

一种新型平均电流模式单周期 PFC 电流环补偿方案

刘振智, 李 俨, 张国俊

(电子科技大学 电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 四川 成都 610054)

摘 要: 针对平均电流模式单周期 PFC(功率因数校正器)电流环的设计要求, 提出了一种基于高跨导 OTA 的电流环补偿方案. 该方案可在保证频率特性精度的同时, 将传统方案中所需高精度外置电阻改为内置电阻, 降低了芯片的使用成本, 提高了集成度. 通过仿真验证了方案的可行性.

关键词: 单周期 PFC; 平均电流模式; 电流环补偿方案; 高跨导 OTA

中图分类号: TN433

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)02-0142-04

A Novel Type Current Loop Compensation Scheme of Average Current Mode OCC PFC

LIU Zhen-zhi, LI Yan, ZHANG Guo-jun

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Device,
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: A novel current loop compensation is proposed based on high transconductance OTA. By replacing the external resistors which has to be used in traditional design with internal resistors, this novel method can keep the accuracy of the compensation net's frequency, reduce the cost of application, and improve the level of integration. The simulation results verify the feasibility of this design.

Key words: OCC PFC; average current mode; current loop compensation; high transconductance OTA

1 引言

1990 年代, Keyue Ma, Smedley 提出了单周期控制(OCC)的概念^[1], 单周期 PFC 就因其动态响应快、抗干扰能力强等优点越来越受到人们的关注. 单周期 PFC 分为电压模式和电流模式, 电流模式又分为峰值电流模式和平均电流模式. 相对于峰值电流模式, 平均电流模式具有可以准确的跟踪电流设定值、抗噪能力强、无需斜坡补偿、适用于任意电路拓扑等优点^[2-3], 成为很多 PFC 芯片的实现方案.

本文从电流环对其补偿网络频率特性的要求入手, 提出一种新颖的补偿方案, 给出相关参数的设计方法, 给出了所需高跨导 OTA 的一种实现方案.

2 平均电流模式原理

峰值电流模式作为单周期 PFC 的一种基本类

型, 其原理在很多文献中都有涉及^[4]. 峰值电流模式中, 当占空比大于 50% 时, 功率器件开关带来的扰动电流引起的误差, 会被电压环逐次放大, 最终导致系统的不稳定, 需通过增加斜坡补偿模块或改用平均电流模式来消除这种影响^[5]. 以 Boost 电路为例, 平均电流模式的基本拓扑如图 1 所示, 外环为电压环, 内环为电流环. 与峰值电流模式相比, 只多出了电流环补偿模块.

如图 2 所示, 在开关频率足够高的情况下, 可将电感电流的包络看成是由功率管开关产生的高频扰动电流和代表电感电流变化趋势的低频电流的叠加.

电流环存在的目的是为了实现电感电流对输入电压的跟随, 而输入电压多为低频信号, 所以仅需获取反映电感电流瞬时值中包络变化趋势的低频信号, 用以进行比较即可. 电流环补偿网络的作用可以理解: 通过某种补偿网络实现对电感电流的瞬时

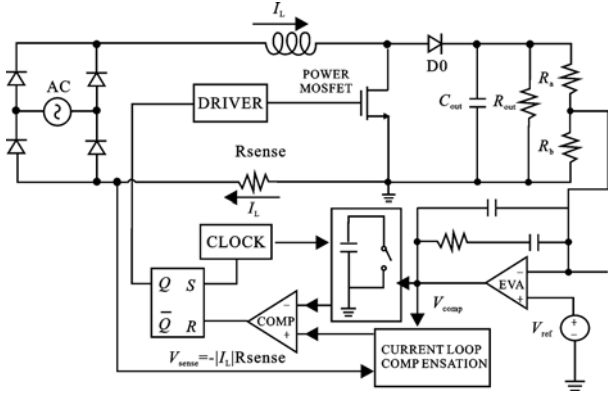


图 1 平均电流模式 Boost 类型开关电源拓扑

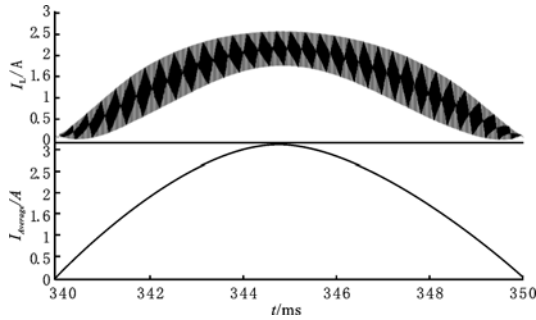


图 2 电感电流的瞬时值(上)和平均值(下)

值包络进行滤波,滤除无用的高频扰动电流,获得可以代表电感电流变化趋势的低频电流,并利用此低频电流与电压环误差放大器的输出进行比较,控制功率管的通断,实现电感电流对输入电压的跟随。

3 新型电流环补偿网络

传统的电流环补偿方案如图 3 左侧所示,其传递函数为^[2]

$$G(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_2 C_1 s + 1} \quad (1)$$

可见,传递函数中含有两个电阻值和一个电容值,为避免出现很大误差,网络中电阻和电容都需采用高精度的外置器件。

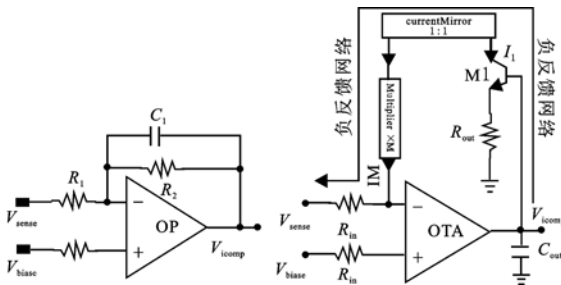


图 3 传统(左)和新型(右)电流环补偿方案

本文提出的电流环补偿网络,如图 3 右侧所示。可将电路分解成两部分,一部分由跨导放大器和补偿电容 C_{out} 组成,若认为在所需频率范围内跨导放

大器的跨导 g_m 为一个定值,则该部分的增益为

$$A_v(s) = \frac{g_m}{sC_{out}} \quad (2)$$

另一部分为负反馈回路(如图中箭头所示),可得反馈系数为

$$\beta = \frac{\Delta V_{sense}}{\Delta V_{icomp}} = \frac{\Delta I_M R_{in}}{\Delta I_L} \frac{\Delta I_L}{\Delta V_{icomp}} = \frac{M \times R_{in}}{R_{out}} \quad (3)$$

式中, M 为电流模放大器的放大倍数, R_{in} 、 R_{out} 为图中所示电阻阻值, ΔV_{sense} 、 ΔI_M 、 ΔI_L 为输出点变化 ΔV_{icomp} 时图中对应值的变化量。则该补偿网络的闭环传递函数为

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{A_v}{\beta A_v + 1} \\ &= \frac{\frac{g_m}{sC_{out}}}{\frac{M \times R_{in}}{R_{out}} \frac{g_m}{sC_{out}} + 1} \\ &= \frac{\frac{R_{out}}{M \times R_{in}}}{1 + s \frac{R_{out}}{M \times R_{in}} \frac{C_{out}}{g_m}} \end{aligned} \quad (4)$$

其极点值为

$$f_{p,n} = \frac{g_m M R_{in}}{2\pi C_{out} R_{out}} \quad (5)$$

分析该补偿网络的传递函数,若不考虑跨导值 g_m 的变化,则只有一个电阻比值、一个电容值、一个乘法器倍数 M 可能产生误差。其中, M 倍电流模乘法器,利用跨导线性原理实现,具有良好的频率特性,在所需频率范围内可以认为其值不变^[6]。电阻比值,利用电阻匹配技术,可以使其值相对恒定;电容只有一端与跨导放大器相连,另一端接地,所以可采用外置高精度电容,明显减小由其引起的误差。

因此,该补偿方式只需一个外置电容,就可以达到与传统补偿方式接近的频率特性精度。

而通过电流模放大器倍数 M ,可以调整补偿网络的增益值,进而调整整个电流环的增益,保证电流环有足够的相位裕度。

由于所用跨导放大器为单端输出,所以需要双端转单端的电流镜来作为输出级,则跨导放大器的主极点应为

$$f_{p,OTA} = \frac{1}{2\pi R_{ds} C_{out}} \quad (6)$$

式中, R_{ds} 为输出级 MOS 管的输出阻抗。

为保证在所需低频范围内,跨导放大器的跨导值恒定为 g_m ,其主极点值应在输入电压整流后频率值的 1/6 到 1/10 间。而为了保证补偿网络可以有效

滤除高频扰动电流,常将补偿网络的主极点设在开关频率的 1/6 到 1/10 间.由上面的分析,可得

$$\begin{cases} \frac{f_L}{5} \leq f_{p_OTA} = \frac{1}{2\pi R_{ds} C_{out}} \leq \frac{f_L}{3} \\ \frac{f_{sw}}{10} \leq f_{p_n} = \frac{g_m MR_{in}}{2\pi C_{out} R_{out}} \leq \frac{f_{sw}}{6} \end{cases} \quad (7)$$

式中, f_L 为开关电源的低频输入电压的频率值 f_{sw} 为开关电源的开关频率.

当补偿网络和 OTA 的主极点近似满足下式:

$$\frac{f_{p_OTA}}{f_{p_n}} \approx \frac{2f_L}{f_{sw}} \quad (8)$$

此时,OTA 的跨导值 g_m 约为

$$g_m \approx \frac{f_{sw} R_{out}}{2f_L MR_{in}} \frac{1}{R_{ds}} \quad (9)$$

实际设计中 OTA 的跨导值,应与上面给出的值大致相当,以确保通过调节其他参数,补偿网络和跨导放大器的主极点可以满足上面的设计窗口.

4 跨导放大器设计实例

将该补偿方案应用于 Boost 拓扑、平均电流模式、连续工作模式的单周期 PFC 中,已知开关频率 f_{sw} 为 65 kHz、输入电压频率 f_L 为 50 Hz,输出级 MOS 管输出阻抗 R_{ds} 在 2~4 M Ω 间,设电流模乘法器的倍数值 M 为 0.9,电阻比例 R_{out}/R_{in} 为 4.

由之前的分析,可得,跨导值 g_m 约在 0.72 mS 到 1.44 mS 间,在其中取 g_m 为 1 mS.取电流环的带宽为开关频率的 1/8,由式(5)可得,外置电容的值为

$$C_{out} = \frac{4g_m MR_{in}}{\pi R_{out} f_{sw}} = 4.4 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (10)$$

取 C_{out} 的值为 4.7 nF.

跨导放大器的整体电路如图 4 所示.

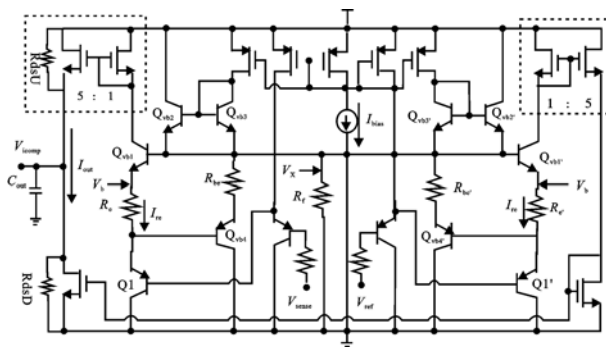


图 4 跨导放大器的整体电路

由 Boost 结构开关电源拓扑图 1 可得,电感电流的采样电压 V_{sense} 在电路正常工作时为负值.所以,图 4 中输入级需进行电平移位.为了获得 1 ms

的高跨导,MOS 管和 BJT 的跨导值远远不能满足要求,所以增益级电路需采用带射级负反馈的共射电路.输出级采用双端转单端的电流镜结构.

为保证电路功能的实现,图 4 中左右两个半边电路的电压偏置 V_b 需要相同,为此两侧分别通过一个 BJT(Q_{vb1} 和 Q_{vb1}') 升压之后再将两者相连.为了达到合适的 V_x 值,流经电阻 R_f 的电流必须远大于 Q_{vb1} 和 Q_{vb1}' 的基极电流之和,这部分额外的电流由 Q_{vb2} 和 Q_{vb2}' 的射级电流提供.而两侧分别由 Q_{vb3} 、 Q_{vb3}' 和 Q_{vb4} 、 Q_{vb4}' 组成的支路主要是为了给 Q_{vb2} 和 Q_{vb2}' 提供一个合适的直流工作电平.

同时给出的偏置电路中存在一个类似于跨导线性环的结构,由 Q_{vb1} 、 Q_{vb2} 、 Q_{vb3} 、 Q_{vb4} 、 R_e 、 R_{be} 组成.由此易得,流过增益级的偏置电流为

$$I_{re} = \frac{R_{be} I_{Bias} + \Delta V_{BE}}{R_e} \quad (11)$$

式中, ΔV_{BE} 为环中所有正向的与反向的管子的 BE 结电压之差.

对由 Q_1 和 Q_{vb1} 管组成的增益级进行小信号分析可得:

$$\Delta V_{sense} - \left(\frac{\Delta I_{re}}{g_{mn}} + \Delta I_{re} R_e \right) = \frac{\Delta I_{re}}{g_{mp}} \quad (12)$$

式中, ΔV_{sense} 为输入电压的变化量, ΔI_{re} 为流经电阻 R_e 的电流的变化量. g_{mp} 和 g_{mn} 为 Q_1 和 Q_{vb1} 的跨导值,流过这两个管子的电流同为 I_{re} ,则有

$$g_{mn} = g_{mp} = \frac{I_{re}}{V_T} = g_{mQ} \quad (13)$$

由式(12),可得总的跨导值为

$$g_m = \frac{5\Delta I_{re}}{\Delta V_{sense}} = \frac{5g_{mQ}}{2 + g_{mQ} R_e} \quad (14)$$

跨导放大器的主极点为

$$f_{p_OTA} = \frac{1}{2\pi C_{out} (R_{dsU} || R_{dsD})} \quad (15)$$

式中, R_{dsU} 和 R_{dsD} 分别为输出级上下两侧 MOSFET 的输出阻抗.

5 仿真结果

采用 0.5 μm BCD 工艺,在外接电阻 C_{out} 为 4.7 nF 的情况下对上面的跨导放大器进行 Hspice 仿真,得到其跨导和电压增益的 Hspice 仿真结果如下(图 5)所示.

可见,其在所需频率范围内,误差放大器的跨导值恒定为 1 mS,电压增益为 $g_m/(sC_{out})$ (在波特图上反映为一段斜率为 -20 dB/DEC 的线段),设计满足要求.

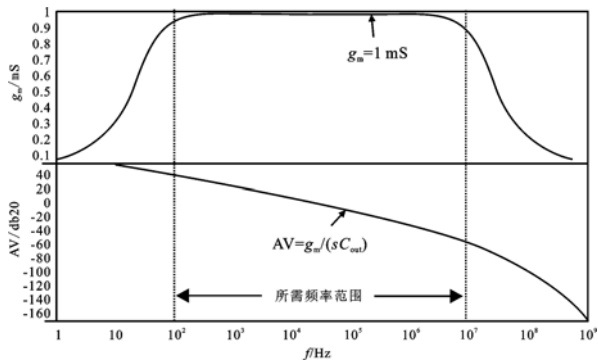


图 5 跨导和电压增益的幅频特性

利用上面的数据,采用 Matlab 对整个补偿网络进行仿真,其增益和相位的波特图如图 6 所示.可见,补偿网络为一个 3 dB 带宽 7.95 kHz 的单极点系统,满足设计要求.

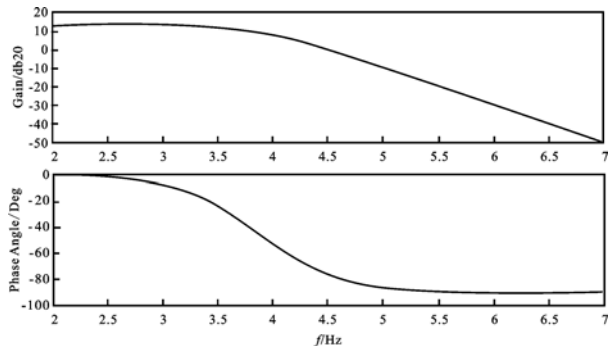


图 6 补偿网络的幅频(上)和相频(下)特性

6 结束语

针对平均电流模式单周期 PFC 对其电流环补偿网络的要求,本文基于高跨导 OTA,给出了一种同等频率特性精度下,不需要外置电阻的电流环补

偿网络,并给出了所需参数的设计方案.采用 0.5 μm BCD 工艺,通过针对某 Boost 拓扑的单周期 PFC 设计实例,进行电流环补偿网络和所需高跨导 OTA 的设计,得到了所需的频率特性,验证了方案的可行性.

参考文献:

- [1] Semdely K M, CUK S. One-cycle control of switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.
- [2] Modeling, Analysis and Compensation of The Current Mode Converter [M]. [s. l.]: Unitrode Application Note, 1999.
- [3] 杨汝. 平均电流模式的控制电路设计[J]. 电力电子技术, 2002, 36(4): 66-69.
- [4] 刘松斌, 王明彦. 单周期控制 PWM 整流器的研究[J]. 电气传动, 2008, 38(6): 31-33.
- [5] 陈吉富, 来新泉, 李玉山. 一种自适应斜坡补偿电路的设计与实现[J]. 半导体学报, 2008, 29(3): 593-597.
- [6] 董尚斌, 王敏. 跨导线性环电流放大器[J]. 实验技术与管理, 2007, 24(3): 52-54.
- [7] 刘恩科, 朱秉生, 罗普生, 等. 半导体物理学[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 55-61.
- [8] 施敏, 伍国珏. 半导体器件物理[M]. 陕西: 西安交通大学出版社, 2008: 13-14.

作者简介:

刘振智 男, (1991—), 硕士. 研究方向为模拟信号集成电路.

李 俨 男, (1989—), 硕士. 研究方向为模拟信号集成电路.

张国俊 男, (1960—), 教授. 研究方向为新型功率半导体器件与集成电路和系统.