

AOTF-NIR 宽带功率超声换能器 阻抗匹配网络的设计与优化

王玉江², 王志斌^{1,2,3}, 陈媛媛², 宋雁鹏², 王芳², 薛鹏², 薛锐²

(1. 中北大学电子测试技术重点实验室, 山西太原 030051; 2. 中北大学山西省光电信息与仪器工程技术研究中心, 山西太原 030051; 3. 中北大学仪器科学与动态测试教育部重点实验室, 山西太原 030051)

摘要: 随着近红外声光可调滤波器(Near Infrared Acousto-Optic Tunable Filter, AOTF-NIR)光谱成像技术在深空探测的广泛应用, 超声换能器作为 AOTF-NIR 核心部件, 对其工作带宽、光谱衍射效率及功率效率提出了更高的要求. 超声换能器在不同频率下具有不同的输入阻抗, 当驱动信号源输出阻抗与换能器输入阻抗失配时将会产生能量损耗, 导致无法把功率最大限度的传递给换能器, 从而使 AOTF-NIR 光谱衍射效率降低, 影响光谱灵敏度. 该文通过射频电路先进设计系统(Advanced Design System, ADS)仿真及实验测试, 运用滤波器网络理论, 采用 LC 无耗储能元件设计了一种带通型宽带匹配网络. 最终在 60 – 120MHz 带宽范围内阻抗匹配网络的回波损耗 $S_{11} > -29.8\text{dB}$, 阻抗匹配网络功率效率达到 90% 以上. 通过不断地微调优化匹配阻抗值及 LC 参数值, 以此来提高光谱衍射效率, 使光谱衍射效率最高达 90% 以上, 提高了在 620 – 1150nm 波段内的光谱灵敏度及光谱成像清晰度.

关键词: 功率超声换能器; 阻抗频率特性; 宽带阻抗匹配网络; 全局优化

中图分类号: TN65 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)05-1057-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.05.005

The Design and Optimization of Impedance Matching Network Based on Broadband and Power Ultrasonic Transducer of AOTF-NIR

WANG Yu-jiang², WANG Zhi-bin^{1,2,3}, CHEN Yuan-yuan², SONG Yan-peng², WANG Fang², XUE Peng², XUE Rui²

(1. Electronics Laboratory Testing Technology, North University of China, Taiyuan, Shanxi 030051, China;

2. Shanxi Provincial Research Center for Opto-Electronic Information and Instrument Engineering Technology,

North University of China, Taiyuan, Shanxi 030051, China; 3. Key Laboratory of Instrumentation Science &

Dynamic Measurement, Ministry of Education, North University of China, Taiyuan, Shanxi 030051, China)

Abstract: With the AOTF-NIR spectral imaging technology is widely used in the deep space exploration, ultrasonic transducer as AOTF-NIR core components for it's operating bandwidth, spectrum diffraction efficiency and power efficiency, put forward higher requirements. It has different input impedances at different frequencies. When the drive signal source output impedance and ultrasound transducer input impedance mismatch will produce energy losses. Resulting in unable to the maximum power delivered to the transducer, so that the AOTF-NIR spectroscopy diffraction efficiency is reduced, affecting spectral sensitivity. The article by ADS simulation and experimental testing, applied on filter network theory and used LC lossless energy storage element and designed one kind of bandpass broadband matching network. Finally, impedance matching network return loss $S_{11} > -29.8\text{dB}$ within the 60-120MHz bandwidth, impedance matching network power efficiency is more than 90%. By constantly fine-tuning and optimizing matching the impedance values and LC parameter is to improve the spectral diffraction efficiency and spectral diffraction efficiency is more than 90%. Improved spectral sensitivity and spectral imaging clarity within the 620 – 1150nm band.

Key words: power ultrasonic transducer; frequency characteristic impedance; broadband impedance matching network; global optimization

1 引言

近红外声光可调滤波器 AOTF-NIR 作为一种新型分光系统,它具有可调滤波范围宽、分辨率高、衍射效率高等优点,广泛应用于机载或星载的成像光谱仪^[1,2]. 本 AOTF-NIR 系统采用直接数字式频率合成器 (Direct Digital Synthesizer, DDS) 产生高频信号作为驱动系统信号源,通过功率放大电路将信号功率放大后经过宽带阻抗匹配网络加载在 AOTF-NIR 功率超声换能器上. 由于功率超声换能器在不同频率下具有不同的输入阻抗,当驱动信号源输出阻抗与功率超声换能器输入阻抗失配时会产生能量损耗,导致换能器两端的电能无法最大限度的转变为对外做功的机械能,从而影响换能器的光谱衍射效率. 换能器是一种非线性容性负载,存在一定的电抗,造成工作频率上输出电压和电流存在一定的相位差,使输出功率达不到期望最大值,当前大部分 2KHz-20MHz 换能器的阻抗匹配方法都是在输出端并联或串联一个反向电抗使负载变为纯电阻,再采用电阻变压器将换能器的阻值变换成与信号源内阻相等的阻值,这种匹配方法只适用于较低频水下超声换能器的阻抗匹配^[3,4],而作为声光晶体器件构成的超声换能器,其阻抗频率特性的变化较大,传输线变压器虽然具有通频带宽的优点,但由于结构的限制,阻抗变换不能任意实现实阻抗变换,故阻抗随频率变化较大的超声换能器不适用于传输线变压器的匹配方法,为此本文采用 LC 无耗储能元件设计了一种宽频带、无损耗、衍射效率高的新型阻抗匹配网络.

2 AOTF-NIR 功率超声换能器工作原理

非线性反常布拉格 (Bragg) 衍射的近红外声光可调谐滤波器 (AOTF-NIR) 具有相对布拉格带宽大、衍射效率高等优点^[5]. 在功率超声换能器设计中,布拉格 (Bragg) 带宽和布拉格 (Bragg) 衍射及功率是最重要的考虑因素. 本 AOTF-NIR 系统基于反常布拉格 (Bragg) 衍射的声-光互作用的原理,当一束准直入射光以某一特定的入射角进入声光晶体中,由射频驱动系统产生的高频信号经过阻抗匹配网络加载在功率超声换能器上时,超声换能器把电振荡转成超声振荡,并通过换能器与声光介质间的金属镀层传递到声光介质中形成超声波,在声光介质中通过声光互作用,超声波将引起入射光的布拉格衍射,产生衍射光,从而起到滤光作用,其衍射光的波长与超声波的频率有着对应的关系,只要改变射频驱动信号的频率,即可改变衍射光的波长. AOTF-NIR 功率超声换能器工作原理如图 1、图 2 所示.

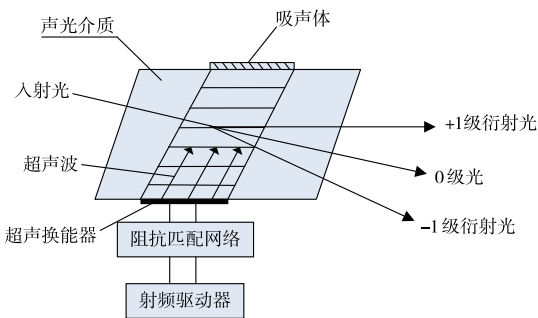


图1 AOTF-NIR功率超声换能器工作原理图

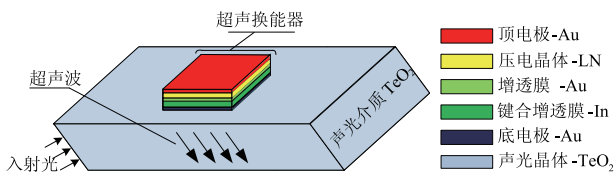


图2 换能器结构图

3 超声换能器阻抗特性分析

AOTF-NIR 系统中采用厚度驱动模式的薄片换能器,超声换能晶片 (LiNbO₃) 与声光晶体 (TeO₂) 之间是利用键合工艺压在一起的,两个晶体之间需要镀若干金属膜,其各金属镀层的厚度对换能器的工作频率特性具有非常重要的影响. 玛森 (Mason) 等效电路是计算换能器相关性能参数的基础^[6],通过 Mason 等效电路可以获得换能器损耗、换能器 3dB 带宽、输入电阻、输入电抗等的频率特性,从而得到换能器 3dB 带宽条件下的理论换能器输入阻抗匹配值.

3.1 超声换能器等效电路

在超声换能器进行阻抗分析时,可以把单位换能片视作一个矩阵网络,用等效电路来研究其频率特性. 单位换能片的外部参量有电端的电压 U 与电流、声端的作用力 F 与质点的振动速度 V ,而作用力 F 与质点的振动速度 V 之间遵循类似欧姆定律 $U = RI$ 的关系 $F = ZV$ 式中: Z 称为声阻抗. 单位超声换能晶片层 Mason 等效电路如图 3 所示. 由上图可以将单位超声换能晶片层的左部传递矩阵 A'_0 表示为

$$\begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix} = A'_0 \begin{pmatrix} U' \\ I' \end{pmatrix} \tag{1}$$

由式(1) $U = A'_0 U' + B'_0 I'$, $I = C'_0 U' + D'_0 I'$ 并对等效电路进

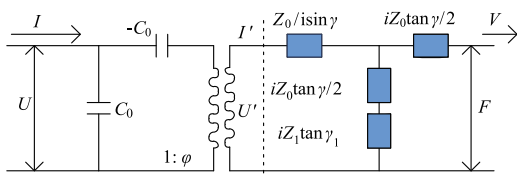


图3 Mason等效电路图

行分析得, Mason 等效电路左部传递矩阵为

$$A_0' = \frac{1}{\varphi} \begin{pmatrix} 1 & i\varphi^2/\Omega C_0 \\ i\Omega C_0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Mason 等效电路右部传递矩阵为

$$A = \begin{pmatrix} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} & \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} \end{pmatrix} \quad (3)$$

其中 $Z_1 = \frac{Z_0}{i\sin\gamma}$, $Z_2 = iZ_0 \tan \frac{\gamma}{2} + iZ_1 \tan\gamma_1$, $Z_3 = iZ_0 \tan \frac{\gamma}{2}$

故单位换能晶片层的传递矩阵 A_0 为

$$A_0 = A_0' \times A = \frac{1}{s\varphi} \begin{pmatrix} 1 & i\varphi^2/\Omega C_0 \\ i\Omega C_0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} (\cos\gamma - z_1 \tan\gamma_1 \sin\gamma) & iZ_0 (\sin\gamma + z_1 \tan\gamma_1 \cos\gamma) \\ i\sin\gamma/Z_0 & 2(\cos\gamma - 1) - z_1 \tan\gamma_1 \sin\gamma \end{pmatrix} \quad (4)$$

其中 $s = \cos\gamma - 1 - z_1 \tan\gamma_1 \sin\gamma$, φ 为纯 X 切变波铌酸锂模式的变压比。但各个镀层的特性采用传输线的网络传递矩阵更方便, 每个镀层看做一个两端网络, 各镀层的传递矩阵为

$$A_n = \begin{pmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\gamma_n & iZ_n \sin\gamma_n \\ i\sin\gamma_n/Z_n & \cos\gamma_n \end{pmatrix} \quad (5)$$

其中, A_n, B_n, C_n, D_n 为各镀层的两端传递矩阵网络的元素。由式(4)和(5)得到整个单位换能器网络的总传递矩阵 $A = A_0 \times A_2 \times A_3 \times A_4$, 如图 4 所示。对网络矩阵 MATLAB 编程分析可得到换能器的各项频率特性。

3.2 超声换能器的阻抗特性

由图 4 可以得到单位换能器总传递矩阵满足:

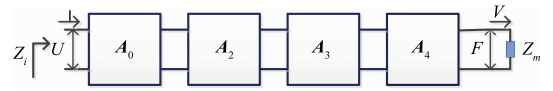


图4 超声换能器总网络结构图

$$\begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} F \\ V \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (6)$$

其中: A, B, C, D 为压电换能器总传递矩阵网络的元素。 $F = Z_m V$ (声光介质声阻抗 Z_m)。单位换能器损耗 (TL) 为

$$TL = -10\lg\left(\frac{4R_s Z_m}{|a + R_s b|^2}\right) \quad (7)$$

单位换能器输入阻抗 (Z_i) 为

$$Z_i = R_i + j * X_i = a/b \quad (8)$$

式中 $a = AZ_m + B, b = CZ_m + D, R_s$ 为驱动电源的内阻。

本 AOTF-NIR 超声换能器系统采用双增透、X 切声光器件镀膜结构。超声换能晶片采用 LiNbO_3 晶体, X 纯切变波声速 $V_x = 4800\text{m/s}$, 其厚度 d 大约在 $26 - 27\mu\text{m}$ 之间, 由 $f_0 = V_x/2d$ 得, $f_0 = 90\text{MHz}$ 左右, 驱动信号源的内阻 $R_s = 50\Omega$ 。 TeO_2 作为声光介质, 其 $S[110]$ 方向的声速 $V_0 = 616\text{m/s}$, 采用入射波长为 $0.6328\mu\text{m}$ 激光, 使用 o 光模式, $n_o = 2.2597, f_c = f_0/1.2 = 75\text{MHz}$, 则中心频率处的特征长度 $L_0^c = n\Lambda^2/\lambda = 0.24\text{mm}$ (其中: $\Lambda = V_0/f_c$) 此单位换能器长度 l 达到最佳衍射条件为 $l = 28.5L_0^c = 28.5n\Lambda^2/\lambda = 6.84\text{mm}$ 。对换能器进行阻抗匹配时, 就必须知道换能器的 3dB 布拉格带宽及阻抗特性, 在图 5(a) 换能器损耗 (Transducer Loss, TL) - 相对频率 (TL-F) 曲线中, $TL < 3\text{dB}$ 时对应的低频频率范围 $55 - 123\text{MHz}$ 作为 3dB 布拉格带宽, 在 3dB 带宽内由图 5(c)、图 5(d) 输入电阻、输入电抗曲线图得, 当相对频率 $F = 0.9$ 附近时, 换能器工作处于谐振状态, 此时输入阻抗最大, 可以确定单位换能器阻抗匹配理论值 $Z_i = 94 - j * 51$ 。

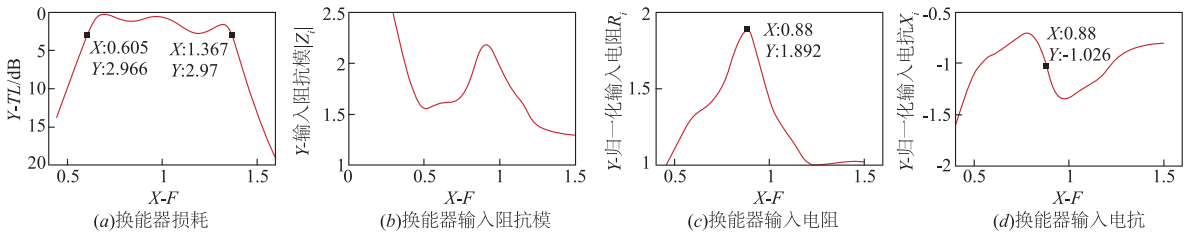


图5 超声换能器频率特性图

由于单位换能器的面积 $S_0 = 10\text{mm}^2$, 其超声能量分布面积较小, 光谱衍射效率很低, 所以为了提高衍射效率, 需要增大换能器的面积, 但受限于 TeO_2 晶体尺寸, 本系统换能器采用宽度 $H = 8\text{mm}$, 面积 $S = 56\text{mm}^2$, 则 $N = S/S_0$ 。通过电路理论中容抗和阻抗与面积比 N 的关系得到, $Z_i' = Z_i/N = 16.8 - j * 9.1$ 。该值虽然与实测

存在偏差, 但其具有一定的参考价值。换能器是通过功率驱动的, 如果只有两根导线与其连接, 则电流较大且电流不能均匀加载换能器上, 影响其超声能量均匀分布及衍射效率, 为了增大衍射效率, 需要增多加载在换能器的导线数, 以此增大能量分布均匀程度, 提高光谱衍射效率。

4 宽带阻抗匹配网络设计

宽带阻抗匹配网络设计采用当前最常用的史密斯图法(Smith Chart),该方法借助射频电路先进设计系统(Advanced Design System, ADS),其操作简单,无需计算参量值且更直观地观察每个元件在匹配网络中的作用,当前这种方法是匹配网络设计最有效普遍的.采用 ADS 设计方法的技术要点是更加方便对匹配阻抗点、LC 拓扑结构、LC 参数进行全局修正优化^[7,8].该阻抗匹配网络的创新之处在于:(1)采用高低通网络联合的带通型 LC 拓扑结构实现宽展;(2)采用插入 LC 组合臂或分支的方法实现宽带阻抗匹配,使超声换能器频带展宽达到 3dB 带宽的 S 参数要求.最终设计了一种宽频带、无损耗、衍射效率高的新型阻抗匹配网络.

4.1 带通型拓扑结构

集总元件宽带匹配技术可以用常规的滤波器网络理论或是 Γ 形网络综合实现.集总元件可以在百兆级频率下实现宽带匹配,由于超声换能器工作频率范围为 60 - 120MHz,故采用带通网络结构可以得到最优的带宽匹配.一个 n 节 Γ 形匹配网络,如图 6 所示.在实际电路中 $R_s > R_L$, R_1, R_2, \dots, R_{n-1} 是虚拟电阻,它们的值在 R_s 与 R_L 之间.阻抗变换从 R_s 到 R_1, R_2, \dots , 最终到 R_L ,当相邻电阻比相等时,可以得到最优化带宽,即:

$$\frac{R_s}{R_1} = \frac{R_1}{R_2} = \dots = \frac{R_{n-1}}{R_L} = q, Q_1 = Q_2 = \dots = Q_n = \sqrt{(q-1)} \tag{9}$$

通过低通滤波器网络理论可得:

$$C_1 = Q_1/\omega R_s, C_2 = Q_2/\omega R_1, C_3 = Q_3/\omega R_2 \dots \tag{10}$$

$$L_1 = Q_1 R_1/\omega, L_2 = Q_2 R_2/\omega, \dots, L_n = Q_n R_L/\omega$$

通过高通滤波器网络理论可得:

$$C_1 = 1/\omega Q_1 R_1, C_2 = 1/\omega Q_2 R_2, \dots, C_n = 1/\omega Q_n R_L$$

$$L_1 = R_s/Q_1 \omega, L_2 = R_1/Q_2 \omega, L_3 = R_2/Q_3 \omega \dots \tag{11}$$

带通滤波器网络是由低通网络和高通网络组成的,带通电路结构如图6所示.换能器是一个容性阻

抗,通过 LC 串并联将复阻抗变换到实阻抗 R_L .因为带通型阻抗变换网络可以实现最优带宽匹配,所以可以更好地实现换能器的宽带指标.考虑到实际 LC 非理想元件存在寄生损耗等问题,实际测试电路要以网络分析仪的 S 参数和换能器的衍射效率为依据综合进行匹配网络的设计与优化^[9,10].

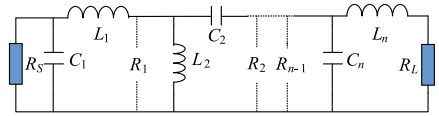


图6 n节带通型阻抗变换网络

4.2 宽带匹配

为了实现换能器宽带匹配,该文从窄带到宽带的频率扩展上采取了一种新型复合的宽带匹配网络,如图 7 所示,该网络由带通网络和插入一个或二个元件构成的臂或分支网络组成.带通网络可以通过降低 Q 值,增大带宽.带通型阻抗变换网络的节数 n 越大则 Q 值减小.在电路 ADS 仿真中,当 n = 4 时既可以实现宽展又因为 LC 元件少量而经济.臂或分支网络由 LC 两个元件串联或并联拓扑结构组成,不同的 LC 拓扑结构对 S_{11} 阻抗轨迹曲线有不同的影响.在图 8 宽带匹配 Smith Chart 中,OA-AB(并电感-串电容)将 S_{11} 阻抗轨迹曲线调整到 Smith 圆心附近处,BC-CD(串电感-串电容)LC 组合臂插入阻抗匹配网络将 S_{11} 阻抗轨迹曲线收敛于 Smith 圆心 O, S_{11} 回波损耗曲线被压缩,这种变化显示出阻抗轨迹的带宽从窄带变成宽带,如图 9 所示.

ADS 仿真中将驱动信号源内阻 50Ω 直接通过 LC 匹配网络匹配到理论值 $16.8 - j * 9.1$,对实验匹配电路板进行测试,但是衍射效率并不高.在同一阻抗匹配拓扑电路条件下,在理论匹配点 $16.8 - j * 9.1$ 附近进行修正匹配点,经过不断地优化匹配阻抗值及 LC 参数值,当换能器的输入阻抗在 $20 - j * 10$ 时,衍射效率达到最高.在 60 - 120MHz 范围内,ADS 仿真 S 参数理想如图 10(a, b) 所示, $S_{21} > -0.05$ dB,回波损耗 $S_{11} > -37$ dB,阻抗匹配电路如图 11 所示.

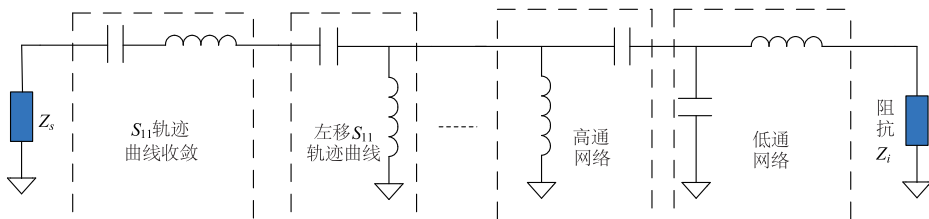


图7 宽带匹配网络结构图

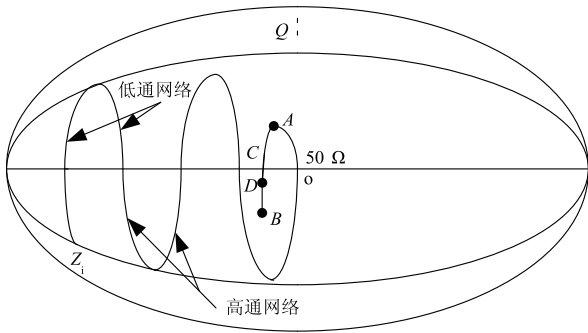
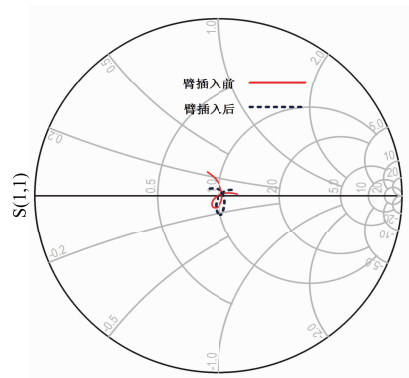


图8 宽带匹配Smith Chart



freq(60.0MHz to 120.0MHz)

图9 LC串联臂插入阻抗匹配网络前后阻抗变化图

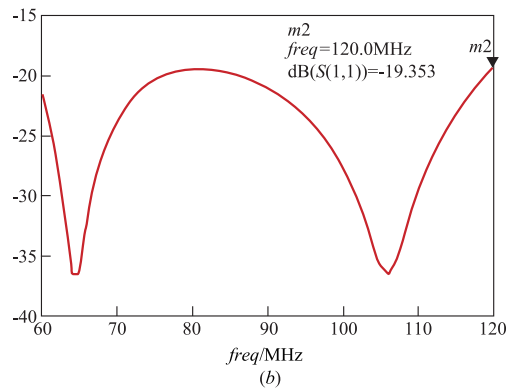
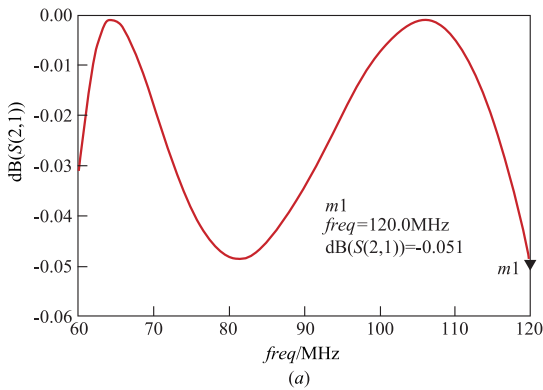


图10 S参数图

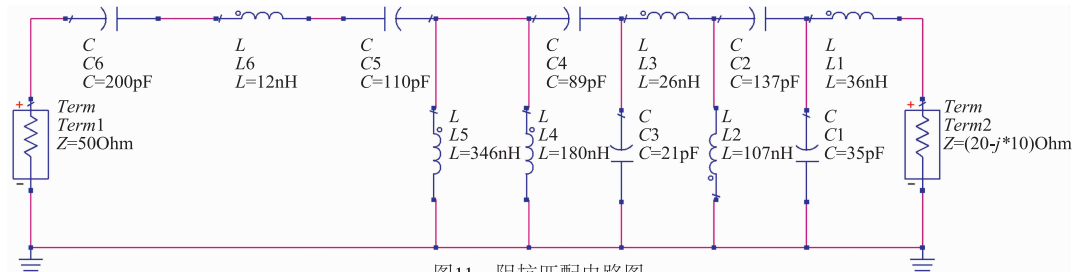


图11 阻抗匹配电路图

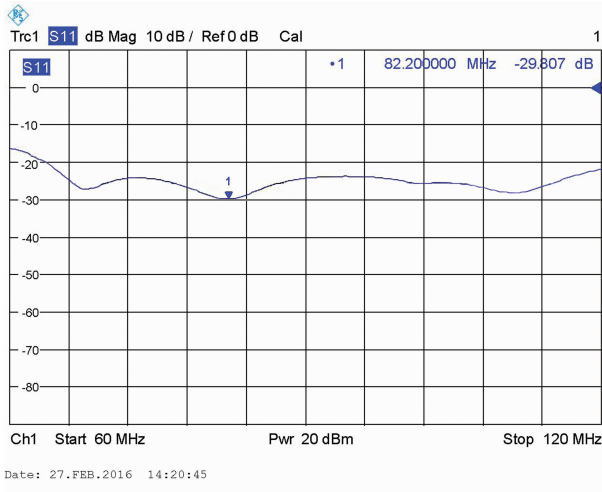
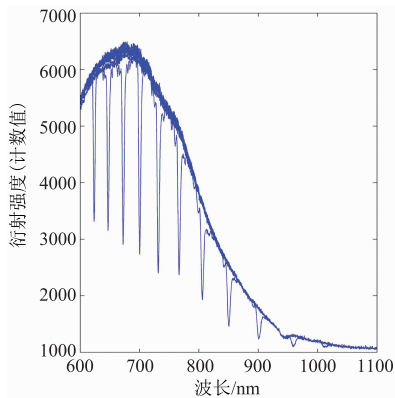
5 实验测试

通过使用 R&S ZVL 矢量网络分析仪对加载宽带匹配网络的换能器进行 S 参数实测, S_{11} 实测数据如图 12 所示. 实际电路板测试的 S 参数回波损耗 $S_{11} > -29.8$, 仿真 S 参数与实测 S 参数存在误差, 由于理想的电感电容是不存在, LC 元件损耗是造成不可避免误差的主要原因, 但是通过实测宽带阻抗匹配网络电路的反射 S_{11} 测量, 较好地达到换能器的宽带匹配, 使加载在换能器的功率达到 90% 以上, 因此获得较高的光谱衍射效率.

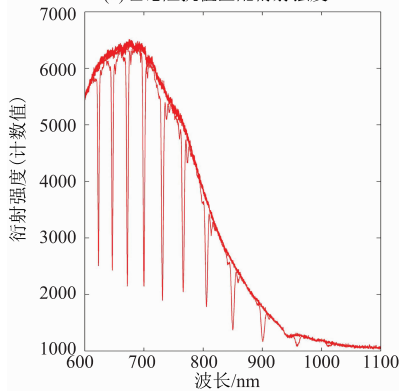
在实验平台上进行实验测试, 如图 15 所示. 将光源透过 AOTF-NIR 超声换能器使 0 级光对准 HR4000 光谱仪探针, 在光谱仪 SpectraSuite 软件中, 实时观察在 60 - 120MHz 频率范围内发生衍射及衍射强度的情况, 最

终实验得到当换能器输入阻抗在 $20 - j * 10$ 时, 衍射强度波坑下降最大, 故衍射效率是最高的. 同时, 使用 GSP - 830E 频谱分析仪对匹配网络的输入/输出功率进行测量及处理, 得到最佳匹配阻抗时具有最大的功率效率, 如表 1 所示. 为了便于理论阻抗值与最佳阻抗值的衍射强度的比较, 在 60 ~ 120MHz 衍射范围内抽取若干点进行数据采集并对衍射图进行拟合, 如图 13 所示. 利用 MATLAB 对光谱仪采集的数据进行处理, 得到理论和最佳阻抗的衍射效率, 并与目前衍射效率较高的美国 BRIMROSE 公司 AOTF-NIR 衍射效率比较^[11], 光谱衍射效果较好.

通过对光谱仪采集的数据进行计算与分析, 得到超声换能器输入理论阻抗和最佳阻抗的衍射效率与反常 Bragg 理论衍射效率及当前衍射效率较高美国

图12 S_{11} 实测图

(a)理论阻抗匹配衍射强度



(b)最佳阻抗匹配衍射强度

图13 光谱衍射强度图

BRIMROSE 公司 AOTF-NIR 衍射效率比较对比,图 14 (a)、(b)、(c)、(d)分别为反常 Bragg 理论衍射效率、最佳阻抗匹配值下的衍射效率、BRIMROSE 公司 AOTF-NIR 衍射效率、理论阻抗匹配值下的衍射效率. 相比于美国的 AOTF-NIR,本 AOTF-NIR 系统的光谱衍射效率、光谱灵敏度及光谱成像清晰度更高,但是光谱衍射效率的稳定性较差,通过实验发现造成这种稳定性差的原因是由于 AOTF-NIR 系统中 DDS 产生的信号源不稳定决定的,信号源由 FPGA 控制 DDS 产生 $0 \sim 250\text{MHz}$ 的信号,DDS 输出的信号随着频率增大幅度值不稳定变化,这需要以后对信号源进行改进优化,提高信号源的稳定性来提高光谱衍射效率. 而美国 AOTF-NIR 系统的衍射效率更加稳定,保持在一个较高的稳定衍射效率,这样的光谱成像系统更加稳定.

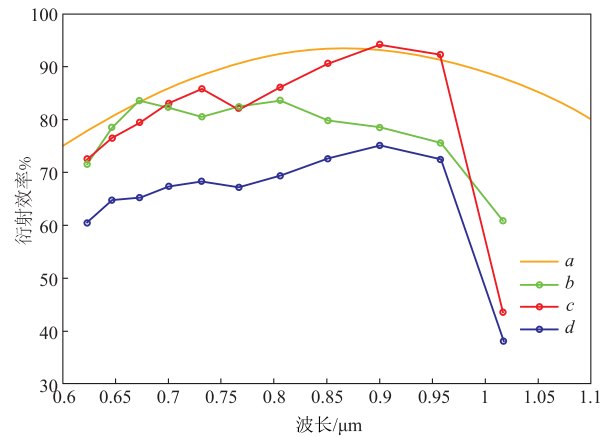


图14 光谱衍射效率对比图

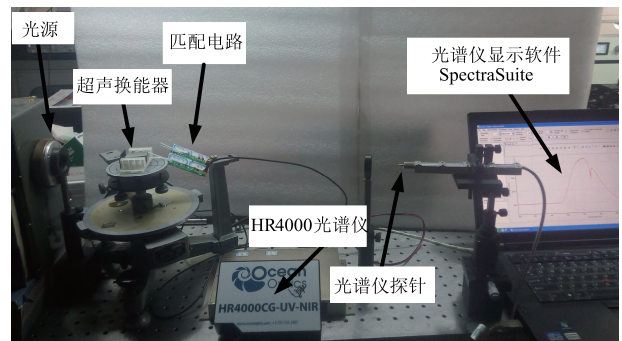


图15 实验测试系统装置图

表 1 不同频率光谱衍射及功率

驱动信号频率 MHz	65	70	75	80	85	90	95	100	105	110	115
实测波长/nm	1016.7	957.4	900	850.7	805.6	766.6	731.3	700	672.5	646.5	622.9
理论阻抗衍射效率	38.1%	72.4%	75.1%	72.5%	69.3%	67.1%	68.3%	67.3%	65.2%	64.7%	60.5%
最佳阻抗衍射效率	43.5%	92.2%	94.1%	90.6%	86.1%	82.0%	85.8%	83.0%	79.4%	76.5%	72.5%
BRIMROSE 公司 AOTF-NI 光谱衍射效率	60.8%	75.6%	78.5%	79.8%	83.6%	82.4%	80.5%	82.3%	83.5%	78.5%	71.5%

续表

驱动信号频率 MHz	65	70	75	80	85	90	95	100	105	110	115
最佳匹配网络 (输入/输出)功率/dBm	33.4 33.0	33.8 33.6	33.5 33.2	33.5 33.3	33.2 33	33.1 33	33.6 33.4	33.1 33.1	33.3 33.2	33.5 33.4	33.2 33.2
实测 S21	-0.4	-0.2	-0.3	-0.2	-0.2	-0.1	-0.2	0	-0.1	-0.1	0
最佳网络功率效率	91.2%	95.5%	93.3%	95.5%	95.5%	97.7%	95.4%	100%	97.7%	97.7%	100%

6 结论

超声换能器多镀层结构和新型 LC 匹配网络可以使 AOTF-NIR 系统获得较好的分光效果,实现宽光谱选择,衍射效率极高使光谱成像更清晰,同时对匹配电路拓扑结构及匹配阻抗点进行全局优化修正,使衍射和功率效率都达到最大值,通过实验测得衍射效率最高达 90%,匹配功率效率达到 90% 以上. 本系统采用储能 LC 元件带通型宽带拓扑匹配网络技术与美国 BRIMROSE 公司 AOTF-NIR 相比,具有宽频带、无损耗、衍射效率高等优点,对当前基于 AOTF-NIR 的光谱仪成像技术应用具有重要应用价值.

参考文献

- [1] Neelam Gupta, Vitaly B. Voloshinov. Development and characterization of two-transducer imaging acousto-optic tunable filters with extended tuning range[J]. APPLIED OPTICS, 2007, 46(7): 1081 - 1087.
- [2] Jin Chen, Ji-Yan Dai, Chao Zhan, et al. Broadband focusing ultrasonic transducers based on dimpled LiNbO₃ plate with inversion layer[J]. IEEE Trans, 2012, 59(12): 2797 - 2801.
- [3] 李存波, 谢本亮. TeO₂ 压电换能器的外部匹配网络设计[J]. 压电与声光, 2011, 35(5): 768 - 770.
Li Cun-bo, Xie Ben-liang. Design of the external matching network of TeO₂ piezoelectric transducer[J]. Journal of Piezoelectrics & Acoustooptics, 2011, 35(5): 768 - 770. (in Chinese)
- [4] An Jianfei, Song Kezhu, et al. Design of a broadband electrical impedance matching network for piezoelectric ultrasound transducers based on a genetic algorithm[J]. Sensors, 2014, 14: 6828 - 6843.
- [5] 俞宽新, 丁晓红, 庞兆光. 声光原理与声光器件[M]. 北京: 科学出版社, 2011. 269 - 296.
- [6] 张春光. 基于超光谱成像系统的声光可调滤波技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008. 12 - 48.
Zhang Chun-guang. The technology of the acousto-optic tunable filter based on the hyperspectral imaging system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2008. 12 - 48. (in Chinese)
- [7] Inder J. Bahl. 射频与微波晶体管放大器基础[M]. 鲍景福, 孙玲玲, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2013. 128

- 139.

- [8] 徐兴福. ADS2011 射频电路设计与仿真实例[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014. 59 - 86.
- [9] 姚常飞, 周明, 罗运生, 等. 基于巴特沃斯低通滤波器的毫米波宽带低插损限幅器研究[J]. 电子学报, 2013, 41(9): 1809 - 1814.
Yao Chang-fei, Zhou Ming, Luo Yun-sheng, et al. Research on millimeter wave broad-band and low insertion loss limiters based on butterworth low pass filter[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(9): 1809 - 1814. (in Chinese)
- [10] 李壮, 甘仲民. 微波晶体管、场效应管管芯的不等波纹函数型阻抗匹配网络[J]. 电子学报, 2000, 28(8): 55 - 58.
Li Zhuang, Gan Zhong-min. The unequiripple function type impedance matching network for microwave transistor or FET chip[J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(8): 55 - 58. (in Chinese)
- [11] 张泽红, 赵治国, 雷波, 等. 宽光谱声光可调滤光器[J]. 压电与声光, 2013, 35(1): 19 - 23.
Zhang Ze-hong, Zhao Zhi-guo, Lei Bo, et al. Acousto-optic tunable filter with wide spectral range[J]. Journal of Piezoelectrics & Acoustooptics, 2013, 35(1): 19 - 23. (in Chinese)

作者简介



王玉江 男, 1989 年出生于山东潍坊, 硕士研究生, 主要从事高频信号的获取与处理的研究.
E-mail: 1522916824@qq.com



王志斌(通信作者) 男, 1966 年出生于山西长治, 教授, 硕士生导师, 现于中北大学工作, 主要从事测试计量技术及仪器、光电子技术与仪器、光学工程、光电信息工程等方面的研究工作.
E-mail: wangzhibin@nuc.edu.cn