

利用动态密勒补偿电路解决LDO的稳定性问题*

来新泉 解建章 杜鹏程 孙作治

(西安电子科技大学电路CAD所, 西安, 710071)

2004-09-10 收稿, 2004-11-18 收改稿

摘要: 针对LDO稳压器的稳定性问题, 设计了一种新颖的动态密勒补偿电路。与传统方法相比, 该电路具有恒定的带宽, 大大提高了系统的瞬态响应性能; 同时将开环增益提高了30 dB左右, 使LDO稳压器具有较高的电压调整率和负载调整率。通过具体投片, 验证了该方法的正确性和可行性。

关键词: 低压降稳压器; 动态密勒补偿; 稳定性; P型场效应管电容器

中图分类号: TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-3819(2005)03-385-06

A Dynamic Miller Compensation Circuit for LDO Regulators

LAI Xinquan XIE Jianzhang DU Pengcheng SUN Zuozhi

(Institute of Electronic CAD, Xidian University, Xi'an, 710071, CHN)

Abstract: A novel dynamic miller compensation circuit was developed in this paper to solve the stability problem of low dropout regulators (LDOs). Compared with conventional methods, it keeps the bandwidth stable to improve the performance of transient response greatly, and increases the open loop gain by 30 dB at the same time, which makes the LDO have higher line regulation and load regulation specification. An IC was fabricated which proved the validity and feasibility of this method.

Key words: LDO regulators; dynamic miller compensation; stability; PMOS capacitor

EEACC: 2570D

1 引 言

因为具有低噪声、高PSRR、低静态电流、快速瞬态响应以及低成本等优点, CMOS型LDO稳压器在高端便携式设备中得到了越来越广泛的应用。例如在手机的电路系统中, 从射频和基带电路到音视频处理电路均由不同种类的LDO稳压器提供高性能的直流电源^[1]。

但由负载电流变化所引起的稳定性问题, 使大多数LDO稳压器的工作范围受到限制^[2]。本文提出了一种新颖的动态密勒补偿电路, 使芯片内部产生一个随负载电流变化的零点。该电路不需要外接ESR进行频率补偿, 并且增加了系统带宽。由这种方法设计的LDO具有响应速度快、稳定性好、节省空间等优点, 并且具有更高的电压调整率和负载调整率。

2 传统的LDO 频率补偿方法

传统LDO稳压器的系统框图如图1所示,系统由两个跨导放大器 g_1 、 g_2 、一个buffer以及交直流反馈电路构成^[3]。为了有较大的电流输出能力,LDO的调整管(即 g_2)的面积一般较大,使 g_2 的输入电容很大。利用buffer电路,可以将 g_1 输出级的高阻抗结点与该电容隔离,提高系统带宽。系统工作在深度负反馈条件下,输出直流电压为:

$$V_o = \frac{A}{1 + AF} V_{REF} \approx \frac{1}{F} V_{REF} \quad (1)$$

其中 $A = g_1 g_2 R_{o1} R_o$, $F = \frac{R_{F2}}{R_{F1} + R_{F2}}$

$$R_o \approx R_{o2} // R_L$$

上式中, R_{o1} 和 R_{o2} 分别为 g_1 和 g_2 的输出阻抗, R_L 为LDO稳压器的负载电阻。

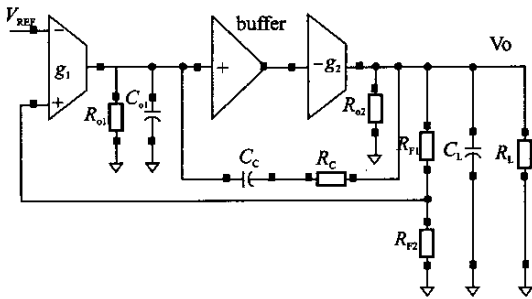


图1 传统LDO稳压器的系统框图

Fig.1 Block diagram of traditional LDO

框图中的 C_c 为密勒补偿电容。 R_c 将密勒效应引起的右半平面极点 g_2/C_c 抵消^[4]以后,该电路的开环交流电压传递函数可简化为:

$$H(s) = \frac{-A_o}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2)} \quad (2)$$

其中 $\omega_1 = \frac{1}{g_2 R_o R_{o1} C_c}$, $\omega_2 = \frac{g_2}{C_L}$

单位增益带宽为: $GBW = \frac{g_1}{C_c}$ (3)

为保证系统稳定,必须使 $\omega_2 \gg \omega_1$;但是,当负载电流增大时,第二级的电压增益 $g_2 R_o$ 降低,密勒效应减弱, ω_1 向 ω_2 靠拢,系统容易出现不稳定问题。为了保证大负载条件下的稳定性必须增大 C_c ,这将导致系统带宽降低且芯片面积增大。同时,为了获得足够大的带载范围,buffer电路一般要求由输入输出均为轨至轨的运算放大器实现,从而增加了

设计难度和电路的复杂程度。

由负反馈理论及文献^[5],LDO稳压器的负载调整率和电压调整率分别为:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = \frac{R_{o2}}{1 + AF} \quad (4)$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{R_L}{R_L + R_{ds}} \cdot \frac{1}{1 + AF} \quad (5)$$

上式中 R_{ds} 为跨导放大器 g_2 (即调整管)的源漏直流电阻。由于该系统只有一个恒定的主放大级 g_1 ,导致开环电压增益 AF 很小,所以这种结构的LDO负载调整率和电压调整率都不是很高,不能应用于对电源要求很高的场合。

3 新系统方案的设计

用动态密勒补偿方法解决稳定性问题的系统原理如图2所示。前向放大通路由 g_1 、 g_2 和 g_3 三个跨导放大器构成,开环电压增益为 $A = g_1 g_2 g_3 R_{o1} R_{o2} R_o$,其中 $R_o \approx R_{o3} // R_L$ 。由于增加了一级跨导放大器,使开环电压增益提高30 dB左右,大大改善了LDO稳压器的负载调整率和电压调整率指标。

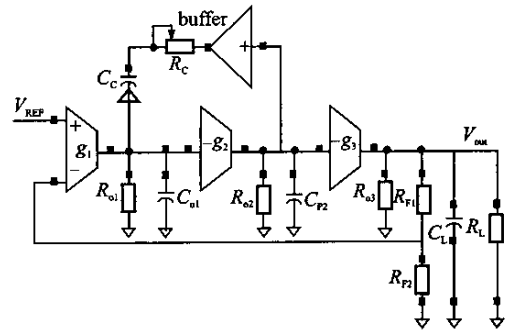


图2 动态密勒补偿型LDO稳压器

Fig.2 LDO with dynamic miller compensation

补偿电路由第二级跨导放大器 g_2 、buffer和 C_c 构成, R_c 是buffer的输出阻抗。因为 g_2 级的电压放大倍数不随负载电流变化,所以保证了密勒效应的稳定性。由于密勒效应, C_{p2} 和 R_{o2} 产生的极点 $1/(C_{p2} R_{o2})$ 被移至 g_2/C_{p2} 。只要 g_2 级的增益设计合理,就可以使 g_2/C_{p2} 位于开环电压传递函数0 dB带宽的十倍频程以外,不会影响系统的稳定性。

buffer电路将补偿电容 C_c 形成的前馈通路隔离,消除了密勒效应引起的右半平面零点,使系统频带拓宽。 C_c 是由PMOS管构成的压控电容,电路

设计时,使 buffer 电路的交流输出阻抗 R_C 和直流输出电压 V_1 均随 LDO 负载电流的增大而减小,而 C_C 的电容值随 V_1 的减小而减小。

忽略电路中次要寄生参数的影响,该系统的开环电压传递函数可简化为:

$$H(s) = \frac{A(1 + s/\omega_z)}{(1 + \omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (6)$$

其中 $\omega_z = \frac{1}{R_C C_C}$, $\omega_{p1} = \frac{1}{R_0 C_L}$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{g_2 R_{o2} R_{o1} C_C}$$

当负载电流增大时, ω_z 和 ω_{p1} 增大而 ω_{p2} 减小。电路在轻负载和重负载条件下的零极点分布如图 3

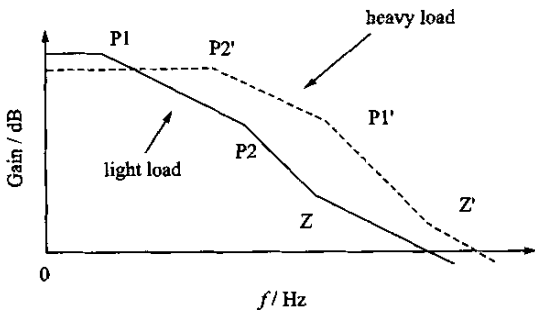


图 3 开环增益的幅频特性

Fig. 3 Gain-frequency character of the open loop

所示,轻负载时, ω_{p1} 为系统的主极点;重负载时, ω_{p2} 为系统的主极点。这种设计使系统在不同负载条件下的 0 dB 带宽变化不大,从而保证了各种条件下的瞬态响应速度基本一致。补偿零点的加入,使系统的带宽大大增加。

4 具体电路实现

利用上述系统原理,本文设计了一个输出电压为 2.5 V,额定输出电流为 300 mA,电压调整率为 0.005%/V,电流调整率为 0.001%/mA,并且具有限流保护功能的 CMOS 型 LDO 稳压器,具体电路结构如图 4 所示。

第一级跨导放大器 g_1 由单端输出的 OTA 构成,输入为基准电压 V_{REF} 和反馈信号 V_{FB} ,输出信号为 V_{o1} 。为降低噪声并提高电源电压的范围,输入级差分对采用 PMOS 管^[4]。该 OTA 的小信号直流电压增益为:

$$A_1 = g_{m5}(r_{ds_m2} // r_{ds_m9}) = \frac{2g_{m5}}{(\lambda_{m2} + \lambda_{m9})I_{bias}} = \frac{2\sqrt{u_p C_{ox}(W/L)_{m5}}}{(\lambda_{m2} + \lambda_{m9})/\sqrt{I_{bias}}} = 40 \text{ dB} \quad (7)$$

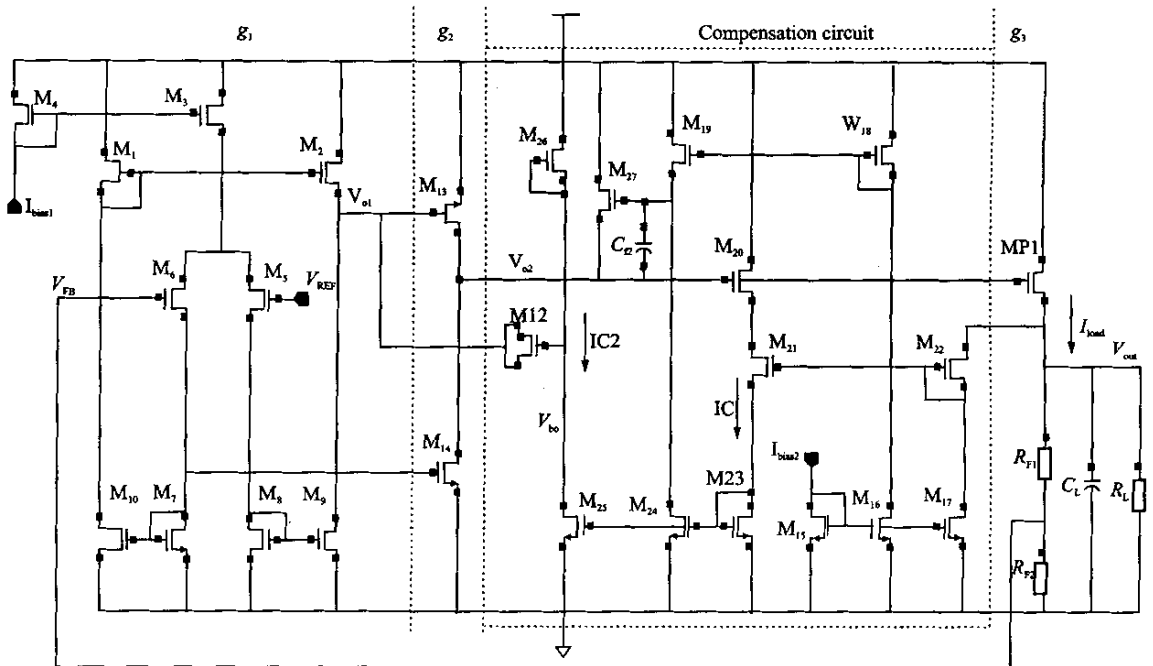


图 4 带动态密勒补偿 LDO 稳压器的具体电路

Fig. 4 Detailed circuit of the LDO with dynamic miller compensation

交流输出阻抗为:

$$r_{o1} = \frac{2}{(\lambda_{m2} + \lambda_{m9})I_{bias}} \quad (8)$$

第二级跨导放大器 g_2 由电流源作负载的共源放大器构成, M_{13} 为放大管, M_{14} 为电流源负载, 输出信号为 V_{o2} 。该级的电压增益为:

$$A_2 = g_{m13}/[(\lambda_{m13} + \lambda_{m14})I_{m14}] = 30 \text{ dB} \quad (9)$$

第三级跨导放大器 g_3 由输出级的调整管 M_{P1} 和它漏端所接的电阻构成。该设计中, 取反馈电阻阻值为 $600 \text{ k}\Omega$, 则 M_{P1} 在空载时消耗的静态电流为 $4 \mu\text{A}$ 。当负载电流由 0 增加到 300 mA 时, 该级的电压增益将由 27 dB 降至 14 dB 。

因为要求输出电压为 2.5 V , 而带隙基准电压 V_{REF} 为 1.25 V , 所以取反馈系数 $F=0.5$ 即 -6 dB 。

通过对三级放大器电压增益的设计, 使系统的总开环增益 AF 达到 78 dB 以上, 确保了高性能 LDO 稳压器的电压调整率和负载调整率指标。

限流保护电路和补偿电路中用到的 buffer 如图 4 虚线框内电路所示。 $M_{20} \sim M_{22}$ 构成输出电流采样电路, 设计时, 取 M_{22} 的偏置电流很小而 M_{21} 的 W/L 很大, 使得 M_{22} 和 M_{21} 都工作在亚阈值区附近, 因而 $V_{SG_M_{21}} \approx V_{SG_M_{22}} \approx V_{TH}$, 采样管 M_{20} 的漏端电压等于输出电压 V_{out} 。因为 M_{20} 和调整管 M_{P1} 的源栅源电压均相等, 所以电流采样精度很高。当负载电流在额定输出范围以内时, 采样电流很小, M_{24} 微导通而 M_{19} 工作于线性区, 上拉管 M_{27} 截止; 当输出电流达到限流值时, 采样电流的增大使 M_{24} 进入线性区而 M_{19} 微导通, 上拉管 M_{27} 导通将调整管 M_{P1} 的栅极电压箝位, 起到限流功能。

同时, 跨导放大器 g_2 的输出 V_{o2} , 经过 M_{20} 和 M_{21} 构成的共源共栅电路放大, M_{23} 和 M_{25} 构成的电流镜耦合, 由 M_{25} 漏极输出。该电路的小信号直流电压增益为 $\frac{v_{bo}}{v_{o2}} = \frac{g_{M_{20}}}{g_{M_{23}}} \times \frac{g_{M_{25}}}{g_{M_{26}}} \approx 1$, 构成了图 2 中的 buffer。它的交流输出阻抗 $r_{ob} \approx \frac{1}{g_{M_{26}}} \parallel \frac{1}{\sqrt{I_{load}}}$, 构成了图 2 中的补偿电阻 R_C 。

在图 4 所示的具体电路中, 动态密勒补偿所需要的压控电容由 PMOS 管 M_{12} 实现。业已知道, 将 PMOS 的源、漏和衬底短接作为一极 S, 栅作为另一极 G 时, 可以得到一个电容器^[6]。当 V_{GS} 很大时, 栅上的正电势将把 N 阱中的电子吸引到氧化层界面, PMOS 管工作在积累区(如图 5 所示)。由于电容器

的“两极板”被 t_{OX} 分离, 这个两端器件可以被看作是单位面积电容为 C_{OX} 的电容值。随着 V_{GS} 的下降, 界面电子密度下降, 在氧化层下开始形成耗尽层, 器件进入了弱反型。在这一模型中, 电容为 C_{OX} 和 C_{dep} 的串联。最后, 当 V_{GS} 低于 V_{TH} 时, 氧化硅-硅界面形成沟道, 单位面积电容仍为 C_{OX} 。图 6 画出了这个特性曲线。

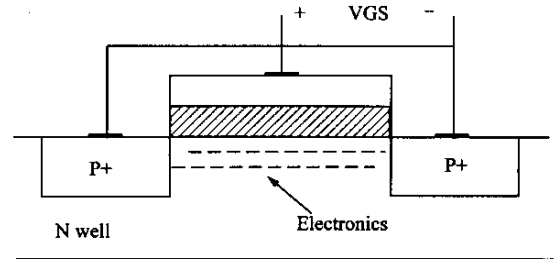


图 5 工作在积累区的 PMOS

Fig. 5 PMOS working in accumulating region

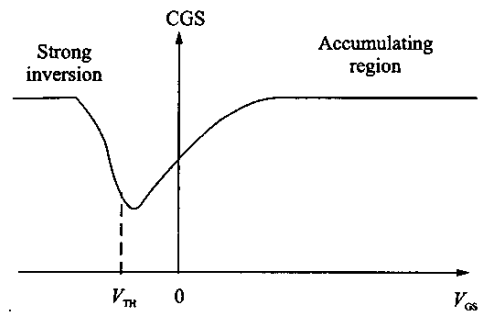


图 6 PMOS 器件的电容-电压特性

Fig. 6 Capacitance-voltage character of PMOS

在图 4 中, 取流过 M_{25} 的电流 $I_{C2} = \frac{I_{load}}{k}$, 其中 k 为电流采样系数, 因为 M_{26} 栅漏短接而始终工作在饱和区, 所以 M_{12} 的栅极直流电压

$$V_{G_M_{12}} = V_{CC} - V_{TH} - \frac{2\sqrt{I_{load}/k}}{u_p C_{OX}} \left(\frac{L}{W}\right)_{M_{26}} \quad (10)$$

又因为跨导放大器 g_2 工作在恒流放大状态, M_{13} 的栅极直流电压不随负载变化, 所以压控电容器两端电压随负载的变化量为:

$$\Delta V_{GS} = -k' \sqrt{I_{load}} \quad (11)$$

其中, $k' = \frac{2}{u_p C_{OX} \sqrt{k}} \left(\frac{L}{W}\right)_{M_{26}}$

在本文的电路设计中, 取 M_{12} 的尺寸参数为 160

$\mu\text{m} \times 60 \mu\text{m}$, 当 LDO 负载电流由空载到满载变化时, V_{GS} 由 0 V 变到 -0.8 V , 电容值由 12 pF 变到 6.5 pF 。

由以上分析可知, 图4 所示的电路与图2 所示的系统结构完全吻合, 可以满足动态密勒补偿型 LDO 的设计要求。

5 仿真与实验结果

用标准的 $0.5 \mu\text{m}$ CMOS 工艺投片, 使这种设计方法得到了验证, 电路的版图布局如图 7 所示。

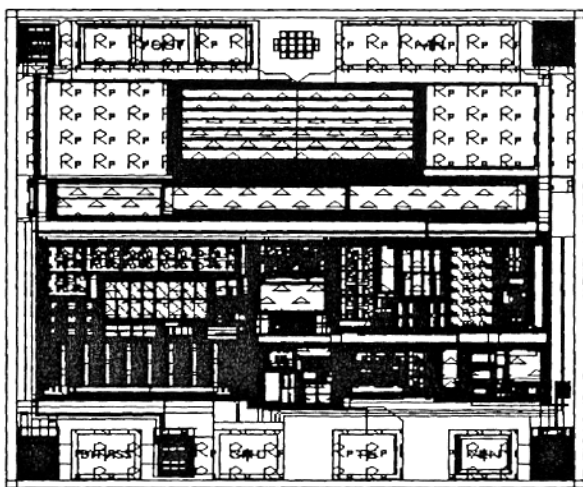


图 7 动态密勒补偿型 LDO 稳压器的版图实现

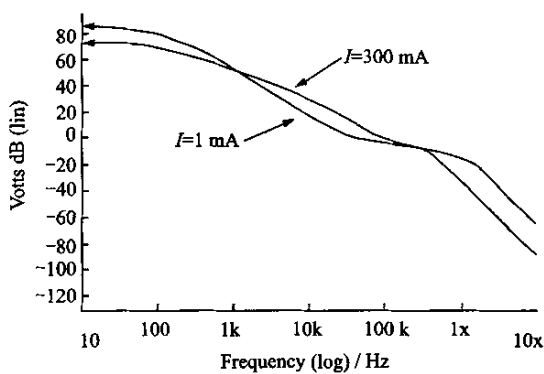
Fig. 7 Layout of LDO with dynamic miller compensation

仿真测试时取负载电流由 1 mA 变化至 300 mA , 发现系统环路增益的 0 dB 带宽保持在 70 kHz 到 100 kHz 之间, 相位裕度保持在 60° 以上, 幅频特性和相频特性如图 8 所示。

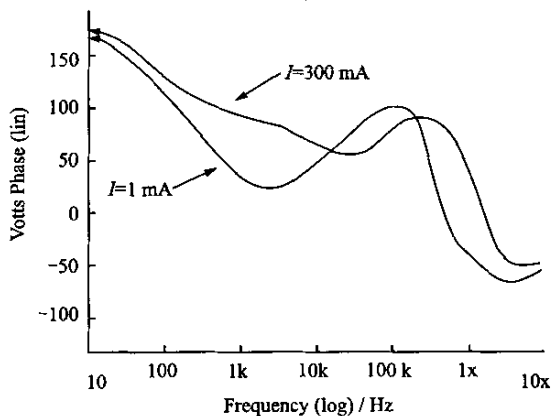
对投片结果进行验证时, 取 $2.2 \mu\text{F}$ 的贴片陶瓷电容器作为输出滤波电容, 外接上升下降时间均为 $1 \mu\text{s}$ 、幅度为 300 mA 的方波负载电流进行瞬态响应测试, 发现 V_o 端的电压过冲保持在 50 mV 以内, 并且没有振铃现象。测试结果如图 9 所示。

6 结 论

在分析传统 LDO 稳压器频率补偿方法的基础上, 提出了一种新型的动态密勒补偿电路。该电路结构简单、增益高、带宽高且基本恒定, 大大提高了



(a)



(b)

图 8 (a) 闭环增益传递函数的幅频特性; (b) 闭环增益传递函数的相频特性

Fig. 8 (a) Frequency response of the magnitude of the closed loop gain; (b) Frequency response of the phase of the closed loop gain

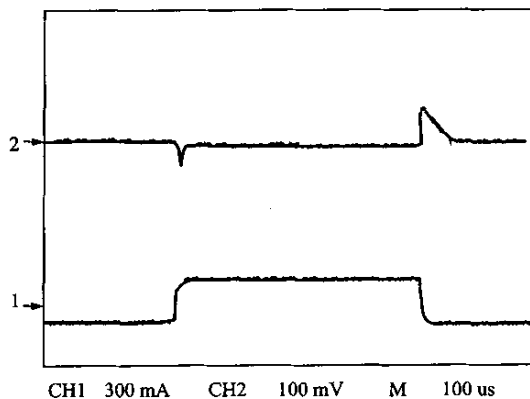


图 9 负载瞬态响应

Fig. 9 Load transient response

LDO 稳压器的性能指标。为了验证这种补偿方法的

合理性、正确性和可行性,利用 HYNIX 工艺已实现了一款电压调整率为 $0.005\%/V$, 电流调整率为 $0.001\%/mA$, 开环 0 dB 带宽大于 70 kHz , 负载瞬态响应过冲小于 50 mV , 并且具有限流保护功能的 CMOS 型 LDO 稳压器。

参 考 文 献

- [1] Selecting LDO Linear Regulators for Cellphone Designs. Application Note 898, Maxim Integrated Products, Dec 26, 2001
- [2] Ka Chun Kwok, Philip K T Mok. Pole-Zero Tracking Frequency Compensation for Low Dropout Regulator [A]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems [C]. Scottsdale, Arizona, USA, 2002; 4: 735-738
- [3] Wei Chen, Wing-Hung Ki, Philip K T Mok. Dual-loop Feedback for Fast Low Dropout Regulators [A]. IEEE Power Elec Specialist Conf Vancouver [C]. Canada, June 2001; 1: 265-1 269

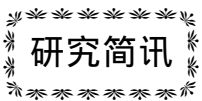
- [4] Phillip E Allen, Douglas R Holberg. CMOS Analog Circuit Design [M]. PHEI, 2002; 269-439
- [5] Tom Kugelstadt. Fundamental Theory of PMOS Low-dropout Voltage Regulators, Application Report, Texas Instruments
- [6] Behzad Razavi. Design of Analog CMOS Integrated Circuits [M]. Mc Graw-Hill, 2001; 9-39



来新泉(LAI Xinquan) 男, 1963年生, 教授。1998年于西北工业大学计算机应用专业获得博士学位。目前的研究兴趣主要为数模混合集成电路设计理论与技术、VLSI器件物理、CMOS图像传感器和集成电路的热场数值建模。近几年在以上领域发表学术论文30多篇。



解建章(XIE Jianzhang) 男, 1975年生, 西安电子科技大学电路与系统专业在读硕士研究生, 主要从事电源管理类集成电路和高速串行接收集成电路的设计与研发工作。



MEMS 微波谐振器

朱 健 郁元卫 张 勇 贾世星

(南京电子器件研究所, 南京, 210016)

2005-03-31 收稿

MEMS Microwave Resonator

ZHU Jian YU Yuanwei ZHANG Yong JIA Shixing

(Nanjing Electronic Devices Institute, Nanjing, 210016, CHN)

南京电子器件研究所采用微机械工艺和硅衬底集成波导技术成功研制出了 Q 值大于 180 的单片集成 MEMS 微波谐振器。

该谐振器采用 SIW (衬底集成波导) 技术形成单片硅填充腔体结构。采用通孔阵列和地平面形成 NRD (不辐射介质) 波导。主要使用 ICP 深刻蚀技术形成 MEMS 通孔。采用 CPW 电流探针与腔体间进行耦合。研制出的谐振器工作于主模 TE_{101} 模式, 设计中心频率在 K 波段。使用 Agilent 8510C 矢量网络仪在片测试系统进行测量, 结果如下: 插损小于 3.5

dB, 带宽小于 1.7% , 无载 Q 值大于 180, 中心频率实际测量结果与设计值误差小于 2.5% 。芯片尺寸 $4.7\text{ mm} \times 4.6\text{ mm} \times 0.5\text{ mm}$ 。

单片集成 MEMS 微波谐振器具有尺寸小、 Q 值高、便于和平面电路进行集成等优点, 可直接应用于微波毫米波收发组件内, 如窄带滤波器、双工器、机械振荡器等。该技术填补了国内的空白, 与 2002 年国外报道的同类产品 ($Q=70$) 相比, 该谐振器 Q 值更高。