

·光电器件与材料·

## 声表面波叉指换能器的研究与设计

平均芬<sup>1</sup>, 乐孜纯<sup>2</sup>

(1. 浙江电大萧山学院, 浙江 萧山 311201; 2. 浙江工业大学, 浙江 杭州 310032)

**摘要:** 声光可调谐滤波器的设计, 关键是它的各个模块, 包括光波导、模分离器、声波导和叉指换能器的参数设计。设计了叉指换能器各个参数, 并对其射频驱动电路和匹配电路给出了设计思路, 其中电路控制系统以单片机 AT89C52 为主控制器, 在频率为 158 MHz 频谱仪上得出了频率合成器的测试结果。

**关键词:** 叉指换能器; 驱动电路; 匹配电路; 设计

中图分类号: TN65

文献标识码: A

文章编号: 1673-1255(2011)04-0045-04

## Research and Design of Surface Acoustic Wave Interdigital Transducer

PING Jun-fen<sup>1</sup>, LE Zi-chun<sup>2</sup>

(1. Xiaoshan Campus, Zhejiang Radio and Television University, Xiaoshan 311201, China;  
2. Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310032, China)

**Abstract:** The parameter design of every module including optical waveguide, mode splitter, acoustic waveguide and interdigital transducer is the key to the design of acoustic-optical tunable filter. The parameters of interdigital transducer are designed, and the design ideas of radio frequency drive circuit and matching circuit are put forward. Taking micro controller unit (MCU) AT89C52 as the master controller in circuit control system, the test result is obtained by a 158 MHz frequency synthesizer.

**Key words:** interdigital transducer; drive circuit; matching circuit; design

叉指换能器在声光器件中发挥着很重要的作用, 是一种成熟的器件。它是一种可逆的换能器, 能把电极上所加的电能转化为声能, 发出声表面波, 同时也能接收声表面波把声能转化为电能。实际应用中制作比较简单, 一般采用橡胶等高分子物质进行吸收声表面波, 这样降低了换能器的效率。叉指换能器形状及声表面波导设计对于 AOTF 声光耦合中的旁瓣抑制有重要作用。所以如何设计高效率, 频谱响应好的换能器在 AOTF 中显得至关重要。

### 1 叉指换能器各个参数设计

图 1 为叉指换能器示意图, 互相交叉的金属指

条称为叉指电极, 或简称为指。W 代表相邻 2 个指互相重叠的部分的长度, 称为指长, 声表面波只能在这个长度范围内产生。所以指长决定了发射声表面波波束的宽度, 有时候也称为声孔径。a 为指宽, b 代表指间。2 条指和 2 个间隔组成一对指。这是叉指换能器的最小单元, 称为单指换能器。它的宽度正好是声表面波的一个波长  $\Lambda$ , 即

$$\Lambda = 2a + 2b \quad (1)$$

一般情况, 指宽和指间是相同的, 所以

$$\Lambda = 4a \quad (2)$$

研究发现, 影响叉指换能器工作指标的主要参数包括叉指换能器的中心频率  $f_0$ 、叉指对数  $N$ 、声孔径(重叠长度)  $w$  和叉指形状。这几个参数影响叉指

收稿日期: 2011-06-24

基金项目: 杭州科技职业技术学院课题(KZYYB-2010-9)

作者简介: 平均芬(1978-), 女, 浙江萧山人, 硕士研究生, 主要研究方向为信息传输和光电子器件。

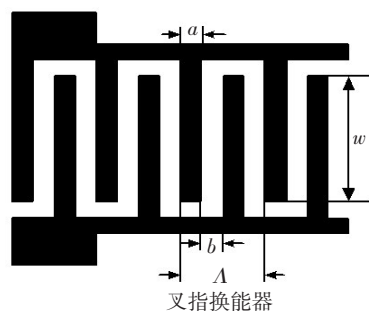


图1 叉指换能器结构示意图

换能器的工作带宽、声表面波强度和相互作用,叉指换能器的频率特性如下:

(1) 叉指换能器的输出是频率的函数,并且呈 $\sin(x)/x$ 的规律变化

$$x = N\pi \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (3)$$

(2) 第一对零点之间的频率间隔为 $2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2}{N}$ 。式(3)表明叉指换能器所具有的周期数 $N$ 越大,它的第一对零点之间的频率间隔越小,所以它的频响的带宽也越窄。

(3) 叉指换能器激发的表面弹性波的强度与它包含的叉指电极周期数 $N$ 成正比, $N$ 越大激发越强。

(4) 叉指换能器激发波的相位随频率呈线性。

叉指换能器的基本特性与它的结构参数有关:工作频率取决于其叉指电极排列周期 $L$ 。 $L$ 越小工作频率越高;工作带宽取决于其含有的叉指电极对数目,指条数越多频带越窄。叉指换能器的主要参数有:

(1) 叉指对数 $N$ (即周期数)

各个叉指对激发的声波相互干涉,整个叉指产生的声波是以叉指的几何中心线为对称轴,向2个方向累积增长,叉指对数越多声波就越强;然而,叉指对数过多,会使换能器的频带宽度过窄。换能器相对带宽与叉指数关系可以近似表示为

$$\Delta f/f_0 = 1/N \quad (4)$$

图2给出中心波长 $\lambda_0 = 1523 \text{ nm}$ ,换能器叉指对数与滤波器波长调谐范围之间的关系。可以看出,当 $N$ 取8~12对时,波长调谐范围在130~190 nm左右,相对于其他类型的可调谐滤波器来说具有明显的优势。因此综合考虑一般选择叉指对数 $N=8$ 。

(2) 换能器孔径 $w$ (即叉指重叠长度)

声孔径即叉指重叠长度 $w$ 决定了激发的表面声波的波束宽度,因而 $w$ 的值应等于或略大于声波导

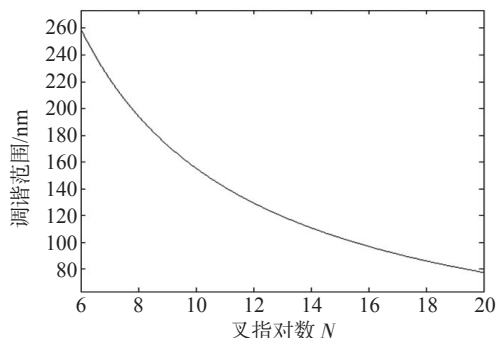


图2 叉指对数与滤波器波长调谐范围之间的关系曲线

的宽度,选择 $w = 120 \mu\text{m}$ ,这样各指对之间相互干涉,因此叉指对数越多声表面波越强烈。

(3) 指条宽度 $a$ 和指条间隔 $b$

根据E.Strake等人的方法可以计算出 $n_{TE} - n_{TM}$ 的值为0.073,选用的光波长为 $1554.9 \text{ nm}$ ,代入式 $|n_{TE} - n_{TM}| = \frac{\lambda}{\lambda_a}$ ,得到位相匹配时的声波长的值为 $\lambda_a = 21.3 \mu\text{m}$ ,这是叉指换能器的周期 $\Lambda$ 的值,把叉指的指宽 $a$ 和指宽间隔 $b$ 做成相等,则 $a = b = \lambda_a/4 = 5.325 \mu\text{m}$ 。

(4) 叉指换能器的周期 $T$

$$T = 2(a + b) = \lambda_a = 21.3 \mu\text{m} \quad (5)$$

(5) X切Y传Ti

$\text{LiNbO}_3$ 中声表面波的速度为 $V_a = 3681.8 \text{ m/s}$ ,由声波长 $\lambda_a = 21.3 \mu\text{m}$ 可以得出,叉指换能器的中心频率 $f_0 = 173 \text{ MHz}$ 。图3是按照上面设计的参数所画的叉指换能器结构图。

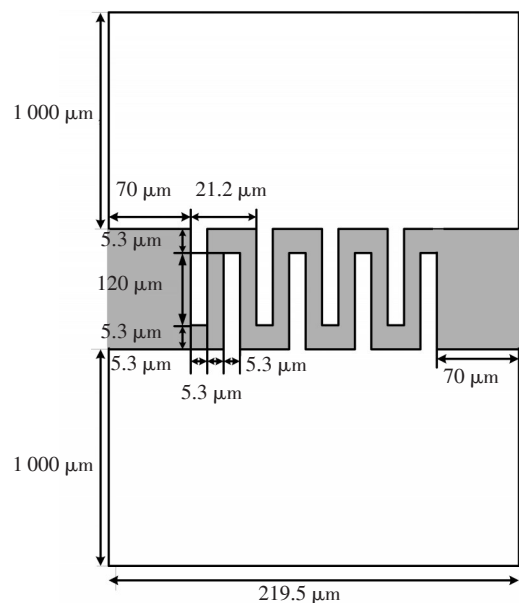


图3 叉指换能器参数结构图

## 2 叉指换能器的射频驱动电路和匹配电路的设计

### 2.1 射频驱动电路设计

目前光通信的波长通常是1 550 nm左右,因此针对以该波长为中心波长的波分复用光网络,设计了一个射频控制电路<sup>[39]</sup>,其中心波长为1 550 nm,在1 500~1 600 nm之间以步长 $\Delta\lambda = 1$  nm进行调谐。通过公式 $\lambda = \Lambda |n_{TE} - n_{TM}| = \Lambda \cdot \Delta n$ ,可以计算出射频电路的调谐范围为159~169 MHz。考虑到频率分辨率与相位噪声和频率带宽的关系,射频电路的频率范围固定在140~170 MHz。

根据理论分析的结果,确定了对于叉指换能器的射频控制电路的要求:

- (1) 射频控制电路的中心频率为168 MHz,频率调谐范围为20 MHz;
- (2) 射频控制电路输出功率可调,最大为400 mW;
- (3) 射频控制电路的输出阻抗为50  $\Omega$ ;
- (4) 射频控制电路具有窄带阻抗调谐匹配能力。

锁相环频率合成法是利用锁相环路来实现频率的四则运算,可以获得高精度、高稳定度的频率源,而且器件价格低廉,应用广泛,文中采用了此种技术。图4中给出了AOTF的射频控制电路的整体模型图。

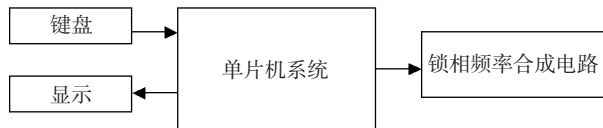


图4 射频控制电路整体结构图

### 2.2 锁相频率合成电路

图5中的鉴相器晶振经过参考分频器产生的标准输入信号 $f_R$ 与输出信号 $f_v$ 的若干次分频信号进行相位比较,输出一个与其相位差成正比的误差电压,误差电压经低通滤波器滤除其中高频成分和噪声,作为压控振荡器(VCO)的控制信号。VCO受控制电压影响,其输出频率向参考频率靠近,也使差拍频率越来越低,最终消除频率差而锁定。当相位锁定时,输出频率为 $f_v = N f_R$ 。在文中所设计的控制电路中选用了MC145170作为锁相集成芯片,它的内部集成了鉴相,分频的功能。其鉴相输出后经过低通滤波器LF351滤出高频和干扰成分,然后送入

压控振荡电路(VCO)。VCO由单片集成射极耦合振荡器芯片MC1648外接电感和变容二极管构成。低通滤波电路同时起到了隔绝VCO对PLL反馈信号的作用。VCO由于低通送入的控制电压的改变而改变其变容二极管的电容值,使得振荡频率发生变换,振荡信号经过两极射极跟随器的放大送入PLL的 $f_m$ 端,与参考频率进行鉴相。

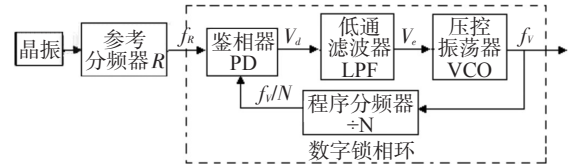


图5 锁相频率合成原理图

### 2.3 单片机控制

控制系统以单片机AT89C52为主控制器。AT89C52有4个I/O端口,分别为 $P_0 \sim P_3$ ,现在以 $P_3$ 端口作数据线, $P_2$ 端口作12个按键的输入和扫描, $P_0$ 端口为输出端口,控制液晶的显示。单片机通过按键接收频率值,并由液晶显示信息,通过 $P_2$ 端口把控制代码送到MC145170中,从而调节频率合成器的输出频率。单片机AT89C52采用8位总线方式。MC145170的4个控制字通过8位数据线由AT89C52传送。

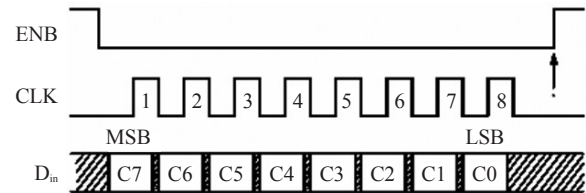


图6 控制字的传送时序

## 3 结果与讨论

在频率合成模块设计中最大的难点是压控振荡器(VCO)的设计。VCO芯片需要外接振荡槽路,需要高 $Q$ 值的电感电容及变容二极管等元件。根据锁相环的用途,要求压控振荡器能满足相位及频率的准确并且长期稳定。只有输出频率准确,才能保证AOTF正常工作。另外如果长期稳定度不好,其频率就会随外界环境如温度等的变化而变化,如果其频率漂移太大,以至跳出环路的锁定范围,就会造成环路失锁,不能正常工作。另一方面也要求频谱纯度好,杂散与谐波尽可能小。但是在实际情况

中,这些要求往往是互相矛盾的,例如提高频率稳定度必然要缩小线性频率控制范围和降低控制灵敏度,因此在设计中就需要进行综合考虑。

一般来说,一个锁相环频率合成器的输出频率的准确度和长期稳定度是由所给的基准源所决定的,但其瞬时频率稳定度却不完全由基准源所决定,它很大程度上与VCO的开环相位噪声有关。所谓VCO的开环相位噪声,是指在VCO未接入环路而在它的控制端用一个纯直流电压去控制时,其输出信号的相位噪声。因此在调试过程中,首先分析开环VCO,尽量降低VCO的开环相位噪声,从而来提高频率合成器的相位噪声指标。

偏离载波 $f_m$ 处的VCO相位噪声(phase noise)可表示为

$$\text{phase noise} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{1}{f_m^2} \left( \frac{f_0}{2Q} \right)^2 \right] \frac{FkT}{P} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \quad (6)$$

其中, $f_0$ 是振荡器中心频率; $F$ 是有源器件的噪声系数; $Q$ 是振荡电路的有载 $Q$ 值; $k = 1.3806 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  (玻耳兹曼常数); $T$ 是绝对温度; $P$ 是载波功率。

从式(6)中可以看出,VCO的相位噪声与回路的 $Q$ 值和有源器件的噪声系数有直接关系,所以在设计VCO时,要选择高 $Q$ 值的LC元件和低噪声系数的有源器件。在设计中,电容采用了多层陶瓷表面贴片电容,它有接近理想的频率特性,电感原本拟采用高 $Q$ 值的高频电感,但是目前市场上的这类电感所能实现的频率太低,大约在100 MHz左右,不能满足要求,因此就采用了手绕的线圈电感,相对来讲它的 $Q$ 值比较低,但符合要求。为了减小变容二极管对振荡电路 $Q$ 值的影响,不直接把变容二极管接入振荡电路中,而是把它并在一个固定电容的两端接入振荡回路中,这样变容二极管对于振荡电路就有一个接入系数(接入系数小于1),也就减小了变容二极管的接入对回路 $Q$ 值的影响。

从整个环路设计的角度出发,为了达到系统对频率稳定度和准确度的要求,采用了基于高稳定度

恒温晶体振荡器的频率综合器方案。在确定环路参数时,按照下面的原则:尽可能提高鉴相器频率 $f_r$ ,减小可变程序分频器的分频比 $N$ ,从而降低低通噪声,并在此基础上适当增加环路带宽,直到可以忽略VCO的开环噪声的影响为宜。当把环路带宽放得足够宽时,在环路带宽内测得的结果就是低通型噪声的相对功率谱,此时绝大部分高通型噪声已被环路所滤除。但是带宽和频率分辨率是有很大的关系的,如果要求频率分辨率高,就需要窄的带宽,这就需要通过合理确定环路带宽,达到既能增加环路对噪声的抑制又能有较高的频率分辨率。文中设计的频率合成器能实现频率从140~170 MHz的合成,工作带宽为30 MHz。图7为频率为158 MHz时频谱仪上的测试结果。

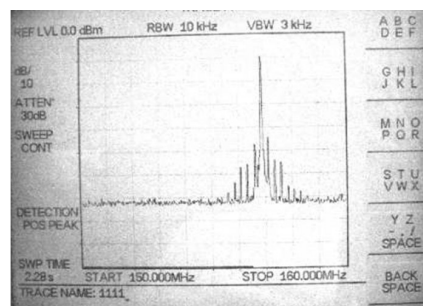


图7 频率为158 MHz频谱仪上的测试结果

## 参考文献

- [1] 于荣金. 集成光学的进展与现状[J]. 高速摄影与光子学, 1990, 19(2): 97-102.
- [2] 王景山. 声表面波器件模拟与仿真及其应用[M]. 武汉: 国防工业出版社, 2002.
- [3] 池永江, 朱广信, 王潇潇, 等. 声光可调谐滤波器(AOTF)的射频控制电路的实现[J]. 中国有线电视, 2005(23): 2305-2308.
- [4] 张胜甲. 集成光学声光可调谐滤波器群组滤波器的研制[D]. 天津: 天津大学, 2002.
- [12] F Gori, M Santarsiero, G Piquero, et al. Partially polarized Gaussian Schell-model beams[J]. J. Opt. A: Pure Appl. Opt., 2001, 3: 1-9.
- [13] 季家镛. 高等光学教程——光学的基本电磁理论[M]. 北京: 科学出版社, 2007: 261-267.

(上接第31页)

- [11] Xinyue Du. Studies on the propagation and scattering of the vector or scalar light beams through the complicated optical systems and media[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2010: 44.