

基于信号调理芯片的运算放大器设计

何贵昆¹, 马奎^{1,2}, 杨发顺^{1,2}

(1. 贵州大学 大数据与信息工程学院, 贵州 贵阳 550025; 2. 贵州省微纳电子与软件技术重点实验室, 贵州 贵阳 550025)

摘要: 基于国内 40 V 双极型工艺设计了一种全差分运算放大器, 应用于信号调理芯片的驱动模块, 运放输出信号的幅值可通过外接电阻调节。整体电路结构包含输入级、中间级、输出级、反馈电路和基准电路。输入级电路引入电流并联负反馈实现电压到电流转换, 通过外围电阻分流信号的一部分来设置主信号幅值。中间级采用共集-共射的电路结构, 提高电压增益; 功率输出级采用全 NPN 的 B 类结构, 实现大功率输出, 提高电路驱动能力。同时电路引入共模反馈的电阻网络, 使输出共模电压集中在正负电源之间。在电源电压为 ± 15 V 条件下测试结果为: 输出电压有效值幅值范围为 1.488 V~18.57 V, 直流失调电压为 -169 mV, 输出短路电流为 65 mA, 总谐波失真为 -41.2 dB。

关键词: 运算放大器; 双极型; 全差分; 幅值

中图分类号: TN402

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.222743

中文引用格式: 何贵昆, 马奎, 杨发顺. 基于信号调理芯片的运算放大器设计[J]. 电子技术应用, 2022, 48(11): 67-73.

英文引用格式: He Guikun, Ma Kui, Yang Fashun. Design of operational amplifier based on signal conditioning chip[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(11): 67-73.

Design of operational amplifier based on signal conditioning chip

He Guikun¹, Ma Kui^{1,2}, Yang Fashun^{1,2}

(1. College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China;

2. Key Laboratory of Micro-Nano-Electronics of Guizhou Province, Guiyang 550025, China)

Abstract: Based on the domestic 40 V bipolar process, a fully differential operational amplifier is designed, which is applied to the driver module of the signal conditioning chip. The amplitude of the output signal of the operational amplifier can be adjusted by an external resistor. The overall circuit structure includes input stage, intermediate stage, output stage, bias circuit, feedback circuit and reference circuit. The input stage adopts a common base amplifier circuit, which has a wide operating frequency band; the intermediate stage adopts a common collector-common emitter circuit structure to improve the voltage gain; the power output stage constitutes a loop integrator and a resistor network that provides common mode feedback, so that the output common mode voltage is concentrated between the positive and negative power supplies, and the output signal amplitude can be adjusted by an external amplitude control resistor. When the power supply voltage is ± 15 V, the test results are: the output voltage amplitude range is 1.488 V~18.57 V, the DC offset voltage is -169 mV, the output short-circuit current is 65 mA, and the total harmonic distortion is 41.2 dB.

Key words: operational amplifier; bipolar; all the difference; amplitude

0 引言

如今, 与线性可变差动变压器 (Linear Variable Differential Transformer, LVDT) 式位移传感器结合使用的信号调理芯片正变得越来越流行。在工程应用中, 有多种对 LVDT 传感器信号进行处理的方法, 可以采用设计专门调理电路的方式, 也可以采用专用集成芯片对信号进行处理, 其中专用集成芯片由于内部通常集成了较为完整的 LVDT 信号调理子系统, 包括振荡器、运算放大器等多个关键器件, 通过增加几个外部无源器件就可以提供 LVDT 传感器所需的正弦波激励信号, 相比设计电路的方式具有电路形式简单、集成度高等优势, 在工程实践中得到了较为广泛的应用^[1-3]。

信号调理芯片可将传感器机械位置转换为具有高精度和可重复性的单极或双极直流电压, 并且它能使客户避免信号调节和系统校准问题。由于 LVDT 是电气变压器设备, 要使用 LVDT, 需要有某种形式的交流电源来驱动初级, 大多数标准商使用正弦波激励, 幅度为几伏的有效值, 频率在 1 kHz 和 20 kHz 之间。正弦波不必非常“纯净”, 总谐波失真 (THD) 为 2% 到 3% 通常是可以接受的。重要的是激励信号的直流分量应保持较低, 因为初级绕组中的直流电流会对 LVDT 性能产生严重影响, 并且次级输出与激励振幅成正比, 这意味着激励信号的幅值稳定性至关重要^[4]。

本文设计一种双极型全差分运算放大器, 用于振荡

器的后置模块,将振荡器产生的正弦小信号进行过滤和放大,产生低失真的正弦差分信号,通过调节外部无源元件来设置正弦信号的增益。在单电源或双电源工作下输出直流分量接近为零,波形稳定性好,带负载能力强,能够作为激励信号同时驱动多个 LVDT,广泛用于驱动信号发生领域。

1 整体电路结构概述

本文所设计双极型全差分运算放大器框图如图 1 所示,整体电路主要包含输入级、中间级、输出级、基准偏置电路、保护电路和共模反馈五个模块。

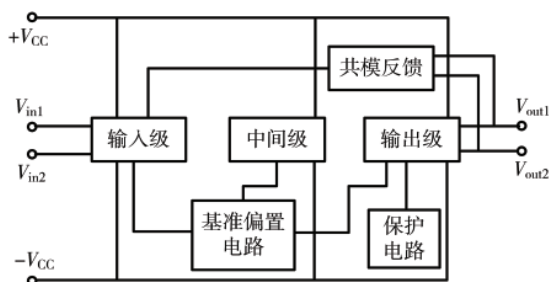


图 1 双极型全差分运算放大器电路框图

按设计要求,运算放大器通过放大振荡器的正弦差分信号,输出一对幅度相同、相位相差 180° 、低失真的差分信号。幅度范围通过外接电阻 $2\text{ V}\sim 24\text{ V}$ 可调(有效值),输出直流失调电压小,能够驱动大功率的负载。为

满足设计要求,整体电路采用完全对称的电路结构,输入级为共基极放大电路,能够放大较宽频率范围的电压信号。中间级由共集-共射实现信号的进一步放大,输出级为上下对称的 NPN 功率输出管,为负载提供较大的驱动功率。基准偏置电路包括带隙基准和电流偏置电路,为放大器提供稳定的静态偏置电流。共模采样电路取电路的输出共模信号,抵消差分信号后再反馈到输入级,以调节输出共模电压,使正弦信号的直流电平几乎为零。保护电路主要是过流保护和一定的过温保护,当输出电流过大时,采样电阻开启保护电路,对输出级和中间级的电流进行分流,防止功耗太大烧毁芯片^[5-6]。

2 电路的详细设计和模块分析

2.1 基准偏置模块

电压基准是模拟电路中不可或缺的一个单元模块,它为系统提供直流参考电压,对于模拟电路系统而言,基准电压源的性能直接影响到整个系统的精度和性能,基准的任何偏差和噪声都会严重影响其他电路的线性度和精度。带隙基准电路是基于将两个具有大小相等、方向相反温度系数的电压相加,而得到与温度无关的电压的原理,电流基准是由带隙电压基准和一到两个电阻的组合得到的,然后输送给系统的其他模块^[7]。

本文考虑电源电压范围和整体电路功耗设计基准偏置电路如图 2 所示,其中包含带隙基准、偏置电路和启动电路。 V_{b1} 、 V_{b2} 、 V_{b3} 和 V_{b4} 与运放的相应端口连接,为

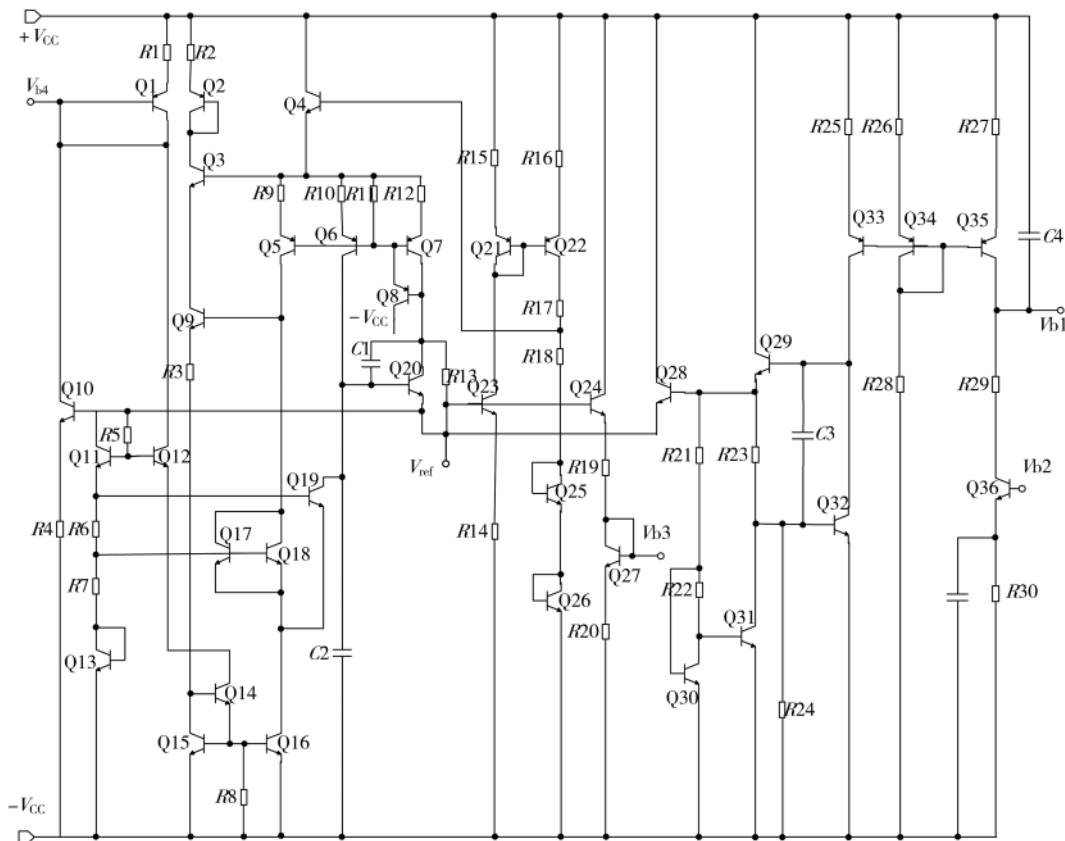


图 2 基准偏置电路图

运算放大器提供合适的偏置电流。偏置的启动电路包含三极管 Q28、Q29、Q30、Q31、Q33、Q34 和电阻 R_{21} 、 R_{22} 、 R_{23} 、 R_{24} 、 R_{25} 、 R_{26} 、 R_{28} 。

当电源开启时,二极管连接形式的三极管 Q34 和电阻 R_{26} 、 R_{28} 组成的支路电阻最小,最先导通。Q33、Q34 组成的比例电流镜给 Q29 提供偏置电流,使 Q28、Q30、Q31 导通。Q28 的发射极电流通过 R_5 、Q11、 R_6 、 R_7 、Q13 回路使带隙基准电路正常工作。带隙基准电压结构如图3所示。

三极管电流电压表达式由指数形式给出:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE} - q}{KT}} \quad (1)$$

三极管 V_{BE} 电压可转换为:

$$V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (2)$$

Q18 和 Q19 三极管 V_{BE} 电压可以示为:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (3)$$

可将式(2)带入式(3)变换为:

$$\Delta V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{KT}{q} \ln r \quad (4)$$

Q18 比 Q19 的尺寸大得多,尺寸比例为 r , 本文设计 Q18 和 Q19 发射极面积比例为 4:1, ΔV_{BE} 为 R_6 两端的电压, $\frac{KT}{q}$ 为晶体管的热电压。式(4)表明 R_6 的电压为 (PTAT) 电压, 通过 R_6 的电流也是 (PTAT) 电流。同时需要保证两个三极管的集电极电流相等, 由三极管 Q5、Q6、Q7、Q8 和电阻 R_9 、 R_{10} 、 R_{12} 构成的加射极输出器的电流镜, 给 Q18 和 Q19 提供相同的集电极电流。带隙基准电压由电阻 R_5 、 R_6 、 R_7 上的压降和 V_{BE11} 和 V_{BE13} 决定^[8]。

带隙基准电压用公式表示为:

$$V_{ref} = V_{BE11} + V_{BE13} + V_{R5} + V_{R6} + V_{R7} \quad (5)$$

使用 Cadence 软件进行仿真测试, 在单电源电压 15 V、-55 °C~125 °C 温度变化下仿真。图 4 为带隙电压的温度特性变化。

温漂系数是衡量带隙电压源输出电压随温度变化的一个性能参数。其单位为 ppm/°C, 表示当温度变化 1 °C 时, 输出电压变化的百万分比。其计算公式为:

$$T = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{nom}(T_{max} - T_{min})} \times 10^6 \quad (6)$$

根据式(6)可得本设计的温漂系数为 132.2 ppm/°C, 当温度变化 1 °C 时, 带隙基准电压变化约 0.013 22%^[9]。该带隙电压受温度变化影响小, 可以保证带隙基准电压在 -55 °C~125 °C 下正常工作。

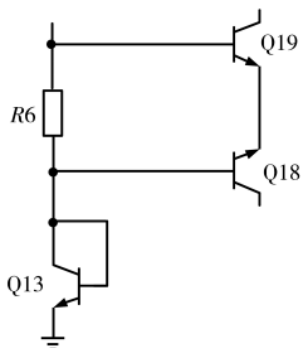


图3 带隙电压电路图

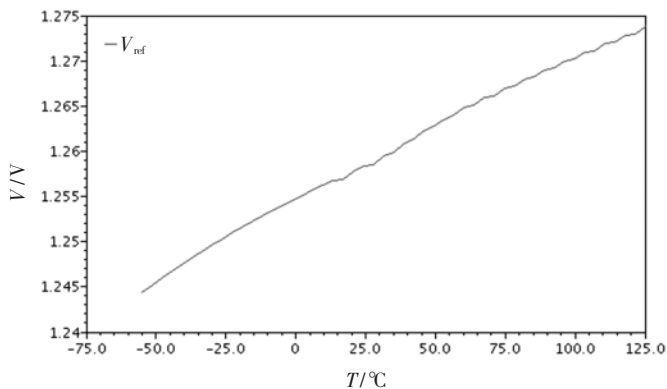


图4 带隙电压温度特性曲线图

2.2 整体电路分析

本文设计的全差分运算放大器除基准偏置外的整体电路如图5所示, V_{in1} 、 V_{in2} 为输入振荡器产生的正弦差分信号, 为保证输出信号幅值相同, 相位相反, 整体电路左右对称, 器件参数一致。输出信号的幅值由 LEVEL1 和 LEVEL2 之间的外部电阻调控, 通过改变控幅电阻的大小, 输出不同幅值的信号。

输入级电路由 PNP 管 Q1~Q2 组成共基极放大电路, 放大输入信号的电压。晶体管 Q3、Q4 和电阻 R_{15} 、 R_{16} 、 R_{19} 、 R_{21} 组成电压到电流转换器。标记为 LEVEL 的两个节点被用来通过分流信号的一部分来设置主信号幅值。Q5、Q6 的基极 V_{b3} 与基准模块构成比例电流源为 Q3、Q4 提供静态偏置电流。由于晶体管 Q5 和 Q6 通过相等的电流, 环路迫使晶体管 Q3 和 Q4 具有相等的电流, 尽管前置模块正弦波输入引入了不平衡, 由于输出共模为零电平, 因此不存在需要校正的非线性。为了提高中间级的电流增益和输入电阻, 中间级采用共集-共射、共集-共集两种复合组态, 电流增益约等于 β_0^2 。运放输出信号通过 R_{14} 、 R_{15} 、 R_{16} 、 R_{17} 组成的电阻网络反馈到输入端, 当引入了深度负反馈时, 放大倍数几乎仅仅取决于反馈网络, 而与基本放大电路无关, 由于反馈网络为无源网络, 受环境温度影响小, 因而放大倍数具有很高的稳定性, 电路的增益表达式为:

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_s} \approx \frac{U_o}{I_t R_s} = -\left(1 + \frac{R_{16}}{R_{15} // R_{17}}\right) \frac{R_{14}}{R_s} \quad (7)$$

在 LEVEL 端外接的电阻和 R_{17} 为串联的关系, 通过调节外接电阻的阻值设置运放的增益。

本设计采用多级密勒补偿来设置系统的主极点, 实现整体电路的补偿。在多级放大器级联的情况下, 多级放大器的输出端都有可能产生较低频的极点, 通过密勒电容 C_1 、 C_2 来分裂系统的主极点和次极点, 提高整体电路的稳定性, 第一级主极点设置为:

$$P_1 = -\frac{1}{g_{m7} g_{m9} g_{m15} R_1 R_{07} R_{09} R_L C_1} \quad (8)$$

其中 g_{m7} 、 g_{m9} 和 g_{m15} 分别为 Q7、Q9、Q15 的跨导, R_1 为输

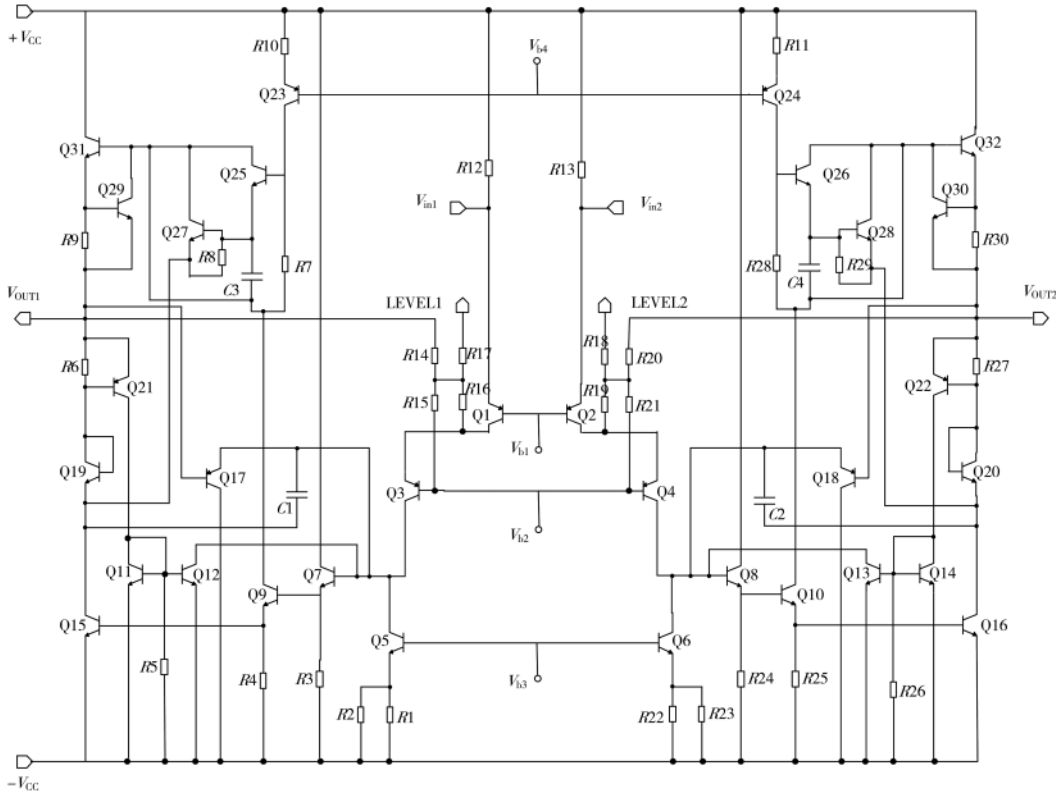


图 5 运放电路图

入级的输出电阻, R_{O7} 、 R_{O9} 分别为两级的输出电阻, R_L 为负载电阻^[10]。

全差分运算放大器的共模输出电压不能通过差分信号的负反馈来控制, 所以需要额外的共模反馈环路来确定输出电平, R_{14} 、 R_{15} 、 R_{20} 、 R_{21} 组成共模电平采样电路结构, 提出输出电压, 抵消差分信号和 Q3、Q4 基极构成闭环, 共模反馈控制环路会使得放大器的输出共模电压稳定在正负电源之间。

输出级由 Q31、Q15、Q19、Q27、Q25、 R_7 、 R_8 构成全 NPN B 类输出级(如图 6 所示)。由于 PNP 晶体管的载流能力有限, 在需要大功率输出时则考虑这种全 N 管的输出级, 该电路可以同时产生线性输出摆幅和良好控制的输出静态工作点。假定 V_i 静态分量是负的, Q15 截止, $I_{c15}=0$, 则二极管 Q19 和三极管 Q25 截止, Q23 的集电极电流都传送到 Q31 的基极, 输出电压为最大正值 V_o^+ 。

$$V_o^+ = V_{CC} - V_{R10} - |V_{CE23(sat)}| - V_{be31} \quad (9)$$

为了达到最大正值, 晶体管 Q23 要处于饱和状态, 相反 Q31 达不到饱和状态, 因为 Q31 集电极接电源电压, 而基极电压不可能超过它。Vi 在正半周期时 Q15 作为驱动器, Q31 作为输出器件, Vi 在负半周期时, Q15 作为输出器件通过功率二极管给负载提供功率。当 Q15 饱和时, 有最大负电压为:

$$V_o^- = -V_{CC} + |V_{CE15(sat)}| + V_{be19} \quad (10)$$

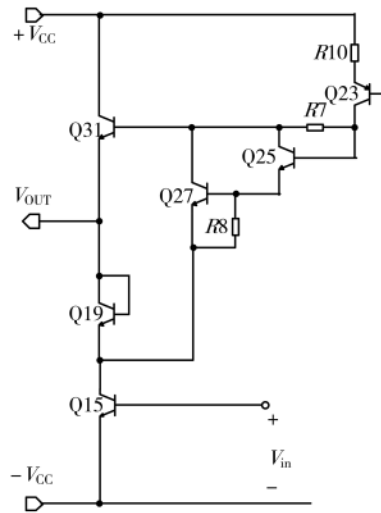


图 6 全 NPN 管 B 类输出级

为实现运算放大器的大功率输出, Q31、Q15 采用大功率的输出管。如果应用过程处于对硅电路不利的环境中, 就有必要通过一根长电缆驱动 LVDT, 这导致输出端的寄生负载电容通常比较大, 为了能够驱动大电容负载, 功率输出级构成环路积分器, 运算放大器作为输入跨导, 输出负载直接连接到回路积分器, 使电路带负载能力更强^[11-12]。

集成电路输出级最通常的过载保护是短路电流保

护。如图7输出级中的部分短路保护, R_{30} 两端的压降为 Q_{30} 的基极-发射极电压, 而 Q_{30} 一般是截止的。当流入功率管 Q_{32} 的驱动电流过大时, 限流电阻 R_{30} 上流过电流变大, Q_{30} 逐渐开始导通, 并且将继续增大的电流从 Q_{32} 的基极转移走, 降低输出电流, 达到过流保护的功能^[13]。

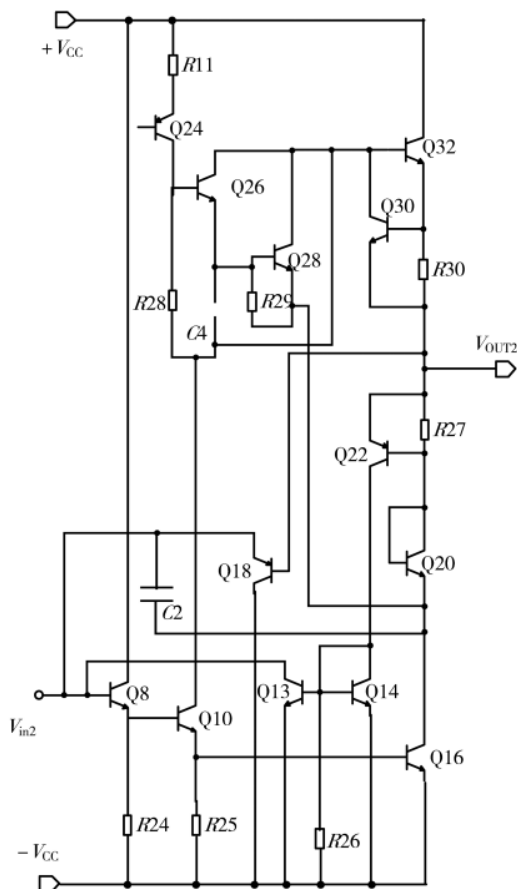


图7 过流保护电路图

当电流检测电阻 R_{27} 上的压降变大, Q_{22} 管子开启后对输出电流分流, R_{26} 为 Q_{13} 、 Q_{14} 基极偏置电阻, 当流过它的电流增大时, Q_{11} 、 Q_{12} 构成的电流镜正常工作, 注入 Q_{8} 管的基极电流被分流, 从而实现了过流保护^[14]。

3 整体电路的仿真

本文基于国内40 V 双极型集成工艺, 实现整体电路的设计和仿真, 在 ± 15 V 电源电压工作下, 共模电平为11.5 V, 负载电阻 R_L 开路状态。进行整体功能仿真。

图8为整体电路在负载电容为1 pF, 控幅电阻为487 Ω 的条件下仿真的频率特性曲线, 从图中可以看出低频增益为61.61 dB, 单位增益带宽为8.671 MHz, 相位偏移量约为307.3°。通过增大 C_1 、 C_2 补偿电容可以使相位裕度达到60°左右, 但是考虑到版图面积, 没有进行优化。运放的实际工作频率在1 kHz和20 kHz之间, 在这个频率范围内, 运算放大器的稳定性是没有问题的。

从图9所示的共模抑制比仿真曲线可得出运算放

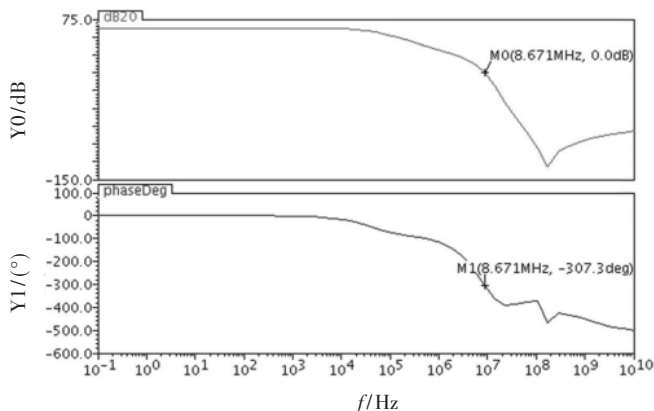


图8 运算放大器的频率响应

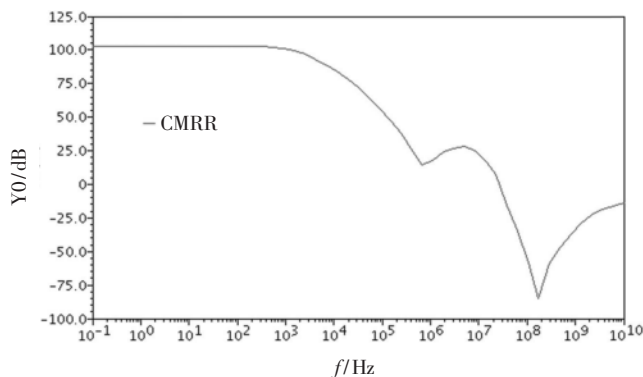


图9 共模抑制比

大器的共模抑制比约为102.6 dB。电源抑制比仿真结果如图10所示, 从图中可以看出, 在低频时电源抑制比为74.03 dB。

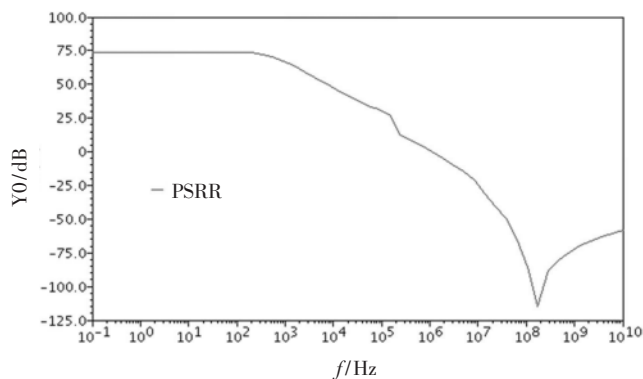


图10 电源抑制比

图11为在 ± 15 V 电源电压工作下, 输出端 V_{out1} 、 V_{out2} 输出的差分正弦波, 输出直流失调电压为40.97 pV。

4 版图设计

芯片的整体版图结构设计如图12所示, 版图尺寸约为4 600 μm \times 4 000 μm 。版图所用器件包括NPN、LPNP、SPNP、二极管、电容、电阻等。图中A和B部分为全差分运算放大器, C和D部分为基准电路。运算放大器版图采用了上下对称的结构, 输出功率管占据版图面积较

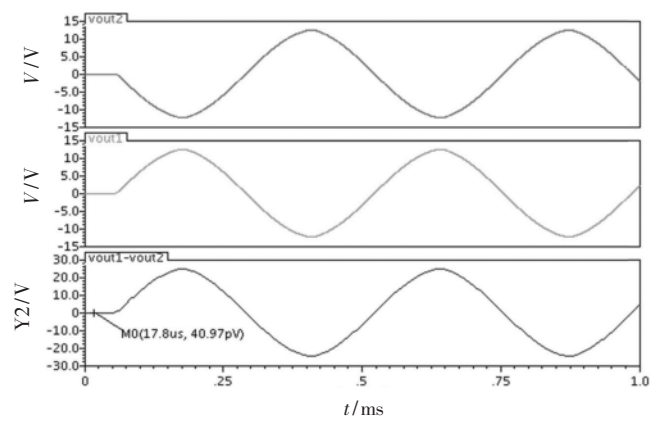


图 11 输出直流失调电压

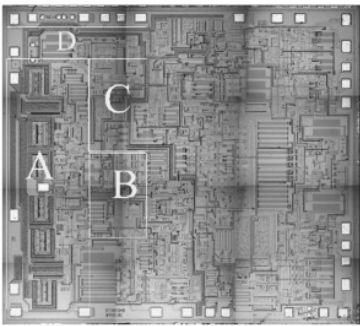


图 12 芯片整体版图

大,布局在版图最左边,采用热对称性布局使热效应对输入对管的影响相同,减小失调^[15]。

5 测试结果

本文设计的运算放大器在信号发生模块中作为驱动器,通过外接无源电阻调节正弦驱动信号的幅值,低直流失调电压对次级输出影响很小,波形稳定性好,带负载能力强,能够作为励磁信号同时驱动多个 LVDT。目前,芯片已经完成封装测试,实测结果符合预期目标,运算放大器的相关参数指标如表 1 所示。在电源电压为 15 V,控幅电阻 $R_1=487\ \Omega$,负载电阻开路的条件下测得输出波形如图 13 所示,测试波形的幅值与仿真结果接近,并且可通过修调电阻来精准修调输出信号的幅值。

表 1 实测结果

参数名称		测试结果		
		MIN	TYP	MAX
输出电压 (rms)/V	$R=Open$	1.48		2.9
	$R=12.7\ k\Omega$	2.6		3.23
	$R=487\ \Omega$	15.36		18.57
直流失调电压($R=12.7\ k\Omega$)/mV			169	
短路电流/mA			65	
总谐波失真($R=12.7\ k\Omega$)/dB			-41.2	

6 结论

本文采用 40 V 双极型工艺设计一款低失真全差分运算放大器,输出电压幅值可通过外接电阻调节,直流失

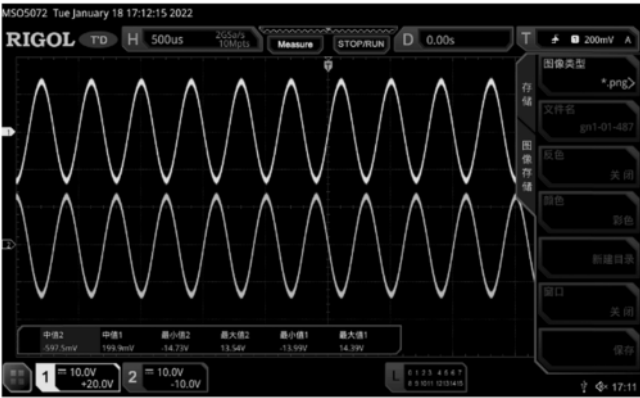


图 13 实测波形

调电压小,输出幅值稳定性高,双电源工作时,直流分量低,可同时驱动多个 LVDT。通过封装测试,输出电压(有效值)幅值范围为 1.488 V~18.57 V,直流失调电压为 -169 mV,输出短路电流为 65 mA,总谐波失真为 -41.2 dB,目前已应用在信号调理芯片的驱动模块。

参考文献

[1] 柏受军,王鸣,郎朗,等.LVDT 位移传感器电压电流转换电路的设计[J].传感器与微系统,2012,31(4):113-115,126.

[2] 罗星,王少永,张晓诚.基于 AD598 的 LVDT 电路稳定性分析[J].测控技术,2020,39(6):14-17.

[3] 张海飞,雷晓娟.差动电感式位移传感器调理电路设计[J].自动化仪表,2020,41(2):58-62.

[4] SZCZYRBAK J.LVDT signal conditioning techniques[J].Measurements & Control,1997(6):89-96.

[5] 韩前磊,黄立朝,孔祥艺,等.一种双通道零漂移运算放大器的设计[J].固体电子学与进展,2021,41(2):143-148.

[6] 施建磊,杨发顺,时晨杰,等.一种低失调高压大电流集成运算放大器[J].半导体技术,2019,44(1):8-14.

[7] 吕江萍,胡巧云.一种曲率补偿的高精度带隙基准源设计[J].电子与封装,2016,16(8):34-36,40.

[8] SANSEN M C.模拟集成电路设计精粹[M].陈莹梅,译.北京:清华大学出版社,2008:316-318.

[9] 何乐年,王忆.模拟集成电路设计与仿真[M].北京:科学出版社,2008:263-264.

[10] 张镇,王雪原,冯奕.一种高速高精度 AB 类全差分运算放大器的设计[J].电子与封装,2019,19(4):19-23.

[11] FREDERIKSEN T M, SOLOMON J E.A high-performance 3-watt monolithic class-B power amplifier[J].IEEE Journal of Solid-State Circuits,1968,SC-3:152-160.

[12] MEYER R G, MACK W D.A wide-band class AB monolithic power amplifier[J].IEEE Journal of Solid-State Circuits,1989,24(1):7-12.

[13] 格雷,HURST P J, LEWIS S H,等.模拟集成电路的分析与设计(第 4 版)[M].张晓林,等,译.北京:高等教育

出版社, 2005.

[14] HE Z, WANG C, FAN G, et al. Design of a high input impedance OPA with Bi-JFET Technology[C]//2019 IEEE 2nd International Conference on Electronics Technology (ICET), 2019: 233-236.

[15] SHMAKOV N M. Dual precision operational amplifier with zero adjustment[C]//2001 Siberian Russian Student Workshop on Electron Devices and Materials. Proceedings 2nd Annual (IEEE Cat.No.01EX469), 2001.

(收稿日期: 2022-03-14)

作者简介:

何贵昆(1997-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 模拟集成电路设计。

马奎(1985-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 半导体集成技术、模拟集成电路设计及应用、半导体芯片的可靠性。

杨发顺(1976-), 通信作者, 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 半导体功率器件与功率集成技术、半导体集成电路设计, E-mail: fashun@126.com。



扫码下载电子文档

(上接第 66 页)

2018 IEEE 68th Electronic Components and Technology Conference(ECTC), 2018.

[8] PCI-SIG. PCI Express base specification revision 4.0[S], 2017.

[9] KWON W, KWON H, PARK K. PCI express multi-lane De-skew logic design using embedded SERDES FPGA[C]// International Conference on Solid-State and Integrated Circuit

Technology. ICSICT, 2004.

(收稿日期: 2022-03-21)

作者简介:

王可扬(1996-), 男, 硕士, 主要研究方向: 数字集成电路设计。

吉兵(1988-), 男, 硕士, 主要研究方向: 数字集成电路设计。

屈凌翔(1981-), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向: 数字集成电路设计。



扫码下载电子文档

“健康医疗微电子”专栏征稿

以集成电路为代表的微电子技术不断改变着世界的面貌, 如今其应用正在从“计算机、通信、信息处理”等传统 IT 领域向“健康医疗、能源、环保”等多学科交叉融合的新领域拓展。微纳电子技术与生命科学的融合, 形成了形式多样、功能强大的创新性的工具和方法, 助力生命科学、健康医疗的研究及应用。为了及时、集中地反应我国健康医疗领域微电子技术的最新发展及应用成果, 《电子技术应用》拟在 2023 年第 1 期出版“健康医疗微电子”专栏, 主要刊登反应微纳电子技术在健康医疗领域中具有创新性的科研成果和应用技术进展的论文、简报、综述和消息。欢迎相关领域的专家学者、科研人员踊跃投稿!

1. 专栏特约主编

中国科学院微电子研究所/中国科学院大学 黄成军 研究员/教授

华中科技大学光学与电子信息学院/武汉光电国家研究中心 刘欢 教授

北京信息科技大学仪器科学与光电工程学院 朱疆 教授

2. 征稿范围

征文涉及的领域包括但不限于:

(1) 应用于生命健康的新型传感材料、器件与系统; (2) 生物-微电子机械技术 (Bio-MEMS), 生物传感器; (3) 柔性电子技术, 可穿戴及植入式微纳传感器, 芯片技术及微系统; (4) 先进脑机接口器件、芯片及微系统; (5) 微流控技术与芯片实验室系统, 光流控技术; (6) 用于新冠病毒快速检测的新型生物传感技术; (7) 量子点材料生物医学应用; (8) 面向疾病早筛的人体呼出气传感器; (9) 健康医疗成像技术及图像处理。

3. 稿件要求: 文章需具有创新性且未在其他期刊公开发表过。文中图表需清晰, 文字规范。详见《电子技术应用》投稿须知 (<http://www.chinaaet.com/paper/notice/>)。

4. 截稿日期: 2022 年 11 月 30 日。

5. 投稿方式: 请登录《电子技术应用》官网 (<http://www.ChinaAET.com/>), 投稿页面中选择“健康医疗微电子”专栏投稿, 按要求提交。

专栏编辑: 毕晓东 (010-82306085; bixd@chinaaet.com)

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所