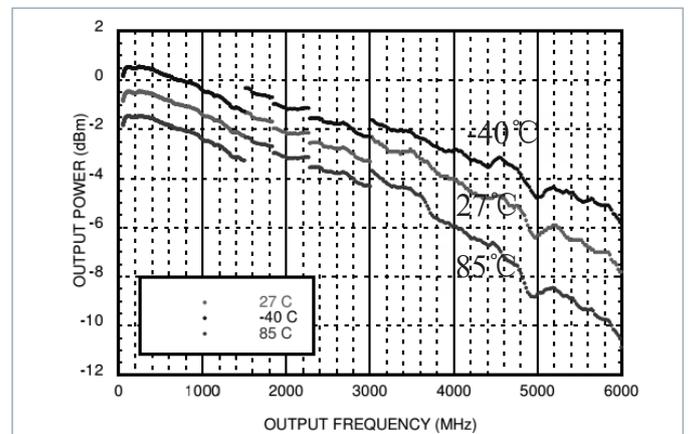


图5 HMC833输出功率图

4 测试结果分析

本研究使用的加热台加热范围为室温至300℃；本研究为了更好地观测频率与温度变化关系，利用LabVIEW制作上位机，测试结果主要对固定温度下谐振频率的波形与连续变化温度下谐振频率的波形进行展示分析。

4.1 固定温度下S11波形图

本文实验过程中，取5个固定温度点进行S11图像观测，如表2所示，可以看出，不同温度下对应的谐振频率点不同。

4.2 变化温度下谐振频率波形

温度由25℃连续变化到300℃，且选取12个温度点标记。由图可以看出，谐振频率与温度存在负相关关系，当温度升高时，谐振频率下降，反之则亦然，故充分说明了SiAICN传感器对温度是可观测的，其物理特征谐振频率与温度存在一一的对应关系。

5 结束语

通过实验证明，本系统在一定程度上能够对恶劣环境中的温度参数进行测量具有可移动性，高集成性与兼容性，但在精度上却是需要不断改进地。目前，本系统样机已完成，这为后续的精度提升，理论验证，温度提高等工作开展奠定了基础。

参考文献

- [1] 刘晨.光纤温度传感器[A].安徽省科学技术协会、中国科学技术大学.光子科技创新与产业化——长三角光子科技创新论坛暨2006年安徽博士科技论坛论文集[C].安徽省科学技术协会、中国科学技术大学,2006:4.
- [2] 红外测温仪的优缺点及使用注意事项[J].仪器仪表用户,2014,02:23.
- [3] 唐小艳,叶锋.基于HMC833的小数分频频率源设计 [J].电子技术与软件工程,2014,08:105.
- [4] 田佳可,颜锦奎,储甜,陈豪赞.宽频带频率合成器的编程与分析[J].电子测量技术,2014,05:47-51.

与外部参考频率通过鉴相器进行比较，输出误差经过电荷泵后形成不含交流脉冲的直流信号，这就是调制器抑制相位噪声的能力所在；直流信号通过环路滤波器转换为直流电压信号，控制VCO的调谐端，从而实现频率锁定和小数分频功能^[4]。

由于HMC833在5000 MHz到6000 MHz范围内的输出功率呈下降趋势，如图4所示，VCO上电经过一段时间进入稳态后，其工作环境温度大约40℃，在上述频率范围内，其输出功率均小于-6d Bm。

考虑到后端环形器，波导、检波器与SMA接头的插入损耗(IL)：

$$\begin{aligned}
 IL_{\max} &= IL_{SMA} + IL_{\text{circulator}} + IL_{\text{waveguide}} + IL_{\text{detector}} \\
 &= 5 * 0.2dB + 0.5dB + 0.3dB + 0.2dB = 2dB
 \end{aligned}$$

所选用环形器回波损耗大约3 dB，检波器在输入功率为-2 dBm时，输出电压为200 mV，因此，为了更好地进行噪声抵制，信号源输出功率应当满足以下条件：

$$P_{out} - (-2dBm) = 2dB + 3dB$$

即输出功率至少达到3 dBm。故信号源输出需经过增益放大器，将输出功率提高，本文采用ADI公司的HMC311增益放大芯片，通过级联方式，实现增益放大。

至此，测试系统关键器件已经搭建完成并实现基本功能，接下来进行系统联调和测试，硬件系统如图6所示。

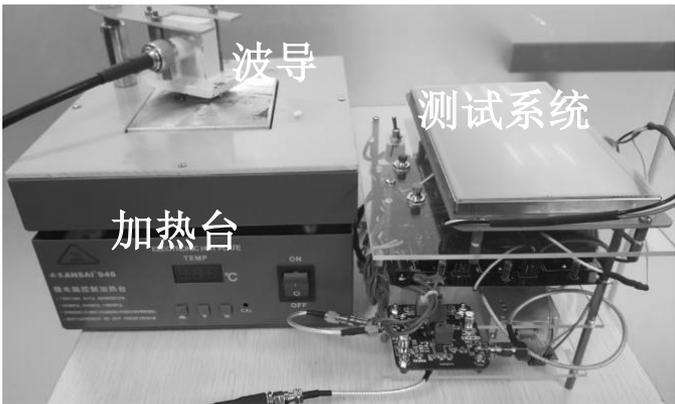


图6 系统测试图

表2 固定温度与频率关系

温度 (°C)	50	100	175	225	300
频率 (GHz)	5.4495	5.4479	5.444	5.442	5.4381

具有解耦元件的印制多频带MIMO天线测试

徐子钰, 郭林燕

(中国地质大学 地球物理与信息技术学院, 北京 100083)

【摘要】: 本文提出了一种多频段的MIMO天线。该MIMO天线由两个完全对称的单极天线组成。每个天线由多个弯折线构成, 可以产生分别覆盖GSM900, PCS, LTE2300和5G频段的四个谐振频率。通过仿真结果和R&S公司的矢量网络分析仪ZNB8测试结果表明, 所提出的MIMO天线可以应用于传统的2G, 3G, 4G以及最新提出的5G频段。通过在接地板上蚀刻四个倒L型凹槽, 将相邻天线元件间的隔离改善。

【关键词】: MIMO天线; 多频段; 解耦; 印制天线; 矢量网络分析仪; R&S ZNB8

A Printed Multiband MIMO Antenna Testing With Decoupling Element

Ziyu-Xu Linyan-Guo

Abstract: A multiband Multi-Input Multiple-Output (MIMO) antennas is proposed in this letter. This MIMO antenna system comprises two symmetric printed monopole antennas. Each antenna consists of multiple bend lines that produce four resonant frequencies covering the GSM900, PCS, LTE2300 and 5G bands, respectively. The simulation results and R & S's Vector Analyzer ZNB8 test results show that the proposed MIMO antenna could be applied to traditional 2G, 3G, 4G and new 5G mobile communication. By etching four inverted L-shaped grooves on the ground plate, isolation between the adjacent antenna elements has been improved.

Key words: Multiple-input multiple-output (MIMO) antenna; multiband; decoupling; printed monopole; Vector network analyzer; R&S ZNB8.

1 引言

MIMO技术被认为是下一代移动通信的核心技术, 其可以在不增加额外的带宽的前提下提高网络吞吐量, 通信容量和覆盖范围。但当MIMO天线安装在有限的区域内, 天线间距离较近, 很可能会产生较强的耦合从而影响天线的性能, 如天线的增益、辐射效率会有所减小^[1-2]。为解决上述问题, 可以通过采用缺陷地结构^[3], 电磁带隙结构^[4], 中和线 (NL)技术^[5]等来实现解耦。

本文提出了一个使用两个对称印刷单极阵列组成的MIMO天线, 可用于支持GSM900, PCS, LTE2300以及5G频段。本文提出了一种新的解耦结构, 由四个在地平面上蚀刻的倒L型分支组成。它可以减少两个天线阵列之间的相互耦合, 从而达到解耦的效果。

2 天线结构设计

该MIMO天线主要由馈线、多弯折的辐射片和解耦结构组成。其中辐射片主要位于介质板的正面, 背面为金属材料的接地板。通过仿真将各部分的具体的参数进行优化, 并制作出该MIMO天线实物, 如图1所示。本文用 $120 \times 76 \text{ mm}^2$, 厚1 mm的FR4 ($\epsilon_r=4.3$, $\tan\delta=0.0025$) 作为介质板。各弯折线分别用于产生各谐振频率。解耦结构主要通过在地接板上蚀刻两组对称的倒L结构构成。倒L结构上产生强谐振, 使得能量消耗, 从而实现解耦。

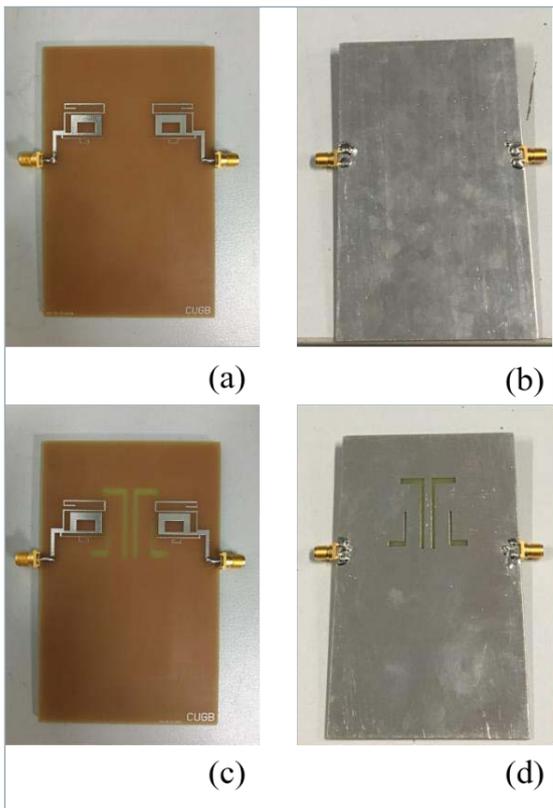


图1 天线实物

3 方针与测试结果分析

为了验证仿真结果，使用R&S公司的矢量网络分析仪ZNB8对其进行测试^[6]，测试示意图如图2所示。将天线的两个端口port1和port2分别于ZNB8的端口相连。S11表示端口2匹配时，端口1的反射系数；S21表示端口2匹配时，端口1到端口2的正向传输系数。

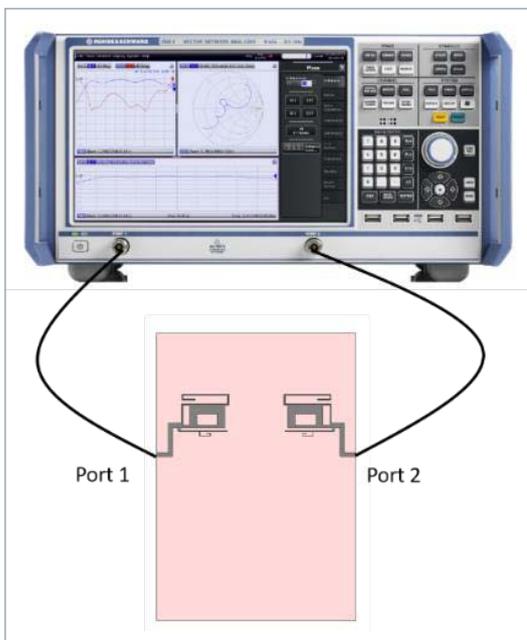


图2 测试示意图

所提出的MIMO天线的仿真的S参数如图3所示，测试结果如图4所示。对比两图可以看出，测量结果和仿真结果存在一些偏差，可能由于介质板，噪声等误差造成，但整体一致性较好。由于 $S_{11}=S_{22}$ ， $S_{21}=S_{12}$ ，故只给出一组曲线。

由图可知，设计的天线在相应的频段上具有较好的S参数，S11基本可以达到设计要求。增加解耦结构后，耦合电平在5G频段下降明显，测量结果的隔离度可以提高至少5dB。

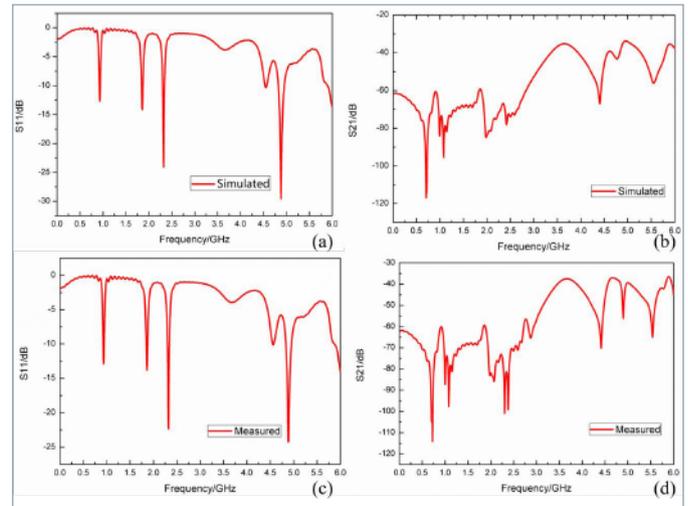


图3 仿真结果 (a) 解耦前S11 (b) 解耦前S21 (c) 解耦后S11 (d) 解耦后S21

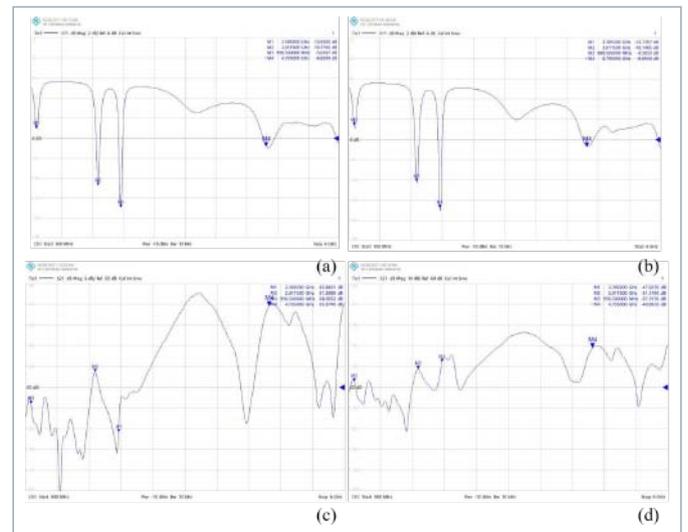


图4 测试结果 (a) 解耦前S11 (b) 解耦前S21 (c) 解耦后S11 (d) 解耦后S21

4 结束语

本文主要研究覆盖GSM900, PCS, LTE2300和5G频段的多频率MIMO天线。该MIMO天线由两个对称的印制单极天线和解耦结构组成。增加相应的辐射分支, 实现5G频段的覆盖。仿真和测试已证实MIMO天线具有较为理想的性能。通过增加解耦元件使得LTE2300和5G频段的天线在隔离效果上得到了提升。与其他解耦方法相比, 所提出的新型解耦元件结构简单, 可为紧密间隔的天线提供新的解耦思路。

参考文献

- [1] Multi-hop MIMO relay networks: diversity-multiplexing trade-off analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(5):1738-1747.
- [2] Receive antenna selection for closely-spaced antennas with mutual coupling[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2):652-661.
- [3] Defected ground structure with two resonances for decoupling of dual-band MIMO antenna [J]. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & Usnc/ursi National Radio Science Meeting IEEE, 2017:1645-1646.
- [4] Miniaturised slit-patch EBG structures for decoupling PIFAs on handheld devices[J]. Antennas and Propagation Conference IEEE, 2011:1-4.
- [5] A Wideband Printed Dual-Antenna With Three Neutralization Lines for Mobile Terminals[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2014, 62(3):1495-1500.
- [6] R&S®ZNB/ZNBT User Manual [J].

作者简介

徐子钰, 女, 硕士, 电子与通信工程专业。
Email:zyxu@cugb.edu.cn

使用R&S FSU67频谱分析仪测试180 nm CMOS Ku频段集成片上天线的4通道相控阵收发机阵列增益方向图

张晓宁, 宋焯曦, 余超, 陈东, 张林, 陈志林, 孙寿田, 刘辉华, 吴韵秋, 赵晨曦, 康凯
(电子科技大学电子工程学院, 成都市 611731)

【摘要】: 文章在印制电路板 (PCB) 上将4个集成了片上天线的收发机单元组阵为一个4通道相控阵系统。其中, 每个收发机单元都采用了标准的180 nm CMOS工艺集成。同时, 文章设计了片外的地环阵列来提高相控阵阵增益和旁瓣抑制水平。考虑到加工误差, 文章研究了不同金丝长度对电路性能的影响。使用R&S FSU67频谱分析仪测试阵列增益方向图, 在17 GHz相控阵扫描范围为 $\pm 28^\circ$ 时, 旁瓣抑制比为10 dB; 当扫描范围达到 $\pm 32^\circ$ 时, 旁瓣抑制比仍高于8.8 dB。相控阵系统的最高等效全向辐射功率 (EIRP) 为14 dBm。每一个集成了片上天线收发机单元的面积为 $6.2 \times 1.3 \text{ mm}^2$ 。另外, 每一个接收机供电为1.8 V, 消耗114 mA电流, 发射机供电为3.3 V, 消耗电流为145 mA。

【关键词】: R&S FSU67频谱分析仪, KU频段, 相控阵系统, 片上天线, 180 nm CMOS工艺

1 引言

自从2004年第一篇集成片上天线的文章^[1]被发表以来, 越来越多的研究人员基于片上天线做出了更好的工作^{[2],[3]}。在相控阵天线系统的设计中, 为了减小天线间耦合效应的影响, 两个临近天线单元之间的距离一般要大于工作频率的半波长 ($\lambda/2$)。这就导致对于较低频率 (40 GHz以下), 一个较大的设计尺寸。但是在半导体工艺中, 芯片尺寸越大, 成本也会越高, 这就限制了片上天线相控阵系统在微波频段的应用。另外, 大的片上天线相控阵系统也会面临因耦合电容失效和工艺变化所引起的可靠性问题^[3]。因此, 本文采用了将多个集成了片上天线单元组阵在PCB的方式, 在发挥了片上集成天线高集成度的优势下减少了芯片成本。相控阵系统框图如图1所示。

2 相控阵收发机系统设计

2.1 系统结构

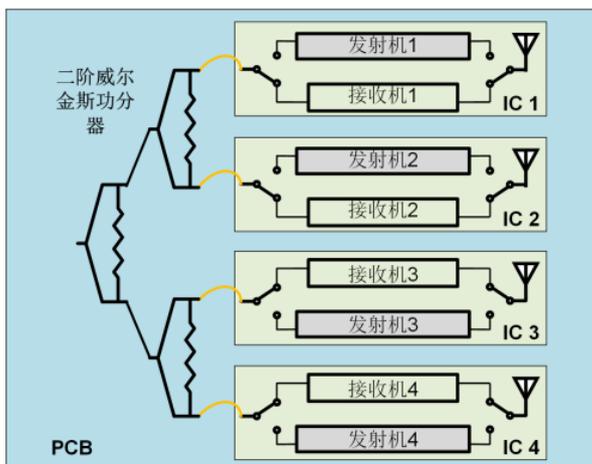


图1. 相控阵系统框图

四个独立的集成了片上天线的相控阵收发机通过一个两阶的威尔金斯功分器在PCB上组阵为一个四通道的相控阵系统。如图.1所示, 每一个收发机单元包含片上天线, 低噪放, 驱动放大器, 功率放大器, 5位移相器和4位衰减器。收发机工作在时分双工 (TDD) 的模式, 接收机和发射机分时工作是通过射频开关来控制^[4]。两个收发机单元之间的间距被设计为工作频率的半波长, 在17 GHz时, 约为9 mm。所有的模拟和数字控制引脚通过金丝连接到PCB上。

2.2 片上天线相控阵设计

为了减小金属的欧姆损耗和衬底的损耗, 折叠单极子片上天线使用顶层金属来设计。同时利用片上天线下的PCB底层金属作为反射面来提高天线增益。天线到反射面距离为一个PCB基板的波导波长的四分之一 (约为2.5 mm)。PCB上同时采用了一个片外地环阵列来抑制表面波的形成, 从而进一步提高了天线增益^[5], 如图2 (a)所示。文章使用三维电磁场仿真软件来仿真有无地环阵列情况下的天线增益方向图。通过仿真可以得到, 当使用了片外地环阵列, 阵列增益从0 dBi 提高到了5 dBi; 同时, 旁瓣抑制比也从-9 dB 优化到了-11 dB, 如图2 (b)。

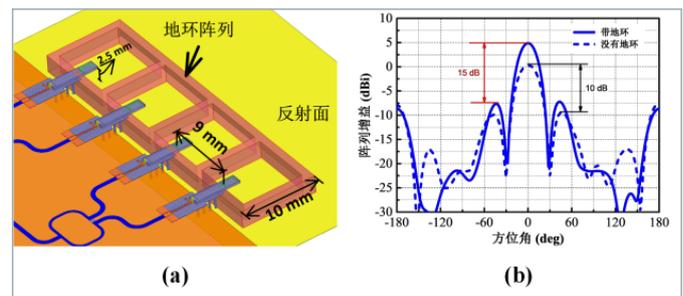


图2. (a) 相控阵, 反射面和地环阵列三维电磁场仿真模型。(b) 含有地环阵列和没有地环阵列仿真的阵列增益方向图

2.3 金丝长度的研究

在Ku频段，金丝键合线可以看作为一个电感器件，因此在威尔金斯功分器和收发机端口之间需要设计一个额外的匹配网络来确保他们之间是共轭匹配，在文章中采用开路枝节来匹配。一段25 μm 长的开路枝节连同一段金丝键合线在三维电磁场仿真软件中建模并仿真，如图3 (a)所示。考虑到加工误差，金丝的长度在600 μm 到1000 μm 之间变化，通过仿真结果可以看到，当金丝的长度加长，最佳匹配频率点向低频移动，同时插入损耗增加，如图3 (b), (c), (d)所示。基于以上分析，金丝长度应尽可能的短，但是在加工误差范围内，相控阵性能不会有太大的恶化。

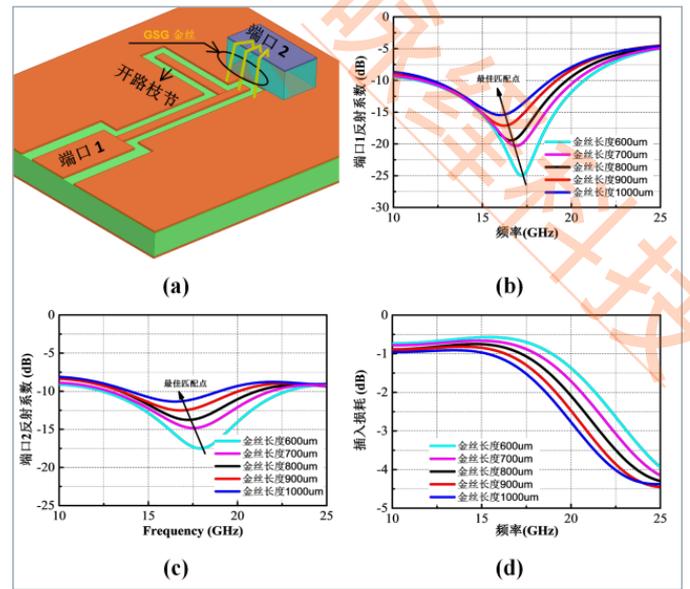


图3. (a)金丝键合线和匹配网络的三维电磁场仿真模型。(b)端口1的反射系数。(c) 端口2的反射系数。(d) 金丝同匹配电路的插入损耗。

表1 相控阵性能比较

指标	[3]	[6]	[7]	[8]	文章
频率 (GHz)	61~63	28~32	28	25.8~28	15~18 GHz
通道数量	64 TX/256 TX	4 TRX	32 TRX	8 TRX	4 TRX
EIRP (dBm)	38/45	24.5	54	31.5	14
天线集成形式	片上天线	PCB 天线	封装天线	封装天线	片上天线
阵列集成形式	晶元级阵列	封装级阵列	封装级阵列	封装级阵列	封装级阵列
工艺	130 nm SiGe	SiGe BiCMOS	130 nm SiGe	28nm CMOS	180 nm CMOS

3 测试结果

测试平台的搭建照片和芯片照片如图4所示。当相控阵系统工作在发射模式下，矢量网络分析仪被用来测试相控阵输入反射系数。同时，他也可以作为一个激励源来工作。一个标准的喇叭天线连接到R&S FSU67频谱分析仪作为接收机。通过记录在不同方向角上喇叭天线接收的功率，可以得到相控阵系统的归一化天线增益方向图，如图4所示。在芯片上，收发机同片上天线的连接处设计了一个地-信号-地的引脚，用来做为通道之间的相位校准。仿真与测试的天线方向图如图5所示。当扫描范围在 -28° to 28° ，旁瓣抑制比低于10 dB；当扩大扫描范围为 $\pm 32^\circ$ 时，旁瓣抑制比为8.8 dB。

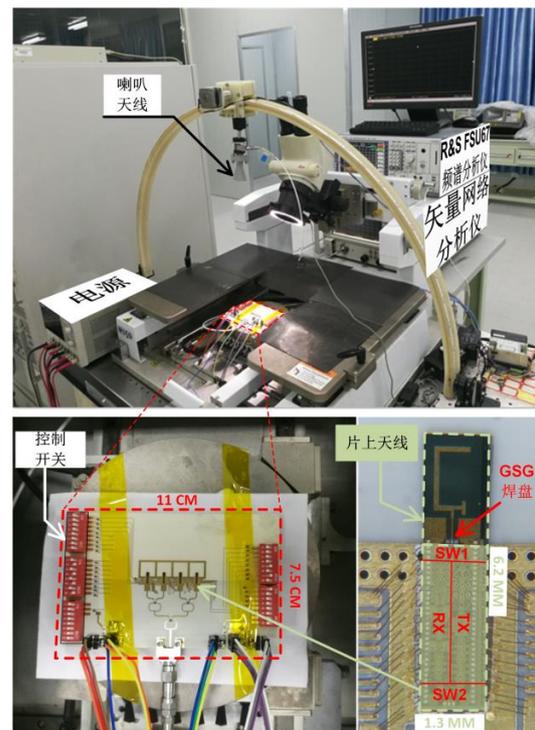


图4. 测试图片，相控阵和芯片照片。

参考文献

- 1 K. J. Koh, and G. M. Rebeiz, "A Q-Band Four-Element Phased-Array Front-End Receiver With Integrated Wilkinson Power Combiners in 0.18- μm SiGe BiCMOS Technology," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech, vol. 56, no. 9, pp. 2046-2053.
- 2 J. G. Kim, D. W. Kang, B. W. Min, and G. M. Rebeiz, "A single-chip 36-38 GHz 4-element transmit/receive phased-array with 5-bit amplitude and phase control," MTT '09. IEEE MTT-S International, pp. 561-564, 7-12 June 2009.
- 3 S. Y. Kim, O. Inac, C. Y. Kim, D. Shin, and G. M. Rebeiz, "A 76-84 GHz 16-Element Phased Array Receiver with a Chip-Level Built-In Self-Test System," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech, vol. 61, no. 8, pp. 3083-3098.
- 4 Y. Yu, K. Kang, C. Zhao, Q. Zheng, H. Liu, S. He, Y. Ban, L. L. Sun, and W. Hong, "A 60-GHz 19.8-mW Current-Reuse Active Phase Shifter With Tunable Current-Splitting Technique in 90-nm CMOS," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech, vol. 64, no. 5, pp. 1572-1584.
- 5 S. Y. Kim, O. Inac, C. Y. Kim, and G. M. Rebeiz, "A 76-84 GHz 16-Element Phased Array Receiver with a Chip-Level Built-In-Self-Test System," 2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 127-130, 17-19 June 2012.
- 6 M. Ahn, H. W. Kim, C. H. Lee, and J. Laskar, "A 1.8-GHz 33-dBm 0.1-dB CMOS T/R Switch Using Stacked FETs With Feed-Forward Capacitors in a Floated Well Structure," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech, vol. 57, no. 11, pp. 2661-2670.
- 7 L. Weiqiang, Z. Chenxi, Y. Yiming, J. Zhengdong, W. Yunqiu, L. Huihua, and K. Kai, "A Ku-band CMOS LNA with transformer feedforward gm-boosting technique," 2016 IEEE MTT-S (IMWS-AMP), pp. 1-3, 20-22 July 2016.

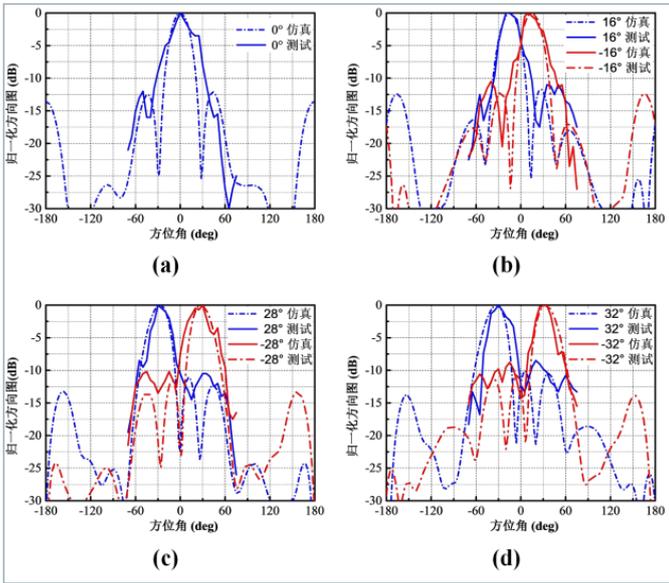


图5. 仿真与测试天线归一化增益方向图。

4 结论

这篇文章在PCB上将四个独立的集成了片上天线的收发机组成为一个阵列。同时，分析了片外地环阵列对天线增益方向图的优化作用：从10 GHz到20 GHz的频率范围内，当金丝键合线长度在600 μm 到1000 μm 之间变化时，匹配网络同金丝的输入反射系数小于-8 dB。最终通过R&S FSU67频谱分析仪测试得到：当相控阵的扫描范围在 $\pm 28^\circ$ 时，旁瓣抑制比为10 dB。同时，峰值EIRP为14 dBm。

基于电流探头的干扰源电流谱测试

潘雄, 宋舒雯, 张少博, 王磊

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院 100191)

【摘要】：抑制电磁干扰是提高轻小型光纤陀螺低速灵敏度的关键问题。为了减小电磁干扰，必须对电磁兼容三要素中干扰源的干扰特性、耦合通道的传输特性以及敏感设备的抗干扰特性进行深入分析。本文选取光纤陀螺检测电路中DA转换芯片到光电探测器的电源干扰耦合路径为研究对象，利用R&S公司的RT-ZC30电流探头对DA转换芯片电源管脚干扰电流谱进行了测量。测量结果为后续指导光纤陀螺电源分配网络设计、提高电路抗干扰能力提供了参考。

【关键词】：光纤陀螺；电磁干扰；电流谱；抗干扰；RT-ZC30

Current Spectrum Measurement of Interference Source Using a Current Probe

Pan Xiong, Song Shuwen, Zhang Shaobo, Wanglei

Abstract: Suppression of electromagnetic interference is the key issue to improve the low-speed small and medium-sized optical fiber gyroscope sensitivity. In order to reduce electromagnetic interference, the three elements of electromagnetic compatibility must be analyzed deeply, including the interference characteristic of the interference source, the transmission characteristic of the coupling channel and the anti-interference characteristic of the sensitive device. In this paper, the typical power interfering coupling path from DA converter chip to PIN-FET of fiber optic gyroscope is selected as the research object, and the interference current spectrum of the power pin of DA converter chip is measured by R & S RT-ZC30 current probe. The measurement results provide a reference for guiding the design of fiber optic gyroscope power distribution network and improving the anti-interference ability of the circuit.

Key words: Fiber optic gyroscope; Electromagnetic Interference; Current spectrum; Anti-interference; RT-ZC30

1 引言

光纤陀螺作为一种基于Sagnac效应的角速度传感器，以其灵敏度高、动态范围广等诸多优点被广泛应用于惯性测量领域中^[1-2]。

光纤陀螺作为一种极其精密的测量仪器，以0.01°/h典型惯导级产品为例，依托相关检测原理，能够实现nV级的微弱信号检测，但同时也对某些干扰信号非常敏感。例如，光纤陀螺的一大技术难题—“死区”，产生的一个重要原因就是同频信号间的串扰^[3]。光纤陀螺作为典型的数模混合电路，自身电磁干扰情况复杂。随着光纤陀螺向着轻小型和组件电路一体化方向发展，由电磁干扰特别是电源干扰带来的问题日益突出，成为限制光纤陀螺低速灵敏度的关键问题。

为了有效评估光纤陀螺检测电路电源分配网络设计的合理性，需要从电磁兼容角度对光纤陀螺典型电源干扰传播通道进行分析。本文选取DAC (Digital to Analog Converter) 到

光电探测器 (PIN-FET) 的电源干扰传播通道为研究对象，使用R&S公司的RT-ZC30电流探头对DA转换芯片电源管脚干扰电流谱进行测量，得到干扰源的干扰特性，从而为后续量化干扰大小、改进电源分配网络设计提供指导。

2 电源干扰传播特性分析

从电磁兼容的角度来说，如果要保证敏感设备在受到干扰源干扰的情况下仍然可以正常工作，则应该满足：干扰源强度×通道衰减<敏感设备的抗干扰能力。在电源干扰传播过程中，DAC为干扰源，探测器为敏感设备，传输通道为两者之间的电源分配网络。

干扰沿电源通道从DAC芯片到探测器信号输出端的传播示意图如图1所示。

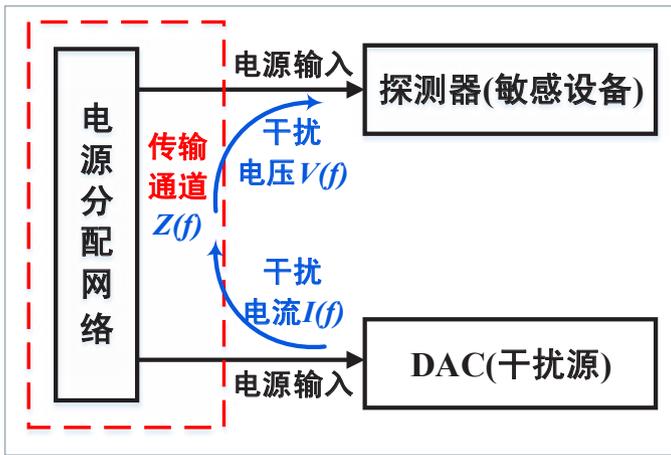


图1 DAC-PINFET电源干扰传播示意图

由于DA转换芯片和探测器之间的电源分配网络不是理想的0阻抗平面，所以DAC芯片产生的干扰电流 $I(f)$ 流过PDN的阻抗 $Z(f)$ 后会在探测器的电源输入端产生一定的电压波动 $V(f)$ ，这个干扰电压通过电源端进入到探测器内部，最终耦合到探测器的信号输出端，成为调制串扰的一部分，经过后续信号调理电路的放大后对光纤陀螺的性能和精度产生影响。

因此，必须得到干扰源的干扰特性、传输通道的耦合特性以及敏感设备的抗干扰特性，才能通过合理的抑制手段将DAC传递到探测器的电源干扰控制在不影响陀螺精度的范围内。

3 干扰源电流谱测量

本文仅对干扰源的干扰特性进行分析，使用R&S公司的RT-ZC30电流探头对干扰电流谱进行测量。该探头最大检测电流为5A，电流电压转换关系为1V/A，带宽为120 MHz，可以测量幅值在5mA以下的交流电流，满足测量使用要求。同时作为一种环形电流钳，其不与电源的导线相接触，可以不必改变原有电路结构，方便实验操作。

用导线将DA转换芯片+5V电源管脚处的限流0欧电阻R64进行短接，将电流探头卡在该导线上，即导线穿过电流钳的环形闭合区域，实验硬件平台如图2所示。

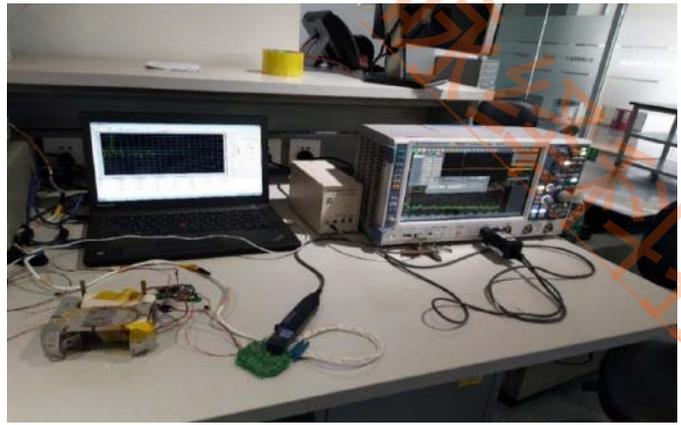


图2 DAC干扰电流谱测量实验硬件平台

在高速和低速情况下分别采集陀螺的输出数据，判断陀螺处于正常工作状态后用电流探头进行测量，探头一端卡在导线上，另一端接示波器。设置示波器时域采集带宽为0~3 MHz，选择AC耦合，去掉直流偏置，瞬态捕捉后进行FFT变换，设置变换带宽为10 kHz~3 MHz，采样率为10 GHz/s，RBW=5 kHz。

将示波器设置为谐波搜索模式，得到DAC芯片+5V电源管脚干扰电流谱波形如图3所示，图中可以显示出与解调方波谐波同频的干扰信号功率谱，经过一定的转换后即可得到实际电流谱。

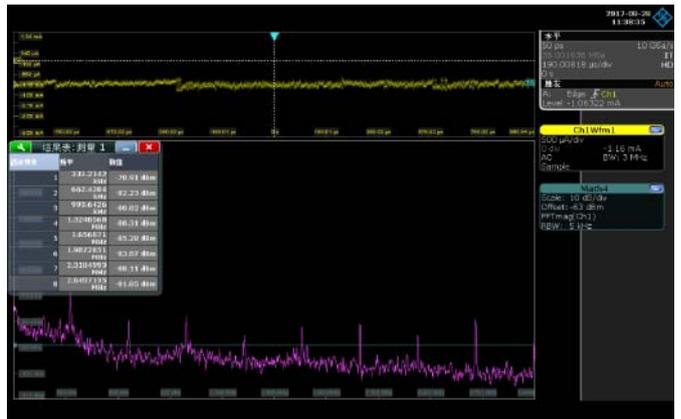


图3 DAC电源管脚干扰电流谱

由测得的干扰电流谱可以看出，DA转换芯片的电源管脚供电电流中夹杂着与解调方波各次谐波同频的干扰电流。根据相关检测检测原理，光纤陀螺仅对解调方波奇倍频处的干扰信号敏感，因此在后续的研究中需要将来自DA转换芯片干扰信号中与解调方波奇倍频同频的干扰抑制掉。

4 结束语

本文所使用的RT-ZC30电流探头测量方便,可以在不改变原有电路结构的基础上对干扰电流谱进行定量探测,试验重复性好,弥补了普通近场探头只能进行定性测量的缺点。通过对DA转换芯片电源管脚的干扰电流谱进行测量,可以看出干扰主要来自与陀螺解调方波各次谐波同频的信号。由此得到干扰源的干扰特性后可以有针对性地对特殊频率处的干扰进行抑制,从而提高光纤陀螺检测电路的抗干扰能力。

参考文献

- [1] Xiong Pan, Pengcheng Liu, Shaobo Zhang, et al. Novel compensation scheme for the modulation gain to suppress the quantization-induced bias in a fiber optic gyroscope [J]. Sensors 2017, 17, 823.
- [2] 金靖,张春熹等. 数字闭环光纤陀螺的调制串扰误差[J]. 航空学报,2007:28(05):1200-1205
- [3] 潘雄,张春熹等. 光纤陀螺“死区”测试分析与建模[J]. 光电工程,2008:35(05):61-65

作者简介

潘雄,男,湖北人,博士,高级工程师,研究方向为微弱信号检测、电路系统可靠性。Email:08768@buaa.edu.cn.

宋舒雯,女,山东人,硕士研究生,研究方向为电源完整性。Email:buaassw@buaa.edu.cn.

张少博,男,陕西人,博士研究生,研究方向为集成电路、电路抗干扰。Email:zhangshaobo@buaa.edu.cn.

王磊,男,山东人,硕士研究生,研究方向为信号完整性。Email:Wlei1987@buaa.edu.cn.

单节微带线定向耦合器分析与设计

王梓

(北京航空航天大学, 北京 100089)

【摘要】：本文简要分析了耦合微带线的特性并引入了单节耦合微带线 (SMDC) 的设计方法。基于这种方法，一种工作在300-1000 MHz的定向耦合器被设计并加工出来。加工时使用的板材是FR-4，其相对介电常数 $\epsilon_r=2.65$ 且介质基片厚度 $h=1$ mm。随后使用R&S公司的四通道矢量网络分析仪对该定向耦合器进行耦合度、隔离度和定向性的测试。测试的结果与HFSS 14.0仿真的结果接近。

【关键词】：定向耦合器；微带耦合线；实物与仿真；矢量网络分析仪

Analysis and Design of Single-Section Microstrip Directional Coupler

Wang Zi

Abstract: This paper presents a brief analysis of the coupled microstrip line and introduces the design method of the Single-Section Microstrip Directional Coupler (SMDC). Based on this method, a directional coupler which works from 300 to 1000MHz was designed and manufactured. FR-4 with dielectric permeability of $\epsilon_r=2.65$ and thickness of $h=1$ mm serves as substrate material. Using the vector network analyzer of R&S, the experimental characteristics were obtained, which coincided with simulation results with HFSS 14.0.

Key words: Directional coupler; Microstrip coupled line; physical simulation; vector network analyzer.

1 引言

定向耦合器是一种微波器件，它的功能是将微波信号按一定的比例进行功率分配。定向耦合器在微波技术中有着广泛的应用，如检测功率、频率和频谱；功率分配和功率合成；构成雷达天线的收发开关；同时它也是平衡混频器和测量电桥中的重要组成部分；还可以利用定向耦合器来测量反射系数和功率等。在微波网络分析仪、信号发生器中的功率装置、平衡放大器以及自动增益控制中都要应用定向耦合器。

本文着重于SMDC的必要理论分析和设计方法。针对微波测量的实际需要，本文设计了一种能工作在300-1000 MHz的定向耦合器，仿真结果较好，其定向性可达20 dB以上。而实物测试结果频带相对较窄，高频段时定向性有略微恶化，整体测试结果与仿真结果吻合较好。

2 SMDC设计原理与仿真

如果微带线完全置于某种介质中，从传输线的RLGC等效电路出发，可以得到奇偶模特性阻抗 Z_{0o} 、 Z_{0e} 、线间耦合度K和孤立单线特性阻抗 Z_0 之间的关系：

$$\begin{cases} Z_{0e} = Z_0(1 + K) \\ Z_{0o} = Z_0(1 - K) \end{cases}$$

上式说明了奇偶模特性参量是可以确实表明耦合微带线和耦合特性的。

利用计算机辅助计算微带线的尺寸，取介质基片高度 $h=0.782$ mm，导体带条厚度 $t=0.018$ mm，考虑到要求的工作频带为300-1000 MHz，取中心频率 $f_0=600$ MHz。计算得出耦合线间距离 $s=0.9342$ mm，导体带条宽度 $w=1.65$ mm，奇模激励等效介电常数 $\epsilon_{eo}=2.52$ ，偶模激励等效介电常数 $\epsilon_{ee}=2.91$ 。

为了近似求解耦合长度 l_0 ，则取平均等效介电常数

$$\bar{\epsilon}_e = \frac{\epsilon_{eo} + \epsilon_{ee}}{2} = 2.72$$

在单线条件下近似求得耦合长度

$$l_0 \approx \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_e}} = 75.79\text{mm}$$

经过HFSS 14.0仿真及优化后，最终的参数如表1所示，模型如图1所示

表1 参数表

变量	数值	单位	意义
b	1.16	mm	耦合线间距
l	85	mm	耦合段长度
w	2.2	mm	导体带宽度
a	0.37	mm	锯齿宽度
c	0.37	mm	锯齿高度
h	1.0	mm	介质片厚度
h_copper	0.018	mm	铜箔厚度
l_coaxial	7.0	mm	同轴线长度

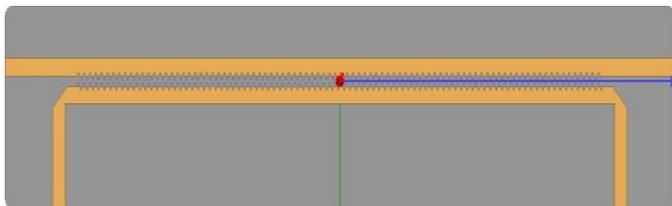


图1 仿真模型图

3 使用四通道矢量网络分析仪测试

在罗德与施瓦茨（中国）科技有限公司位于北京市朝阳区的开放实验室测试，测试现场如图2所示



图2 测试现场图

测试的结果如下图3所示

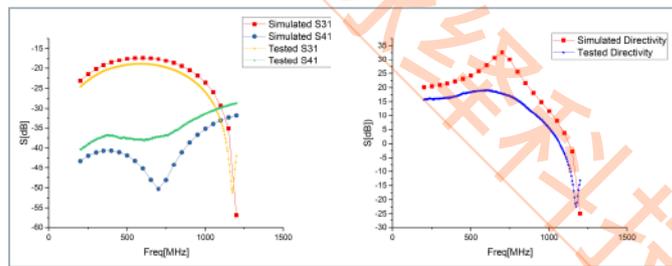


图3 测试结果

可以看出，除了在700 MHz处由于仿真设置问题偏差较大，其他频段测试与仿真结果都吻合较好。

4 结束语

本文对耦合微带线进行了理论分析，提出了单节耦合微带线定向耦合器的设计方法，并据此设计了工作频段在300-1000 MHz，耦合度约为20 dB的定向耦合器，仿真结果完全达到工程要求，而实物测试结果频带略微窄于仿真结果，仿真设置仍然有待改进。

参考文献

- [1] 全绍辉.微波技术基础[M].第一版.高等教育出版社, 2011.4
- [2] 清华大学《微带电路》编写组.微带电路[M].第一版.清华大学出版社, 2017.5
- [3] 徐兴福.HFSS射频仿真实例大全[M].第一版.电子工业出版社, 2015.5.
- [4] David M. Pozar.微波工程[M].第一版（原书第三版）.电子工业出版社, 2015.6
- [5] 周萌.带状线定向耦合器的分析与设计[D].西安电子科技大学, 2009.1
- [6] Alan Podell, Anzac Electronics.A High Directivity Microstrip Coupler Technique[A].G-MTT 1970 International Microwave Symposium[C]. IEEE, 1970.

作者简介

王梓，男，北京航空航天大学本科生，研究方向为天线与微波器件等。Email:zeromakerwz@foxmail.com

基于支持向量机的电路模块行为级建模与应用

陈爱新, 王莉, 赵越

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

【摘要】：本文提出了一种基于支持向量机（SVM）的电路模块行为级建模方法。将本建模方法应用于一调制电路模块，使用R&S公司的基带信号源AFQ100B和微波信号源SMF100A作为输入，采集多组数据训练模型，最终建立了误差满足工程需求的电路模块行为级模型。

【关键词】：支持向量机；行为级建模；AFQ100B；SMF100A

Abstract: This paper presents a behavioral modeling method of circuit modules based on support vector machines (SVM). This method is applied to a modulator circuit. With the vector signal source AFQ100B and signal generator SMF100A of R&S, multiple sets of data are collected and employed to build a behavioral model, which meets requirements of practical application.

Key words: Support Vector Machine; Behavioral Model; AFQ100B; SMF100A

1 引言

任何电子系统包含的设备和电路模块都由复杂的物理电路结构（如元件、芯片、PCB走线等）构成的，利用电磁兼容建模和仿真预测系统工作状态已成为电子设备开展电磁兼容性分析、设计及优化工作的重要方法。行为级建模是一种将目标定位在系统或电路模块外部的建模方法，是一种描述系统或电路模块输入输出特征的数学模型。这种方法将系统或电路模块封装在“黑匣子”中，并不关心其组成元器件的具体参数和功能，使对复杂的系统或者电路模块的建模成为了可能，提高了效率^[1]。

目前针对电路模块或者器件非线性建模方法有很多种，如：Volterra级数法、谐波平衡法和机器学习等。Volterra级数是一种由Taylor级数推广而来的泛函级数，主要针对弱非线性器件如放大器进行建模^[2]；谐波平衡法是一种通过快速傅里叶变换（FFT）将频域和时域结合起来的建模方法，主要针对强非线性器件，如混频器进行建模；机器学习则包含很多分支，如神经网络、支持向量机^[3]等。在针对电路模块进行建模时，由于测试数据量有限，选择支持向量机进行建模是一种非常有效的方法。

由于项目需要，本建模方法将应用于一具有正交差分输入端口的调制模块，R&S公司的基带信号源AFQ100B能够利用软件产生测试所需的各种信号，是非常理想的信号源。

2 建模结构概述

本设计的建模结构流程图如图1所示。对所需要建模的电路模块进行测试，通过改变电路的输入数据获取电路模块的输出数据。为了消除认为选择训练数据集和测试数据集对模型准确度的影响，以及随机选择训练数据集和测试数据集所带来的不确定性，采用交叉验证（K-CV）的方法选择训练数据集和测试数据集。将分组好的训练集和测试集数据进行归一化处理，同时利用K-CV方法对SVM模型训练参数进行优化，最终将完成归一化处理的测试数据应用于优化后的SVM模型进行模型训练，得到模型输出数据，并与实测数据进行对比，计算准确度。



图1 SVM建模具体步骤示意图

3 调制模块测试和建模

利用2中所述的建模方法，对调制模块进行行为级建模。调制模块输入端口包括本振 (LO)、基带 (I、 \bar{I} 、Q、 \bar{Q}) 共五个端口。利用R&S公司的AFQ100B提供调制模块基带端口输入信号，SMF100A提供本振端口输入信号，测试环境搭建如图二所示。

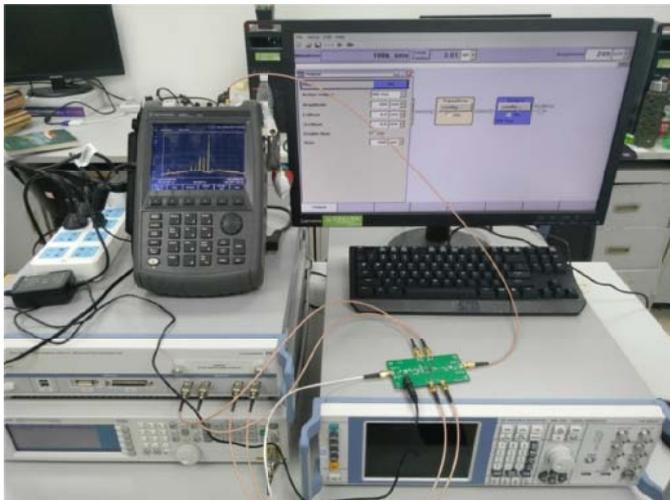


图2 基于R&S信号源的测试环境搭建

通过调节信号源的输出功率和频率完成255组数据的输出，将数据平均分成五组，每次取一组作为测试数据集，另外四组作为训练数据集。利用训练数据集对模型进行训练，最终计算模型输出结果与实测结果的误差，选择均方误差MSE为误差的度量标准。最终的模型误差如图3所示。可知模型的测试围内，MSE小于5.04，满足实际工程指标需求。

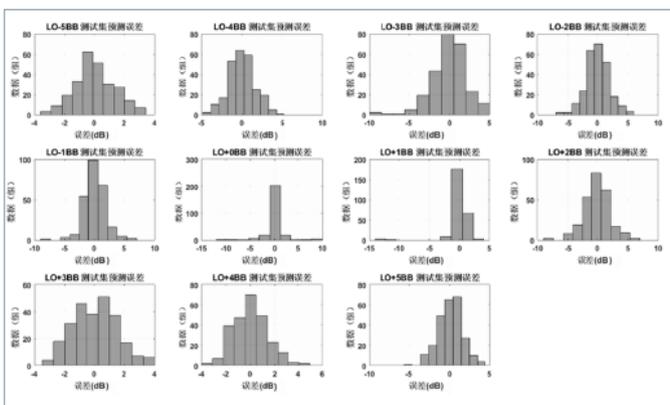


图3 基于SVM模型与测试数据的均方差

4 结论

本文基于项目需求，设计了一种基于支持向量机的电路行为级模型建模方法，使用R&S的基带信号源和微波信号源完成了建模数据的采集用于模型训练。最终将建模方法应用于项目调制模块，建模误差低于6 dB，符合实际工程需求。

参考文献

- [1] 苏东林. 系统级电磁兼容量化设计理论与方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 2015: 83-84
- [2] Silveira D D, Gilabert P L, Santos A B D, et al. Analysis of Variations of Volterra Series Models for RF Power Amplifiers[J]. IEEE Microwave & Wireless Components Letters, 2013, 23(8):442-444.
- [3] Boser B E, Sackinger E, Bromley J, et al. Hardware requirements for neural network pattern classifiers --- a case study and implementation[C]// IEEE Micro. 1992:32 - 40

电动汽车无线充电系统副边谐振补偿网络参数设计

吉 莉, 王丽芳, 廖承林, 李树凡
(中国科学院电工研究所, 北京 100190)

【摘要】：在电动汽车无线充电的过程中，恒流模式需要快速、稳定地切换到恒压模式以保障电池和电动汽车的安全，因此需要原、副边之间的无线通信及原边复杂的控制方法的介入。该文提出了一种仅在副边自动切换谐振补偿网络即可完成恒流充电模式向恒压充电模式的快速切换的方法，同时提出了补偿网络参数的设计方法以保证切换过程的快速和稳定。该文以LCC-LCC向LCC-S谐振补偿网络切换为例，对所提出的设计方法进行了分析和验证。实验表明，应用所提出的方法，能够保证切换过程平滑稳定，满足电动汽车充电的要求。

【关键词】：谐振补偿网络；LCC；电池充电

The Parameter Design Method at the Secondary Side in Electric Vehicle Wireless Charging Systems

Abstract: In the process of wireless charging for electric vehicles, constant current (CC) mode needs to be changed to constant voltage (CV) mode immediately and smoothly in order to ensure the safety of batteries. Which always need wireless communication between the primary side and the secondary side and the complex control method at the primary side. This paper proposed a method automatically and rapidly changed between the CC and CV mode by changing the resonant compensation network at the secondary side without communication and the complex control process. By an example of changing from LCC-LCC to LCC-S resonant compensation network, the proposed design methods are analyzed and verified. The experiment results show the process of changing from CC to CV mode is stable, which meet the requirement of battery charging.

Key words: Resonant Compensation Network; LCC; Battery Charging

1 研究背景

随着能源的短缺以及环境污染的加剧，电动汽车成了各国大力支持发展的新能源交通工具，而充电站的建设问题成了制约其推广发展的瓶颈。无线电能传输 (WPT) 技术采用原、副边分离的松耦合变压器实现，具有便捷、可靠等特点，在最近几年得到了迅速发展。采用WPT技术为电动汽车电池进行无线充电，通常包括两个阶段：恒流 (Constant Current, CC) 充电和恒压 (Constant Voltage, CV) 充电。在充电初期采用恒流模式，电池电压迅速增加。当电池电压达到充电切换电压时，采用恒压模式充电，充电电流逐渐减小到接近于零，充电完成。在电动汽车应用中，为了增加续航里程，电池通常由较多的单体成组构成，这一特性导致电池的整体特性受限于其中的单体特性，如果单体电池受损，则在充电过程中需要及时对损坏的电池单体进行电压保护而迅速进入恒压阶段。通常，WPT系统的恒流或者恒压输出的切换是通过在电路系统中引入闭环负反馈控制来实现，通常需要无线通信措施及原边复杂控制手段的介入，副边将相应的控制信

息反馈到原边，在原边电路逆变器前加入控制器调节输入电压、采用移相控制、改变系统工作频率点，或者改变补偿网络拓扑的方法达到与负载无关的恒压和恒流输出。不论在无线通信环节还是在原边的复杂控制环节均需要耗费时间而且高磁和复杂环境下无线通信具有不稳定的特性，这将可能导致通信中断而切换失败。因此，如何能够保证电动汽车无线充电的过程中恒流向恒压模式的快速、平滑切换，且不需要借助通信等外在手段，对于保护电动汽车的电池、增强电动汽车的安全性等方面具有重要的意义。

为了解决该问题，提出了一种免去副边与原边之间的通信及原边的复杂控制环节，通过在副边切换谐振补偿网络的方法实现输出恒流与恒压自动切换，同时提出一种保障副边切换补偿网络时电池电压不发生跳变的副边谐振网络参数的设计方法并对所提出的切换方法和参数设计方法进行了验证。

2 恒流/恒压输出原理及切换条件分析

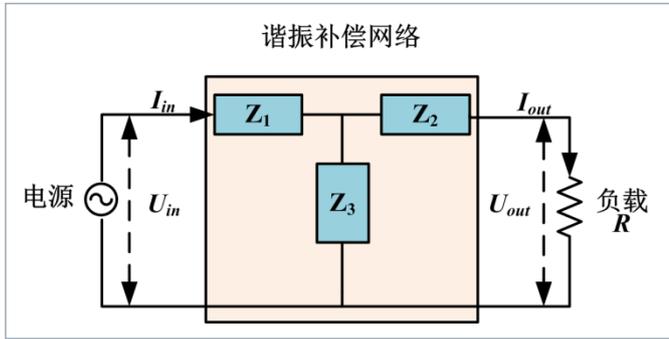


图1 基于电压源的无线电能传输系统等效电路结构

基于电压源的无线电能传输系统等效电路结构如图1所示。其中， U_{in} 为电源输入电压， I_{in} 为输入电流， I_{out} 为负载输出电流， U_{out} 为负载输出电压， Z_1 、 Z_2 和 Z_3 代表电感、电容、短路或开路。

根据电路理论，可以推导出负载侧输出为恒流或恒压时，参数 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 之间的耦合关系。由推导可知，满足以上条件的方案可以有多种。

所提出的副边切换系统在设计时还必须满足的约束条件包括

- 1) 作为副边电路， Z_1 为电感。
- 2) 恒流阶段和恒压阶段的角频率必须保持一致。
为了实现副边在免通信及不需要原边参与的条件下来完成充电模式的自动切换，则副边在恒流充电阶段和恒压充电阶段的系统谐振角频率必须保持一致。
- 3) 切换时刻，负载电压保持恒定。
由于电池的充电特性，电池充电电压不能发生剧烈的跳变。如果电压急剧减小，电池将不能进行充电，导致充电的失败；如果电压极具增加，将导致电池的过压充电，缩短电池的使用寿命甚至带来安全事故。因此，在切换时刻，必须保证电池充电电压的一致性。

根据前述的参数 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 之间的耦合关系，为了减少开关个数及尽量简化谐振补偿网络结构，以如图2所示的电路结构进行恒流模式向恒压模式自动切换。

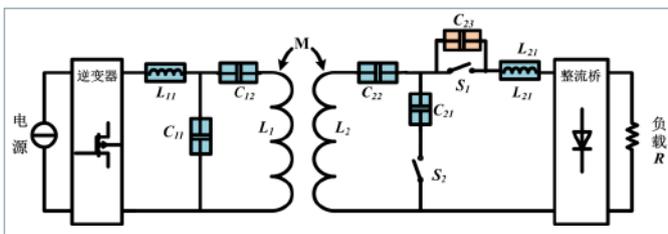


图2 无线充电系统结构图

其中原边的谐振补偿网络结构采用LCC结构， M 为线圈间的互感，副边的谐振补偿网络结构在恒流阶段采用LCC结构，在恒压阶段采用S结构，副边引入两个开关 S_1 、 S_2 和一个补充电容 C_{23} ，对副边的谐振补偿结构在LCC和串联谐振补偿两种结构之间进行切换。 ω 为系统工作角频率，线圈间的互感 M 在电动汽车停稳并开始充电的过程中保持不变。

原边的谐振补偿网络中 L_{11} 和 C_{11} 组合符合推导的恒流输出结构，即原边线圈输出的电流恒定，仅与互感和谐振角频率有关。根据电磁感应定律，此时，副边的感应电压保持恒定。副边在开关 S_1 和 S_2 均闭合时，副边的补偿结构为LCC结构，参数 C_{21} 、 C_{22} 和 L_{21} 符合推导的恒流输出结构，此时，负载的充电电流恒定。当开关 S_1 和 S_2 均打开时，副边的补偿结构为串联谐振补偿结构，当 L_2 、 C_{22} 、 C_{23} 和 L_{21} 谐振于系统角频率时，负载的充电电压保持恒定。根据前述的系统设计的三个约束条件，可以推导得到系统参数的设计条件。

3 实验验证

为了验证以上分析的正确性，搭建了一套恒流输出为8安培、恒压输出为340伏特的无线充电系统。系统输入电压为220 V，在充电的第一阶段，负载充电电流稳定在8 A左右，电压由最小300V 逐渐增加到最大340 V，电池等效电阻变化范围为 37.5Ω - 42.5Ω ，充电电流变化率为0.24%，基本保持恒定。充电的第二阶段，维持340 V恒压充电，电流由最大8 A逐步减小到最小电流，约为1.5 A，电池的等效电阻变化范围为 42.5Ω - 226.7Ω ，充电电压变化率为0.67%，基本保持恒定。当负载电压到达转换电压340 V时，由恒流充电模式向恒压充电模式进行切换，在切换前和切换后的负载电压分别为340.26 V和339.25 V，变化率为0.3%。可以看出，系统在恒流充电模式向恒压充电模式切换时，负载电压波动很小，如图3所示，其中示波器采用罗德与施瓦茨公司的RTO2014，该示波器测试带宽为1 GHz，具有4个测试通道，测试过程中使用此款设备，能够精准捕捉切换时刻电压和电流的跳变，试验结果表明采用所提出的设计方法能够保障电池的正常充电。

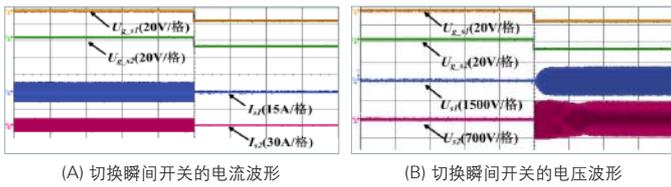


图3 切换瞬间开关 S_1 和 S_2 的电流和电压波形图



图4 罗德与施瓦茨公司的RTO2014

4 总结与展望

本文提出了基于副边自动切换恒流/恒压模式的谐振补偿网络的切换方案，并且针对切换时刻负载电压恒定的限定条件，提出了一种副边谐振补偿网络参数的设计方法；并以LCC-LCC向LCC-S谐振补偿网络的自动切换为例，对所提出的设计方法进行了验证。但是在恒流阶段、恒压阶段以及在恒流向恒压切换过程中，电压和电流均存在较小的波动，这种变化是由于没有考虑系统内阻以及所配置的电容、电感参数和理论计算值存在误差所致。为了保持负载电压的稳定性，在后续的工作中，将研究在副边加入DC-DC环节对恒流/恒压自动切换进行实时控制的设计方法，以进一步提高系统的鲁棒性。此外，目前实验还处于实验室的低压模拟环境，不能较好的反应实际电动汽车运行时的复杂工况，以后将继续深入工作，将该拓扑应用于电池充电的实际应用中，以增强实验验证。

参考文献

- [1] Li S Q, Mi C C. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 4-17.
- [2] Guo, C L, Chan, C C. Whole-system thinking, development control, key barriers and promotion mechanism for EV development[J]. Journal of modern power systems and clean energy, 2015, 3(2): 160-169.
- [3] Esteban B, Sid-Ahmed M, Kar N C. A Comparative Study of Power Supply Architectures in Wireless EV Charging Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6408-6422.
- [4] Chopra S, Bauer P. Driving Range Extension of EV With On-Road Contactless Power Transfer-A Case Study[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 329-338.
- [5] 黄学良, 王维, 谭林林. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究动态与应用展望[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 2-14.
- [6] 马泽宇, 姜久春, 文锋, 等. 用于储能系统的梯次利用锂电池组均衡策略设计 [J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 106-111.
- [7] 吕航, 刘承志, 尹栋, 等. 深海动力磷酸铁锂电池组均衡方案设计优化[J]. 电工技术学报, 2016(19): 232-239.
- [8] 赵争鸣, 刘方, 陈凯楠. 电动汽车无线充电技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 30-40.
- [9] 夏晨阳, 解光庆, 林克章, 等. 双LCL补偿ICPT系统双谐振点特性及最大输出功率研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5200-5209.
- [10] 孙跃, 张欢, 陶维, 等. 基于变结构模式的宽负载恒压感应耦合电能传输系统[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(5): 109-114.

作者简介

吉莉, 女, 博士, 中国科学院电工研究所, 高级工程师。研究方向为电动汽车无线充电及无线携能通信技术。发表SCI、EI检索论文20余篇, 申请受理、授权发明专利10余项。

基于R&S ZNB4和MATLAB的吸波材料电磁参数测试系统

李冬兵

(中国科学院大学/中国科学院高能物理研究所, 北京)

孟繁博、张沛

(中国科学院高能物理研究所, 北京)

【摘要】：材料的电磁参数是评估吸波材料性能的重要组成部分。本文采用传输反射法，即TR法，来测量吸波材料的介电常数和磁导率。利用矢量网络分析仪测量填充有被测样品的传输线的反射参数与传输参数，再将数据导入MATLAB程序中，便可计算出被测样品的电磁参数。本文介绍了利用R&S公司的四通道ZNB4矢量网络分析仪测量吸波材料的S参数，进而在MATLAB程序中通过Instrument Control Toolbox进行数据获取并计算出材料的电磁参数。

【关键词】：TR法；R&S ZNB4；MATLAB

Absorbing material measurement system using R&S ZNB4 network analyzer and MATLAB

Li Dongbing, Meng Fanbo and Zhang Pei

Abstract: Electromagnetic parameters of materials are an important part of evaluating the properties of absorbing materials. We adopt the transmission and reflection method, the TR method, to measure the dielectric constant and permeability of the absorbing material. In the measurement, a vector network analyzer was used to measure the reflection and transmission parameters of the fixture with sample installed. Then the data is analyzed by using MATLAB script to calculate the electromagnetic parameters of the sample. This article describes the use of R&S four-port ZNB 4 vector network analyzer to measure the transmission and reflection parameters of absorbing materials. The data is acquired from the VNA by using MATLAB Instrument Control Toolbox and the material's electromagnetic parameters are calculated.

Key words: TR method; R&S ZNB4; MATLAB

1 引言

随着材料科学及电磁兼容技术的发展，吸波材料的作用变得十分显著，因此，研究吸波材料电磁参数的测量技术也变得越来越重要。在对射频吸波材料性能的仿真计算中，介电常数和磁导率的测量对于合理选择材料、器件等方面都至关重要。

电磁参数的测量方法与被测材料的形态、色散特性及应用的频段等方面有关，目前国内外常用的测量方法有谐振腔法、自由空间法、开路终端同轴线法及传输线法等^[1]。其中，被广泛应用的是“传输/反射法”(Transmission/Reflection Coefficients，即散射参数)，简称TR法。因为它具有测量频带宽、测量精度高、适用于同轴和波导系统以及简单易操作等特点。

TR法是在1970年，由Nicolson、Ross与Weir等人提出的^[2, 3]，也被称为NRW传输/反射法。此方法是先将待测材料样品置于同轴线或矩形波导取样器中，再通过网络分析仪测量填充有被测介质的传输线的反射与传输响应，最后计算出被测材料的相对电导率 ϵ_r 和相对磁导率 μ_r 。本文作者使用R&S ZNB 4网络分析仪，将传输反射法测量吸波材料电磁参数和MATLAB结合起来，编写了一套测量系统，测量人员只需在MATLAB测量界面上按照指示进行操作便可得到待测样品的电磁参数。

2 传输反射法测量电磁参数的原理

首先将待测材料置于同轴线或矩形波导中，此时可等效为传输线以及互易、对称的二端口网络，通过测量传输线的反射及传输响应，即两端口的 S_{11} 和 S_{21} 参数，计算出被测材料的

相对电磁参数 ϵ_r 和 μ_r ，再由公式 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ 和 $\mu = \mu_0 \mu_r$ ，可计算得待测样品的电磁参数。假设将厚度为 d ，阻抗为 Z_s 的待测材料填充于特性阻抗为 50Ω 的圆形同轴线的内、外导体之间，如图1所示。

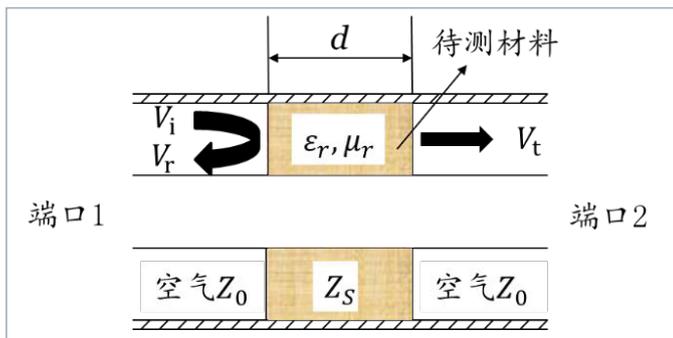


图1 传输反射法测量原理示意图

平面波由自由空间传播到无限厚度的介质表面时，会发生反射和透射，其中反射系数为 Γ ：

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} = \frac{Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} - Z_0}{Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} + Z_0} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} - 1}{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} + 1} \quad (1)$$

透射系数（即，传输系数）为 T ：

$$T = 1 + \Gamma \quad (2)$$

当介质为有限厚度时，电磁波在空气与介质的临界面上则会发生多次反射和透射现象；同时在穿越介质层时，能量会发生衰减和相移。矢量网络分析仪测得的反射系数 S_{11} 和传输系数 S_{21} 是电磁波经多次反射和透射叠加得到的。由电磁场基础理论得，两端口的S参数和反射系数 Γ 以及传输系数 T 之间的关系为^[4]：

$$S_{11}(\omega) = \frac{V_r}{V_i} = \frac{(1-T^2)\Gamma}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (3)$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{V_t}{V_i} = \frac{(1-\Gamma^2)T}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (4)$$

其中， V_i 、 V_r 和 V_t 分别为入射、反射以及透射波幅度，而传输系数 T 为：

$$T = \exp(-j\omega\sqrt{\mu^* \epsilon} \cdot d) \quad (5)$$

根据Nicolson算法，可以令：

$$\begin{aligned} V_1 &= S_{21} + S_{11} \\ V_2 &= S_{21} - S_{11} \end{aligned} \quad (6)$$

由公式(6)可得：

$$X = \frac{1-V_1 V_2}{V_1 - V_2} = \frac{1-(S_{21}^2 - S_{11}^2)}{2S_{11}} \quad (7)$$

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (|\Gamma| \leq 1) \quad (8)$$

$$T = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - V_1 \Gamma} \quad (9)$$

令

$$c_1 = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right)^2 = \frac{\mu_r}{\epsilon_r} \quad (10)$$

$$c_2 = -\left(\frac{c}{\omega d} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right)^2 = \mu_r \epsilon_r \quad (11)$$

则由以上公式可计算出待测样品的相对介电常数和相对磁导率：

$$\epsilon_r = \sqrt{\frac{c_2}{c_1}}, \quad \mu_r = \sqrt{c_1 c_2} \quad (12)$$

3 多通道矢量网络分析仪和MATLAB组成的测试系统

多通道矢量网络分析仪R&S ZNB4能采用扫频的方式显示出传输和反射参数曲线，频率测量范围为100 kHz到4.5 GHz。通过使用MATLAB Instrument Control Toolbox和R&S ZNB4通信，便可以在测试界面上设置矢量网络分析仪的各种参数以及实时显示出当前状态下测得的S参数。这套测量系统的测试流程如图2所示，测量共分为4步进行：1. 网络分析仪的线缆校准；2. 测试夹具的校准；3. 材料电磁传输反射特性的测量；4. 计算得到材料的电磁参数。图3为夹具校准步骤中R状态下测得的S参数曲线，图4是被测材料的S参数曲线，图5是计算得到的被测材料的电磁参数曲线图，其中 ϵ' 和 μ' 分别是电导率和磁导率的实部， ϵ'' 和 μ'' 分别是电导率和磁导率的虚部：

$$\epsilon = \epsilon' + j\epsilon'', \quad \mu = \mu' + j\mu'' \quad (13)$$



图2 测试流程图

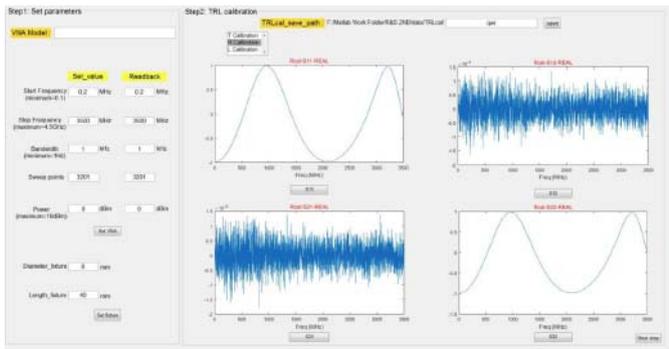


图3 夹具校准R状态下测得的S参数曲线

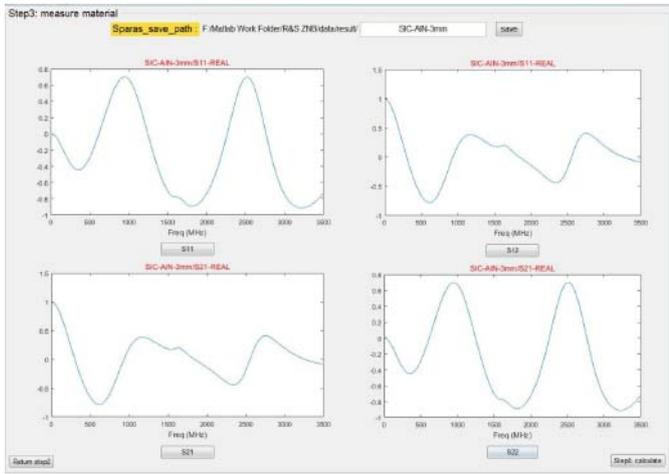


图4 被测样品的S参数曲线

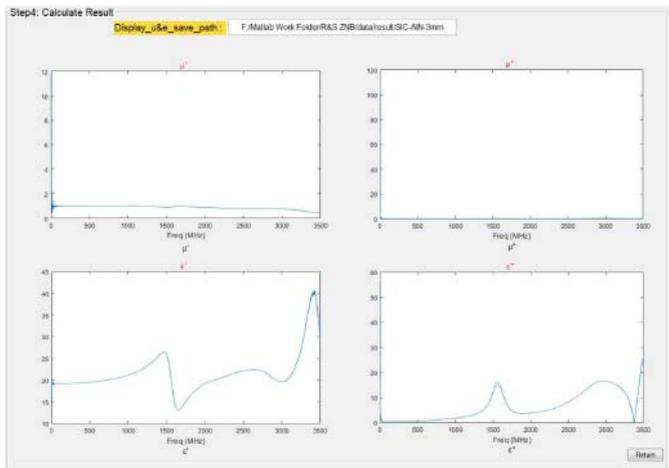


图5 被测样品的电磁参数

4 结束语

基于R&S ZNB4矢量网络分析仪和MATLAB程序的吸波材料测试系统具有测量精度高、仿真计算方便、操作简单等优点，是射频吸波材料吸收性能研究中的重要环节。本文给出了传输发射法测量吸波材料电磁参数的原理，以及多通道矢量网络分析仪的环境需求；最后给出了这套测试系统的测量流程以及编写的操作界面。通过直接在界面上操作，可以方便地设置网络分析仪的各种参数，实时显示出不同状态下测得的S参数，以及测得的在不同频率下吸波材料的电导率和磁导率曲线。

参考文献

- [1] 倪尔瑚.微波吸收材料特征参数的测量[J].微波学报, 1989, 14 :64 -74 [NI Erhu .The characteristic parameters measurement of microwave absorbers [J]. Journal of Microwaves, 1989, 14: 64 -74]
- [2] Nicolson A. M., Ross G. Measurement of the intrinsic Properties of materials by time domain techniques [J]. IEEE Transactions on Instrument and Measurement , 1970 , 19 (6) :377~382.
- [3] W. B. Weir. Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies [J]. Proceedings of the IEEE , 1974 , 62 (1) :33~36.
- [4] 景莘慧, 蒋全兴, 基于同轴线的传输/反射法测量射频材料的电磁参数[J], 宇航学报, 2005, 26(5): 630-634.
- [5] R&S ZNB/ZNBT User Manual.

作者简介

李冬兵, 女, 硕士研究生, 研究方向为数字低电平技术。
Email: lidongbing@ihep.ac.cn.

基于模拟预失真的光载无线链路线性化提升

张寓程, 陈世超, 刘亚豪, 邓磊

(华中科技大学光学与电子信息学院下一代互联网接入系统国家工程实验室, 湖北武汉 430074)

【摘要】: 本文主要研究了一种用于线性化直接调制光载无线系统的模拟预失真电路。该模拟预失真电路仅仅需要几个肖特基二极管和电阻电容, 结构简单, 带宽大(满足0-6 GHz), 而且线性化效果优良。本文利用罗德与施瓦茨公司的信号发生器(SMBV100A)与信号分析仪(FSV13)对自研的射频光收发模块的无杂散动态范围(SFDR)进行测量, 实验结果表明, 利用所提出的预失真方案可以将该模块的SFDR从 $93.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 提升到 $112.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ @2 GHz。

【关键词】: 光载无线通信(RoF); 模拟预失真电路; 无杂散动态范围(SFDR); SMBV100A; FSV13

Linearity Improvement Based on Predistortion Circuit for Radio Over Fiber System

Yucheng Zhang, Shichao Chen, Yahao Liu, Lei Deng

Abstract: A predistortion circuit(PDC) for directly modulated Radio over fiber(RoF) system is proposed. The main advantages of the proposed PDC based on several Schottky diodes, resistors and capacitors are simple configuration, broad bandwidth from dc to 6GHz and excellent distortion suppression. In this paper, the spurious-free dynamic range(SFDR) @2GHz of the optical transceiver which is designed by ourselves is measured with R&S advanced vector signal generator SMBV100A and signal analyzer FSV13. The experimental results show that by using the proposed PDC, the SFDR of the optical transceiver can be improved from $93.8\text{dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ to $112.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$.

Key words: Radio over Fiber(RoF); predistortion circuit; spurious-free dynamic range(SFDR); SMBV100A; FSV13.

1 引言

光载无线通信(RoF)兼具光纤通信大带宽的优点和无线通信便捷性的优势, 在人们对通信系统带宽和移动性有更高需求的今天, 自然而然成为了研究重点^{[1][2]}。相比于外调制RoF系统, 直接调制RoF具有结构简单, 成本低的优势, 因此受到了更多的关注。在直调RoF系统中, 由于DFB激光器, 电放大器等存在非线性的影响, 通信性能会受到很大影响。在产生的非线性失真中, 三阶(IMD3)尤为严重, 因为它不容易被滤波器滤掉。

为了抑制IMD3, 本文提出了一种基于肖特基二极管的模拟预失真电路。利用所提出的预失真方案可以将自研的射频光模块的无杂散动态范围(SFDR)从 $93.8 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ 提升到 $112.1 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ @2 GHz, 提升了18.3 dB。

2 理论分析

下图1是所提出的基于肖特基二极管的模拟预失真电路结构框图。该预失真电路由四个低压降的肖特基二极管(schottky barrier diode, SBD)组成。所选择SBD的型号是HSMS8202。这四个SBD分为两部分, 第一个和第二个SBD组成反向并联结构, 由驱动电压U1来驱动; 第三个和第四个SBD组成反向并联结构, 由驱动电压U2来驱动。为了抑制ROF链路IMD3, 预失真电路板只需要产生奇数阶的非线性分量, 因此, 两对SBD反向并联, 可以抵消SBD自身产生的偶数阶非线性分量。

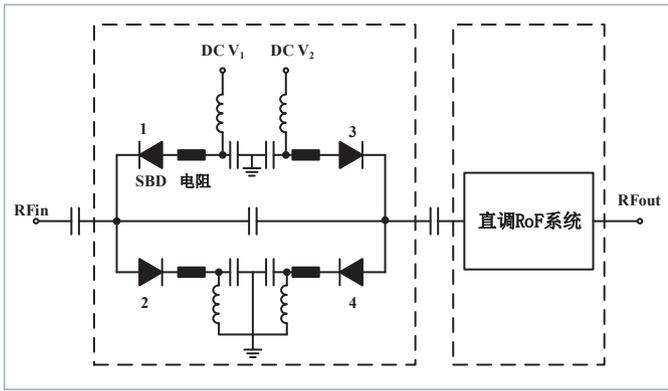


图1 设计预失真电路结构图

如图1在经过第一个和第二个SBD之后，输出信号 V_{RF1} 与射频输入信号 V_{RF} 可以表示成如下关系：

$$V_{RF1} = \beta_1 V_{in} + \beta_3 V_{in}^3 = f(U_1) V_{in} + h(U_1) V_{in}^3 \quad (1)$$

由于反向并联的推挽结构，SBD产生偶数阶非线性分量已经相互抵消。高阶非线性分量由于影响较小，也被省略。 β_1 和 β_3 均为 U_1 的函数。

同样地，PDC的第二部分（由第3个SBD和第4个SBD组成）的输出信号 V_{RF2} 可以表示成：

$$V_{RF2} = f(U_2) V_{RF1} + h(U_2) V_{RF1}^3 \quad (2)$$

其中 U_2 表示加载到这部分上的调节电压。在直调RoF系统中，输出信号可表示为：

$$V_{out} = \gamma_1 V_{RF2} + \gamma_2 V_{RF2}^2 + \gamma_3 V_{RF2}^3 \quad (3)$$

其中， $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ 为非线性因子。由式(1) (2) (3)可得：

$$V_{out} = \gamma_1 f(U_2) f(U_1) V_{in} + \gamma_2 f^2(U_2) f^2(U_1) V_{in}^2 + (\gamma_1 f(U_2) h(U_1) + \gamma_1 h(U_2) f^3(U_1) + \gamma_3 f^3(U_2) f^3(U_1)) V_{in}^3 \quad (4)$$

很明显，为了完全抑制IMD3，必须满足以下关系：

$$\gamma_1 f(U_2) h(U_1) + \gamma_1 h(U_2) f^3(U_1) + \gamma_3 f^3(U_2) f^3(U_1) = 0 \quad (5)$$

通过同时调节 U_1, U_2 两个电压，达到最大程度的IMD3的消除。

3 多通道矢量信号源信号环境模拟能力

测量所设计的预失真板对研制的射频光收发模块的线性度提升的实验装置如下图2，信号发生器是R&S公司的SMBV100A，信号分析仪是R&S公司的FSV。光纤链路是10 Km标准单模光纤。

测试步骤如下，设置矢量信号发生器输出双音信号，频率分别为1.999GHz和2.001GHz，信号功率从-7 dBm逐步增大到1 dBm，增大步长为1 dB。测量输出基频信号和失真信号的大小。光收发模块的噪声底限利用信号分析仪测得约为-140 dBm/Hz。下图3是2 GHz频点射频光收发模块的SFDR测试结果。黑色曲线代表研制的射频光收发模块的SFDR，红色曲线代表我们设计的预失真板级联自研的射频光收发模块的SFDR。可以看到，研制的射频光收发模块SFDR是93.8 dB·Hz^{2/3}。在经过我们设计的预失真板后，系统SFDR提升到了112.1 dB·Hz^{2/3}，提升了18.3 dB。

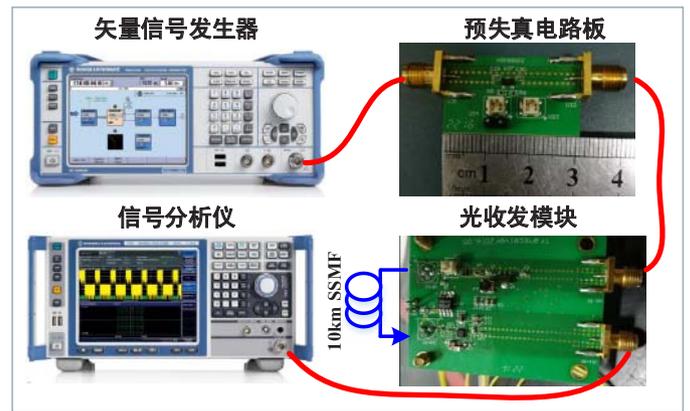


图2 研制的光收发模块的线性度测试图

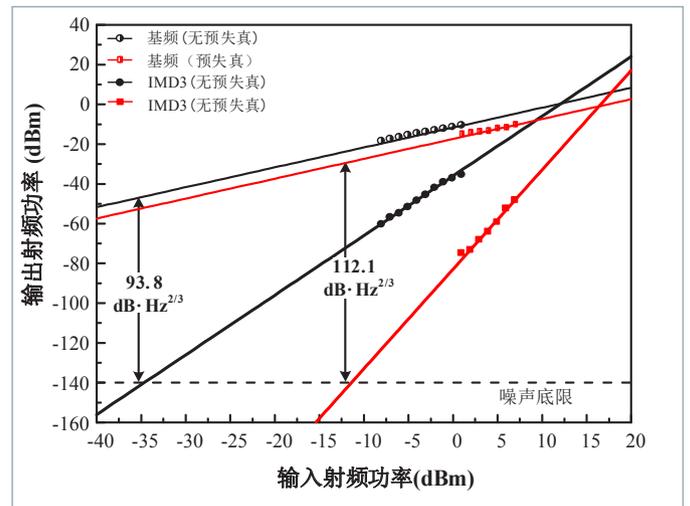


图3 2GHz频点的SFDR测试

4 结束语

本文提出了一种基于肖特基二极管的模拟预失真电路。该预失真电路在DC~6GHz带宽内具有更广的调节裕度。本文基于罗德与施瓦茨公司的信号发生器 (SMBV100A) 与信号分析仪 (FSV13) 对自研的光收发模块线性度进行了测试, 测试结果表明利用所提出的预失真方案, 模块的SFDR有了较大的提升。该预失真方案在未来5G通信的sub-6GHz频段的线性化提升中有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] Wake David, Anthony Nkansah, Nathan J. Gomes. Radio over fiber link design for next generation wireless systems. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(16): 2456~2464
- [2] Fabbri M, Faccin P. Radio over Fiber Technologies and Systems: New Opportunities. *International Conference on Transparent Optical Networks IEEE*, 2007. 230~233

作者简介

张寓程, 男, 湖北人, 硕士, 主要研究方向为RoF系统性能的优化。Email: 550825446@qq.com

邓磊, 男, 湖北人, 教授, 主要研究方向为高级调制技术在光载无线通信系统中的研究。Email: denglei_hust@mail.hust.edu.cn

基于微波源与矢量网络分析仪的量子比特的表征

王战

(中科院物理所, 北京 100190)

超导量子计算是目前最有希望实现量子计算机的方案之一, 超导量子比特是超导量子计算机的核心单元。量子比特的性能的好坏就直接影响量子计算的可操作性。所以对量子比特的基本参数的表征就非常重要。基于微波源与矢量网络分析仪的量子比特的表征, 有快速准确等优点。本文主要介绍其表征方法及实验。

1 超导量子比特测量原理

超导量子比特一般由无损耗的电路元件, 包括电容、电感和约瑟夫森结组成, 一个典型的电路结构如图1所示。通过调整各电路参数的相对大小, 可以设计出不同的哈密顿量, 从而形成不同的能级结构。超导量子比特也常常被称为“电路量子比特”或“超导人工原子”, 其第一激发态的能量一般远小于自然原子。通过合理的设计, 一般选择在微波(1~10 GHz)能量范围内, 以利用现有成熟的微波技术对量子态进行操控和读出。

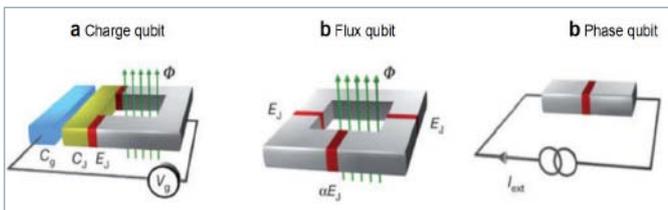


图1 几种量子比特电路示意图

具体的做法是通过电压源和微波源信号可以对量子比特的状态进行调控, 通过矢量网络分析仪测出携带比特信号的散射矩阵。

2 测量系统与测量线路

超导量子比特是一个很脆弱的量子系统, 要保持它的量子态对其进行操控并读取对试验的要求是很苛刻的。特别在对比特操作时, 对微波源, 矢量网络分析仪的最低噪声幅度以及信号幅值相位的稳定性要求很高。我们对上述参数的要求, 我们选择罗德与施瓦兹公司的微波源, 矢量网络分析仪等微波仪器。

超导量子比特特征能量尺度对应到光子频率为几个GHz, 而1K温度的热扰动对应约20 GHz, 这就是说要实现对超导量子比特的测量, 温度至少要在几十mK, 也就是极低温。我们使用稀释制冷机为样品提供低温。

如下图, 测量系统由室温区以及低温区组成。室温区主要是用于: 1比特状态的调控信号的产生(微波源以及电压源); 2比特状态读出信号的产生及采集(矢量网络分析仪)。低温区主要是负责信号的进一步处理(各种滤波器与衰减器的加入可以很好的降低外界噪声对量子比特的影响)及为量子芯片提供所需的低温环境。

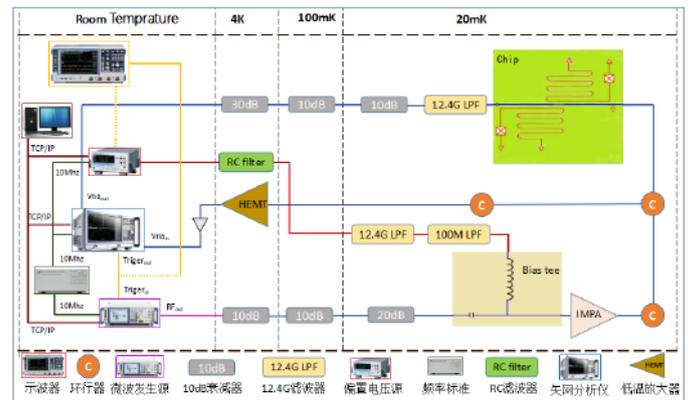


图2 量子比特表征线路图

频率标准用于为各个仪器提供外界统一的时钟信号, 因此可以进一步保证各个仪器之间的触发和相位的稳定。用矢量网络分析仪触发微波源产生信号, 可以保证量子比特各个状态的信号与采集的数据一一对应。示波器可以用来检查输出信号的正确性。为实现全部设置与功能的自动化, 把以上仪器可以通过TCP/IP协议连到一个主机上用程序控制全部一起实现自动设置与采集。

3 测量的实现与结果

测量的基本原理是: 设计比特芯片时, 让比特与测量需要的腔耦合。当比特状态改变时, 耦合腔的频率以及幅度都会改变。因此我们可以间接的测量耦合腔的变化来得到比特的变化。

量子比特的初步表征主要分为以下三个步骤。1: 不对比特调控, 扫网分的频率和功率, 可以得到图三(a)。当比特与耦合腔相互作用一定时, 高功率下光子数多, 相互作用的光子数占比很少此时腔的频率不会移动, 当功率越来越低时比特与腔的相互作用占比越来越大会出现使测量腔的频率发生移动。此图可以确定网分接下来测的时候最佳的测量功率与频率。2: 固定网分最佳测量功率, 通过电压源改变比特

的固有频率，会使比特与腔的耦合改变。用此方法得到比特的调制曲线，如图三 (b)。由此图可以进一步确定最佳的测量偏值范围以及最佳的测量频率。3: 确定了网分的最佳测量功率，频率以及电压源的最佳测量偏值，便可以进行扫比特谱了。改变微波源的频率和电压源的偏值便可得到图三 (a)。这便是比特的谱。从这个图上我们可以得到比特01能级，(1/2)02能级。并由此可以计算得到，其他比特参数。由这些参数可以和实验进行比较反馈。

经过计算得到： $f_{01}=6.025$ GHz, $1/2f_{02}=5.900$ GHz, 失谐250 MHz. $R_n=6500$ 欧, $C=85$ fF。至此，量子比特的初步表征完成了。对量子比特进行快速，准确的表征有利于促进比特的制备工艺水平的提高。

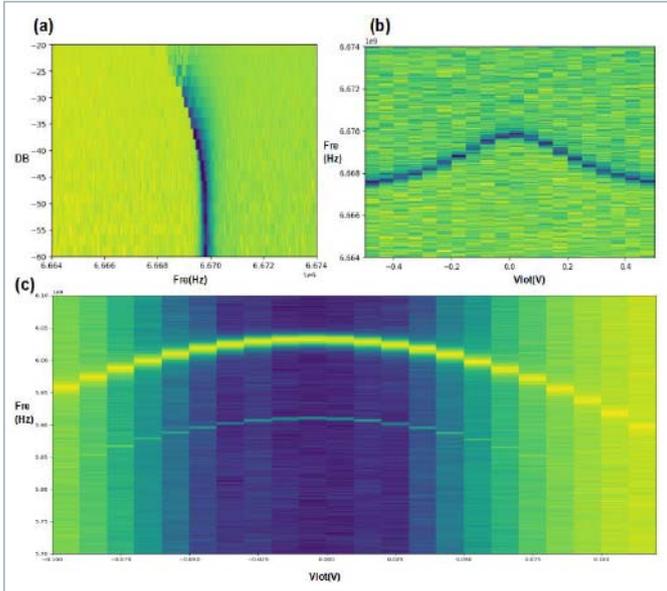


图3 对一个量子比特表征结果

一种可调节阻带的双陷波超宽带天线设计

李曼曼, 孙铭宇, 杨卓群

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

【摘要】: 本文提出了一种新型阻带可调的双陷波超宽带天线。通过在S型谐振结构的中心嵌入变容二极管, 实现了阻带中心频率可重构设计, 可以在宽带内实现窄带抑制。经过仿真验证, 加工, 最后利用R&S公司的ZVA50矢量网络分析仪测量天线S11参数, 从而验证其阻带可调特性。

【关键词】: 超宽带; 陷波; ZVA50; 变容二极管

A Novel Compact Adjustable Dual Notch-band UWB Antenna

Li Manman, Sun Mingyu, Yang Zhuoqun

Abstract: In this paper, a new type of dual band-notched UWB antenna with adjustable resistance band is proposed. By embedding the variode in the center of S-type resonant structure, the central frequency of the resistance band is regulated and narrowband suppression can be achieved in the wideband. After the simulating verification and processing, we finally use the R&S company's ZVA50 Vector Network Analyzer to measure the S11 parameter, thus verify its resistance band adjustable characteristic.

Key words: UWB; Notch-band; Variode; ZVA50

1 引言

超宽带(UWB)系统的设计和应用是无线通信领域激烈竞争的焦点, 尤其是在2002年美国联邦通信委员会FCC将3.1~10.6 GHz频段划归为超宽带的民用频段后, 关于超宽带天线的研究日益受到广泛的重视。超宽带天线的设计要求包括小型化、低成本、具备良好的辐射特性以及能够在超宽频带内实现阻抗匹配等。

然而超宽带系统所制定的频段范围覆盖了5.15~5.825 GHz的无线局域网(IEEE 802.11a WLAN)窄带系统频段与8.025~8.395 GHz的国际电联服务(ITU service)频段, 那么如何抑制超宽带系统与上述窄带系统间潜在的干扰, 即为超宽带天线设计中的重点与难点。一种简单而有效的方法是使超宽带天线在以上两个窄带系统的频段内呈现较大的反射系数, 即具有陷波功能。近年来, 已有不少的文献对具有陷波功能的宽带天线进行了研究, 如在天线中引入C型寄生单元, U型开槽结构等。本文提出了一种具有S型寄生单元^[1], 并通过在寄生单元的合适位置嵌入变容二极管以实现阻带可调节特性的超宽带天线。

为了验证该超宽带天线的频段范围与它的阻带可调节特性, 本文采用了R&S公司的ZVA50矢量网络分析仪来精准测量超宽带天线的S11参数。

2 阻带可调节天线设计

本文所提出的由微带线馈电的双陷波平面超宽带天线模型如图1(a)所示, 上层Vivaldi天线结构^[2], 位于一个介电常数为2.2, 厚度为1 mm的基板上。Vivaldi天线喇叭形开槽的起始端是一个圆形槽, 其半径为4.4 mm。在圆形槽后, 喇叭形开槽的开口逐渐从0.6 mm增加为末端的23 mm, 能够实现很好的超宽带特性。天线由下层的微带线进行馈电, 如图1(b)所示。微带线由3.4 mm×7 mm、1.5 mm×7.05 mm、2.6 mm×28.2 mm的三部分构成。在距微带线4.35 mm处设置一个S型谐振结构, 以提供两个不同频段的陷波。S型谐振结构的两臂通过中心处的一个变容二极管(MA2S372)连接, 结构如图2所示。该变容二极管的两端与直流馈线相连, 能够在电压2-25 V内实现电容从2pF到15pF的变化。通过控制直流偏压来改变二极管的电容值, 从而做到双阻带的可调节特性。天线实物加工图如图3所示。

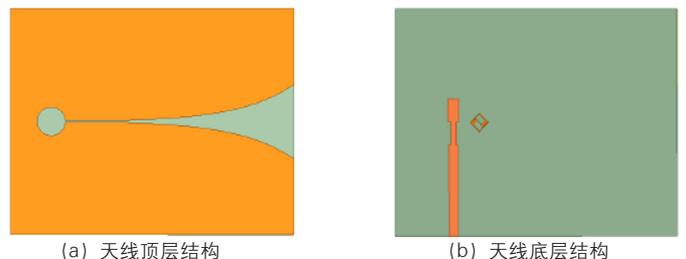


图1 天线结构图

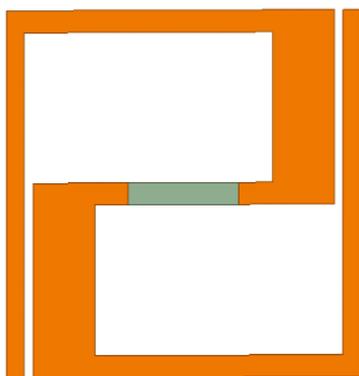


图2 S型谐振结构

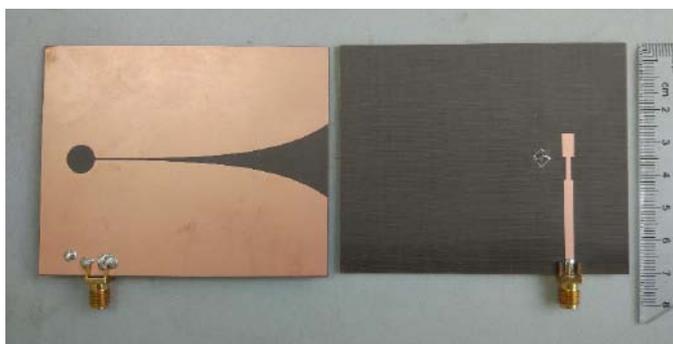


图3 天线实物加工图

3 仿真与测试结果

本文通过R&S公司的ZVA50矢量网络分析仪来测试不同电容值情况下天线的S11参数，以验证所设计天线的阻带可调性能。

通过控制直流偏压由25 V逐渐减小，使得变容二极管在2~8pF的范围内逐渐增大。在不同电容值下天线的S11参数仿真结果如图4所示。可以看出，当引入谐振结构后，天线在5.15~6.27 GHz与7.35~8.85 GHz两个频带的S11参数都显著的超过了-10 dB，即都出现了带阻，能够抑制无线局域网与国际电联服务对应频带对超宽带系统的干扰。并且随着电容值的改变，两个阻带的频点也不断变化，表现出显著的可调节特性。

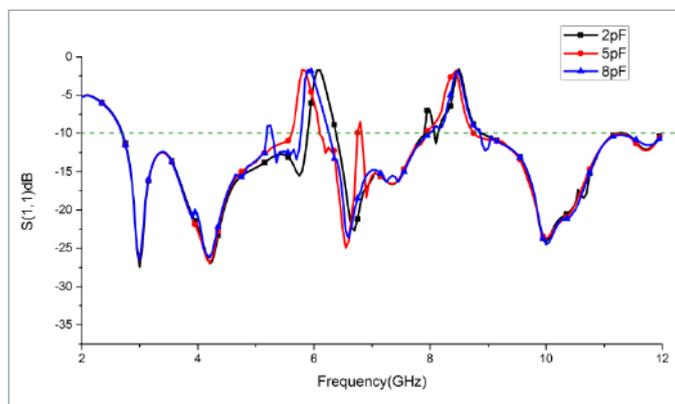


图4 加入S型谐振结构时，天线S(1,1)参数仿真结果

ZVA50矢量网络分析仪可测频率范围为10 MHz~50 GHz，因此能够满足本超宽带天线的测试要求。测量准备阶段，在矢量网络分析仪上输入测量频段，选择端口并进行校准，测试天线在变容二极管的电容值分别为2pF、5pF、8pF三种情况下的测试结果如图5所示。可以看出，测试结果较好的符合了仿真结果的趋势，验证了天线的阻带可调节特性。

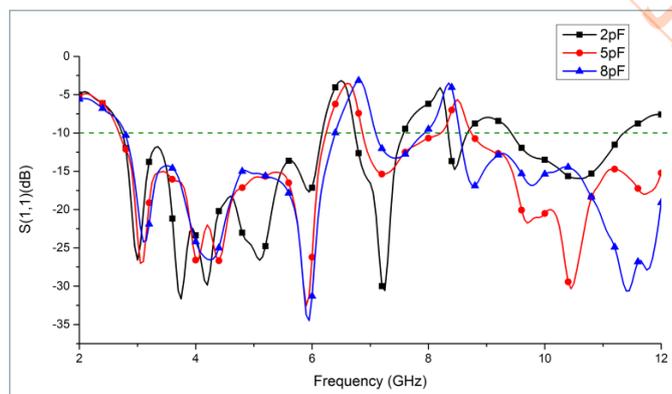


图5 加入S型谐振结构时，天线S(1,1)参数测量结果

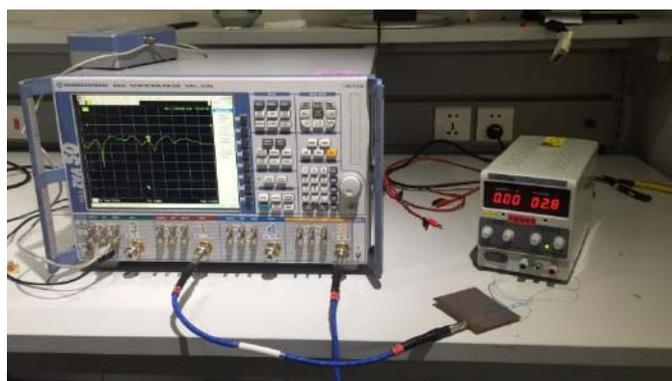


图6 实物测试图

4 结束语

本文设计了一种可调节阻带的双陷波超宽带天线，并通过仿真与实测，对该天线的阻带可调特性进行了验证。可以看出由于手工焊接以及变容二极管在高频电路中电容值存在偏差，导致实测结果的阻带峰值出现了一定程度的下降，但是仍可以看到随着变容二极管电容的变化，阻带较好的符合了理论上的变化趋势。ZVA50矢量网络分析仪所测频率范围宽，所测数据十分精准，能够很好的满足本文需求，在验证过程中起到了重要的作用。

参考文献

- [1] Han Z, Ma Z, Liu X, et al. Study of S-shaped structure in UWB antenna with dual-band notched characteristics[C]//Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES), 2017 International. IEEE, 2017: 1-2.
- [2] Zhu S, Liu H, Wen P, et al. A Compact Gain-Enhanced Vivaldi Antenna Array with Suppressed Mutual Coupling for 5G mmWave Application[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018.

作者简介

李曼曼，北京航空航天大学电子信息工程学院，硕士研究生，Email: Maymolee@buaa.edu.cn

孙铭宇，北京航空航天大学电子信息工程学院，硕士研究生，Email: Mingyu_sun@foxmail.com

杨卓群，北京航空航天大学电子信息工程学院，硕士研究生，Email: zq_young@163.com

基于功率谱估计的数字信号载频估计研究

王永志

(哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001)

【摘要】：信号载波频率估计是通信、雷达、声纳以及电子对抗等领域信号处理中的一个重要问题。将经典的载频估计算法—频率居中法与Welch功率谱估计算法相结合，提出一种改进的盲载频估计新算法。该算法无须信号的调制类别和定时信息即可实现信号的盲载频估计，在短波信道的仿真环境下，其低信噪比下的估计性能要优于频率居中法。本文介绍了几种经典的载频估计方法，并利用R&S公司的FSW26信号与频谱分析仪，测试不同调制方式的数字信号经发送设备传送到频谱仪时的载频，与发送设备设置的载频还有算法计算的载频进行比较。

【关键词】：数字信号；载波频率估计；FSW26

Research on Carrier Frequency Estimation of Digital Signal Based on Power Spectrum Estimation

Abstract: Signal carrier frequency estimation is an important issue in signal processing in fields such as communications, radar, sonar, and electronic countermeasures. Combining the classical carrier frequency estimation algorithm-frequency centering method and Welch power spectrum estimation algorithm, an improved blind carrier frequency estimation algorithm is proposed. The algorithm can realize the blind carrier frequency estimation of the signal without the modulation category and timing information of the signal. Under the simulation environment of the shortwave channel, the estimation performance under the low SNR is better than the frequency centering method. This paper introduces several classical carrier frequency estimation methods and uses the signal and spectrum analyzer of F&S26 of R&S Company to test the carrier frequency of the digital signals with different modulation modes when they are transmitted to the spectrum analyzer by the transmitting device, and the setting of the sending device. The carrier frequency is also compared with the carrier frequency calculated by the algorithm.

Key words: Digital signal; Carrier frequency estimation; FSW26.

1 引言

信号载波频率估计是通信、雷达、声纳以及电子对抗等领域信号处理中的一个重要问题，在以往的文献中，采取了很多方法对信号载频进行估计。文献^[1]证明了在加性高斯白噪声中，一个单频正弦信号的周期图在该频率处达到最大值。文献^[2]通过记录信号穿越零值点时刻，对形成的零交叉序列进行差分提取信号的瞬时频率，但该算法对噪声较为敏感。本文研究了文献^[3]提出的频率居中法的载频估计，结合Welch功率谱估计的方法，提出一种改进型的频率居中法。并在高斯信道下考察该算法的性能，仿真结果表明：改进后的方法具有更高的估计精度。

2 功率谱法估计原理

功率谱反映了信号功率随频率的变化关系，由于信号被噪声淹没在时域中难以进行有效的提取，因此使用功率谱估计对信号在频域上进行分析，相比时域分析能够大大减小噪声的影响。

频率居中法是一种基于信号频谱特征的估计算法。对接收信号的采样序列进行离散傅里叶变换，可以得到：

$$X(k) = DFT\{x(n)\} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j \frac{2\pi nk}{N}) \quad (2-1)$$

利用信号频谱中心点估计载波频率的公式如下：

$$\hat{f}_c = \frac{\sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} i |X(i)|^2}{\sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} |X(i)|^2} \cdot \frac{f_s}{N} \quad (2-2)$$

3 仿真结果与仪器测试

频率居中法只有对频谱对称性较高的信号，对于频谱不对称的信号则会产生较大的误差。图3.1所示为信号在30 dB与1 dB信噪比条件下频谱的对比，仿真实验条件为：符号率 $R_s=2000$ Sps，载频 $f_c=32$ KHz，采样频率 $f_s=8 \times f_c$ ，采样点数 $N_s=2048$ 。

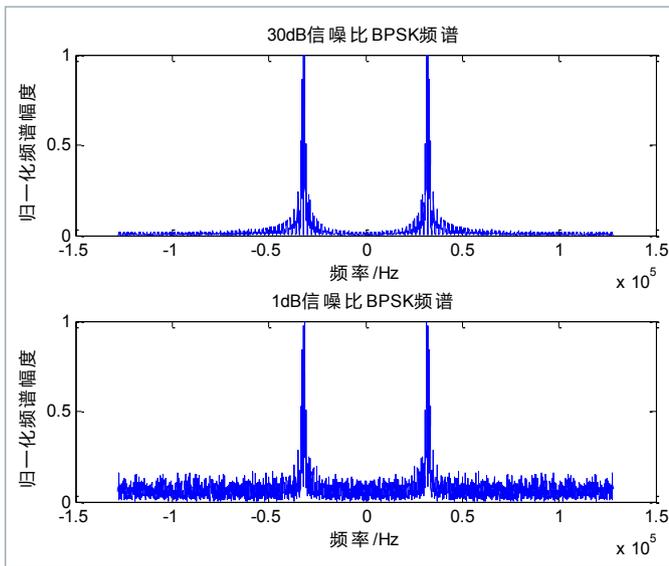


图3.1 BPSK信号30 dB和1 dB下频谱对比图

如图3.1所示，在低信噪比条件下信号频谱两端幅度有着明显增加，根据频率居中法公式得到的载频估计值将远大于真实值。解决该问题可以通过改进功率谱估计方法的平滑效果来改善这一状况。2PSK信号、2FSK信号的几种功率谱估计算法的结果对比如图3.2和图3.3所示，实验条件与图3.1对应实验一致， $SNR=5$ dB。

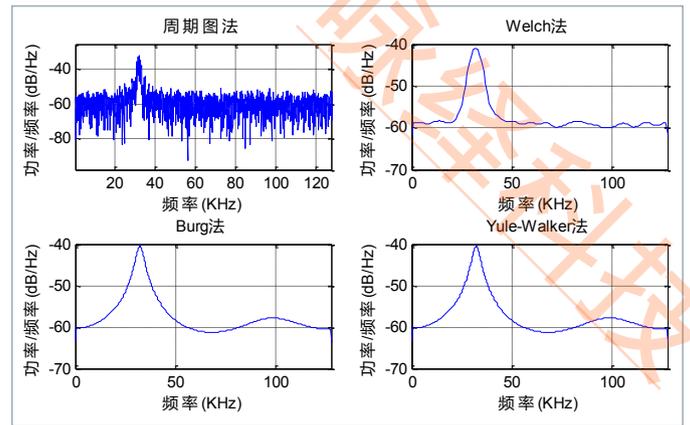


图3.2 BPSK信号几种经典功率谱估计对比

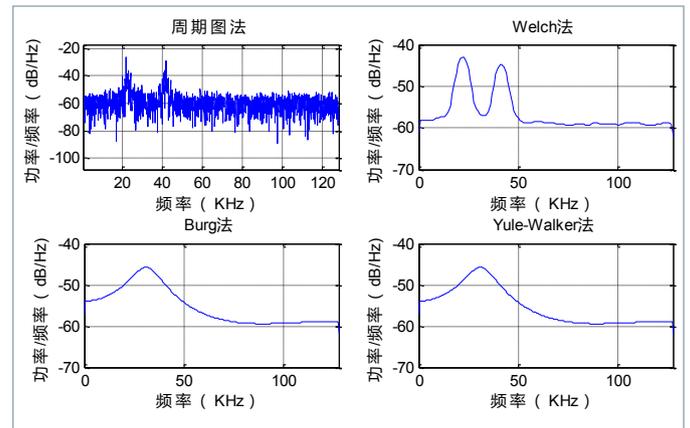


图3.3 2FSK信号几种经典功率谱估计对比

从上面两图通过对2FSK信号的仿真我们可以看出Welch法相比Burg法和Yule-Walker法能够更好地保留信号功率谱特征。

当使用发射设备将各种数字信号传送到FSW频谱仪时，可以看到估计出来的载频与设置的还有频谱仪测量的基本一致。下图为不同载频不同信号时，用FSW频谱仪测量得到的频谱图与载频信息。

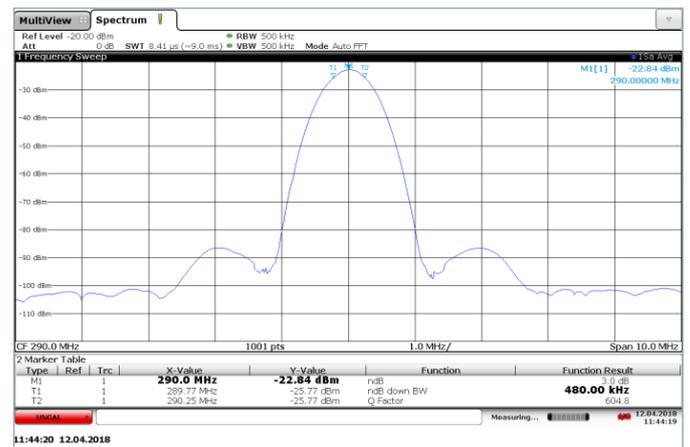


图3.4 载频为290 MHz，信号为BPSK信号时的测量频谱图

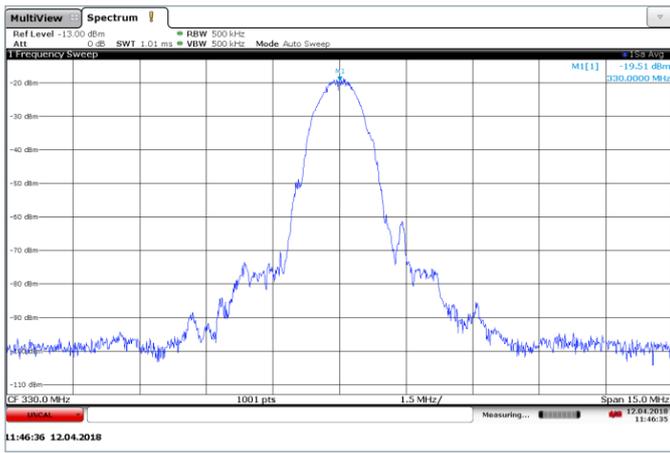


图3.5 载频为330 MHz，信号为16QAM信号时的测量频谱图

4 结束语

由仿真结果和FSW频谱仪实测结果可知，对于环境良好的信道，welch功率谱法和频率居中法联合使用时，载频估计结果很好。因此可以采用Welch功率谱估计方法与频率居中法结合起来改善低信噪比条件下的估计性能。

参考文献

- [1] Chun J, Sying J, Zhang R.TRUEStone recognition using extended segments[J].ACM Transactions on Asia Language Informationprocessing,2008,7(3).
- [2] Ferrer C, Tomes D, Hernandez_ diaz E.Contours in the evaluation of cycle-to-cycle pitch detection algorithms[C]// Proceedings of the 13th Iberoamerican Congress on Pattern Recognition, Sep 2008.
- [3] Li H, Dai B I, Lu W.A pitch detection algorithm based on AMDF and ACF[J].Digital Object Identifier, 2006 (1):14-19.

基于小波变换的数字信号符号率估计

曹婷婷

(中国 哈尔滨工程大学, 哈尔滨 150001)

【摘要】：随着通信技术的飞速发展，非协作通信应用的领域越来越广泛，尤其是在电子对抗领域。非协作接收方想要对信号中的信息进行有效的截获，必须在已知信息极少的条件下提取出信号的相关特征，利用这些特征估计出相关特征参数。在非协作通信模式中对符号率的正确估计是通信建立的关键。本文提出了Mexihat小波变换方法解决了传统小波方案中Haar小波不适用于经过成型滤波的信号缺陷，过程中应用R&S公司的频谱分析仪测量信号频谱中尖峰的间距。

【关键词】：符号率估计；Haar小波变换；Mexihat小波变换

Research of Symbol Rate Estimation Based on Wavelet Transform

Cao Tingting

Abstract: With the rapid development of communication technology, non-cooperative communication is used more widely, especially in the field of electronic countermeasures. The relevant properties should be extracted under the condition of a litter information if non-cooperative receiver hope to effectively intercept information of signals, and calculating relevant characteristic parameters. The accuracy of symbol rate in non-cooperative communication pattern hold the key to building communication. The improved Mexihat wavelet transform method is proposed to overcome the defects of Hara wavelet transform method which is not suitable for signals after shaping filter, expanding available range of wavelet transform scheme, and applying spectrum analyzer produced by R&S company to measure peak distance of signals.

Key words: Symbol rate estimation ; Haar wavelet transform; Mexihat wavelet transform.

1 引言

通信信号的符号速率估计对于信号解调有着极其重要的作用，常见的符号率估计方法有基于包络谱的方法、基于循环谱的方法、延迟自相关以及基于小波变换的方法等。本文主要研究基于小波变换的方法估计符号率。

H.S.Lee和B.S.Koh等人提出了基于信号包络谱特征的信号符号率估计方法，这种方法计算量小，但是包络特征在低信噪比条件下性能恶化严重。1992年至1994年之间，W.A.Gardner等人提出了基于循环相关的方法，能够有效提取循环平稳信号的符号率，但是算法复杂度高，计算量大，极大限制了算法的可实现性。包络谱法和延迟自相关法计算量小，但是抗噪性能和估计精度不高。Y.T.Chan等利用Haar小波变换估计理想中频MPSK信号的符号率。由于小波变换的方法实时性不高，存在尺度选择的问题，本文采用Mexihat小波对其进行改进。

2 小波变换与改进方法

小波是一种比较特殊的波形，其特征可以概括为小区域、长度有限、均值是0。小波分析是时频分析中应用非常广泛的一种，能够实现高频处时间细分，低频处频率细分的功能。

吕新正等人提出利用小波变换符号率估计方法识别模拟调制和数字调制的方法，利用数字调制信号在经过两次小波变换后，在频域内能够得到反映符号率大小的等间距分布的尖峰的特性。然而两次连续Haar小波变换运算量大，抗噪声性能较差，并且存在尺度选择困难的问题，由于数字基带信号带宽无限，而现实生活中使用的信号大多为带限信号，因此需要对基带信号进行成型滤波，常用的成型滤波器为根升滚降余弦滤波器。

在信号经过根升滚降成型滤波器后，小波变换后频谱图中等距分布的尖峰特征消失了，Haar小波检测跳变信息来估计符号率的特性不再适用，所以本文提出用Mexihat小波代替Haar小波以解决这一问题。Mexihat小波函数具有良好的时

域和频域局部化特性，对信号中的突变部分具有良好的检测能力，能突出信号中包含信息的特征点，Mexihat小波相比基函数为不连续微分函数的Haar小波，更适用于数字调制信号跳变信息的获取。

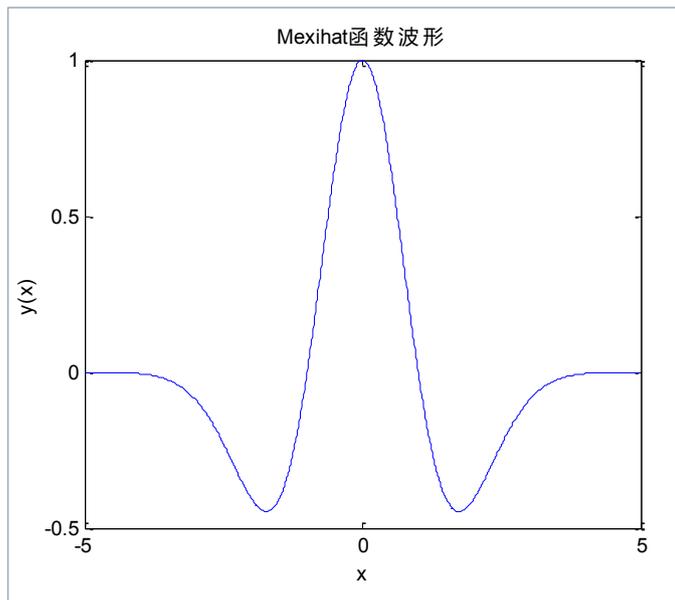


图1 Mexihat小波函数

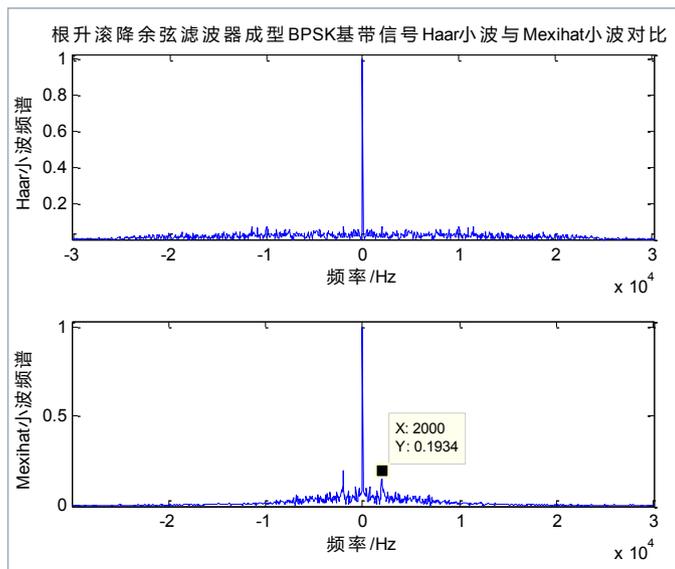


图2 根升滚降余弦滤波器成型BPSK基带信号小波对比

由图2可以看出，对于根升滚降余弦滤波器成型的BPSK基带信号，Haar小波模值序列的频谱不能呈现反映符号率的谱线特征，而Mexihat小波在符号率位置出现谱线，仍能有效进行符号率估计。因此Mexihat小波可以代替Haar小波应用在基带信号小波变换方案中以解决成型滤波的问题。

3 信号频谱分析仪

信号与频谱分析仪（例如R&S FSW26）是一种测试测量设备，主要用于信号的频域分析，包括测量信号的功率，频率，失真等。在本实验中利用R&S的FSW26频谱分析仪观测经小波变换后的信号频谱的尖峰间距。通过观测尖峰间距，得到估计的符号率。尖峰间距 d 与符号率 R_s 之间的关系为：

$$R_s = \frac{d}{N_s} \cdot f_s$$

式中 N_s 为傅里叶变换点数， f_s 为采样频率，由于 N_s 和 f_s 为固定值，所以 R_s 和 d 呈线性关系。

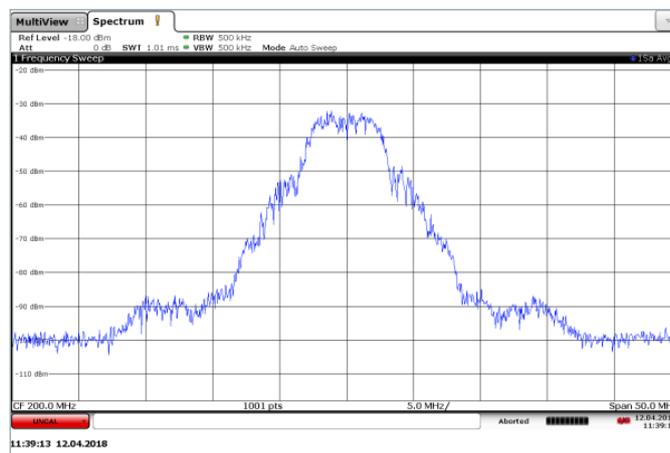


图3 经过Haar小波变换的BPSK信号实测频谱图

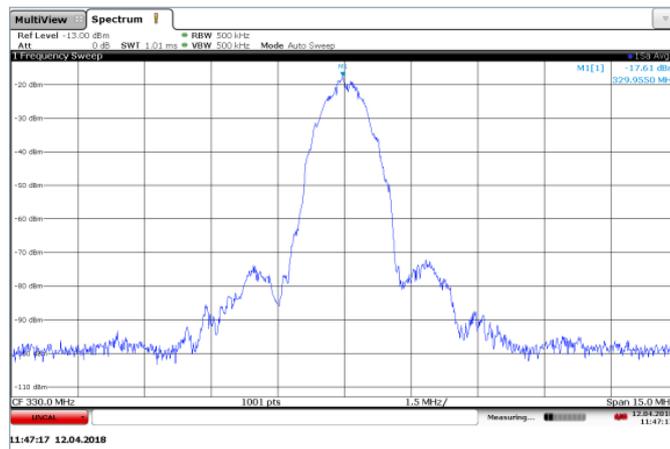


图4 经过Mexihat小波变换的BPSK信号实测频谱图

上面两个图是用信号频谱分析仪观察的BPSK信号经过小波变换的频谱图，由图中可以观察到Mexihat小波比Haar小波的效果更好，可以观测到尖峰更明显，验证了改进方法的有效性。

4 结束语

本文主要利用改进后的Mexihat小波变换进行符号率的估计，仿真验证了方案的可行性。过程中应用到了R&S公司的频谱分析仪，来观察信号经过小波变换后的频谱的尖峰之间的距离，验证了该方法的准确性，起到了很重要的作用。

参考文献

- [1] Chan Y T, Plews J W, Ho K C. Symbol rate estimation by the wavelet transform[C] Circuits and Systems, 1997. ISCAS '97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on. IEEE, 1997:177-180 vol.1.
- [2] Koh B S, Lee H S. Detection of symbol rate of unknown digital communication signals[J]. Electronics Letters, 1993, 29(3):278-279.
- [3] 纪勇, 徐佩霞. 基于小波变换的数字信号符号率估计[J]. 电路与孙梅, 韩力. 基于小波变换的移相键控信号符号速率估计[J]. 北京理工大学学报, 2003, 23(3):378-380.
- [4] 孙梅, 韩力. 基于小波变换的移相键控信号符号速率估计[J]. 北京理工大学学报, 2003, 23(3):378-380.
- [5] 刘鹭航, 周云生. 基于循环谱的相位编码信号调制参数估计[J]. 遥测遥控, 2009, 30(3).
- [6] 罗德与施瓦茨公司基于FSW信号与频谱分析仪率先发布5G新空口分析固件[J].世界电子元器件,2018(02):4.

作者简介

曹婷婷，女，黑龙江人，硕士，研究方向为信号的行为预测，中心频点预测等。Email:caotingting3@163.com.

基于深度学习的频谱异常检测系统设计

牛冠群

(哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001)

【摘要】：频谱异常检测问题是无线电频谱管理的重要内容之一。本文针对无线电频谱异常检测问题，结合深度学习算法，设计了一种基于深度学习的无线电频谱异常检测系统，并对该系统的频谱异常检测效果进行了仿真分析以及实验验证。实验验证过程中，该系统利用R&S公司的频谱仪实时监测接收信号的状态，实验结果表明该系统具有良好的异常检测效能。

【关键词】：异常检测；深度学习；特征提取

Performance Test of Spectrum Anomaly Detection System Based on Deep Learning

Niu guanqun

Abstract: Spectrum anomaly detection is one of the main contents of radio spectrum management. In this paper, a radio spectrum anomaly detection system is designed based on deep learning and tested by simulation and experiment. This spectrum anomaly detection system uses spectrometer produced by R&S company to make a real-time signal monitoring. The results show that the system has an excellent anomaly detection performance.

Key words: Abnormal Detection; Deep Learning; Feature Extraction

1 引言

作为频谱管理的主要内容之一，频谱异常检测的主要工作是根据目标频谱以往的正常运行状态，判断当前监测频谱是否存在不寻常的状态^[1]。随着现代城市的电磁频谱越来越密集、监测数据量越来越大、监测数据复杂度越来越高，频谱状态往往存在很强的随机性、突发性，传统的无线电频谱异常检测方法越来越难以满足当前频谱异常检测的需求^[2]。深度学习作为近年来的热点研究内容之一，以一种无监督的机器学习模式在提取数据特征与数据规则以及异常检测方面有巨大的优势，为无线电频谱异常检测提供了一种新的研究思路。

2 基于深度学习的频谱异常检测系统设计

本文选取深度学习分支下的自编码器进行模型构建，自编码器的训练过程可分为以下三步：首先，给定无标签数据，用非监督学习去学习特征；然后，编码器提取特征，逐层训练；最后，有监督微调。图1给出了本系统使用的双层自编码器联合结构图。

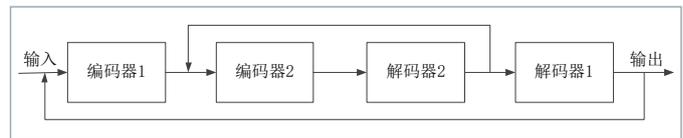


图1 双层自编码器联合结构图

在此基础上，系统的数据处理过程如下：

- (1) 用大量正常频谱数据充分训练自编码器；
- (2) 将实时监测的频谱数据作为测试样本，实时监测频谱是否存在异常；
- (3) 对于每一个测试样本的重构数据，由其初始值与重构值，计算其相应的重构误差，设定阈值，当重构误差值小于阈值时判定为测试样本正常，当重构误差值大于阈值时判定为测试样本异常。下面分别给出了每组样本的功率、功率谱以及重构误差值的计算方法

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |X_T(\omega)|^2 d\omega$$

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |X_T(\omega)|^2$$

$$L(x, y) = \sum_{i=1}^n |y - x|^2$$

3 仿真分析与实验验证

在仿真部分，笔者使用USRP采集了广播频段98.5 MHz-101.5 MHz的1000组数据作为训练样本，该频段频谱如图2。在该频段混叠异常信号，测试混叠有250组异常信号样本的500组测试样本，异常信号功率谱如图3所示。以ROC曲线作为主要评价指标，笔者仿真分析了该系统的异常检测效能，如图4所示，图5给出了在相同测试条件下的传统频谱异常检测方法测试结果的ROC曲线。由图4与图5对比可知，基于深度学习的频谱异常检测系统异常检测概率更高、虚警/漏警概率更低，异常检测性能更加优良。

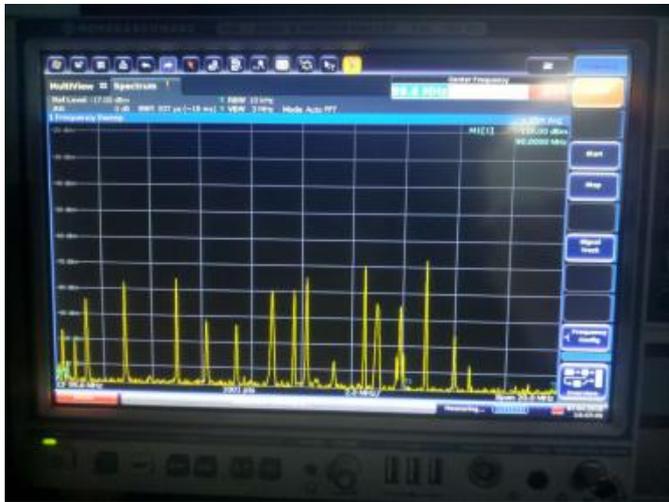


图2 频谱仪所示仿真源数据频段

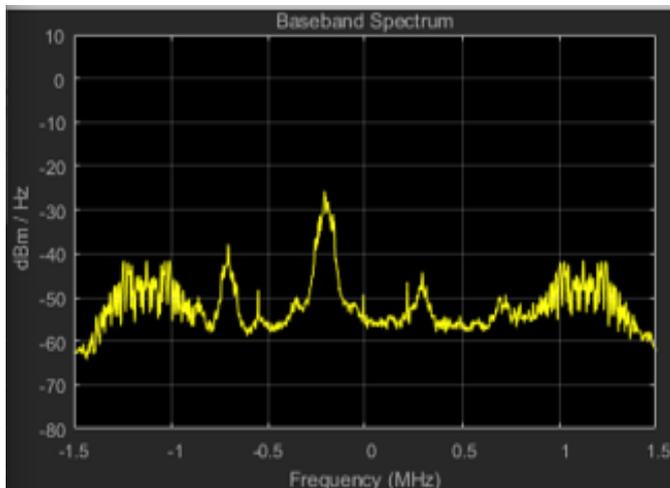


图3 异常信号功率谱图

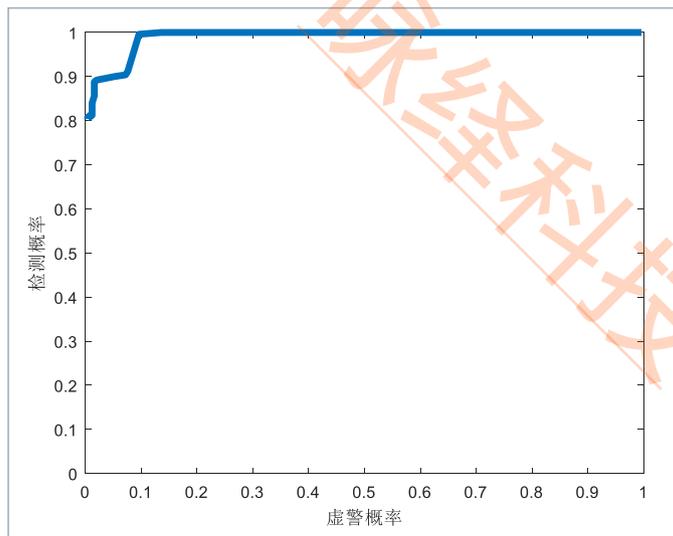


图4 本系统异常检测ROC曲线

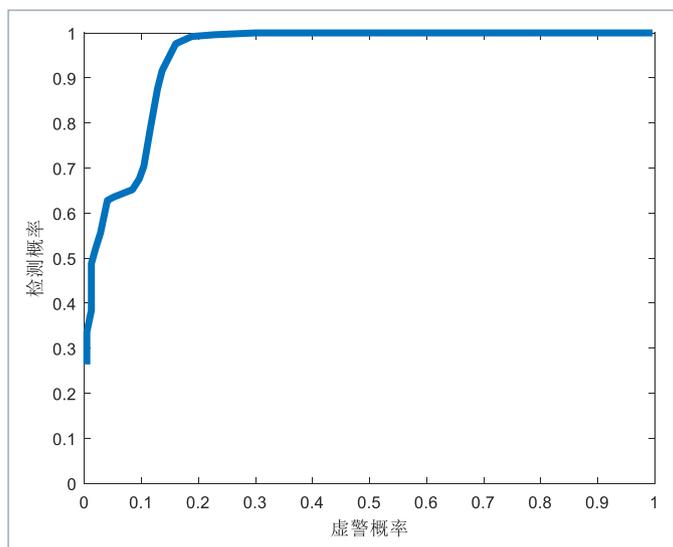


图5 传统方法异常检测ROC曲线

搭建实验环境，如图9所示，对以中心频率420 MHz，VBW3 MHz，RBW10 kHz的无线电信号进行实时监控，人为发射干扰信号，如图6所示，系统可在0-2 s内发现频谱异常。图7与图8为频谱异常出现前后，系统监测界面现象对比图，由反馈结果知，系统对异常频谱的灵敏度高、速度快，系统实时异常检测效果优良。



图6 频谱仪所示实验监测频谱



图9 基于深度学习的频谱异常检测系统实物图

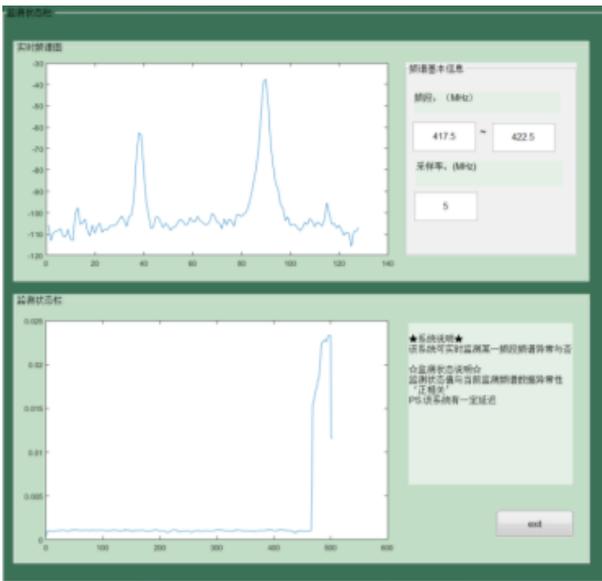


图7 异常出现时系统状态图

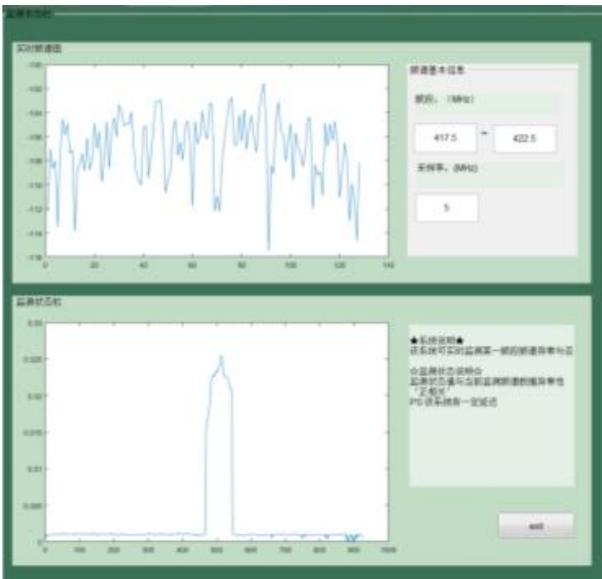


图8 异常消失后系统状态图

4 结束语

本文设计了一种基于深度学习的频谱异常检测系统，为有效评估在复杂电磁环境下该系统的异常检测性能，笔者利用R&S公司的频谱仪对监控频段进行实时监测，通过分析频谱仪所示监测结果与监测系统反馈结果，有效证明了系统良好的异常检测性能。对异常检测性能的评价，主要以异常检测概率、虚警概率以及漏警概率（ROC曲线）作为评价指标，测试结果表明本系统对异常频谱的检测灵敏度高、检测速度快、检测效果优良。此外，在有效检测出异常频谱信息的同时，相对于传统频谱异常检测系统，本系统改善了对外部干扰环境的适应性和鲁棒性，使得系统性能比传统频谱异常检测系统更加优良。

参考文献

- [1] 杨吉辉, 马德凯, 刘伟. 无线电频谱监测关键技术研究[J]. 信息通信, 2016,14(01):32.
- [2] 周鸿顺. 频谱监测手册[M]. 北京:人民邮电出版社, 2006.

作者简介

牛冠群, 女, 河南人, 在读硕士, 研究方向为宽带数字通信, 通信信号处理, 宽带智能通信系统, 自适应无线电等。
Email:suoweiniannian@163.com.

基于矢量拟合方法的滤波器建模分析

叶昌阳, 王珺珺

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

【摘要】：本文提出了一种基于矢量拟合(vector fitting)方法的分段建模方法用于滤波器建模。该方法利用建模误差进行频段划分从而解决了矢量拟合方法对变化剧烈的数据建模时出现的大误差问题。本文通过对比采用ZVA50 矢量网络分析仪测量的低通和带通滤波器的S参数和建模得到的S参数验证了方法的准确性。

【关键词】：矢量拟合(VF)；滤波器；分段建模

Analysis of Filter Modeling Based on Vector Fitting

Changyang Ye, Junjun Wang

Abstract: In this paper, a segmental modeling method based on vector fitting is proposed for the modeling of microwave filters. This method uses the modeling error to divide the frequency band and solves the problem of large error in model built for intense float data using vector fitting. The core of the method is to use the previous modeling error to divide the frequency band. The accuracy of the proposed method is verified by the comparison of the S parameters tested by the ZVA50 vector network analyzer and model results of the low-pass and band-pass filters.

Key words: Vector Fitting; microwave filter; segmental modeling

1 引言

滤波器作为最常用的微波器件之一，被广泛应用于各类接收机前端电路，且现代通信系统对于滤波器的各项指标要求越来越严格，使得人工调试滤波器费时费力，同时由于计算机技术的快速发展，利用计算机进行滤波器辅助调试是一种必然趋势。

矢量拟合方法最初由B.Gustavsen提出用于拟合系统的频域响应^[1]，该方法分为极点辨识和留数辨识两步，最终结果是极点-留数形式的响应函数。由于矢量拟合方法是在复数域对于采样数据进行拟合，所计算出的极点满足系统稳定条件，且模型误差较小，故该方法常被用来提取滤波器的特性参数^[2]。

为了验证矢量拟合方法对滤波器建模的准确性，需要对低通和带通滤波器的S参数进行测试。本文采用R&S公司的ZVA50矢量网络分析仪来精确测量低通和带通滤波器的S参数。

2 矢量拟合方法和分段建模方法

线性器件的频域响应可以近似为如下极点-留数形式的响应函数^[1]：

$$f_{fit}(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (1)$$

式中， $s = j\omega$ ， a_n ， c_n 分别为极点和对应的留数， c ， h 是实数。加入未知函数 $\sigma(s)$ ，通过迭代求解方程

$$\sigma f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh = \sigma(s) f_{fit}(s)$$

$$\sigma(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + 1$$

在达到稳定条件时的计算极点和留数可得到 $f_{fit}(s)$ 。

利用矢量拟合方法建模时，系统的阶数N是影响模型复杂度和准确度的主要因素。对于在频带内较平稳的频域响应，可通过采用更大的阶数N来提高模型准确度；对于在建模频带内变化激烈的频域响应，直接在全频段建模将会导致不可接受的模型误差，而这种模型误差无法通过提高阶数N有效改善。下面给出可解决该问题的分段建模方法。

分段建模方法步骤如下：

- 1) 初始化建模，根据误差进行频段划分。
- 2) 对划分频段分别建模，看误差是否符合要求。若符合，则建模结束；不符合，则该段建模回到步骤1)。

频段是根据前一步建模的误差进行划分，利用设置误差限的方法把误差值小且平稳的频段和误差值变大且变化剧烈的频段分开，分别进行建模。对于划分的测试值过少的频段，无法进行建模，该段直接与旁边的频段合并即可。

3 分段建模与滤波器实测结果分析

为验证方法的准确性，本文使用R&S公司的ZVA50矢量网络分析仪搭建测试平台如图1所示，测量了通频带70 MHz的低通滤波器和中心频率60 MHz、带宽20 MHz的带通滤波器的S21和S11参数。

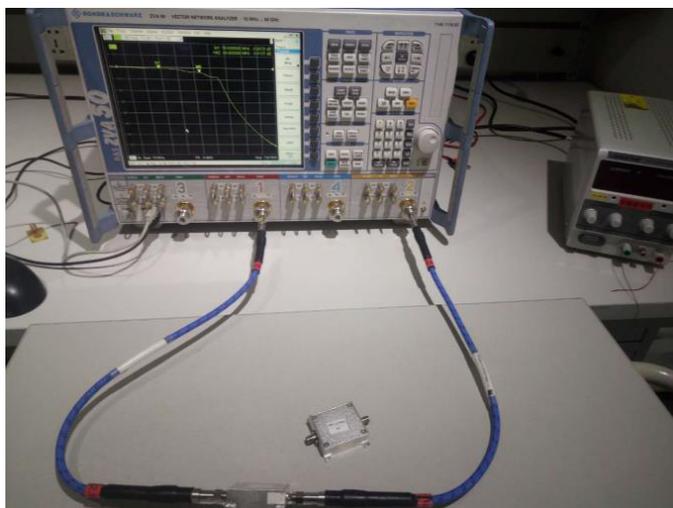


图1 ZVA50测量滤波器S参数

对低通和带通滤波器的S21参数的测试和建模结果如图2所示，左图是低通滤波器实测和模型结果对比，右图是带通滤波器实测和模型结果对比。由于S21参数在建模频带内没有过于剧烈的数据变化，所以在实际建模时没有进行分段建模。从图中可以看出，模型结果与测试数据吻合度高，在建模频段内误差控制在6 dB以内。

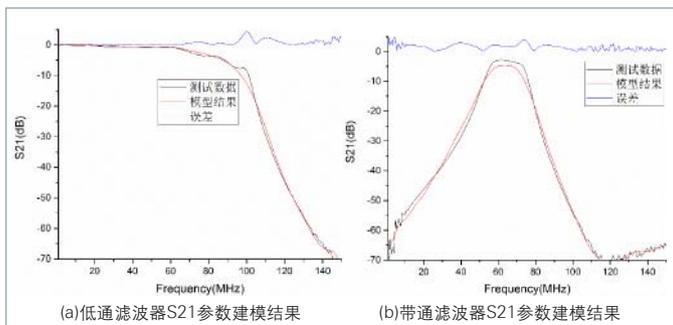


图2 滤波器S21参数的建模结果

图3和图4是对两个滤波器的S11参数测试和建模和的结果。其中图3(a)和图4(a)展示了在全频段内建模结果和实测数据的对比，两图中误差很大的频段就是S11参数变化剧烈的频段。图3(b)和图4(b)展示了对S11参数进行分段建模结果和实测数据对比，相比于全频段建模，分段建模很好的控制了数据变化剧烈的频段内的误差，从而降低整体的误差，使得模型更准确。

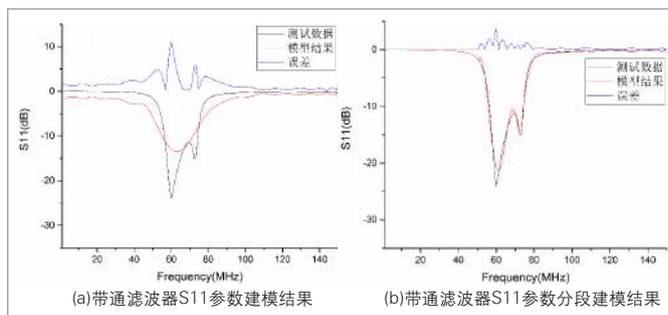


图3 带通滤波器S11参数建模结果

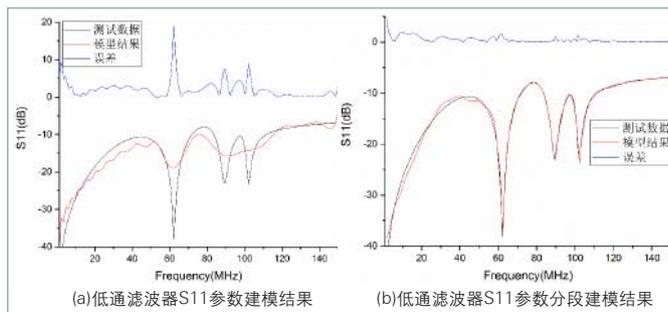


图4 低通滤波器S11参数建模结果

4 结束语

通过对比低通滤波器和带通滤波器的实测和模型结果，对分段建模方法的准确性进行了验证，可以看出分段建模对降低模型误差的显著作用。ZVA50矢量网络分析仪在测试频器件参数时稳定且精确，在验证过程起了很重要的作用。

参考文献

- [1] Gustavsen B, Semlyen A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2002, 14(3):1052-1061.
- [2] 蒋廷利, 李静, 魏强. 基于遗传优化与矢量拟合的滤波器参数提取[J]. 压电与声光, 2015, 37(4):701-706.

作者简介

叶昌阳，男，江西人，硕士研究生，研究方向为电磁兼容与电磁环境等。Email: changyangye@buaa.edu.cn

王珺珺，女，山东人，博士，副教授，研究方向为集成天线技术、无线能量传输、电磁兼容与电磁环境等。
Email: wangjunjun@buaa.edu.cn.

基于高频示波器的开关电源RCD钳位电路研究

宁兆铭, 阎照文

(中国 北京航空航天大学, 北京 100191)

【摘要】: 在高频开关电源中, 由于反激变换器漏感的存在, 反激变换器在开关管关断瞬间会产生很大的尖峰电压, 为确保开关管不被损害, 须引入钳位电路吸收漏感能量。在无源钳位电路中, RCD钳位电路因结构简单、体积小、成本低而倍受青睐。本文通过使用罗德与施瓦茨R&S RTE1104示波器和罗德与施瓦茨R&S ESRP EMI测试接收机测试开关电源中RCD钳位电路关键波形及开关电源传导干扰, 并与仿真结果进行对比, 验证了RCD钳位电路对开关管波形以及开关电源传导干扰的影响。

【关键词】: 开关电源; 反激变换器; RCD钳位电路; 电磁干扰

Research on RCD Clamp Circuit Of Switching Power Supply Based on High Frequency Oscilloscope

Ning Zhao-ming

Abstract: In the high-frequency switching power supply, due to the presence of the leakage inductance of the flyback converter, the flyback converter will generate a large peak voltage at the moment of turning off the switching tube. In order to ensure that the switching tube is not damaged, the clamping circuit must be introduced to absorb the leakage energy. In the passive clamp circuit, the RCD clamp circuit is favored because of its simple structure, small size, and low cost. This paper uses the Rohde & Schwarz R&S RTE1104 high frequency oscilloscope and Rohde & Schwarz R&S ESRP type electromagnetic interference receiver to test the critical waveforms of the RCD clamp circuit and the switching power supply conducted interference in the switching power supply. The simulation results are compared to verify the influence of the RCD clamp circuit on the switch waveform and the conduction interference of the switching power supply.

Key words: Switching power supply; flyback converter; RCD clamp circuit; electromagnetic interference.

1 引言

开关电源被誉为高效节能电源, 代表了稳压电源的发展方向, 并且由于其具有体积小、效率高等一系列优点, 在各类电子产品中得到了广泛的应用。开关电源的采用功率半导体器件作为开关器件, 通过周期性的开断工作, 控制开关器件的占空比来调整输出电压。开关电源的主要构成有整流滤波部分、DC/DC变换器、比较放大器以及PWM控制电路部分, 其中核心部分DC/DC变换器有多种电路形式。反激变换器由于无需输出滤波电感和续流二极管, 易于实现多路输出, 具有体积小、成本低、可靠性高等特点, 在中小功率领域得到广泛应用, 特别适合用作各类控制系统的辅助电源。但是, 由于变压器漏感的存在, 反激变换器在开关管关断瞬间会产生很大的尖峰电压, 使得开关管承受较高的电压应力, 甚至可能导致开关管损坏。因此, 为确保反激变换器安全可靠工作, 必须引入钳位电路吸收漏感能量。钳位电路可

分为有源和无源钳位电路两类, 其中无源钳位电路因不需控制和驱动电路而被广泛应用。在无源钳位电路中, RCD钳位电路因结构简单、体积小、成本低而倍受青睐。

开关电源的缺点在于存在较为严重的开关干扰, 主要来源于工作在开关状态的功率开关管, 在其开关过程中产生的交流电压和电流通过电路中其他元器件产生的尖峰干扰。本文旨在通过建模仿真, 探究RCD钳位电路在开关电源中对于功率开关管漏极尖峰电压的抑制作用及原理, 并通过使用罗德与施瓦茨 (R&S) RTE1104示波器进行测量验证。

2 工作原理和理想电路建模

本文中使用的Ansys Simplorer软件进行开关电源理想电路的建模以及仿真, 其基本电路结构如图1所示。220 V交流电压由整流桥一次整流后输入变压器原边, 一次整流的整流桥前

的输入电路部分由人工电源网络（LISN）来代替，用以提供纯净的电源环境，减少外界因素对于待测电路的干扰；功率MOSFET栅极控制端输入频率为133 KHz、占空比为50、幅值为5 V的方波，设置仿真时间为15 ms，最小步长1 ns，最大步长5 ns。

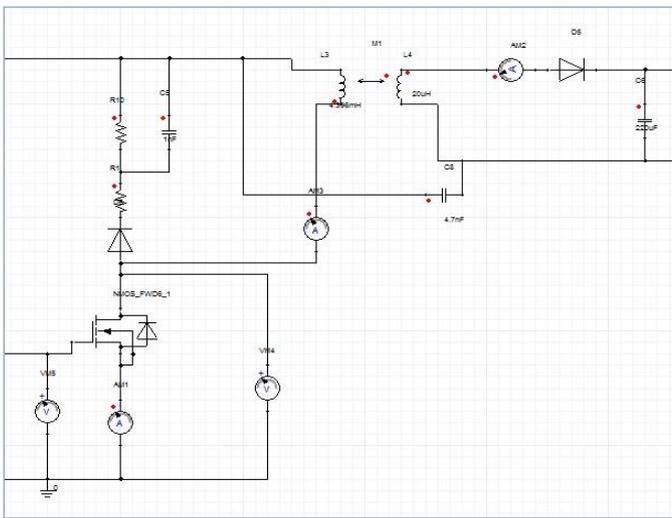


图1 开关电源部分理想电路模型

由于变压器内存在气隙，实际中反激变换器中具有较大的漏感，通常为主电感的1%-5%，会对功率MOS管漏极电压波形造成极大影响，这是由于变压器漏感在MOSFET导通时，同样会储存一部分能量，使得变换器的转化效率降低，在开关管导通期间，如果变压器原边流过的最大电流为 I_P ，则漏感存储的能量 W_{LK} 为：

$$W_{LK} = 0.5 * L_{LK} * I_P^2 \quad (1)$$

变压器漏感同样会与功率MOS管的极间寄生电容CDS造成漏极电压波形的谐振现象，易造成开关电源保护电路的误触发，同时会造成较大的开关干扰，此时引入RCD钳位电路可以有效的遏制功率开关管漏极的尖峰电压，吸收漏感能量。如图2所示为仿真出的开关电源关键波形，其中L3.1为变换器原边电流；D6.1为流经RCD钳位电路中二极管的电流波形；VM4.V为功率MOSFET的漏极电压波形；C5.V为RCD钳位电路中电容两端电压波形。

由图2可知，在开关电源功率开关管的一个开关周期中，RCD钳位电路的能量转移过程可以分为以下几个阶段：

t_1 时刻，功率开关管断开； t_1 至 t_2 时刻时，由于变换器原边电感的作用，流经变换器原边的电流 I_P 基本不变，且此时RCD钳位电路中的钳位二极管关断，输出回路中的快速恢复二极管反向截止，这一阶段可以认为是变换器原边电流 I_P 对功率MOSFET的寄生电容CDS恒流充电，由于CDS较小，漏极电压迅速上升；当漏极电压大于最后的稳定电压（整流后

的输入电压与变换器副边的反馈电压之和）时，与变换器副边串联的快速恢复二极管导通，变压器原边的能量耦合到副边，并开始向负载传输能量，此后变压器副边的等效反馈电压源和变压器漏感串联对寄生电容CDS充电； t_2 时刻后，当漏极电压大于输入电压与钳位电容两端电压之和时，钳位二极管导通，变压器副边的等效反馈电流源和变压器漏感串联开始对钳位电容充电，直至变压器原边电流 I_P 下降至0，钳位二极管再次关断，漏极电压升至最大值；之后由于寄生电容CDS两端电压大于输入电压，将有一反向电压加在变压器原边两端，因此，CDS与变压器原边励磁电感及其漏感开始谐振，谐振期间，开关管的漏极电压逐渐下降，储存于CDS中的能量的一部份将转移到副边，另一部分能量返回输入电源，直到谐振结束，漏极电压稳定至输入电压与变换器副边的反馈电压之和大小。

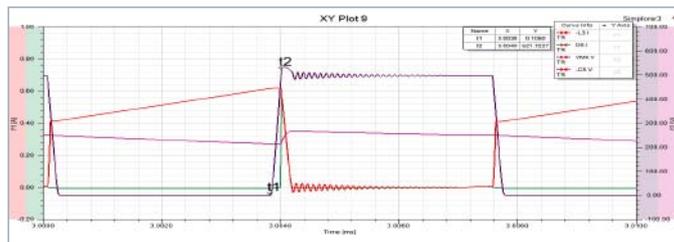


图2 开关电源RCD钳位电路关键波形

在仿真中去掉RCD钳位电路后保持其余设置及参数不变，得到功率开关管漏极电压以及变换器原边电流的仿真结果如图3所示，可以看到漏极尖峰电压幅值增大，漏感与分布电容CDS的谐振周期变长，开关过程中的功率损耗增大。

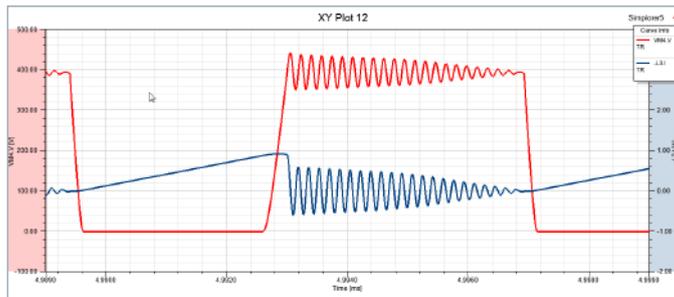


图3 无RCD钳位电路的开关电源关键波形

3 RCD钳位电路的实验测试

本文使用罗德与施瓦茨（R&S）RTE1104示波器测试了开关电源电路中的关键波形。开关电源由人工电源网络（LISN）供电，在电路关键点处引出并联导线，由于电压较大，通过高压探头将高频示波器并联至待测点与地之间，测量电压波形，得到的功率开关管漏极电压波形与钳位电容电压波形如图4所示，可以看到与仿真结果基本吻合。

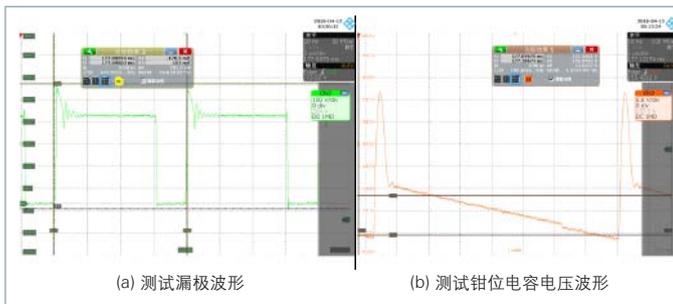


图4 开关电源钳位电路测试波形

为了测量带有RCD钳位电路的开关电源的传导EMI，本文使用了罗德与施瓦茨R&S ESRP EMI测试接收机和人工电源网络，实验测试平台如图5所示，被测设备、LISN和EMI接收机放在非导电桌上，LISN输入端口连接至稳定稳压源，LISN输出端口与待测开关电源电路相连接，EMI接收机通过射频电缆与LISN相连。

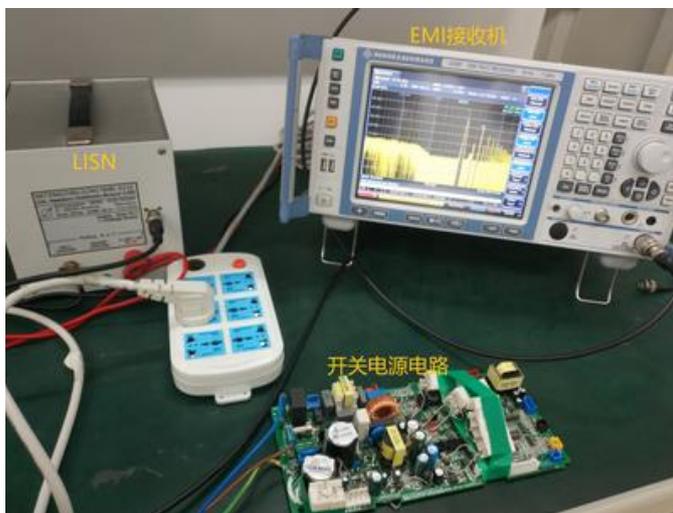


图5 开关电源电路传导干扰测量平台

首先测试带有RCD钳位电路的开关电源的传导干扰，并记录波形，其次，将RCD钳位电路断开后，测试开关电源电路的传导干扰，得到测试结果对比如图6所示：

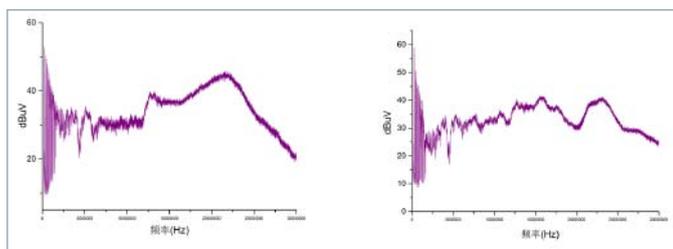


图6 (a)无RCD钳位电路开关电源传导EMI (b)有RCD钳位电路开关电源传导EMI

可以看出RCD钳位电路可以通过吸收变换器原边漏感能量，降低功率开关管在开启时的漏极尖峰电压，对降低开关电源的传导EMI有积极的影响。

4 结束语

RCD 钳位电路的加入有效的改善了在开关电源反激变换器在开关周期中，由其原边漏感引起的较大漏极尖峰电压的问题，一定程度上减少了开关电源的传导干扰，但是，RCD 钳位电路并不能提高变换器的能量转换效率，且其总能耗为变换器副边的回馈能量与变压器原边漏感储能之和。本文使用罗德与施瓦茨R&S RTE1104示波器和罗德与施瓦茨R&S ESRP EMI测试接收机测试验证了仿真结果，测试结果准确，为开关电源部分进一步的仿真研究提供了宝贵经验。

参考文献

- [1] 刘树林, 曹晓生, 马一博. RCD钳位反激变换器的回馈能耗分析及设计考虑[J]. 中国电机工程学报, 2006, 30(33): 9-15.
- [2] Milanovic M, Korelic J, Hren A, et al. The RC-RCD clamp circuit for fly-back-converter[J]. IEEE, 2005(2): 547-552.
- [3] 马海啸, 龚春英, 王红梅, 等. 新型带有箝位电容的交错反激变换器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(28): 107-112.
- [4] 伍家驹, 杉木英彦. 一种用于推挽式电压型逆变器的低损耗无源吸收电路[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(11): 93-100.

作者简介

宁兆铭, 男, 河南濮阳人, 硕士研究生, 研究方向为电路与系统, 电磁兼容, 计算电磁学, 信号完整性分析等。Email: EMCzhaoming@buaa.edu.cn.

阎照文, 男, 河南南阳人, 博士, 教授, 博士生导师, 美国MST访问学者, 研究方向为电路与系统, 电磁兼容, 计算电磁学, 信号完整性分析等。Email: yanzhaowen@buaa.edu.cn.

微波段人工电磁表面的研究与应用

袁乐怡, 张 狂^{#1}, 丁旭旻, 吴 群^{#2}

哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 哈尔滨

Email: #1zhangkuang@hit.edu.cn Email: #2quw@hit.edu.cn

【摘要】: 本文总结了近期关于微波段人工电磁表面的研究进展, 并介绍了多种关于设计人工电磁表面实现对电磁波有效人为调控的应用实例。首先, 提出一种基于相位不连续的超薄人工电磁表面, 通过分析电磁波在极化转化过程中伴随的传输相位变化规律, 设计了人工电磁表面对该理论进行验证。其次, 根据不同的空间相位分布函数, 针对涡旋波束在传播过程中的发散特性对其进行优化和改善, 设计了两种相位叠加型人工电磁表面透镜产生具有特殊功效的涡旋波束, 取代传统光学器件对电磁波波前实现人为调控。最后, 介绍了基于光学转换理论的人工电磁表面多波束天线设计, 实测结果进一步验证了理论设计的可行性。这些研究进展为设计小型化、平面化、及多功能微波器件的集成化提供了有效的理论依据。

【关键词】: 人工电磁超表面; 微波段; 涡旋波束; 多波束天线

Researches and Applications of Metasurface in Microwave Region

Yueyi Yuan, Kuang Zhang#, Xumin Ding, Qun Wu

Harbin Institute of Technology, School of Electronic and Information Engineering, Harbin

Email: #zhangkuang@hit.edu.cn

Abstract: In this paper, recent works and researches of metasurface are reviewed, and several practical applications and multi-beam emission antenna based on metasurface are proposed. Firstly, ultra-thin metasurface based on phase discontinuity is introduced by analyzing the phase transformation during electromagnetic wave propagation. Secondly, according to different space phase distribution, several meta-lenses are proposed to optimize the diffraction characteristics of vortex beam to realize effective manipulation of electromagnetic wave. Thirdly, metasurface antenna based on transformation optics is studied. A four-beam antenna is achieved by metasurfaces, which is verified by experimental results. All these results are provide a promising approaches to realize the miniaturized, planarity and multi-functional microwave devices.

Key words: Metasurface; Microwave; Vortex Beam; Multi-Beam Antenna

1 引言

近年来, 随着纳米加工工艺的发展与成熟, 人们对人工电磁材料的研究也愈发深入, 根据人工电磁材料特殊的有效本构参数可以将其分为双负材料(DNG, 即介电常数和磁导率均为负值)、单负材料(ENG, 即介电常数为负值或MNG, 即磁导率为负值), 以及零折射率材料(ZIM, 即材料折射率接近于零)。由于人工电磁材料异常的电磁特性而在固体物理学、材料科学、应用电磁学等领域受到愈来愈多的关注, 如利用人工电磁材料实现分辨率小于一个波长的“完美透镜”、隐身衣、波束分离器、极化扭转器等新型器件^[1-5]。

人工电磁材料可以被理解成一种由亚波长尺寸的单元结构按照一定规律排列组合而成的特殊三维结构, 显而易见,

这种小型化的三维结构设计复杂, 对加工工艺要求较高。因此, 二维平面结构的人工电磁表面应运而生。人工电磁平面是由周期性分布的任意形状的电磁散射体组合而成的二维结构, 构成超表面的这些单元结构均为亚波长尺寸结构, 单元结构的厚度与其相应介质中的电磁波波长相比而言几乎可以忽略不计。通过对单元结构的尺寸和分布进行合理化设计和加工, 基于其亚波长电磁散射体结构的散射特性, 光波的偏振状态、幅值、相位以及色散特性均可被合理控制^[6-10]。结构薄、体积小、损耗低的优势使其在诸多领域应用广泛, 尤其被深入地应用于在各个光谱频段中对电磁波进行人为调控^[11-13]。

本文将介绍本课题组关于微波段人工电磁表面的研究进展和应用成果。首先, 提出一种适用于圆极化入射波的相位不连

续的超薄人工电磁表面，理论分析了其透射场中交叉极化转换效率的极限值，并基于这种极限理论，设计了微波段单层人工电磁表面汇聚透镜进行验证。其次，基于相位不连续设计理论，针对于涡旋波束的发散特性，设计了能够分别产生汇聚涡旋波束和无衍射涡旋波束的人工电磁表面超透镜。最后，提出了一种基于光学变换的人工电磁表面四波束天线，通过测试验证这种四波束天线能具有强方向性传输的特点，测试结果验证了理论设计的可行性。这些成果在波束控制和波前调制领域均有着巨大的应用价值。

2 基于相位不连续的人工电磁表面设计

对电磁波的精确调控已经成为当代电磁领域的热点话题之一，而传统的调制电磁波的方法是通过各种各样的透镜通过累积在传播过程中的相位差来对电磁波的波前实现不同的设计，这些光学透镜的体积大，难以在系统中与其他器件进行集成。近年来，随着人工电磁表面概念的提出，通过在光路中引入一定的突变相位来改变电磁波的传播路径。然而，由于交叉极化波的转化效率低，使得这一技术在实际应用过程中受到了较大的限制。基于此，我们通过仿真计算和实验验证，证明了在微波频段内单层人工电磁表面在圆极化入射波的照射下，其透射场的极化转换效率可接近其极限值25%^[14]。

根据P-B相位原理，人工电磁表面上的单元结构在光路中引入的相位图变量为其自身旋转角度的2倍。组成人工电磁表面的小型化相位突变单元结构如图1(a)所示。将该单元结构旋转不同角度对其进行仿真，其在圆极化波照射下的交叉极化波透射系数和透射相位分别如图1(b)和(c)所示，进一步验证了P-B相位原理，对设计人工电磁表面透镜提供了理论依据。

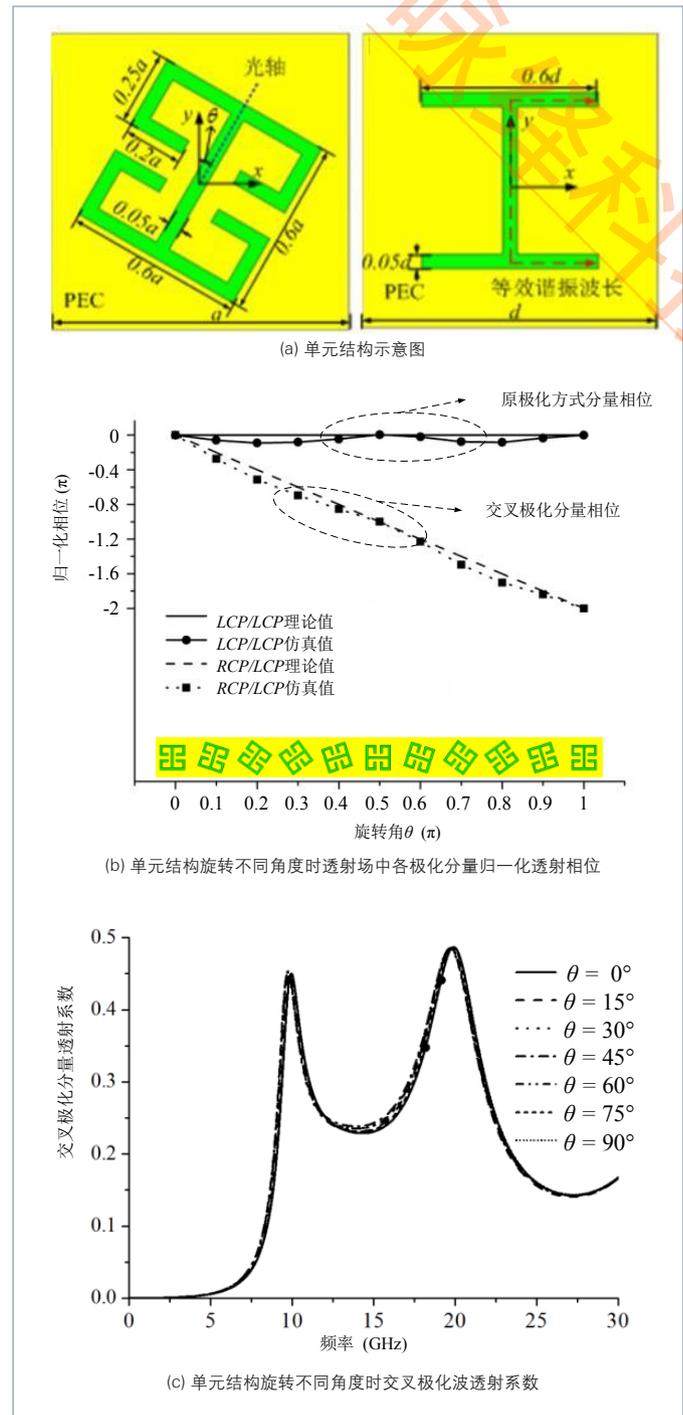


图1 单元结构示意图及其旋转不同角度时的透射相位和透射系数

为了设计能够实现光学凸透镜汇聚效果的一种平面人工电磁表面，其任意位置(x,y)处的单元结构需满足相位如下：

$$\varphi_{\text{conv}} = \pm \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{f^2 + x^2} - |f|) \quad (1)$$

其中， f 为焦距大小， λ 为工作波长。

我们对基于公式(1)所设计的人工电磁表面进行实物加工和测试，图2是关于测试环境及相关仪器的示意图以及透射场中交叉极化能量分布的结果图。我们可以发现，在右旋圆极化波入射条件下，在人工电磁表面的透射场中产生了汇聚波束，实现了对电磁波波前的有效调控。

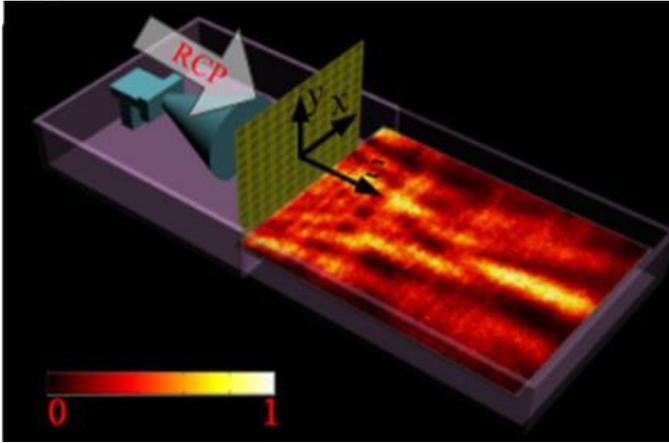


图2 透射场能量测试环境及结果示意图

3 多功能人工电磁表面透镜设计

为了进一步发掘人工电磁表面的应用价值，我们将视线转移到具有优良传输特性的涡旋波束上。近些年来，对携带轨道角动量(orbital angular momentum, OAM)的涡旋波束的研究表明，其可携带高值角动量的特性能够大幅度提高系统容量和频谱效率，但是传统涡旋波束均在传播过程中存在发散特性，随着拓扑电荷数的增大，发散越严重，这便大大提高了对系统的接收端的性能要求。于是，我们针对于涡旋波束发散特性这一缺陷，通过设计人工电磁表面透镜对其进行优化和改善。我们提出了两种改善涡旋波束发散特性的设计方案：1、将涡旋波束汇聚于预设平面；2、实现无衍射长距离传输的涡旋波束。

3.1 产生汇聚涡旋波束的人工电磁表面

我们知道，携带轨道角动量的涡旋波束拥有 $\exp(il\Phi)$ 的相位分布，其中 l 为拓扑电荷， Φ 为角坐标，那么涡旋波束的相位分布公式如公式(2)所示：

$$\varphi_{\text{oam}} = l \cdot \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (2)$$

也就是说，该处的单元结构旋转的角度大小应为 $0.5 \cdot \varphi_{\text{oam}}(y/x)$ 。为了使透射场中的交叉极化波束同时具有涡旋波束效果和汇聚波束效果，我们将涡旋波束的相位分布和汇聚波束的相位分布叠加起来，那么也就是说，在超表面透镜所在平面位置上，坐标为 (x, y) 处的单元结构在设计时应旋转的角度为：

$$\theta = \frac{1}{2} [\varphi_{\text{conv}}(x, y) + \varphi_{\text{oam}}(x, y)] \quad (3)$$

公式(3)的等式右边的系数 $1/2$ 表示单元结构旋转角度是其在电磁波传播过程中引入突变相位的二分之一，即P-B相位原理的体现。

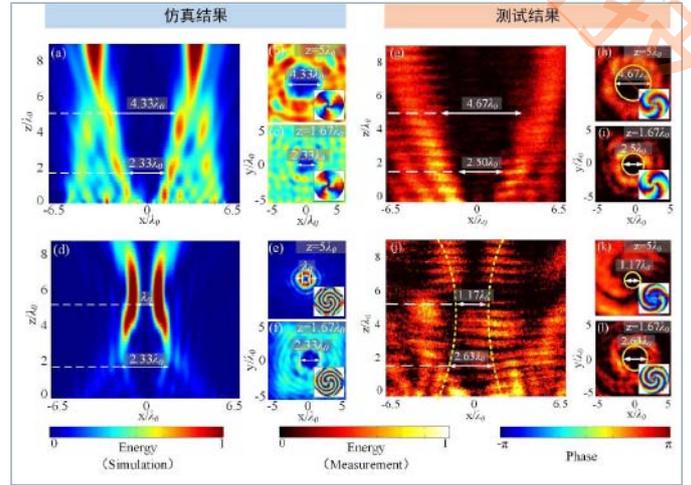


图3 对能够产生具有汇聚效果涡旋波束的人工电磁表面透镜的仿真结果与测试结果示意图

对所设计的能够产生汇聚效果涡旋波束的人工电磁表面进行仿真分析和测试验证，结果如图3所示。通过对比可以发现，测试结果与仿真结果能够很好吻合，证明我们所设计的人工电磁表面透镜能够有效产生具有汇聚效果的涡旋波束。

3.2 产生无衍射涡旋波束的人工电磁表面

同理，为了产生无衍射长距离传播的涡旋波束，我们将具有长距离聚束传播特性的贝塞尔波束的分布相位与涡旋波束的分布相位相叠加。在任意位置 (x, y) 处的单元结构所需引入的突变相位如公式(4)所示：

$$\theta = \frac{1}{2} [\varphi_{\text{oam}}(x, y) + \varphi_{\text{Bessel}}(x, y)] \quad (4)$$

其中， $\varphi_{\text{Bessel}} = \sqrt{x^2 + y^2} \sin \beta$ 是贝塞尔波束的相位分布公式， β 为设计产生的贝塞尔波束顶角的二分之一，本文中该角取值为6度。

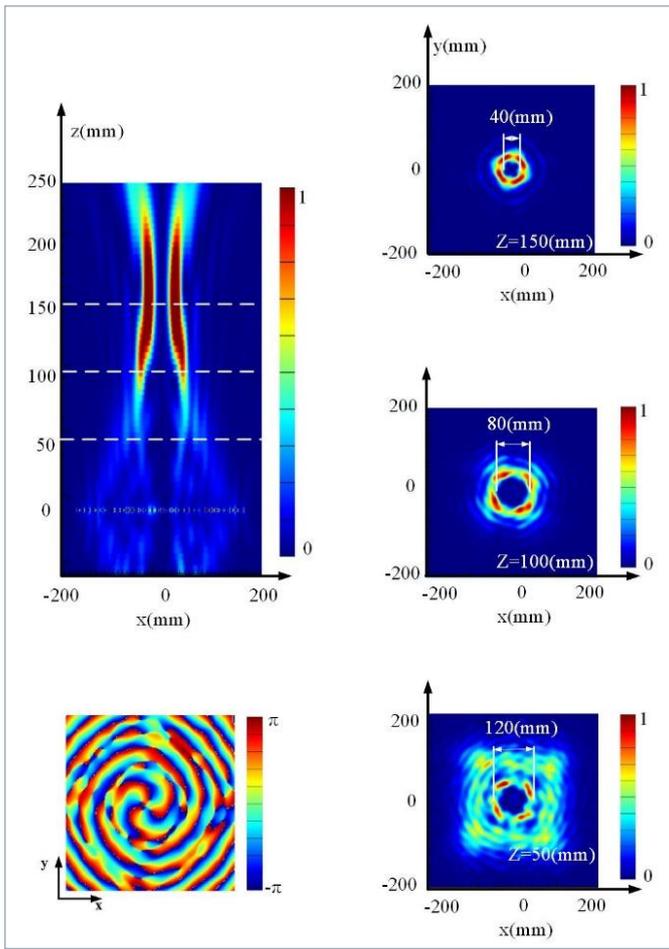


图4 产生无衍射长距离聚束传播的涡旋波束的仿真结果示意图

对所设计的能够产生汇聚效果涡旋波束的人工电磁表面进行仿真验证，结果如图4所示。从图4可以看出，在人工电磁表面的透射场中的能量分布为一段大于25倍波长的空心波束，在长距离的传播过程中几乎没有能量的扩散。同时通过相位分布可以看出涡旋波束的轨道角动量空间相位分布规律。结果符合预期设计，实现了无衍射长距离传输的涡旋波束，有效改善了涡旋波束发散的传播缺陷。

4 人工电磁表面多波束天线设计

目前，多波束传输技术在卫星通信及多输入输出通信系统中应用广泛，传统设计多波束天线的方法和设计基础多依赖于天线阵列或零折射率超材料，然而这些器件在微波频段都存在一些固有限制。对于天线阵列来说，大量的天线阵子、馈源网络是必不可少的组成部分，而也正是这些庞大冗杂的组件大大增加了整个系统的集成难度。而微波段的零折射率超材料一般都具有厚度大，体积大的特点，对于产生多波束天线系统来说同样存在难以集成的问题。随着光学转换 (Transmission Optics, TO) 概念的提出，科学家们证明了对电磁波实现异常调控的方法，例如，光线弯折、隐身技术等。由此，我们通过设计一种超薄的人工电磁表面透镜，

基于光学变换理论提出一种实现多波束传输技术的设计方案^[15]。

我们首先设计了一种金属带条型单元结构来对线性转换公式进行设计和实现，然后利用一个简单地嵌入式偶极子作为集成式四波束天线的馈源。人工电磁表面透镜的厚度只有0.015个波长，与传统器件相比可被认为是一种超薄结构。

实测使用罗德与施瓦茨公司的矢量网络分析仪ZND进行天线S11参数的测试(图5)。ZND是一款基本型网络分析仪，对于S11参数及S21参数，其标配的单向测试功能即可满足测试需求，而无需升级至双向测试功能。为方便对比，我们将实测结果数据导出，再将其与仿真曲线统一置于同一图表中(见图6右上部分)。而图6下半部分显示的是天线方向图。通过仿真结果和测试结果的验证，我们所设计的人工电磁表面透镜能够很好地在四个不同的预设方向上实现波束传输，并且天线的实际增益提高了6 dB，从这一结果可以看出，该天线存在着巨大的应用价值。



图5 罗德与施瓦茨矢量网络分析仪ZND

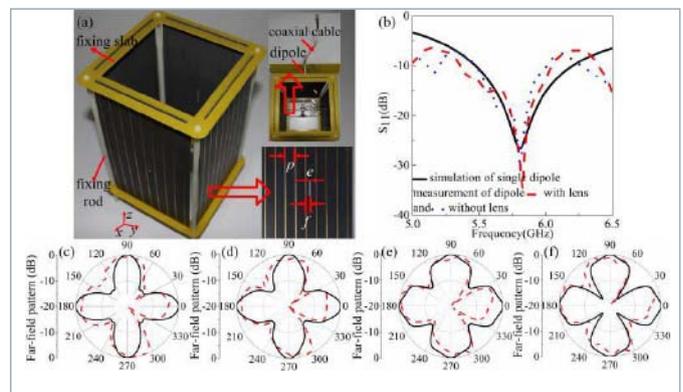


图6 四波束天线的加工实物图以及在不同频率下的远场方向图

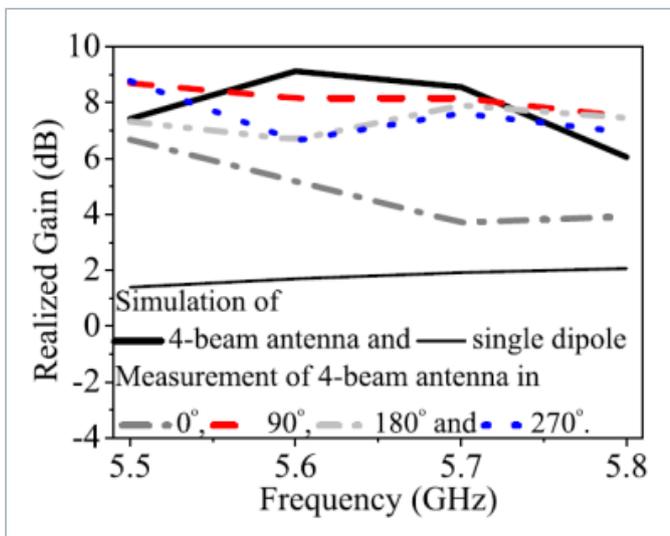


图7 基于人工电磁表面的四波束天线的增益结果图

5 结论

在本文中，我们简要地回顾了近期关于微波段人工电磁表面研究的工作进展，包括基于相位不连续的人工电磁表面设计、优化涡旋波束发散特性的人工电磁表面透镜设计，以及基于光学变换理论的四波束人工电磁表面天线设计。通过仿真分析，以及使用罗德与施瓦茨公司的矢量网络分析仪ZND对天线进行实物测试，结果均能够与理论设计方案很好地吻合，证明了我们关于人工电磁表面的诸多设计能够很好的实现对电磁波波前的有效调控。

参考文献

- [1] D. R. Smith, J. B. Pendry and M. C. K. Wiltshire, "Metamaterials and negative refractive index," *Science* vol. 305, no. 5685, pp. 788-792, 2004.
- [2] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Subwavelength focusing using a negative-refractive-index transmission line lens," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 186-189, 2003.
- [3] D. Schurig, J. J. Mock, B. J. Justice, S. A. Cummer, J. B. Pendry, A. F. Starr and D. R. Smith, "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies," *Science* vol. 314, no. 5801, pp. 977-980, 2006.
- [4] D. R. Smith, J. J. Mock, A. F. Starr and D. Schurig, "Gradient index metamaterials," *Phys. Rev. E*, vol. 71, no. 3, pp. 036609, 2005.
- [5] H. F. Ma, X., Chen H. S. Xu, X. M. Yang, W. X. Jiang and T. J. Cui, "Experiments on high-performance beam-scanning antennas made of gradient-index metamaterials," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, no. 9, pp.

- 094107, 2009.
- [6] S. Sun, K. Y. Yang, C. M. Wang, et al. High-efficiency broadband anomalous reflection by gradient metasurfaces[J]. *Nano letters*, 2012, 12(12): 6223-6229.
- [7] X. Ni, S. Ishii, A. V. Kildishev, et al. Ultra-thin, planar, Babinet-inverted plasmonic metalenses[J]. *Light: Science & Applications*, 2013, 2(4): e72.
- [8] M. Khorasaninejad, K. B. Crozier. Silicon nanofin grating as a miniature chirality-distinguishing beam-splitter[J]. *Nature communications*, 2014, 5.
- [9] A. Niv, G. Biener, V. Kleiner, et al. Propagation-invariant vectorial Bessel beams obtained by use of quantized Pancharatnam-Berry phase optical elements[J]. *Optics letters*, 2004, 29(3): 238-240.
- [10] N. Yu, P. T. Geneve, M. A. Kats, F. Aieta, J.-P. Tetienne, F. Capasso and Z. Gaburro, "Light propagation with phase discontinuities: generalized laws of reflection and refraction," *Science*, vol. 334, no. 6054, pp. 333-337, 2011.
- [11] X. Ni, N. K. Emani, A. V. Kildishev, A. Boltasseva and V. M. Shalaev, "Broadband light bending with plasmonic nanoantennas," *Science*, vol. 335, no. 6067, pp. 427, 2012.
- [12] X. Chen, L. Huang, H. Mühlenbernd, G. Li, B. Bai, Q. Tan, G. Jin, C. W. Qiu, S. Zhang and T. Zentgraf, "Dual-polarity plasmonic metalens for visible light," *Nature communications* vol. 3, pp. 1198, 2012.
- [13] N. K. Grady, J. E. Heyes, D. R. Chowdhury, Y. Zeng, M. T. Reiten, A. K. Azad, A. J. Taylor, D. A. R. Dalvit and H. T. Chen, "Terahertz metamaterials for linear polarization conversion and anomalous refraction," *Science*, vol. 340, no. 6138, 1304-1307, 2013.
- [14] X. Ding, F. Monticone, K. Zhang, L. Zhang, D. Gao, S. N. Burokur, A. Lustrac, Q. Wu, C. W. Qiu and A. Alù, "Ultrathin Pancharatnam-Berry Metasurface with Maximal Cross-Polarization Efficiency," *Adv. Materials*, vol. 27, pp. 1195-1200, 2015.
- [15] K. Zhang, X. Ding, F. Meng and Q. Wu, "Experimental validation of ultra-thin metalenses for N-beam emissions based on transformation optics," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 108, pp. 053508, 2016.

相位噪声对相位调制信号性能的影响

马云超

(中国黑龙江, 哈尔滨 150001)

【摘要】: 数字信号中, 相位调制信号具有误码性能好、带宽利用率高等优点,但工程应用中复杂的信号处理带来的相位噪声直接影响了其性能。建立了相位噪声的QPSK模型,从理论上分析了相位噪声对QPSK解调性能的影响。指出相位噪声会导致QPSK调制信号星座图的旋转,导致系统解调性能的下降,并对相位噪声干扰下QPSK解调误码率性能进行了仿真和分析。

【关键词】: QPSK; 相位噪声; 星座图; 误码率

Effect of Phase Noise on Performance of Phase Modulation Signal

Ma Yunchao

Abstract: In digital signals, the phase modulation signal has the advantages of good error performance and high bandwidth utilization. However, the phase noise caused by complex signal processing in engineering applications directly affects its performance. A phase noise QPSK model is established, and the influence of phase noise on the QPSK demodulation performance is theoretically analyzed. It is pointed out that the phase noise will lead to the rotation of the QPSK modulated signal constellation, which leads to the degradation of the system's demodulation performance. The QPSK demodulation error rate performance under phase noise interference is simulated and analyzed.

Key words: QPSK; phase noise; constellation diagram; symbol error rate

1 引言

QPSK调制具有抗干扰能力强、误码率低、频谱利用率高以及易于实现等优点^[1,2],被广泛应用数字微波通信系统、移动通信系统以及各种测控系统数据链当中。QPSK解调一般采用超外差接收的形式实现,即在QPSK解调之前使用一个或者多个本振将接收到的射频信号变换到中频^[3]。但是,由于本振信号的不理想,在信号处理过程中会引入相位噪声。相位噪声是指在某一频率处,单位Hz内的噪声功率和信号总功率的比值。它不同于热噪声对系统的影响,相位噪声是一个非加性过程,而且相对于信号带宽是一个典型的窄带干扰^[4]。相位噪声是使通信系统性能恶化一个非常重要的原因。本文分析了相位噪声对QPSK解调性能的影响,给出了相位噪声影响下QPSK解调误码率性能曲线。

2 相位噪声的QPSK模型

不考虑噪声的情况下,QPSK调制信号可以表示为:

$$s(t) = I(t)\cos\omega_0 t + Q(t)\sin\omega_0 t = A\cos(\omega_0 t + \theta(t))$$

当系统同时存在相位噪声和高斯热噪声时,QPSK调制信号可以表示为:

$$s'(t) = A\cos[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi(t)] + n(t)$$

式中, $\varphi(t)$ 为相位噪声; $n(t)$ 为带宽受限的高斯白噪声。文献^[5]指出,在电子系统中,相位噪声以及热噪声一般是具有零均值正态分布的平稳随机过程。相位噪声的功率谱密度可以表示为:

$$p(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma^2}}$$

3 相位噪声对QPSK的影响

基于上述模型建立仿真系统,设定QPSK中频信号为140 MHz,符号速率为2 Mbps。带有相位噪声的调制载波信号如图1所示。

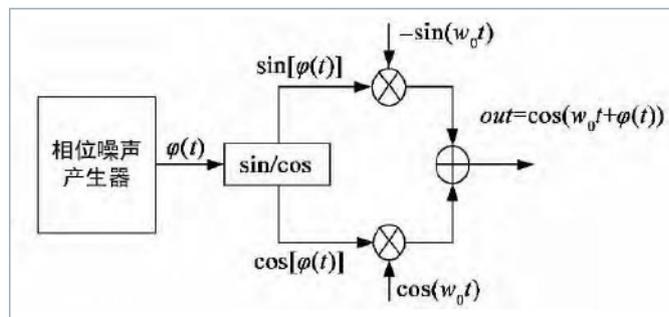


图1 产生带有相位噪声信号的产生模型

如图2所示，对于 $\pi/4$ 的QPSK调制系统，信号在星座图上分别位于4个象限的S1、S2、S3和S4处。在接收机进行解调符号判决时，第1象限S1处的星座图点判决域为 $0 < \theta \leq \pi/2$ ，其中 θ 为星座图点顺时针偏离X坐标轴的角度。同样可以得到其他3个象限星座图点判决域分别为： $\pi/2 < \theta \leq \pi$ 、 $\pi < \theta \leq 3\pi/2$ 和 $3\pi/2 < \theta < 2\pi$ 。

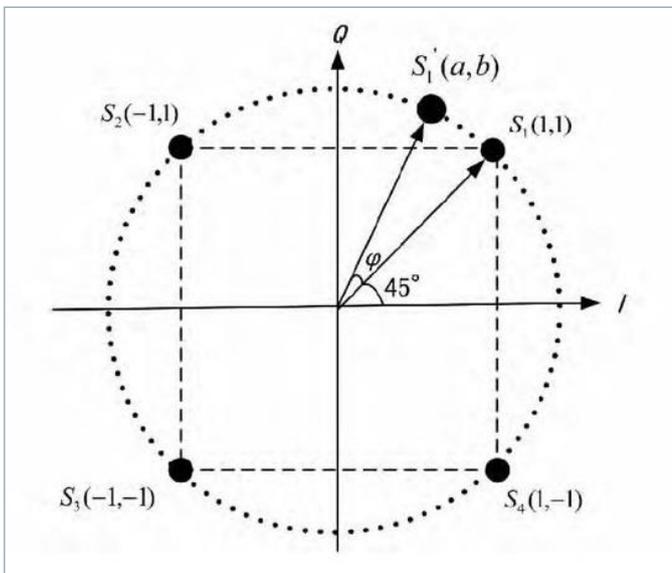


图2 相位噪声影响的QPSK 星座

在仿真系统中对相位噪声影响下的QPSK解调误码率进行了仿真。误码率曲线如图3所示。

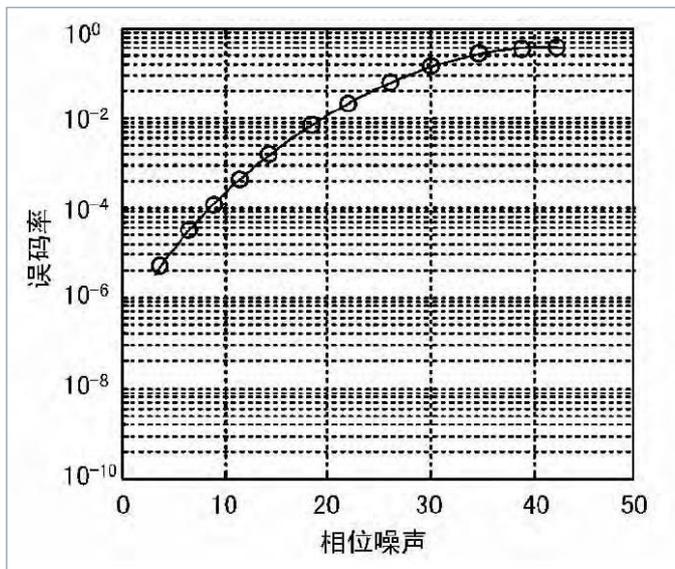


图3 相位噪声干扰下 QPSK 解调误码率曲线

从图3中可以看出，相位噪声可以导致系统解调出现误码，这是由相位噪声引起信号星座图旋转造成的，相位噪声越大，误码率越高。

在绘制了仿真曲线后，本文使用了罗德与施瓦茨公司生产的信号分析仪对QPSK信号的星座图进行了绘制，进而表现出不同强度相位噪声与信号误码率的关系：

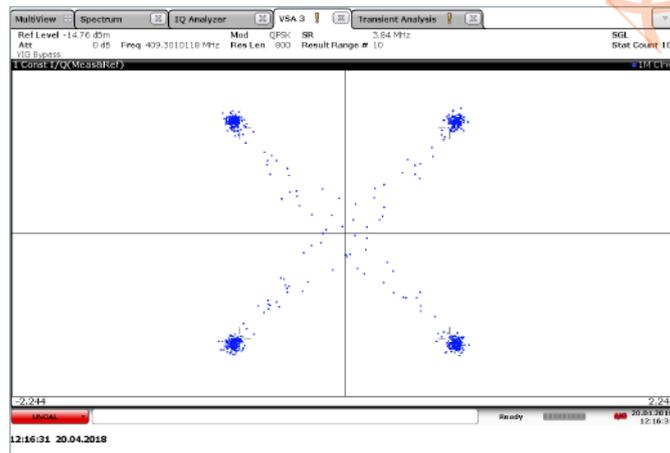


图4 信噪比为30dB时QPSK信号的星座图

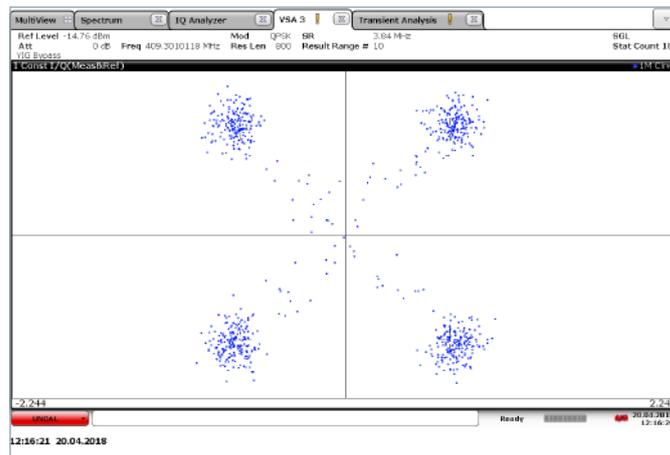


图5 信噪比为10dB时QPSK信号的星座图

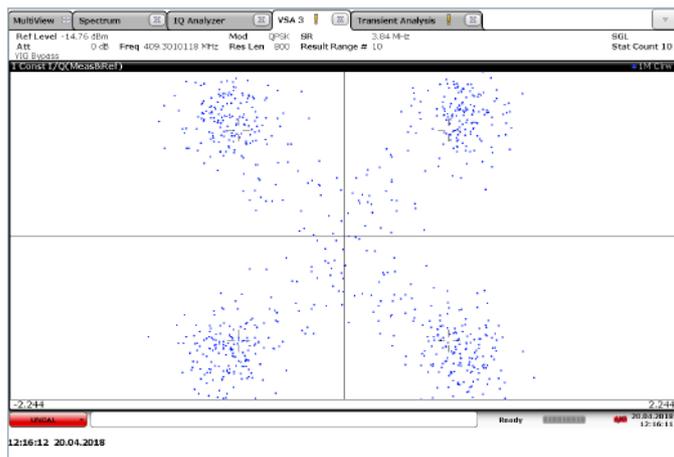


图6 信噪比为0 dB时QPSK信号的星座图

图4、5、6反映了不同强度的相位噪声对于相位调制信号的影响，本文给出了相位噪声的模型，分析了相位噪声对QPSK解调性能的影响。相位噪声可以引起信号星座图的旋转，导致系统误码率的升高。

参考文献

- [1] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用[M].北京: 电子工业出版社, 2001.
- [2] 张辉, 曹丽娜. 现代通信原理与技术[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2002:31-45.
- [3] Polydoros A, Kim K. On the detection and classification of quadrature digital modulations in broad-band noise[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1990, 38(8): 1199-1211.
- [4] MOBASSERI B G. Digital modulation classification using constellation shape[J]. Signal Processing, 2000, 80(2): 251- 277.
- [5] Roychowdhury J, Demir A, Mehrotra A. Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2000, 47(5): 655-674.

作者简介

马云超, 男, 黑龙江, 哈尔滨工程大学信通学院在读硕士研究生。Email: mayunchao@yeah.net.

基于OFDM的动态频谱接入通信系统性能研究

高 霄

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001)

【摘要】：毫米波无线通信目前研究较多的是SC-FDE和OFDM两种系统，两个系统都有很好的抗多径性能，其中OFDM系统频谱利用率高。发射端和接收端OFDM符号的调制与解调利用快速傅里叶变换来实现，很大程度上提升了运算速度，同时也简化硬件实现结构。本文介绍了一种基于宽带OFDM多载波通信系统的动态频谱接入方案，在R&S FSW信号分析仪上进行实现，分析其在实际环境中的系统性能。

【关键词】：OFDM；动态频谱接入；R&S FSW

OFDM-Based Dynamic Spectrum Access Communication System Performance Test

Gao Xiao

Abstract: Millimeter-wave wireless communication is currently studied more than SC-FDE and OFDM two systems, both systems have a good anti-multipath performance, which OFDM system spectrum utilization is high. The modulation and demodulation of the OFDM symbols at the transmitter and the receiver are realized by using a fast Fourier transform, which greatly improves the operation speed and also simplifies the hardware implementation structure. In this paper, a dynamic spectrum access scheme based on a wideband OFDM multi-carrier communication system is introduced and implemented on an R&S FSW analyzer to analyze its system performance in a real environment.

Key words: OFDM; Dynamic Spectrum Access; R&S FSW

1 引言

随着通信业尤其是个人移动通信的高速发展，现有的无线通信系统将很难满足未来人们的需求。在此环境下，第五代移动通信技术(5G)应运而生。OFDM在5G通信方面具有很好的应用前景。

理论仿真不能完全模拟现实中复杂的电磁环境，本文在通用软件无线电平台上接天线进行信号的发射，在R&S FSW信号分析仪上进行信号的接收，使用2.4 G公开通用使用的无线频段，在复杂电磁环境中评估系统性能。

2 基于OFDM的动态频谱接入系统设计

OFDM可以看作是一种频分复用方式，一个OFDM符号包括多个经过调制的子载波。假设 N 表示子载波数， T 表示OFDM符号持续时间， d_i ($i=0,1,\dots,N-1$)为分配给每个子载波的数据符号， f_c 为第0个子载波的载波频率，矩形函数 $rect(t)=1, |t| \leq T/2$ 则从 $t=t_s$ 开始的一个OFDM符号可以

表示为

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} d_i \operatorname{rect}(t-t_s) \exp \left[j2\pi \left(f_c + \frac{i}{T} \right) (t-t_s) \right] \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (1)$$

采用复等效基带信号来描述OFDM的输出信号，见式(1)。其中实部和虚部分别对应OFDM符号的同相分量 I 和正交分量 Q ，在实际系统中将它们分别与相应子载波的 \cos 和 \sin 相乘，构成最终的子载波信号和合成的OFDM信号。

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} d_i \operatorname{rect}(t-t_s - \frac{T}{2}) \exp \left[j2\pi \left(f_c + \frac{i}{T} \right) (t-t_s) \right] \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (2)$$

其中 $s(t)$ 的实部和虚部分别对应于OFDM符号的同相和正交分量，在实际系统中可以分别与相应的子载波的 \cos 分量和 \sin 分量相乘，构成最终子信道信号和合成的OFDM符号。系统参数如表1所示。

表1系统主要参数

参数	参数值
数据子载波的个数	48
导频子载波个数	4
总子载波数 (包含直流子载波)	64
基带抽样速率	20 MHz
OFDM符号持续时间	4 μ s
循环前缀长度 (保护间隔)	0.8 μ s
FFT周期	3.2 μ s
OFDM基带速率	16.8 Mbit/s
调制方式	QPSK
子载波频率间隔	0.3125 MHz
训练序列长度	16 μ s

3 仿真与测量结果

理论仿真后，在通用软件无线电平台上通过天线进行发射，在R&S FSW分析仪上进行接收并绘制频谱图。由图4可知中心频率在2.4 GHz左右，带宽约为16.6 MHz。2.4 G为公开通用使用的无线频段，此频段电磁环境复杂，环境干扰多。一系列可靠的实验结果表明，R&S FSW信号分析仪在此复杂的电磁环境中，仍能够很好地接收发射信息频谱与理论仿真符合，中心频率与带宽也与设计相符合。

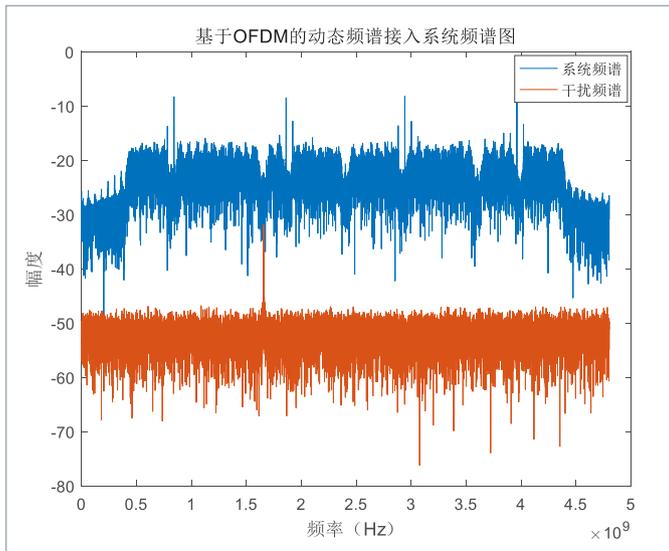


图1 系统频谱图

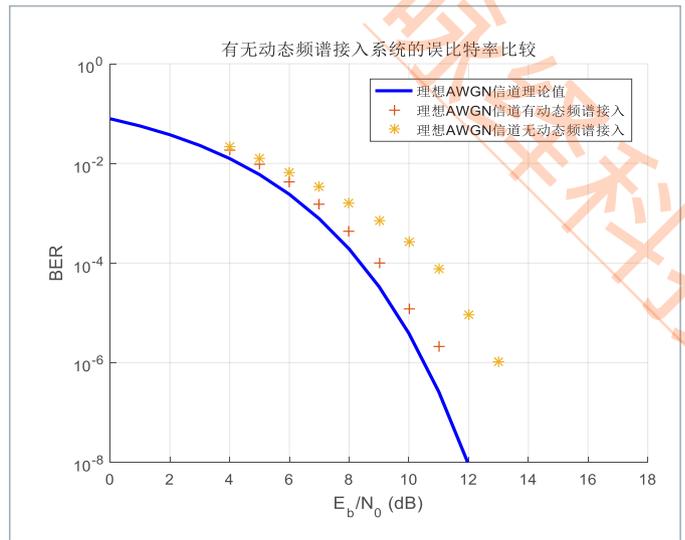


图2 有动态频谱接入系统的误比特率比较图

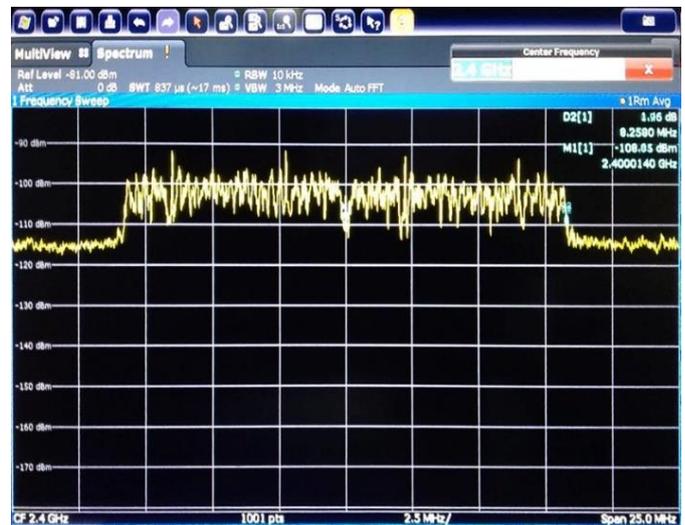


图3 R&S FSW分析仪接收频谱图

根据图分析可知，未关子载波的情况下，干扰对系统某一子载波影响较大，导致误码率比有动态频谱接入要高一些。但是由于信号功率增大，信干比增大，误码率与理论曲线趋势相同。经分析可得：动态频谱接入系统的确可以避开干扰位置，选择更适合传输的子信道，从而提高系统性能。

4 结束语

本文结合OFDM与动态频谱接入技术进行研究并仿真，R&S公司的R&S FSW分析仪在实际更复杂的电磁环境中接收的频谱与理论基本符合，大量具有重复性的精确良好结果均证明系统的正确性。使用R&S FSW分析仪实际传输证明OFDM系统在复杂电磁环境下稳定的性能。

参考文献

- [1] 蒋师, 屈代明, 吴露露, 钟国辉. 动态频谱接入技术的分类和研究现状[J]. 通信技术.
- [2] 王文博, 郑侃. 宽带无线通信OFDM技术 (第二版) [M]. 人民邮电出版社, 2007.8.
- [3] Akyildiz I F, Lee W-Y, Vuran M C, et al. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey[J]. Computer networks, 2006, 50(13): 2127-2159.

作者简介

高霄, 女, 哈尔滨工程大学, 本科, 研究方向为认知无线电。Email:gx_150689@163.com.

功率比可重构平衡耦合器

林峰

(北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081) linfeng.scut@gmail.com

【摘要】：本文提出了一种功率比可重构平衡正交耦合器，宽功率比调节范围由两个可调电容实现。所有调节状态下的差模响应、共模抑制和差模-共模转化抑制同时实现。为验证，设计并加工了一个中心频率2 GHz的功率比可重构平衡耦合器，采用ZNB8矢量网络分析仪测试S参数，测试结果与仿真结果吻合良好。测试功率比范围为-11.3~10.2 dB，所有状态下差模回波损耗和隔离度均大于15 dB。

【关键词】：耦合器，平衡，可调功率比，ZNB8

Abstract: This paper presents a tunable balanced quadrature coupler. The wide power-dividing tuning range is obtained by using two tuning capacitors. The differential-mode operation, common-mode rejection and cross-mode conversion suppression are realized for all tuning states. For verification, a 2 GHz balanced quadrature coupler with tunable power-dividing ratio is designed, fabricated and measured by ZNB8 vector network analyzer. The measured results are in good agreement with the simulated ones. The measured results show that the differential power-dividing ratio can be tuned in a range of -11.3~10.2 dB with better than 15-dB return loss and isolation.

Key words: Coupler, balanced, tunable power-dividing ratio, ZNB8

1 引言

正交耦合器是平衡混频器和平衡放大器中的关键器件。学者们提出了多频段/宽带^{[1]-[2]}，小型化和输出功率不等分等各种耦合器。与单端模式器件^{[1]-[2]}相比，平衡器件^{[3]-[4]}对环境噪声具有更高抑制能力。

另外一方面，功率比可调耦合器可以用于Butler矩阵减小电路面积和降低旁瓣电平^[5]。文献^[6]首次提出了一种功率比可调平衡功分器。传统可调平衡耦合器可以由一个单端可调耦合器和四个巴伦级联实现，如图1 (a)所示。为减小巴伦引入的电路面积和损耗，本文提出了一种功率比可调平衡耦合器，4组平衡端口包含8个单端模式端口1-8。

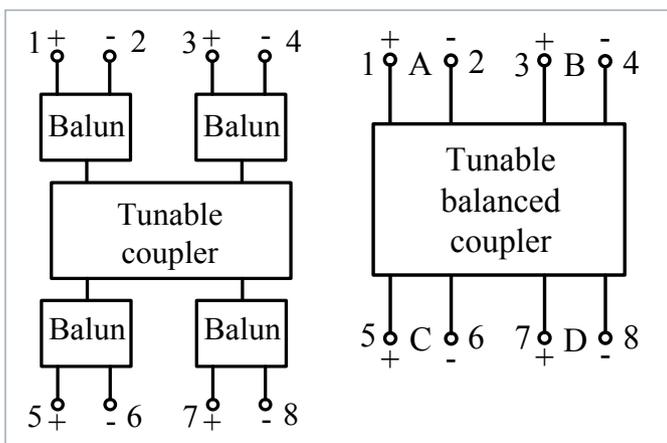


图1 功率比可重构平衡耦合器设计 (a)级联巴伦 (b)集成设计

2 电路结构与与设计

图2为八端口功率比可重构平衡耦合器电路，包含3个定值电容 C_0 ， C_1 和两个可调电容 C_d ， C_d 用于调节输出功率比。单端模式端口1(3, 5, 7)和2(4, 6, 8)分别代表平衡端口A (B, C, D)的正、负极。端口1(3, 5, 7)和2(4, 6, 8)之间传输线 Z_2 的电长度 $\theta_{12}=\theta_{34}=\theta_{56}=\theta_{78}=180^\circ$ ，其余传输线 Z_1 的电长度为 θ 。由于结构具有双对称特性，电路采用奇偶模分析方法简化分析。

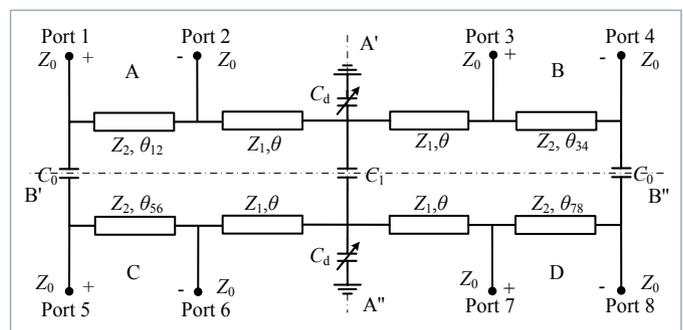


图2 功率比可重构平衡耦合器电路



图3 平衡耦合器测试照片

3 仿真和测试结果:

为验证所提结构, 设计并加工了一个中心频率为 2 GHz 的平衡耦合器。采用电磁仿真软件 ADS 进行电磁和可调元件联合仿真优化参数, S 参数测量由 R&S 公司提供的 ZNB8 矢量网络分析仪完成。ZNB8 可以同时提供 24 路端口测试。图 3 为平衡耦合器测试实物照片, 测试过程中, ZNB8 可以实时显示八端口耦合器的混合模 S 参数。平衡耦合器尺寸为 $0.88 \lambda_g \times 0.21 \lambda_g$ (λ_g 是中心频率处的波导波长)。

图 4-6 所示为测试 S 参数随不同偏置电压变化曲线, 结果显示在 1.95 GHz 处, 耦合器的输出功率比可以连续调节。图 4 显示在功率比范围 -11.3~10.2 dB 内, 测试的 15-dB 差模回波损耗带宽大于 80 MHz, 相位差小于 25° 。图 5 显示差模-共模转化抑制大于 25 dB。图 6 为测试的共模特性曲线, 测试的共模回波损耗、插入损耗和隔离度分别优于 0.2 dB、45 dB 和 45 dB。

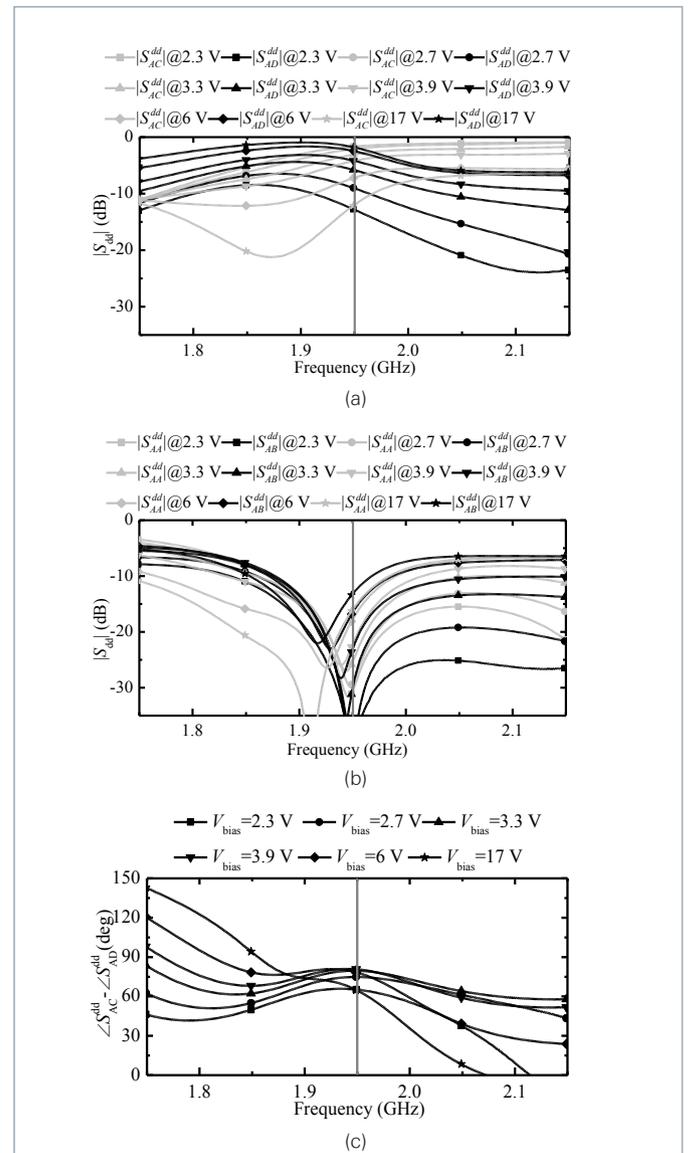


图4 测试差模 S 参数随可调电容电压变化曲线 (a) $|S_{AC}^{dd}|$ 和 $|S_{AB}^{dd}|$ (b) $|S_{AA}^{dd}|$ 和 $|S_{BB}^{dd}|$ (c) 相位差

4 结论

本文提出了一种输出功率比可调节的平衡耦合器。为验证，设计并测试了一个中心频率2GHz的平衡耦合器，测试的功率比调节范围为 -11.3~10.2 dB。详细的理论分析和测试结果见论文^[7]。

致谢

国家自然科学基金青年科学基金（61601026）资助；感谢R&S提供测试支持。

参考文献

- 1 F. Lin, Q.-X. Chu, and Z. Lin, "A novel tri-band branch-line coupler with three controllable operating frequencies," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 20, no. 12, pp. 666-668, Dec. 2010.
- 2 F. Lin, Q.-X. Chu and S. W. Wong, "Dual-band planar crossover with two-section branch-line structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 6, pp. 2309-2316, Jun. 2013.
- 3 B. Xia, L. S. Wu, S. W. Ren, and J. F. Mao, "A balanced to balanced power divider with arbitrary power division," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 8, pp. 287-295, Aug. 2013.
- 4 Y.-H. Pang, E. D. Lin, and Y.-Y. Chen, "A planar balanced crossover," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 6, pp. 1812-1821, Jun. 2016.
- 5 T. Djerafi, J. Gauthier, and K. Wu, "Variable coupler for Butler beamforming matrix with low sidelobe level," *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 6, no. 9, pp. 1034-1039, Jun. 2012.
- 6 Y. Xiao, F. Lin, H. Ma, X. Tan, and H. Sun, "A planar balanced power divider with tunable power-dividing ratio," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, no. 12, pp. 4871-4882, Dec. 2017.
- 7 F. Lin, "A planar balanced quadrature coupler with tunable power-dividing ratio," *IEEE Trans. on Industrial Electronics.*, vol. 65, no. 8, pp. 6515-6526, Aug. 2018.

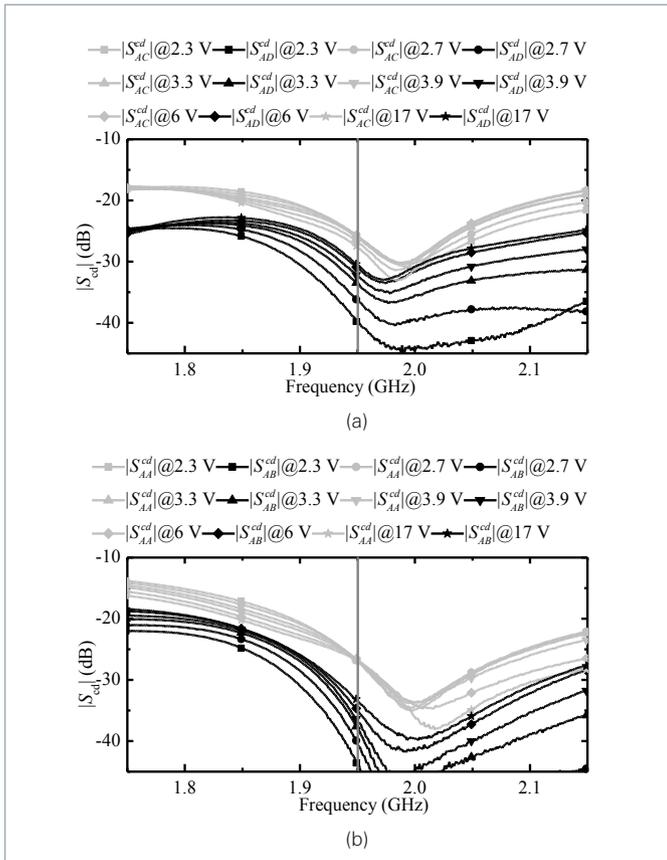


图5 测试差模-共模转化S参数随可调电容电压变化曲线 (a) $|S_{AC}^{cd}|$ 和 $|S_{AD}^{cd}|$ (b) $|S_{AA}^{cd}|$ 和 $|S_{AB}^{cd}|$

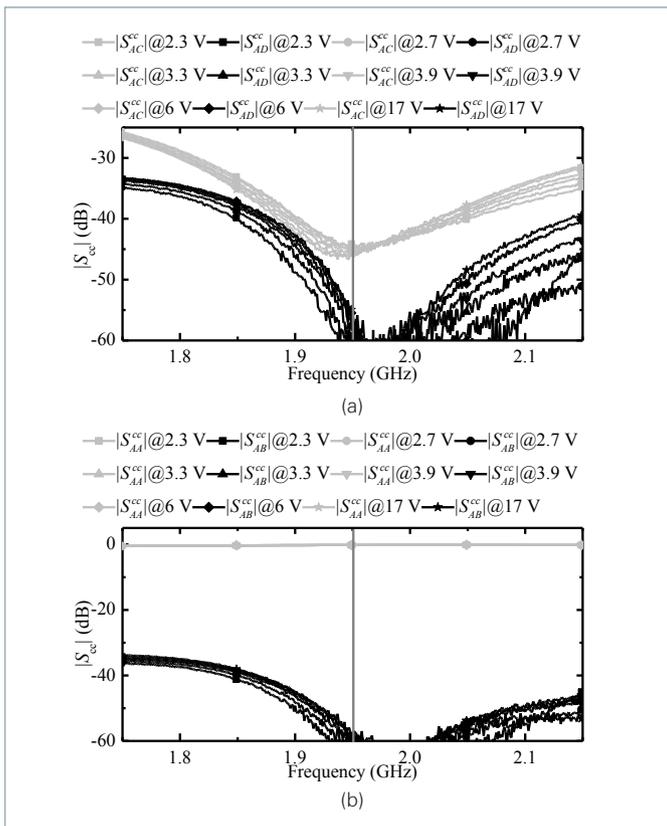


图6 测试共模S参数随可调电容电压变化曲线 (a) $|S_{AC}^{cc}|$ 和 $|S_{AD}^{cc}|$ (b) $|S_{AA}^{cc}|$ 和 $|S_{AB}^{cc}|$

咏绎科技

增值服务

- 丨 遍及全球
- 丨 立足本地个性化
- 丨 可定制而且非常灵活
- 丨 质量过硬
- 丨 长期保障

关于罗德与施瓦茨公司

罗德与施瓦茨公司是一家致力于电子行业，独立而活跃的国际性公司，在测试及测量、广播电视与媒体、安全通信、网络安全、监测与网络测试等领域是全球主要的方案解决供应商。自成立80多年来，罗德与施瓦茨公司业务遍布全球，在超过70个国家设立了专业的服务网络。公司总部在德国慕尼黑。

罗德与施瓦茨(中国)科技有限公司

800-810-8228 400-650-5896
customersupport.china@rohde-schwarz.com
www.rohde-schwarz.com.cn
罗德与施瓦茨公司官方微信



北京

北京市朝阳区紫月路18号院1号楼(朝来高科技产业园)
罗德与施瓦茨办公楼 100012
电话: +86-10-64312828 传真: +86-10-64379888

上海

上海市浦东新区张江高科技园区盛夏路399号
亚芯科技园11号楼 201210
电话: +86-21-63750018 传真: +86-21-63759170

广州

广州市天河北路233号 中信广场3705室 510620
电话: +86-20-87554758 传真: +86-20-87554759

成都

成都市高新区天府大道 天府软件园A4号楼南一层 610041
电话: +86-28-85195190 传真: +86-28-85194550

西安

西安市高新区锦业一路56号 研祥城市广场5楼502室
邮政编码: 710065
电话: +86-29-87415377 传真: +86-29-87206500

深圳

深圳市南山区高新南一道013号 赋安科技大厦B座1-2楼 518057
电话: +86-755-82031198 传真: +86-755-82033070