

电压模式 Buck 变换器 type 3A 型补偿器的研究

李艳丽, 冯全源

(西南交通大学 信息科学与技术学院 微电子研究所, 四川 成都 610031)

摘 要: 针对电压模式 Buck 型开关电源 type 3A 型补偿器进行研究. 对 type 3A 型补偿网络的穿越频率进行详细的推导, 并得出该穿越频率与负载电流无关. 在输入电压和输出电压发生较大变化时, 只需调节补偿网络外部电容 C_{if} , 就能得到良好的相位裕度和环路稳定性. 采用 Matlab 和 Hspice 对环路进行仿真, 仿真结果验证了对 type 3A 型补偿器理论研究的合理性.

关键词: 电压模式; type 3A 型补偿器; 相位裕度; 环路稳定; 外部电容

中图分类号: TN43

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)12-0136-04

Research of Voltage-Mode Buck Converter Type 3A Compensator

LI Yan-li, FENG Quan-yuan

(Institute of Microelectronics, School of Information Science & Technology, Southwest
Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A research is proposed for Voltage-mode Buck converter type 3A compensator in this paper. The cross frequency of type 3A compensator is derived in detail, and it gets the cross frequency has nothing to do with load current. When input voltage and output voltage change obviously, to get good phase margin and loop stability, it only to adjust external capacitance C_{if} of the compensation network. Matlab and Hspice is adopted in loop simulation, and it verifies the theory study of type 3A compensation.

Key words: voltage-mode; type 3A compensator; phase margin; loop stability; outside capacitance

1 引言

随着科技发展, 开关电源凭借体积小、重量轻、损耗小、效率高、应用范围广等众多优点被广泛应用^[1]. DC-DC 转换器是开关电源的重要分支. 在 DC-DC 转换器中, 系统的稳定性无疑设计师们最关心的问题之一, 它决定了芯片能否正常工作, 对其线性调整率和负载调整率等关键性能指标有较大影响, 是芯片设计的关键部分^[2-3]. 目前的补偿技术分片外补偿和片内补偿. 相对于片内补偿, 片外补偿简单易于实现, 但会增加芯片的引脚数目和 PCB 板的面积, 不利于在便携式设备中应用^[4].

本文针对电压模式 Buck 型变换器 type 3A 型补偿器^[5] (如图 1 中所示, 本文忽略了参考文献^[4]

中误差放大器(EA)的等效电容 C_{oea}) 进行研究, 推导出与负载电流无关的穿越频率公式, 并且在输入电压和输出电压发生变化时, 只需改变变换器的外部电容 C_{if} , 即可得到良好的相位裕度.

2 电压模式架构

图 1 所示为电压模式 Buck 型 DC-DC 的结构框图. 整个闭环系统由三个模块组成: 调制模块、补偿模块以及反馈网络.

电压模式环路工作原理为: 反馈网络对输出电压 V_{out} 进行采样得到 V_{FB} 信号, V_{FB} 与基准电压 V_{ref} 作为输入, 两电压差经过误差放大器(EA)进行放大, 产生调控电压 V_c , V_c 与斜坡信号 V_{ramp} 经过脉宽调制器(PWM)产生一系列的脉冲信号, 这些脉冲的

收稿日期: 2014-03-07; 修回日期: 2014-04-30

基金项目: 国家自然科学基金项目(61271090); 国家高技术研究发展计划(“八六三”计划)重大项目(2012AA012305)

宽度随 V_c 的变化而变化, 而这些脉冲宽度决定了输出能量的大小. 当负载消耗增大时, 脉冲宽度增大, 负载消耗能量减小时, 输出脉冲宽度减小, 从而保持输出电压的恒定^[6].

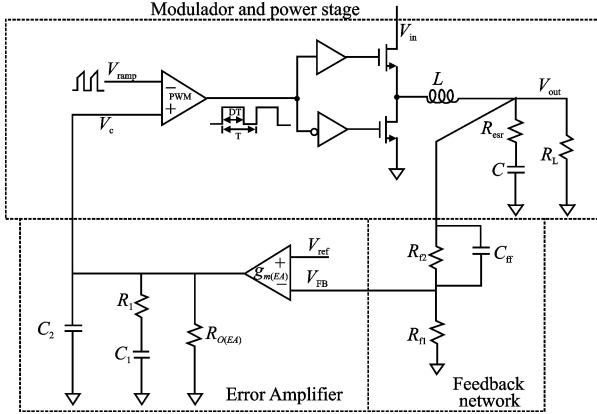


图1 电压模式变换器架构图

2.1 零极点分析

2.1.1 调制模块

调制器就是将误差放大器的输出信号 V_c 与电压斜坡信号 V_{ramp} 进行比较, 输出一定的占空比信号, 以调节开关的状态, 从而使得输出电压恒定. 调制模块的传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{V_{out}}{V_c} = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \cdot \frac{1 + sR_{esr}C}{1 + s(\frac{L}{R_L} + R_{esr}C) + s^2LC} \quad (1)$$

式中, R_{esr} 为电容 C 的等效串联电阻 (ESR).

由式(1)可看出, 调制模块有一个双重极点和一个零点, 分别为

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, f_{esr} = \frac{1}{2\pi R_{esr}C}$$

式中, f_{LC} 为双重极点, 由外部电容和电感决定; f_{esr} 为零点, 由外部电容和该电容的等效串联电阻 R_{esr} 决定. 由于 R_{esr} 很小, 这就使得 f_{esr} 远大于穿越频率. 因此, 调制器的开环增益以 -40 dB/dec 经过穿越频率, 这将会导致系统的不稳定.

2.1.2 反馈网络和补偿网络

采用电容 C_{ff} 与电阻 R_{f2} 并联, 其中 C_{ff} 是输出电压采样网络的补偿电容. 本文针对跨导运算放大器 (OTA) 补偿网络进行研究, 其传递函数可表示为^[7]

$$H(s) = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} g_{m(EA)} \cdot R_{O(EA)} \cdot \frac{(1 + sR_{f2}C_{ff})}{[1 + s(R_{f1} // R_{f2})C_{ff}]}$$

$$\frac{(1 + sR_1C_1)}{(1 + sR_{O(EA)}C_1 + s^2R_{O(EA)}R_1C_1C_2)} \quad (2)$$

式中, $C_1 \gg C_2$, $R_{O(EA)} \gg R_1$, $g_{m(EA)}$ 是误差放大器的跨导, $R_{O(EA)}$ 是误差放大器的输出电阻.

由式(2)可知, 补偿网络有两个零点和三个极点, 分别为

$$\begin{aligned} \text{极点} \begin{cases} f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{O(EA)}C_1} \\ f_{p2} = \frac{1}{2\pi(R_{f1} // R_{f2})C_{ff}} \\ f_{p3} = \frac{1}{2\pi R_1C_2} \end{cases} \\ \text{零点} \begin{cases} f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_1C_1} \\ f_{z2} = \frac{1}{2\pi R_{f2}C_{ff}} \end{cases} \end{aligned}$$

2.2 波特图

众所周知, 变换器的增益就是调制器、反馈网络和补偿网络的增益之积 (单位为倍), 其传递函数为

$$T(s) = G(s) \cdot H(s) \quad (3)$$

图2所示为 type 3A 型补偿器的波特图. 将 $H(s)$ 的次极点 f_{p2} 放置在 ESR 零点 f_{esr} 处, 将 $H(s)$ 的次级点 f_{p3} 放置在 $2 \sim 5$ 倍穿越频率处, 从而调整相位裕度达到一个良好的状态.

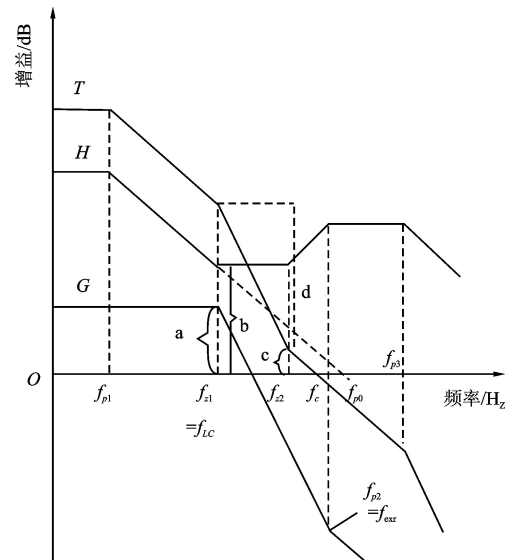


图2 type 3A 型补偿器的波特图

下面对穿越频率公式进行推导, 如图2所示.

$$a = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \quad (4)$$

$$b = 20\log f_{p0} - 20\log f_{LC} \quad (5)$$

$$c = 20\log f_c - 20\log f_{z2} \quad (6)$$

$$d = (20\log f_{z2} - 20\log f_{LC}) \times 2 \quad (7)$$

由图 2 可知 $a + b = c + d$, 可得到

$$\frac{V_{in}}{V_{ramp}} \cdot \frac{f_{p0}}{f_{LC}} = \frac{f_c}{f_{z2}} \cdot \left(\frac{f_{z2}}{f_{LC}}\right)^2 \quad (8)$$

即得到

$$f_c = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \cdot \frac{f_{LC}}{f_{z2}} \cdot f_{p0} \quad (9)$$

由图 2 可看出, 频率 f_{p1} 在反馈和补偿网络的曲线 H 所对应的增益为该部分的直流增益. 由式 (2) 可得出 f_{p1} 所对应的增益 $H(f_{p1})$:

$$H(f_{p1}) = 20\log\left(\frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} \cdot g_{m(EA)} \cdot R_{O(EA)}\right) \quad (10)$$

由图 2 中补偿与反馈网络曲线 f_{p1} 和 f_{p0} 点的位置, 运用数学公式即可得到 f_{p0} :

$$f_{p0} = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} \cdot g_{m(EA)} \cdot R_{O(EA)} \cdot f_{p1} \quad (11)$$

将式 (11) 和 f_{p1} 、 f_{LC} 、 f_{z2} 带入式 (9), 得到式 (12):

$$f_c = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \cdot \frac{R_{f1} \cdot R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \cdot g_{m(EA)} \cdot \frac{C_{ff}}{2\pi \sqrt{LC} \cdot C_1} \quad (12)$$

由式 (12) 可看出, 穿越频率与负载电流无关, 但与输入电压和输出电压有关.

由图 2 可以看出, 减小 f_{z2} 可以增大环路的相位裕度, 又由 f_{z2} 公式可得, 外部电容 C_{ff} 与 f_{z2} 成反比关系, 所以只需要改变外部电容 C_{ff} 就可以调整相位裕度的大小. 值得注意的是, 极点 f_{p2} 也与 C_{ff} 成反比关系, 增大 C_{ff} 会使得 f_{z2} 和 f_{p2} 同时减小, 但 f_{z2} 减小会增大相位裕度, 而 f_{p2} 减小会使相位裕度减小, 在进行设计时, 调节一个合适的 C_{ff} 从而得到一个良好的相位裕度. 同时 C_{ff} 增大会使穿越频率增大. 在进行环路设计时, 必须权衡相位裕度和穿越频率两者的关系进行补偿.

3 实际电路仿真

根据上述提出的两个方面理论分析, 本文采用 Matlab 和 Hspice 进行仿真实验. 表 1 中总结了环路补偿中的参数值.

表 2 所示为输入电压为 12 V, 输出电压为 2.5 V, 负载电流在 0.5~2 A 之间变化时的仿真结果. 表中的 PM 为相位裕度 (phase margin, PM, 下同). 结果可以看出, 环路的穿越频率不受负载电流的影响.

表 1 补偿环路的参数表

参数/单位	值
开关频率 f_{sw}/kHz	400
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	44
R_{esr}/Ω	35
电感 $L/\mu\text{H}$	4.7

表 2 不同负载电流下的仿真结果表

I_{load}/A	0.2	1	1.5	2
PM/(°)	66	66.4	66.8	67.1
f_c/kHz	135	135	135	135

表 3~5 所示为输入电压在 4 V、12 V 和 16 V, 负载电流为 1 A 时的仿真结果. 结果显示, 只需要改变外部电容 C_{ff} 的值, 就可以得到良好的相位裕度, 与上面理论分析一致.

表 3 输入电压为 4 V 时的仿真结果表

V_{out}/V	1.2	2	2.5	3	3.5
C_{ff}/pF	900	600	500	550	550
PM/(°)	45.4	55.1	59.1	60.8	62.1
f_c/kHz	60	56	53	56	56

表 4 输入电压为 12 V 时的仿真结果表

V_{out}/V	1.2	3.6	6	8.4	10.8
C_{ff}/pF	500	500	500	500	500
PM/(°)	65.5	72.5	73	73.2	73.3
f_c/kHz	122	130	131	132	133

表 5 输入电压为 16 V 时的仿真结果表

V_{out}/V	1.6	4.8	8	11.2	14.4
C_{ff}/pF	500	500	500	500	500
PM/(°)	73.2	75.2	75.4	75.5	75.5
f_c/kHz	161	167	167	169	169

图 3 所示为负载电流为 1 A, 输出电压为 2.5 V 时, 输入电压在 4~16 V 变化时的 Matlab 仿真图.

由图中可以看出, 相位裕度随电源电压的增大而增大, 相位裕度最小为 59.1°, 满足系统稳定的条件.

图 4 为系统中采用 type 3A 型补偿器时, 在典型应用下, 用 Hspice 进行仿真的负载瞬态响应图. 当负载在 10 μs 内从 0.2 A 到 2 A 变化时, 输出电压的幅度最大变化为 60 mV, 并且表现出良好的稳定性.

4 结束语

本文针对电压模式 Buck 变换器 Type 3A 型补

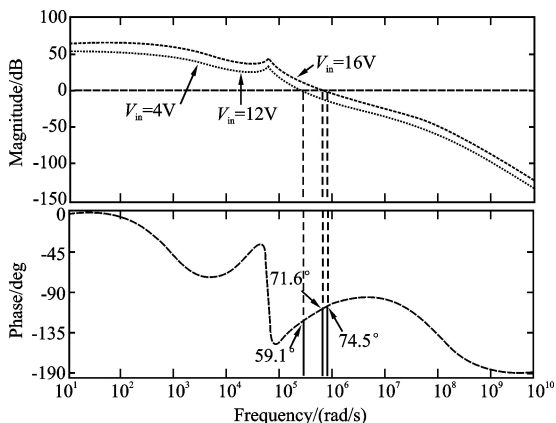
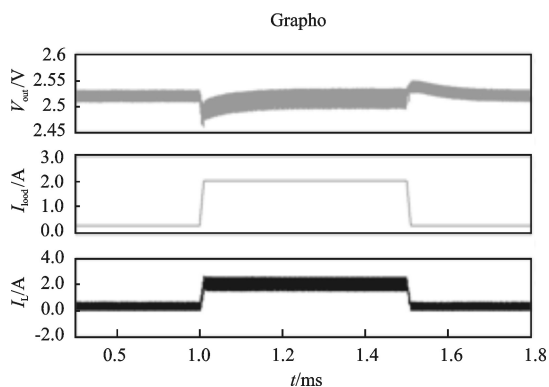
图3 V_{in} 为 4, 12, 16 V 时的波特图

图4 典型应用中的负载阶跃响应

偿进行深入研究. 结合环路波特图和数学公式推导出穿越频率公式, 得到穿越频率与负载电流无关这一结论, 并且得到了相应的验证. 本文运用 Matlab 和 Hspice 进行仿真验证, 在输入电压为 4~16 V 时, 不同输出电压下进行仿真. 仿真结果显示, 通过改变外部电容 C_{ff} 确实能够使得环路得到一个良好

的相位裕度, 满足电压模式 Buck 变换器的环路设计要求.

参考文献:

- [1] 袁冰, 来新泉, 贾新章, 等. 片内频率补偿实现电流模 DC-DC 高稳定性[J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2008, 32(4): 685-690.
- [2] 代国定, 徐洋, 李卫敏, 等. 电流模 PWM 降压 DC_DC 片内补偿电路的设计实现[J]. 电子器件, 2010, 33(1): 53-57.
- [3] 郑朝霞, 邹雪城, 邵轲, 等. 电流模 PWM DC_DC 升压转换器的稳定性分析与实现[J]. 微电子学与计算机, 2006, 23(6): 229-232.
- [4] 王涵, 马颖乾, 明鑫, 等. 峰值电流升压型 PWM 变换器片内补偿网络设计[J]. 微电子学, 2011, 41(2): 160-163.
- [5] Ning Tang. Designing ultrafast loop response with type-III compensation for current mode step-down converters. Texas Instruments[R]. 2010.
- [6] 张芬, 来新泉, 赵涛. 电压模控制中的两类频率补偿方法[J]. 电子器件应用, 2009, 11(1): 73-76.
- [7] Sanjaya Maniktala, 著, 王志强, 译. 精通开关电源[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008.

作者简介:

李艳丽 女, (1988-), 硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路设计. E-mail: 513781726@qq.com.

冯全源 男, (1963-), 博士, 教授, 博士生导师. 研究方向为集成电路设计、RFID 技术、功率半导体技术、电磁兼容与环境电磁学、微波器件及材料等.

(上接第 135 页)

- [8] Jianhua Feng, Guoliang Li, Jianyong Wang. Finding top-k answers in keyword search over relational databases using tuple units. [J]. Compute Sci Technol, 2011(9): 482-501.

作者简介:

甘井中 硕士, 高级工程师. 研究方向为数据挖掘.

韦盛学 博士, 讲师. 研究方向为数学统计.

谢 妙 博士, 副教授. 研究方向为数据挖掘.