

引用格式:酒耐霞,王立新,陈润泽,等.基于动态斜坡补偿电流型开关电源环路稳定性分析[J].微电子学与计算机,2020,37(11):35-40.[JIU N X, WANG L X, CHEN R Z, et al. Stability analysis based on dynamic slope compensation current mode switching power supply loop[J]. Microelectronics & Computer, 2020, 37(11): 35-40.]

基于动态斜坡补偿电流型开关电源环路稳定性分析

酒耐霞^{1,2},王立新^{1,2},陈润泽^{1,2},张洪凯^{1,2},郭 敏^{1,2}

(1 中国科学院 微电子研究所,北京 100029;2 中国科学院大学,北京 100049)

摘 要: 基于 FVF 结构,设计一种新型动态斜坡补偿的电路,检测输入和输出电压,产生动态的补偿电压,在稳定环路的基础上,尽可能提高环路的响应速度.对开关电源的控制电路各个模块建立等效小信号模型,分析内部电流环路和外部电压环路的开环增益函数,得出系统次斜坡振荡的原因.对比动态斜坡补偿方案与恒定斜坡补偿下的电压和电流环路的稳定性和响应速度,采用 matlab 软件仿真验证.仿真结果表明:动态斜坡补偿电路可有效抑制系统的次斜坡振荡现象,提高系统的动态响应速度.

关键词: 次斜坡振荡;FVF 结构;动态斜坡补偿;matlab

中图分类号: TN46

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2020)11-0035-06

Stability analysis based on dynamic slope compensation current mode switching power supply loop

JIU Nai-xia^{1,2}, WANG Li-xin^{1,2}, CHEN Run-ze^{1,2},
ZHANG Hong-kai^{1,2}, GUO Min^{1,2}

(1 Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Based on FVF structure, a new dynamic slope compensation circuit is designed to detect the input and output voltage, generate dynamic compensation voltage, and improve the response speed of the loop as much as possible on the basis of stable loop. The equivalent small signal model is established for each module of the control circuit of the switching power supply, and the open-loop gain function of the internal current loop and external voltage loop is analyzed to obtain the cause of sub-ramp oscillation of the system. The stability and response speed of voltage and current loop under dynamic slope compensation scheme and constant slope compensation scheme were compared, and matlab software was used for simulation verification. The simulation results show that the dynamic slope compensation circuit can effectively suppress the sub-slope oscillation and improve the dynamic response speed of the system.

Key words: subslope oscillation; FVF structure; dynamic slope compensation; matlab

1 引言

PWM 控制的开关电源是一种流行的 DC-DC 变换器控制技术,具有瞬态响应快、过载保护、精度高、易于补偿等优点^[1]. 峰值电流 PWM 型 Buck 变换器的稳定性高度依赖于电流内环,准确预测电流

内环特性是非常重要的. 恒定补偿电路的产生过大的电流,降低了开关电源的响应速度. 本文通过分析双环电流模 DC/DC 系统稳定性分析的小信号模型,针对电压、电流控制环路的稳定性和响应速度,设计一种基于 FVF(flip voltage follower)的动态斜坡补偿电路. 该电路根据输入和输出电压变化,动态

地调整补偿电压,减弱了过补偿现象^[2],且电路采用 FVF 结构取代了运算放大器的作用,电路结构更为简洁,且电流镜速度要远快于运放的反应速度.与恒定斜坡补偿相比,动态斜坡补偿,减小了固定斜率补偿的过补偿现象,在保证环路稳定性的基础上,使开关电源响应速度得到提高.本文研究工作均基于 Buck 系统的连续导通(CCM)模式.

2 动态斜坡补偿电路

图 1 中电压环与电流环分别为两个虚线框中的电路结构.

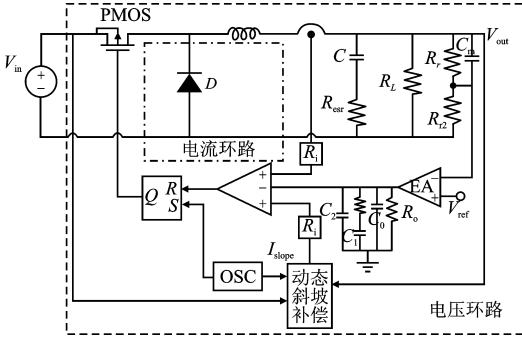


图 1 电流模 Buck 开关电源结构图

误差放大器对输出电压采样,电流采样电路能很快检测到输入电压的变化.当输入、输出电压变化时,两种电路共同控制开关电源的占空比,改变功率管的导通时间,稳定输出电压.

2.1 补偿电流理论分析

占空比 $D > 50\%$ 时,随着周期的推移,环路中的扰动可能会产生次谐波振荡,斜坡补偿方案能有效地解决上述问题^[3],如图 2 所示.

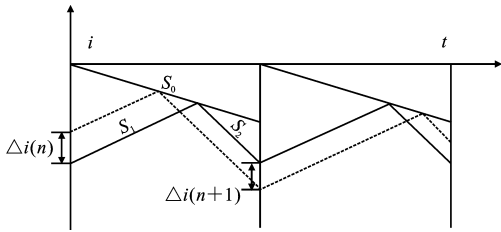


图 2 斜坡补偿后环路波形图

式中, S_1 、 S_2 、 S_0 分别为电流采样的上升、下降和补偿斜率.第 n 周期电流产生 a 的扰动,下周期,扰动信号变为 b ,则:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{V_{in} - V_{out}}{L}, S_2 = \frac{V_{out}}{L} \\ \left| \frac{K_i \Delta i_L(n+1)}{K_i \Delta i_L(n)} \right| = \frac{b}{a} = \frac{S_2 - S_0}{S_1 + S_0} \end{cases} \quad (1)$$

当 $b/a = (S_2 - S_0)/(S_1 + S_0) \leq 1$ 时,系统稳定^[4].满足稳定性,所需要的斜坡补偿斜率为:

$$S_0 \geq \frac{S_2 - S_1}{2} = \frac{V_{out} - 0.5V_{in}}{L} \quad (2)$$

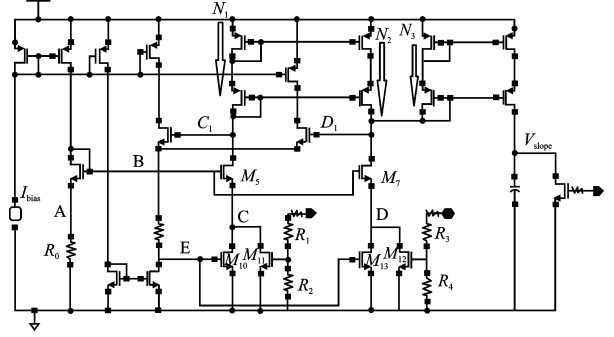


图 3 基于 FVF 的动态斜坡补偿电路

2.2 FVF 结构动态斜坡补偿电路

图 3 为基于 FVF 的动态斜坡补偿电路图^[5]:偏置电流通过电流镜, R_0 上产生 V_{R0} 电压,电压 V_{R0} 通过 M_5 和 M_6 、 M_7 构成的 FVF 结构,将 C、D 结点电压箝位至 V_{R0} .由于 V_{R0} 值较低, M_{11} 和 M_{12} 工作在深线性区. $R_1 \sim R_4$ 分别对 V_{in} 和 V_{out} 分压,则流过 M_{11} 、 M_{12} 的宽长比相同,导通电流分别为:

$$\begin{cases} I_{ds11} = \beta \left[\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in} - V_{th} \right) V_{R0} - V_{R0}^2 \right] \\ I_{ds12} = \beta \left[\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{out} - V_{th} \right) V_{R0} - V_{R0}^2 \right] \end{cases} \quad (3)$$

式中, $\beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$.由于 M_{10} 和 M_{13} 的源极、漏极、栅极电压均相同,使得 M_{10} 、 M_{13} 的导通电流也相同:

$$I_{ds10} = I_{ds12} = \beta_1 \left[(V_E - V_{th}) V_{R0} - V_{R0}^2 \right] \quad (4)$$

则 M_5 、 M_7 的导通电流分别为:

$$\begin{cases} I_{ds5} = I_{ds11} + I_{ds10} \\ I_{ds7} = I_{ds12} + I_{ds13} \end{cases} \quad (5)$$

支路 N_1 的电流: $I_{N1} = I_{ds5}$, I_{N1} 通过 $M_{14} \sim M_{18}$ 构成 cascode 电流镜,精确地镜像到支路 N_2 : $I_{N2} = I_{ds5}$,则支路 N_3 的电流为:

$$\begin{aligned} I_{N3} &= I_{ds7} - I_{ds5} = (I_{ds12} + I_{ds13}) - (I_{ds11} + I_{ds10}) \\ &= \beta \left[\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{out} - V_{th} \right) V_{R0} - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in} - V_{th} \right) V_{R0} \right] \\ &= \beta \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{out} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in} \right) V_{R0} \end{aligned} \quad (6)$$

电流 I_{N3} 通过电流镜镜像到支路 N_4 ,对电容 C_0 进行充放电,则 C_0 上的电压斜率为:

$$\frac{dV_{C0}(t)}{dt} = I_{N3}$$

$$= \beta \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{\text{out}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{in}} \right) V_{R_0} \quad (7)$$

通过设置 $R_1 \sim R_4$, 可以得到满足公式(2) 所需的斜坡电压.

从公式(3)可得,电流的精度与 C、D 结点的电压密切相关,为减小 C、D 结点的电压的误差,电路采用了改进后的 FVF 结构.改进后的 FVF 结构由器件 $M_5 \sim M_{13}$ 和 M_{18} 、 M_{19} 构成,其中包含了局部负反馈模块,稳定 C、D 结点的电压,降低 C、D 端的等效输出电阻,使改进后的 FVF 结构的输出能快速地跟随 A 点电压的变化.

相比于传统采用运放实现箝位的斜坡补偿电路,本文采样 FVF 结构实现电压箝位,该动态斜坡补偿电路结构简单,不需要判断是否开启斜坡补偿电路,降低了功耗和芯片面积,且电流镜镜像速度要远快于运放的反应速度,提高了开关电源的稳定速度。

3 信号模型和环路稳定性

图 4 为 Buck 变换器的小信号模型图.

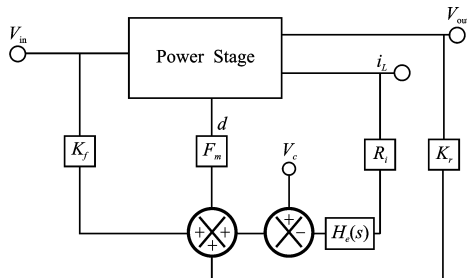


图 4 Buck 变换器的小信号模型图

式中, K_f 为输入电压的前馈模型, K_r 为输出电压反馈模型, F_m 为 PWM 调制模型, Power Stage 为功率级模型, R_i 为采样模型, $H_e(s)$ 为电流采样保持效应考虑在内电流回路^[3].

3.1 Power Stage 模型分析

Power Stage 模型描述了输出电压 $v_o(t)$ 、电感电流 $i_L(t)$ 与占空比 d 之间关系^[6], Buck 转换器的状态空间平均模型分为两种状态:

(1) 开关管导通,电感充电状态:

$$\begin{cases} C \frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{R} + i_L(t) \\ L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t) + v_{in}(t) \\ C \frac{du_C(t)}{dt} = \frac{v_o(t) - u_C(t)}{R_C} \end{cases} \quad (8)$$

(2) 开关管关断, 电感放电状态:

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{R} + i_L(t) \\ L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t) \\ C \frac{du_C(t)}{dt} = \frac{v_o(t) - u_C(t)}{R_C} \end{array} \right. \quad (9)$$

式中, $u_c(t)$ 为电容电压的瞬态信号. PWM 开关变换器大信号模型的状态空间平均模型为:

$$\left\{ \begin{aligned} C \frac{d \langle u_c(t) \rangle_{T_S}}{dt} &= - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_S}}{R} + \langle i_L(t) \rangle_{T_S} \\ L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_S}}{dt} &= - \langle v_o(t) \rangle_{T_S} + d(t) \langle v_{in}(t) \rangle_{T_S} \\ C \frac{d \langle u_c(t) \rangle_{T_S}}{dt} &= \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_S} - \langle u_c(t) \rangle_{T_S}}{R_C} \end{aligned} \right. \quad (10)$$

大信号模型引入小的扰动,即可得到输出电压、电感电流与占空比小信号模型^[7]:

$$\left\{ \begin{aligned} G_{ud} &= \frac{\hat{v}_d(s)}{\hat{d}(s)} = V_{in} \frac{(\frac{1}{sC} + R_C) // R_L}{(\frac{1}{sC} + R_C) // R_L + sL} \\ G_{ud} &= \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{R_L} \frac{1 + sC(R_C + R_L)}{1 + s(L/R_L + CR_C) + s^2LC \frac{R_C + R_L}{R_L}} \end{aligned} \right. \quad (11)$$

电压环路需考虑误差放大器、电感电流变化和输入、输出电压对斜波斜率的影响. 占空比与输入、输出电压和电感电流的小信号模型为:

$$\hat{d}(s) = F_m[\hat{v}_c(s) - \hat{i}_L(s)R_iH_e(s) + \hat{v}_{in}(s)F_f - F_r\hat{v}_o(s)] \quad (12)$$

将 $\hat{i}_L(s) = \hat{v}_0(s)/Z_o, Z_o = [(1/sC + R_C) // R_L], Z_L = sL$ 带入公式(11) 可得:

$$\begin{aligned} \hat{v}_o &= V_{in} \frac{Z_o}{Z_o + Z_L} \hat{d}(s) \\ &= F_m [\hat{v}_c(s) - \hat{i}_L(s) R_i H_e(s) + \hat{v}_{in}(s) F_f - \\ &\quad F_r \hat{v}_o(s)] \end{aligned} \quad (13)$$

从控制电压到输出电压的传输函数^[8]:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{Z_o}{Z_o(\frac{1}{F_m V_{in}} + F_f - F_r) + \frac{Z_L}{F_m V_{in}} + R_i H_e(s)} \quad (14)$$

从占空比到电感电流的传输函数:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{R_L} \frac{1 + s C(R_C + R_L)}{1 + s(L/R_L + CR_C) + s^2 LC \frac{R_C + R_L}{R_L}} \quad (15)$$

3.2 占空比调制模型

该模型的输入变量为自 EA 的 V_c 、电流采样电路和斜坡补偿电路 V_{ramp} , 输出变量是占空比^[9].

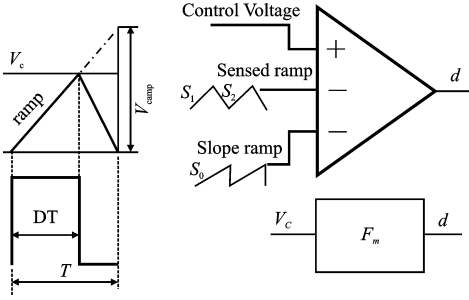


图5 占空比调制器模型图

斜坡补偿信号的补偿斜率为 S_0 和上升斜坡 S_1 , 根据相似三角形定理可得:

$$F_m = \frac{\Delta d}{\Delta v_c} = \frac{1}{(S_1 + S_0)T} = \frac{1}{m_c S_1 T} \quad (16)$$

式中, $m_c = 1 + S_0/S_1$ 为补偿因子, 则未补偿时 $m_{c0} = 1$, 恒定斜坡补偿时 $m_{c1} = 1 + 0.5S_2/S_1$, 动态斜坡补偿时 $m_{c2} = 1 + (V_{\text{out}} - 0.5V_{\text{in}})/(S_1 L)$.

3.3 其他电路模块建模

用离散时间建模对电流采样函数建模, 根据 Ridley 的模型, 电流采样的传递函数 $H_e(s)$ 为:

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n Q_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}, Q_n = -\frac{2}{\pi}, \omega_n = \frac{\pi}{T} \quad (17)$$

输入输出电压的扰动进入到控制环路中, 影响整个环路的稳定性. K_r 和 K_f 分别表示输出电压、输入电压对电感电流 $i_L(s)$ 前馈增益项:

$$\begin{cases} K_r = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta v_{\text{in}}(s)} = -\frac{DTR_i}{L}(1 - \frac{D}{2}) \\ K_f = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta v_o(s)} = -\frac{(1-D)^2 TR_i}{L} \end{cases} \quad (18)$$

3.4 电流和电压开环增益模型

电压环路包含了误差放大器及频率补偿模块, 其开环增益有三个原则^[10]: 环路的穿越频率 f_c : $0.1f_{\text{sw}} \leq f_c \leq 0.25f_{\text{sw}}$; (2) f_c 处, 增益斜率需为 -20 dB ; (3) 在穿越频率 f_c 处, 相位裕度 $\text{PM} \geq 60^\circ$. 误差放大器将环路闭合且形成了负反馈, 两个输入端在系统稳定时也趋于相等, 整个反馈网络的传输函数可表示为:

$$H(s) = \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} g_{\text{mea}} R_{\text{ca}}$$

$$\frac{1 + sR_{f1}C_f}{1 + s(R_{f1}/R_{f2})C_f} \frac{1 + sR_{i1}C_1}{1 + sR_{ia}C_1} \quad (19)$$

电压环路模型由 R_i 、 $H_e(s)$ 、 F_m 、Power Stage、 K_r 、 K_f 、 $H(s)$ 组成, 代入公式(14) 的电压开环增益函数:

$$\frac{\Delta v_o(s)}{\Delta v_c(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{1}{\frac{1}{R_L} + \frac{T}{L}(m_c D' - 0.5)} \frac{1}{(1 + \frac{1}{\omega_p})} \frac{1 + sCR_{\text{ESR}}}{1 + \frac{s}{\omega_n Q_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (20)$$

电流环路模型由 R_i 、 $H_e(s)$ 、 F_m 、Power Stage 组成, 电流环的开环增益函数 $T_i(s)$ 为:

$$\begin{aligned} T_i(s) &= R_i H_e(s) F_m G_{id} \\ &= \frac{L}{m_c(1-D)R_L T} \frac{1 + sC(R_{\text{ESR}} + R_L)}{1 + s(\frac{L}{R_L} + CR_{\text{ESR}}) + s^2 \frac{R_{\text{ESR}} + R_L}{R_L}} \end{aligned} \quad (21)$$

4 实验结果及分析

Buck 型开关电源的设计指标如表 1 所示.

表 1 Buck 型开关电源的参数表

参数	值/单位
V_{in}	15~30 V
V_{out}	12 V
f_{sw}	400 kHz
I_o	2 A
V_{ref}	2.5 V

不同补偿结构下的补偿因子 m_{c0} 、 m_{c1} 、 m_{c2} 代入到公式(20)和(21)中, 即可分析电压和电流环路在未补偿、恒定斜坡补偿、动态补偿的稳定性和响应速度.

4.1 电流开环增益模型

4.1.1 次谐波振荡分析

图 6 为电流环路增益大于 0, 环路不稳定, 在频域上证明占空比大于 50% 电流环路产生次谐波振荡的原因. 其中虚线: $D=40\%$ 、点线: $D=50\%$ 、实线: $D=80\%$.

4.1.2 不同斜坡补偿方案性能分析

图 7 为 $D=80\%$ 时不同补偿方案的频域特性, 动态斜坡补偿与其他两种方案相比, 兼顾了环路稳定性和响应速度. 虚线: 恒定斜坡补偿, 点线: 动态斜坡补偿, 实线: 未补偿结构.

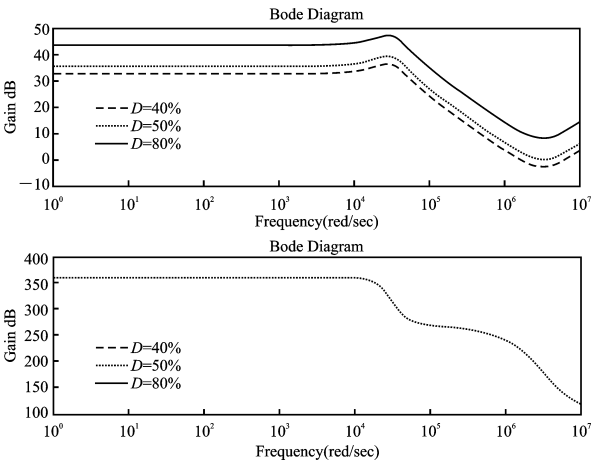


图 6 不同占空的环路频域特性

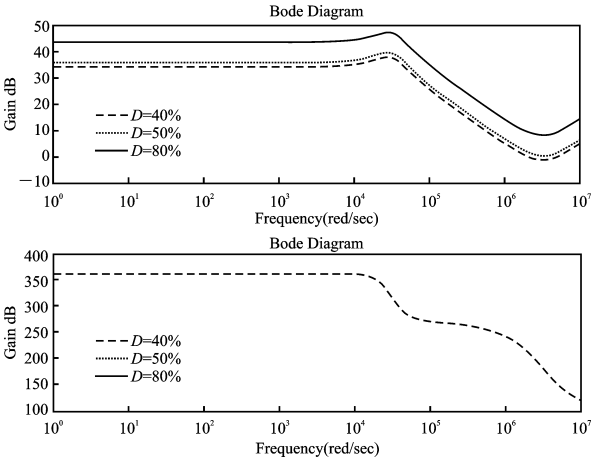
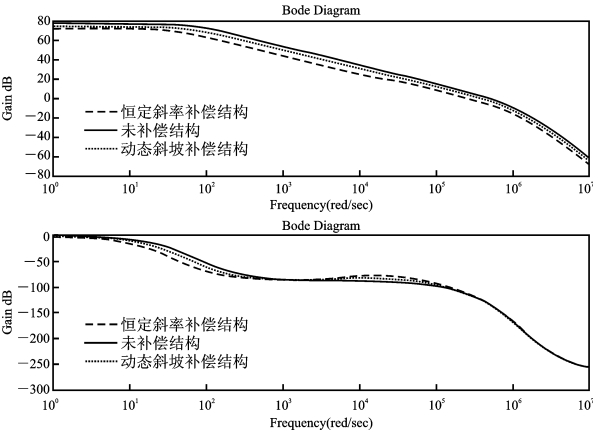


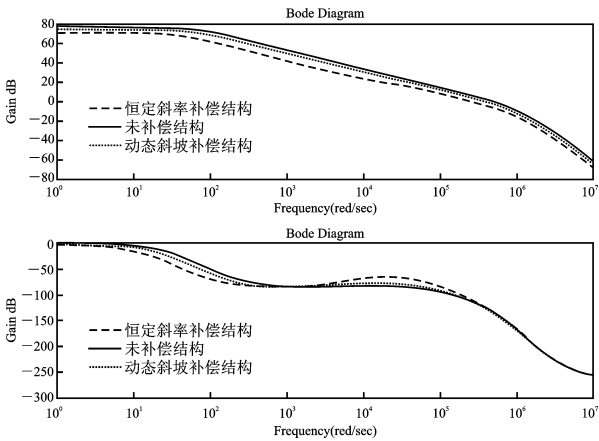
图 7 不同补偿方案的环路频域特性

4.2 电压开环增益模型

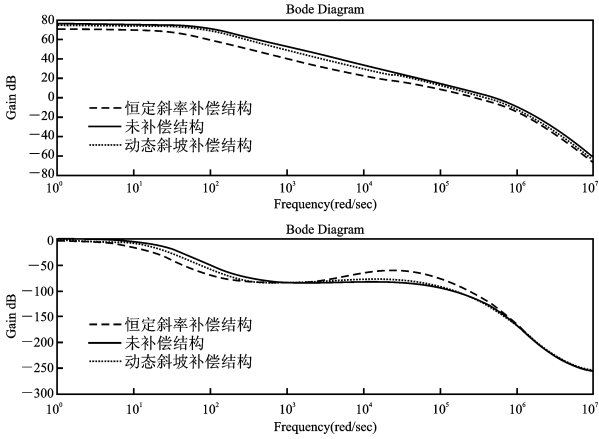
图 8 为不同输入电压下,不同补偿结构的环路频率特性图,实线:未补偿结构,点线:动态斜坡补偿结构,虚线:恒定斜率补偿结构。



(a) $V_{in}=15\text{ V}$ 时



(b) $V_{in}=24\text{ V}$ 时



(c) $V_{in}=30\text{ V}$ 时

图 8 在不同输入电压下时,不同补偿结构的环路频域特性图

从图 8 可知,输入电压为 15 V、24 V、30 V 时,未补偿结构的 f_c 分别为 82 kHz、82.3 kHz、83 kHz,相位裕度为 39°、42°、45°;恒定斜坡补偿的 f_c 分别为 43.6 kHz、44 kHz、44.2 kHz,相位裕度为 73.8°、75°、78°;动态斜坡补偿的 f_c 为 64 kHz、64.7 kHz、65 kHz,相位裕度为 57°、60°、62°;动态斜坡补偿技术折中了未补偿结构和恒定斜坡补偿结构,具有较好的环路的稳定性和响应速度。

4.3 动态响应与补偿结构的关系

图 9 为 FVF 结构的动态补偿电路产生的斜坡电压,从图中可知,补偿的斜坡随输入和输出电压的变化而变化。

图 10 是输出负载变化时的恒定斜率补偿和动态补偿的动态波形.动态条件均为:输出电流以 1 A/ μs 的变化率作动态变化。

从图中可以看到,恒定斜率补偿的稳定时间为 151 μs ,波动范围为 352 mV;动态斜坡补偿的稳定

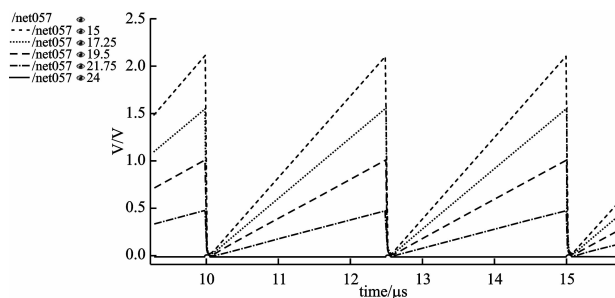


图9 动态斜坡补偿电压

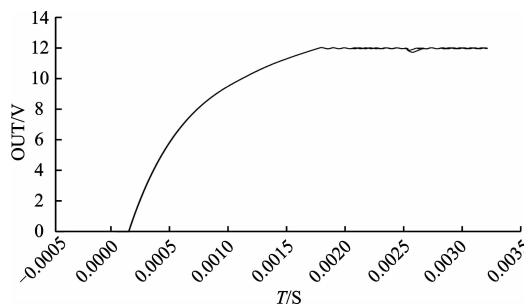


图10 输出负载变化的动态波形

时间为 $91 \mu\text{s}$, 波动范围为 197 mV . 动态斜坡补偿的动态响应较好.

5 结束语

本文采用 FVF 结构产生了一种随输入电压、输出电压变化的电流, 实现动态斜坡补偿电路, 结构简单. 并对峰值电流型 PWM 控制的 Buck 开关电源的环路模型进行建模, 借助数学工具分析开关电源不稳定的原因, 在不同的补偿方式下的环路稳定性进行了分析和仿真. 动态斜坡补偿技术来避免次谐波振荡, 提高了控制环路的稳定性, 补偿斜坡跟随占空比的变化而变化, 减弱了过补偿现象, 提高了环路的响应速度. 上述结论从仿真结果中得到了很好的验证.

参考文献:

- [1] 顾亦磊, 吕征宇, 陈世杰. 宽输入电压范围 Buck 型变流器小信号环路[J]. 电工技术学报, 2010, 25(12): 97-102. DOI: 10. 3969/j. issn. 1000-6753. 2010. 12. 016.
- GU Y L, LV Z Y, CHEN S J. Small signal loop for buck type converters under wide input voltage range [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(12): 97-102. DOI: 10. 3969/j. issn. 1000-6753. 2010. 12. 016.
- [2] 来新泉, 李祖贺, 袁冰, 等. 基于自适应斜坡补偿的

- 双环电流模 DC/DC 混沌控制[J]. 物理学报, 2010, 59(4): 2556-2263. DOI: 10. 7498/aps. 59. 2256.
- LAI X Q, LI Z H, YUAN B, et al. Control of chaos in double-loop current-mode DC/DC based on adaptive slope compensation[J]. Acta Physica Sinica, 2010, 59(4): 2556-2263. DOI: 10. 7498/aps. 59. 2256.
- [3] HUANGS P, FENG Q Y. Analysis and design of internal compensation for peak-current-mode converter [C]//Proceedings of 2013 Fourth International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP). Beijing, China: IEEE, 2013: 389-393.
- [4] 余泞江. Buck 型 DC-DC 开关电源的研究与设计[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2017.
- YU N J. Research and design of buck DC-DC switching power supply[D]. Chongqing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2017.
- [5] 曾衍瀚, 李毓鳌, 谭洪舟. 一种基于 FVF 的自适应斜坡补偿电路[J]. 微电子学, 2015, 45(6): 769-772. DOI: 10. 13911/j. cnki. 1004-3365. 2015. 06. 019.
- ZENG Y H, LI Y A, TAN H Z. A new adaptive slope compensation circuit based on FVF[J]. Microelectronics, 2015, 45(6): 769-772. DOI: 10. 13911/j. cnki. 1004-3365. 2015. 06. 019.
- [6] RIDLEY R B. A new, continuous-time model for current-mode control (power converters) [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1991, 6(2): 271-280. DOI: 10. 1109/63. 76813.
- [7] ZHUD R, WANGY H, DUANJ D, et al. Modeling and bifurcation analysis of buck converters under peak current-mode control [C]//Proceedings of 2018 Chinese Automation Congress. Xi'an, China: IEEE, 2018: 2563-2568. DOI: 10. 1109/CAC. 2018. 8623117.
- [8] KONDRATH N, KAZIMIERCZUKM K. Control-to-output and duty ratio-to-inductor current transfer functions of peak current-mode controlled dc-dc PWM buck converter in CCM [C]//Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Paris, France, IEEE, 2010: 2734-2737.
- [9] 叶强, 王泽宇, 来新泉. 峰值电流模 BUCK 变换器的建模及稳定性设计[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 4(2): 31-34.
- YE Q, WANG Z Y, LAI X Q. Modeling analysis and stability design of peak-current mode BUCK converter [J]. Journal of Huazhong University of Science & Technology (Natural Science Edition), 2014, 4(2): 31-34.

al. Extending self-organizing network availability using genetic algorithm[C]//Fifth International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT). Hefei, China, IEEE, 2014: 1-6.

[11] SAEEDIAN E, TORSHIZ M N, JALALI M, et al. CFGA: clustering wireless sensor network using fuzzy logic and genetic algorithm[C]//2011 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Wuhan, China, IEEE, 2011: 1-4.

[12] SHOKROLLAHI A, MAYBODI B M N. An energy-efficient clustering algorithm using fuzzy C-Means and genetic fuzzy system for wireless sensor network[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2017, 26(1): 1750004. DOI: 10.1142/S0218126617500049.

[13] SRINIVAS M, PATNAIK L M. Adaptive probabili-

ties of crossover and mutation in genetic algorithms[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 1994, 24(4): 656-667. DOI: 10.1109/21.286385.

[14] ALI Q I, ABDULMAOWJOD A, MOHAMMED H M. Simulation & performance study of wireless sensor network (WSN) using MATLAB[C]//2010 1st International Conference on Energy, Power and Control (EPC-IQ). Basrah, Iraq: IEEE, 2010: 307-314.

作者简介:

陈磊男,(1995-),硕士研究生.研究方向为无线传感网、路由算法.

张颖(通讯作者)男,(1968-),博士,教授,博士生导师.研究方向为物联网、海事无线通信、无线自组织网络. E-mail:yingzhang@shmtu.edu.cn.

(上接第 40 页)

[10] 黄苏平. Buck 变换器环路稳定性的研究与设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2014.

HUANG S P. Research and design an loop stability for buck converter[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2014.

作者简介:

酒耐霞女,(1994-),硕士研究生.研究方向为 DC/DC 电路设计以及功率半导体器件开发.

王立新(通讯作者)男,(1976-),研究员,博士生导师.研究方向为半导体器件的开发及器件可靠性研究和电源管理、智能驱动等模拟电路. E-mail:wanglixin@ime.ac.cn.

陈润泽男,(1992-),博士研究生.研究方向为半导体器件的开发及器件可靠性.

张洪凯男,(1993-),硕士研究生.研究方向为 DC/DC 电路以及智能功率驱动电路设计.

郭敏女,(1994-),硕士研究生.研究方向为模拟集成电路.