

带光电传感器放大电路的幅频特性测量

放大电路的幅频特性是衡量放大电路的重要指标,而带光电传感器放大电路的幅频特性一般无法直接测量,主要是因为缺少标准的频率可变正弦波光源。提出了一种利用傅里叶变换光谱仪提供不同频率的标准正弦波光信号来测量带光电传感器放大电路幅频特性的方法,分析了探测器电容、运算放大器带宽和相位补偿对电流-电压放大电路带宽的限制,建立了电路模型,并对电路进行了仿真验证。采用高速A-D采集干涉信号,提出了一种便捷算法计算信号的幅度,实验结果证实了该方法的正确性和有效性,此方法也可用于其他带光电传感器放大电路。

李 涛/上海技术物理研究所



李 涛/博士研究生

放大电路在工业技术实际应用中,特别是在一些自动化控制系统和测量仪器中应用非常广泛。在微弱量测量领域,如弱光、弱声、小位移、微压力和微振动都需要放大器放大并经传感器转换成弱电流低电压;而幅频特性是反映放大电路特性的重要指标。光电传感器放大电路是光探测系统的重要组成部分,尤其在探测微弱光信号的场合(如大气探测、光吸收光散射谱研究等)具有非常重要的作用。

在光探测系统中,光电传感器的结电容会严重地限制可探测信号的带宽,而光电传感器与放大器接成电流-电压放大模式可以将光电传感器端电压限制在零附近,极大地增加了带宽^[1]。但是在这种模式下,虽然可以建立电路模型并进行带宽分析,却无法直接测量电路的实际幅频特性。这是因为此模式下的放大电路输入量为电流、输出量为电压,而常用的信号源一般提供的是电压信号,而且只测量电路的特性显然是不准

确的,因为探测器的结电容、源电阻都会对整个系统的幅频特性产生影响。在这样情况下,要测量电路的实际幅频特性必须要有正弦波调制光源,而且调制频率可在所需频段内调节。常用的方法主要采用调制盘和通信领域的光波分析仪,但是调制盘调制频率较低,而光波分析仪主要工作在1 330 nm和1 550 nm两个波长,应用范围较窄^[2-4]。本文曾采用美国ONDAX公司的FCLM685-PLR13-H-PM调频激光器,发现只能提供如图1所示的TTL电平调制的方波激光信号,其上升时间非常长,约为163.2 μs,计算其转折频率为3 kHz,无法用来测试宽带放大电路。



图1 TTL电平调制方波激光信号

傅里叶变换光谱仪是一种调频的干涉光谱仪,单色光经过傅里叶变换光谱仪调制后的光信号是标准正弦波,其频率和光谱仪动镜运动的速度成正比关系。基于此,本文在建立电路模型并进行仿真分析的基础上,利用傅里叶变换光谱仪提供频率可调的正弦波光信号,并用此光信号来实际测量带光电传感器放大电路的幅频特性。

带光电传感器放大电路的电路模型分析和仿真

常用的光电传感器的等效电路模型

关键词/Keywords

傅里叶变换光谱仪 ·
放大电路 ·
幅频特性 ·

是一个光生电流源并联一个结电容 C_j 与分流电阻 R_{sh} ，如图2所示。光电传感器的分流电阻虽然不是理想情况下的无限大电阻，但一般都是几百兆欧甚至是几千兆欧；跟随放大器的输入阻抗也非常高，因此一般情况下两者都可看做断路。二极管的结电容和放大器的输入电容容值从几皮法到几十皮法不等，都会对电路带宽和噪声产生明显的影响。

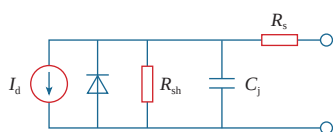


图2 光电传感器等效电路模型

电流电压放大电路消除了跨接在光电二极管两端的信号电压，但是由于实际放大器不像理想放大器那样拥有无限大的增益，所以会有运算放大器增益误差信号 e_o/A_{OL} 仍跨接在光电二极管的两端。在高频段，放大器开环增益会因放大器有限的带宽而出现滚降，这将限制整个响应的带宽。

当探测器和放大器选定后，其探测器结电容和放大器输入电容也就固定，当选定放大倍数 R_f 后，电路能达到的-3 dB带宽为

$$f_{-3dB} = \sqrt{\frac{GBP}{2\pi R_f C_s}} \quad (1)$$

式中， C_s 为探测器电容 C_D 、放大器差分电容 C_{id} 和共模电容 C_{icm} 的并联值。但是探测器结电容、放大器输入电容和反馈电阻 R_f 会在 $1/\beta$ 曲线（反馈系数的倒数曲线）频率为 $f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_f (C_D + C_{id} + C_{icm})}$ 处产生一个零点，这将导致 $1/\beta$ 曲线和运放的开环增益曲线相交处的逼近速度为-40 dB/dec，因此会非常容易造成运放的自激振荡，即使不产生振荡，也会出现过多的过冲和振铃效应^[5]。

可以通过增加旁路反馈电容 C_f 消除探测器放大电路的自激振荡，反馈电容 C_f 的加入会给反馈系数的倒数增加一个极点，使 $1/\beta$ 曲线趋于平稳，选择合适的电容可以使 $1/\beta$ 在与运放的开环增益相交处斜率为0，这样可以使电路稳定，但是反馈电容同时分流了输出信号，因此将对带宽产生限制。

所以要让运放稳定工作，同时获得最宽的二阶Butterworth频率响应， C_f 可按式（2）取值，即

$$\frac{1}{2\pi R_f C_f} = \sqrt{\frac{GBP}{4\pi R_f C_f}} \quad (2)$$

图3为系统波特图。图中，增益曲线 A_{OL} 代表了放大器的可用增益；反馈系数的倒数 $1/\beta$ 代表了反馈的增益要求； $I-V$ 增益曲线代表了电流-电压转换器对应的信号响应。从图中可以看出无补偿电容和有补偿电容的区别。

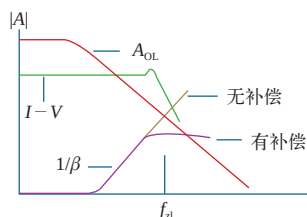


图3 系统波特图

傅里叶变换光谱仪干涉信号分析与干涉信号幅值计算

1. 傅里叶变换光谱仪干涉信号分析

傅里叶变换光谱仪属于调频的干涉光谱仪，主要用来观测光谱信息，常用的傅里叶变换光谱仪采用的是经典迈克尔逊结构，光谱仪的光学结构如图4所示。动镜采用角镜，这样可以消除傅里叶变换光谱仪中动镜倾斜造成的影响。入射光被分束器分成强度相等的两束光，反射光束经过左侧的定镜1和定镜2到达角镜左侧，然后反射回来，穿过分束器到达探测器；而投射光束经右侧的定镜3和定镜4到达角镜右侧，然后反射回来，经过分束器到达探测器。当动镜沿着光轴来回做

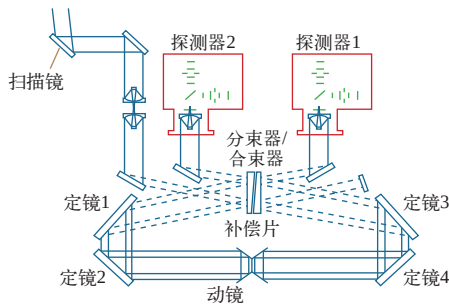


图4 光谱仪光学结构

直线运动时,在探测器上汇合的两光束的光程差发生周期性变化,形成干涉信号^[6]。

在傅里叶变换光谱仪中,动镜做匀速扫描的过程相当于在整个采样过程中以速度 v 对干涉光信号进行调制,其结果是将频率很高的光波调制成频率很低的电信号。干涉信号被红外探测器转换为电信号,经过放大器和模拟滤波器进入模数转换器,同时进行等光程差采样,得到数字干涉图。

根据单色光的合成原理,将辐射亮度为 $B(\sigma)$ 的单色光源经过如上所述的光学结构得到干涉信号的强度为

$$I(\Delta) = B\sigma \cos^2(\pi\sigma\Delta) = \frac{1}{2}B\sigma[1 + \cos(2\pi\sigma\Delta)] \quad (3)$$

式中, Δ 为竟分束片分光后的两束相干光的光程差; σ 为光源的波数。

对单色光而言,通过动镜运动改变光程差 Δ 所得到的干涉图为一余弦(或正弦)曲线。若动镜以速度 v 做匀速运动时,两干涉光束之间的光程差是动镜运动距离的4倍,即 $\Delta = 4vt$,代入式(3)得

$$I(\Delta) = \frac{1}{2}B\sigma[1 + \cos(2\pi\sigma 4vt)] = \frac{1}{2}B\sigma[1 + \cos(2\pi ft)] \quad (4)$$

式中, f 为调制频率, $f = 4v\sigma$ 。

从式中可知,当入射光为单一波长的光时,所得干涉信号的频率和动镜的速度存在正比的关系。因此可以选择激光作为光源,通过调节动镜的速度来获得所需要的干涉信号频率。

2. 干涉信号幅值计算

传统幅值计算方法主要有相关分析法^[7]和FFT方法等,分别从时域和频域的角度求取得待测信号的频率,但都较复杂并且效率不高。如果直接用A-D采集到的输出信号最大值减去最小值来计算输出信号幅度,会存在比较大的误差,最大误差为 f/f_s 。其中 f 为信号频率; f_s 为采样频率。如A-D的采样频率为2 MS/s,对于200 KB的信号可能会产生1/10的误差。

根据奈奎斯特采样定理,采样周期不能大于信号周期的1/2;只要遵守采用定理(一个周期采样点多于2个点),一般情况下可以不失真地还原

出原模拟信号,在测试中采用的采样频率远高于信号频率的2倍,在每个周期的数十个点内等时间间隔选取3个点,分别建立每个点处的信号方程,得到一个多元方程组,求解多元方程组可得到信号每个周期的幅值,具体如下:

$$\begin{cases} U_1 = A \sin(2\pi ft + \phi) \\ U_2 = A \sin[2\pi f(t + \Delta t) + \phi] \\ U_3 = A \sin[2\pi f(t + 2\Delta t) + \phi] \\ U_4 = A \sin[2\pi f(t + 3\Delta t) + \phi] \end{cases} \quad (5)$$

解方程组得

$$A = U_2 \sqrt{1 + \frac{(U_1 - U_3)^2}{4U_2^2 - (U_1 + U_3)^2}} \quad (6)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\Delta t} \arcsin\left(\frac{\sqrt{4U_3^2 - U_2^2 - U_4^2 - 2U_2U_4}}{2U_3}\right) \quad (7)$$

通过上述计算即可得到每个周期的频率和幅值。考虑到量化误差和实际速度抖动,对每个周期都多次取点,计算每次取点的幅值,以所得多个幅值的平均值 $A_{ave} = \sum_{n=1}^{N-1} A_n / N$ 作为信号每个周期的实际幅值,并计算多个幅值的STD值为

$$A_{STD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} (A_n - A_{ave})^2}}{N} \quad (8)$$

3. 系统幅频特性曲线

在Pspice软件中对放大电路进行仿真,通过建立放大器的等效电路和放大器构成如图5所示的放大电路,选择 $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ 和 $C_f = 1 \text{ pF}$ 获得在此反馈增益下的电路幅频特性曲线。

然后对实际电路进行测量,采用685 nm激光(波数为 $14\,598 \text{ cm}^{-1}$)作为傅里叶变换光谱仪的参考光源,所用傅里叶变换光谱仪的动镜采用无刷直流电动机驱动,电动机本身速度较快,经过减速箱减速,动镜运动速度控制在 $0 \sim 4 \text{ cm/s}$,代入 $f = 4v\sigma$ 可知,所得参考激光正弦干涉信号的频率范围约为 $0 \sim 220 \text{ kHz}$,在实际测试中是从10 kHz开始测量(即 $10 \sim 220 \text{ kHz}$),频率间隔约为5 kHz。

通过利用上述算法测得每个频率点的幅频响

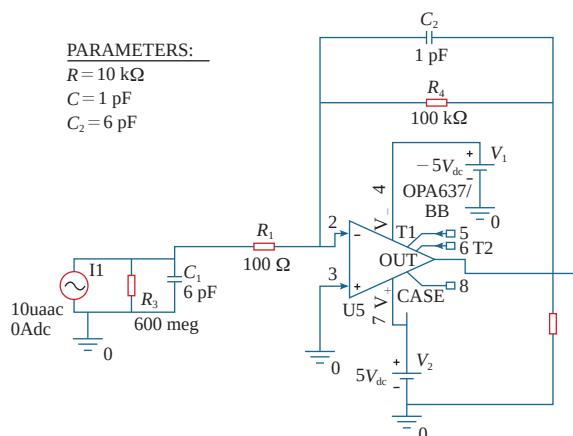


图5 放大电路原理

应特性, 归一化后得到实际的幅频特性曲线, 并与仿真结果进行对比, 如图6所示。

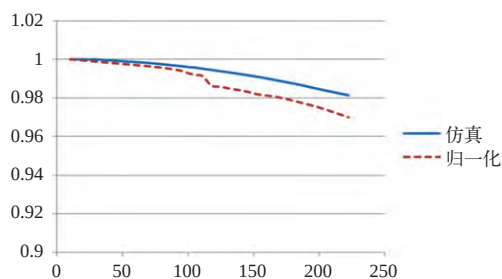


图6 系统幅频特性曲线

图6中, 实线为仿真幅频特性曲线; 虚线为实际归一化幅频特性曲线。从测试结果中可以看出, 实际幅频特性曲线比仿真曲线衰减要快, 这主要是因为实际电路中的寄生电容影响了系统的带宽, 但是实际幅频特性曲线与仿真幅频特性曲线衰减趋势相同, 且比较贴近仿真曲线。在实际电路设计中, 电路板引起的寄生电容和其他寄生电容会改变 C_f 的大小, 因此在进行电路板设计时要将反馈回路的寄生电容控制在0.2 pF左右。而且本文在测试时探测器直接焊接在放大电路板上, 寄生电容较小, 而在实际光电探测场合中经常有探测器在光学机构内通过长线接入后续调理电路, 长线一般都会有较大的引线电容, 这会对整个电路的幅频特性产生影响, 因此只用仿真并不能准确地测量电路实际幅频特性。从测试结果中可以看出, 采用此方法可以较快速、准确地测量系统的实际幅频特性曲线。

结束语

探测器自身的结电容会影响放大电路的带宽, 而缺少合适的可调频正弦波光源使得无法直接测量带探测器放大电路的幅频特性。本文提出了一种基于傅里叶变换光谱仪的带传感器放大电路幅频特性测试法, 采用激光做入射光源, 通过改变傅里叶变换光谱仪动镜运动的速度来获得不同频率的正弦波光信号, 并测量每个频率对应的幅频响应特性; 提出一种快捷准确的幅值计算方法, 并最终得到系统的实际幅频特性曲线, 测试结果比较接近仿真幅频特性曲线, 验证了该方法的准确性。实验结果表明, 该方法简便易用、实时性强且准确度高, 同样适合其他光探测应用场合。

参考文献

- [1] Jerald Graeme. 光电二极管及其放大电路设计 [M]. 赖康生, 许祖茂, 王晓旭, 译. 北京: 科学出版社, 2012: 20-30.
- [2] 朱江乐, 蒋东方, 李俊华. 基于虚拟仪器的低频扫频设计 [J]. 科学技术与工程, 2008, 8 (6): 1580-1582.
- [3] 刘旺锁, 吉顺祥, 陈冬. 基于虚拟仪器的扫频仪的设计与实现 [J]. 电子测量技术, 2007, 20 (9): 78-80.
- [4] 钮永胜, 赵新民, 张坦. 系统幅频特性估计的相关平均法 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 1996, 28 (3): 70-72.
- [5] 代作晓. 干涉式大气垂直探测仪高准确度动镜直线运动技术研究 [D]. 上海: 中科院上海技术物理所, 2003: 15-18.
- [6] 王文桂. 干涉光谱仪 [M]. 北京: 宇航出版社, 1988: 230-240.
- [7] 严家明, 黄永阳, 侯晓伟. 基于ARM的振动传感器幅频特性测试系统研究 [J]. 传感技术学报, 2011, 24 (11): 1564-1568.

(收稿日期: 2015-02-10) EA