

电磁频谱的新科技与新应用

学术研讨会2012



前言

自从著名的麦克斯韦方程创立百余年以来，电磁科学研究与工程技术一直持续不断地发展，覆盖了从静电直流到光和粒子射线的广泛频谱，涉及电力、探测、通讯、交通、医疗、仪器、武器装备等现代高科技几乎全部的领域，同时也正在面临越来越多的机遇与挑战。太赫兹科学与技术，广域电磁生物效应，材料分析与制造中电磁波的应用，纳米电磁波效应等等，都是我们急需开展的研究课题。

本次研讨会将交流国内国际电磁频谱的新科技与新应用，深入研讨电磁科学新的发展趋势，探讨我国未来电磁频谱科学研究与技术发展的策略与方向。



委员会

顾问委员会:

电子科技大学	刘盛纲院士
电子科技大学	林为干院士
复旦大学	金亚秋院士
石家庄军械学院	刘尚合院士
中电三十八所	吴曼青院士
中科院半导体所	王启明院士
基金委资讯科学部	章兆田主任

组织委员会:

主席:	香港城市大学校长	郭 位院士
副主席:	京港学术交流中心总裁	李乃尧先生
	香港城市大学	陈志豪教授
秘书长:	基金委港澳台办副主任	王 逸教授
副秘书长:	京港学术交流中心总裁助理	林丽娟女士
委员:	香港城市大学	陆贵文教授
	香港城市大学	潘裕斌教授
	香港城市大学	彭慧芝教授
	香港城市大学	薛 泉教授
	香港浸会大学	谢国伟教授
	香港理工大学	卫炳江教授
	香港中文大学	许建斌教授
	香港大学	姜立军博士
	香港科技大学	邢怡铭教授

目录

一. 研讨会日程.....	1
二. 特邀报告.....	2
1. Diffraction and radiation of SHA excited by electron beam 刘盛纲 电子科技大学, 成都.....	2
2. Transceiver Technology Fusion of Wireless Communication and Radar Sensing Systems: Spectrum Allocation, System Integration and Design Challenge 吴柯 University of Montreal, Canada.....	3
3. SIMO下视雷达对复杂目标散射与重构 金亚秋 李维 复旦大学,上海.....	4
三. 应邀报告.....	5
1. Multiband Bandpass Filter Technologies 褚庆昕 陈付昌 华南理工大学, 广州.....	5
2. 神经电和神经化学信号双模检测微纳电极阵列和系统研究进展 蔡新霞 ^{1,2} 宋轶琳 ¹ 林楠森 ¹ 刘春秀 ¹ 石文韬 ¹ 王蜜霞 ¹ 徐声伟 ¹ 蒋庭君 ^{1,2} 蔚文静 ^{1,2} 周帅 ^{1,2} 周基阳 ^{1,2} 刘允涛 ^{1,2} ¹ 中国科学院电子学研究所 ² 中国科学院研究生院,北京.....	9
3. 新型太赫兹辐射源材料的研究 薄淑晖 ¹ 陈卓 ¹ 吴杰云 ^{1,2} 甄珍 ¹ 刘新厚 ¹ ¹ 中国科学院理化技术研究所 ² 中国科学院大学,北京.....	13
4. 基于金属-半导体-金属表面等离子体结构的太赫兹调制器 常胜江 范飞 南开大学,天津.....	17

5. 小型宽带微波吸收体的技术研究 车文荃 ¹ 常玉梅 ¹ 周雍 ² ¹ 南京理工大学,南京 ² 滑铁卢大学,加拿大.....	21
6. 太赫兹功率合成与成像 窦文斌 向博 孟洪福 李腾 王彦勋 东南大学,南京.....	25
7. 基于集总元件的滤波器与功分器联合设计 高立 ^{1,2} 章秀银 ¹ ¹ 华南理工大学,广州 ² 香港城市大学深圳研究院,深圳.....	29
8. 盛新庆 北京理工大学, 北京.....	33
9. 电磁频谱低频段的新技术与新应用 聂在平 胡俊 徐锐 杨鹏 电子科技大学,成都.....	34
10. Long-Distance and Short-Range Wireless Power Transmissions for Energy Harvest, Power Charging, and Military Applications 李乐伟 电子科技大学, 成都.....	38
11. 任意运动目标的瞬态电磁散射模拟 贾守卿 ¹ 汪福裕 ² 夏明耀 ² ¹ 北京大学,北京 ² 电子科技大学,成都.....	42
12. 一种新型的平面透镜天线 史小卫 陈阳 陈蕾 西安电子科技大学, 西安.....	46
13. 基于协同感知与数据仓库的频谱管理服务体系 苏东林 谢树果 王磊 谷晓鹏 武明川 北京航空航天大学,北京.....	50
14. 太赫兹metamaterial用于成品油管道界面检测 田震 天津大学,天津.....	54

15. 奥沙利铂/DNA水溶液中分子反应的太赫兹时域光谱测量和分析 汪力 吴晓君 鄂轶文 潘学聪 中国科学院物理研究所, 北京.....	58
16. 微波化学及工业电磁频谱拓展 黄卡玛 刘兴鹏 贾国柱 四川大学,成都.....	62
17. 行波结构辐射机理研究 王均宏 李铮 北京交通大学,北京.....	66
18. 射频段超常介质模拟电磁感应透明效应研究 朱磊 孟繁义 张狂 吴群 哈尔滨工业大学,哈尔滨.....	70
19. 太赫兹波功能器件研究 杨冬晓 饶蕾 李涛 夏松 章乐 浙江大学,杭州.....	74
20. 金属薄膜的太赫兹超连续谱 张存林 穆凯军 首都师范大学,北京.....	78
21. 借微波之风服务民众协助澳门多元化发展 谭锦荣 杨力 蔡伟华 澳门大学科技学院,澳门特别行政区.....	82
22. 石墨烯界面研究及其制备和器件应用 许建斌 王肖沐 万茜 陈琨 香港中文大学,香港特别行政区.....	86
23. 表面电场积分方程的频率特性 姜立军 ¹ 周永祖 ^{1,2} ¹ 香港大学,香港 ² Univ. of Illinois at Urbana-Champaign, USA	87

电磁频谱的新科技与新应用学术研讨会 日程安排

2012年9月16日(星期日)	2012年9月17日(星期一)		2012年9月18日(星期二)	
到港	0830	注册	0830	注册
			9月19日应邀报告第一节: 报告主持人: 聂在平教授	
	0900-0915	开幕典礼	0900-0920	应邀报告9 聂在平教授
		特邀报告主持人: 薛泉教授	0920-0940	应邀报告10 李乐伟教授
	0915-0955	大会特邀报告一 刘盛纲院士	0940-1000	应邀报告11 夏明耀教授
			1000-1020	应邀报告12 史小卫教授
	0955-1015	茶点及小休	1020-1040	茶点及小休
	1015-1055	大会特邀报告二 吴柯院士	1040-1100	应邀报告13 苏东林教授
			1100-1120	应邀报告14 田震教授
	1055-1135	大会特邀报告三 金亚秋院士	1120-1140	应邀报告15 汪力教授
	1200-1400	午膳	1200-1400	午膳
		9月18日应邀报告第一节: 报告主持人: 褚庆昕教授		9月19日应邀报告第二节: 报告主持人: 黄卡玛教授
	1400-1420	应邀报告 1 褚庆昕教授	1400-1420	应邀报告16 黄卡玛教授
	1420-1440	应邀报告 2 蔡新霞教授	1420-1440	应邀报告17 王均宏教授
	1440-1500	应邀报告 3 薄淑晖教授	1440-1500	应邀报告18 吴群教授
	1500-1520	应邀报告 4 常胜江教授	1500-1520	应邀报告19 杨冬晓教授
	1520-1540	茶点及小休	1520-1540	茶点及小休
	1540-1600	应邀报告 5 车文荃教授	1540-1600	应邀报告20 张存林教授
	1600-1620	应邀报告 6 窦文斌教授	1600-1620	应邀报告21 谭锦荣教授
	1620-1640	应邀报告 7 章秀银教授	1620-1640	应邀报告22 许建斌教授
1640-1700	应邀报告 8 盛新庆教授	1640-1700	应邀报告23 姜立军博士	
1800-2000	欢迎酒会 (城峰阁: 教职员乐聚坊)	1800-2200	闭幕式暨大会晚宴 (又一城, 又一栈)	

2012年9月19日(星期三)	2012年9月20日(星期四)
在港访问及参观	在港访问及参观

特邀报告 1

Diffraction and radiation of SHA excited by electron beam

刘盛纲

电子科技大学, 成都

Abstract

The physics of diffraction and radiation of a subwavelength holes array (SHA) excited by electron beam are explored and discussed. By a moving line charge excitation, numerous physical phenomena occur such as the diffraction radiation on both sides of SHA, the electromagnetic penetration and transmission below or above the cut-off through the holes. A dielectric medium loading in the lower half-space of SHA will bring essential changes to the diffraction radiation. In the lower half-space, the surface wave becomes radiation wave. The fundamental space harmonic is transformed into Cherenkov radiation with unique characteristics and the first negative space harmonic is converted into a radiation wave with the angle of Smith - Purcell radiation. And the interference of these two kinds of radiations happens in the lower space.

Biography



Prof. Shenggang Liu was born in Anhui Province, China. He graduated from the Nanjing Institute of Technology (Now the South-East China University) in 1955, he received his Doctorate Degree in 1958, he became a Full Professor in 1978. He served as Deputy President of the University in 1984, the President from 1986 to 2001. Prof. Liu was elected the academician of Chinese Academy of Sciences in 1980, elected as a member of permanent committee of technical division of CAS in 1992-1994, and he was elected as a member of Presidium of CAS in 2008. Prof. Liu was elected the IEEE Fellow in 1990, the member of Electromagnetic Academy of Sciences, MIT in 1991, and was elected the member of many commissions of

IEEE. He headed Chinese Delegation on Education of Higher Learning invited to visit USA, Canada and Japan in 80thies, and he headed the Chinese University Presidents' delegation invited to visit UK in the year of 1996. As a member of delegation of Chinese Academy of Sciences he was invited to visit USA Academy of Sciences and Canadian Royal Academy of Sciences in 2011. Prof. Liu was appointed the distinguished / chair or visiting professor in many universities in USA, Germany, UK, Italy, Japan, Korea and Hong Kong. And he was invited to give lectures in MIT, Yale Univ., Kings College, Brounschweik Univ., Minan University and Tsinghua Univ. in Taiwan, etc. He was appointed the honorary professor of many universities in China. Prof. Liu is the member of IOC of IRMMW-THz and member of International Board, IRMMW-THz Society, USA. He initiated an International Conference of Interaction of EM wave/field with Bio-Cell/Cells together with K. Schoenbach and Dr.R. Barker in USA in 90thies. He was elected the member of International Committee of Free Electron Lasers Prize in 1986-1990, he was elected the member of International Committee of K.J. Button Prize in 1988. And he was invited to serve as a nominator of Nobel Prize in Physics by the Nobel Committee of Swidian Royal Academy of Sciences in the year of 1999-2001. He was invited to serve as a nominator of the International A. Einstein Science Prize in the year of 2000. He received Tan Kah Kee Information Science Prize in 1999, and he was awarded the K.J. Button prize in 2003. He has published 4 books and over 280 papers. He has supervised over 100 M.Eng. degree students, over 40 Ph.D. degree students, and several post-doctoral fellows.

特邀报告 2

Transceiver Technology Fusion of Wireless Communication and Radar Sensing Systems: Spectrum Allocation, System Integration and Design Challenge

吴柯

University of Montreal, Canada

Abstract

Wireless communication and radar sensing are two of the most prominent applications of radio technology. In the past, these two systems operate differently and independently. However, if implemented, the system fusion of wireless communication and radar sensing would definitely bring up many benefits such as architecture unification, simplification, and miniaturization, functional reconfiguration and fusion, and especially efficiency enhancement and cost reduction. This presentation reviews the emerging advances in the waveform design and system development for multifunctional wireless systems that integrate both communication (radio) and sensing (radar) functions. State-of-the-art communication-radar (or radio-radar) modulation schemes are presented and their features are discussed with reference to various challenging issues, namely, transceiver fusion, spectrum choice, system integration, and design platform. Theoretical and experimental research results on integrated communication and radar platform are highlighted to showcase the current development. Future research topics in this direction are also pointed out with special interest in up-band millimeter-wave exploration and system-on-substrate development.

Biography



Ke Wu is professor of electrical engineering, and Tier-I Canada Research Chair in RF and millimeter-wave engineering at the Ecole Polytechnique (University of Montreal). He holds the first Cheung Kong endowed chair professorship (visiting) at the Southeast University, the first Sir Yue-Kong Pao chair professorship (visiting) at the Ningbo University, and an honorary professorship at the Nanjing University of Science and Technology, the Nanjing University of Post Telecommunication, and the City University of Hong Kong, China. He has been the Director of the Poly-Grames Research Center and the founding Director of the Center for Radiofrequency Electronics Research of Quebec (Regroupement stratégique of FRQNT). He has also hold guest and visiting professor-

ship in many universities around the world. He has authored or co-authored over 850 referred papers, and a number of books/book chapters and filed more than 30 patents. His current research interests involve substrate integrated circuits (SICs), antenna arrays, advanced CAD and modeling techniques, wireless power transmission, and development of low-cost RF and millimeter-wave transceivers and sensors for wireless systems and biomedical applications. He is also interested in the modeling and design of microwave photonic circuits and systems. Dr. Wu is a member of Electromagnetics Academy, the Sigma Xi Honorary Society, and the URSI. He has held key positions in and has served on various panels and international committees including the chair of technical program committees, international steering committees and international conferences/symposia. In particular, he was the general chair of the 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. He has served on the editorial/review boards of many technical journals, transactions, proceedings and letters as well as scientific encyclopedia including editors and guest editors. He is currently the chair of the joint IEEE chapters of MTTs/APS/LEOS in Montreal. He has been providing a wide range of consulting services to corporations, institutions, agencies and governments around the world. Dr. Wu is an elected IEEE MTT-S AdCom member for 2006-2015 and served as Chair of the IEEE MTT-S Transnational Committee and Member and Geographic Activities (MGA) Committee. He was the recipient of many awards and prizes including the first IEEE MTT-S Outstanding Young Engineer Award, the 2004 Fessenden Medal of the IEEE Canada and the 2009 Thomas W. Eadie Medal of the Royal Society of Canada. He is a Fellow of the IEEE, a Fellow of the Canadian Academy of Engineering (CAE) and a Fellow of the Royal Society of Canada (The Canadian Academy of the Sciences and Humanities). He was an IEEE MTT-S Distinguished Microwave Lecturer from Jan. 2009 to Dec. 2011.

特邀报告 3

SIMO下视雷达对复杂目标散射与重构

金亚秋

复旦大学，上海

Abstract

A SIMO (single input and multiple output) system of a step-frequency (SF) radar is used. It is working in downward-looking spotlight mode and moving within a 2D synthetic plane array. A 3D (three-dimensional) matrix of bistatic scattering fields is produced in both the amplitude and phase from a 3D complex-shaped electric-large target above background surface.

In numerical simulation, the bidirectional analytic ray tracing (BART) method is applied to calculate bistatic scattering in SIMO observations from a volumetric target above background rough surface. An improved 3D RMA (range migration algorithm) is then utilized to making the imaging. Its 3D imaging is applied to reconstruct the target profile. As validation and comparison, the scattering fields of some simple targets are computed with comparisons of the BART and FEKO software. The SIMO techniques of imaging and reconstruction for a 3D target, such as a tank-like model over rough surface, are presented.

Biography



金亚秋，复旦大学特聘教授、中国科学院院士、IEEE Fellow、EMA Fellow、CIE Fellow、IAA Member，国家级有突出贡献的中青年科技专家。他1970年毕业于北京大学、分别于1982、1983、1985年2月获美国麻省理工学院（MIT）电气工程与计算机科学系（EECS）科学硕士（MS）、电气工程师（EE）、博士（Ph.D.）学位。

他的研究领域为复杂自然环境中电磁波散射辐射传输与传播、空间遥感与对地监测信息理论与技术、复杂系统中计算电磁学等。他是国家重点基础研究973项目首席科学家。他在国内外已发表640多篇学术论文、13本中英文专著与文集。曾获国家自然科学奖二等奖（2011）、国家自然科学奖三等奖（1993）、三次国家教育部自然科学奖一等奖（1992，1996，2009）、光华科技奖一等奖（1993）等。

Multiband Bandpass Filter Technologies

Chu Qing-xin Chen Fu-chang

(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology,
Guangzhou 510640, Guangdong, China)

Abstract: This article presents an introduction of recently developed techniques for the design and implementation of multiband bandpass filters. To obtain independently controllable passband frequencies and bandwidth, multi-passband resonator are introduced to design the dual- and tri-band bandpass filter. To minimize the size of the circuit, stepped impedance resonators (SIR) are introduced to design the dual- and tri-band bandpass filter. To obtain conveniently controllable passband frequencies, stub loaded resonators (SLR) are presented to design the dual- and tri-band bandpass filters. To obtain improved stopband rejection characteristic and more passbands, assembled resonator constructed by different resonators are employed to design the tri- and quad-band bandpass filters. Theoretical predictions are verified by the experimental results of these filters

Key words: bandpass filter; multiband; stepped impedance resonator; stub-loaded resonator; assembled resonators.

CLC number: TN713

Introduction

Emerging wireless standards produce new consumer systems, such as global system for mobile communication mobile communication (GSM), wireless local-area network (WLAN), and Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX). The increasing demand for these applications in the communication market has enabled a single wireless system to support dual-band or tri-band operations [1]. In developing multiband systems, the multiband

filters are essential components. However, since conventional filter theory is based on the single band assumption and cannot be used to design multiband bandpass filters, novel technologies need to be developed for multiband bandpass filter design.

In recent years, several techniques in the design of multiband filters have been proposed [2-14]. These techniques can be classified as multi-passband resonator technique [2-3], SIR technique [2-7], SLR techniques [8-11], and assembled resonator technique [12-14]. In this article, we provide an overview of these techniques classified by technology.

1 Multi-passband Resonator Technique

The first technology is to combine two (or more) sets of different resonators with common input and output, as shown in Fig. 1. Two sets of resonators were employed in parallel configurations to design the dualband filters, which could obtain desired center frequency and bandwidth at each passband.

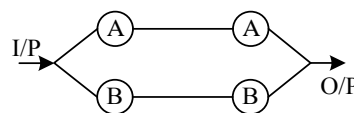


Fig. 1 Coupling structure of the proposed dualband filter

To achieve required bandwidth at each passband without increasing the circuit size, compact dual- and tri-band bandpass filter using $\lambda/4$ and $\lambda/2$ resonators are proposed in [2]. Fig. 2 shows the geometry of the proposed

dual-band bandpass filter. The filter comprises two $\lambda/4$ hairpin resonators and two $\lambda/2$ hairpin resonators. The $\lambda/4$ resonators are designed to resonate at the lower passband(s), $\lambda/2$ resonators are designed to resonate at the higher passband.

Fig. 3 shows the simulated and measured results of the dualband filter. The measured insertion losses in the two bands are 1.1 dB at 2.45 GHz and 1.6 dB at 5.25 GHz, and the total size is less than 24 mm \times 19.5 mm.

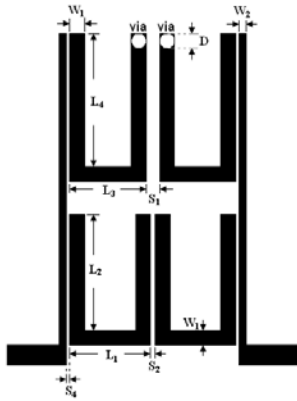


Fig. 2 Layout of the proposed dualband filter using using multi-passband resonator

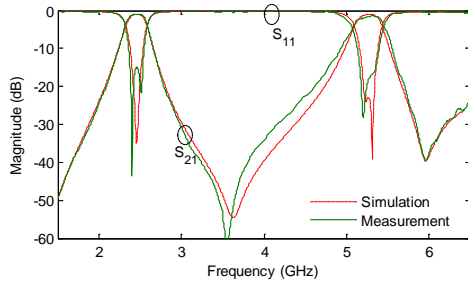


Fig. 3 Simulated and measured S-parameters of the dualband filter using multi-passband resonator

2 SIR Technique



Fig. 4 Geometrical diagram of the two-section SIR

Recently, more and more multiband filters have been realized with SIR because of their multi-band behavior [4-7]. The basic structure of a two-section half-wavelength

($\lambda/2$) SIR is shown in Fig. 4. It is clear from [4] that the spurious frequencies can be controlled by the characteristic impedance ratio.

To demonstrate the application of the SIR, dual-band filter operated at 2.4 and 5.7 GHz was designed in [5]. Fig. 5 shows a photograph of the proposed filter, and the overall sizes for the proposed filters are about 21mm \times 30mm. The S-parameter simulation and measurement results for the designed filter are shown in Fig. 6. The filter with the first resonant frequency of 2.4 GHz has less than 1.2 dB insertion loss and the second passband with center frequency of 5.7 GHz has less than 1.8 dB insertion loss.



Fig. 5 Photograph of the fabricated dualband filter using SIR

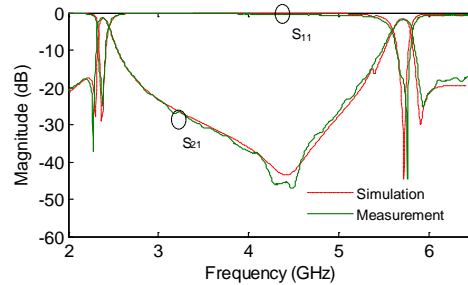


Fig. 6 Simulated and measured S-parameters of the dualband filter using SLR

3 SLR Technique

3.1 Single Stub loaded Resonator Technologies

Lately, it is popular to design the multiband filter using SLR (as shown in Fig. 7) mainly because of their easily controlled resonant frequencies. The dual-band (or tri-band) filters were designed using centrally loaded resonators proposed in [8].

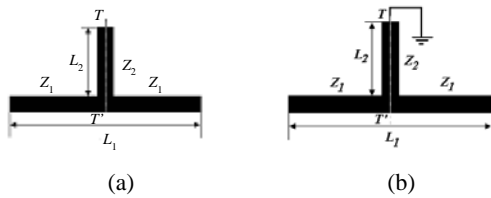


Fig. 7 Structure of the SLR (a) open stub (b) short stub

Using pseudo-interdigital short stub loaded resonator, a dual-band bandpass filter at 1.57/2.4GHz was developed in [20]. Fig. 8 shows the simulated and measured results. The minimum insertion losses measured for the two passbands in the same sequence are 0.7 dB and 0.5 dB, and the return losses within the two passbands are below -18 dB.

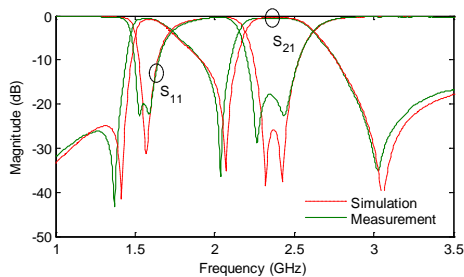


Fig. 8 Simulated and measured S-parameters of the dual-band filter using SLR

3.2 Short and Open Stub loaded Resonator Technologies

A novel open and short stub loaded crossed resonator and its applications to tri-band bandpass filters were presented in [9-10]. Based on the lossless transmission line model analysis, it was found that the first three resonance frequencies of the crossed resonator can be conveniently controlled.

To demonstrate the proposed concept, an experimental tri-band bandpass filter at 1.57, 2.4 and 3.5 GHz was developed in [9]. Fig. 9 shows a photograph of the proposed filter, the open stub is meandered to reduce the circuit size, and the total size is less than 33 mm × 13 mm. Fig. 10 shows the simulated and measured results. The minimum insertion losses measured for the three passbands in the same sequence are 0.8 dB, 0.5 dB and 1.2 dB.

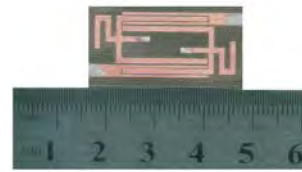


Fig. 9 Photograph of the fabricated tri-band filter using SLR

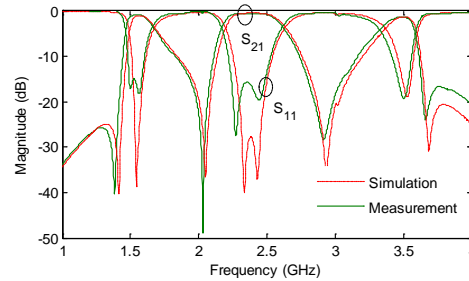


Fig. 10 Simulated and measured S-parameters of the tri-band filter using SLR

4 Assembled Resonator Technique

To obtain a tri-passband response based on the dual-band filter layout [4], additional half-wavelength resonators are inserted, as illustrated in Fig. 11. The proposed filter consists of two assembled resonators coupled in cascaded format, and each assembled resonator comprises a SIR (resonator A) and a common half-wavelength resonator (resonator B). Resonator A is designed to resonate at f_1 (the first passband frequency) and f_3 (the third passband frequency), and resonator B resonates at f_2 (the second passband frequency). Multi-path between the input and output can be observed, which may introduce transmission zeros in the insertion loss response.

A tri-band bandpass filter using the above structure was developed in [12]. Fig. 12 shows the simulated and measured frequency responses of the designed tri-band bandpass filter. The minimum insertion losses measured for these three passbands are 1.8 dB, 0.8 dB, 1.3 dB. The total size is less than 24 mm × 22 mm.

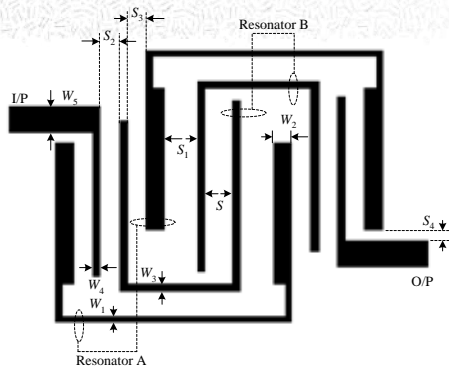


Fig. 11 Layout of the proposed tri-band filter using assembled resonators

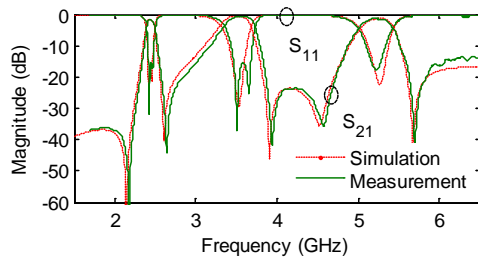


Fig. 12 Simulated and measured S-parameters of the tri-band filter using assembled resonator

Conclusion

Several techniques using microstrip technology were reported on, including the multi-passband resonator technique, the SIR technique, the SLR technique, the assembled technique. The experimental results have shown that the proposed multiband bandpass filters will be useful for multi-standard wireless applications and attract more interest from both academia and industry.

References:

[1] CHIEN H, TSAI C H, CHEN J, et al dual-band RF transceiver for multi-standard WLAN applications[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 2005, 53(3): 1048–1055.
 [2] CHEN F C, CHU Q X, TU Z H. Design of compact dual- and tri-band bandpass filters using $\lambda/4$ and $\lambda/2$ resonators [J]. Microw. Opt. Technol. Lett., 2009, 51(3):628-631.

[3] 褚庆昕, 叶亮华, 陈付昌. 小型双频带通滤波器的设计[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2010, 38(6): 7-10.

[4] CHU Q X, CHEN F C. A compact dual-band bandpass filter using meandering stepped impedance resonators [J]. IEEE Microwave Wireless Component Lett. 2008, 18 (5): 320-322.

[5] CHU Q X, CHEN F C. A novel dual-band bandpass filter using stepped impedance resonators with transmission zeros [J]. Microw. Opt. Technol. Lett., 2008, 50(6): 1466-1468.

[6] CHU Q X, LIN X M. Advanced triple-band bandpass filter using tri-section SIR [J]. Electronics Lett, 2008, 44 (4):295-296.

[7] CHEN F C, CHU Q X. Compact triple-band bandpass filter using pseudo-interdigital tri-section stepped impedance resonators [J]. Microw. Opt. Technol. Lett., 2008, 50(9): 2462-2465.

[8] CHEN F C, CHU Q X, TU Z H. Design of compact dual-band bandpass filter using short stub loaded resonator[J]. Microw. Opt. Technol. Lett., 2009, 51(4):959-963.

[9] CHEN F C, CHU Q X, TU Z H. Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators [J]. Electronics Lett, 2008, 44 (12): 747-748.

[10] CHEN F C, CHU Q X, TU Z H, et al novel crossed resonator and its applications to bandpass filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2009, 57(7):1753–1759.

[11] CHEN F C, CHU Q X. Novel multistub loaded resonator and its application to high-order dual-band filters[J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2010, 58 (6): 1551 - 1556.

[12] 陈付昌, 褚庆昕. 基于组合多通带谐振器的三频滤波器设计[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2009, 37 (1) : 10-14.

[13] CHEN F C, CHU Q X. Design of compact tri-band bandpass filters using assembled resonators [J]. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2009, 57(1):165–171.

[14] CHEN F C, CHU Q X. Design of quad-band bandpass filter using assembled resonators [J]. Microw. Opt. Technol. Lett., 2011, 53(6):1305-1308.

神经电和神经化学信号双模检测 微纳电极阵列和系统研究进展

蔡新霞^{*1,2}, 宋轶琳¹, 林楠森¹, 刘春秀¹, 石文韬¹, 王蜜霞¹

徐声伟¹, 蒋庭君^{1,2}, 蔚文静^{1,2}, 周帅^{1,2}, 周基阳^{1,2}, 刘允涛^{1,2}

(1. 中国科学院电子学研究所 传感技术联合国家重点实验室 北京 100190)

(2. 中国科学院研究生院 北京 100190)

* Email: xxcai@mail.ie.ac.cn, Tel: 010-58887193

摘要: 本文工作结合神经电生理和神经化学信息双模检测需求, 围绕分布式多尺度微弱神经电信号/递质化学信号检测关键科学问题, 从纳米功能材料、器件以及系统三个层面开展研究, 基于微米纳米加工技术研制出离体和植入式双模神经信息检测微纳电极阵列和系统, 对神经动作电位、场电位以及多巴胺进行了动态检测, 对大鼠进行了双模神经信息检测原理性实验验证。

关键词: 生物电极传感器; 纳米材料; 神经电; 神经递质; 双模检测系统

中图分类号: TM 93 **文献标志码:** A

引言

据世界卫生组织报告[1], 全球超过十亿人患有不同程度的神经性疾病, 由于病因不明, 这些疾病常见却难治, 但均与神经信息传递异常有关。神经电发放和神经递质释放是神经信息传递的基本方式, 当神经细胞产生神经电发放(电生理信息)和神经递质释放(化学信息)功能异常时, 就会引起神

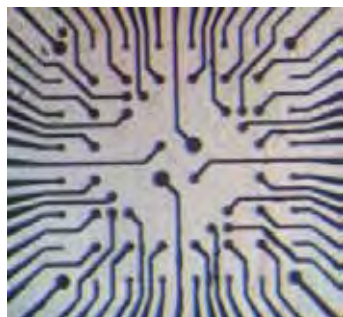
经性疾病的发生。因此, 从电学和化学两种模式对神经信息加以全面、准确、实时、同步的检测, 有望进一步揭示神经信号传递、编码与解码的本质[2-4]。目前神经信息检测技术主要是对神经电或递质信息的单模检测的微电极或系统(电生理记录仪, 电化学工作站等)的研究, 缺乏神经信息双模检测技术和手段, 本文主要对有关双模神经信息检测器件和双模系统进行研究, 将为探索神经系统运行机制和解读神经疾病病因、相关药物的作用机理及疗效评价提供检测器件和仪器, 具有重要的科学意义, 在神经生物学、心理学、临床、病理、药理等科学研究中具有广阔的应用前景。

1 实验部分

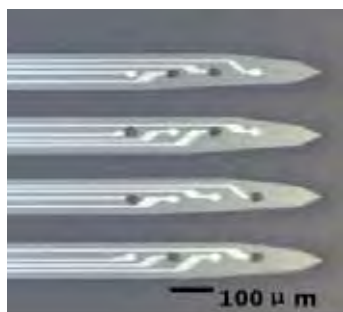
1.1 检测微电极阵列及表面修饰

基于 MEMS 技术进行了双模神经信息检测为电极阵列的设计和工艺制备, 研制出离

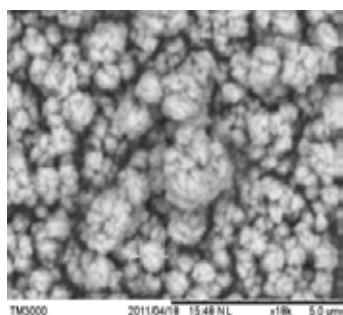
体双模神经信息检测微电阵列(图 1a)和植入式双模神经信息检测微电极阵列(图 1b),并在微电极表面进行了纳米铂黑颗粒定向微区电沉积和 Nafion 修饰(图 1c) [5]。



(a)



(b)



(c)

图 1、双模神经信息检测微电极阵列及纳米功能材料修饰。(a) 离体神经信息检测微电阵列; (b) 植入式双模神经信息检测微电极阵列; (c) 修饰于微电极表面的纳米铂黑颗粒

1.2 双模检测系统

研制系统为双模神经信息检测系统,主

要由神经电化学检测模块、神经电生理检测模块、主控制单元和数据采集卡组成,通过连接计算机和自制软件可记录多通道电生理信号和电化学信号。

1.3 检测方法

利用离体微电阵列和自制灌流装置对孵育的大鼠海马脑组织切片进行检测。将植入式神经信息检测微电极阵列植入大鼠脑皮层,利用植入检测微电极和自制检测系统进行电生理信号和脑内化学物质氧化电流信号双模同步检测(图 2)。

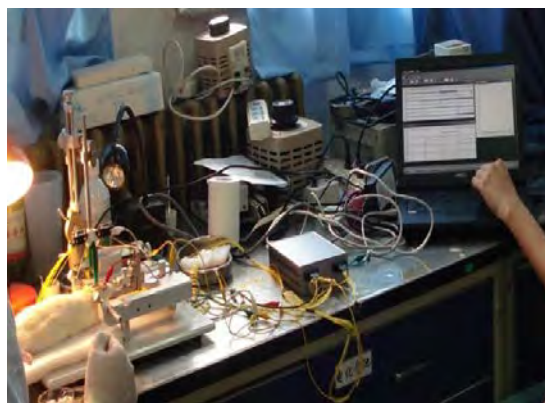


图 2、利用植入微电极和自制系统进行大鼠脑皮层神经电信号和化学物质氧化电流双模同步检测。

2 结果与讨论

2.1 脑组织切片神经电检测

在 16 个通道中共有 8 个通道在不同时段记录到了海马区神经元自发放电信号(表 1)。每次放电的持续时间为 10s 到 40s 不等,同一通道中可反复多次出现不同类型的放电,同一时刻也观察到了多通道同时有自发放电的情况。第 9 通道记录到的单波规则发

放型自发放电。在第 80s 的记录时刻，记录到第 15、16 通道间歇出现场兴奋性突触后电位（图 4）。

表 1 离体微电极阵列记录到的神经元自发放电

通道	起始时刻	信号类别	幅度
CH01	942s	不规则发放	$\pm 20\mu\text{V}$
CH03	50s	不规则发放	$\pm 20\mu\text{V}$
CH05	4s, 52s	阵发排放	$\pm 30\mu\text{V}$
CH06	764s	单波规则发放, 阵发排放	$\pm 20\mu\text{V}$
CH07	25s, 684s	阵发排放	$\pm 50\mu\text{V}$
CH08	1110s	不规则发放	$\pm 30\mu\text{V}$
CH09	1147s, 1171s	单波规则发放, 伴不规则发放	± 60 $\sim \pm 100\mu\text{V}$
CH10	1152	单波规则发放	$\pm 20\mu\text{V}$

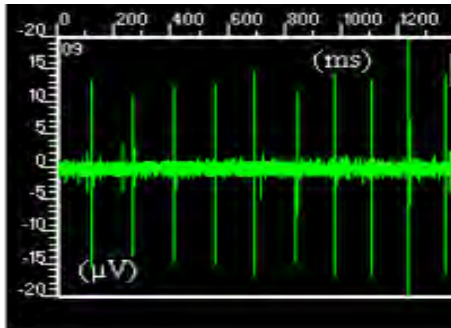


图 3、第 9 通道记录到的单波规则自发放电。

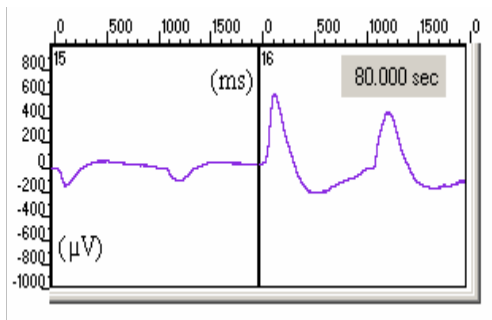


图 4 在第 15、16 通道记录到的场电位

2.2 对多巴胺的计时电流检测

如图 5 所示，采用自制平面微纳电极和自制系统检测到不同浓度多巴胺溶液 $i-t$ 电流响应曲线。在 $0.1 \sim 378.5 \mu\text{mol/L}$ 浓度范围内，随着多巴胺浓度的增加，微电极的电流响应也逐渐增大，电流值的增加与多巴胺浓度增加呈线性关系。

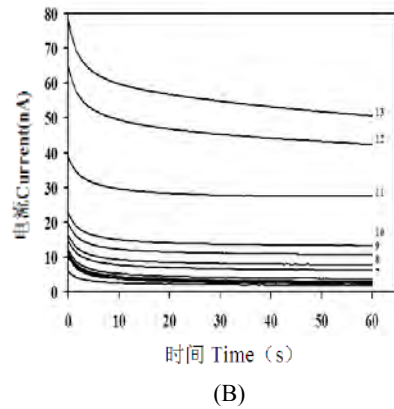
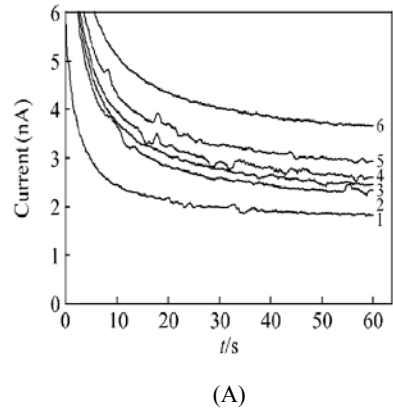


图 5 微电极在多巴胺溶液中的时间电流 ($i-t$) 曲线[6]

(A): 1)PBS; 2)100 nmol/L; 3)200 nmol/L; 4)400 nmol/L; 5)1.5 $\mu\text{mol/L}$; 6)4.5 $\mu\text{mol/L}$;
(B): 7)18.5 $\mu\text{mol/L}$; 8) 28.5 $\mu\text{mol/L}$; 9) 48.5 $\mu\text{mol/L}$; 10) 68.5 $\mu\text{mol/L}$; 11)178.5 $\mu\text{mol/L}$; 12)278.5 $\mu\text{mol/L}$; 13)378.5 $\mu\text{mol/L}$ dopamine solution.

2.3 植入式双模神经信息检测

将电极植入到大鼠第一感觉运动皮层区

(S1), 利用自制双模检测仪器同时检测在体电生理信号和电化学信号如图 5 所示, 同步记录到随时间变化的神经动作电位和电化学信号。

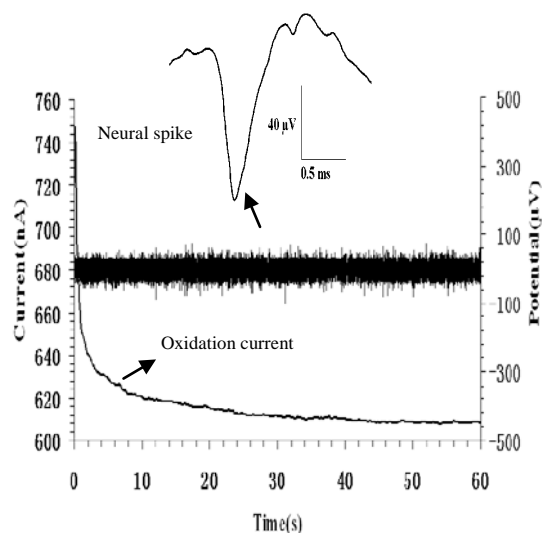


图 5、神经电生理 spike 信号 (右侧 y 轴) 及脑内化学信号氧化电流 (左侧 y 轴)

3 结论

1) 基于微米纳米加工技术研制出离体和植入式双模神经信息检测微纳电极阵列和系统。

2) 利用自制微纳电极阵列和系统对脑组织切片神经动作电位、场电位以及多巴胺进行了动态检测, 对大鼠进行了双模神经信息检测原理性实验验证。

3) 下一步, 将分别结合活体动物和细胞模型进一步开展双模同步检测分析研究。

致谢:

本文工作获得国家自然科学基金项目 (61027001, 60801032) 和国家重大科学研究计划项目 (2011CB933202) 资助。

参考文献:

- [1] World Health Organization, *Neurological Disorders: Public Health Challenges*, 2008, 19-27.
- [2] 梁培基, 陈爱华, 神经元活动的多电极同步记录及神经信息处理, 北京工业大学出版社, 2003, 60-85.
- [3] M. Scanziani & M. Hausser, *Electrophysiology in the age of light*, *Nature*, 2009, 461: 930-939.
- [4] D.J. Johnson, *Implantable microelectrode arrays for simultaneous electrophysiological and neurochemical recordings* *Journal of Neuroscience Methods*, 2008, 174: 62-70.
- [5] Yilin Song, Nansen Lin, Chunxiu Liu, Guogang Xing Hong Jiang, Xinxia Cai, *A novel dual mode microelectrode array for neuroelectrical and neurochemical recording in vitro*, *Biosensors and Bioelectronics*, 2012, in press.
- [6] 林楠森, 宋轶琳, 刘春秀, 蔡新霞, 16通道神经信息双模检测分析仪的研制与应用, *分析化学*, 第39卷, 第5期, 770-774.

新型太赫兹辐射源材料的研究

薄淑晖¹, 陈卓², 吴杰云^{3,2}, 甄珍⁴, 刘新厚⁵

(1. 中国科学院理化技术研究所光化学转换与功能材料重点实验室, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 由于太赫兹波独特的性质, 太赫兹技术在生物医药、食品检验、环境监测及安全反恐等国民经济和社会发展中有着广阔的应用前景, 而高功率宽频带的太赫兹辐射源材料作为太赫兹技术的基础成为迫切需要解决的关键问题。本文中拟采用制作简单的电光极化聚合物来取代无机晶体通过光整流效应(宽频太赫兹产生方法)实现太赫兹辐射。设计并合成新型给体发色团分子, 并研究其在聚合物中的电光性能, 最终获得具有高电光活性、高光热稳定性和低光学损耗的电光聚合物材料; 在此基础上分析此种材料产生太赫兹辐射效率的各种影响因素。

关键词: 太赫兹波产生; 差频; 辐射源材料; 光整流效应; 电光聚合物

中图分类号: TM 344.1

文献标志码: A

引言

太赫兹辐射通常是指波长在 $30\ \mu\text{m}$ - $3\ \mu\text{m}$ (0.1THz - 10THz) 区间的电磁波, 其波段位于电磁波谱中的微波和红外光之间, 即电子学与光学的交界区域。近几年, THz 之所以引起广泛的关注, 是由于 THz 波具有许多独特的性质, 基于这些特性 THz 技术在 THz 时域光谱技术(气相光谱研究^[1]、溶液动力学及电荷转移方面^[2]、鉴别化合物结构

^[3]、提取 DNA 的重要信息和药物分析等生物医学领域^[4]) 和 THz 成像技术^[5] (活体成像、环境监测和安全反恐等^[6]) 中有广泛的应用, 从以上应用可以看出 THz 科技对国民经济和社会发展将起重要的推动作用, 与人们生活和社会进步密切相关。

近十几年来, 许多科学家都在进行 THz 辐射源的研究, 有的从电子学角度通过混频放大增加频率得到 THz 波, 有的从光子学角度降低频率得到 THz 波。产生宽频 THz 辐射脉冲的主要方法是利用超短激光脉冲激发 THz 辐射源, 通常有两种方式: 光电导激发机制^[7]和光整流效应^[8], 宽频的 THz 辐射源可以用于时域光谱成像系统和精密时间分辨光谱, 非常有应用价值。由于光整流效应方法的优点在于可以输出更宽的辐射带宽, 且辐射源材料种类很多, 所以研究和应用的更为广泛。在光整流效应中, 目前采用的辐射源材料大多是无机电光晶体^[9,10], 而有机晶体^[11,12]因为生长条件苛刻, 研究较少, 我们本文研究的电光极化聚合物(以下称为电光聚合物)作为辐射源材料也是基于光整流效应产生的 THz 波。早在 2002 年美国马里兰大学 Michale Hayden 教授小组^[13]就已经验证了电光聚合物比 ZnTe 无机晶体和 DAST 有机晶体在 THz 波辐射和探测方面的效率高的多, 证明了相同厚度的电光聚合物材料(DAPC)能产生 10 倍于 ZnTe、

5 倍于 DAST 的 THz 辐射强度；通过改进发色团分子的性能，另一种电光聚合物体系（CFAPC）的辐射效率高达 ZnTe 的几百倍^[14]。经过不懈努力，2008 年^[15]他们用华盛顿大学制作的聚合物材料获得 15 THz 宽频带无间隙的 THz 波谱；同时美国的应用光子学研究公司 Rahman 先生^[16]也发表文章指出用树枝状大分子（电光聚合物材料的一种）制作的波导器件来作为高效太赫兹发射源是非常理想的选择。

国内在这方面研究的不多，因为可满足条件的电光聚合物比较缺乏。本文拟在前期工作的基础上，制备高电光活性的电光聚合物材料，包括新型发色团活性分子和聚合物基质；探讨可满足宽频太赫兹输出的影响因素和条件，为探索新型太赫兹辐射源提供理论和技术依据。

1 实验部分

1.1 试剂与仪器

简单反射法测试仪，SMART X25 XRD 单晶衍射仪。

1.2 实验过程

1.2.1 新型给体发色团的结构解析

聚合物电光材料是由电光活性发色团分子（主体）和聚合物基质（客体）组成，发色团是产生电光活性的源泉。从分子角度设计具有新型电子给体的发色团，分子给体采用三元环苯胺类，相对于传统的苯胺给体，给电子能力强，空间位阻大，从而分子之间的偶极相互作用小，极化效率高，电光活性大（电光系数越高），图 1 是发色团 1 和 2 的化学结构图。通过生长晶体解析两种发色团的结构，如图 2。发色团 2 相对 1 比较复杂，用了噻吩和长碳链作为位阻基团，电光活性提高，发色团的合成是我们实验室的前期工作^[17]。

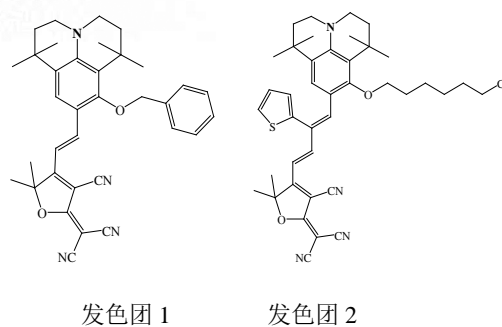


图 1 发色团 1 和 2 的结构式

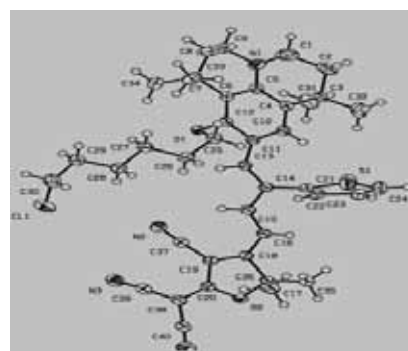
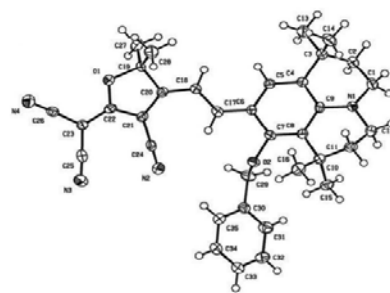


图 2 发色团 1 和 2 的晶体解析图

1.2.2 聚合物电光材料的研究

通过比较设计获得的分子一阶超极化率和材料体系中宏观电光系数的大小，研究电光分子取向机制，寻求得到宏观高电光效应的方案，探索发色团分子在哪种结构的聚合物中，容易分子取向（极化过程中），达到既具有高的电光系数又保证足够低的光损耗目的；良好的可加工性和成膜性使其制备较薄样品，提高 THz 频带宽度方面具有明显优势，这比培养高质量单晶简单多了，并且成本低。比较常用的聚合物有改性的聚甲基丙烯酸甲酯、聚苯乙烯、聚碳酸酯(APC)和聚酰亚胺体系等，最常用的是聚碳酸酯，发色团在其中极化效率高，同时聚合物的光热稳定性好。

2 结果和讨论

根据光整流效应的物理机制，需要对产生太赫兹辐射过程的相位匹配进行研究。相位匹配要求参与非线性过程的各个光波的频率和波矢都要守恒，简单地说，当光脉冲相关的群速度等于太赫兹波的相速度时，光整流过程满足相位匹配条件。然而对于产生 THz 波的光整流过程，由于对 THz 认知比较有限，无法得到材料在 THz 的色散曲线，所以不能用传统的晶体双折射特性来弥补色散效应。由于光整流效应属于二阶非线性效应，辐射出来的 THz 电场与二阶非线性极化率成正比。基于此，对于无机晶体而言，可以计算出太赫兹的最高辐射效率强烈依赖于晶体的切向和入射光的偏振方向无机晶体辐射源材料；而电光聚合物材料只与入射光的偏振方向相关。可以通过以下实验装置实现：通过改变下图中的偏振器，来改变入射光的偏振方向，当在光电探测器中检测 THz 波输出最大功率时，此时的偏振方向的角度即为相位匹配角（图 3）。

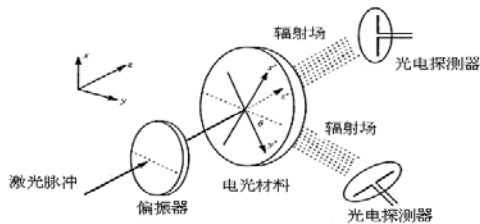


图 3 光整流效应原理图

通过对光整流效应机理的研究，太赫兹波的振幅强度和频率分布决定于激光脉冲的特征和非线性介质的性质，如激光脉冲的强度和脉宽、介质的二阶非线性系数（电光系数）、损伤阈值和相位匹配等。其中电光材料是光整流产生 THz 电磁波的关键部件，电光系数和相位匹配是影响太赫兹辐射效率的重要因素。这里我们提出使用电光聚合物作为新型 THz 辐射源材料的研究，因为比起无机和有机非线性晶体，它有很多优点：①电光聚合物制作简单，涂膜代替了苛刻的单晶生长条件（特别是有机晶体），同时通过对材料的灵活设计可以调节材料的性质，大大节约了成本和时间。②电光聚合物的电光系数大，随着研究进展还能继续提高，目前可高

达几百 pm/V（理论值在 1000 pm/V 以上，而无机晶体 ZnTe 只有 4 pm/V）。③电光聚合物的介电常数比较小（2-4），所以在高低频范围相干长度比较长，可以得到很宽的 THz 的频谱（0 到几十 THz，而无机晶体只有 0—3 THz）。④电光聚合物无晶格振动，不存在声子吸收带隙，容易得到平坦连续的 THz 频谱。如表 1 是我们合成的发色团 1 和 2 分别掺杂到聚合物 APC 中，测试其电光系数和介电常数，可以看出通过改变发色团的结构，电光系数提高了近 10 倍，介电常数相差不大，都比较低，这种材料非常适合进行太赫兹辐射的研究。

表 1 有机聚合物电光材料性能表

电光材料	电光系数	介电常数
1/APC	36	2.9
2/APC	337	3.0

另外，有机电光聚合物材料与无机晶体一样也是一种高性能 THz 探测材料，然而由于其有大的非线性光学系数，可以比较轻松的实现高灵敏度、宽频信号响应的探测。有机电光聚合物材料具有良好的可剪裁性和加工性，可通过器件加工工艺来制作应用在太赫兹辐射领域的的新型器件。

3 结论(结语)

与成分、结构、性质都固定的无机晶体和有机晶体不同，电光聚合物是可以变化多样的分子设计，合成出物理、化学性能不尽相同的无数种材料，利用可调谐的电光极化聚合物材料作为太赫兹辐射源是本文最大的特色之处，然而怎样得到最佳配比来充分发挥聚合物的这些优越性能，这是研究者们一直在研究的，所以电光聚合物在太赫兹辐射和探测方面有很大的潜力。下一步工作将进行聚合物电光材料用于 THz 辐射的实验研究和结果分析。

感谢中国科学院创新基金项目(CXJJ-11-M035)和国家自然科学基金委(61101054)的财政支持。

参考文献:

- [1] Van D.W., Murakowski J., Keilmann F.,

- Gas-absorption spectroscopy with electronic terahertz techniques [J]. *IEEE Trans. Micro. Theory. Tech.* 2000, 48(4): 740-743.
- [2] Yamamoto K., Tani M., Hangyo M., Terahertz time-domain spectroscopy of imidazolium ionic liquids [J]. *J Phys Chem B* 2007, 111: 4854-4859.
- [3] LeahyHoppa M. R., Fitch M. J., Zheng X., et al. Wideband terahertz spectroscopy of explosives [J]. *Chem. Phys. Lett.* 2007, 434: 227-230.
- [4] Andrea M., Scott W., Jay H., Robert B., THz time domain spectroscopy of biomolecular conformational modes [J]. *Phys. Med. Biol.* 2002, 47: 3797-3805.
- [5] Jansen C., Wietzke P., Peters O., Terahertz imaging: applications and perspectives [J]. *Appl Optics* 2010, 49(19): E48-57.
- [6] Zhang C. L., Mu K. J., 2009 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2009, 1-2: 461-462.
- [7] 许景周, 张希成, 太赫兹科学技术和应用, 北京大学出版社, 2007, 27-31.
- [8] 李玉林, 陈华, 汪力, 彭慰先. 现代物理知识, 2006, 18(3): 29-30.
- [9] Chen Q., Tani M., Zhang X. C. et al. Electro-optic transceivers for terahertz-wave applications [J]. *J. Opt. Soc. Am. B* 2001, 18(6): 823-831.
- [10] Ferguson B., and Zhang X. C., Materials for terahertz science and technology [J]. *Nature Materials.* 2002 (1), 26-33.
- [11] Takayanagi J., Kanamori S., Suizu K., et al. Generation and detection of broadband coherent terahertz radiation using 17-fs ultrashort pulse fiber laser [J]. *Optics Express* 2008, 16(17): 12859-12865.
- [12] Taniuchi T., Okada S., Nakanishi H., Widely-tunable THz-wave generation in 2-20 THz range from DAST crystal by nonlinear difference frequency mixing [J]. *Electronics Letters* 2004, 40(1): 60-62.
- [13] Alexander M. S., Hayden L. M., Generation and detection of terahertz radiation with multilayered electro-optic polymer films [J]. *Optics Letters* 2002, 27(1): 55-57.
- [14] Sinyukov A. M., Hayden L. M., Resonance enhanced THz generation in electro-optic polymer near the absorption maximum [J]. *Appl. Phys. Lett.* 2004, 85(24): 5827-5829.
- [15] McLaughlin C. V., Hayden M. L., et al. Wideband 15 THz response using organic electro-optic polymer emitter-sensor pairs at telecommunication wavelengths [J]. *Appl. Phys. Lett.* 2008, 92: 151107.
- [16] Rahman A., Dendrimer waveguide based high-efficiency terahertz source [J]. *Proc. of SPIE,* 2008, 6893: 689302.
- [17] Wu J. Y., Bo S. H., et al. Synthesis of novel nonlinear optical chromophore to achieve ultrahigh electro-optic activity, *Chem. Comm.* accepted.

基于金属-半导体-金属表面等离子体结构的太赫兹调制器

常胜江, 范飞

(南开大学现代光学研究所, 光学信息技术科学教育部重点实验室, 天津 300071)

摘要: 本文研究了一种十字型金属-半导体-金属表面等离子体波导在太赫兹波段的传输性质和可调谐性质。根据模式分析发现, 通过电或光注入方式改变半导体中的载流子浓度, 该表面等离子体波导中的不同谐振模式表现出不同的性质。当载流子浓度增加时, 纵模逐渐消失, 横模向高频移动。这一新太赫兹波调控机制可以实现对太赫兹波的强度调制和调谐滤波。时域有限差分法模拟结果显示, 对 $60\mu\text{m}$ 槽深的器件, 在 0.5 和 1.1THz 处可实现 60GHz 带宽的强度调制, 在 1.325THz 到 1.38THz 频率范围内可实现 50GHz 的调谐滤波。

关键词: 太赫兹; 表面等离子体; 调制器

中图分类号: TN253.1 **文献标志码:** A

引言

近年来, 太赫兹 (THz) 技术的快速发展使得 THz 波在光谱[1]、成像[2]、传感[3]和通信[4]领域获得了广泛的应用。其中, 宽带高速 THz 无线通信因有望获得大于 10Gbps 的数据传输而具有极高的科学研究和应用价值[4]。作为 THz 通信系统中的关键功能器件, 高速 THz 调制器越来越受到国内外的广泛关注。多种基于不同材料和结构的 THz 调制器被文献报道, 如量子阱[5]、半导体超晶格[6]、光子晶体[7]和超材料[8]

的 THz 调制器。然而, 这些器件的调制深度和调制速率等重要参数受到构成这些器件的材料的折射率、损耗和响应时间的限制。因此, 如何获得大工作带宽、低插入损耗、大调制深度和高调制速率的调制器件, 已经成为 THz 通信中急需解决的关键问题。

近年来, 具有周期结构的表面等离子体波导 (SPPW) 受到广泛关注[9]。尤其是将 SPPW 置于金属平行平板 (PPWG) [10]中传输 THz 波时, PPWG 能强烈地约束 THz 光场从而增强了 THz 表面等离子体的局域性, 使其表现出显著的光子带隙特性和良好的滤波性能。然而, 由于 SPPW 完全由金属材料构成, 不能通过外加激励, 如电场、磁场、光辐射等方式, 对 THz 波的传输进行有效的主动控制。

本文提出将掺杂半导体材料引入 SPPW 的周期微结构中, 构成金属-半导体-金属等离子体波导 (MSMPW), 通过电或光注入方式改变半导体中的载流子浓度, 使得该 MSMPW 中的不同谐振模式表现出不同的性质。这一新太赫兹波调控机制可以实现对太赫兹波的强度调制和调谐滤波。



1 器件结构与材料

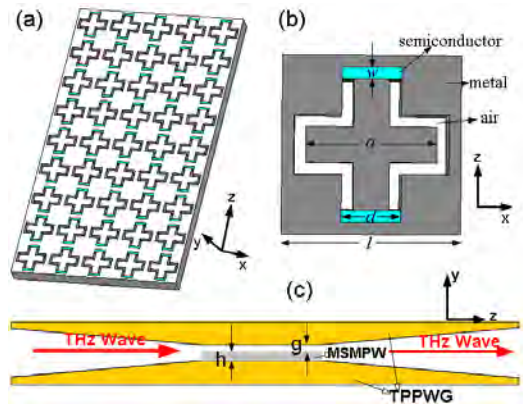


图 1 (a)MSMPW 薄板的整体结构图; (b) 单个周期单元的几何结构示意图; (c) MSMPW 薄板置于 TPPWG 中工作的示意图。

该 MSMPW 器件的结构如图 1a 所示，它由金属薄板上周期排列的十字型金属槽阵列构成，槽的两端生长填充半导体，一个周期单元的具体结构如图 1b 所示。为了使器件工作在 THz 波段，每个单元槽的长度 $l=150\mu\text{m}$ ， $d=50\mu\text{m}$ ，十字长度 $a=130\mu\text{m}$ ，槽宽度 $w=10\mu\text{m}$ ，金属薄板厚度为 h 。最近的大量研究表明，渐变开口的金属平行平板 (TPPWG) 与普通 PPWG 相比可以大大提高对自由空间 THz 波的收集和耦合能力 [11]。本文将 MSMPW 薄板置于 TPPWG 中，其上表面与 TPPWG 间的空气间隙为 g ，如图 1c 所示。

本文选择 GaAs 作为工作介质，铝或金箔作为金属薄板的材料。对于铝等常见金属，其在 THz 波段的性质接近于完美电导体，具有很低的损耗和很高的反射率。对于本文提出的 MSM 结构，可以在 GaAs 两边掺杂形成 PIN 结构，两端的金属结构作为电

极，便于实现载流子的电注入，也可用激光辐照实现光注入。GaAs 的相对介电常数 $\epsilon_\infty=12.9$ ，载流子有效质量 $m^*=0.067m_e$ ， m_e 为电子质量，碰撞迟豫时间 $\tau=1/0.1\pi$ ps [12]，外加激励的大小反映在载流子浓度 $N(\text{cm}^{-3})$ 的大小上。介电常数和电导率随载流子浓度的函数可由 Drude 模型来描述：

2 结果与讨论

2.1 模式与传输特性

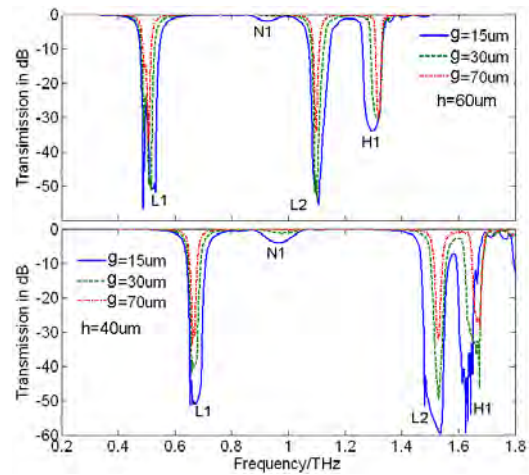


图 2 未施加外加激励时，当金属槽深度分别为 $h=40$ 和 $60\mu\text{m}$ ，TPPWG 中空气间隙 $g=15, 30$ 和 $70\mu\text{m}$ 时的 MSMPW 透射光谱。

周期性 SPPW 表现出光子带隙特性，当入射光频率位于光子带隙内时，SPPW 形成强烈的表面共振模式，使得入射光不能在 TPPWG 中传输。通过时域有限差分 (FDTD) 方法我们得到了未施加外加激励时不同空气间隙、不同金属槽深度下 MSMPW 的传输光谱，如图 2 所示。结果显示在 $0.2\sim 1.8\text{THz}$ 范围内具有多个不同性质的表面共振模式：分别为一阶和二阶纵向谐振模式 (L1 和 L2

mode)、一阶横向谐振模式 (H1 mode), 它们都具有很强的局域性和极高的 Q 值, 使得谐振频率处光谱的禁带消光比超过 30dB。这两种模式的电场分布如图 3 所示, 注意到纵向模式的电场集中分布在半导体 GaAs 中, 而横向模式的电场分布主要在空气中。还有一个非布拉格谐振的模式(N1 mode), 它的 Q 值很低, 基本可以忽略, 此后不再讨论。各个模式的频率位置在图 2 中标出。

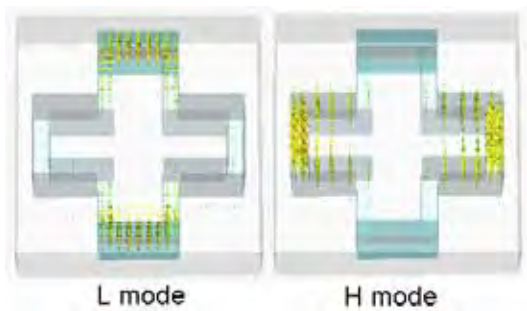


图 3 纵向模式和横向模式的电场分布。

如图 2 所示, 首先, MSMPW 金属槽深度 h 影响了各个共振模式的频率位置, 随着厚度的增大各个模式都向低频移动, 而每个模式移动的程度都是不同的。其次, 间隙 g 的大小并不影响各个模式的谐振频率位置, 但影响着谐振强度, 即模式的 Q 值。间隙越小, Q 值越高, 光谱中禁带的消光比就越大, 禁带带宽越宽。作为调制器件, Q 值越高器件在工作频率处的调制灵敏度越高, 对外加激励的响应越快。但是, TPPWG 间隙越小, 自由空间 THz 的耦合困难, 因此综合以上两方面的因素, 我们下面选择 $h=60\mu\text{m}$ 、 $g=30\mu\text{m}$ 参数的 MSMPW 研究其调制特性。

2.2 调制特性

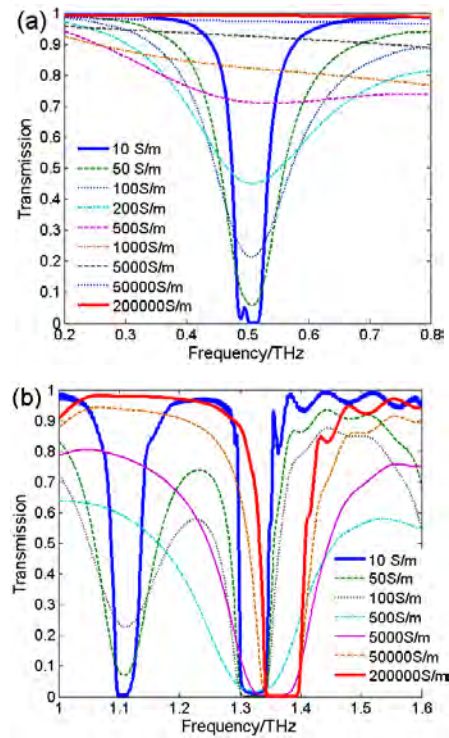


图 4 不同外加激励下 $60\mu\text{m}$ 厚 MSMPW 的传输光谱。(a) 0.2~0.8THz; (b) 1~1.6THz。

不同激励强度下 MSMPW 的传输光谱如图 4 所示。这里用 GaAs 的电导率来表示外加激励的强弱, 在电注入或光注入的条件下, GaAs 的电导率从 10S/m 增加到 $2\times 10^5\text{S/m}$ 。当未激励时, 谱线中有三条禁带: 中心频率 0.5THz, 1.1THz 和 1.325THz, 带宽均为 100GHz, 分别对应 L1 模, L2 模和 H1 模, 其余频率的 THz 波几乎从 TPPWG 中完全透过。当施加的激励逐渐增强时, 前两个禁带逐渐消失, 其中心及附近频率的 THz 波的透过率逐渐增加, 这是因为随着 GaAs 中的载流子浓度增加, 一阶和二阶 L 模谐振逐渐减弱, 当 GaAs 表现出较强的金属性时, THz 波能量不能集中在 GaAs 中, L 模就在这两个频率位置消失了, 即原来的光谱中的禁带消失。因此, 在 0.5THz 和

1.1THz 处 60GHz 带宽内实现了禁止传输到传输 THz 波的强度调制,在强注入时,GaAs 电导率一般大于 50000S/m,因此器件的调制深度很容易超过 90%。而对于第三个禁带,它对应 H1 模,当施加的激励逐渐增强时它并不消失,而是逐渐向高频移动,最终中心频率从 1.325THz 移动到 1.38THz,激励前后这一共振模式的电场分布并没有发生明显变化,表明 GaAs 中载流子的增加对 H 模的影响不大,但由于 GaAs 表现出较强的金属性,从而缩小了 H 模谐振的空间,使得谐振频率增大,实现了禁带频率的蓝移。

3 结论

本文研究了一种十字型金属-半导体-金属表面等离子体波导在太赫兹波段的传输性质和可调谐性质。通过电或光注入方式改变半导体中的载流子浓度,当载流子浓度增加时,纵模逐渐消失,横模向高频移动。对 60 μm 槽深的器件,在 0.5 和 1.1THz 处可实现 60GHz 带宽的强度调制,从 1.325THz 到 1.38THz 处可实现 50GHz 的调谐滤波。这一新太赫兹波调控机制可以实现对太赫兹波的强度调制和调谐滤波。

参考文献:

[1] Liu. H. B, Plopper G, Earley. S. *et.al*, Sensing minute changes in biological cell monolayers with THz differential time-domain spectroscopy [J] Biosens. Bioelectron,2007, 22 (6): 1075-1080
[2] Chan. W. L, Moravec. M. L, Baraniuk R. G. *et.al*. Terahertz imaging with compressed sensing and phase retrieval [J] Opt. Lett. 2008, 33(9): 974-976.

[3] Brucherseifer M., Nagel M., Bolivar P. H. *et.al*. Label-free probing of the binding state of DNA by time-domain terahertz sensing [J] Appl. Phys. Lett. 2000, 77(24): 4049-4051
[4] Federici. J, Moeller. L, Review of terahertz and subterahertz wireless communications [J]. J. Appl. Phys. 2010, 101 (11) :111101
[5] Kleine-Ostmann. T, Dawson. P, Pierz. K *et.al*. Room-temperature operation of an electrically driven terahertz modulator [J]. Appl. Phys. Lett. 2004, 84(18): 3555-3557
[6] Hochberg. M , Jones. T, Wang. G, *et. al*. Terahertz all-optical modulation in a silicon-polymer hybrid system [J]. Nat. Mater.2006 5: 703-706
[7] Fekete. L, Kadlec. F, Kužel. P, *et. al*. Ultrafast opto-terahertz photonic crystal modulator [J]. Opt. Lett. 2007,32 (6): 680-682
[8] Chen. H. T, O'Hara. J. F, Azad. A. K, *et. al*. Experimental demonstration of frequency-agile terahertz metamaterials [J]. Nat. Photon. 2008, 2: 295-298
[9] Lee. E.S, So. K. J, Park. G. S, *et. al*. Terahertz band gaps induced by metal grooves inside parallel-plate waveguides [J]. Opt. Express 20 (6), 6116-6123 (2012)
[10] Zhao.Y.G, Grischkowsky.D. Terahertz demonstrations of effectively two-dimensional photonic bandgap structures [J]. Opt. Lett, 2006 31 (10): 1534-1536
[11] Lee.S.G, Kee.C.S, Lee.E.S. *et.al*. Photonic band anti-crossing in a coupled system of a terahertz plasmonic crystal film and a metal air-gap waveguide. [J]. J.Appl.Phys, 2011, 110 (3), 033102
[12] Manceau.J.M, Shen.N.H, Kafesaki.M, *et. al*. Dynamic response of metamaterials in the terahertz regime: Blueshift tunability and broadband phase modulation [J]. Appl. Phys. Lett. 2010, 96(2), 021111

小型宽带微波吸收体的技术研究

车文荃¹, 常玉梅¹, 周雍²

(1. 南京理工大学 电子工程与光电技术学院通信工程系, 江苏 南京 210094; 2. 滑铁卢大学, 加拿大安大略省 滑铁卢 N2L3G)

摘要: 提出了一种有效改进基于电偶极子阵列微波吸收体性能的方法。该方法采用感性接地面的方法代替普通的接地面, 不仅可以有效地降低吸收体的厚度, 还可以展宽其工作带宽。仿真结果表明, 当中心频率为 10GHz, 介质板的介电常数为 2.65 时, 通过采用该方法可以使得其厚度缩减近 40%, 带宽展宽约 70%。此外, 本工作还采用了进一步的改进措施, 来改善周期吸收表面的扫描角度范围。

关键词: 电路模拟吸收体; 周期结构; 吸收率; 厚度缩减; 带宽展宽

引言

随着民用电子信息产品的广泛应用和快速的更新换代, 电子设备的电磁环境安全性也受到关注; 外部的电磁场是否会影响到自身设备的正常工作和自身散发的电磁是否会影响到其它电子信息产品的正常工作成为电路系统设计中的重要考虑因素。电磁波吸收体可以将入射波通过某些物理作用把电磁波能量转化为热能等形式, 从而阻止其进入电子设备的内部。因此, 吸收体的研究受到越来越多的关注。为使得吸收体能够满足更多电磁环境下的应用, “薄”、“宽”、“轻”、“强”成为电磁波吸收体的发展趋势[1]。本工作基于此应用需求提出新型的小型宽带

微波吸收体, 不仅可以有效地缩减吸收体的厚度, 还可以展宽吸收体的工作带宽。

1 微波吸收体的研究现状

一直以来, 微波吸收体的研究主要集中在材料科学方面, 譬如吸收剂、复合吸波材料、纳米吸波材料和手性吸波材料等。1952年, 美国 MIT 辐射实验室的 M. M. Salisbury 发明了一种电磁波吸收屏并以他的名字命名, 即 Salisbury 屏 [2]。之后, 各国学者为改进 Salisbury 屏的性能开展了深入的研究, 如增加电阻层的数目并用介质板隔开, 来实现吸收频段的展宽, 即 Jaumann 吸收体。通过运用传输矩阵法、遗传算法等方法优化电阻层的层数和介质板的厚度实现超宽带吸收带宽, 但是此类吸收体在厚度、重量和成本方面的优势欠缺。随后, 学者们又提出用损耗材料制成的周期结构代替纯电阻屏, 即电路模拟吸收体(Circuit Analogue Absorber), 周期结构不仅可以提供电阻成分还可以提供电抗成分; 并且周期结构单元形状多样性可以满足实际应用的不同需求, 譬如用十字形实现双极化入射波的吸收[3], 用一对长度不同的电偶极子实现多频吸收来展宽带宽[4]。随着加工技术的进步, 越来

越多的新材料被应用到吸收体的研究中来，如采用超材料结构可以实现超薄微波吸收体，但带宽较窄。英国诺丁汉大学 Christopoulos 教授的课题组采用具有损耗特性的 Cut Wire 结构设计微波吸收体，通过调节 Cut Wire 的尺寸和数目来展宽带宽[5]。

2 小型宽带微波吸收体的设计

本工作中采用中心加载电阻的电偶极子阵列来代替 Salisbury 屏中的电阻层，如图 1，

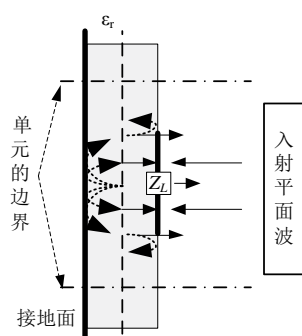


图 1 基于中心加载电阻的电偶极子微波吸收单元

电偶极子选择最常用的半波阵子，当电偶极子的负载电阻等于辐射阻抗，即 $Z_L=73\ \Omega$ 时，接收天线与自由空间达到匹配，可以最大程度地接收电磁波。与此同时，电偶极子也作为发射天线向前方自由空间和后方介质层辐射，且两个方向的合成波的幅度相同。当介质层的厚度为四分之一波长时，前向辐射电磁波与后向从接地面反射回来的电磁波的相位差满足 180° ，从而使得辐射波在谐振频率处抵消实现零反射，达到对入射波吸收的目的。但是实际情况当中，周期单元之间存在互耦，使得负载电阻的值要略大

于 $73\ \Omega$ ；并且入射波照射到电偶极子表面时有漏波直接进入介质层中，致使从接地板反射到电偶极子位置的电磁波幅度发生改变，所以介质层的厚度也会有所改变。

2.1 感性接地面替代普通接地面

根据经典传输线理论，图 1 中纵向虚线位置处的阻抗呈感性，如果在该位置处放置一电感，那么从该位置到电偶极子之间的阻抗变换特性将不会改变，却缩减了吸收体的厚度。文献[6]中用两排周期排列的金属柱代替矩形波导的两个窄壁，通过调节金属柱的半径及间距使金属柱壁的表面电抗呈感性，当去掉两个金属壁之后，矩形波导内的场仍然不变。类似地，在吸收体中实现感性接地面的方式如图 2 所示，

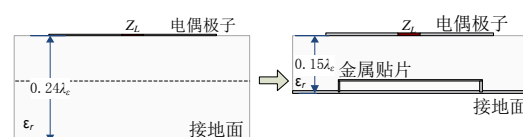


图 2 基于电偶极子的微波吸收体的厚度缩减示意图将一方型金属贴片与偶极子方向垂直的两棱边经金属化通孔与地相连形成环路电感。此外，形成的电流闭合回路加强了与偶极子之间的磁场耦合，使得更多的能量被束缚在介质内，从而提高吸收体的吸收率。

另外，对于改进前的结构，从吸收体表面向接地面看进去，终端短路传输线的感抗随频率的变化是一个正切函数，而感性接地面形成的电感随频率的变化是呈线性的，显然后者随频率的变化要慢于前者。因此，引入感性接地面的另一个优点就是可以展宽

吸收体的工作带宽，这无疑对改进吸收体的性能提供了一种很好的方法，因为对于吸收体的研究来说，带宽通常是与厚度成反比的，两者往往不能同时兼顾。

2.2 终端加载偶极子替代普通偶极子

用感性接地面技术可以缩减吸收体的厚度，但是因电偶极子的长度仍为半波长，所以单元的尺寸较大。根据 Munk 的理论 [7]，周期结构的单元越小，其等效阻抗随着入射角的变化越小，那么周期结构的频率响应随入射角的变化也就越小。本研究采用终端加载偶极子来代替普通的偶极子，如图 3 所示，不仅可以单元的尺寸大大缩小，终端加载部分的存在使得电路的容性增大，从而拓宽了吸收体的带宽。

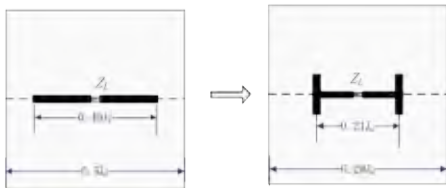


图 3 基于终端加载偶极子的微波吸收体单元

3 结果及讨论

图 4 所示为引入感性接地面的微波吸收体的俯视图和纵切面示意图。

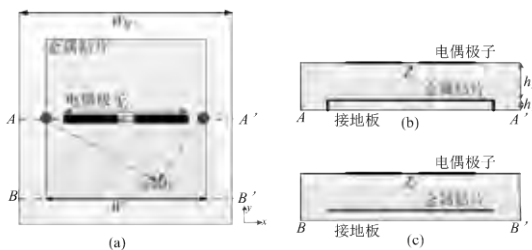


图 4 (a) 采用感性接地面技术的微波吸收体的俯视图；(b) A-A' 纵切面图；(c) B-B' 纵切面图

图 5 所示为中心频率为 10GHz 的三种微波吸收体的反射系数和吸收系数对比，中心频率为 10GHz，基板材料的介电常数均为 2.65，偶极子的直径均为 0.3mm。

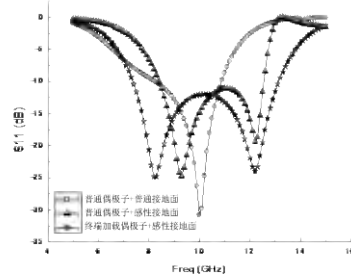


图 5 三种微波吸收体的反射系数和吸收系数的对比

改进前的吸收体的厚度约为 $h=0.25\lambda_e$ ($\lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$)，偶极子的长度约为 $l_d=0.45\lambda_e$ ，中心加载的电阻为 $Z_L=74\Omega$ ，单元的宽度为 $W_g=0.5\lambda_0$ 。改进后，基板材料、偶极子的长度和负载电阻均保持不变；用来构造感性接地面的短路方型金属贴片宽度为 $W=0.35\lambda_e$ ，高度约为 $h_1=0.045\lambda_e$ ，吸收体的整体厚度为 $h=h_1+h_2=0.14\lambda_e$ 。

将普通偶极子替换为终端加载偶极子，单元的宽度减小为 $W_g=0.22\lambda_0$ ，较加载感性接地面的普通偶极子单元，面积缩减了约 69%；较未加载感性接地面的普通偶极子单元，面积缩减了约 83%。图 6 所示为引入感性接地面技术的两种微波吸收体，当入射角为 15° 、 30° 和 45° 时吸收率随频率的变化，其中吸收率的定义为：

$$P_a = (1 - |S_{11}|^2) \times 100\% \quad (1)$$

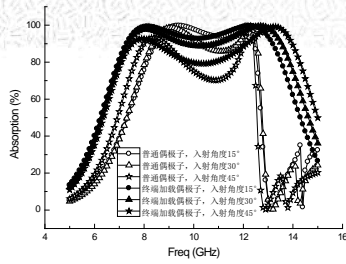


图 6 不同角度入射波下, 基于感性接地面技术的两种微波吸收体的吸收率对比

由图 6 可以看出, 采用终端加载偶极子, 吸收体在 7~14GHz 的频率范围内工作时, 其吸收率在入射角等于 -45° ~ 45° 之间均能达到 80%以上; 而普通偶极子维持相同的稳定吸收特性的入射角范围只有 -30° ~ 30° 。表 1 所示为三种吸收体尺寸及带宽的比较。

表 1 三种微波吸收体的尺寸和相对带宽

结构类型	单元尺寸($W*W$) (mm*mm)	基板厚度(h) (mm)	相对吸收 带宽(%)
普通偶极子+普通接地面	15*15	5.6	25
普通偶极子+感性接地面	11.2*11.2	3.3	41
终端加载偶极子+感性接地面	6.2*6.2	4	57

由表 1 可以看出, 采用终端加载偶极子不仅使单元尺寸缩小, 提高了周期表面的扫描角度范围, 带宽也较采用普通接地面的基于电偶极子吸收体的带宽展宽了约 130%。

5 结论

微波吸收体在电磁兼容、雷达吸收材料、隐身技术等方面的应用, 使得该方面的研究受到越来越多的关注。本工作提出一种有效改进微波吸收体性能的方法, 即通过引入感性接地面替代原来的普通接地面: (1) 使得基于电偶极子阵列微波吸收体的厚度

缩减约 40%; (2) 吸收带宽展宽 70%以上;

(3) 进一步采用终端加载偶极子, 单元面积缩小约 70%, 提高了吸收体的入射波的扫描角范围, 且大大展宽了吸收带宽。

参考文献:

- [1] ALIREZA KAZEMZADEH, Thin Wideband Absorber with Optimal Thickness, URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, 2010, pp676~679
- [2] TANTE R L, MCCORMACK M T, "Reflection properties of Salisbury screen", IEEE Trans. Antennas Propag. 1988, 36, (10), pp1443-1454
- [3] 周永江, 程海峰, 刘世利等, 十字型电阻贴片频率选择表面吸收体吸波性能研究。材料工程, 2006 年, 增刊 1, pp106~109
- [4] W TANG and Z SHEN, Simple Design of Thin and Wideband Circuit Analogue Absorber. Electronics Letters, 2007, Vol. 43, No.12, pp689~691
- [5] HIROKI WAKASUCHI, CHRISTOS CHRISTOPOULOS, Generalized Scattering Control Using Cut-Wire-based Metamaterials, Applied Physics Letters, 2011, 98, pp221105-1~3
- [6] WENQUAN CHE, KUAN DENG, Y L CHOW, Equivalence between Waveguides with Side Walls of Cylinders (SIRW) and of Regular Solid Sheets, Asia-Pacific Microwave Conference, Suzhou, 2005, pp768-770.
- [7] BEN A MUNK 著, 侯新宇译, 频率选择表面理论与设计, 第一版, 北京, 科学出版社, 2009, pp89~96.

太赫兹功率合成与成像

窦文斌 向博 孟洪福 李腾 王彦勋

(东南大学 毫米波国家重点实验室 江苏 南京 210096)

摘要: 本文介绍我们在太赫兹功率合成和成像方面的研究工作,给出了采用准光技术的太赫兹波束功率合成的全波仿真分析结果,结果显示这是一种提高太赫兹源功率从而增强太赫兹系统功能的有效技术途径;还给出了太赫兹成像的实验结果,实验结果不仅清晰地显示出被成像目标的图像特征,还能看到目标的一些物理特征,表明太赫兹成像尚有潜力有待进一步挖掘。

关键词: 太赫兹; 功率合成; 成像

中图分类号: TN015 **文献标志码:** A

引言

太赫兹频谱是电磁频谱中迄今为止尚未得到充分开发利用的频谱,近些年国内外都正在加紧开发利用这一段频谱。其中一个关键问题是太赫兹源,只有研究出太赫兹源才能有太赫兹的利用。目前为止已经提出并研究了多种产生太赫兹信号的技术途径,包括从光波向低频扩展的光电技术,从微波向高频扩展的电真空技术和半导体技术等,但这些技术产生的太赫兹信号的平均功率都太小,严重限制了太赫兹的应用和推广。尽管国内外学者都还在努力提高上述各种技术途径产生太赫兹信号的输出功率,但短时间内还看不到希望。采用功率合成技术可望基于现有的技术提高太赫兹源的输出功率,这也是在毫米波频段提高功率的一个重要技术途径。但是,在毫米波频段所用的各种功率合成技术,不管是电路合成还是空间功率合成^[1-9],都

要利用波导结构,而波导结构在太赫兹频段的一个重要缺点是损耗大,这就不适合做功率合成。我们提出利用低损耗的准光波束功率合成技术来实现太赫兹频段的功率合成,以此避免波导结构的损耗,提高合成效率。这里将说明合成技术方案,并给出FDTD全波仿真结果。

太赫兹成像是太赫兹的一个重要应用方向,太赫兹因为频率比毫米波高而具有更高的空间分辨率,可以得到更清晰细致的目标图像,同时利用太赫兹与物体的相互作用,可以发现目标的一些物理特征。这里将介绍我们所做的太赫兹成像实验和获得的结果。

1 准光波束功率合成技术

1.1 2波束合成1波束的技术

我们首先提出并研究的是2个波束合成1个波束的技术,合成原理框图如下。

两个波束从两个输入口进入合成网络,到达一线栅处,极化方向与栅条平行的波束被线栅反射,极化方向与栅条垂直的波束穿过线栅。经过线栅后,两个波束合成一个波束,极化为两个波束极化的矢量和。



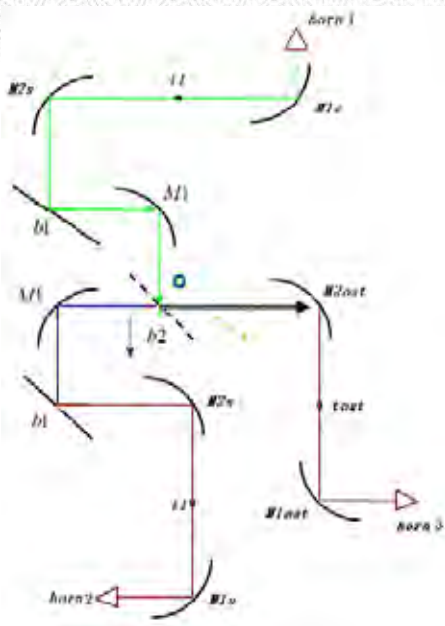


图1 2波束合成1波束原理示意图

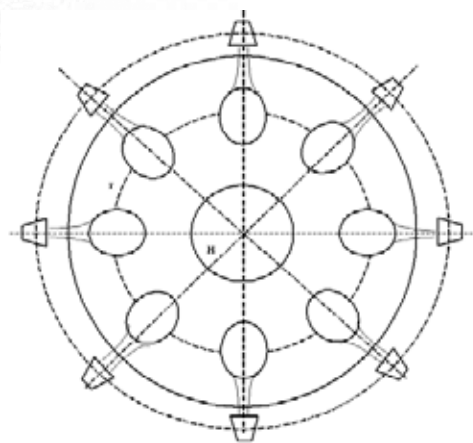


图2 2波束合成1波束实验装置图

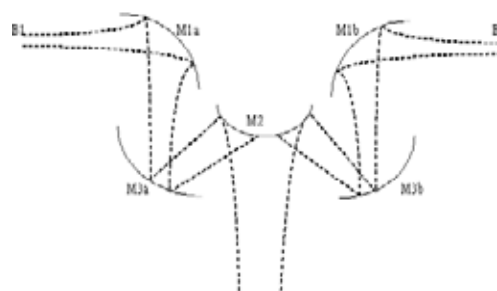
实验结果为功率合成效率不小于 97%，证明了该技术途径的可行性。扩展该技术可以实现多波束功率合成，即 8 合 4，4 合 2，2 合为 1。这与微波功率合成的电路合成技术类似，只不过是那里的路换成这里的波束。但是，采用这个技术做多个波束合成一个波束存在占用空间过大，不方便使用的问题。我们需要一种技术，一次就实现 n 个波束合成 1 个波束。

1.2 n 波束合成 1 波束的技术

我们提出的一种 n 合 1 技术的原理见下面图示。



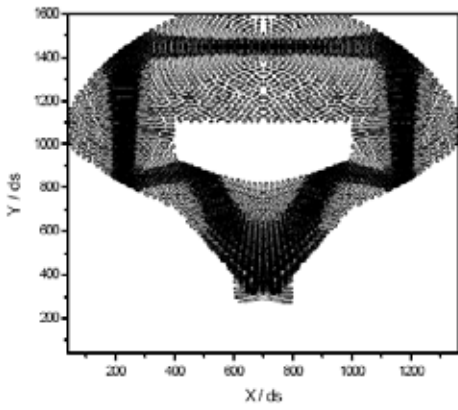
(a) 准光 n 合 1 结构顶视图



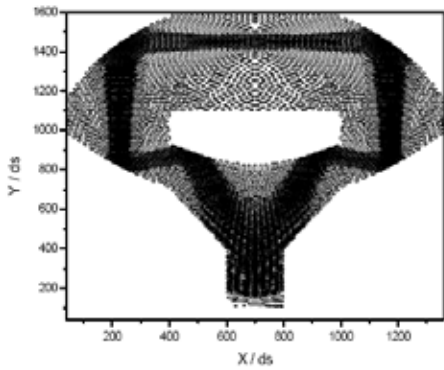
(b) 准光 n 合 1 结构侧视图

图3 准光 n 合 1 技术原理示意

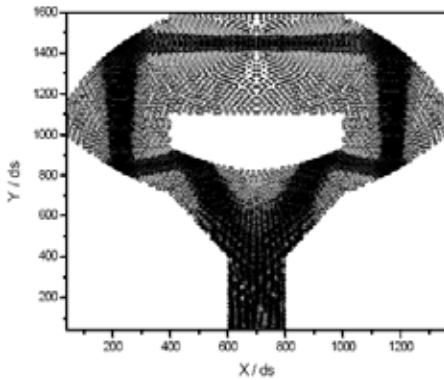
上述方案如果能行，就能一次把 8 个波束合在一起，比图 1 的方案节省很多空间。但此方案是否可行尚需验证。为此，我们采用 2 维 FDTD 法仿真图 3 的结构。为节省仿真空间，我们把图 3 (b) 的 B1 和 B2 波束从两边改变到中间，原理上讲，两者是相同的。图 4 给出了仿真结果，仿真频率在 W 波段。在仿真中，我们把两个波束汇入一个喇叭中。结果显示，图 3 结构中其它两两相对的波束都可如图 4 所示地汇入喇叭中，即图 3 给出的 n 合 1 技术是可行的。喇叭结构尚需进一步设计，一方面提高匹配性能，另一方面使输出波束满足要求。



(a) 两个波束刚进入喇叭



(b) 两个波束进入喇叭波导中



(c) 两个波束的功率在喇叭波导中汇成一体

图4 波束合成仿真计算结果

2 太赫兹成像

近些年,在太赫兹的研究中,也有许多工作是关于太赫兹成像的^[10-18]。我们希望太赫兹成像不仅能清晰地反映目标的图像特征,还能反映目标的某些物理特征。

成像实验装置如下图所示,太赫兹源是返波管接

倍频器,输出信号频率为378GHz。通过透镜把输出波束变换成聚焦的高斯束,再通过透镜把接收到的信号聚焦到检测器(这里使用的是戈来盒检测器)。被成像目标放在两个透镜之间,此处束腰尺寸2.48mm。通过扫描装置在两个方向移动目标,记录下每个位置接收到的信号功率,即可得到目标的图像。

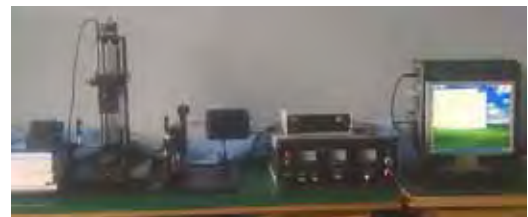
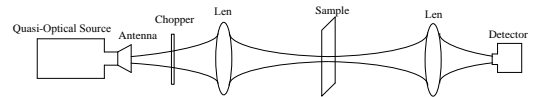


图5 太赫兹成像实验装置示意

下面给出树叶的成像实验结果。树叶尺寸见下面图示。成像时把树叶装入一个信封,信封再固定在扫描架上。

成像结果见下面图示。可见太赫兹像清晰地显示出树叶的轮廓和纹理。仔细观察树叶的太赫兹像,发现有一块亮度高的区域,经与树叶对比,发现树叶的那块区域枯萎。可见树叶的太赫兹像还能反映出树叶的某些物理特征。



图6 被成像的树叶

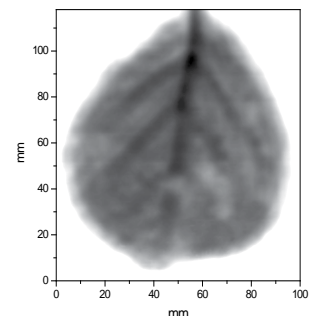


图7 树叶成像的灰度图

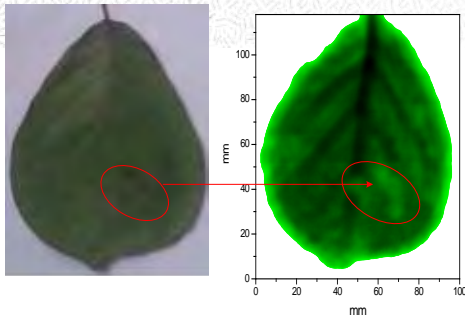


图8 树叶的光学像与太赫兹像

3 结论

太赫兹功率合成是基于现有太赫兹源来提高太赫兹功率的有效技术途径,与毫米波频段各种功率合成技术采用的波导技术相比,在太赫兹频段采用准光技术做功率合成具有损耗小、合成效率高的优点,同时具有加工难度相对小、价格相对便宜且尺寸也较紧凑的优点。本文用 FDTD 法仿真验证了所提出的准光 n 合 1 功率合成技术,仿真结果显示所提技术方案是可行的。

本文介绍了我们所做的太赫兹成像实验,获得的太赫兹成像质量良好,除了清晰地显示目标的轮廓和纹理外,还能反映目标的某些物理特征。说明太赫兹成像尚有进一步深入挖掘的潜力。

致谢

本文工作由国家自然科学基金(61171025)和(60921063)支持。

参考文献:

[1] Bashirullah R., Mortazawi A., A slotted-waveguide power amplifier for spatial power-combining applications[J], IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(7):1142-1147

[2] DeLisio M., York R., Quasi-optical and spatial power combining[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 2002, 50(3):929-936

[3] Jiang X., Ortiz S.C., Mortazawi A., A Ka-band power amplifier based on the traveling-wave power-dividing/combining slotted-waveguide circuit[J], IEEE Transactions on MTT, 2004, 52(2):633-639

[4] Song K., Fan Y., Zhang Y., A Microstrip Probe Coaxial

Waveguide Power Divider/Combiner[J], Int J Infrared Milli Waves (2006) 27: 1269-1279

[5] Song K, Fan Y, He Z, Broadband Radial Waveguide Spatial Combiner[J], IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008, vol.18, no.2, pp.73-75

[6] Xiang B., Dou W., A Ka band spatial six-way power divider/combiner[C], 2011 China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings, 2011:440-442.

[7] 陈明勇, 窦文斌, Ka 波段径向波导功率合成网络[J], 电波科学学报, 2010,25(4),745-748.

Chen M.Y, Dou W.B, Power combiner using radial waveguide at Ka-band[J], Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(4),745-748.

[9] 窦文斌, 毫米波准光理论与技术(第二版)[M], 北京:高等教育出版社, 2006

Dou W.B, Millimeter Wave Quasi Optical Theory and Techniques(2nd edition)[M], Beijing: High Education Press,2006.

[10] Ding S, Li Q., Yao R., Wang Q.. Study on Continuous-Wave THz Confocal Scanning Image Restoration [C], 2010 10th Russian-Chinese Symposium on Laser Physics and Laser Technologies (RCSLPLT) and 2010 Academic Symposium on Optoelectronics Technology (ASOT), 2010: 128 - 130

[11] Li Q., Ding S., Wang Q, Resolution measurement of a 2.52 THz continuous-wave terahertz scanning imaging system[C], , 2011 Academic International Symposium on Optoelectronics and Microelectronics Technology (AISOMT), 2011:90-93

[12] Friederich F., Spiegel W., Bauer M., et al, THz Active Imaging Systems With Real-Time Capabilities[J], IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2011,1(1) : 183 - 200

[13] Hou L., Park H., Zhang X., Terahertz Wave Imaging System Based on Glow Discharge Detector[J], IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2011,17(1): :177 - 182

[14] Ajito K., Song H., Hirata A., et al, Continuous-wave terahertz spectroscopic imaging at over 1 THz for pharmaceutical applications[C], 2010 35th International Conference on Infrared Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2010;1-2

[15] Davoudi B., Khabiri M., Saeedkia D., et al, Comparison of image resolution in terahertz pulsed and continuous-wave imaging systems[C], 33rd International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, 2008. IRMMW-THz 2008. 2008:1-2

[16] Jansen C., Wietzke S., Peters O., Terahertz imaging: applications and perspectives[J], Applied Optics, 2011,49(19):48-57

[17] Zhang R., Cui Y., Sun W., et al. Polarization information for terahertz imaging[J]. Applied Optics, 2008, 47(34): 6422-6427

[18] Wang, Y., Zhao Z., Chen Z., et al. Continuous-wave terahertz phase imaging using a far-infrared laser interferometer[J], 2011, 50(35):6452-6459

基于集总元件的滤波器与功分器联合设计

高立^{1,2}, 章秀银¹

1. 华南理工大学电子与信息学院, 广东, 广州, 510640

2. 香港城市大学深圳研究院信息与通信科技中心, 广东, 深圳, 51800

摘要: 本文提出了一种新型基于集总元件的滤波器与功分器联合设计的方法。该方法采用滤波结构来取代威尔金森功分器中的部分电路, 实现了滤波器与功分器的集成一体化设计, 使同一个电路既有滤波功能又具有功分器的功能。分析表明该电路具有带宽可灵活调整的优点, 并且在通带的左右两边各有一个传输零点, 可以提高频率选择性。为了证明该方法的可行性, 我们设计了一个具有 1:1 功分比的滤波功分电路。

关键词: 功分器; 带通滤波器; 集成化设计; 高选择性

1. 引言

无线通信技术的发展对小型化集成化的射频器件提出了很高的要求, 集成了两种或多种功能的元器件成为了一种趋势, 因为它们具有体积小和损耗小的特点。在无线通信系统里, 功分器是个重要的器件, 而带通滤波器是另外一种重要的器件。通常来说, 它们会同时并存于一个阵列天线或其他射频前端系统。如果这两种器件能集成在一起, 就可以减小体积和损耗了。在过去的几十年里, 学者们对功分器做了各个方面的研究, 包括多频【1-2】, 宽频【3-4】和不等分【5-6】等。带通滤波器在射频系统中是

不可缺少的一部分。过去的研究集中在多频或者多模操作以及宽带响应。在过去的几十年里, 学者们提出了很多种方法来设计滤波器。枝节线加载型和阶跃阻抗型谐振器经常用来设计多频滤波器【7-9】。除了分布参数元件之外, 集总元件也可以用来设计微波器件, 例如耦合器, 环形器等。但是这些器件都只有一种功能, 难以满足现代射频系统高集成度的要求。到目前为止, 这个方面的研究很好, 只有少数文章研究了这种器件【10-11】, 但是性能和体积有待改善。

在这篇文章里, 我们提出了一种新型的基于集总元件的滤波器与功分器联合设计方法, 所设计的电路同时具有滤波功能和功率分配功能。相比较传统的微带功分器, 这两个功分器使用集总元件, 因此具有更小的体积。这个功分器包括频率选择网络, 匹配网络和传输零点的控制网络。频率选择网络同时也作为一个传输零点的控制网络。而且通过控制频率选择网络, 这个工作频率和功率比都可以方便控制。为了提高这个器件的选择性, 我们引入了另外的一个传输零点。通过控制这些网络, 这个带宽也能方便地控制。为了证明这个想法, 我们设计了一个等

功率比的功分器。

2. 电路设计

图 1 为所提出的滤波功分器的基本结构，信号在经过 L_1 , C_1 之后分成两路，经过选频网络和匹配网络之后到达端口 2 和端口 3。隔离电阻搭接在端口 2 和 3 之间。对于等分的功分器来说，上下两路是完全对称的，因此可以采用奇偶模来分析。

图 2 是其奇偶模等效电路。从端口 2 看进去的奇模阻抗可以计算出来。在严格的良好匹配的条件下， $\text{Re}(Y_{in,odd}^{p2}) = Y_{p2} = 50\text{ohm}$ 。这样就可以计算出隔离电阻的大小为

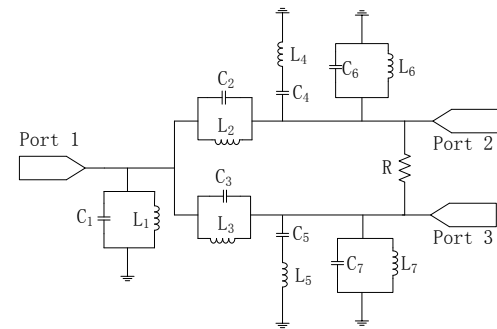


图 1. 所提出的电路的基本模型

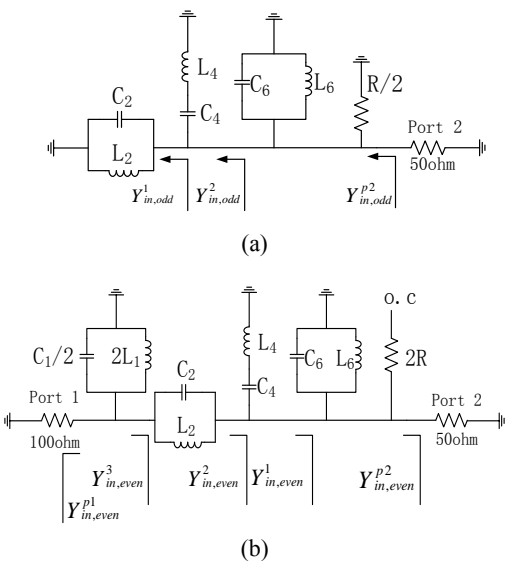


图 2. (a) 奇模等效电路，(b) 偶模等效电路。

100ohm，这个可以为选择隔离电阻提供指导。由谐振条件 $\text{Im}(Y_{in,odd}^{p2}) = 0$ ，就可以推导出其谐振频率。当工作频率确定之后，这些集总元件的值就可以选定了。同样的我们可以计算出偶模的输入阻抗。可以看出，奇模的谐振频率跟 L_1 和 C_1 无关，但是 L_1 和 C_1 能够影响偶模频率。在这个设计里，我们仅需要一个通带，因此可以用 L_1 和 C_1 将偶模频率移开。同时 L_1 和 C_1 能够控制滤波器的 Q 值。

我们可以看出由 L_2 和 C_2 组成的网络，当其谐振时，它的阻抗趋向于无穷大，因此它能够产生一个传输零点，这个传输零点的频率可以推导出 $f_{z1} = 1/2\pi\sqrt{L_2C_2}$ 。而当输入阻抗趋于无穷的时候，就可以推导出另外一个传输零点，其频率可以推导出

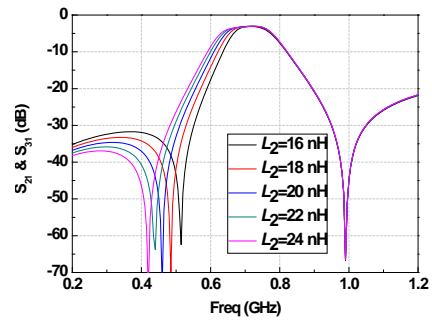


图 3. 滤波功分器随 L_2 变化的趋势。

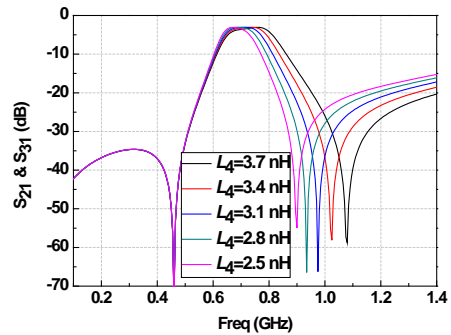


图 4. 滤波功分器随 L_4 变化的趋势。

$f_{z2} = 1/2\pi\sqrt{L_4C_4}$ 。可以看出 $f_{z1} < f_0 < f_{z2}$ ，因此这两个传输零点是位于通带的两边，所以极大地改善了器件的选择性。通过改变 C_2 ， L_2 ， C_4 和 L_4 ，这两个传输零点可以方便地调节。同时 L_2 和 L_4 也能改变滤波器的耦合系数 k ，因此其能改变带宽。图 3 是改变 L_2 和 L_4 所得的仿真结果。从图中可以看出 L_2 或者 L_4 越大，耦合越强，带宽越宽。

3. 实验

根据以上的分析，设计了一个带有滤波功能的功分器。这个电路的仿真用 ADS 来完成。图 5 是等分功分器的 S_{11} ， S_{21} 和 S_{31} 的仿真结果。仿真的通带的中心频率位于 0.8GHz，插入 -4.2dB。仿真的 S_{21} 和 S_{31} 的 3-dB 带宽 140MHz，相对带宽 17.5%。在通带内的回波损耗结果好于 20dB。在通带的边界有两个传输零点。这两个传输零点提高了带有滤波器功能的功分器的带外衰减。图 6 是输出端口的回波损耗和隔离度的仿真结果。 $|S_{22}|$ 和 $|S_{33}|$ 的结果都好于 15dB。在中心频率上，仿真的端口 2 和端口 3 的隔离是 35dB，而且在整个频段上，隔离度要好于 15dB。

4 结论

这篇论文提出了一种新型的方法来设计带有滤波响应的功分器。通过将频率选择网络与功分电路结合起来，使所提出的这种器件具有功率分配和频率选择的双重响应。相比较与单独设计的功分器和滤波器，该电路的总体插入损耗要小一些，且体

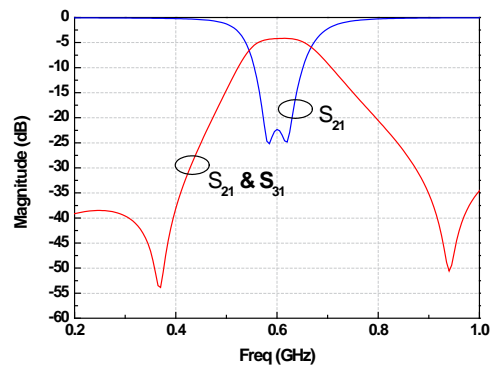


图5. 仿真的等分功分器的 S_{11} ， S_{21} 和 S_{31} 。

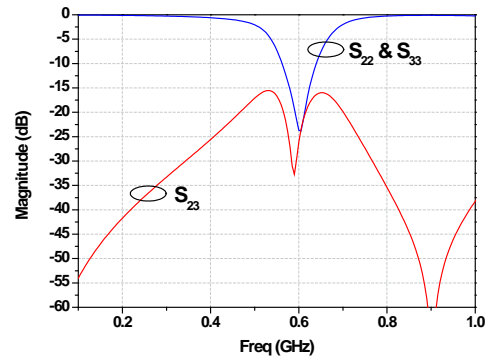


图6. 仿真的等分功分器的 S_{22} ， S_{33} 和 S_{23} 。

积小。而且其具有带宽可控和传输零点可控的优点。从仿真结果来看，这个功分器展现出了良好的滤波性能和功分性能。实验数据将会在会议上呈现。

5 致谢

本研究得到国家自然科学基金的资助。

参考文献

- [1] Y L Wu, H Zhou, Y X Zhang, et al, An unequal Wilkinson power divider for a frequency and its first harmonic, [J] IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 2008, 18 (11): 737-739.
- [2] K. -K. M. Cheng, and C. Law, A novel approach to the design and implementation of

- dual-band power divider, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2008, 56 (2): 487 - 492.
- [3] S W Wong and L Zhu, Ultra-wideband power divider with good in-band splitting and isolation performances, [J] *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2008, 18 (8): 518-520.
- [4] M E Bialkowski and A M Abbosh, Design of a compact UWB out-of-phase power divider, [J] *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2007, 17 (4): 289 - 291.
- [5] K K M Cheng and P W Li, A novel power-divider design with unequal power-dividing ratio and simple layout, [J] *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2009, 57 (6): 1589-1594.
- [6] B Li, X Wu, and W Wu, A 10:1 unequal Wilkinson power divider using coupled lines with two shorts, [J] *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2009, 19 (12): 789 - 791.
- [7] X Y Zhang, J X Chen, Q Xue, et al, Dual-band bandpass filter using stub-loaded resonators, [J] *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2007, 17 (8): 583 - 585.
- [8] S Sun, A dual-band bandpass filter using a single dual-mode ring resonator, [J] *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 2011, 21 (6): 298 - 300.
- [9] S W Wong and L Zhu, Quadruple-mode UWB bandpass filter with improved out-of-band rejection. [J] *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2009, 19 (3): 152-154.
- [10] P H Deng and L C Dai, Unequal Wilkinson power dividers with favorable selectivity and high-isolation using coupled-line filter transformers, [J] *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2012, 60 (6): 1520-1529.
- [11] C K Lin, S J Chung, A compact filtering 180° hybrid, [J] *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2011, 59 (12): 3030-3036.

盛新庆
北京理工大学，北京



电磁频谱低频段的新技术与新应用

聂在平, 胡俊, 徐锐, 杨鹏

(电子科技大学, 电子工程学院, 四川, 成都, 610054)

摘要: 长期以来, 由于远场技术的主导, 电磁频谱中低频频段的技术研发和应用都局限在一些特定的领域中。本文重点讨论低频近场新技术和新应用的发展、挑战和机遇, 包括低频近场数值模拟、低频近场耦合链接、近场探测和近场功率传输等新技术所面临的挑战及其应用前景。

关键词: 近场数值模拟; 低频近场耦合; 低频近场探测; 谐振耦合传输

中图分类号: TM 929.4, TN951

引言

众所周知, 低频电磁频谱的应用长期以来仅限于长波通信和潜艇通信等特殊领域, 用以克服远程通讯中因地球曲率产生的盲区, 或减缓因海水中电磁传播所导致的严重传输损耗。由于具有有效辐射和接收能力的单元天线尺寸应与波长成比拟 (如 $1/4$ 或 $1/2$ 波长), 这些低频远场通信, 都要应用尺度特别大的收发天线及其阵列, 导致巨大的工程建设任务。这是长期以来低频的频段资源应用极受限制的主要原因。

但是, 随着现代电子技术的迅猛发展, 近场无线链接和近场探测技术的应用日益广泛。例如, 在无线链接方面, 除了广泛应用的射频身份识别 (Radio Frequency Identification, RFID) [1] 系统以外, 基于近场通信 (Near-field Communication, NFC) [2-3] 的手机移动支付应用已成为当今热点。但是, 由于各型手机的不同设计, 手机电池和可能具有的金属外壳对 SIM 卡辐射的射频信号的屏蔽效应也各不相同。在此条件下, 要确保手机移动支付的安全性和稳定性, 低频近场的应用至关重要。实际上, RFID 系统和 NFC 系统的各种新应用, 特别是解决传输遮挡的新需求, 都有赖于低频近场技术

的不断发展。又如, 当今各种近距离无线充电的应用需求迅速增长, 电磁能量的近场定向传输成为亟待突破的应用技术。这实际上也是一个典型的近场传输的控制问题。如何保证在恶劣传输条件下稳定的低频近场无线链接, 如何控制近场能量传输的方向? 有哪些物理原理可以支撑相关技术的研发? 尽管存在诸多争论, 但不争的事实是, 近场理论研究的薄弱是导致难以回应此类问题的根本原因。

在近场探测方面 [4], 复杂媒质和复杂环境中目标的近场探测扮演着日益重要的角色, 而低频近场条件和分辨率的要求则是一对难以调和的矛盾。例如, 随钻地质导向 (MWD) 和随钻石油测井 (LWD) 要求具备有效的方位角向分辨率, 以便在钻井时基于近场探测数据给出钻井路径的前视导向。但根据口径辐射理论, 对于频率 10-20KHz (波长高达 15-30Km) 的低频电磁场来说, 周长仅 60-80cm 的井周口径上根本不可能形成可资利用的井周方向性。又如, 生物医学探测中涉及到复杂组织和电磁近场的互作用; 在极强的直耦背景下如何有效提取携带生物组织信息的电磁响应信号? 或者说, 如何在抑制极强的近区直耦信号的基础上实现生物组织的探测与成像? 探测分辨率和探测深度的矛盾又如何协调? 等等。

以上技术挑战要求电磁学将注意力聚焦到低频近场问题, 针对上述科学问题展开深入的研究, 并回答一系列重要的理论和技术问题。本文将从电磁近场的数值建模及其物理特性研究、近场无线链接及近场定向耦合技术、近场探测及近场信息提取等方面对此进行初步讨论。

1 电磁近场的数值模型及近场物理特征

研究低频近场物理特征的一种有效工具就是低频近场的数值模拟工具。近十年来,电磁辐射、传播与散射的数值模拟有了飞速进步,但主要限于远场问题。对于低频近场而言,数值建模面临“低频崩溃”、“电磁分离”和“积分奇异异性”等问题,需要认真面对。

低频崩溃

当频率趋于零时,麦克斯韦方程变为下述形式:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \epsilon \mathbf{E} &= \rho = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\nabla \cdot \mathbf{J}}{i\omega} \\ \nabla \cdot \mu \mathbf{H} &= 0\end{aligned}$$

由上式可看出,频率趋于零时,电场和磁场没有耦合。同时,产生磁场的电流一定是无散的,记为 \mathbf{J}_{sol} 。产生电荷的电流散度不为零(无旋),记为 \mathbf{J}_{irr} 。又因电荷 ρ 为有限值,当 $\omega \rightarrow 0$ 时, \mathbf{J}_{irr} 为一小量,应满足:

$$\mathbf{J}_{\text{irr}} \sim O(\omega), \quad \omega \rightarrow 0$$

从以上分析可知,在频率很低时,电流很自然地分解为无散部分和无旋部分(Helmholtz 分解),即:

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_{\text{sol}} + \mathbf{J}_{\text{irr}}$$

且当 $\omega \rightarrow 0$ 时,

$$|\mathbf{J}_{\text{irr}}| \ll |\mathbf{J}_{\text{sol}}|, \quad \omega \rightarrow 0$$

在频率很低时, \mathbf{J}_{sol} 主要产生磁场, \mathbf{J}_{irr} 主要产生电场,用任何一种数值方法求解低频场,都须牢记上述特征。

下面,从电场积分方程算子的角度来考察这一问题。如将电场用位函数表达

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = i\omega\mu \int_S g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}(\mathbf{r}') dS' - \frac{1}{i\omega\epsilon} \nabla \int_S g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') dS'$$

上式右边第一项对应矢量磁位的贡献,第二项对应标量电位的贡献。当 $\omega \rightarrow 0$ 时,第一项可以忽略,上式仅存第二项。这时,当 $\mathbf{J} = \mathbf{J}_{\text{sol}}$ 时, $\nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') = 0$, 即上述积分方程算子存在零空间。这就是低频时电场积分方

自然科学基金项目 60931004 资助。

程离散后矩阵奇异,最终导致“低频崩溃”的原因。

以上只是 $\omega \rightarrow 0$ 时的极限情形。但随着频率的降低,虽然还并未达到导致“低频崩溃”的频率,但是数值解的稳定性和计算精度开始出现问题。这些都是需要面对的挑战。

低频电磁分离特性的基函数表达

如前所述,当 $\omega \rightarrow 0$ 时,电场和磁场的耦合很弱,电流无散部分 \mathbf{J}_{sol} 对应准静磁问题,无旋部分 \mathbf{J}_{irr} 对应准静电问题。要想解决电场积分方程的“低频崩溃”和“电磁分离”,需要将基函数分解为无散和无旋部分。双基函数、BC 基函数和环——树基函数都可适应上述要求。例如,环——树基函数分解技术就可以将基函数空间分解为无散部分和散度不为零部分(当然还不是严格的 Helmholtz 分解)。与定义在三角形公共边上的传统 RWG 基函数不同,环状基函数定义在三角形公共点上,它表征围绕该公共点旋转的电流;可以证明环状基函数是无散的。树状基函数与环状基函数互补,它是传统 RWG 基函数所张成空间的一个子集。

若 RWG 基函数空间已经分解为环状基函数 $\mathbf{J}_{Ln}(\mathbf{r}')$ 和树状基函数 $\mathbf{J}_{Cn}(\mathbf{r}')$, 将电流 $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$ 用上述基函数展开:

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}') = \sum_{n=1}^{N_L} I_{Ln} \mathbf{J}_{Ln}(\mathbf{r}') + \sum_{n=1}^{N_C} I_{Cn} \mathbf{J}_{Cn}(\mathbf{r}')$$

将上述电流代入电场积分方程并用 Galerkin 方法测试,可得如下矩阵方程:

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{Z}}_{LL} & \bar{\mathbf{Z}}_{LC} \\ \bar{\mathbf{Z}}_{CL} & \bar{\mathbf{Z}}_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L \\ \mathbf{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_L \\ \mathbf{V}_C \end{bmatrix}$$

这里 $\bar{\mathbf{Z}}_{LL}$ 对应静磁问题, $\bar{\mathbf{Z}}_{CC}$ 对应静电问题。尽管做了环——树基函数分解,上述矩阵方程仍然是病态的。但经过频率归一化处理,上述基于环——树基函数分解的矩阵方程主对角占优,不再奇异。

基函数重组

虽然经过频率归一化处理后, 阻抗矩阵不再奇异, 但条件数仍不够好, 迭代求解的收敛很慢。要加速低频问题的迭代求解, 还需做基函数重组。当 $\omega = 0$ 时, $\bar{\mathbf{Z}}_{LL}$ 收敛很快, 但 $\bar{\mathbf{Z}}_{CC}$ 收敛很慢。若用脉冲基函数来表征电荷并离散低频积分方程, 迭代收敛速度就会加快(用树状基函数表征电流, 其散度为脉冲对基函数, 而不是脉冲基函数; 这是导致阻抗矩阵条件数差的主要原因)。因此若能用脉冲基函数替换树状基函数来表征电荷, 则可解决阻抗矩阵条件数差的问题。

增强型电场积分方程 (Augmented EFIE)

增强型电场积分方程是指同时考虑电场的切向和法向边界条件所建立的积分方程。这里把依据电场切向分量建立的方程称为 TEFIE, 为常用的电场积分方程; 依据电场法向分量建立的方程为 NEFIE。这里分别对 TEFIE 和 NEFIE 简介如下。首先, 介绍 TEFIE。

由金属表面切向电场为零, 可得到切向电场积分方程 (TEFIE) 如下:

$$\hat{n} \times [\mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}) + \mathbf{E}^{scat}(\mathbf{r})] = 0$$

其中, $\mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r})$ 表示入射场, $\mathbf{E}^{scat}(\mathbf{r})$ 表示由等效面电磁流产生的散射场。由于理想导体只有面电流产生辐射场, 故有:

$$\mathbf{E}^{scat}(\mathbf{r}) = i\omega\mu \int_S [\mathbf{J}(\mathbf{r}') + \frac{1}{k^2} \nabla(\nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}'))] G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') d\mathbf{r}'$$

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}$$

$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ 为自由空间中的格林函数, \mathbf{r}, \mathbf{r}' 分别为场点和源点, k 为自由空间中的波数。将基函数展开的电流代入切向电场积分方程, 再经伽略金方法检验后得到矩阵方程。

下面讨论法向电场积分方程 NEFIE。电场法向边界条件和电流连续性方程如下:

$$\hat{n} \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho_s}{\epsilon}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = i\omega\rho_s$$

自然科学基金项目 60931004 资助。

将两式合并, 有:

$$\hat{n} \cdot (\mathbf{E}^{inc} + \mathbf{E}^{scat}) = \frac{\nabla \cdot \mathbf{J}}{i\omega\epsilon}$$

上式即 NEFIE。将 \mathbf{E}^{scat} 的积分表达式代入上式可得:

$$\mathbf{E}^{scat}(\mathbf{r}) = -i\omega\mu \int_S [\mathbf{J}(\mathbf{r}') + \frac{1}{k^2} \nabla(\nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}'))] G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') d\mathbf{r}' - \frac{\hat{n} \nabla \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}')}{i\omega\epsilon}$$

上式为 NEFIE 的积分表达式。显然, 它同时包含待求电流 \mathbf{J} 和电荷 ρ 。采用 MOM 对积分方程进行离散, 可得到类似 TEFIE 那样的矩阵方程。将 NEFIE 和 TEFIE 组合起来, 最终可得到增广电场积分方程的离散形式, 而待求矢量中同时包括了电流和电荷。

2 近场无线链接及近场定向耦合

电磁近场应用一般都包含了空间受限的激励条件、近区的复杂环境和复杂边界条件等等。在低频, 由于空间受限, 很难使天线本身工作在(天线尺寸与波长可比拟的)谐振状态; 但通过设计匹配网络, 可使天线匹配于非谐振区。在近场无线链接应用中, 通过磁场耦合来传输信息较为有利。此时, 一般要求在耦合区域内, 磁场分布较为均匀, 这就希望线圈上的电流均匀。较低频时, 这个条件较容易实现; 但若频率升高, 以致线圈的周长与波长可比拟时, 可以在线圈上设计移相结构, 加载 L/C, 或通过线圈形变, 使得给定的耦合区域内磁场分布大致均匀。

近场无线链接同样面临传输距离的挑战, 因为即便耦合区域离发射天线很近, 但近场幅度分布随距离按 r^{-3} 的规律剧烈地衰减。此时, 开放式导波结构的设计与应用就变得十分重要。最常用的包括“磁谐振耦合”式导波结构。这一研究已引起日益广泛注意, 但主要还局限于实验研究。开放式导波结构的设计首先基于对近场物理原理的准确理解; 其次, 要与近场环境条件相容。这样, 才能选择既满足实际传输条件又有利于近场传输的场的模式, 并设计其激励方法。

很多常见的工程环境会出现金属管道、铁轨、半柱状边界(如隧道或坑道顶部)或

平面边界（如地表面）等。基于近区实际存在的环境条件，如何因势利导，实现高效的近场激励和近场传输，是一个常被忽略的问题。我们提出了一种基于金属管道边界条件的近场激励与传输的高效模型，它基于有耗介质中的单根金属管，通过适当的电流激励，形成“准横电磁（TEM）”传输模式。对比在金属管上直接绕制线圈的常用方法，该方法将显著提高近场激励效率和传输效率。

3 近场探测及近场信息提取

近场分辨能力的形成

一般认为，低频近场谈不上方向性。依据经典电磁理论，分辨率取决于相应维度上辐射口径的电尺寸，即口径尺寸的波长数。显然，绝大多数低频探测很难满足“电大辐射口径”的要求。针对在低频条件下实现近场电磁探测的分辨能力的困难和挑战，我们提出充分利用低频近场中不同极化特征的场分量的空间干涉与叠加来实现有限口径条件下近场分布的空间选择特性。例如，通过改变低频天线（同轴线圈）的取向，让原来平行的两线圈平面有相对于轴线相反的倾斜（线圈平面法向夹角不为零），由于其近场极化方向在周向呈不对称分布，不同方位角向的近场或出现同极化增强，或出现反极化抵消，从而表现出周向的选择性即周向的方向特性。同时，通过调整两线圈平面间夹角角度，还可在给定的径向距离上优化周向方向特性。

近场探测中直耦信号的去除

近场电磁探测面临的另一大挑战就是激励和接收天线间离得太近，导致极强的直耦信号。为了在极强的直耦背景中有效提取极微弱的目标散射信号，我们研究了近场直耦抵消技术。例如，相距一定距离的两匝数不等的正、反绕线圈接收信号的叠加，通过正、反绕线圈与激励线圈间距离和匝数的调整，可将直耦信号抵消。这时，来自不同散射源的响应也会有一定程度的削弱，但信噪比却会大大改善。上述参数设计可由数值分

析获得。但上述间距和匝数的设计往往难以达到直耦的深度抵消，而只能作为“粗调”方式。我们提出利用“分布参数调整”作为直耦抵消的“精调”方法。此外，在某些近场探测应用中，极化隔离也是去除直耦的有效方法。除上述“硬件抵消”方法外，亦可应用“软件抵消”方法；当收、发天线相对位置保持不变，背景中的直耦信号已经测得或算出，即可在数据处理程序中将其从响应中扣减。当然，“硬件抵消”方法和“软件抵消”方法都具有各自的特点及适用范围。

小结

在电磁频谱的应用技术中，低频近场技术的研发和应用具有极大的发展空间。本文从近场物理特性及其数值模型、近场无线链接及定向耦合技术、近场探测及散射信息提取等方面对近场技术研究及其相关应用作了简单介绍，表明近场技术具有迥异于远场技术的研究思路，同时也具有很多现实可行的技术途径，值得我们付出努力，推动近场技术及其应用的进一步发展。

参考文献：

- [1] Xianming Qing, Chean Khan Goh, Zhi Ning Chen, A broadband UHF near-field RFID antenna, IEEE Tran. Antennas Propag., vol. 58, no. 12, pp. 3829-3838, Dec. 2010.
- [2] Bansal, R., Near-field magnetic communication, IEEE Antennas Propag. Mag, vol. 46, no. 2, pp. 114-115, April 2004.
- [3] Yen-Sheng Chen; Shih-Yuan Chen; Hsueh-Jyh Li, Analysis of antenna coupling in near-field communication systems, IEEE Tran. Antennas Propag., vol. 58, no. 10, pp. 3327-3335, Oct. 2010.
- [4] Ryu, K. S., Kishk, A. A., Evaluation of dielectric resonator sensor for near-field breast tumor detection, IEEE Tran. Antennas Propag., vol. 59, no. 10, pp. 3738-3745, Oct. 2011.

Long-Distance and Short-Range Wireless Power Transmissions for Energy Harvest, Power Charging, and Military Applications

Joshua Le-Wei Li^{#1}

[#]*Institute of Electromagnetics and School of Electronic Engineering
University of Electronic Science and Technology of China
Western District of High-Tech, Chengdu, China 611731*

¹lwli@ieee.org or lwli@uestc.edu.cn

Abstract—The review paper will address briefly the state-of-the-art research and development progresses in the wireless power transmission technology and also potential applications. The review is categorized into two aspects, that is, (a) the long-distance and high-power wireless energy transmission and (b) the short-range and low-power wireless energy transmission. For the long-distance high-power transmission, the review will cover atmospheric effects, high-power microwave generation, transmitting antennas, EMC/EMI effects on radio frequency wireless system, rectennas, and biological effects on human being and animals. For the short-range wireless power transmission, the review will touch inductive couple effects and their applications onto power-grid systems, wireless power charging systems, and medical applications. The review will discuss on advantages and short-comings.

Index Terms—Energy, wireless power transmission, microwave power transmission, inductance coupling, atmospheric windows.

I. INTRODUCTION

Wireless power transmission has been a topic of continued interests since the last several decades, with an emphasis made initially on long-distance high-power microwave transmission (primarily for the applications of space solar energy transmission and remote or desert area power supply), and the other emphasis made on the short-range low-power transmission (for wireless power charging systems and medical applications). In this paper, the state-of-the-arts research and development progresses are reviewed, where historical development of wireless power transmissions will be briefed, and some key issues will be addressed. For the long-distance high power transmission with potential applications to the space solar power transmission, discussions include atmospheric effects or ionospheric windows, high-power microwave generation, transmitting antennas, rectified antennas (rectennas), electromagnetic interference with existing wireless systems, and biological tissue effects on human being and animals. For the short-range low-power wireless transmission, discussion will be focused on inductive coupling effects, power grids, wireless power transmission, and medical applications.

II. HISTORICAL DEVELOPMENT OF WIRELESS POWER TRANSMISSIONS

Historically, research and development associated with wireless power transmission are listed below. It shows that the research and development started long time ago. However, the



(a) Tesla Coil



(b) Wardencliff Tower

Fig. 1. Nikola Tesla proposed a gigantic coil connecting to a high mast of 200-ft with a 3 ft-diameter ball at its top. He fed 300 kW power to the Tesla coil resonated at 150 kHz and reached the RF potential of 100 MV at the top sphere.

first wireless power transmission experiment was carried out by Nikola Tesla in 1899 [1], [2], [3], [4], as shown in Fig. 1.

- 1864: James C. Maxwell predicted the existence of radio waves;
- 1884: John H. Poynting realized the Poynting Vector to quantify electromagnetic energy;
- 1888: Heinrich Hertz showed experimental evidence of radio waves;
- 1899: Marchese G. Marconi and Reginald Fessenden invented wireless communications via radio waves;
- 1856-1943: Nikola Tesla conducted the 1st wireless power transmission experiment;
- 1889: Wardencliff Tower was proposed by Tesla;
- World War II: Microwave Energy Converter was invented;
- 1964: William C. Brown started the 1st MPT R& D in 1960s;
- 1940-50s: Photovoltaic Cell was built;
- 1958: US Solar Power Satellite (SPS) was proposed;
- 1970's Oil Embargo turned out;
- 1968: Peter Glaser Proposed SPS System;
- 1978-1981: US Dept of Energy Program was supported;
- 1980's: Japanese SPS System started;
- 1987: Canadian Project started;
- 1995: NASA's Fresh Look was conducted;
- 1999: NASA's SERT was supported;
- 1990s: French Grand Bassin - La Reunion was built;



Fig. 2. Sketched illustration of the space solar power satellite.

- 2000: Japanese Project and 8 Joint Countries were reported;
- 2012: Chinese Project to be launched (2 national wide meetings were held and white papers were submitted);
- 2025: Low cost model demonstration will be expected.

Apparently, earlier research and development of the high-power long-distance wireless transmission system were proposed for the space solar power satellite system and its application to wireless transmission of the high power energy to the ground, as shown in Fig. 2. There were two kinds of transmissions proposed, one by microwave propagation and the other by optical or laser propagation. Due to the high transmission loss of the laser waves in the foggy and also rainy seasons, the laser propagation mechanism was given up and the microwave wireless power transmission was adopted since then [5].

For realizing the space solar power satellite system, we expect the satellite to have the following special features: low attitude location, all weather operation, foldable rectenna on satellites, high power generation and transmission, pulsed wave system for military use and continued wave system for green energy power generation, and controllable narrow beam width and extremely low side and back lobes for high efficiency.

III. LONG-DISTANCE HIGH-POWER WIRELESS TRANSMISSION

A. Atmospheric Effects or Ionospheric Windows

To build up the system, we need to determine the operating frequencies of the microwaves that propagate through atmosphere. In the existing research, two frequencies were used, that is, 2.45 GHz and 5.8 GHz. However, more detailed research is indeed needed to find out the frequency spectrum or ionospheric window by which the microwave can propagate through the atmosphere and the ionosphere is not ionized to form the blocking layer. In addition, effects due to the rainfall layer and troposphere are also important and should be taken into the system consideration. In 1978, the Perkins and Roble model of Ohmic heating concerned the effect on the ionosphere [6]. Although research was conducted and some useful results were collected, more research on this aspect is still necessary as the atmosphere varies with the time.



First MPT experiment in 1975 by JPL

Fig. 3. First ground-to-ground MPT experiment in 1975 at the Venus Site of JPL Goldstone facility.

B. High-power Microwave Generation

High-power generation is one of the first a few important starting point for the research and development to be conducted. Two types of high power microwave generators/amplifiers are usually utilized, one is a microwave tube and the other is a semiconductor amplifier. The microwave generators/amplifiers have electric characteristics in contrary to each other. The microwave tube, for instance, a cooker-type magnetron (which is very economical), can generate and amplify high power microwave (over kW) with a high voltage (over kV) imposed [3]. The semiconductor amplifier can provide low power microwave (below 100W) with a low voltage (below fifteen volt) imposed, but is expensive. Although there are some discussion concerning generation/amplifier efficiency, in general the microwave tube has higher efficiency (over 70%) and the semiconductor has lower efficiency (below 50%). We have to choose tube/semiconductor in accordance with the requirement and budgets for the wireless power transmission system.

C. Transmitting Antennas

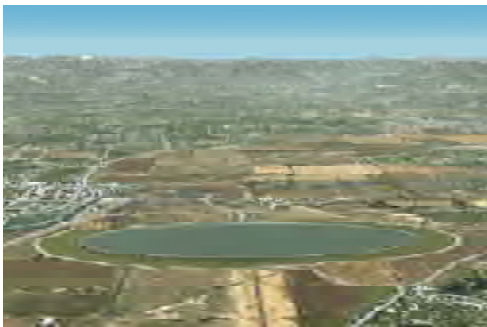
Transmitting antenna and arrays required for the long-distance high-power transmission must be of high gain, narrow beam width, and extremely low side and back lobes [5]. Also, it is desirable to have the beam scannable. Many different antennas can be applied for both the wireless power transmission system, for example, Yagi-Uda antenna, horn antenna, parabolic antenna, microstrip antenna, phased array antenna or several other types of antennas. To have narrow beam and high gain for the wireless power transmission system, we usually select a large parabolic antenna (as shown in Fig. 3), or a big array of slot antennas. For light-weight, foldable and conformal antenna arrays, the microstrip antenna arrays can be a good option as well although its gain is not so high.

The standard parameters of transmitting antennas are listed [3] below in Table I.

TABLE I
TYPICAL PARAMETERS OF THE TRANSMITTING ANTENNA OF THE SOLAR
POWER SATELLITE.

Model	Old JAXA model	JAXA1 model	JAXA2 Model	NASA/DOE model
Frequency	5.8 GHz	5.8 GHz	5.8 GHz	2.45 GHz
Diameter of transmitting antenna	2.6 km ϕ	1 km ϕ	1.93 km ϕ	1 km ϕ
Amplitude taper	10 dB Gaussian	10 dB Gaussian	10 dB Gaussian	10 dB Gaussian
Output power (beamed to earth)	1.3 GW	1.3 GW	1.3 GW	6.72 GW
Maximum power density at center	63 mW/cm ²	420 mW/cm ²	114 mW/cm ²	2.2 W/cm ²
Minimum power density at edge	6.3 mW/cm ²	42 mW/cm ²	11.4 mW/cm ²	0.22 W/cm ²
Antenna spacing	0.75 λ	0.75 λ	0.75 λ	0.75 λ
Power per one antenna (Number of elements)	Max. 0.95 W (3.54 billion)	Max. 6.1W (540 million)	Max. 1.7 W (1.950 million)	Max. 185 W (97 million)
Rectenna Diameter	2.0 km ϕ	3.4 km ϕ	2.45 km ϕ	1 km ϕ
Maximum Power Density	180 mW/cm ²	26 mW/cm ²	100 mW/cm ²	23 mW/cm ²
Collection Efficiency	96.5 %	86 %	87 %	89 %

JAXA : Japan Aerospace Exploration Agency, NASA : National Aeronautics and Space Administration, DOE : U.S. Department Of Energy



Proposed rectenna of 5 km in diameter

Fig. 4. An example of proposed rectenna covering 5 km in diameter.

D. Rectifying Antennas (Rectennas)

Rectennas are referred to as antennas with rectifying components for receiving and rectifying microwaves in the receiving part of the entire wireless power transmission system. So, the rectenna or the rectifying antenna is an important component of the system, and the performance of the rectennas affects significantly RF-DC conversion efficiency and thus the overall efficiency of the wireless transmission system. Nonlinear receiving antenna arrays are preferable and the design must be optimized to achieve the optimum reception of the microwave energy.

Proposed and shown in Fig. 4 is an example of rectennas with an efficiency of about 85% for microwaves received. The coverage of the rectenna is around 5 km (or 3.1 miles) in diameter and 95% of its beam falls on the rectenna.

E. Electromagnetic Interference with Existing Wireless Systems

According to literature, the existing long-distance wireless power transmission systems are operating at two microwave frequencies, at around 2.45 GHz or 5.82 GHz. These two

operating frequencies have been already allocated in the ITU-R radio regulation to a number of radio services. At the same time, they are also designated for industrial and medical applications, for instance, the 2.45 GHz is used for radio LAN and microwave ovens while the 5.8 GHz is often used in various applications such as Radiolocation service and dedicated short-range communications. Therefore, effects of electromagnetic compatibility and interference at these two frequencies turn to be a topic of common concerns, and more investigation is thus required to gain more physical insight of the EMC and EMI issues and to minimize the coupling and interference [5].

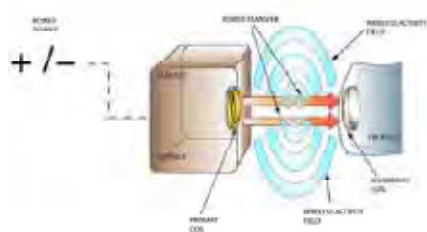
F. Biological Tissue Effects on Human Being and Animals

A general public concern on high-power microwaves propagating from space onto ground is its hazard on human being and animal tissues. Since 1950, thousands of papers have been published on microwave biological effects. The scientific research focused on two aspects, one on the heating of human bodies exposed to the microwave radiation, while the other is on the biological effects on the damage of DNAs. The related exposure limits listed in IEEE standards at 2.45 or 5.82 GHz are 81.6 W/m² and 100 W/m² averaged over 6 minutes, and 16.3 or 38.7 W/m² averaged over 30 minutes [7]. This level is very much lower, as compared to average solar radiation of 1000 W/m². It was calculated and thus concluded that the microwave illumination to human being and animals seems to be the moon light exposed in the evening. There were many claims of low-level non-thermal effects. It seems to be cool and safe, in accordance with the calculated results and simulation data. There still exists some concern that the long-term exposure to low levels of microwaves might be unsafe and even could cause problems such as cancers. However, due to a number of uncertainties, research of this kind is still on going and it lacks of comprehensive investigations and experiments on biological effects [5], [7].

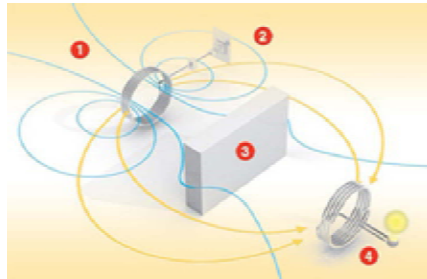
Experimental tests were carried out where effects of microwave radiation on birds were explored to check the so-called “fried bird effect” at a frequency of 2.45 GHz. The slight thermal effects were observed and recorded, and it is concluded that the heating effects are probably useful for birds in winters and should be avoided in summers [5]. Larger birds usually experience more thermal stress than smaller birds [7], as expected. As indicated in [3], “the overall conclusion of bioeffects is that microwave exposures are generally harmless except for the case of penetrating exposure to intense fields far above existing exposure limits” [5].

IV. SHORT-RANGE LOW-POWER WIRELESS TRANSMISSION

After Tesla coil was invented many years ago, the idea of inductive coupling was again brought back to scientific and engineering fields [8], as shown in Fig. 5. Self-resonant coils in a strongly coupled regime were considered to demonstrate efficient nonradiative power transfer over distances up to 8 times the radius of the coils.



(a) Experimental set-up of inductor-coupling



(b) Inductor-coupling of fields

Fig. 5. Inductive coupling of energy and wireless power transmission.



Inductor-coupling experiment

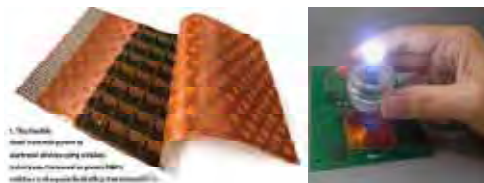
Fig. 6. Inductive coupling experiments.

A. Inductive Magnetic Resonant Coupling Effects

It is found that 60 watts power (as depicted in Fig. 6) can transmit at 40% efficiency over distances in excess of 2 meters. A quantitative model describing the power transfer was shown in [8] but will not be given herewith, and it matched the experimental results to within 5%. The practical applicability of this system and suggested directions for further study were provided. It is seen that the inductive magnetic coupling effects are very strong via the magnetic coils.

B. Wireless Power Transmission

Wireless power transmission can be also realized through the microsystems, where the flexibly folded sheet can transmit power to electric devices using wireless techniques, as shown in Fig. 7. It is developed based on plastic MEMs switches and organic field-effect transistors (FETs). It is seen that the wireless power transmission components can be very small and foldable, which makes sub-system much smaller in size.



Flexible sheet transmits power to electric devices

Fig. 7. Flexibly folded sheet transmits power to electric devices.

This special feature could lead to a large range of applications.

C. Medical Applications

Near field applications of the magnetic resonant coupling can be easily applied to the medical imaging, medical health monitoring, and medical body sensor networks. The multiple element inductively coupled components can be designed to transmit wireless power from one component to the other.

V. CONCLUSIONS

In this paper, some critical issues in the long-distance high-power wireless transmissions and also the short-range low-power wireless transmissions are briefly reviewed and their applications are addressed. While the applications of the long-distance high-power wireless transmissions are primarily applied to the space solar power satellites and the far-distance remote site power supplies, the short-range low-power wireless transmissions are applied to the power grid system to form a wireless power supply, the wireless charging system and also the medical sensor network and imaging systems. The topic, although classic in contents, is of many practical applications and expected to grow fast in the recent years.

ACKNOWLEDGMENT

The author wishes to acknowledge various help and assistance from Mr Long WANG and Ms Jin-Yan LI both from Univ. of Electronic Science and Technology of China.

REFERENCES

- [1] M. F. Iskander, *Electromagnetic Fields and Waves*, Prentice Hall, 1992
- [2] K. Chang, (Ed.), *Handbook of Microwave and Optical Components*, Volume 1, Wiley-Interscience, 1989
- [3] N. Shinohara, *Wireless Power Transmission for Solar Power Satellite (SPS)*, Internal Report, Kyoto University, Japan 2006.
- [4] Peter Vaessen, *Briefing Paper: Wireless Power Transmission*, Internal Report, Leonardo Energy, September 2009
- [5] *White paper on Solar Power Satellite Systems*, URSI, September 2006
- [6] Perkins, F. W. and R. G. Roble, "Ionospheric heating by radio waves; predictions for Arecibo and satellite power station", *J. Geophys. Res.*, vol. 83, no. A4, pp.1611-1624, 1978
- [7] John M. Osepchuk, "Health and safety issues for microwave power transmission", *Solar Energy*, vol. 56, 1996
- [8] Andr Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", *Science*, vol. 317, 83, July, 2007

任意运动目标的瞬态电磁散射模拟

贾守卿¹, 汪福裕², 夏明耀²

(1. 北京大学信息科学技术学院, 北京 北京 100871;

2. 电子科技大学电子工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 本文讨论任意运动目标的瞬态电磁散射模拟方法, 运动形式包括匀速或匀加速平动以及自旋和进动等转动, 采用基于相对论的时空变换和电磁场变换方式, 数值求解使用时域积分方程方法; 进一步讨论了目标响应的多普勒和微多普勒频谱特性。

关键词: 运动目标; 瞬态散射; 相对论变换

中图分类号: 0441.4 文献标志码: A

0 引言

任意运动目标的电磁散射特性分析具有重要的学术意义和实用价值。爱因斯坦正是通过动体的电动力学研究提出了相对论; 空天目标的雷达探测与识别是典型的应用。传统上, 关于运动目标的散射特性分析一般采用“准静止”方式, 即认为在雷达波与目标相互作用时间内目标处于静止状态, 这种处理方式也称为“停-走-停”模式。这对于低速运动情况来说无疑是成立的, 因为典型雷达波的脉冲持续时间为微秒量级, 假设目标速度为 3 马赫 (~1km/s), 则在雷达脉冲持续时间内目标移动距离仅为毫米量级, 如果这个距离与雷达载波波长相比很小, 则目标可以被认为是静止不动的。但是许多太空目标的速度非常高, 可超过 20 甚至 50 马赫, 所以在与雷达波相互作用时间内移动距离达到分米量级, 可与雷达载波波长比拟, 目标不能被看作是静止不动的。为了把在与雷达波作用时间内目标运动的相对论效应考虑进去, 通常有两种方式。一种方式是通过修改电磁场边界条件, 直接在静止的实验室参考系中求解; 这种方式适合具有似在固定边

界的情况, 比如轴对称目标做旋转运动。另一种方式是爱因斯坦称之为“框架跳跃法 (Frame Hoping Method, FHM)”的方式, 它是在与目标保持相对静止的目标参考系中求解问题, 通过相对论变换关系得到实验室参考系中的解; 这种方式适合任意形状目标做任意形态运动[1]。本文旨在建立基于 FHM 的任意运动目标瞬态散射数值模拟与分析方法论。

1 时空变换与电磁场变换

1.1 运动描述

目标的似在质心运动轨迹被认为由一系列的直线段构成, 比如图 1 中 A→B 和 $\mathbf{r}_n \rightarrow \mathbf{r}_{n+1}$ 都看成是直线段; 只要线段足够短, 这种近似是允许的。把似在质心的运动方向看作是目标整体的运动, 比如 $\mathbf{r}_n \rightarrow \mathbf{r}_{n+1}$ 的运动方向为 $\hat{\mathbf{s}}_n = (\mathbf{r}_{n+1} - \mathbf{r}_n) / |\mathbf{r}_{n+1} - \mathbf{r}_n|$ $\square \hat{X} \cos \beta_n \cos \alpha_n + \hat{Y} \cos \beta_n \sin \alpha_n - Z \sin \beta_n$, 其中 α_n 和 β_n 分别是运动方向的方位角 (偏航角) 和俯视角。对于飞机类目标, 目标姿态的描述采用“侧滚-俯仰-偏航”的方式: 起初目标坐标系 xyz 与地面坐标系 XYZ 平行, 先将 xyz 绕 X 轴旋转 γ (侧滚角), 再绕 Y 轴旋转 β (俯视角), 又再绕 Z 轴旋转 α (偏航角), 如图 2 所示。对于没有锥旋运动的目标 (如飞机类) 来说, 似在质心就是目标的质心; 如果有锥旋, 则似在质心是锥旋轴与自旋轴的交点, 见图 3。目标相对于似在质心坐标系 $X'Y'Z'$ 的运动称为“微动”, 一般包括自旋、振动和锥旋 (合成为章动)。目标微动的描述采用“自旋-振动-锥旋”的方式: 起初目标坐标系 xyz 与 $X'Y'Z'$ 重合, 先将 xyz 绕 X' 轴旋转 $(2\pi f_a t)$ (自旋), 再绕 Y' 轴转动到

$\theta_p + \theta_m \sin(2\pi f_b t)$ (振动), 又再绕 X' 轴旋转 ($2\pi f_p t$) (锥旋), 如图 3 所示。

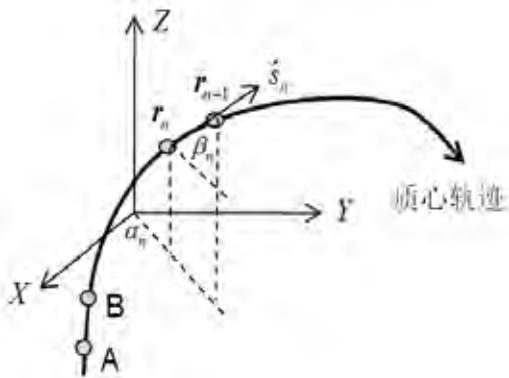


图 1 目标质心运动

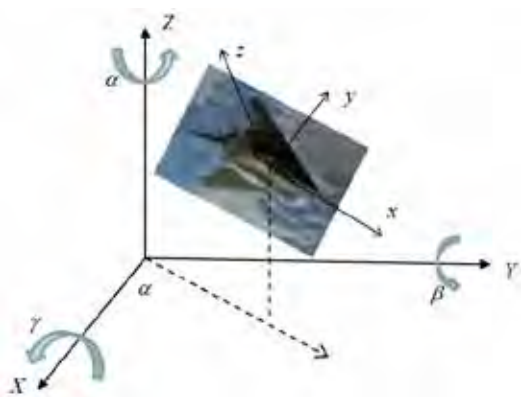


图 2 目标姿态描述

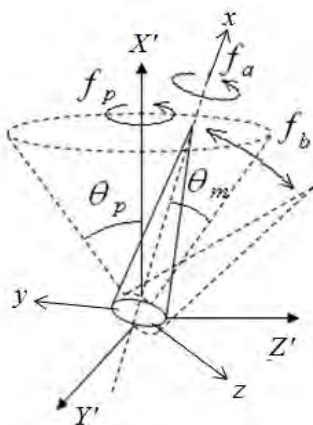


图 3 目标微动 (自转/振动/锥旋)

1.2 参考系变换与电磁场变换

从地面参考系 $XYZt$ 到目标参考系 $xyz\tau$ 是一系列的时空变换, 主要是空间坐标旋转变换, 只有质心的平动(匀速或加速)涉及到时间变换。坐标旋转变换可借助通用的 Rodrigues 公式来实现[2], 在此省略。假如目标参考系 $xyz\tau$ 就是质心参考系 $X'Y'Z'\tau$ (一般情况是 $X'Y'Z'$ 经过“微动”旋转后与 xyz

重合), 而地面坐标系 XYZ 已通过平移和旋转在 $t = \tau = 0$ 时刻与质心坐标系重合, 则平动变换通过下式实现[3]:

$$\left\{ \begin{array}{l} ct = \gamma_0(x + \kappa) \left[\beta_0 \cosh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) + \sinh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) \right] - \beta_0 \gamma_0 \kappa \\ X = \gamma_0(x + \kappa) \left[\cosh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) + \beta_0 \sinh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) \right] - \gamma_0 \kappa \\ Y = y \\ Z = z \end{array} \right. \quad (1)$$

其中 $\beta_0 = v_0/c$, $\gamma_0 = 1/\sqrt{1-\beta_0^2}$, $\kappa = c^2/a$, v_0 和 a 分别是目标的初始速度和加速度; 没有加速度时 ($a \rightarrow 0$), 则上式退化为匀速运动情况下的 Lorentz 变换。一般的坐标变换过程是: 地面坐标系经过平移和姿态旋转(侧滚-俯仰-偏航)得到与质心系平行的“冻结系”、冻结系通过平动变换[公式(1)]得到质心系、质心系经过微动旋转(自旋-振动-锥旋)到达目标系。从目标系到地面系的时空反变换不难获得。

电磁场变换是通过引入一个协变的电磁张量:

$$F_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 0 & -E_1 & -E_2 & -E_3 \\ E_1 & 0 & cB_3 & -cB_2 \\ E_2 & -cB_3 & 0 & cB_1 \\ E_3 & cB_2 & -cB_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 $E_1 \sim E_3$ 和 $B_1 \sim B_3$ 是电场和磁场的三个分量, 协变张量 $F_{\mu\nu}$ 遵从以下变换关系:

$$F'_{\mu\nu} = \frac{\partial X^\sigma}{\partial x'^\mu} \frac{\partial X^\rho}{\partial x'^\nu} F_{\sigma\rho} \quad (3)$$

其中 $X^\mu = (X, Y, Z)$ 、 $x^\mu = (x, y, z)$, 并应用了 Einstein 惯例: 出现重复角标的表示要求和。应用(1)~(3), 可以得到从“冻结系”到质心系的电场变换:

$$\mathbf{E}' = \gamma_0 \left(1 + \frac{x}{\kappa} \right) (\mathbf{L} \cdot \mathbf{E} + \mathbf{K} \cdot c\mathbf{B}) \quad (4)$$

其中 \mathbf{L} 是一个对角阵, $L_{33} = 1/\gamma_0$,

$$L_{11} = L_{22} = \cosh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) + \beta_0 \sinh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right);$$

$$\mathbf{K} = \left[\beta_0 \cosh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) + \sinh\left(\frac{c\tau}{\kappa}\right) \right] \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

容易验证, 当 $a \rightarrow 0$ 时, (4) 退化为匀速情况下的电磁场变换。

2 数值求解方法

数值求解方法是先把入射场 E^i 从地面参考系变换到目标参考系, 然后在目标参考系中对散射问题进行求解, 再把散射场从目标参考系变换到地面参考系。在进行一系列坐标变换过程中, 电磁场变换根据 (3) 式同步地获得。

如果不考虑加速度效应, 则目标参考系中的电磁场方程与地面参考系中的电磁场方程是一致的。加速度效应只有当 $ad \sim c^2$ (其中 d 是目标到观察者的距离) 时才会明显, 这个条件只有在射电天文学领域才有可能满足, 本文暂不考虑。

本文使用时域积分方程 (TDIE) 法 [4] 求解瞬态散射问题, 图 4 是示意图。积分方程是先求解目标表面上的感应电流 (对导体) 或表面等效电磁流 (对介质)。得到表面感应电流 $J_s(r, c\tau)$ 后, 计算散射远场:

$$\begin{cases} E^s(r, c\tau) = \hat{r} \times r \times \frac{1}{4\pi r} \frac{\partial}{\partial \tau} \int_s J_s(r', c\tau - r + r \cdot r') dS' \\ cB^s(r, c\tau) = \hat{r} \times E^s(r, c\tau) \end{cases} \quad (6)$$

假如观测点在地面坐标系中为 (X_0, Y_0, Z_0) , 记录数据序列的时刻为 $t_n = n\Delta t$; 把 $X_0'' = (X_0, Y_0, Z_0, t_n)$ 变换到目标参考系中为 $x_0'' = (x_0(X_0''), y_0(X_0''), z_0(X_0''), \tau_n(X_0''))$, 将这些时空坐标代入 (6) 就得到目标参考系下观测点处的电磁场值, 然后把它反变换到地面参考系就得到我们通过理论计算获得的散射场。在已知时空反变换的情况下, 电磁场反变换不难获得 [与 (3) 式类似]。

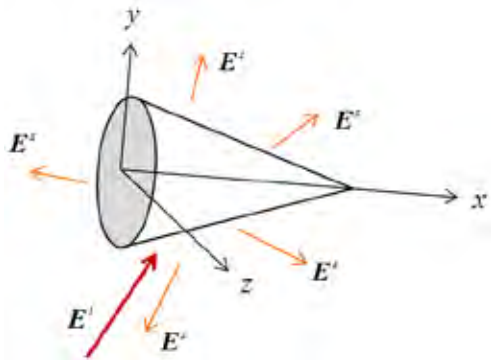


图 4 目标散射求解示意图

3 数据处理应用

在雷达应用中通常使用发射脉冲串的方式。假设发射脉冲串为 $E_q^i(m, t)$, 接收到的脉冲串为 $E_p^s(m, t)$, 其中 p, q 分别是接收波和发射波的极化方式, $m = 1, 2, \dots, N_m$ 为脉冲计数 (总共 N_m 个), 脉冲重复周期为 T_r (重复频率为 $f_r = 1/T_r$)。

$E_p^s(m, t)$ 是目标对单个脉冲 $E_q^i(m, t)$ 的时域响应, 即目标的一维“距离像” (把时间换算成距离 $r=2ct$); 如果进行“匹配处理”, 可以得到具有更好分辨特性的一维“距离像”:

$$I_p(m, t) = \int_0^t E_p^s(m, t') E_p^s(m, t + t') dt' \quad (7)$$

如果对 $E_p^s(m, t)$ 或 $I_p(m, t)$ 进行 Fourier 变换, 就得到目标的频域响应, 即 $\tilde{E}_p^s(m, f)$ 或 $\tilde{I}_p(m, f) = |\tilde{E}_p^s(m, f)|^2$ 。如果对 $E_p^s(m, t)$ 或 $I_p(m, t)$ 进行 Hilbert 变换, 可以分析目标时频特性 (时频图)。如果对 $I_p(m, t)$ 或 $\tilde{I}_p(m, f)$ 进行积分, 则得到单个脉冲的“回波能量”:

$$E_p(m) = \int_0^{T_r} I_p(m, t) dt = \int_{f_0 - f_{bw}/2}^{f_0 + f_{bw}/2} \tilde{I}_p(m, f) df \quad (8)$$

其中 f_0 和 f_{bw} 分别是雷达载波频率和脉冲调制带宽。

目标的多普勒谱和微多普勒谱可以从 $\tilde{E}_p^s(m, f)$ 获得:

$$S_p(k\Delta f_D) = \frac{1}{f_{bw}} \int_{f_0 - f_{bw}/2}^{f_0 + f_{bw}/2} \left| \sum_{k'=1}^N \tilde{E}_p^s(\sigma k', f) e^{j2\pi(k-k')(k'-1)/N} \right|^2 df \quad (9)$$

其中 $N = \text{int}(N_m / \sigma)$, σ 为等于或大于 1 的整数。多普勒、微多普勒频率分辨率为 $\Delta f_D = 1/(N\sigma T_r)$, 带宽为 $f_{D, bw} = 1/(\sigma T_r)$ 。一般来说, 多普勒带宽较大, 可取 $\sigma = 1$; 微多普勒带宽较小, 可取 $\sigma \gg 1$ 。另外, 如果入射波为单个脉冲 ($m=1$) 或连续波, 则频谱特性可单独由 $\tilde{E}_p^s(f)$ 来描述。

下面给出两个验证算法的例子。第一个是远离的导体球, 速度取 $v = 10^7$ m/s, 入射

波是单个无调制的高斯脉冲，它的频谱响应如图 5，其正确性已通过解析解比较得到验证；与静止的情况相比，幅度减弱、谐振峰对应的频率向低端移动，这明显是多普勒效应的结果。第二个例子是一个目标做平动+转动或平动+振动运动时的瞬态散射，平动速度是 10^3 m/s，转动或振动频率是 1kHz，入射波是单个调制的高斯脉冲，载波频率 200MHz，从 45° 方向入射。平动+转动时的频域响应如图 6(a)，平动+振动时的频域响应如图 6(b)；主峰是平动多普勒效应和转动或振动微多普勒效应的共同结果，两侧的小峰值单独反应了转动或振动产生的微多普勒效应。

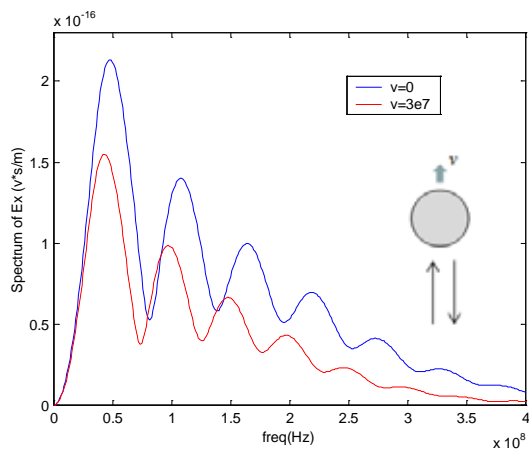


图 5 高速运动导体球的频域响应

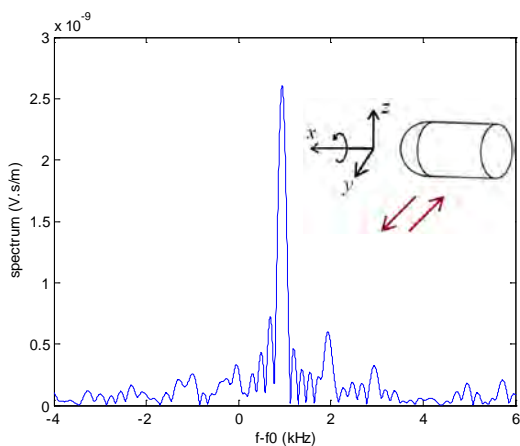


图 6(a) 一个平动+转动目标的频域响应

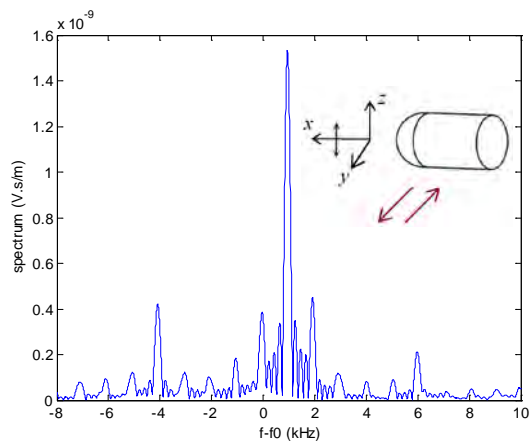


图 6(b) 一个平动+振动目标的频域响应

4 结语

本文对任意运动目标的瞬态散射数值模拟与分析方法及其基本应用进行了讨论，方法框架基于相对论时空变换和电磁场变换，数值方法使用时域积分方程法；所建立的方法具有普遍的适用性。

致谢：

本文工作得到国家自然科学基金项目的资助 (No. 60825102)。

参考文献：

- [1] J. V. Bladel. Relativity and Engineering [M]. New York: Springer-Verlag, 1984.
- [2] V. C. Chen. The Micro-Doppler Effect in Radar [M]. Boston: Artch House, 2011.
- [3] S. Q. Jia, X. M. Jiang, and M. Y. Xia. Numerical approach for analysis of transient scattering by an accelerated body [J]. J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol.26, 770-782, 2012.
- [4] M. Y. Xia, G. H. Zhang, and X. M. Jiang. Stable solution of time domain integral equation methods using quadratic B-spline basis functions [J]. J. of Computational Mathematics, Vol. 25, No. 3, 374-384, May 2007.

一种新型的平面透镜天线

史小卫, 陈阳, 陈蕾

(西安电子科技大学 天线与微波技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 平面透镜天线不同于传统的介质透镜天线, 具有体积小、重量轻、剖面低和易共形等优点。本文提出一种新型的周期性谐振单元, 利用相位补偿原理实现了 C 波段平面透镜天线, 仿真及实测结果表明该天线具备较好的高增益特性, 有广阔的应用前景。

关键词: 透镜天线; 相位补偿; 高增益; 周期性谐振单元

中图分类号: TN 821+.5 **文献标志码:** A

引言

传统透镜天线一般采用均匀电介质, 利用透镜曲面来调整光程, 实现相位补偿功能。而平面透镜天线则类似于反射阵天线[1-3], 它由一个发射电磁波的馈源和周期性结构的平面阵列组成, 通过调整平面阵列上不同区域的单元尺寸来实现相位补偿, 从而达到高增益。独特的馈源后置特点使其消除了馈源遮挡, 具有更广泛的应用。

文献[4]采用销钉连接透镜阵列两侧的吸收贴片和再辐射贴片, 但传输效率较低, 单元结构复杂。文献[5]对前者做出改进, 使用了孔径耦合单元, 消除了销钉不便, 缺点是传输效率仍旧很低。文献[6]提出一种孔径耦合的双层贴片单元, 两层贴片之间通过带状传输线来调节相位变化。该结构频带

宽、极化纯度高, 但介质和金属层数较多, 结构复杂、损耗大、成本高。另一方面, 采用基于新型人工电磁材料的非谐振单元近年来也开始出现, 文献[7]提出的一种多层微带非谐振方环结构, 调整方环尺寸以改变折射率, 通过在圆锥喇叭天线口径面上装载透镜阵列, 使该喇叭天线降低了回波损耗、提高了增益。但是其层数多、单元周期小和单元数量大的特点增加了设计和加工难度。

本文提出一种双圆环孔径单元结构, 在 C 波段设计并加工了一个 49 元的平面透镜天线, 相比馈源增益提高了 9 dBi, 3 dB 增益带宽大于 15%, 仿真和实测结果吻合良好。

1 相位补偿原理

平面透镜由一个透镜阵列和一个馈源天线组成。馈源发出的球面波到达阵面不同位置处的入射相位不同, 为使其透射后在另一面形成平面波, 必须进行相位补偿。

如图 1 所示, D 表示阵列口径, F 为焦距, \vec{R}_i 为入射波程矢量, \vec{r}_0 为主波束方向单位矢量, 则第 i 个单元所需的相位补偿量 φ_i 应由下式确定:

$$k_0(|\vec{R}_i| - \vec{R}_i \cdot \vec{r}_0) - \varphi_i = 2n\pi$$

其中, k_0 为自由空间波数, n 取非负整数。

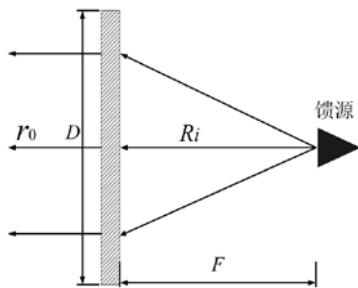


图 1 相位补偿原理

2 透镜单元设计

透镜单元设计的难点在于保证低损耗的前提下尽量增大相位补偿范围。类似于透射型 FSS，单元尺寸在谐振频率附近时具有较高的传输系数，即可完全透射。当尺寸微调时，谐振频率偏移使相位补偿量发生变化，而传输系数也相应地减小。一般而言，传输系数要求必须大于 0.8。

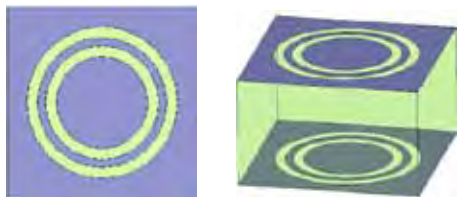


图 2 单元结构图

已经出现的谐振透镜单元有孔径耦合贴片、销钉连接贴片、十字形偶极子等，但大多结构复杂，且相位补偿范围较小。为简化结构，同时增大相移范围，本文提出一种双圆环孔径结构的透镜单元，如图 2 所示。该单元在 6 GHz 谐振频率具有较高的传输系数，双圆环孔径的多谐振特点和双层分布结构拓展了相位补偿范围，传输系数 0.8 以上区间相位补偿量达到了 180° ，如图 3 所示。

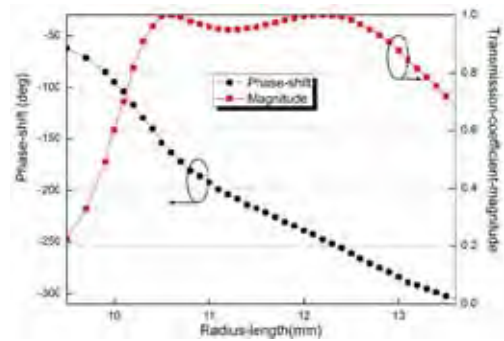


图 3 单元相位及传输系数曲线

3 阵列设计

为方便加工和测量，选取体积小重量轻的渐变槽天线作为馈源。设计了一个 49 单元的透镜阵列天线，阵元间距取 0.6 个波长。加工后实物如图 4 所示。

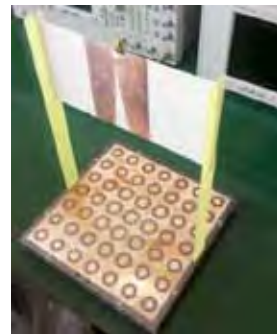
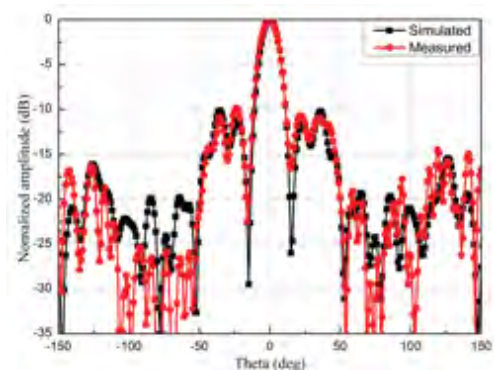


图 4 天线实物图

使用矢量网络分析仪、频谱仪、标准喇叭和旋转支架等设备对其进行了测量。如图 5 所示，分别表示了 6 GHz 时 E 面和 H 面归一化辐射方向图的仿真和测试结果。



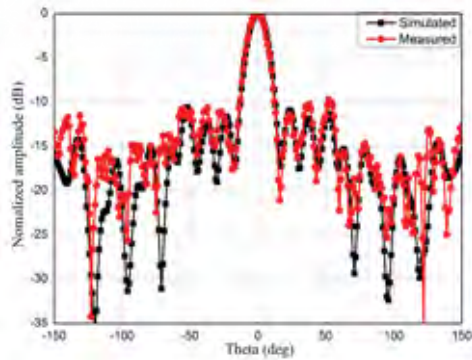


图 5 E 面和 H 面归一化辐射方向图

其中，渐变槽天线主波束方向增益 7.7 dB，平面透镜天线中心频率处最大增益为 16.7 dB，相比提高了 9 dBi，第一副瓣电平 -10 dB。

4 结论

本文针对平面透镜天线单元一贯的层数多、结构复杂和相移范围有限等特性，提出了一种双圆环孔径单元，结果显示该透镜阵列能有效地提高天线增益，易设计、易加工，具有良好的应用前景。

参考文献：

[1] J. Huang, "Microstrip reflectarray", *IEEE*

AP-S Int. Symp. Dig., Antennas Propagat., Ontario Canada, PP. 612-615, June 1991.

[2] F. Zubir,, M. K. A. Rahim, O. B. Ayop, et al, "Design and analysis of microstrip reflectarray antenna with minkowski shape radiating element," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 24, 317 - 331, 2010.

[3] F. A. Tahir , H. Aubert, and E. Girard, "Equivalent electrical circuit for designing MEMS-controlled reflectarray phase shifters," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 100, 1 - 12, 2010.

[4] D.T. McGrath, "Planar three-dimensional constrained lens", *IEEE Trans. AP-34*, PP. 46-50. 1986.

[5] D.T. McGrath, "Slot-coupled microstrip constrained lens," in *Pro. Antenna Applications Symp. (Champion, IL)*, PP,139 — 168, September 1987.

[6] D.M. Pozar, "Flat lens antenna concept using aperture coupled microstrip patches", *Electronics Letters*, Vol. 32, 1996.

[7] X. Chen, H. F. Ma, X. Y. Zou, W. X. Jiang, and T. J. Cui, "Three-dimensional broadband and high-directivity lens antenna made of metamaterials," *Journal of Applied Physics*, Vol. 110, 044904 -044904-8, 2011.



基于协同感知与数据仓库的 频谱管理服务体系

苏东林, 谢树果, 王 磊, 谷晓鹏, 武明川

(北京航空航天大学 电子信息工程学院电子科学与技术系, 北京 100191)

摘要: 无线电业务的迅猛发展促使对频谱资源的需求与日俱增, 但电磁频谱供需日益紧张和电磁环境日益复杂的矛盾越来越尖锐, 这些问题对电磁频谱的管理提出了巨大的挑战, 同时也提出了更新更高的要求。由于历史和技术发展水平原因, 我国的频谱管理存在着感知手段单一、数据利用率低和决策支持能力不足等问题。本文基于我国频谱管理的发展现状, 提出了一种基于协同感知与数据仓库的新型频谱管理服务体系, 以频谱管理系统服务需求为牵引, 空地协同频谱感知网系为获取手段, 利用数据仓库对数据进行处理分析, 最终为频谱管理部门提供准确、高效的信息服务。

关键词: 频谱管理; 协同感知; 数据仓库

中图分类号: TN99 **文献标志码:** A

引言

未来社会是信息化社会, 电磁频谱作为一种具有杠杆作用的战略资源, 在信息化社会中扮演着重要角色。频谱资源的使用和管理涉及领域广、辐射面宽、联带效应强, 几乎是所有无线应用领域的先导性前提, 同时是信息技术领域的制高点, 集中体现了一个国家的科技水平和综合实力。大力发展频谱管理技术, 对提高我国通信产业的自主创新能力、建设具有国际竞争力的无线通信产业、推动经济结构调整优化、增强国防实力具有重大战略意义。本文主要结合我国的频谱管理建设现状, 探讨频谱管理服务的新体系和新技术。

1 背景

近年来, 我国的无线电管理事业稳步发展, 综合管理能力不断提升, 技术设施初步完善, 无线电管理各项工作有序开展[1]。但是, 由于历史和技术发展水平原因, 我国的频谱管理存在着感知手段单一, 感知数据利用率低和决策支持能力不足等问题。在频谱感知能力方面, 空地协同感知定位等技术领域研究薄弱。在频谱信息获取方面, 频谱数据多源融合处理和感知数据应用服务等能力不足[2]。同时, 海量、高维、多源、异构频谱数据的规范、集成和应用问题[3], 成为制约频谱管理建设的瓶颈性难题。

2 频谱管理服务体系

基于我国频谱管理建设现状, 本文提出了一种基于协同感知与数据仓库的新型频谱管理服务体系(如图 1), 以频谱管理系统服务需求为牵引, 空地协同频谱感知网系为获取手段, 利用数据仓库技术中的多维分析、数据挖掘、可视化等技术准确表达出数据所含信息, 最终为频谱管理部门提供准确、高效的信息服务。



图 1 面向服务的频谱管理体系

2.1 协同频谱感知网系

以频谱监测感知网系拓扑结构和感知能力为基础，通过分析频谱管理应用任务和um能力需求，将系统资源快速重组，面向频谱管理任务进行感知网系的资源动态规划。

2.1.1 空地协同的频谱感知与探测

随着未来空基平台的巡航空域逐渐变广、留空时间越来越长、自主飞行智能化程度越来越高，空基平台已经成为解决未来频谱监测任务快速部署，机动灵活的理想解决方案[4]。

利用空基平台频谱感知与探测技术、网络化空地协同探测方法、高分辨率干扰源定位与跟踪方法等，为高机动性大范围的频谱快速监测与干扰定位提供技术支撑。通过研究高效合理的空地协同感知策略，合理规划无人机航迹，最大程度的发挥地面固定台站、移动监测站和空基平台的自身特点，简洁高效的完成感知任务。基于空基平台的频谱监测节点必将成为协同频谱感知监测网中的重要环节。

2.1.2 嵌入式主动感知

嵌入式主动感知技术是一种分布式协

同频谱信息获取技术，通过用频单位主动向控制中心汇报自身（甚至其周围空间）的频谱资源使用情况，从而实现传统频谱感知的功能。与传统被动式频谱感知相反，用频单位数量越多，分布越密集，控制中心对整个监视空间内的频谱资源分配情况掌握越详细。

基于主动感知理念的频谱感知增强技术将是未来频谱资源监管的有力解决方案，将全面促进频谱管理领域从“任务牵引、被动监测、开环流程”向“自主规划、主动监测、闭环模式”转变，为频谱感知网系、频谱管理部门全面驾驭前沿技术，实现能力转变提供战略机遇。

2.2 频谱管理数据仓库

基于无线电频谱管理基础数据库以及频谱感知网系获取的动态频谱数据信息，充分发挥数据仓库面向主题的、集成的、稳定的和随时间变化以及支持管理决策过程的特征和功能[5]，将基础数据库和实时感知获取数据进行抽取、清洗、转换和加载[6]，并通过联机访问工具，为国家频谱决策部门和各种频管运行系统提供全方位、多层次数据服务。

采用多维分析、数据挖掘等技术，实现从现有海量频谱数据中自动智能地分析提取有效、新颖、潜在有用和最终可理解的信息[7]，为各级无线电管理部门和各种无线电管理系统提供智能化的信息获取手段和辅助决策工具。

2.2.1 异构频谱数据集成

频谱管理数据具有来源不同、基础操作系统不同、数据库管理系统不同、数据规范和标准不同等多源异构特征, 频谱数据集成对来自不同部门和不同系统的海量、异构频谱数据进行集中管理, 提高数据的完整性、准确性、一致性, 达到数据的高度共享[8]。

2.2.2 频谱数据联机分析处理

传统的频谱管理基础数据库主要是由用频单位上报, 以及通过频谱监测手段获取的分时段统计的电磁环境信息, 这些原始数据是以时间或时段为间隔的离散信息, 只能表明频谱信息时间维度的变化情况。频谱数据仓库以“随历史变化的、面向主题的”等其特有的特征[9], 经过多维联机分析处理, 把静态、离散的微观数据转变为能够按照决策部门需求, 以时间、频率、地域、台站等多个维度为主题, 采用了旋转、嵌套、切片、钻取等技术, 按照用户所需粒度进行多维视图展现, 全方位反映频谱管理数据所蕴含的规律信息, 从而为频谱管理战略规划和决策提供连续准确的信息和科学依据。

2.2.3 频谱数据挖掘

相对于频谱管理业务部门, 频谱管理决策层主要关注频谱数据历史变化规律信息[10]、多层次预测频谱数据动态演变特征、频谱黑洞和增量等能够服务于频谱管理决策需求的信息和信息。

基于频谱管理数据仓库的数据挖掘[11], 通过分析频谱感知网系长期采集的频

谱数据, 充分挖掘频谱“黑洞”、频谱使用趋势等信息, 掌握通过常规监测感知手段无法确定或识别的频率占用情况和用频台站违规等信息, 将对频谱规划、新型无线电设备研制、用频台站管理等工作产生积极的推动作用。

2.2.4 频谱数据可视化

频谱数据可视化利用直观的图形图表实现对频谱数据及其行为模式的可视化表达[12]。通过频谱数据抽象可视化表征、频谱数据演化模式可视化、频谱信息智能标注、频谱数据场处理、频谱可视化纹理映射和空间分布式并行可视化等技术及应用, 为用户提供直观、多层次、立体化的数据展现。

3 结语

本文提出了一种基于协同感知和数据仓库的频谱管理服务体系。其中, 空地协同感知网络可有效提高频谱感知精度, 扩展覆盖范围; 频谱管理数据仓库可实现频谱信息资源的集中和高度共享, 提高频谱信息资源之间的融合程度, 促进频谱管理数据从面向单业务的分散服务模式向面向决策需求和多业务的综合智能服务模式转变。以探讨频谱管理新体系为契机, 深入开展频谱管理科学技术研究, 为促进我国频谱管理数据融合和服务方式科学转型提供关键技术支撑, 提高国家频谱管理的创新能力和整体水平。

参考文献:

- [1] 张根全, 马飞, 李大艳. 国家频谱管理系

统的分析与设计 [J]. 无线电工程, 2006, 36(10): 14-15.

ZHANG GENQUAN, MA FEI, LI DAYAN. Analysis and Design of National Spectrum Management System. Radio Engineering [J], 2006, 36(10): 14-15.

[2] 周鸿顺. 无线电监测网的建设、管理和使用 [J]. 中国无线电, 2007, 10: 47-50.

ZHOU HONGSHUN. Building, Management and Usage of Radio Monitoring Network [J]. China Radio, 2007, 10: 47-50.

[3] 洪治. 我国无线电管理基础数据库现状及发展趋势研究 [J]. 中国无线电, 2007, 10: 51-52.

HONG ZHI. The Current Development and Future Trend of Radio Management Basic Database [J]. China Radio, 2007, 10: 51-52.

[4] 费连. 利用无人驾驶空基平台进行无线电监测的设想 [J]. 中国无线电, 2008, 12: 47-52.

FEI LIAN. Assumption of Unmanned Space-based Platform for Radio Monitoring [J]. China Radio, 2008, 12: 47-52.

[5] INMON W.H. Building the Data Warehouse [M]. 2 Edition. Wiley: 2005:29-30.

[6] INMON WH, CONKLIN E. Loading Data into the Warehouse [J]. Tech Topic, 1994, 11(1):20-25.

[7] CHUDI MU, JIANBIN DAI. Data Warehouse for Quality Management System [J]. Tsinghua Science and Technology, 1998, 3(3): 1133-1136.

[8] BASSILIADES N, VLAHAVAS I, ELMAGAMID AK, et al. Inter Base - KB: integration a knowledge base system with a multidatabase system for data warehousing [J]. Knowledge and Data Engineering: IEEE Transaction on, 2003, 15(5): 1188-1205.

[9] HASAN H, HYLAND P. Using OLAP and Multidimensional Data for Decision Making [J]. IT Professional, 2001, 3(5):44-50.

[10] 姚芳兵, 王伦文, 张玲. 数据挖掘理论在无线电监测中的应用 [J]. 微机发展, 2003, 6: 40-41.

YAO FANGBING, WANG LUNWEN, ZHANG LING. Application of Data Mining Techniques in Radio Monitor [J]. Microcomputer Development, 2003, 6: 40-41.

[11] LONGBING CAO, GORODETSKY V, MITKAS PA. Agent Mining: The Synergy of Agents and Data Mining [J]. IEEE Intelligent Systems, 2009, 24(3):64-72.

[12] BANK JN, GARDNER RM, TSAI SJS, et al. Visualization of Wide-Area Frequency Measurement Information [C]. Power Engineering Society General Meeting, 2007: 1-8.



太赫兹 metamaterial 用于成品油管道界面检测

田震

(太赫兹中心, 光电信息技术教育部重点实验室, 天津大学, 天津, 300072)

摘要: 成品油在管道输送时, 混油界面是造成油品损耗的重要原因之一, 不仅减少了油品的数量, 也降低了油品的质量, 造成巨大的经济损失。如果不能精确识别混油而使不合格油品应用于工业生活中, 还会带来安全事故。太赫兹 metamaterial 是一种新兴的传感手段, 结合全光纤快速扫描太赫兹时域光谱系统, 能够进行实时分析, 受环境影响小。本文利用以 Mylar 为基底的太赫兹波段缺口谐振环 metamaterial, 成功识别出了差异很小的两种汽油标号(康菲#87, #89), 有望应用于石油管道输送中的混油界面检测。

关键词: 太赫兹; metamaterial; 混油界面检测;

中图分类号: O433.1 **文献标志码:** A

引言

成品油在管道中采用顺序输送方式, 即在一条管道内, 按照一定的批量和次序, 连续地输送不同种类的油品。这种方法可以使长输管道最大限度的满负荷运行, 不仅可以增加管道企业的经济效益, 还可以减轻其他运输方式的运输负荷。但是由于流速变化、粘度差异、密度和停输、变管径等的影响, 前后油品之间会产生混油, 形成的混油在物理化学性质上与所输的两种油品都不同, 不能作为合格的油品销售[1, 2]。据有关资料显示油品损耗量约占总加工量的 3%~5%, 造成直接的经济损失年均高达 300 亿元人民币[3]。其中混油是造成油品损耗的重要原因之一, 不仅减少了油品的数量, 也降低了油

品的质量, 造成巨大的经济损失。如果不能精确识别混油使得不合格油品应用于工业生活中, 还会带来安全事故。据统计油库事故中有 19.4%是由混油引起的[4]。并且混油开车还会影响发动机的使用寿命。因此对混油进行检测, 准确判断混油的浓度, 对于能源的充分利用、提高经济效益、减少安全事故、保护发动机等都具有很重要的意义。

目前, 用于成品油管道界面检测的方法主要有两大类, 一是通过添加物质的特征进行检测, 二是利用油品的物理化学特性参数进行检测。但是加入了其他物质会影响油品的商用价值, 而目前广泛使用的光学界面仪虽然检测灵敏, 但是油品中杂质会沉积在探头表面, 影响接收信号, 即使在探头前面装上过滤器, 两小时后过滤器就被完全堵死。因此, 发展新型混油界面监测装置很有必要。

近年来, metamaterial 被广泛研究, 并在化学及生物传感领域展现出诱人的潜在应用。对太赫兹波段来说, 由于它对除金属和水的大部分物质透过, 并且很多物质的振动、转动频率落在该波段, 因此 metamaterial 结合太赫兹技术在传感领域具有重大应用前景。太赫兹 metamaterial 能够感知周围折射率的微小变化, 并以频率移动的形式表现出来, 所以受环境变化影响小, 适合现场实际应用[5, 6]。为了提高传感灵敏度, 我们使用 Mylar 作为

metamaterial 基底，以增加频移量。

1 实验装置

超快 THz 脉冲的产生和探测分别采用宽带光导开关发射器和接收器。由钛宝石自锁模激光器产生的波长为 800 nm、25 fs 的超短激光脉冲作为激励源。飞秒光脉冲经过分束和衰减后，形成两束平均功率均为 10 mW、具有特定时间延迟的光脉冲，其中一束触发 GaAs 光导发射器产生太赫兹脉冲，经过硅透镜和抛物面镜系统准直、聚焦。当 THz 脉冲在系统中传输到光导接收器时，另一束飞秒光脉冲同步触发接收器，通过信号转换放大，将 THz 脉冲转换为电信号输出。通过使用 8F 光学共焦系统，可将 THz 光束尺寸压缩到 3.5 mm，以便测量较小尺寸样品。宽带太赫兹时域频谱系统的有效带宽为 0.1–4.5 THz (对应波长为 3 mm–67 μm)，振幅信噪比高达 $1.5 \times 10^4:1$ 。[7, 8]

在透射测量中，测试样品置于抛物面镜 M2 和 M3 之间，即 THz 光束的束腰上。THz 波正入射穿过被测样品，电场方向是平行于桌面的 P 偏振。被测样品的基底信号作为参考信号。通过样品和基底的信号分别在时域上记录下来，然后利用傅里叶变换转为频域上的振幅谱 $E_s(\omega)$ 和 $E_r(\omega)$ 。由于被测样品厚度有限，在时域上记录到的 THz 脉冲是一个多重反射的脉冲叠加。但是如果主脉冲和第一个内反射脉冲之间能够清晰的分开，我们就可以利用主脉冲 THz 信号来分析数据。为了进一步增加测试的信噪比，每次的时域曲线是多次扫描的平均值。

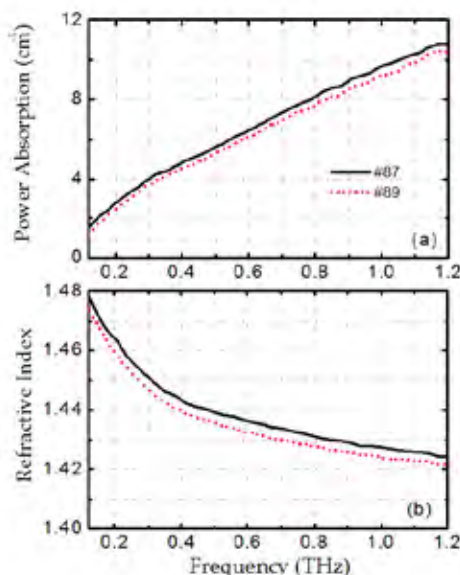
我们利用传统光刻手段制备了 metamaterial，在 22 微米厚的 Mylar 基底上蒸镀 200nm 厚的缺口谐振铝环，周期是 60 微米。而且我们设计了油路循环系统，以模拟石油管道输送的情况。并在其中

插入 metamaterial，通过太赫兹时域光谱系统测试谐振频率的变化。

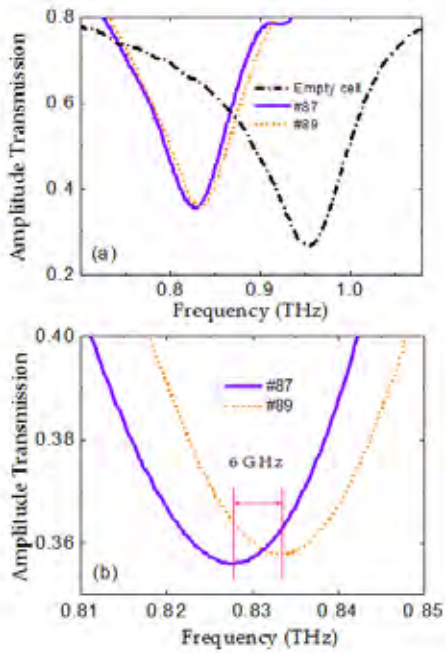
2 实验结果

我们首先测试了不同标号汽油在太赫兹波段的吸收和折射率特性，如图一所示。然后将 metamaterial 插入汽油油路中，当不同标号的汽油流过时，我们观察到了 metamaterial 的 RLC 谐振频率移动了 6GHz，如图二所示。更高检测灵敏度的 metamaterial 正在设计中。

3 插图



图一 不同汽油标号在太赫兹波段的吸收系数和折射率



图二 插入 metamaterial 后的频移

4 结论

实验结果显示, 太赫兹波段 metamaterial 可区分不同的汽油标号, 有望应用于石油管道成品油输送中的混油界面检测。

参考文献:

- [1] 黄春芳, 孟凡强, 臧国安, 成品油管道影响混油的因素和减少混油的方法, 管道技术与设备, 2000(5):11-12
- [2] 王昆, 陈保东, 郭淑娟等, 管道顺序输送产生混油的问题研究, 油气储运, 2007, 26(8):8-12
- [3] 杨斌, 浅谈降低油品损耗的几点措施, 甘肃高师学报, 2008, 13(2):42-44
- [4] 范继义, 油库事故分析与控制, 石油商技, 1996(2):59-61
- [5] T. Driscoll, G. O. Andreev, D. N. Basov, S. Palit, S. Y. Cho, N. M. Jokerst, and D. R. Smith, "Tuned permeability in terahertz split-ring resonators for devices and sensors," Appl. Phys. Lett. 91, 062511 (2007).

[6] J. F. O'Hara, R. Singh, I. Brener, E. Smirnova, J. Han, A. J. Taylor, and W. Zhang, "Thin-film sensing with planar terahertz metamaterials: sensitivity and limitations," Opt. Express 16, 1786 (2008).

[7] D. Grischkowsky, S. Keiding, M. van Exter, and Ch. Fattinger, "Far-Infrared Time-Domain Spectroscopy with Terahertz Beams of Dielectrics and Semiconductors," J. Opt. Soc. Am. B 7, 2006 (1990).

[8] W. Zhang, "Resonant terahertz transmission in plasmonic arrays of subwavelength holes," Eur. Phys. J. Appl. Phys. 43, 1 (2008).



奥沙利铂/DNA 水溶液中分子反应的太赫兹时域光谱测量和分析

汪力, 吴晓君, 鄂轶文, 潘学聪

(中国科学院物理研究所, 北京凝聚态物理国家实验室, 北京 100190)

摘要: 我们对抗癌药物奥沙利铂和 DNA 水溶液样品中发生的分子反应动态过程进行了太赫兹时域透射光谱测量, 通过提取样品随时间变化的折射率和吸收系数, 得到 λ -DNA 和鼠肝巨噬细胞 DNA 的特征反应时间分别约为 4.0 和 12.9 小时, 这一差别可能来自不同的核苷酸碱基组份和序列(一级结构)、DNA 链长和高级结构等因素。除了通常的介电响应机制以外, 所观察到的太赫兹光谱响应也可能来自于药物-DNA 反应物构型构像变化导致的与手性特征相关的磁电互耦合效应改变。

关键词: 太赫兹光谱; DNA; 奥沙利铂; 分子反应; 水溶液; 手性分子

中图分类号: TM 0433.4; TM 0434.3; TM 0643.12; TM Q523 **文献标志码:** A

引言

正常 DNA 发生突变是人类癌症的致病原因之一[1], 针对这一致病机理的治疗策略是通过抗癌药物与癌细胞 DNA 的分子反应改变其结构并关闭该基因表达的通道。为了研究此类药物分子与生物靶分子之间的相互作用, 已经发展了不同的物理和化学监测技术[2-4]。不过, 为了便于测量和分析, 往往需要对反应物加标记分子, 这一处理方法存在的最大问题是: 外来标记分子的加入对

反应过程可能产生不可预测的影响, 于是降低了所得结果的可靠性。因此, 采用无标记的探测方法一直是努力追求的目标。本文采用太赫兹时域光谱技术, 对水溶液中含铂抗癌药物与两种 DNA 分子的实时反应过程进行了有效的测量和分析, 并得到了相应的反应速率。

1 实验样品和制备

实验所采用的 DNA 样品分别为 1) λ -DNA, 购自 New England Biolabs, 链长 48,502 bp, 分子量 31.5×10^6 Da, 浓度 500 $\mu\text{g/ml}$; 2) 鼠肝巨噬细胞 DNA(M-DNA), 由北京师范大学提供, 链长 300-500 bp, 浓度 343 $\mu\text{g/ml}$ 。奥沙利铂(Oxaliplatin)溶液的浓度为 3970 $\mu\text{g/ml}$, 这是已在临床使用的第三代含铂抗癌药物[5]。实验测量样品由 DNA 和奥沙利铂溶液按体积比 1:1 配制, 放于密闭的 Teflon 样品盒内, 样品厚度约为 200 μm 。所有的实验测量均在室温下进行。

2 太赫兹时域光谱测量结果

太赫兹透射光谱测量在一套自建的时域光谱仪上进行[6], 一台 Ti:Sapphire 飞秒激光器的输出脉冲(波长为 800 nm, 脉宽 80 fs)经过一个分束器后, 透射部分激发光导天线产生太赫兹辐射, 经准直和聚焦以后照射到样品上。透射太赫兹波再经准直和

聚焦以后，和分束器反射的 800 nm 探测脉冲一起共线入射到一块 ZnTe 电光晶体上。通过测量太赫兹电场对探测激光偏振态的调制、并逐点改变探测光脉冲的时间延迟，即可得到太赫兹行波电场的时域波形。作为控制实验，我们首先在室温下测量了 λ -DNA 和 M-DNA 溶液本身的太赫兹透射信号，在 30 个小时里，连续记录太赫兹透射信号，没有观察到时间波形有意义的变化。表明在这个时间尺度里中，样品可以保持其稳定性，没有任何变化发生。

图 1 为 λ -DNA 和奥沙利铂溶液样品在反应过程中所测量的太赫兹透射信号，其中标记为 1h 的数据为反应开始后一小时的透射时间波形(在这个时间以内，基本没有变化发生)。为了便于看到所发生的变化，其它数据为反应开始后 5、12 和 33 小时以后的时间波形与 1h 数据的差。

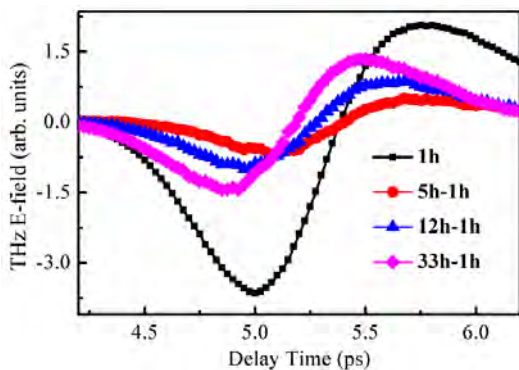


图 1 λ -DNA 和奥沙利铂样品 1:1 混合溶液的太赫兹透射时域波形随反应时间的变化。

取空样品盒的透射信号为参考波形，分别对信号波形和参考波形做傅立叶变换，两个复函数相除以后便可去除测量系统的响应，得到溶液样品响应函数的振幅 $\rho(\omega)$ 和位相 $\phi(\omega)$ ，进而通过简单的数学处理便得到样品的折射率和吸收系数(图 2)。

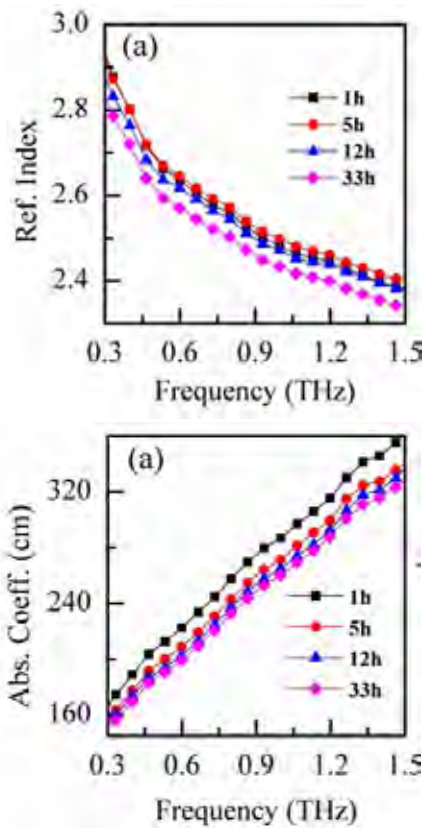


图 2 λ -DNA 和奥沙利铂混合溶液在反应过程中(a) 折射率和(b)吸收系数的演变。

可以看到，折射率的数值随着频率的增大而单调减小，而吸收系数的变化与其相反，这个观察符合德拜介电弛豫模型所描述的一般特征。随着分子反应的进行，在任一频率下，折射率起初增大，随后便单调减小；而吸收系数一直保持减小的趋势。在 30 小时左右，两者都达到一种稳态的情况。

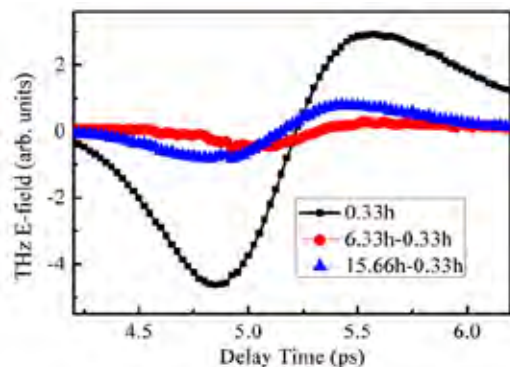


图 3 M-DNA 和奥沙利铂样品 1:1 混合溶液的太赫兹透射时域波形随反应时间的变化。

图 3 是 M-DNA 的透射测量数据, 和 λ -DNA 与奥沙利铂反应所发生的情况非常类似。为了更清楚地反映两个 DNA 样品和奥沙利铂分子反应的动态过程, 图 4 给出 1 THz 频率下两个样品的表观光学常数随反应时间的变化:

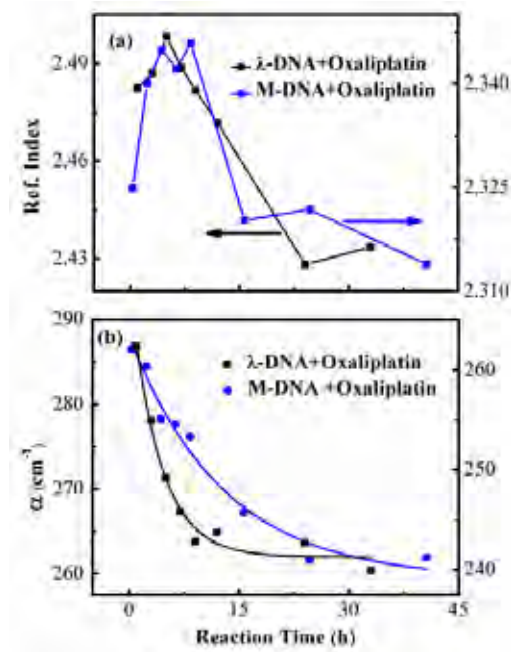


图 4 λ -DNA 和 M-DNA 和奥沙利铂溶液在 1 THz 频率处(a)折射率和(b)吸收系数随反应时间的变化。

从图 4 的数据可见, 两个反应过程中样品的折射率遵循类似的变化, 但吸收系数的改变明显不同。图 4(b)中的实线为吸收系数曲线的单指数拟合结果, 可以分别得到 λ -DNA 和 M-DNA 的反应特征时间为 4.0 h 和 12.9 h。这里所观察到的差别可以肯定是来自于反应过程中两种 DNA 不同的核酸组份和序列, 以及不同的链长和高级结构细节等影响的动态过程。

3 讨论

在以上的数据处理和分析中, 我们的基本假设是: 对于 DNA 和奥沙利铂溶液样品, 它们对太赫兹电磁场的响应可以由只包含介电常数 ϵ 和磁导率

μ 这两个参数的本构方程来描述。但是, 对于 DNA 分子, 其局部结构单元(核苷酸碱基)和整体的螺旋结构都带有手性特征, 需要由扩展的本构方程(包含磁电耦合参数)来描述其电磁响应。在与外来药物分子的反应过程中, DNA/奥沙利铂反应物所发生的任何结构变化, 都有可能改变分子的手性特征, 即磁电耦合参数发生变化。在本文的测量安排和分析中, 只考虑了通常的介电响应, 而没有考虑和测量分子手性特征改变对入射太赫兹电磁场可能的偏振态调制效应, 这种处理的合理性需要进一步对太赫兹透射场的偏振状态进行细致的测量才可以确定, 对此, 有关实验测量和数据分析工作将会继续进行。

参考文献:

[1] C.E.Bronner, S.M.Baker, P.T.Morrison, et al, Mutation in the DNA mismatch repair gene homologue hMLH1 is associated with hereditary non-polyposis colon cancer, *Nature*, 1994, 368: 258.

[2] F.A.P.Crisafuli, E.C.Cesconetto, E.B.Ramos, et al, *Appl. Phys. Lett.*, 2012, 100: 083701.

[3] H.F.Huang, L.M.Zhu, B.R.Reid, et al, *Science*, 1995, 270 : 1842.

[4] D.Salerno, D.Broglioli, V.Cassina, et al, *Nucleic Acids Res.*, 2010, 38 : 7089.

[5] E.Raymond, S.G.Chaney, A.Taamma, et al, *Ann. Oncol.*, 1998, 9: 1053.

[6] B.G.Quan, X.L.Xu, H.F.Yang, et al, *Appl.Phys.Lett.*, 2006, 89 : 041101.



微波化学及工业电磁频谱拓展

黄卡玛, 刘兴鹏, 贾国柱

(四川大学 电子信息学院, 四川省 成都市 610064)

摘要:微波在化学工业中的应用已经体现了很好的节能减排优势,但是对于微波与化学反应非平衡体系相互作用的研究还远远不能满足工业应用的需求,其中一些基础问题的研究对于发展经典电磁理论具有非常重要的意义。本文介绍了微波化学的新进展,及在发展中电磁频谱的新要求。

关键词:微波化学;等效介电系数;多物理场耦合;分子动力学模拟

中图分类号: TN 015 **文献标志码:** A

引言

电磁波作为信息和能量的载体具有同等重要的作用。自从1986年Richard Gedye首次报道了采用微波加热可以加快有机合成反应以来[1],越来越多的学者开始研究微波在化学工业中的运用,最终形成了一门新的交叉学科—微波化学(Microwave Chemistry)[2]。微波化学的研究可以分为宏观和微观两个层次:

(1) 在宏观上把化学反应等效为一个时变的非平衡体系,在局部平衡条件下用等效介电系数进行描述。然后将麦克斯韦方程组、热传导方程以及化学动力学方程等耦合起来研究电磁波在其中的传播过程、温度和反应过程的变化以及设计高效可靠的微波化学反应系统。

(2) 在微观上采用量子化学从头算和分子动力学模拟研究电磁波与分子体系之间的相互作用,特别是电磁波对化学键的影响,获得微波促进化学反应的机理。

目前对微波化学的研究既没有引起科学工作者的足够重视,也不能满足工业应用的需求[3-8]。

在化学和生物分子体系中,氢键是一类普遍存在的重要化学键。从无机物到有机物,氢键在分子的构成、分子间的聚合以及化学体系的功能等方面起着重要作用。对不同频率下微波与氢键的相互作用研究揭示工业、科学和医疗使用的电磁频谱应该进行拓展[9-13]。

1 微波化学宏观层次的研究

微波在化学工业中已表现出了非常好的节能减排优势,如表1中微波加热能够有效降低 α -萘甲醛与丙二酸二乙酯缩合反应过程中的能耗,并可显著缩短反应时间。

表1 传统加热和微波加热耗能耗时比较

加热方式	耗时/min	收率/%	耗能/KJ/mol
传统加热	1440	44.7	4.9
微波加热	5	78	0.24

为了从宏观上研究电磁波与化学反应

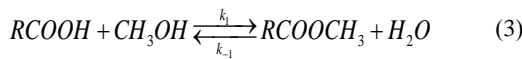
体系的相互作用，需要首先将化学反应体系的极化特性用等效介电系数进行表征和描述。一般说来，一个均相化学反应体系的等效介电系数是其中物质的浓度和温度的二元函数。例如，在稀溶液中的化学反应的等效介电系数可以描述为：

$$\varepsilon'_{eff} = \varepsilon_0 \varepsilon'_r = \varepsilon_0 \left[\sum_{i=0}^N a_i C^i + d_0 e^{-\frac{(T-d_1)^2}{2d_2}} \right] \quad (1)$$

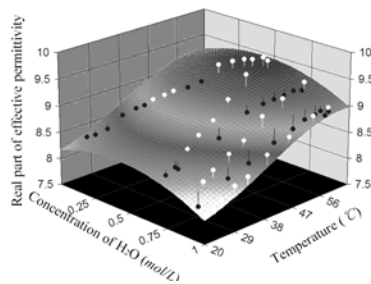
$$\varepsilon''_{eff} = \varepsilon_0 \varepsilon''_r = \varepsilon_0 \left[\sum_{i=0}^N b_i C^i + g_0 e^{-\frac{(T-g_1)^2}{2g_2}} \right] \quad (2)$$

其中， ε'_{eff} 和 ε''_{eff} 分别为等效介电系数的实部和虚部。 T 表示反应溶液的温度， C 表示反应溶液中一种反应物的浓度。 a_i 、 b_i 、 d_i 、 g_i 为耦合系数。

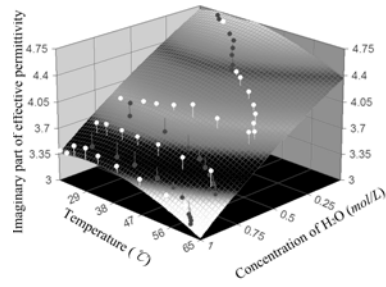
近些年来，许多研究表明微波对如下生物柴油化学合成过程具有很好的促进作用 [14-15]：



在 2450MHz 下，生物柴油反应体系的等效介电系数随浓度和温度的变化情况，如图 1 所示。



(a) 等效介电系数的实部



(b) 等效介电系数的虚部

图 1 2450MHz 生物柴油反应体系等效介电系数

这个时候，电磁波在化学反应体系中的传播不能仅仅用麦克斯韦方程确定，而必须用以下多物理场方程耦合确定：

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial(\mu_{eff} \mathbf{H})}{\partial t} \quad (4)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial(\varepsilon_{eff} \mathbf{E})}{\partial t} + \sigma_{eff} \mathbf{E} \quad (5)$$

$$\frac{1}{v} \frac{dC}{dt} = K_{rate} \cdot f(C) \quad (6)$$

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla \cdot (-k \nabla T) = Q + q_s T \quad (7)$$

其中， ε_{eff} 、 μ_{eff} 和 σ_{eff} 分别为等效介电系数、等效磁导率和等效电导率； v 为反应系数、 K_{rate} 为化学反应速率； T 为温度， k 为热传导系数， ρ 为物料密度， C_p 为常压热容， q_s 为吸收系数， Q 为热源。

通过上面复杂的多物理场耦合计算，我们可以预料到微波在化学反应体系中的传播将呈现丰富多彩的形式。图 2 中给出了微波场在一个二阶快速反应体系界面上的分布。可以看到，电场在表面附近出现了自聚焦的特性。

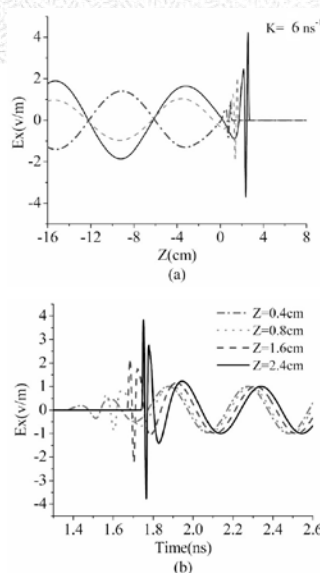


图2 微波场在二阶反应体系界面上的分布

2 微波化学微观层次的研究

在研究微波促进化学反应的机理时,考虑微波对化学键的作用是必须的。可以采用量子化学从头计算和分子动力学模拟进行研究[16,17]。

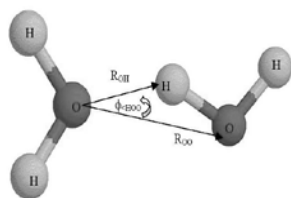


图3 氢键分子结构

通过计算我们发现,微波虽然不能打断

氢键,但是可以改变氢键的空间构象如图4所示,并改变电解质溶液的电导率等宏观参数如表2所示。

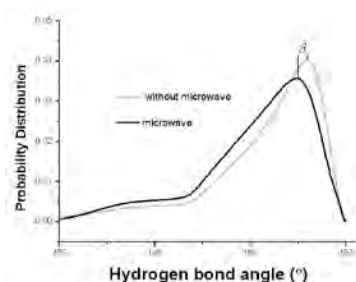


图4 微波对氢键角度的影响

表2 微波作用在不同温度和浓度的氯化钠溶液电

导率的相对变化率

浓度 \ 温度	10°C	16°C	22°C
	0.1mol/L	2.1%	1.3%
0.5 mol/L	4.0%	1.7%	0.9%

3 工业电磁频谱拓展

虽然国际电联 (ITU) 把频率 3000GHz 以下的电磁频谱进行了详细的划分,然而,目前对电磁频谱的划分却更多的满足信息领域的需求。随着现代社会的高速发展,工业、科学和医疗使用对电磁频谱提出了新的要求。

表3 工业、科学和医疗 (ISM) 使用频段和中心频率

频段	6765-6795 kHz	13553-13567 kHz	26957-27283 kHz	40.66-40.70 MHz	433.05-434.79 MHz	902-928 MHz
中心频率	6780 kHz	13560 kHz	27120 kHz	40.68 MHz	433.92 MHz	915 MHz
频段	2400-2500 MHz	5725-5875 MHz	24-24.25 GHz	61-61.5 GHz	122-123 GHz	244-246 GHz
中心频率	2450 MHz	5800 MHz	24.125 GHz	61.25 GHz	122.5 GHz	245GHz

4 结论

在麦克斯韦时代人们对电磁波与非平衡体系之间的相互作用的研究并没有需求。然而，随着微波在化学工业中的成功应用，这种研究已经变得非常迫切了。现在的研究已经获得了非常有兴趣的结果。我们有理由相信，微波化学对于打开非平衡电动力学的时代的时代已经到来。

参考文献:

- [1] Gedye R, Smith F, Westaway K, et al. The use of microwave ovens for rapid organic synthesis [J]. *Tetrahedron Letters*, 1986, 27(3): 279-283.
- [2] 金钦汉, 戴树栅, 黄卡玛. 微波化学[M]. 北京: 科学出版社, 1999.
- [3] Razzaq T, Kremsner J M, Kappe C O. Investigating the existence of nonthermal/specific microwave effects using silicon carbide heating elements as power modulators [J]. *The Journal of Organic Chemistry*, 2008, 73(16): 6321-6329.
- [4] Eskicioglu C, Terzian N, Kennedy K J, et al. Athermal microwave effects for enhancing digestibility of waste activated sludge [J]. *Water Research*, 2007, 41(11): 2457-2466.
- [5] Shazman A, Mizrahi S, Cogan U, et al. Examining for possible non-thermal effects during heating in a microwave oven [J]. *Food Chemistry*, 2007, 103(2): 444-453.
- [6] George D F, Bilek M M, McKenzie D R. Non-thermal effects in the microwave induced unfolding of proteins observed by chaperone binding [J]. *Bioelectromagnetics*, 2008, 29(4): 324-330.
- [7] Kappe C O. Microwave dielectric heating in synthetic organic chemistry [J]. *Chemical Society Reviews*, 2008, 37(6): 1127-1139.
- [8] Hoogenboom R, Schubert U S. Microwave-assisted polymer synthesis: Recent Developments in a rapidly expanding field of research [J]. *Macromolecular Rapid Communications*, 2007, 28(4): 368-386.
- [9] 贾国柱, 黄卡玛, 杨晓庆, 等. DMF 水溶液的等效介电常数特异性[J]. *物理化学学报*, 2009, 25(9): 1906-1910.
- [10] Sudo S, Oshiki N, Shinyashiki N, et al. Dielectric properties of ethyleneglycol-1,4-dioxane mixtures using TDR method [J]. *The Journal of Physical Chemistry*, 2007, 111(6): 2993-2998.
- [11] Kumbharkhane A C, Shinde M N, Mehrotra S C, et al. Structural behavior of alcohol-1,4-dioxane mixtures through dielectric properties using TDR [J]. *The Journal of Physical Chemistry*, 2009, 113(38): 10196-10201.
- [12] Goswami M, Arunan E. The hydrogen bond: a molecular beam microwave spectroscopist's view with a universal appeal [J]. *Physical Chemistry Chemical Physics*, 2009, 11(40): 8974-8983.
- [13] Feng L, Chen Z. Research progress on dissolution and functional modification of cellulose in ionic liquids [J]. *Journal of Molecular Liquids*, 2008, 142(1-3): 1-5.
- [14] Barnard T M, Leadbeater N E, Boucher M B, et al. Continuous-flow preparation of biodiesel using microwave heating [J]. *Energy Fuels*, 2007, 21(3): 1777-1781.
- [15] Du Z, Li Y, Wang X, et al. Microwave-assisted pyrolysis of microalgae for biofuel production [J]. *Bioresource Technology*, 2011, 102(7): 4890-4896.
- [16] Yang L, Huang K, Yang X. Dielectric properties of N,N-dimethylformamide aqueous solutions in external electromagnetic fields by molecular dynamics simulation[J]. *The Journal of Physical Chemistry A*, 2010, 114(2), 1185-1190.
- [17] Yang L, Huang K. Electric conductivity in electrolyte solution under external electromagnetic field by nonequilibrium molecular dynamics simulation [J]. *The Journal of Physical Chemistry B* 2010, 114(25), 8449-8452.



行波结构辐射机理研究

王均宏, 李铮

(北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044)

摘要: 本文从一个新的角度探讨了行波结构的辐射机理, 指出行波结构的远场主要由行波结构上的有效辐射段产生, 其它辐射段对远场的整体贡献很小。基于有效辐射段理论, 提出了抑制漏波天线副瓣电平以及在辐射方向图中形成低辐射区的方法, 并将该方法应用于基片集成波导漏波天线的研制, 可在降低副瓣电平的同时降低漏波天线的交叉极化水平。

关键词: 行波结构; 辐射机理; 漏波天线; 基片集成波导

中图分类号: TN822+.6 文献标志码: A

引言

行波天线是一类简单而常见的天线形式, 大体上分为慢波和快波两类^[1-3], 应用十分广泛。目前已有不少关于行波天线辐射机理的研究^[4-6], 其中对于有限长均匀慢波结构或者由电小周期结构组成的准均匀慢波结构(如左右手复合传输线), 传统观点认为其辐射是由位于末端的两个“等效源”产生的。然而, 关于这两个等效源的具体信息一直以来比较模糊, 没有明确的解释。总体上, 目前对于行波辐射机理的认识主要还是来自几篇经典文献^[1-6]。

本文在左右手复合结构漏波天线研究基础上, 从一个新的角度阐释行波结构的辐射机理, 并结合基片集成波导技术, 研究漏波天线辐射场空间分布的控制方法。

1 理论与方法

考虑如图 1 所示的均匀行波结构, 如果

结构无耗则其衰减常数 $\alpha = 0$ 。如果行波结构足够长, 则总可以找到间距为 S 的两个点, 如图中的 1 和 1' 点, 使 S 满足

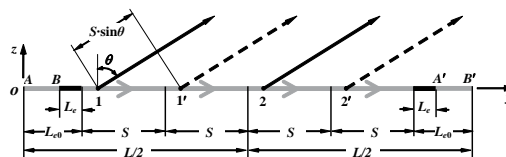


图 1 均匀行波电流的线源模型

$$S = |\pi / (k_0 \sin \theta - \beta)| \quad (1)$$

其中 β 为波数。这样两个电流元在 θ 方向的远区场 E_1 和 E'_1 反相, 从而相互抵消。因此, 任意两个间距为 S 整数倍的电流段产生的远区场在 θ 方向也相互抵消。类似地分析可知, 最终只剩下图 1 中长度为 L_e 的两个小段的辐射在 θ 方向无法被抵消, 整个行波结构的远区场就可以看成由这两个小段产生。本文将这两个辐射小段定义为“有效辐射段”, 其长度可由下式确定

$$L_{e0} = (L - 2nS) / 2, (L_{e0} \leq L/2) \quad (2)$$

$$L_e = \begin{cases} L_{e0}, & \text{当时} \leq S/2 \\ S - L_{e0}, & \text{当时} \geq S/2 \end{cases} \quad (3)$$

这样图 1 所示行波结构的辐射方向图可由有效辐射段通过下式求得

$$f(\theta) = \cos \theta \cdot \left(\int_{L_{e0}-L_e}^{L_{e0}} + \int_{L-L_{e0}}^{L-L_{e0}+L_e} \right) e^{-j\beta y} e^{jk_0 y \sin \theta} dy \quad (4)$$

如果行波结构有耗, 则间隔为 S 的相邻两段在 θ 方向上的辐射不能完全抵消, 会有剩余。此时, 行波结构的辐射方向图可由下式计算

$$\begin{aligned} f(\theta) &= \cos \theta \cdot \int_0^L e^{-(j\beta+\alpha)y} e^{jk_0 y \sin \theta} dy \\ &= \cos \theta \cdot \left[\left(\int_{L_{e0}-L_e}^{L_{e0}} + \int_{L-L_{e0}}^{L-L_{e0}+L_e} \right) e^{-(j\beta+\alpha)y} e^{jk_0 y \sin \theta} dy \right] + \end{aligned}$$

$$\cos \theta \cdot \left[\int_0^{L_{e0}-L_e} + \int_{L-L_{e0}+L_e}^L + \int_{L_{e0}}^{L-L_{e0}} \right] e^{-(j\beta+\alpha)y} e^{jk_0 y \sin \theta} dy \quad (5)$$

从(5)式可以看出,沿整个行波结构的积分分成两部分:第一部分表示有效辐射段产生的辐射,第二部分表示其它辐射段的贡献。如果 α 值较小或行波结构较短,结构上电流近似均匀,则第一部分起主导作用,(5)式可简化为(4)式。

由以上分析可以看出,如果有效辐射段的辐射被抑制或被增强,则其对应方向上的远区辐射场也会减弱或加强。如用 e 表示有效辐射段辐射强度的控制因子($e > -1$, e 小于 0 为抑制,大于 0 为增强),则(5)式可写为

$$f(\theta) = (1+e) \cdot \cos \theta \cdot \left[\int_0^{L_{e0}-L_e} + \int_{L-L_{e0}+L_e}^L + \int_{L_{e0}}^{L-L_{e0}} \right] e^{-(j\beta+\alpha)y} e^{jk_0 y \sin \theta} dy \\ + \cos \theta \cdot \left[\int_0^{L_{e0}-L_e} + \int_{L-L_{e0}+L_e}^L + \int_{L_{e0}}^{L-L_{e0}} \right] e^{-(j\beta+\alpha)y} e^{jk_0 y \sin \theta} dy \quad (6)$$

2 结果与讨论

图 2 给出了本文前期工作中研究的 70 单元左右手传输线结构[7]的有效辐射段 L_{e0} 和 L_e 随空间方向 θ 的变化关系,频率为 2.25 GHz (对应于左右手分界点)。图 3 给出了利用(4)式和(5)式以及商用软件计算和仿真得到的归一化方向图。可见由两个公式所得的结果几乎相同,且与仿真结果有很好的 consistency,表明远场可以仅由有效辐射段计算。

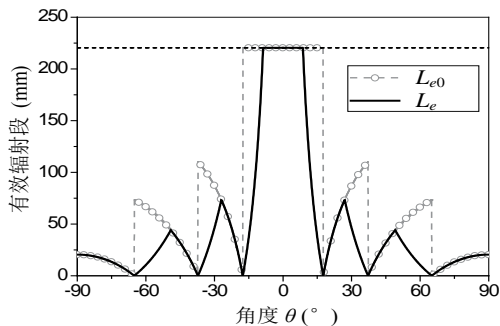


图 2 70 单元左右手行波结构在左右手分界点 2.25 GHz 时的 L_e 和 L_{e0} 随角度 θ 的变化

本文进一步以基片集成波导缝隙漏波

天线为例来说明有效辐射的抑制和增强对辐射方向图的影响。图 4 给出了基片集成波导长直缝隙漏波天线的结构,介质基片厚度 $h = 1.524$ mm, 相对介电常数 $\epsilon_r = 3.0$ 。仿真得到 12.5 GHz 时其漏泄常数为 $\alpha = 3.3492$, 传播常数 $\beta = 188.3227$ 。图 5 给出了其 $\phi = 90^\circ$ 平面内的辐射方向图。

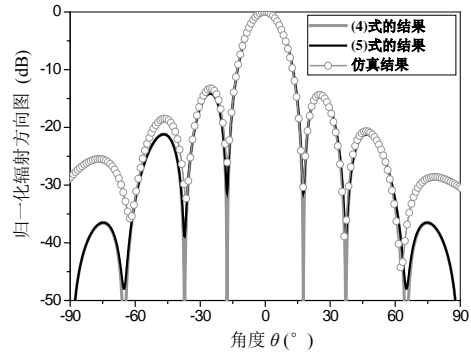


图 3 70 单元左右手行波结构的辐射方向图

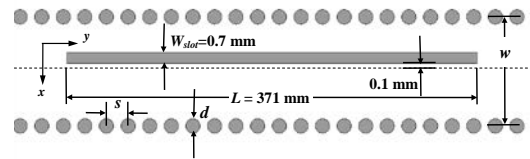


图 4 基片集成波导长直缝隙漏波天线结构示意图

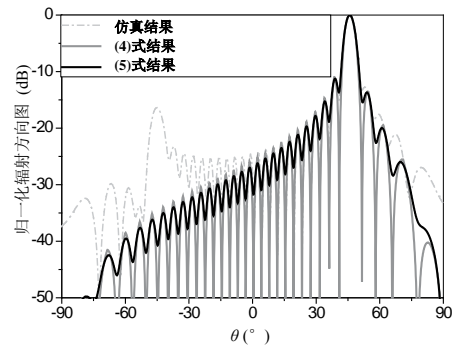


图 5 基片集成波导长直缝隙漏波天线辐射方向图

图 5 中天线的第一副瓣对应于 $\theta_{sup} = 38.3^\circ$, 如对该方向所对应的有效辐射段进行辐射控制,则理论上可降低第一副瓣电平。图 6 给出了控制 θ_{sup} 所对应的有效辐射段辐射时辐射方向图随控制因子 e 的变化。可以看出,随 $-e$ 的增大, $\theta = 38.3^\circ$ 方向上的辐射

逐渐减弱，第一副瓣电平也随之降低，但其它一些方向上的副瓣电平却会随之增大。图7给出了对第一副瓣范围内六个不同角度所对应的有效辐射段分别进行辐射抑制后，第一副瓣电平随控制因子 e 的变化。可以看出，当 $\theta_{sup}=38.4^\circ$ 且 $e = -0.73$ 时，得到最低的第一副瓣电平-17.25dB，比没有抑制时降低了6 dB。

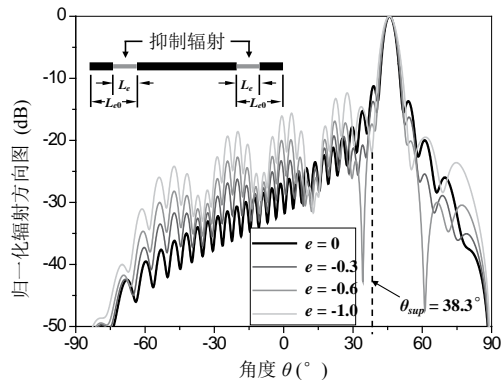


图6 对 $\theta_{sup}=38.3^\circ$ 所对应的有效辐射段进行抑制时辐射方向图随控制因子 e 的变化

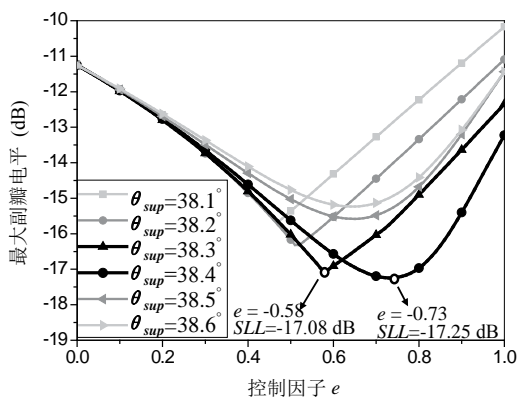


图7 第一副瓣电平及其方向随控制因子 e 的变化

以上方法具体到基片集成波导漏波天线时，可以通过减小漏波天线缝隙上对应于 $\theta_{sup}=38.3^\circ$ 的有效辐射段处缝隙的宽度，来抑制该有效辐射段的辐射，如图8所示，其中 W'_{slot} 表示有效辐射段处的缝隙宽度。图9给出了仿真得到的辐射方向图，从中可以看出，当 $W'_{slot}=0.8W_{slot}$ 时，得到最低的第一副瓣电平-18.16 dB，比没有抑制时低了6.66

dB。此时主辐射方向($\theta = 46^\circ$)的交叉极化电平约为-38dB。

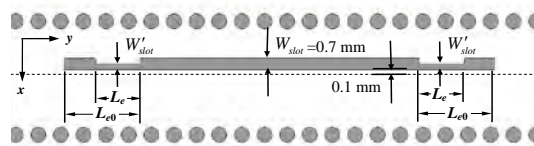


图8 在对应的有效辐射段位置上减小缝隙宽度

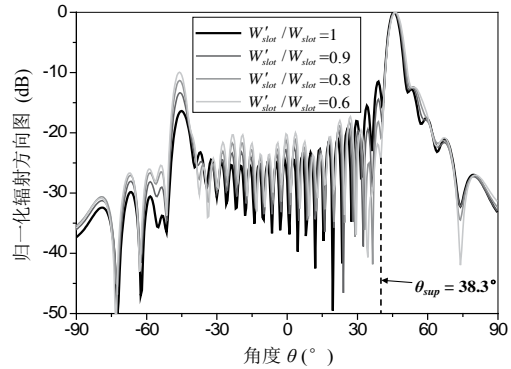


图9 基片集成波导漏波天线辐射方向图随有效辐射段位置处缝隙宽度 W'_{slot} 的变化

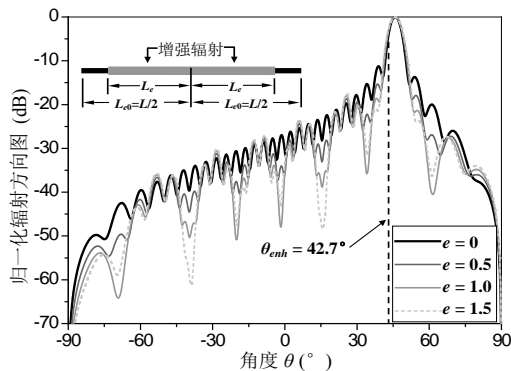


图10 增强 $\theta_{enh}=42.7^\circ$ 所对应的有效辐射段的辐射时方向图随控制因子 e 的变化

当然，也可以通过增大控制因子 e 来增强主瓣的辐射，间接地降低副瓣电平。如对图5所示天线的 $\theta_{enh}=42.7^\circ$ 所对应的有效辐射段采取增强辐射的措施，可得到如图10所示的辐射方向图随控制因子 e 的变化。如对主瓣范围内六个不同角度所对应的有效辐射段采取辐射增强措施，可得第一副瓣电平随控制因子 e 的变化如图11所示。从图11中可见，当 $\theta_{enh}=42.7^\circ$ 且 $e = 0.92$ 时，可

以得到最低的第一副瓣电平-18.08dB，比主瓣没有增强时降低了 6.83dB。

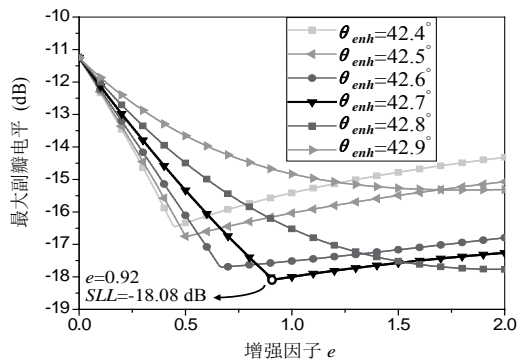


图 11 第一副瓣电平及其方向随控制因子 e 的变化

以上方法具体应用到基片集成波导漏波天线时，可通过加宽主瓣所对应有效辐射段处缝隙的宽度 W'_{slot} ，来间接降低副瓣电平，如图 12 所示。图 13 给出仿真得到的辐射方向图，从中可见，当 $W'_{slot} = 1.175 W_{slot}$ 时，可以得到最低的第一副瓣电平-19.95 dB，比主瓣没有增强时降低了 8.45 dB。此时天线主辐射方向 ($\theta = 46^\circ$) 的交叉极化电平约为 -38dB。

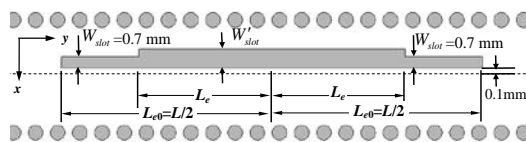


图 12 在有效辐射段的位置上改变缝隙宽度 W'_{slot}

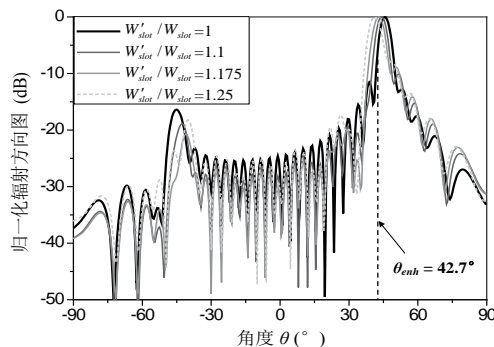


图 13 基片集成波导漏波天线的辐射方向图随有效辐射段位置处的缝隙宽度 W'_{slot} 的变化

本文提出了行波结构的有效辐射段理论，指出行波结构的远区场主要由其上的有效辐射段决定。并将有效辐射段理论应用于基片集成波导漏波天线的研究，提出了通过控制有效辐射段辐射的方法来实现漏波天线特定方向上的低辐射和降低副瓣电平，并将交叉极化控制在较低的水平。

参考文献:

- [1] WALTER C H. Traveling Wave Antennas[M]. New York: McGraw-Hill, 1965.
- [2] SUTINJO A, OKONIEWSKI M, JOHNSTON R H. Radiation from fast and slow traveling waves[J]. IEEE Antennas Propagat. Magazine, 2008, 50(4): 175-181.
- [3] BALANIS C A. Antenna Theory: Analysis and Design[M]. Third Edition. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [4] ZUCKER F J. Surface-Wave Antennas[A] //J. L. Volakis. Antenna Engineering Handbook. Fourth Edition. New York: McGraw-Hill, 2007: Chapter 10.
- [5] ZUCKER F J, STROM J A. Experimental resolution of surface-wave antenna radiation into feed and terminal patterns[J]. IEEE Trans. Antennas Propag., 1970, 18(3): 420-422.
- [6] OLINER A A, JACKSON D R. Leaky-Wave Antennas[A]. //VOLAKIS J L. Antenna Engineering Handbook. Fourth Edition. New York: McGraw-Hill, 2007: Chapter 11.
- [7] LI Z, WANG J H, LI F, et al. A new insight into the radiation mechanism of fast and slow traveling waves[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2011, 25(13): 1874-1885.

3 结论



射频段超常介质模拟电磁感应透明 效应研究

(Metamaterial analog electromagnetically induced transparency effect in RF range)

朱磊, 孟繁义, 张狂, 吴群

(哈尔滨工业大学电子与信息工程学院微波工程系, 黑龙江省哈尔滨市 150001)

摘要: 本文提出了两种电磁感应透明 (EIT) 超常介质, 并在数值上对其进行了研究。第一种超常介质是由螺旋谐振器和开口谐振环组成, 这些环相互耦合, 相当于暗态谐振器和辐射谐振器。由于电响应和磁响应, 这种介质能够对垂直入射和横向入射的电磁波展现出 EIT 效应。第二种超常介质是由三条相互平行但不同尺寸的金属条组成, 由于三条金属线的长度不同, 它们的谐振频率也不同。在电场的极化条件下, 三条金属条展现出强烈的谐振, 因此, 这三条金属线的吸收带的两两重叠将诱导两个透明窗。本文使用数值仿真对这两种 EIT 超常介质进行了验证, 结果证明它们是有效的。

关键词: 超常介质; 电磁感应透明 (EIT); 慢光

中图分类号: TN015

文献标志码: A

引言

电磁感应透明 (EIT) 是一种原子相干效应, 是通过外加电磁场与吸收介质的相互作用, 使得该介质对某种光的吸收系数发生改变, 透射率增加并不再被吸收。其现象表现为具有强烈色散的窄带透明窗, 与在不同能级跃迁的泵浦激光和探测激光的量子干涉有关[1-2]。这种伴随着强烈色散的透明窗, 会使光的群速急剧下降, 因此具有许多重要的

应用。EIT 效应是近几年来量子光学领域研究的新进展。它是通过外加相干场来诱导原子系统的相干性从而使探测光不被该原子系统吸收的物理现象。

EIT 已经在原子中、稀土掺杂晶体中以及半导体量子阱中实现, 并且有很多重要的应用, 譬如利用 EIT 可实现无逆转激光、低光子水平下的非线性光学、光速减慢或超光速传播等。然而, 量子 EIT 对实验设备的需求很高, 这限制了 EIT 效应的应用范围[3]。近来, 在很多经典系统中发现了 EIT 现象, 包括光子晶体[4]、等离子体[5]等。这些发现为 EIT 效应的实现提供了新的方法。

特别需要指出的是, 在射频段利用超常介质也可以用来模拟 EIT 现象, 这可以用暗态模和辐射态模之间的耦合来解释。超常介质是一种由周期性排列的单元组成的人造物质[6]。只要合适的设计几何尺寸, 这种介质可被用于控制电磁 (EM) 波的传播。在射频段探讨 EIT 效应的实现机理, 对于本属于量子光学领域的 EIT 现象的高 Q 值、低损耗和群折射率大等优势对新型低损耗射频器件的结构设计和特性研究产生新的思维。本文在射频段提出了模拟 EIT 效应的两种典型超常介质结构, 并使用吸收曲线、传输谱和等效本征参数来证实超常介质的

有效性，仿真结果吻合较好。

1 两组超常介质结构

第一组超常介质的单元结构如图 1 所示 [7]。这个单元包括两个螺旋谐振器 (SR)，它们被包围在一个大的开口环 (SRR) 内。在电场方向平行于 SRR 开口的垂直入射波的照射下，开口环被入射电场激励但是螺旋谐振器 (SR) 保持未激励状态。此时，开口环和螺旋谐振器分别作为辐射元和暗态元。另一方面，在磁场垂直于超常介质平面的横向入射波照射下，开口环和螺旋谐振器都可以被磁场激励。在这种情况下，开口环依然可以被当做辐射元，而螺旋谐振器为“准暗态”元。因此，图 1 所示的超常介质会对两个正交方向（垂直入射和横向入射）的入射波表现出 EIT 现象。

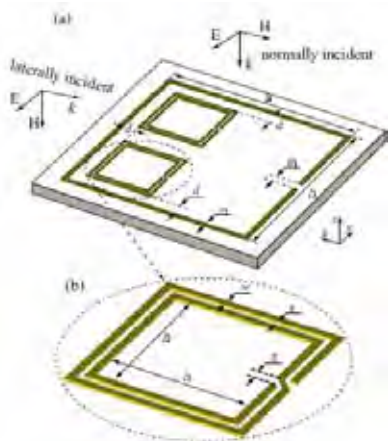


图 1 (a)平面超常介质原理图 (b) 暗态螺旋谐振器 (SR) 原理图

第二组超常介质的单元如图 2 所示[8]。它是由三条不同尺寸且相互平行的金属线组成。因为三条金属线的长度不相同，所以，金属带 I 将会与辐射场进行较强的耦合。金属带 II 与辐射场的耦合比带 I 弱一些。当这些结构被组合成双线结构时，这种非对称的结构，会使得金属条上感应出反平行的电流。这些电流的辐射场会发生相消干涉，进而产生透明窗[8]。相似地，条 II 和条 III 辐射场的相消干

涉，在不影响原有透明窗的同时，会产生一个新的透明窗。

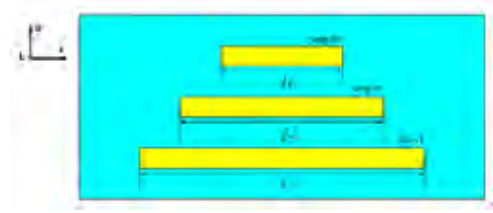


图 2 多波段 EIT 超常介质原理图

2 EIT 现象全波数值仿真和参数研究

2.1 SRR 类超常介质

在这种情况下，激励是垂直入射的线极化平面电磁波，其入射方向垂直于超常介质平面（图 3c）[7]。电场方向平行于开口环开口的方向。图 3a 和 3b 分别展示出了只有螺旋谐振器和只有开口环情况下洛伦兹型的吸收特性曲线 ($A = 1 - |s_{11}|^2 - |s_{12}|^2$)。可以看出，螺旋谐振器和开口环的谐振频率大约是 1.55THz。螺旋谐振器的品质因数为 16.5，开口环的品质因数为 3.9。因此暗态螺旋谐振器的品质因数远大于辐射态的开口环。

图 3c 展示出了包含相互耦合的螺旋谐振器和开口环（在 $d = 0.4 \mu\text{m}$ 时）的超常介质结构的吸收特性曲线。可以看出，在辐射态的开口环的吸收频带中存在一个凹陷。这个凹陷与原子 EIT 系统和一些超常介质 EIT 系统中凹陷类似。

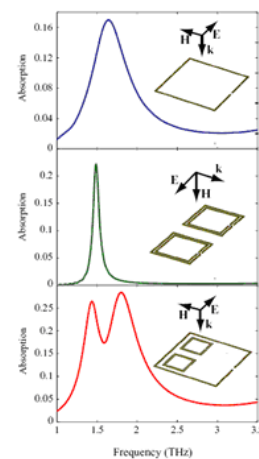


图 3 (a) 只有辐射开口环的吸收特性 (b) 只有暗态螺旋谐振器的吸收特性 (c) 包含开口环和螺旋谐振器的超常介质的吸收特性

图 4 展示了超常介质在不同间距 d 时的传输谱 [7]。显然, 由图 4 可见, 由于 EIT 效应, 这种超常介质的传输谱出现了一个中心频率为 1.55THz 的透明窗。而且, 与原子系统中的量子 EIT 类似, 随着耦合的增加 (开口环和螺旋谐振器的间距减小), 透明窗变宽加深 [7]。

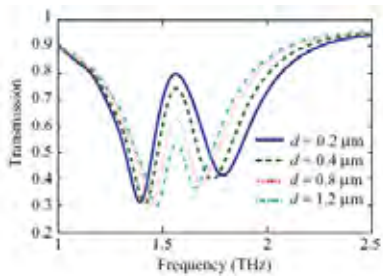


图 4 开口环和螺旋谐振器之间不同距离时超常介质传输谱特性

间距 $d = 0.9 \mu\text{m}$ 的超常介质等效介电常数 ϵ_{eff} 的实部如图 5a 所示 [7]。在透明窗内 ϵ_{eff} 发生了非常强的色散。图 5b 给出了等效折射率 n_{eff} 的虚部和由公式 $n_g = n_{\text{eff}} + \omega * dn_{\text{eff}} / d\omega$ 算出的等效群折射率的实部 [7]。可以看出, 等效群折射率在 1.58THz 处达到峰值 38, 同时, 表征吸收值的折射率的虚部小于 0.9。Re[n_g]和 Im[n_{eff}]的曲线进一步证实了在传输系数和吸收曲线上观察到的 EIT 效应。

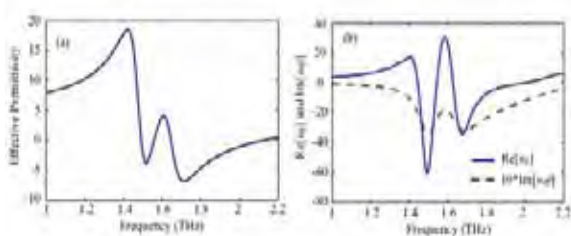


图 5 (a) 等效介电常数实部 (b) 等效群指数实部和等效折射率虚部

2.2 平行金属条类超常介质

在这种情况下, 入射光垂直于多波段超常介质

平面, 入射光电场方向沿着金属线方向。为证实我们提出的这种多波段 EIT 超常介质的有效性, 图 6 给出了四种不同金属线结构的传输谱 [8]。由图 6 可以看出, 单独的金属条 I 在 9.1GHz 处发生强烈的谐振。单独的金属条 II 在 10.3GHz 处发生强烈的谐振。当把这两个金属条组合成双线结构时, 由于双线长度不对称性, 两条线的散射场的相消干涉在 8.9GHz 产生了一个明显的透明窗。当向这个双线系统中添加第三条金属线时, 在 10.9GHz 处产生了另外一个 EIT 窗, 而且没有影响原有的 EIT 窗。这些特性有效地证实了这种多波段透明窗可以通过简单的金属线结构实现 [8]。

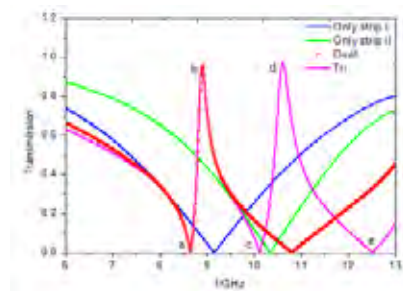


图 6 不同超常介质的传输系数

我们还研究了这种超常介质的多波段慢光特性。这种慢光特性可以使用电磁脉冲传播法阐明 [8]。我们使用一个中心频率在 8.9GHz 的高斯型脉冲沿垂直方向 (z 轴方向) 穿过厚度为 1 个单元的超常介质。仿真结果如图 7 (a) 所示 [8]。我们可以看出, 中心频率在 8.9GHz 的入射高斯脉冲的峰值出现在 35.193ns 处, 透射脉冲的峰值出现在 37.118ns 处。因此, 脉冲大约被延迟了 1.925ns, 而脉冲穿过同等厚度自由空间的延时仅为 0.01ns。为展示超常介质在另一个透明窗的延迟特性, 我们仿真了中心频率在 8.9GHz 的高斯型脉冲沿 z 轴方向穿过厚度为 1 个单元的超常介质。图 7 (b) [8] 给出的仿真结果表明, 第二个 EIT 透明窗中的透射脉冲

被延迟了 0.858ns, 这比脉冲传过同等厚度的自由空间所需时间要长 85.8 倍。有趣的是, 脉冲在两个 EIT 透明窗中的延时特性没有相互干扰。这种特性, 为实现双通道的慢光设备提供了可能。

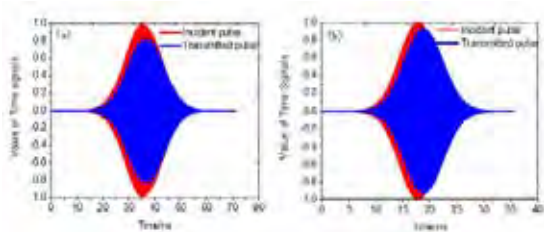


图 7 (a) 中心频率为 8.9GHz 的时域高斯脉冲信号仿真结果 (b) 中心频率为 10.6GHz 时域高斯脉冲信号仿真结果

3 结论

本文从两组典型的超常介质结构实现方法来模拟电磁感应透明现象。第一类展示出二维 EIT 效应。这种平面超常介质是由相互耦合的螺旋谐振器和开口环组成, 它们分别被设计成暗态谐振器和辐射态谐振器。在仿真得到的吸收曲线和传输谱中, 可以观察到一个凹陷。这意味着, 暗态螺旋谐振器和辐射态开口环之间的相互耦合, 导致了相消干涉。这种超常介质的等效介电常数可以通过传输系数和反射系数得到。结果表明, 在垂直入射波照射下, 等效介电常数发生强烈色散。在横向入射波照射下, 等效磁导率发生强烈色散。

第二类超常介质展示出了多波段 EIT 特性。这种超常介质是由三条不同尺寸且相互平行的三条金属线组成。计算出的传输谱表明, 添加到双线结构中的第三条金属线, 在不影响原有透明窗的同时, 又增加了一个透明窗。而且, 通过研究这种超常介质的慢光特性, 进一步证实了多波段慢光特性和 EIT 效应的本质。本研究对于推动射频范围低损耗器件的设计提供了一种全新的思路。

参考文献:

- [1] Fleischhauer, A. Imamoglu, and J. P. Marangos, "Electromagnetically induced transparency: optics in coherent media," *Rev. Mod. Phys.* **77**(2), 633–673 (2005).
- [2] V. T. T. Thuy, N. T. Tung, J. W. Park, V.D. Lam, Y. P. Lee, and J. Y. Rhee, "Highly dispersive transparency in coupled metamaterial," *J. Opt.* **12**(11), 115102 (2010).
- [3] A. Artar, A. A. Yanik, and H. Altug, "Multispectral plasmon induced transparency in coupled meta-atoms," *Nano Lett.* **11**(4), 1685–1689 (2011).
- [4] J. Tidström, C. W. Neff, and L. M. Andersson, "Photonic crystal cavity embedded in electromagnetically induced transparency media," *J. Opt.* **12**(3), 035105 (2010).
- [5] N. Liu, T. Weiss, M. Mesch, L. Langguth, U. Eigenthaler, M. Hirscher, C. Sönnichsen, and H. Giessen, "Planar metamaterial analogue of electromagnetically induced transparency for plasmonic sensing," *Nano Lett.* **10**(4), 1103–1107 (2010).
- [6] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol. 292, pp. 77–79, Apr. 2001.
- [7] F. Y. Meng, J. H. Fu, K. Zhang, Q. Wu, J. Y. Kim, J. J. Choi, B. Lee, and J. C. Lee, "Metamaterial analogue of electromagnetically induced transparency in two orthogonal directions," *J. Phys. D: Appl. Phys.* **44**(26), 265402 (2011).
- [8] L. Zhu, F. Y. Meng, J. H. Fu, Q. Wu, and J. Hua, "Multi-band slow light metamaterial," *Opt. Express* **20**, 4494–4502 (2012)

太赫兹波功能器件研究

杨冬晓^{1,2}, 饶蕾¹, 李涛¹, 夏松¹, 章乐¹

(1. 浙江大学 信息与电子工程学系, 浙江省 杭州市 310027; 2. 浙江大学 太赫兹技术研究中心, 浙江省 杭州市 310027)

摘要: 简要介绍基于金属表面等离子体激元和周期性结构, 开展太赫兹波功能器件的理论分析、优化设计、实验样品制备与测试等方面的部分研究情况, 包括金属—介质—金属结构激励表面等离子体激元的分析、表面等离子体激元太赫兹带通滤波器和阻带滤波器、光子晶体平板太赫兹阻带滤波器和波导及其耦合。这些太赫兹波功能器件将在多种太赫兹系统中发挥重要作用。

关键词: 太赫兹波; 表面等离子体振荡; 光子晶体; 滤波; 波导; 耦合; 器件

中图分类号: O434.3 **文献标志码:** A

引言

太赫兹波一般是指频率在 0.1-10 THz (波长为 3 000-30 μm)范围内的电磁辐射, 1 THz = 10^{12} Hz。由于缺乏有效的产生和检测太赫兹辐射波的方法, 人们对该波段电磁辐射性质的认识有限。随着太赫兹发射源及探测器的不断发展与突破, 迎来了太赫兹科学技术发展的机遇[1]。相对于太赫兹波发射源、探测器、应用的快速发展, 太赫兹波段功能器件的发展比较缓慢。很多器件的研究仅停留在设计阶段, 而少数加工出来的样品, 其测量得到的特性不够理想, 或者是加工工艺较复杂、不易于推广。现阶段迫切需要深入研究开发太赫兹波段的各种功能器件, 促进太赫兹科学技术的研究与应用。本文从几个侧面介绍太赫兹波功能器件的理论分析、优化设计、实验样品制备与测试等方面的部分研究情况。

1 光子晶体与表面等离子体振荡

1.1 光子晶体

光子晶体是具有不同介电常数的介质材料在空间按一定周期排列的结构, 传播的光波色散曲线为带状结构, 带和带之间会出现光子带隙。光子晶体可以实现对电磁波的有效操控, 将光子晶体研究拓展到太赫兹波段, 可以极大地促进太赫兹波段功能器件的研究与发展。通过局部破坏光子晶体的周期性可以使波矢空间的光子禁带中出现电磁波的传输模式, 形成波导或谐振腔等器件。

1.2 表面等离子体振荡

表面等离子体激元在近年来成为一个新兴的研究方向[2-3]。当电磁波入射到金属与介质表面, 在界面处产生的表面电磁波振荡, 将电磁场约束在金属与介质界面附近的范围内。金属表面等离子体激元具有增强透射效应, 通过设计金属亚波长阵列的结构参数, 可以实现对特定频率点放大、对其它频率段滤波。此外, 它可以突破衍射极限, 将电磁波约束在亚波长尺寸范围内传输。

以具有周期性空气孔亚波长阵列的“金属—介质—金属”结构为例, 分析金属表面等离子体激元, 建立仿真设计方法[4]。图1为单层金属孔阵列的透射谱及双层金属孔阵列的透射谱, 金属层厚度为 30 μm , 正方形空气孔边长为 180 μm , 正方形晶格的周期为 300 μm , 两层金属之间的介质厚度为 120 μm , 中间层介质为空气。可以发现, 这两种结构的透射谱在 1 THz 处都有最小值, 这个最小值是由 Wood anomaly 现象[5]所引

起的。双层金属孔阵列的透射谱在 0.788 THz, 0.863 THz, 0.993 THz 频率点处出现透射率峰, 而单层金属孔阵列的透射率峰在 0.877 THz 及 0.997 THz, 这些峰值点的形成和在金属表面激励出的伪表面等离子体激元有关。

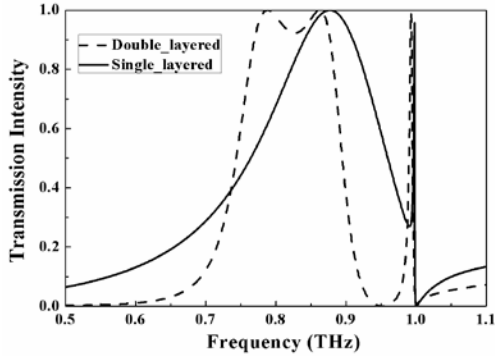


图1 单层及双层金属孔阵列的透射谱

2 太赫兹滤波器件

2.1 太赫兹带通滤波器

基于表面等离子体激元, 通过设计金属亚波长孔阵列的周期、孔的形状、金属层的厚度、金属表面的介质等多项结构参数, 可以实现对特定频率点进行放大、对其它频率段进行滤波的功能[6]。

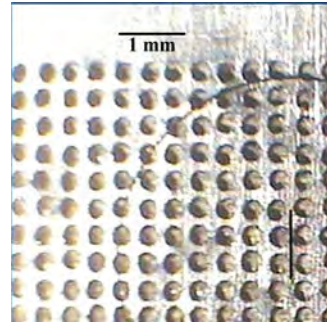
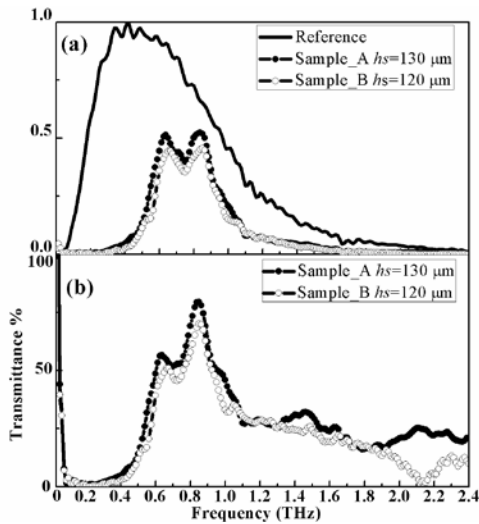
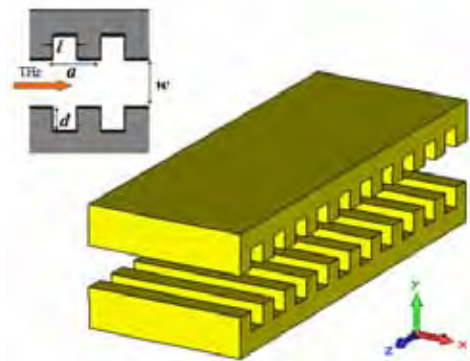


图2 太赫兹带通滤波器 (a) 参考信号及两个样品的透射谱; (b) 样品的透射率谱; (c) 样品照片

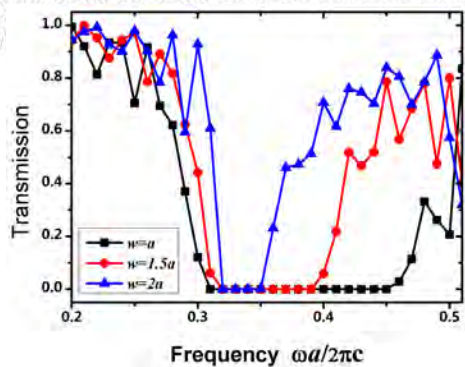
优化设计并且制作了正方形晶格空气圆孔亚波长阵列的金属—空气—金属结构实验室样品, 在厚度为 30 μm 的黄铜箔上加工直径为 200 μm 的空气孔阵列, 正方形晶格周期为 300 μm , 如图 2(c) 所示。中间空气层厚度为 120 μm 、130 μm 的样品的实验测量结果如图 2(a) 和 (b) 所示[7-8], 两个样品透射谱中心频率都在 0.8 THz, FWHM 约为 400 GHz, 其中参考信号为样品的输入谱。

2.2 太赫兹阻带滤波器

基于表面等离子体激元, 还可以设计太赫兹阻带滤波器[9], 如图 3 所示。当上下金属光栅的间距与光栅周期相等时, 有较大的阻带宽度。



(a) 结构示意图



(b) 透射谱随间距 w 的变化情况

图3 表面等离子体激元的太赫兹阻带滤波器

基于光子晶体,也可以设计太赫兹阻带滤波器,如图4所示。实验结果表明,纯光子晶体在频率为0.25-0.34 THz范围内的测量透射谱较小,形成太赫兹阻带。插图为纯光子晶体在更大测量频段内的透射谱,蓝色阴影部分为理论的光子晶体禁带部分,与实验测量的太赫兹阻带一致。

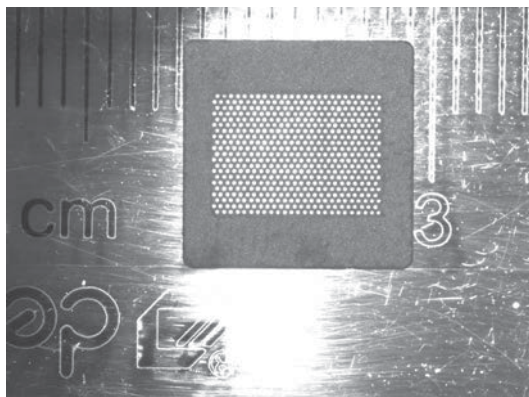
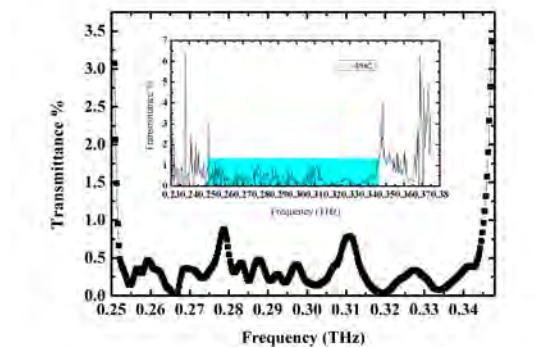


图4 光子晶体太赫兹阻带滤波器 (a) 透射率谱; (b) 样品照片

3 太赫兹波导器件

3.1 太赫兹波导

通过仿真与分析,优化设计并且制作了

三角形晶格空气圆孔阵列结构的高阻硅光子晶体平板实验室样品。高阻硅光子晶体平板样品的实验测试透射谱对相应纯硅样品的实验测试透射谱归一化后的太赫兹透射率谱、高阻硅光子晶体平板样品照片如图5所示。在光子带隙中的0.260至0.268 THz频段之间,有一个高透射率的波导模式,与理论分析及仿真结果一致,由此可以构建太赫兹波导器件。

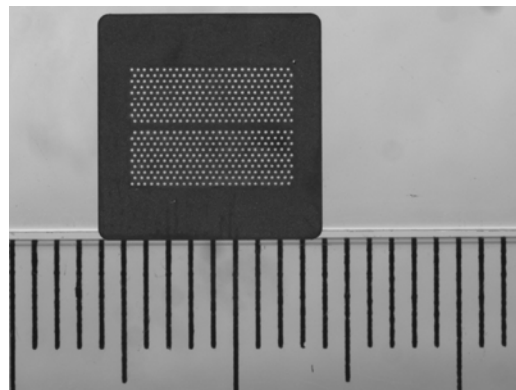
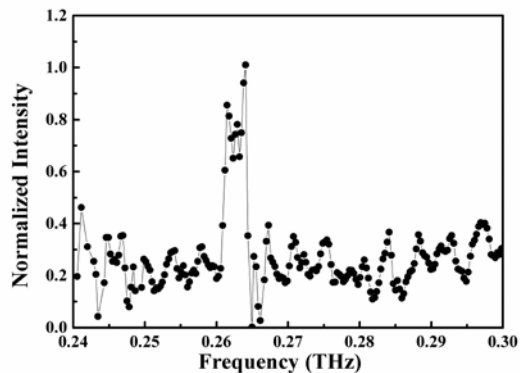


图5 光子晶体太赫兹阻带滤波器 (a) 样品透射率谱; (c) 样品照片

3.2 太赫兹波导耦合

在三角形晶格空气孔光子晶体平板的中间缺失三个空气孔,以形成谐振腔结构;并在上下两侧距离四排空气孔的地方分别缺失一排空气孔,以形成波导结构,分别作为Bus口和Drop口;Bus口透射谱和Drop口透射谱,分别与Bus口透射谱中最高点相除后的透射谱,如图6所示。从图中可知,在谐振腔的振荡频率0.267(c/d)处,有部分太赫兹波能量从Bus口通过谐振腔耦合到Drop口输出,实现选频耦合,类似于通信系统中的波分复用器件。

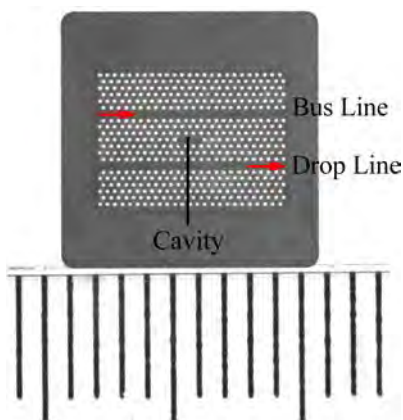
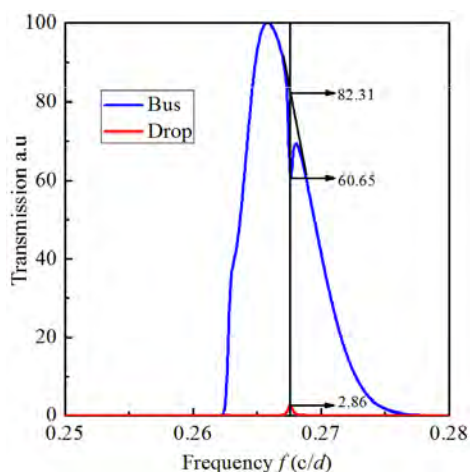


图 6 光子晶体太赫兹选频耦合 (a) 透射谱; (b) 样品照片

5 结论(结语)

利用金属表面等离子体激元和周期性结构的优良特性,可以实现对太赫兹波的有效操控,较大地促进太赫兹波段功能器件的研究与发展,构建太赫兹滤波器、波导等多种太赫兹波功能器件。本文对太赫兹波功能器件开展理论与实验研究,有利于推进发展比较缓慢的太赫兹波段功能器件的深入研究与开发,促进太赫兹科学技术的研究与应用。

鸣谢:

本文的研究工作,包括太赫兹波功能器件的理论分析、优化设计、实验样品制备与测试,都得到了国家自然科学基金(项目编号为 60671006 和 60971059)的支持。

参考文献:

- [1] HOSAKO I, SEKINE N, PATRASHIN M, et al. At the dawn of a new era in terahertz technology [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95: 1611-1623.
- [2] Berini P, Leon I. Surface Plasmon-polariton amplifiers and lasers [J]. Nature photonics, 2012, 6: 16-24.
- [3] 杨冬晓. 太赫兹表面等离子体激元//10000个科学难题—信息科学卷[M]. 北京: 科学出版社, 2011: 1055-1057.
- [4] RAO Lei, YANG Dongxiao. Surface electromagnetic modes contribution to the anomalous terahertz transmission through double-layered metal hole array [J]. SCIENCE CHINA Information Sciences, 2012, 55(1): 90-97.
- [5] ISAAC TH, BARNES WL, HENDRY E. Surface-mode lifetime and the terahertz transmission of subwavelength hole arrays [J]. Physics Review B, 2008, 80(115423): 1-8.
- [6] RAO Lei, YANG Dongxiao, ZHANG Le, et al. High transmittance and wide pass-band filter based on a three-layer structure of metal-dielectric-metal hole arrays. Infrared, Millimeter Wave, and Terahertz Technologies [C]. Bellingham, WA: Proc. SPIE, 2010, 7854: 78540L.
- [7] XIA Song, YANG Dongxiao, RAO Lei, et al. Terahertz wide band-pass filter design based on double layer metal hole arrays. International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2011: Terahertz Wave Technologies and Applications [C]. Bellingham, WA: Proc. SPIE, 2011, 8195: 81951N.
- [8] RAO Lei, YANG Dongxiao, ZHANG Le, et al. Design and experimental verification of terahertz wideband filter based on double-layered metal hole arrays [J]. Applied Optics, 2012, 51(7): 912-916.
- [9] LI Tao, YANG Dongxiao, RAO Lei, et al. A terahertz stop band filter based on two parallel metallic surfaces textured with groove array. International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2011: Terahertz Wave Technologies and Applications [C]. Bellingham, WA: Proc. SPIE, 2011, 8195: 81951Q.

金属薄膜的太赫兹超连续谱

张存林, 穆凯军

(太赫兹光电子学教育部重点实验室, 北京市太赫兹波谱与成像重点实验室,
首都师范大学、物理系, 北京 100048)

摘要: 鉴于现有常见的太赫兹光学脉冲源功率普遍偏低($<10 \mu\text{W}$), 频谱覆盖范围较窄($<3\text{THz}$), 且国际上太赫兹超连续谱研究发展缓慢, 国内尚无资料可询的状况, 本文以高能宽频谱(μJ , mW 量级, 几十至上百 THz 带宽, 可与可见光超连续谱对接)太赫兹超连续谱为主要研究目标, 重点研究了金属的太赫兹超连续谱产生和探测。

关键词: 太赫兹超连续谱、傅立叶变换系统、金属薄膜

中图分类号: **TQ 028.1** 文献标志码: **540**

引言

传统太赫兹时域光谱技术所辐射的太赫兹波电场强度仅为几个 kV/cm , 并且太赫兹波的能量较低(单脉冲能量 $<1\text{nJ}$, 功率 $\sim 10 \mu\text{W}$), 探测频谱宽度由于受到基底材料载流子性能或晶体声子吸收的限制基本上被限制在几个 THz 以下, 由此会造成在对材料进行光谱识别和探测过程中信息量明显不足的现象。如果实现高脉冲能量的太赫兹超连续谱辐射源(飞秒量级的时间分辨率, 高达几百 kV/cm — MV/cm 的峰值电场, 几十 μJ 量级的单脉冲能量, 覆盖从 GHz 到几十甚至上百 THz 的频谱)不仅可以突破以上各个限制因素, 而且还能促进太赫兹波技术的真正实用化进程。强太赫兹波源能在一些非

线性现象中起到关键作用, 如量子态下的相干控制、高次谐波获得、非线性光学进程以及固体中的非线性透射现象研究等。因此, 研究高能太赫兹超连续谱不仅对于太赫兹科学研究本身而言具有重要的意义和作用, 而且还能促进其它相关领域的发展。

鉴于目前太赫兹波源在一些方面上的不足(能量和谱宽)以及高能太赫兹超连续谱的明显优势, 国际上太赫兹超连续谱研究发展缓慢, 国内相关工作还基本没有起步的状况, 我们以高能太赫兹超连续谱为主要研究目标, 希望获得单脉冲能量在 μJ 量级, 频谱宽度在 100THz 左右的太赫兹波。

1 实验测量系统

我们利用总功率 2.6W , 中心波长为 800nm , 重复频率为 1kHz , 脉宽为 50fs 左右的红光在常温常压条件下激励金属薄膜样品, 利用透射式产生方法即在样品的透射方向的远场区利用迈克尔逊干涉仪测量。金属样品所产生的太赫兹波信号的时域波形, 而后经傅立叶变换得到其相应的频域谱。

我们搭建的金属薄膜样品的太赫兹超连续谱的产生和探测系统, 如图 1 所示, 其中 (a) 为产生区, (b) 为相干区, (c) 为探测区。。在常温常压下, 800nm 的飞秒激

光先经过一个半波片(可调节激光为 S 偏振或 P 偏振),而后由一个焦距为 15cm 的透镜(L)聚焦在金属薄膜样品上,在此产生的太赫兹波会被一个焦距为 4 英寸的离轴抛物面反射镜(PM)准直为一条平行光。我们利用一个厚度为 3mm 的双抛高阻硅片作为分束镜,将平行的太赫兹波分为两束强度比接近 1:1 的反射光和透射光。透射太赫兹波会直接垂直入射到定镜(FM)上,而后经过定镜的反射原路返回到分束硅片上,则此时只会约有原光强 1/4 的太赫兹波被反射到探测器方向;同理,另一束被分束硅片反射的太赫兹波会被反射至动镜(MM)上,再由动镜将该束太赫兹波原路反射回分束镜,同样也是约为 1/4 光强的太赫兹波透过分束镜传向探测器。最后两束重合的太赫兹波经由另一个抛面镜聚焦到高莱探测器上。高莱探测器与一台锁相放大器相连,最终信号数据会由一台计算机采集处理。

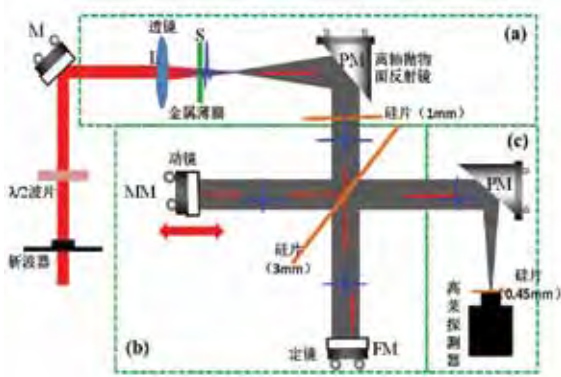


图 1 太赫兹超连续谱产生和探测系统示意图

2 实验结果与分析

为得到强度高、频谱覆盖宽的太赫兹超连续谱,我们只研究高功率激光泵浦条件下

的太赫兹超连续谱。实验中我们利用全功率激光(2.58W)激励金属样品,可得到分布在 0.25–150THz 的钌金属薄膜的超连续谱,以及 0.25–118THz 的铂金属薄膜的频谱,0.25–58.5THz 金膜的频谱和 0.25–54.3THz 的钛膜的频谱,如图 2 所示。钌和铂的太赫兹超连续谱分布覆盖了太赫兹—远红外—中红外波段,延伸到了近红外波段,并且频谱的平滑性要优于前期文献资料中的报道。其中,为避免探测器达到饱和,我们在光路中加入两片本征硅片作为太赫兹衰减片,并且使泵浦光正入射到金属薄膜上,而不以最佳的耦合入射角入射,以此来降低金属薄膜的辐射效率。

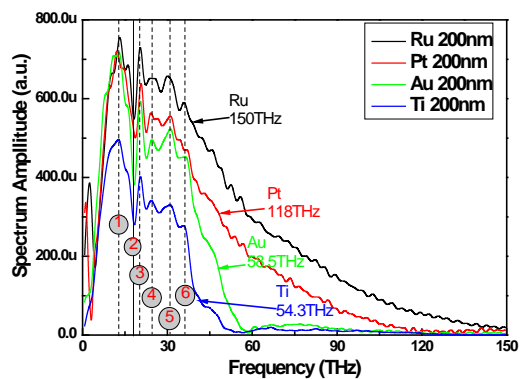


图 2 四种金属所产生太赫兹超连续谱

从图 2 中可以看出四种金属薄膜所产生的太赫兹超连续谱除了频谱分布范围不同,它们的频谱特征基本上相同。例如:四种金属薄膜辐射的超连续谱的中心频率都分布在 13THz 附近(12.74–13.11THz),如图中的虚线 ① 所示;虚线 ③–⑥ 表示的各个次峰,频率分别为 20.247THz、24.36THz、31.1THz 和 35.96THz;实线 ② 所对应的吸收

峰为光路中硅片所导致，吸收峰位在 18THz 附近。从这些结果更加证明了这四种过渡金属薄膜产生太赫兹超连续谱的机制应该是一样的，而与金属的种类无关。金属种类的不同只是影响它们的太赫兹波辐射效率和太赫兹超连续谱的频谱分布。

因为在图 2 中的钨金属膜的频谱一直延伸到频谱的极限，好似在 150THz 以后还有频率分布的趋势。因此我们除去衰减硅片，提高泵浦激光的调制频率，降低探测器的能量响应率，稍微降低泵浦功率（2.35W）的情况下得到了更宽的超连续谱分布，如图 3 所示。但是该图中的时域扫描步长为 0.1 μm ，低于平移台的极限 0.5 μm ，数据的可信度有所降低。但是为了提高数据的可信度，我们仍然每种金属薄膜的时域信号扫描 5 次，先观察五次信号的稳定性和重复性，以及各自对应频谱的分布情况，在看到有很好的重复性的情况下。我们再将 5 个时域信号进行求和平均处理，而后对其进行 FFT 处理得到最终的频谱分布。其中，300THz 处为金刚石窗口的吸收带，并且钨和铂的辐射频谱覆盖范围基本相同，都延伸到了 450THz，而金的辐射谱则有两部分频段组成：0.25–137THz，161–350THz，137–161THz 波段实际是有频谱能量分布的，只是能量相对较小，所以在图中与横坐标看似有些交叉重合。

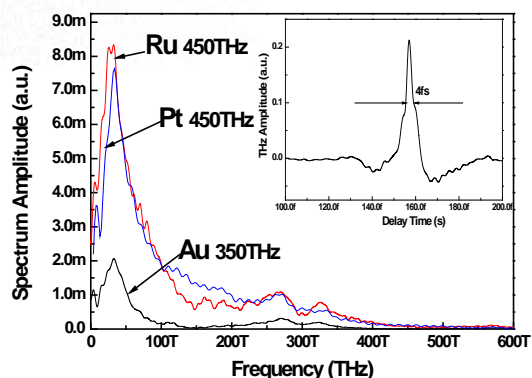


图 3 三种金属的太赫兹超连续谱分布

3 结论

发展高能太赫兹超连续谱源，即用金属薄膜做太赫兹波发射源，利用迈克尔逊干涉仪探测太赫兹超连续谱。由于样品结构制备相对合理，对 800nm 的泵浦飞秒光耦合效率较高，首次利用金属产生出单脉冲能量为 60 μJ ，频谱分布在 0.25–150THz 的高能太赫兹超连续谱。我们的金属质高能太赫兹超连续谱源不仅产生的能量高、频谱分布宽，而且还能重复使用，系统稳定性较好。

参考文献：

- [1] GREGOR H, WELSH, NEIL T, et al. Terahertz-Pulse Emission Through Laser Excitation of Surface Plasmons in a Metal Grating [J]. Physical Review Letters, 2007, 98(2): 026803.
- [2] R. R. ALFANO and S. L. SHAIRO. Emission in the region 4000 to 7000 \AA via four-photon coupling in glass [J]. Physical Review Letters, 1970, 24(11): 584–587.
- [3] Y. C. SHEN, P. C. Upadhyya, H. E. BEERE, et al. Generation and Detection of Ultrabroadband Terahertz Radiation Using Photoconductive

- Emitters and Receivers[J]. Applied Physical Letters, 2004, 85(12): 164-166.
- [4] H. SHIMOSATO, M. ASHIDA, T. ITOH, et al. Ultrabroadband Detection of Terahertz Radiation from 0.1 to 100 THz with Photoconductive Antenna[J]. Springer Series in Optical Sciences, 2007, 132: 317-323.
- [5] M. ASHIDA, R. AKAI, H. SHIMASATO, et al. Ultrabroadband THz Wave Detection Using Photoconductive Antenna[C]. Infrared, Millimeter and Terahertz Wave, 2008.
- [6] Y. CAI, I. BRENER, J. LOPATA, et al. Coherent Terahertz Radiation Detection: Direct Comparison Between Free-Space Electro-Optic Sampling and Antenna Detection[J]. Applied Physics Letters, 1998, 73(4): 444-446.
- [7] GREGOR H. WELSH and KLAAS WYNNE. Generation of Ultrafast Terahertz Radiation Pulse on Metallic Nanostructured Surfaces[J]. Optics Express, 2009, 17(4): 2470-2480.
- [8] D. J. HILTON, R. D. AVERITT, C. A. Meserole et al. Terahertz Emission via Ultrashort-pulse Excitation of Magnetic Metal Films[J]. Optics Letters, 2004, 29(15): 1805-1807.
- [9] GOPAKUMAR RAMAKRISHAN and PAUL C. M. Planken. Percolation-enhanced Generation of Terahertz Pulses by Optical Rectification on Ultrathin Gold films[J]. Optics Letters, 2011, 36(13): 2572-2574.
- [10] WENQI Zhu, AMIT ARAWAL, HUA CAO, et al. Generation of Broadband Radially Polarized Terahertz Radiation Directly on a Cylindrical Metal Wire[J]. Optics Express, 2008, 16(12): 8433-8439.



借微波之风服务民众协助澳门多元化发展

谭锦荣, 杨力, 蔡伟华

澳门大学科技学院、电机与电脑工程系, 澳门特别行政区

摘要: 澳门自回归以来, 博彩产业单一迅速发展, 2011 年实现 GDP 总量为 2921 亿澳门币, 人均 GDP 达到 53.17 万澳门币。经济迅速增长不单令澳门持续稳定繁荣但也面临一些新挑战, 诸如: 澳门单一经济发展带来的民生问题和博彩业对青少年影响等。本文主要简述我们利用近代微波技术针对上面问题的一些努力, 特别地介绍 920 兆赫 RFID 技术在澳门的创新应用, 包括: 图书馆自动化管理和智能邮政服务, 目的是优化当前一些公共设施服务。同时, 在加强和培养青少年对科学工程的兴趣和正确人生观方面, 也简述我们创办的澳门无线电科普教育。

关键词: 澳门; RFID; 智能邮政; 科普教育

中图分类号: TM 344.1 **文献标志码:** A

引言

作为一个旅游城市, 澳门以其独特的文化魅力吸引着世界各地的游客前来旅游参观。澳门土地面积为 32.8 平方公里, 人口总数为 56.8 万, 每年从世界各地前来澳门旅游参观的旅客人数超过 2500 万。以旅游博彩业为发展中心政策的确立, 使得澳门博彩产业迅猛发展, 由此带给澳门政府的是每年逐渐攀升的财政收入。但是, 与旅游博彩

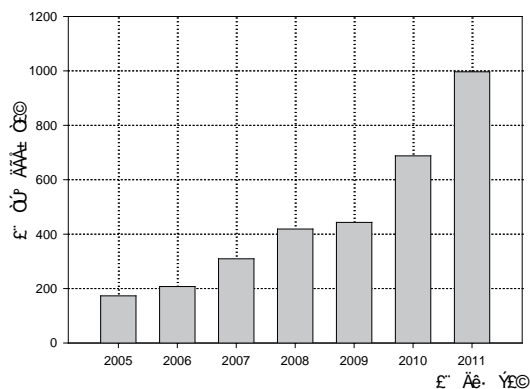


图 1 澳门政府博彩税收

业的蓬勃发展相比较, 其他社会产业发展明

显滞后, 例如: 科技产业的发展、公共设施的建设、医疗系统的完善等。因此, 如何在以旅游博彩业为发展中心的前提下, 实现澳门多元化发展, 提高民众生活水平质量显得十分重要。近年, 政府和民间积极探讨和推动相关工作。

1. 智能化无线技术在澳门的发展前景

近几年来, 随着澳门旅游博彩产业的蓬勃发展, 政府博彩方面的财政税收逐年增加见图 1。在 2005 年, 澳门博彩公司缴纳税收达到 173.2 亿澳门币。而在去年, 这个数字已经上升到 996.5 亿澳门币[1]。政府财政收入每年屡创新高不单令特区持续稳定繁荣发展但也导致一些新的民生问题, 例如: 博彩业的繁荣导致就业人员人工高, 其他行业招工难的尴尬现象, 同时还带来高通胀、高房价等社会经济民生问题。这种单一化产业经济的迅速发展势必会给澳门经济环境带来更多的挑战。此外, 博彩业的发展也导致很多年轻人高中毕业就投身其中, 这将会影响青少年树立正确的人生观和价值观。近年, 政府和民间从各方面提出解决方法。作为学术界的我们尝试探讨利用近代微波无线技术实现多种多样的智能自动化系统, 相信对上面问题有所帮助。

以协助解决当前现状, 实现澳门多元化发展为目标, 在澳门科学技术发展基金 (FDCT) 的资助下, 我们在智能化无线技术方面做了相关研究和服务。通过与相关政府机构的合作, 我们利用超高频 RFID 技术在公共服务设施方面取得一些成果, 例如: 实现图书馆自动化管理、智能邮政服务等, 目的是想优化市民服务。同时, 为培养青少年对无线通信技术的兴趣和爱好, 树立正确的人生观和价值观, 不受博彩业的负面影响,

我们每年暑假为中学生开展无线科技研习夏令营活动。

2. 澳门图书馆管理和邮政服务

RFID 的应用与分析

近代无线智能自动化技术 RFID 最为重要，作为一种非接触性自动识别技术，RFID 通过射频信号自动识别标记的物品并获取相关数据。简单说来，一个 RFID 系统由以下几部分组成：标签(tag)、天线(antenna)、阅读器(reader)、后台处理器。按照频率的不同可以分为低频(LF)、高频(HF)、超高频(UHF)、微波(MW)。相比较低频和高频 RFID，超高频 RFID 传输数据快，读写速度快，而且产品相对体积小。通过采用 Skytek 公司超高频 RFID 阅读器模块，目前我们设计不同的 RFID 系统用在以下 2 个方面：图书馆的自动化管理和智能邮政服务。

2.1 图书馆的自动化服务管理

相比较条码识别技术的图书管理系统，采用 RFID 系统的图书馆可以极大的简化借还书的操作，提高借还的效率，而且它最大的好处是可以实现多本书同时读取操作。我们设计的自助借还书系统见图 2。通过采用触屏式操作，用户可以很方便的用这部机器进行借书、还书以及续借的操作。这部自助借还书系统主要由以下几部分组成：超高频阅读器及天线、热敏可擦写打印机、处理器主机和相关配套软件[2]。通过设计带有特别极化方向的阅读器天线和控制阅



图 2：RFID 自助借还书系统

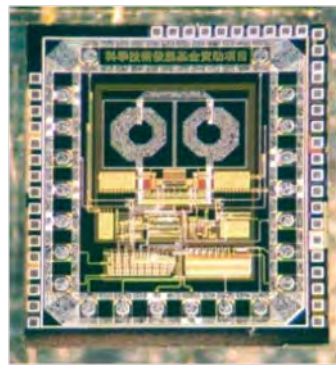


图 3：智能天线相位控制芯片

读者输出功率，我们使得贴有标签的书本只能在系统平台上才能够正确读取到，这避免系统发生错误读取周围标签。为尽量减小标签读取错误率和提高书本读取操作效率，我们设置系统一次借书或还书不超过 5 本。对于安装的热敏可擦写打印机，它可以把用户所借的书本信息打印在带有特殊材质的用户卡上面。相比传统的纸张打印借还书条，这不仅方便用户携带所借的图书信息，还减少了对纸张的使用实现了资源的合理应用。

另一方面，对于图书馆的管理人员来说，利用超高频 RFID 系统和智能相位阵列天线

可以使得书架的整理更为方便。与传统手持式阅读完成乱架和错架书的整理工作不同，使用超高频智能相位阵列天线可以实现书架一片区域内的快速扫描，从容立刻得到书本里标签的信息，给管理人员节省大量的时间以及体力。为此，在 FDCT 的资助下，我们还专门设计研发可控制智能天线相位的芯片。与其他智能相位天线不同，我们设计的智能天线的相位角度可以通过这块芯片来控制，相移角度可以实现从 0 度到 35 度的转变，同时保证整个过程天线输出功率基本无损耗。目前，我们所设计的这部自助借还书系统已经在澳门的一些小型图书馆投入使用，优化人力资源，服务澳门民众。

2.2 智能邮政服务

作为历史悠久的公共服务行业，邮政一直存在于我们的日常生活当中，与我们的生活紧密联系。每个国家或地区的邮政局都有着属于自己独特的一套管理邮件邮包的方法，并且一直以来邮政服务方面的科技创新

改革相对来说比较缓慢。然而，对于澳门这所方圆面积只有 32.8 平方公里但每年的旅客人数却超过 2500 万人次的城市来说，旅游业成为一个澳门多元化发展的重要元素。诚然，如何更好的利用现有的邮政资源服务旅游业是很有意思的经济科技思考。为此，我们借用超高频 RFID 技术来实现智能邮箱的设计，希望所设计的 RFID 邮箱能够在城市的旅游景点提供一些便利服务给游客。通过在一些旅游景点安置装有 RFID 系统的特定邮箱，游客可以购买贴有 RFID 标签的明信片去触发这些 RFID 邮箱，从而得到他们需要的一些信息服务。

见图 4, 我们所提出设计的 RFID 邮箱包含超高频 RFID 阅读器模块及天线、处理信号电路、SD 存储卡、电源、喇叭等几部分。通过控制 RFID 天线的输出功率使得标签读取范围大概限定在 1 米至 1.5 米距离内，同时被读取的标签 ID 将会被保存在 SD 存储卡中以方便工作人员记录数据。见图 5, 为了方便旅客和邮政工作人员查看邮箱分布，我们根据全澳门邮箱的 GPS 坐标制作了一副澳门邮箱地图，并且把它制作成软件方便旅客和工作人员下载到你的手机里或者其他移动通信设备。目前，这个 RFID 邮箱还在进一步优化处理当中，相信不久大家将会在澳门的各大旅游景点见到它。



图 4: 超高频 RFID 智能邮箱



图 5: 澳门邮箱分布图

3. 澳门无线电科普教育：无线科技研习夏令营

为了使本澳的青少年能够树立正确的

人生观和价值观，我们实验室在 FDCT 的大力支持下从 2008 年以来每年暑期组织举办一个名为“无线科技研习夏令营”的青少年科普教育活动见图 6。所招收的对象为澳门几十间中学的学生，他们当中大多数是高一和高二的。我们这个夏令营是在大学校园内举行的，在为期五天的时间，同学们不仅会学到关于物理、无线通信、电子电路的基础知识，而且他们将会参与五个不同的游戏活动，在这些游戏活动中实践掌握所学到的知识。对于青少年说，他们通过参与游戏活动更容易掌握这些科普知识并达到加深对科学工程领域相关知识的认识。

我们这个夏令营的五个游戏活动内容如下：



图 6: 无线科技研习夏令营

游戏一：通过学习电与磁的知识，学生们要求掌握电磁互生的基本原理。这个游戏分为两个部分。第一，通过对放有铁棒的铜线管通电，检测铁棒是否会带有磁性；第二，通过移动铜线管内的磁铁，观察铜线圈外面焊接的 LED 灯是否发亮。

游戏二：首先，学生们在老师的指导下设计并焊接一块 FM 信号发射器。然后，学生们通过学习使用无线探测器到校园内的花园中去寻找探测自己制作的 FM 信号发射器。

游戏三：为了让学生对 GSM 通信知识有更好的认识和理解，每个学生需要参照实验手册焊接一只单极宽屏天线。这只单极天线覆盖了 900 兆赫、1.8 吉赫和 2.0 吉赫等多个 GSM 频段。在焊接完天线后，学生可以通过拨打自己周边朋友的电话，使用我们实验室的频谱仪来观察大气中的 GSM 频谱信号。

游戏四：这个游戏名字叫“沙滩寻宝”，是在室外海边沙滩进行的。学生们通过使用全球定位系统仪（GPS）和金属探测器来寻找埋藏在沙滩地下的金属罐装饮料。

游戏五：这个游戏是无线遥控赛车比赛，场地设在在校园的体育馆。学生们首先花一个上午的时间学习如何组装赛车模型和使用 ZigBee 通信模块电路控制赛车的运转，其中包括赛车马达及其他配件的安装、ZigBee 通信模块电路和无线手柄电路的焊接。然后下午，学生使用自己焊接组装的赛

车模型进行一场生动有趣的赛车比赛，最后胜出者将获得自己组装的那辆无线赛车。

结论

随着社会的发展和微波技术的创新，920兆赫 RFID 技术将会在澳门得到更多的推广和应用，在优化公共设施服务的同时，协助澳门多元化发展。此外，通过每年举办无线电科普教育，我们希望更多的青少年对科学工程产生兴趣和爱好，帮助他们树立正确的人生观和价值观。

参考文献：

- [1] 澳门特别行政区政府统计暨普查局. 博彩总收入[DB/OL]. www. dsec. gov. mo.
- [2] Chiang, K. H and Tam, K. W. Microstrip monopole antenna with enhanced bandwidth using defected ground structure[J]. Antennas and wireless propagation letters, IEEE, 2008, 7:532-535.
- [3] Tam, K. W. Macao' s wireless technology study summer camp and its five wireless games[J]. Microwave Magazine, IEEE, 2010, 11(7): 103-105.



石墨烯界面研究及其制备和器件应用

许建斌¹, 王肖沐¹, 万茜¹, 陈琨¹

(1. 香港中文大学 电子工程学系, 沙田, 新界, 香港特别行政区, 中国)

摘要: 本论文综述性地报道了在采用十八烷基三甲氧基硅烷这一自组装单分子层修饰的传统二氧化硅/硅衬底上, 单原子层石墨烯(机械剥离方法制备)表现出了极高的载流子迁移率(达 $47,000 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$)和较低的本征参杂浓度。这一现象来源于对二氧化硅和石墨烯界面带电杂质散射以及二氧化硅表面极性声子散射的有效抑制。第一性原理计算亦表明, 在此自组装单分子层修饰的二氧化硅/硅衬底上, 石墨烯保持了其固有的能带结构, 进而表现出了极其优秀的电荷输运特性。在此基础上, 通过引入不对称电极(铝电极和金电极), 石墨烯/金属界面处可以形成一双稳态状态: 即高阻态和低阻态, 这一双稳态间的相互转换, 为石墨烯在存储器方面的应用开辟了新的道路。同时, 石墨烯场效应晶体管(GFET)在强偏压下表现出的纽结和负阻区现象, 可在射频电路和模块中发挥重要作用。然而目前对于石墨烯的实际应用, 人们依然面临着诸多方面的挑战, 其中最主要的是高质量大面积石墨烯的制备及其有效转移。本论文中, 作者为了避免化学气相沉积(CVD)方法中碳五环及碳七环的形成, 选用了多环芳烃作为石墨烯的前驱体, 在25微米厚的铜箔上成功制备了高质量大面积的石墨烯, 并且采用易溶于有机溶剂的聚碳酸酯将其转移到了十八烷基三甲氧基硅烷修饰/未修饰的二氧化硅/硅衬底上。我们发现, 多环芳烃的自身构型对形成石墨烯的质量至关重要: 选用较高对称性的平面分子晕苯(coronene)和三亚苯(triphenylene), 可以制备出高质量的石墨烯。这种由多环芳烃制备的石墨烯亦表现出了良好的电荷输运特性(达 $10,700 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$)。在经自组装单分子层修饰和未修饰衬底上, 通过1. 石墨烯场效应晶体管的狄拉克点的变动; 2. 石墨烯G峰在拉曼光谱中的转移; 3. 石墨烯相对于金电极的表面电势的变化(KPFM), 作者定量地标定了石墨烯在十八烷基三甲氧基硅

烷修饰/未修饰的二氧化硅/硅衬底上的本征费米能级。与此同时, 在这两种衬底上, 作者从1. 带电杂质散射; 2. 衬底共振散射; 3. 衬底表面极性声子散射, 这三个散射源对石墨烯的自由程(mean free path)进行了数值拟合和比对。我们发现, 石墨烯在普通二氧化硅/硅衬底上, 主要受制于带电杂质的散射; 然而对于经过十八烷基三甲氧基硅烷修饰二氧化硅/硅衬底, 起主要作用的散射源是衬底的共振散射。

关键词: 石墨烯; 十八烷基三甲氧基硅烷; 迁移率; 散射; 存储器; 多环芳烃; 石墨烯制备

致谢: 本项科研工作由香港研究资助局(研资局), 项目编号: CUHK2/CRF/08, CUHK4179/10E 和 CUHK4182/09E 提供部分资助。许建斌教授对国家自然科学基金委员会, 项目编号: 60990314 和 60928009 的大力支持表示感谢。

参考文献:

- [1] Wang, X.; Xu, J. B.; Wang, C.; Du, J.; Xie, W., High-performance graphene devices on SiO₂(2)/Si substrate modified by highly ordered self-assembled monolayers. *Adv Mater* **2011**, *23*, 2464-2468.
- [2] Wang, X.; Xie, W.; Du, J.; Wang, C.; Zhao, N.; Xu, J. B., Graphene/metal contacts: bistable states and novel memory devices. *Adv Mater* **2012**, *24*, 2614-2619.
- [3] Chen, K.; Wang, X. M.; Xu, J. B.; Pan, L. J.; Wang, X. R.; Shi, Y., Electronic Properties of Graphene Altered by Substrate Surface Chemistry and Externally Applied Electric Field. *J Phys Chem C* **2012**, *116*, 6259-6267.

表面电场积分方程的频率特性

姜立军¹, 周永祖^{1,2}

1. 香港大学工程院电机电子系, 香港; 2. Univ. of Illinois at Urbana-Champaign, IL, USA

内容摘要: 表面积分方程方法是计算电磁学中的主流方法之一。其频率特性, 尤其是其宽带特性, 是一个非常困难的研究课题。本文着重分析和阐述表面电场积分方程方法的不同频带下的多物理内涵, 从其推演出几种新型的计算电磁学的解决方案。

关键词: 表面积分方程方法, 计算电磁学, 宽带, 多物理, 钜量法。

引言

计算电磁学是许多科学和工程领域的使能基础。由于高性能计算和云计算可以提供强大的分布式计算能力, 电磁计算方法必须能够有效利用和处理大型的计算量和更加复杂的物理问题[1]。

积分方程方法是计算电磁学中非常重要的一个分支。相关技术已经被广泛地应用于众多应用领域, 如雷达散射截面(RCS), 多频带天线数组, 光子晶体, 集成电路芯片上曼哈顿型互联等等。由于计算规模的扩大, 积分方程方法应对的物理实质由单一型物理特性主导转变为多物理特性主导。例如, 在计算图 1 所示的集成电路封装时, 静态近似和电路为主的低频全波分析在过去占主导地位。但是, 当研究其电磁辐射特性时, 中频的传播特性就要必须被考虑。因此, 积分方程方法的频率特性及其相应计算方法成为一个重要的研究课题 [2][3]。

本文从表面电场积分方程方法的频率特性入手, 讨论了表面电场积分方程方法在不同工作频下物理特征, 并且介绍了因此而开发的几种新型电磁计算方法, 为宽带电磁计算提供帮助。

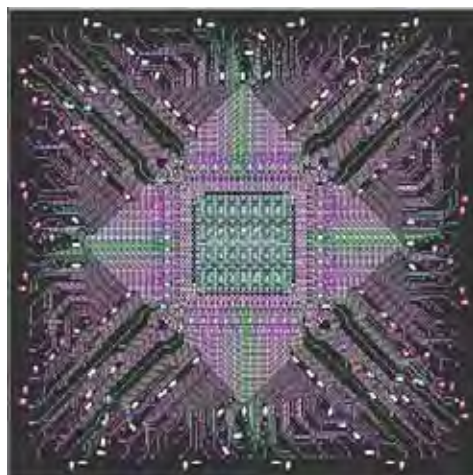


图 1。IBM PLASMA 集成电路封装。

1 积分方程的工作频率

1.1 积分方程方法

对于纯金属目标, 表面电场积分方程方法 (EFIE) 可以写为

$$-\mathbf{E}^i(\mathbf{r}) = i\omega\mu \int_S g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' - \frac{1}{i\omega\epsilon} \nabla \int_S g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}'$$

这里 $g(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ 是自由空间格林函数, $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$ 是表面电流。当多层介质存在时, 多层介质格林函数将被使用。当三维介质存在时, PMCHWT 方法可以被采用来简化所用格林函数的复杂度[2]。

1.2 随频率转变的多物理分析

电磁场工作频段可以分为三个部分。低频段, 中频段, 和高频段 [3][4]。当目标尺寸小于 0.1 工作波长时, 电磁场处于低频段。当目标尺寸小于几个工作波长时, 电磁场处于中频段; 当目标尺寸大于几个工作波长时, 电磁场处于高频段 (见图 2)。在低频段, 电路特性的物理起主导作用; 在中频段, 波动传播特性的物理起主导作用; 在高频段, 近似光线传播特性的物理起主导作用。当处理一个复杂问题, 有时电路理论主导的低频机制和波动传播主导的高频机制将必须同时考

考虑。为了提高计算效率，有时高，中，和低三种物理过程需要同时考虑。这种多物理共存的仿真问题是许多现行的方法都无法完成的挑战。

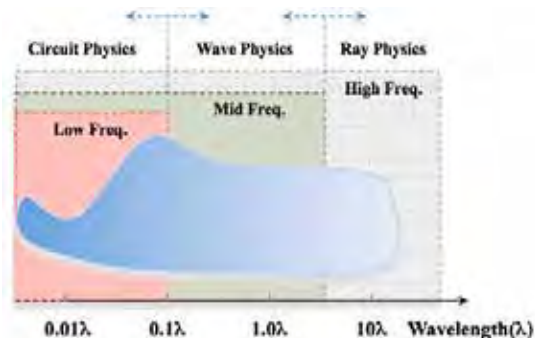


图 2. 多频段与多物理。

这种多物理情况拥有非常广泛的应用。一种是在大尺度复杂目标计算中。多频段天线系统共存于大型载体上。另外一种复杂集成电路互联，封装，和 PCB 板的信号完整性和功率完整性的分析建模。



图 3. 多层介质情况下的实镜像。

2 低频积分方程的计算方法

2.1 直流和静态的分析方法

直流和静态是麦克斯维方程在零频率下的物理状态。泊松方程确定了静态电荷分布。它具有严格的尺度不变特性，并且场分布只具有局部近场效应。因此，其理想计算复杂度是 $O(N)$ (N 是剖分未知数目)。对于静态，多层介质中的耦合关系可以用严格的镜像源来代替。对应的多层介质格林函数可以被表征为镜像源的贡献总和。图 3 显示了在静态下的当源和场点都在同一介质层中时的镜像关系。这种镜像被称为实镜像 [5]。这个特性在动态场中是不存在的。为加速实镜像对应的格林函数的计算，复镜像方法可以被有效地用来取得近似的解析闭式。

2.2 低频全波电磁场分析

低频电磁场在传统的分布式参数提取当中经常被近似为准静态场。但是，随着工作频率的提高或者带宽的提高，这种近似不再有效。全波分析成为不可或缺的方法。由于电磁场的解耦效应，积分方程法在低频下严重奇异。因此，低频问题是一个对积分方程法具有挑战意义的领域。

PEEC 方法[6]是一个将电磁仿真和电路分析直接结合的计算方法。它将矢量势和标量势演变为部分电感和部分电容，从而建立一个密集耦合的等效电路，用 SPICE 进行解算。有趣的是它没有传统积分方程的低频崩溃问题。其原因是它使用了同时基于 Kirchhoff 电压定律和 Kirchhoff 电流定律的修正结点方法 (NMA)，并且考虑实际损耗。因此，物理上它吻合低频的电磁场的解耦效应[7]。

传统的电场积分方程方法无法将矢量势和标量势分开，因此它有著名的低频崩溃问题。从低频电路的角度上讲，EFIE 只是 Kirchhoff 电压定律，因此它不能有效应对电磁场低频解耦的事实。Loop-Tree 分解是解决传统 EFIE 低频崩溃问题的主要方法 [8]。其缺陷是建立 Loop-Tree 基函数本身很不方便。同时，它在中频时方程将出现奇异，如下式所示：

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{L}}_{LL}(O(1)) & i\omega\bar{\mathbf{L}}_{LT}(O(\omega)) \\ i\omega\bar{\mathbf{L}}_{TL}(O(\omega)) & \bar{\mathbf{C}}_{TT}(O(1)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L(O(1)) \\ \mathbf{Q}(O(1)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ i\omega \\ \bar{\mathbf{K}}^t \mathbf{1}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L(O(1)) \\ \mathbf{V}_T(O(1)) \end{bmatrix}$$

这里 L 代表 Loop. T 代表 tree. 可见当频率升高时，低频 Loop-Tree EFIE 称为非对角为主的线性系统。因此它将失去收敛性和准确性而出现 Loop-Tree 的中频崩溃。从物理上，电场和磁场的紧密耦合使得 Loop-Tree 体系不再有效[4]。

与 PEEC 相似，增强型 EFIE (AEFIE) 在线性方程中增加了 Kirchhoff 电流定律[9]。电流和电荷分布被同时解出，从而使得其低频计算稳定。AEFIE 直接建立在传统 RWG 基函数上，其实现简单直接。下式为 AEFIE 的方程表达式。

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{V}} & \bar{\mathbf{D}}^T \cdot \bar{\mathbf{P}} \\ \bar{\mathbf{D}} & k_0^2 \bar{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ik_0 \mathbf{J} \\ c_0 \bar{\rho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_0^{-1} \bar{\mathbf{b}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

图 4 显示了在多层介质中使用 AEFIE 计算环路电感的比较结果[10]。

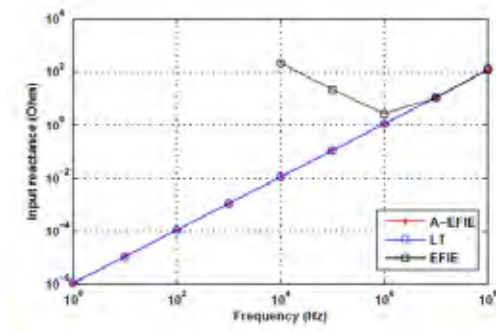


图 4. 多层介质中环路电感的低频计算与比较。

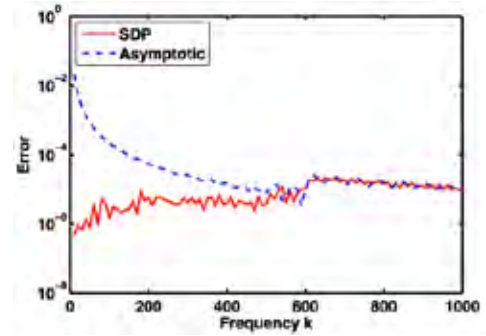


图 6. 数值 SDP 与闭式近似方法的精度比较。

3 高频积分方程的计算方法

3.1 高频物理光学的计算瓶颈

高频时目标尺寸远大于波长。诸如物理光学 (PO) 等高频近似方法被用来解决这一类问题。在物理光学中, 针对纯金属散射目标, 散射电场的计算是对近似的等效表面电流的积分计算。由于高频, 此积分是针对一个高震荡函数。因此其计算量非常大。但是从物理的角度上看, PO 应该可以最优做到计算量与频率无关。

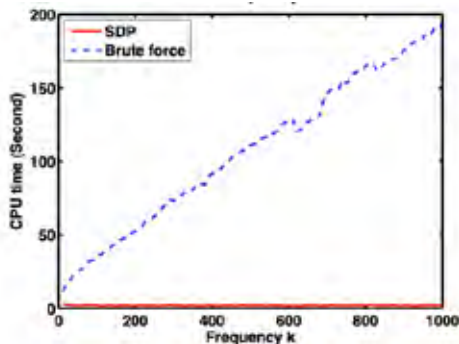


图 5. 数值 SDP 方法的 PO 计算量随频率的关系和与直接数值计算量的比较。

3.2 独立于频率的物理光学的计算

为取得独立于频率的物理光学计算, 数值最速下降路径方法 (SDP) 可以被采用[11]。其基本原理是在基于二阶曲面的三角型区域中, PO 积分可以通过 SDP 转换成解析和半解析表达式, 分别表示驻点, 边缘谐振点, 和区域顶点的贡献。当多个三角型区域连接在一起时, 共享的谐振点和区域顶点将被抵消。由于结果多有解析过程计算出来, 计算量因此独立于工作频率, 如图 5 所示。同时, 此计算方法能够有效地处理频率不是很高的情况。因此, 它很适用于传统近似方法不再有效的时候。图 6 显示了这种优势。

4 中频积分方程的计算方法

在中频附近, 传统的使用 RWG 基函数的矩量法可以有效地计算电磁场。但是, 当快速电磁计算方法被使用时, 快速算法本身将出现频率的瓶颈问题。具有代表性的快速算法有预修正傅立叶变换法 (PRE-FFT) [12], 多层格林函数法 [13], 和快速多极子算法 (FMA) [14]。

快速多极子算法拥有为很多计算领域所采用。但是它有明显的频率瓶颈问题。适用于中频的多层快速多极子算法 (MLFMA) 在剖分区域小于 0.1 波长时有明显的误差上升。而使用于低频的低频快速多极子算法 (LFFMA) 在剖分区域大于 0.1 波长时有明显的误差上升。为解决这个问题, 可以使用混合型快速多极子算法 (MFFMA) 解析地实现宽带 FMA[4]。其核心方法是在低频时使用多极子, 在中频使用平面波展开。在 0.1 至 0.2 波长的区域, 由转化矩阵进行平面波和多极子之间的解析变换。具体表达式为:

$$\begin{aligned}
 [\alpha_{LL'}(\mathbf{r}_{j_i})]_{L \times L'} &= [\beta_{LL_1}(\mathbf{r}_{j_i})]_{L \times L_1} \\
 &\cdot [\beta_{L_1 L_2}(\mathbf{r}_{j_1 j_2})]_{L_1 \times L_2} \cdot [\beta_{L_2 L_3}(\mathbf{r}_{j_2 j_3})]_{L_2 \times L_3} \\
 &\cdot [D]_{S_2 \times L_3}^{\dagger} \\
 &\cdot \text{diag} [e^{ik \cdot \mathbf{r}_{j_3 j_4}}]_{S_4 \times S_4} \cdot [I]_{S_5 \times S_5}^T \\
 &\cdot \text{diag} [e^{ik \cdot \mathbf{r}_{j_4 j_5}}]_{S_5 \times S_5} \\
 &\cdot \text{diag} [\tilde{T}(\Omega_{\text{as}}, \mathbf{r}_{j_5 l_5}) w_{\text{as}}]_{S_5 \times S_5} \\
 &\cdot \text{diag} [e^{ik \cdot \mathbf{r}_{j_5 l_4}}]_{S_5 \times S_5} \cdot [I]_{S_5 \times S_4} \\
 &\cdot \text{diag} [e^{ik \cdot \mathbf{r}_{j_4 j_3}}]_{S_4 \times S_4} \\
 &\cdot [D]_{S_4 \times L_3} \\
 &\cdot [\beta_{L_3 L_2}(\mathbf{r}_{l_3 l_2})]_{L_3 \times L_2} \cdot [\beta_{L_2 L_1}(\mathbf{r}_{l_2 l_1})]_{L_2 \times L_1} \\
 &\cdot [\beta_{L_1 L'}(\mathbf{r}_{l_1})]_{L_1 \times L'}
 \end{aligned}$$

此方法的物理实质是利用低频衰减场用多极子表达更有效, 而中频的传输波由平面波表征更有效。图 7 显示了用 MFFMA

计算的标准金属球的验证结果。

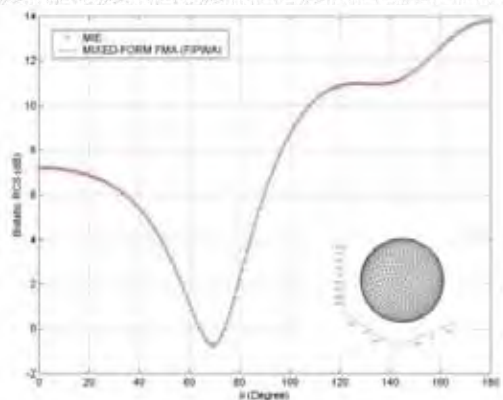


图 7. MFMA 的计算示例 (金属球散射。底层尺寸为 0.05 波长)。

5 结论

本文从物理的角度讨论了表面积分方程在不同频率范围内所遇到的具体问题。然后结合其物理内涵,介绍了针对不同频率下的几种新的计算电磁学的解决方案,以实现宽带积分方程的电磁计算。

参考文献:

[1] J. M. Taboada, "MLFMA-FFT parallel algorithm for the solution of large-scale problems in electromagnetics," *PIER*, vol. 105, pp. 15-30, 2010.

[2] W. C. Chew, J. M. Jin, E. Michielssen, and J. M. Song, *Fast and Efficient Algorithm in Computational Electromagnetics*. Artech House, 2001.

[3] L.J. Jiang and W.C. Chew, "Review Of Low Frequency Computational Electromagnetics," 2011 ICMTCE, Beijing, China, May 2011.

[4] L.J. Jiang and W.C. Chew, "A Mixed-Form Fast Multipole Algorithm," *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, Vol. 53, No. 12, pp 4145-4156, Dec. 2005.

[5] L.J. Jiang, W.C. Chew, and Y.C. Pan, "Capacitance Extraction in the Multilayer Medium Using DCIM and SMFMA," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. Vol. 19. No. 14, 1851-1864, 2005.

[6] A. Ruehli and H. Heeb, "Circuit models for three dimensional geometries including dielectrics," *IEEE*

Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, no. 7, pp. 1507-1516, Jul. 1992.

[7] L.J. Jiang and A. Ruehli, "On The Frequency Barrier of Surface Integral Equations from a Circuit Point of View," 2010 PIERS, Boston, MA, Jul. 2010.

[8] J. S. Zhao and W. C. Chew, "Integral equation solution of Maxwell's equations from zero frequency to microwave frequencies," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 10, pp. 1635-1645, Oct. 2000.

[9] Z. G. Qian and W. C. Chew, "Fast full-wave surface integral equation solver for multiscale structure modeling," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, no. 11, pp. 3594-3601, Nov. 2009.

[10] Y.P. Chen, L.J. Jiang, Z.G. Qian, and W.C. Chew, "An augmented electric field integral equation for layered medium Green's function," *IEEE Trans. On Antennas and Propagations*, vol. 59, issue. 3, pp 960 ~ 968, Mar. 2011.

[11] W.Y. Mao, L.J. Jiang, and W.C. Chew, "An efficient method for computing highly oscillatory physical optics integral," *PIER*, vol. 127, pp. 211-257, 2012.

[12] J. R. Phillips and J. K. White, "Efficient capacitance extraction of 3D structures using generalized pre-corrected FFT methods," *Proc. IEEE 3rd Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging*, Nov. 1994.

[13] H.G. Wang, C.H. Chan, and L. Tsang, "A new multilevel Green's function interpolation method for large-scale low-frequency EM simulations," *IEEE Trans. On CAD IC*, vol. 24, no. 9, pp 1427-1443, Sept. 2005.

[14] L. Greengard and V. Rokhlin, "A fast algorithm for particle simulations," *J. Comp. Phys.*, vol. 73, pp. 325-348, 1987.



国家自然科学基金委员会
National Natural Science Foundation of China



京港學術交流中心
Beijing - Hong Kong Academic Exchange Centre



香港城市大學
City University
of Hong Kong



毫米波
State Key Laboratory of
Millimeter Waves
國家重點實驗室(香港)



香港浸會大學
HONG KONG BAPTIST UNIVERSITY



香港中文大學
The Chinese University of Hong Kong



THE HONG KONG
POLYTECHNIC UNIVERSITY
香港理工大學



香港科技大學
THE HONG KONG UNIVERSITY OF
SCIENCE AND TECHNOLOGY