

电流模式控制的 DC-DC 变换器中电流环的设计

刘颖杰, 冯全源

(西南交通大学 微电子研究所, 四川 成都 610031)

摘 要: 电流反馈环路是开关变换器中重要的模块之一, 主要分析了常用的 SENSEFET 技术的不足, 提出了一种优于 SENSEFET 技术的电流检测电路. 该电路通过检测功率管上的压降反应电感电流的变化, 利用工作在线性区的 PMOS 管代替电阻, 采用体偏置跨导增大环路增益, 提高检测精度, 使输出检测电流与电感电流的比率几乎不受温度, 工艺, 电源电压等因素的影响. 同时设计了一种自适应斜坡补偿电路, 可根据输入, 输出电压自动调节补偿斜率, 有效解决了传统固定斜率斜坡补偿所产生的带载能力降低的问题. 电路的输入电压范围为 2.5~5.5V, 工作频率为 1MHz, 可精确检测 0~3.5A 的电感电流, 适用于大电流的开关变换器.

关键词: 开关变换器; 电流检测; 环路增益; 斜坡补偿

中图分类号: TN431.1

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)07-0025-06

Analysis and Design of Current Sensing Circuit for Switching Converters

LIU Ying-jie, FENG Quan-yuan

(Institute of Microelectronics, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Current loop circuit is one of the most important blocks in the current mode control DC-DC converters. The disadvantage of SENSEFET technique is analyzed and a novel current sensing circuit is proposed. The circuit can sense the inductor current through sensing the voltage across the power transistor. The sense ratio is hardly affected by temperature, process and supply voltage by using PMOS operated in linear region instead of resistance. The accuracy is enhanced by using body transconductance. Moreover, an adaptive slope compensation circuit which is able to adjust the slope according to the input and output voltage is presented. And the problem of over compensation is solved. The supply voltage range is 2.5~5.5V, work frequency is 1MHz. The proposed circuit can sense the inductor current changing from 0~3.5A accurately, and is suitable for high load current switching converter application.

Key words: switching converter; current sensing; loop gain; slope compensation

1 引言

电流模式控制在电压模式控制的基础上增加了电流内环, 具有快速动态响应, 自动过流保护, 易于补偿等优点^[1], 广泛应用于开关式 DC-DC 变换器中. 电流反馈环路由电流检测电路和斜坡补偿电路构成, 电流检测电路检测电感电流的变化, 与斜坡补偿电路产生的斜坡相叠加, 与误差放大器的输出比较, 控制占空比, 从而控制功率管的导通和关断.

一种最基本的电流检测方法是在电感或功率管旁串联一个小电阻, 通过运算放大器检测电阻上的压降来检测电感电流. 串联电阻造成的功率损耗会降低 DC-DC 变换器的效率^[2], 为降低功耗, 需要一个阻值很小且精确的电阻, 而这样的电阻较难在硅片上集成. 另外一种采用宽长比较小的 MOS 管与功率管并联的方法 (SENSEFET 技术) 可以避免上述问题, 功率管和检测管的沟道长度相同, 宽度之比为 1:N (通常 $N > 1\ 000$), 若两管完全匹配, 则输出

收稿日期: 2009-06-05; 修回日期: 2009-08-15

基金项目: 国家自然科学基金项目 (10876029)

检测电流为功率管电流的 $1/N^{[3-4]}$. 这种方法需要一个复杂的运算放大器以使两管更好地匹配, 电路结构通常比较复杂, 且检测精度会随 N 的增大而降低.

电流模式控制也存在一个明显的缺点, 即占空比大于 50% 时的开环不稳定性. 因此需要斜坡补偿电路进行补偿, 稳定电流环.

本文通过分析电流检测电路的环路增益和斜坡补偿需要的斜率, 提出了一款用于 BUCK 型 DC-DC, 高速, 高精度的电流检测电路和自适应斜坡补偿电路. 在功率管导通阶段, 通过检测功率管上的电压反映电感电流的变化, 输出检测电流与电感电流之比几乎不受温度、工艺和电源电压的影响, 电路结构更加简单. 斜坡补偿电路能够根据输入、输出电压自动调节补偿斜率, 有效解决了采用传统固定斜率的斜坡补偿所产生的带载能力降低和瞬态响应慢的问题.

2 电流反馈环路的分析

2.1 电流检测电路的分析

SENSEFET 技术是业界应用最为广泛的电流检测技术, 为避免复杂运算放大器的设计, 可以采用匹配的电流源和电流镜代替运算放大器, 如图 1 所示^[5], 图中 MP 为功率管, MS 为检测管, 两管导通时均工作于线性区, 可等效为一个电阻, 且 $(W/L)_{MP}:(W/L)_{MS} = N$, 由于 M1, M2 的电流相同, 所以 M1, M2 的源极电压相等, 则 $I_S \approx I_L/N$ (忽略偏置电流 I_1 的影响).

图 1(a) 用 NMOS 管引入负反馈, 图 1(b) 用 PMOS 管引入负反馈, 从小信号方面分析电路的性能, 图 1 的输入输出电流关系为

$$\frac{i_s}{i_i} = \frac{R_{MP}}{R_{MS}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{T}} \quad (1)$$

对于图 1(a) 有

$$T_a = \frac{g_{m2}g_{m5}R_{MS}r_{O4}}{(1 + g_{m5}R_S)(1 + g_{m2}R_{MS})} \quad (2)$$

对于图 1(b) 有

$$T_b = \frac{g_{m1}g_{m5}R_{MS}r_{O3}}{(1 + g_{m5}R_{MS})(1 + g_{m1}R_{MP})} \quad (3)$$

式中, T 为环路增益, R_{MP} , R_{MS} 分别为 MP, MS 的导通电阻, 且 $R_{MP}/R_{MS} = 1/N$. 由式(1)可知, 环路增益 T 越高, 则 $i_s/i_i = 1/N$ 越精确, 比较式(2)和式(3), 由于 $R_{MP} < R_{MS}$, $R_{MS} < R_S$, 可知 $T_b > T_a$, 所以图 1(b) 与图 1(a) 相比具有更高的电流检测精度.

此外, 1(b) 是 PMOS 管引入负反馈, 因此其输入电压比图 1(a) 的电路低, 适合于低压应用.

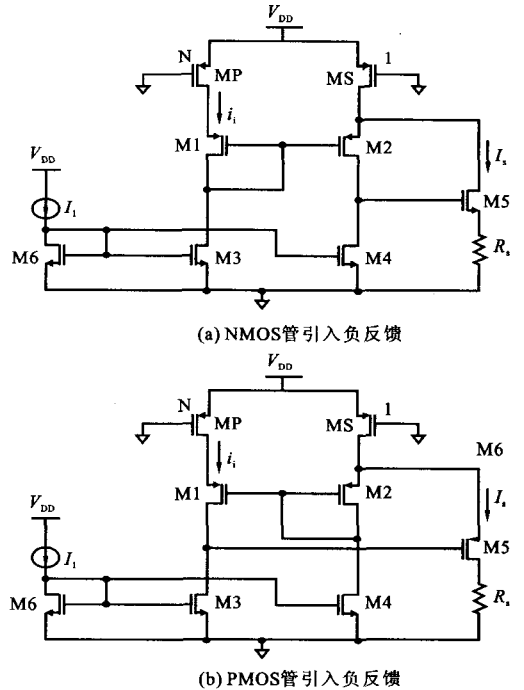


图 1 基于匹配电流源的 SENSEFET 技术

若考虑偏置电流 I_1 的影响, 则有

$$I_L + I_1 = N(I_S + I_1) \quad (4)$$

由上式可得

$$I_S = \frac{I_L - (N - 1)I_1}{N} \quad (5)$$

从上式不难看出, SENSEFET 技术不能检测小于 $(N - 1)I_1$ 的电感电流, 假设偏置电流为 $5\mu A$, N 为 10 000, 则电流检测电路不能检测小于 500mA 的电感电流, 若减小偏置电流, 电流检测电路的速度又会降低, 且当 N 很大时, 检测精度会明显降低, 这些是 SENSEFET 技术主要的不足.

2.2 斜坡补偿的分析

为解决电流环在占空比大于 50% 时的开环不稳定性, 必须引入斜坡补偿电路. 通常斜坡补偿的斜率必须满足^[6-7]:

$$m > \left(\frac{1}{2D} - 1\right)m_2 \quad (6)$$

式中, m 为斜坡补偿的斜率, D 为占空比, m_2 为电感电流的下降斜率. 传统固定斜率的斜坡补偿通常取占空比 $D = 1$ 时的斜率, 即 $m > -m_2/2$, 为保证所有情况下的稳定, 工程上一般取 0.7 倍左右的电感电流的下降斜率, 且下降斜率为最大输出电压时的斜率. 这样虽保证了最坏情况下系统的稳定性, 但在其他情况下造成了过补偿, 使得系统输出电流减

小,降低了带负载的能力,同时电流模式控制会倾向于电压模式控制,丧失了电流模式控制的优点,降低了系统的瞬态响应速度。

对于BUCK型DC-DC变换器有

$$D = V_{OUT}/V_{IN} \quad m_2 = -V_{OUT} \cdot R/L \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)可得

$$m > (V_{OUT} - 0.5V_{IN}) \cdot R/L \quad (8)$$

式中, R 为电流检测电路的跨阻增益,根据式(8),可以引入输入、输出电压对斜坡补偿的斜率进行调节,

产生自适应的斜坡补偿斜率。

3 高性能电流反馈环路的设计

3.1 高性能电流检测电路的设计

为解决上述问题,本文提出了一种优于SENSEFET技术的电流检测电路,如图2虚线左半部分所示,MP为功率管, V_P 是功率管MP的驱动信号,M1~M10,以及 R_S 构成了电流检测电路。

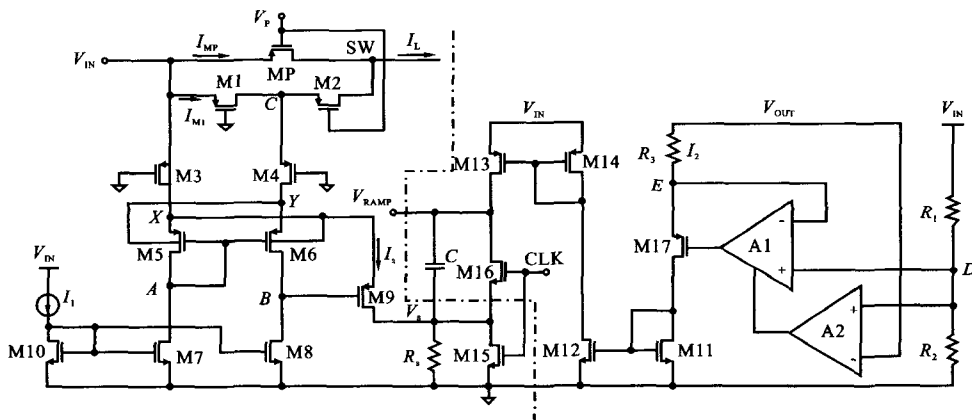


图2 电流环电路

图中M1~M4均工作在线性区,可等效为电阻,M2与功率管MP同时导通或截至,M2截至时,可以将C点与SW点隔离,避免C点在功率管MP截至,续流管导通时下降到负电压,以提高电路的响应速度。同时,根据前面的分析,电路采用PMOS管引入负反馈,增大环路增益,此外将M5的衬底接到Y点,M6的衬底接到X点,通过引入体偏置效应进一步提高环路增益^[8],提高电流检测的精度。

M1,M2起到分压作用,两者宽长比相同,且 $(W/L)_{MP} = M(W/L)_{M1,M2}$,M3,M4宽长比也相同,且 $(W/L)_{M1,M2} = N(W/L)_{M3,M4}$,由于流过M1,M2的电流相比于流过功率管MP的电流几乎可以忽略不计,所以在功率管MP导通期间,可认为 $I_L \approx I_{MP}$ 。图中C点电压为

$$V_C = V_{DD} - (V_{DD} - V_C) = V_{DD} - V_{DSMP} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

X点电压为

$$V_X = V_{DD} - (I_1 + I_S)R_3 \quad (10)$$

Y点电压为

$$V_Y = V_C - I_1 R_4 \quad (11)$$

由于 $V_X = V_Y$, $V_{DSMP} = I_L R_{DSMP}$,代入式(9)~(11),可得

$$I_S = I_L \frac{R_{DSMP}}{R_3} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

根据工作在线性区PMOS管的等效电阻:

$$R_{DS} = \frac{L}{\mu_P C_{OX} W (V_{SG} - |V_{TP}|)}$$

可知 $R_{DSMP}/R_3 = 1/MN$, $R_1 = R_2$,代入式(12)便可推出:

$$I_S = I_L / 2MN \quad (13)$$

从上式可以看出,电路通过检测功率管MP上的电压来反映电感电流的变化,同时消除了温度、工艺、电源电压对电流检测精度的影响。比较式(13)和式(5),可见本文提出的电流检测电路不存在由偏置电流造成的检测误差,输出检测电流与电感电流的比例仅由M和N决定,能够精确检测电感电流从零开始的变化。

此外,本文提出的电流检测电路的环路增益为

$$T = \frac{(g_{M6} + g_{M6b})g_{M9}r_{O8}R_3}{[1 + g_{M6}(R_1 + R_4)](1 + g_{M9}R_3)} \quad (14)$$

由上式不难看出电路采用PMOS引入负反馈,使其环路增益比采用NMOS引入负反馈的电路大,另外,对比式(14)和式(3),可以发现电流检测电路利用M5和M6的体偏置效应,进一步增大了环路增益,同时提高电流检测精度。电路只有一个极点,位于B点,因此电路具有很好的稳定性,相对于基

于运算放大器的 SENSEFET 技术,本文提出的电路不需要额外的频率补偿,进一步简化了电路的设计,更易于片上集成。

3.2 自适应斜坡补偿电路的设计

通过前面的分析,根据式(8),只要引入输入和输出信号,就可以产生自适应的补偿斜率.本文设计的斜坡补偿电路如图 2 虚线右半部分所示. A1 是运算放大器, A2 是比较器, A1 通过 PMOS 管 M17 引入负反馈,电阻 R_1 和 R_2 构成分压器,且阻值相等,则 D 点的电压为 $V_{IN}/2$,由于运放的虚短特性, E 点的电压同样为 $V_{IN}/2$,则流过电阻 R_3 的电流为

$$I_2 = \frac{V_{OUT} - 0.5V_{IN}}{R_3} \quad (15)$$

这一电流通过电流镜 M11 ~ M14 镜像给电容 C 充电,假设电流检测电路的输出 $V_S = 0$,则电容 C 上的电压为

$$V_{RAMP} = \frac{V_{OUT} - 0.5V_{IN}}{R_3C} \cdot t \quad (16)$$

式中, t 为时钟信号 CLK 为低的时间, V_{RAMP} 就是用来补偿电流检测电路输出的斜坡信号,根据上式,可得斜坡信号的斜率为

$$m = \frac{dV_{RAMP}}{dt} = \frac{V_{OUT} - 0.5V_{IN}}{R_3C} \quad (17)$$

将式(17)代入式(8)可得

$$\frac{1}{R_3C} > \frac{R}{L} \quad (18)$$

只要根据上式选择合适的电阻 R_3 和电容 C,就可以满足系统稳定性的要求,同时由式(17)可知,补偿斜率可根据输入电压 V_{IN} 和输出电压 V_{OUT} 自动调节,避免了传统固定斜率斜坡补偿所带来的过补偿问题. 图 2 中比较器 A2 用来比较 $V_{IN}/2$ 和 V_{OUT} 的大小,当 V_{OUT} 小于 $V_{IN}/2$ 时,即占空比 $D < 50\%$ 时,比较器输出高电位,使运算放大器 A1 不工作,电流 I_2 为零,则输出斜坡补偿为零,不进行补偿;当 V_{OUT} 大于 $V_{IN}/2$ 时,即占空比 $D > 50\%$ 时,斜坡补偿电路正常工作,对电流环进行补偿,以使系统稳定. 如果考虑一定的裕量,则可以通过设置电阻 R_1 和 R_2 ,使电路在占空比 $D < 50\%$ 的适当位置开始斜坡补偿。

电流检测电路的输出与斜坡信号的叠加通过时钟信号 CLK 控制, NMOS 管 M15, M16 做为开关,当时钟信号 CLK 为高时,两个开关导通, V_{RAMP} 为零;当时钟信号 CLK 为低时,电流检测电路的输出电流通过电阻 R_S 转换为检测电压,同时,与 $V_{OUT} - 0.5V_{IN}$ 成正比关系的电流 I_2 对电容 C 充电,此时,

V_{RAMP} 就是电流检测输出信号与斜坡补偿信号的叠加,且与时钟信号 CLK 同步。

4 仿真结果

本文提出的电流环反馈电路,基于 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺实现,可工作的输入电压范围为 $2.7 \sim 5.5\text{V}$,电流检测电路的偏置电流 I_1 设置为 $3\mu\text{A}$, M 为 600, N 为 10,则输出的检测电流与电感电流的理论比率为 $1/12\ 000$,电感电流从 0A 到 3.5A 变化,利用 Hspice 对电路进行仿真,图 3 是电路输入电压为 3.3V ,温度为 25°C ,工艺为 TT 时,电流检测电路的直流仿真结果,图中横坐标为电感电流,纵坐标为电流检测电路的输出检测电流,可见输出检测电流 I_S 与电感电流 I_L 呈很好的线性变化。

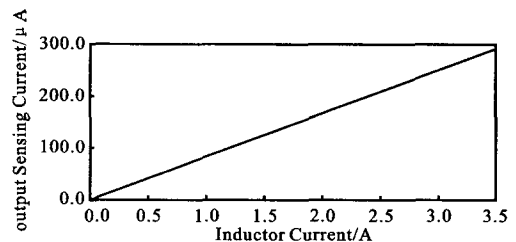


图 3 输出检测电流与电感电流的关系
电流检测电路的精度可表示为

$$\text{检测精度} = \left(1 - \frac{|I_L - 2M \cdot N \cdot I_S|}{I_L}\right) \times$$

100%.

根据上式可测出电路的检测精度如图 4 所示. 图 4(a)是电感电流为 1.5A 时,检测精度随输入电压的变化,可见最小的检测精度和最大的检测精度分别为 98.37% 和 99.51% ,即在输入电压 $2.7 \sim 5.5\text{V}$ 范围内,检测精度仅波动 1.14% . 图 4(b)是电感电流为 1.5A 时,检测精度在 $-40 \sim 85^\circ\text{C}$ 范围内随温度的变化,最小检测精度为 98.33% ,最大检测精度为 98.50% ,即在 $-40 \sim 85^\circ\text{C}$ 范围内,检测精度仅波动 0.17% ,这说明输出检测电流 I_S 与电感电流 I_L 的比率几乎不随输入电压和温度的变化而变化。

表 1 中数据是电感电流为 1.5A ,温度为 25°C 时,工艺波动对检测精度的影响. 工艺为 SS 时,检测精度最大为 99.03% ,工艺为 TT 时,检测精度最小为 98.37% ,波动仅为 0.66% 。

表 1 工艺波动对检测精度的影响

工艺	TT	FF	SS	FS	SF
精度/%	98.37	98.69	99.03	98.44	98.68

由以上数据可见,正如前面所分析的结果,输出

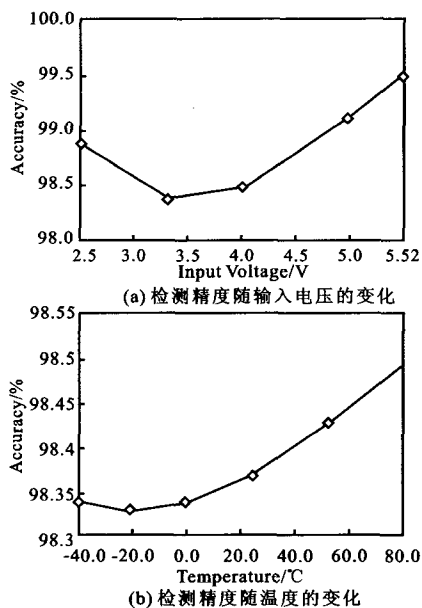


图4 输入电压,温度对检测精度的影响

电流 I_S 与电感电流 I_L 之间的比率基本与温度,工艺无关,最大检测精度可达 99.51%,实现了高精度的电流检测。

图5为本文提出的自适应斜坡补偿电路的瞬态仿真结果,图5(a)是输出电压为1.8V,斜坡补偿斜率随输入电压的变化,可见斜坡补偿的斜率随输入电压的增大而减小,输入电压大于3.6V时,即占空比 $D < 50\%$ 时,斜坡的斜率为零,没有斜坡补偿产生。图5(b)是输入电压为3.6V,斜坡补偿的斜率随

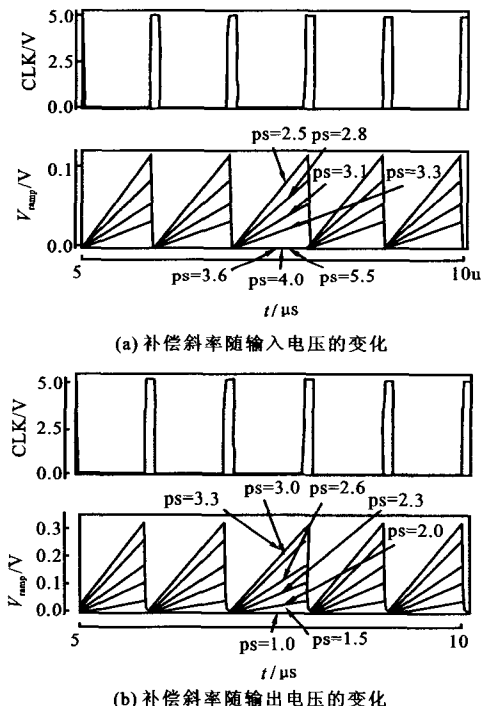


图5 斜坡补偿斜率随输入,输出电压的变化

输出电压的变化,可见斜率随输出电压的增大而增大,输出电压小于1.8V时,即占空比 $D < 50\%$ 时,斜坡的斜率为零,没有斜坡补偿产生,实现了自适应的斜坡补偿,且与时钟同步。

本文设计的电流环反馈电路成功应用于一款大电流BUCK型DC-DC变换器,工作频率为1MHz,图6为BUCK系统的瞬态仿真结果, V_{RAMP} 为电流检测输出与斜坡补偿的叠加信号, V_S 为电流检测输出的电压信号, V_{OUT} 为BUCK系统的输出电压, I_L 为电感电流。图6(a)的输入电压为5V,输出电压为3.3V,即占空比 $D > 50\%$,可见 V_{RAMP} 叠加了电流检测信号和斜坡补偿信号,使系统在占空比 $D > 50\%$ 时仍然稳定;图6(b)的输入电压为5V,输出电压为1.5V,即占空比 $D < 50\%$,可见 V_{RAMP} 与电流检测的输出 V_S 是相同,没有叠加斜坡信号,根据斜坡补偿理论,系统在占空比 $D < 50\%$ 时是稳定的,不需要斜坡补偿,因此本文设计的电路实现了自适应的斜坡补偿。

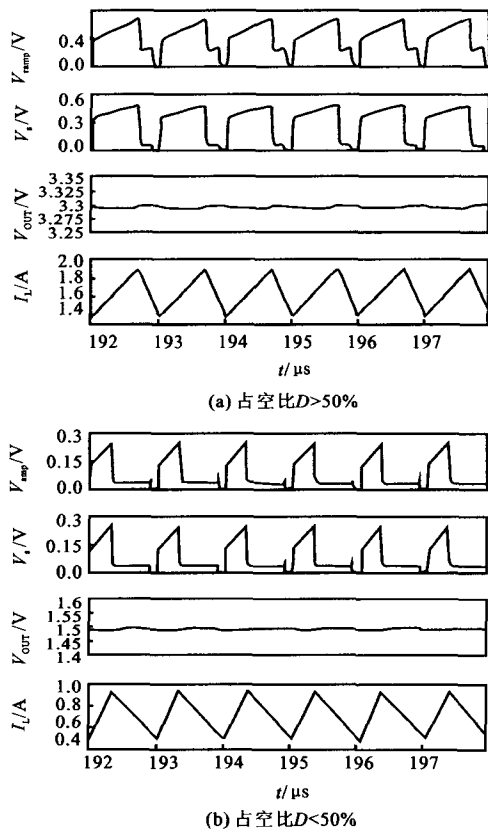


图6 电流环应用于BUCK系统的瞬态仿真

5 结束语

文中提出了一种应用于电流模式控制的高性能电流环电路,包括高精度电流检测电路和自适应斜

坡补偿电路. 电流检测电路通过检测功率管上的电压反应电感电流的变化, 同时消除了温度, 工艺等因素的影响, 斜坡补偿电路实现了补偿斜率随输入, 输出电压的自动调节, 避免了过补偿问题, 并成功应用于一款 BUCK 型 DC-DC 变换器中.

参考文献:

- [1] 程晓洁, 冯全源. 一种低功耗高可靠性的 CMOS 过流保护电路[J]. 微电子学与计算机, 2006, 23(1): 52-54.
- [2] Hassan Pooya Forghani-zadeh. Current-sensing techniques for DC-DC converters[J]. Midwest Symp on Circuits Syst, 2002(2): 577-580.
- [3] Cheung Fai Lee, Philip K T. Mok a monolithic current-mode CMOS DC-DC converter with on-chip current-sensing technique[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2004, 39(1): 3-14.
- [4] Leung C Y, Mok P, Leung K N. A 1.2V buck converter with a novel on-chip low-voltage current-sensing scheme[C]// IEEE Int. Symp. on Ckt. & Sys. Canada, 2004.
- [5] Hylas Y H Lam, Wing-Hung Ki, Dongsheng Ma. Loop gain analysis and development of high-speed high-accuracy current sensors for switching converters[C]// ISCAS. Georgia: Atlanta, 2004: 828-831.
- [6] 李演明, 来新泉, 王红义. 降压型 DC-DC 转换器自调节型斜坡补偿电路设计[J]. 微电子学与计算机, 2005, 22(3): 274-276.
- [7] 来新泉, 周丽霞, 陈富吉. 升压型 DC-DC 转换器中的动态斜坡补偿电路设计[J]. 微电子学, 2005, 35(4): 420-423.
- [8] Chen Chilin, Hsieh Weilun. A high-speed and precise current sensing circuit with bulk control (CCB) technique [C]// IEEE Int. conf. Electronics, Circuits Syst. China: Shanghai, 2008: 283-287.

作者简介:

刘颖杰 女, (1984-), 硕士研究生. 研究方向为低压/低功耗模拟集成电路设计.

冯全源 男, 博士, 教授, 博士生导师. 研究方向为集成电路设计和半导体材料及器件.

(上接第 24 页)

仿真, 比较了经过滤波后所估计的位置和速度与实际测量位置和速度曲线, 说明这种算法能够很好地提高系统的定位精度, 使 GPS 定位有很强的鲁棒性.

参考文献:

- [1] 王惠南. GPS 导航原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 206-266.
- [2] 王志贤. 最优状态估计与系统辨识[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2004: 109-118.
- [3] 付梦印, 邓志红, 张继伟. Kalman 滤波理论及其在导航系统中的应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 74-97.
- [4] 徐宁寿. 随机信号估计与系统控制[M]. 北京: 北京工业大学出版社, 2001: 236-250.
- [5] 田景问, 高美娟. 人工神经网络算法研究及应用[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2006: 109-119.
- [6] Sasiadek J Z, Wang Q, Zeremba M B. Fuzzy adaptive kalman filtering for INS/GPS data fusion[C]//Proc of the 15th IEEE Int Symposium on Intelligent Control. Patras, 2000: 181-186.
- [7] Mehra R K. Approaches to adaptive filtering[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1972, 17(10): 693-698.

作者简介:

魏武 男, (1970-), 博士, 教授, 硕士生导师. 研究方向为机器人.

魏敏 男, (1983-), 硕士研究生. 研究方向为嵌入式系统及应用.