

一种高线性度的 CMOS 调幅电路设计

摘要: 本文设计出一种 CMOS 工艺调幅电路, 该电路具有线性输入范围宽、线性度高的特点。文中介绍了该电路的结构, 分析了电路基本工作原理, 并使用仿真软件 Pspice 给出了电路的模拟仿真结果。

关键词: 线性化压控源耦对; 有源衰减器; CMOS 模拟乘法器; 幅度调制; 正弦脉宽调制

引言

模拟信号的幅值调制在模拟信号处理中应用非常广泛, 为了实现调幅的精确可控制性, 本文采用 ±5V 电源, 设计出了一种以模拟乘法器为核心电路的输出信号与控制电压成高线性度的电路, 并且实现了单端控制和单端输出。它在锁相环、自动增益控制、正弦脉宽调制 (SPWM)、模拟运算等方面有着很好的使用和参考价值。

线性化压控源耦对是本设计电路的核心单元, 要保证该电路处于正常工作状态, 要求线性输入范围较小, 约 100mV~200mV。设计中采用有源衰减对输入信号衰减后再作为线性化压控源耦对输入信号, 提高了线性输入范围, 同时也保证了高线性度。另外, 还使用比例减法运算电路的倍增功能, 将两端输出转化为单端输出, 在满足输出幅值要求时, 可以进一步提高输出与输入的线性关系的精度。

模拟乘法器

核心单元以及工作原理

该模拟乘法器以线性化压控源耦对为核心结构, 实现了 CMOS 四象限模拟乘法器。电路基本结构和工作原理如图 1 所示。

假定 $M_1 \sim M_6$ 具有完全相同的几何尺寸和沟道参数, 即 $K = \mu_n C_{ox} (W/L)_1 = \mu_n C_{ox} (W/L)_2 = \mu_n C_{ox} (W/L)_3 = \mu_n C_{ox} (W/L)_4 = \mu_n C_{ox} (W/L)_5 = \mu_n C_{ox} (W/L)_6$, 尾电流源由 V_{bias} 电压偏置提供饱和电流偏置。且所有的 NMOS 管子都处在饱和工作区, 并忽略管子正常工作时的二级效应。则有:

$$I_1 = \frac{1}{2} K (V_{GS1} - V_{TH})^2$$

$$I_2 = \frac{1}{2} K (V_{GS2} - V_{TH})^2, \text{ 两式相减:}$$

$$I_1 - I_2 = \frac{1}{2} K [(V_{GS1} - V_{TH})^2 - (V_{GS2} - V_{TH})^2] \\ = \frac{1}{2} K (V_{GS1} + V_{GS2} - 2V_{TH}) V_d$$

其中 $V_d = V_{GS1} - V_{GS2}$ 。

因为 $I_1 = I_3$, 且 M_1 与 M_3 参数相同, 所以 $V_{GS1} = V_{GS3}$, 同理也有 $V_{GS2} = V_{GS6}$, 则有:

$$V_{GS3} = V_c - V_{GS5} - V_b = V_c - V_{GS1} - V_b, \\ V_{GS4} = V_c - V_{GS6} - V_b = V_c - V_{GS2} - V_b$$

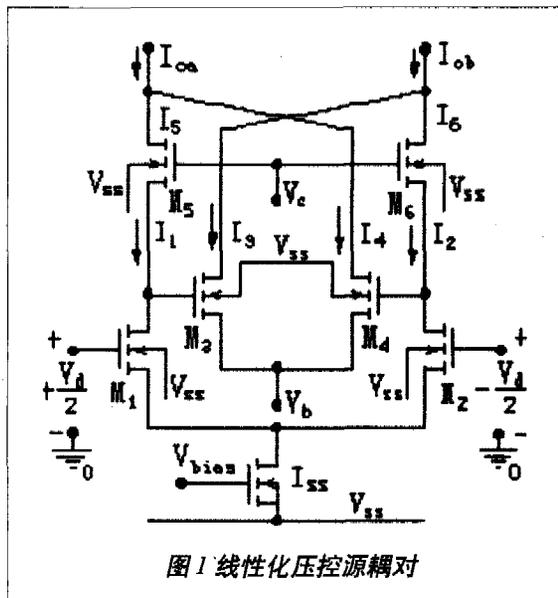


图 1 线性化压控源耦对

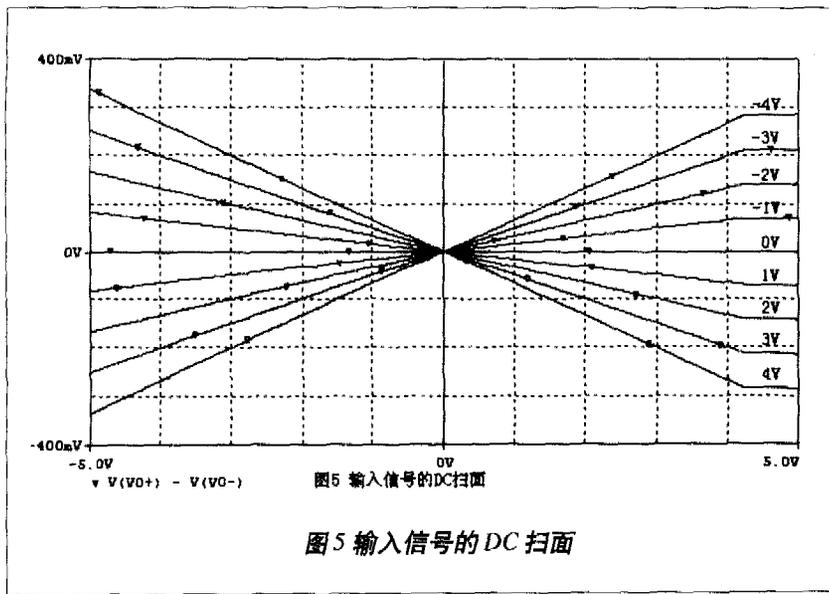


图5 输入信号的DC扫描

图5 输入信号的DC扫描

其中 $F = 1 - \sqrt{\frac{W_{10}L_{12}}{W_{10}L_{12} + M_{12}L_{10}}}$, 可以看出 F 即为衰减系数并可以通过调整 M_{10} 、 M_{12} 的宽长比得到合适的 F 值。

要保证电路正常工作需要提供稳定的偏置, 图3给出了偏置电压 V_{bias} 。设 $M_{14} \sim M_{17}$ 都工作在饱和区, M_{14} 和 M_{15} 完全相同且 $(L/W)_{16} > (L/W)_{17}$ 。忽略所有 MOS 管的二级效应, 由于 M_{14} 和 M_{15} 的镜像作用, 流过 M_{14} 和 M_{15} 管子的电流相等。则有:

$$I_{out}R_s + \sqrt{\frac{2I_{out}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)}} + V_{TH17}$$

$$= \sqrt{\frac{2I_{out}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{16}}} + V_{TH16}$$

得到:

$$I_{out} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} R_s^2} \left(\sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_{16}} - \sqrt{\left(\frac{L}{W}\right)_{17}} \right)^2$$

可以看出, 在所有管子处于饱和状态时, 输出电流与电源电压无关, 表现出对电源较强的抑制, V_{bias}

可以通过 M_{17} 很容易形成电流镜像, 构成偏置电路。

CMOS 模拟乘法器电路结构

图4所示为核心电路模拟乘法器。电路中, $M_1 \sim M_8$ 构成 V_{y+} 、 V_{y-} 的输入衰减器并实现电平位移, $M_{23} \sim M_{30}$ 构成 V_{x+} 、 V_{x-} 的输入衰减器并实现电平位移, $M_9 \sim M_{14}$ 构成第一个线性压控源耦对, $M_{15} \sim M_{20}$ 构成第二个线性压控源耦对; M_{21} 、 M_{22} 分别提供源耦对的偏置电流。在电路工作中的输出电流 I_o 通过电阻 R_1 、

R_2 形成电压双端信号输出。

模拟乘法器仿真结果

模拟乘法器的各项参数仿真如图5、图6、图7所示。

图5中, V_y 从 $-4V \sim +4V$, 步长为 $1V$, 对 V_x 进行步长为 $0.05V$ 的 DC 扫描。从其直流特性曲线可以看出其线性输入范围为 $\pm 4V$, 在 $\pm 4V$ 输入范围内, 非线性误差小于 0.8% , 乘法器运算误差小于 1% ; 当输入范围为 $\pm 3V$, 非线性误差小于 0.4% , 运算误差小于 0.6% ; 随着输入范围缩小, 非线性误差更小, 运算误差也随之减小。

图6中上图为输入端 V_y 、 V_x 分别为 $500Hz$ 的正弦波和输入范围为 $0 \sim +4V$ 的调幅三角波信号, 下图为经过模拟乘法器乘法运算后的输出时域波形图, 其调制后的波形与输入有着较好的线性度。

图7为 V_x 、 V_y 均为 $3.5V(DC)$ 时对 V_y 端的 AC 扫描。从其频率特性曲线可以看出 $-3dB$ 带宽为 $8.76MHz$ 。

单端输出的运算电路设计

由于 R_1 和 R_2 输出端为电

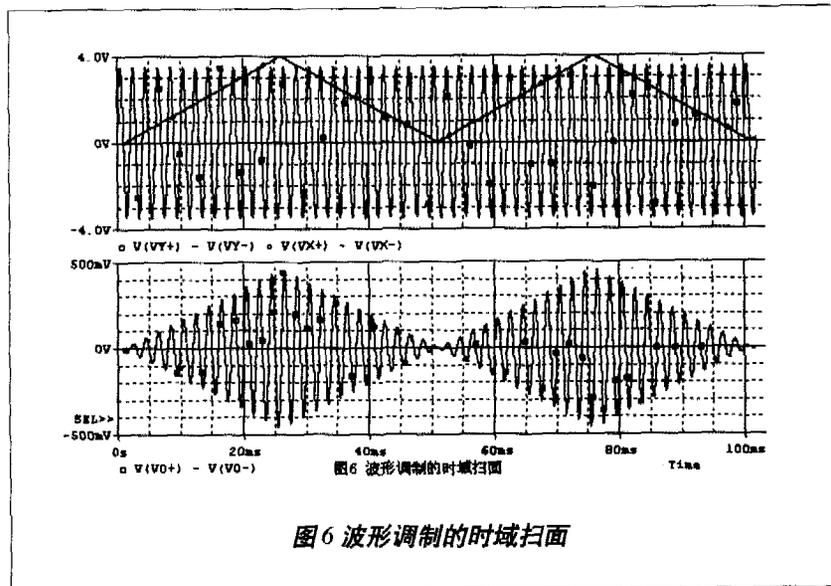


图6 波形调制的时域扫描

表1 恒流源数据

控制电压 (V)	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0
输出电流 (A)	0	0.02	0.03	0.06	0.15	0.25	0.41	0.59	0.77	0.98	1.19
控制电压 (V)	2.2	2.4	2.6	2.8	3.0	3.2	3.4	3.6	3.8	4.0	4.2
输出电流 (A)	1.39	1.62	1.82	2.04	2.24	2.47	2.66	2.86	3.09	3.27	3.49
控制电压 (V)	4.4	4.6	4.8	4.92							
输出电流 (A)	3.70	3.88	4.08	4.20							

电流和功率值进行设定。设定完成后返回开机画面，启动激光器工作。系统进入运行状态后，用户仍然可以在不终止激光器工作的情况下设置新值，设定完备后，激光器按新要求输出激光。

系统自检和控制过程中出错或系统过流、过压时，会自动调用保护程序。当系统关闭或突然断电时，为防止激光器两端电压骤降为零，系统采取满关闭方法，其原理是：将采样值逐步输出降低，直到降为零才允许关机。

结语

本文实验确定U1、U2的放大倍数都为1，输出电流0A~3A可调，激光器输出功率0W~2W可调。引进DSP控制系统，较以往单片机控制有了明显的改善。主要表现在：由于TMS320F2812集成度高，性能好，使该系统具有体积小、速度快、处理能力强、可靠性高以及功耗低的优点；在TMS320F2812中实现数字滤波方法简单，提高了开发效率。半导体激光器的驱动及保护电路设计完毕后，焊接调试。表1为恒

流源在25℃时的控制电压与输出电流之间的关系。图3是根据表1的数据绘制的恒流源控制曲线图。输出电压的范围为0V~5V，输出电流误差率为0.1%。输出电压与电流成线性关系，符合要求。

参考文献

1. ZOU Wen-dong, GAO YI-qing. Semiconductor laser power supply controlled by single-chip microcomputer [J]. Laser Journal. 2002, 23(4): 70-71
2. Fu Yan-jun, ZOU Wen-dong. Optic power control of LD driver circuit [J]. 红外与激光工程. 1007-2276(2005)05-0626-05 TI DSP TOOLBOX [M/CD]. 2002.5

流 I_o 引起的电压变化，要将电流输出转化成电压输出，需要一个实现减法的电路，由两个运算放大器构成的差分比例运算电路如图8所示。

该结构由于输入端为栅极输入，所以低频阻抗非常高，其输出表达式为： $V_{out} = (1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}})(V_{o+} - V_{o-})$ ，可以根据实际要求调节比例电阻 R_{f1} 和 R_{f2} 的比值，对模拟乘法器的输出电压进行倍增，可以在满足输出幅值的情况下进一步缩小线性范围，从而提高输出与输入的线性度。

结语

该文提出了一种以模拟乘法器为核心电路的输出信号与控制电压成高线性度的集成电路设计，并进行了管极电路的原理分析和电路仿

真，并实现了单端控制，单端输出电路的控制电路设计。最后采用德州仪器微电子有限公司 $3\mu\text{m}$ P 阱工艺模型参数库对电路参数进行 Pspice 模拟仿真，研究显示该电路输入线性范围宽，输出线性度高，值得参考和进一步研究。■

参考文献

1. 童诗白, 华成英. 模拟电子技术基础. 北京: 高等教育出版社, 2002

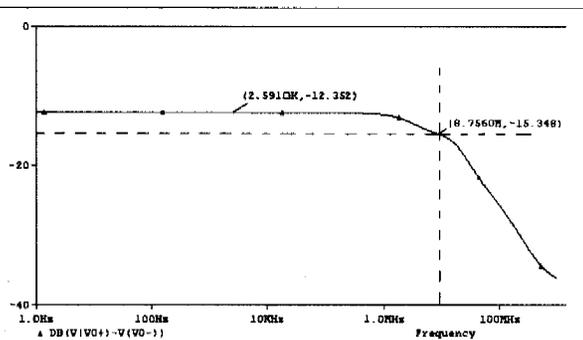


图7 乘法器的频率特性曲线

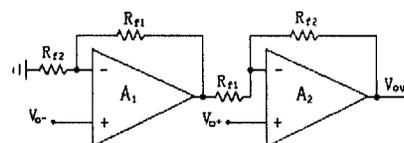


图8 高输入阻抗差分比例运算电路

2. Allen P E, Holberg D R. CMOS analog circuit design [M]. 北京: 电子工业出版社, 2002