

一种多输出电流馈电推挽变换器的 电流反馈控制方法

邱 楹¹, 仲崇权²

(1. 大连理工大学电气工程系, 辽宁大连 116023; 2. 大连理工大学电子与信息工程学院, 辽宁大连 116023)

摘 要: 本文提出了一种应用于多输出 BUCK 电流馈电推挽变换器的电流反馈控制方法. 该控制方法等效于可变频系数的加权电压控制方法, 其通过将反馈变量采样点由输出支路转移至变压器原边输入端并利用电感电流加以补偿从而实现对各支路输出电压的均衡调节. 这一控制方法在简化反馈环节的同时改善了各支路输出电压的负载调整特性. 分析过程考虑了主要的传导损失. 仿真与实验结果证明了该控制方法的有效性.

关键词: 电流馈电推挽变换器; 平均大信号模型; 多输出; 电流反馈控制方法

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 11-2183-07

Current Feedback Control Method on Multiple-Output Current-Fed Push-Pull Converter

QIU Ying¹, ZHONG Chong-quan²

(1. Department of Electrical and Electronics Engineering, Dalian University of Technology, Dalian, Liaoning 116023, China;

2. Institute of Electronic and Information Engineering, Dalian University of Technology, Dalian, Liaoning 116023, China)

Abstract: A current feedback control method for regulating output voltage among multiple outputs of buck current-fed push-pull converter is presented in this paper. The new control method which can be equivalent with changing factor weighted voltage mode control method, switch the feedback sampling point from outputs of converter to the input of transformer primary side and compensate the feedback loop with inductor current to achieve the balanced regulation of multiple output voltages. New control method simplifies the feedback loop structure as well as optimizes load regulation of output voltage among multiple outputs in the converter. All the major conduction losses are incorporated in analysis. Finally, the validity of the control method is verified by simulation and experiment results.

Key words: current-fed push-pull converter; average large-signal model; multiple-output; current feedback control method

1 引言

近年来,多输出开关变换器已广泛应用于包括工业控制器,消费类电子产品在内的各类电子系统中.从控制理论的角度看,多组电压输出开关变换器中开关管的占空比为控制变量,各支路输出电压为被控变量.因此,如何利用单个控制变量实现多个被控变量的独立精确控制就成为开关变换器设计者所面临的重要问题.

针对这一状况,文献[1~3]提出了加权电压控制方法.该方法以多个支路输出电压的加权和作为反馈变量调节原边开关管的占空比,从而实现各支路的稳压输出.然而这一方法只适用于多个支路共地的情况,且由于权值恒定而各支路负载处于变化之中,输出电压很难

精确调节.同步开关后级调整法分别在各支路中接入辅助开关管^[4~6]或磁放大器^[7],通过控制辅助开关管的占空比实现对各支路电压的精确调节.与加权电压控制法相比,这一方法较好的解决了各支路间相互耦合的问题.然而由于各支路独立控制回路的引入,电路趋于复杂,效率也受到一定影响.文献[8]提出了单电感分时复用的控制方法,令原边电感电流在不同时段分别注入与之对应的副边支路中,通过控制这些时段的比例以实现各路输出电压的精确控制.值得注意的是,电感分时复用建立在电感电流断续的基础上,因而这一方法对变换器动态响应将产生负面影响.

本文结合 BUCK 电流馈电推挽变换器^[9~12],提出了一种改善多输出变换器电压负载调整特性的电流反馈

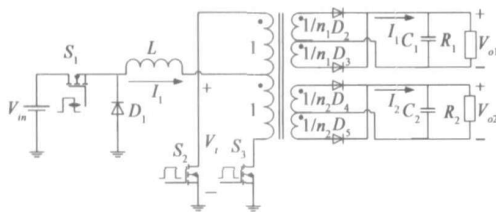


图1 BUCK电流馈电推挽变换器

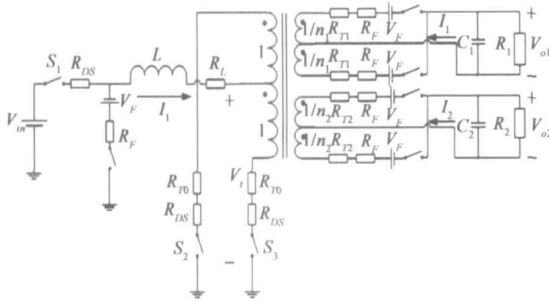


图2 BUCK电流馈电推挽变换器等效电路

控制方法. 文中首先给出了BUCK电流馈电推挽变换器平均大信号模型及直流稳态响应. 在此基础上利用变压器原边输入电压及电感电流按一定比例合成反馈信号, 从而使控制器能够对电路中寄生参数引起的压降进行补偿, 并最终实现对多路输出电压的均衡调节. 分析表明, 这一控制方法等效于可变权系数的加权电压控制方法, 且其应用不受各输出支路是否共地的限制. 仿真和实验结果验证了理论分析的正确性和控制方法的有效性.

2 模型构建

BUCK电流馈电推挽变换器如图1所示. 图中 \$S_1\$ 为BUCK变换器开关管, \$D_1\$ 为续流二极管, \$L\$ 为输入电感. \$S_2, S_3\$ 为推挽变换器开关管, \$D_2 \sim D_5\$ 为整流二极管, \$C_i\$ 为第 \$i\$ 路输出电容, \$V_i\$ 为变压器输入电压, \$I_i\$ 为电感电流, \$I_i\$ 为第 \$i\$ 路支路电流, \$n_i\$ 为变压器第 \$i\$ 路绕组变比. 该变换器应用一个输入电感代替多个输出电感从而使多输出变换器结构得以简化. 其中, 推挽变换器采用 0.5 占空比开环控制. 若保证电感电流连续, 则任意时刻均有副边整流二极管导通, 从而使 \$V_i\$ 得以紧密跟随各支路输出电压. BUCK变换器通过调整 \$S_1\$ 占空比稳定 \$V_i\$ 进而稳定各支路输出电压.

基于能量守恒平均技术对变换器建模, 作如下假设: 原边电感电流及各副边支路电流始终连续. 所有无源元件为线性时不变器件, 外部电压源输出阻抗恒为零. 忽略开关管寄生电容及电容等效串联电阻的影响. 视电路中同种元件均采用相同型号.

图2给出包含寄生参数的变换器模型. 其中二极管被分段线性化为导通阻抗 \$R_F\$ 和门限电压 \$V_F\$. \$R_0\$ 为变压器原边绕组电阻. \$R_{Ti}\$ 为变压器第 \$i\$ 路副边绕组电阻. \$R_{DS}\$ 为开关管导通电阻. \$R_L\$ 为电感等效串联电阻. 利用受控

电流源替代开关管 \$S_1\$ 在单位周期内的平均电流, 利用受控电压源替代二极管 \$D_1\$ 在单位周期内的平均电压. 以变压器为界分别对原副边寄生参数进行合并, 得图3所示变换器平均大信号模型. 其中 \$d\$ 为开关管 \$S_1\$ 占空比, \$R_{E0}\$ 为变压器前侧等效串联电阻, \$R_{Ei}\$ 为变压器第 \$i\$ 路支路等效串联电阻, 并满足如下关系:

$$R_{E0} = dR_{DS} + (1-d)R_F + R_L \quad (1)$$

$$R_{Ei} = R_F + R_{Ti} + (R_{DS} + R_{Ti}) \left(\frac{1}{n_i^2} + \frac{1}{n_{3-i}^2} \frac{R_i + R_{Ti} + R_F}{R_{T3-i} + R_F} \right) \quad (2)$$

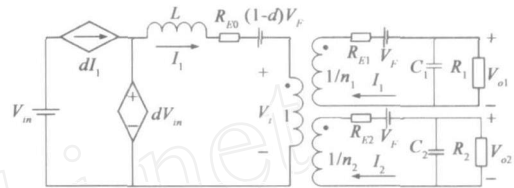


图3 BUCK电流馈电推挽变换器大信号模型

由图3所示模型, 可列写变换器中各变量关系:

$$\begin{cases} \frac{V_i}{n_i} = V_F + \frac{R_i + R_{Ei}}{R_i} V_{oi} + R_{Ei} C_i \frac{dV_{oi}}{dt} \\ I_i = C_i \frac{dV_{oi}}{dt} + \frac{V_{oi}}{R_i} \\ L \frac{dI_1}{dt} + R_{E0} I_1 = dV_{in} - V_i - (1-d)V_F \\ I_1 = \sum_{i=1}^N \frac{I_i}{n_i} \end{cases} \quad (3)$$

式中 \$N=2\$ 为输出支路数. 若忽略式(3)中导数项, 化简中间变量可得变换器第 \$i\$ 路稳态响应为:

$$V_{oi} = \frac{R_i}{R_i + R_{Ei}} \left(\frac{d \cdot V_{in}}{n_i} - V_{FSi} \right) \quad (4)$$

上式中, 将变压器前侧等效串联电阻及门限电压分别折算到各输出支路中. \$V_{FSi}\$ 为折算后第 \$i\$ 路支路等效门限电压, \$R_{Esi}\$ 为折算后第 \$i\$ 路支路等效串联电阻, 且满足如下关系:

$$V_{FSi} = \frac{1}{n_i} V_F (n_i + 1 - d) \quad (5)$$

$$R_{Esi} \approx R_{Ei} + R_{E0} \left(\frac{1}{n_i^2} + \frac{1}{n_{3-i}^2} \frac{R_i + R_{Ti} + R_F}{R_{T3-i} + R_F} \right) \quad (6)$$

由式(4)可知, 任意一路负载的变化均将引起第 \$i\$ 路输出电压的变化. 如何确定能够在各种负载条件下均满足稳压要求的占空比成为多输出变换器控制所面临的主要问题.

3 变换器控制方法

3.1 控制方法设计

考虑式(3), 若忽略电路中寄生参数的影响, 则可认为变压器输入电压 \$V_i\$ 与第 \$i\$ 路输出电压满足变压器变

比关系.由此可将反馈环路采样点由输出支路转移至变压器原边输入端,通过稳定 V_t 从而间接稳定各支路输出电压.然而实际电路中,由于寄生参数的存在,输出电压很难精确跟随 V_t 的变化.特别是在若干支路负载较重时,各支路输出电压相互耦合.为此,有必要通过反馈回路对寄生参数的影响进行补偿.

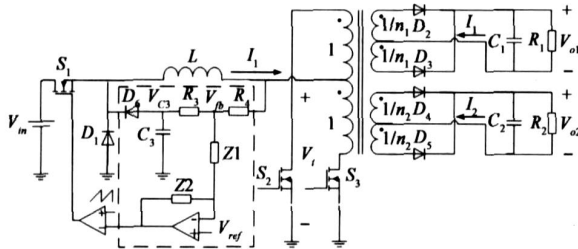


图4 基于电流反馈控制的两路输出BUCK电流馈电推挽变换器

图4给出了采用电流反馈控制方法的BUCK电流馈电推挽变换器.图中 D_6 与 C_3 共同构成电流采样环节. R_3, R_4 为反馈电阻, V_{C3} 为电容 C_3 电压. V_{fb} 为反馈采样电压并可写为:

$$V_{fb} = K_1 V_t + K_2 V_{C3} \quad (7)$$

式中: $K_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$, $K_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$

式(7)中反馈采样电压由 V_t 及 V_{C3} 加权合成.若能通过 V_{C3} 引入电感电流的信息,则可实现反馈回路的补偿功能.为此,考虑二极管 D_1 伏安曲线如图5所示.其中折线部分代表前文所述分段线性化的结果.

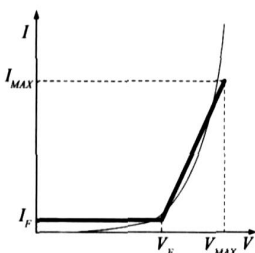


图5 二极管 D_1 伏安曲线

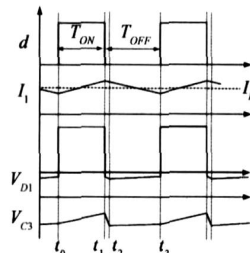


图6 电流采样环节理论波形

开关管 S_1 关断期间,二极管 D_1 正向压降表示为:

$$V_{D1} = V_F + R_F I_L \quad (8)$$

其中:

$$R_F = \frac{V_{MAX} - V_F}{I_{MAX} - I_F} \approx \frac{V_{MAX} - V_F}{I_{MAX}} \quad (9)$$

I_F 为线性化起始电流,由于其值较小,上式中忽略了其影响.二极管 D_1 及电容 C_3 工作波形如图6所示.具体过程为: $t_0 \sim t_1$ 阶段,开关管 S_1 导通,电感电流 I_L 上升,二极管 D_1 及 D_6 承受反压关断. V_t 通过反馈电阻 R_3, R_4 对电容 C_3 充电, V_{C3} 缓慢上升. $t_1 \sim t_2$ 阶段,开关管 S_1 关断,电感电流 I_L 下降. C_3 所充电荷通过 D_6 瞬间释放, V_{C3} 下降, I_L 逐渐转移至 D_1 中. $t_2 \sim t_3$ 阶段, I_L 完全转移至 D_1 中, V_t 通过 R_3, R_4 及 D_6 对电感放电, V_{C3} 满足

如下关系:

$$V_{C3} = V_{D6} - V_F - R_F I_L \quad (10)$$

式中 V_{D6} 为 D_6 正向导通压降.若选取 R_3, R_4 使流经 D_6 的电流为 I_F ,且电容 C_3 足够大,电感电流波动足够小,忽略 V_t 对 C_3 充电的影响,则一周期内 V_{C3} 可近似表示为:

$$V_{C3} \approx -R_F I_L \quad (11)$$

至此,通过 V_{C3} 引入了电感电流的信息.将式(3)及(11)代入式(7)中,取直流量可得:

$$V_{fb} = \sum_i \frac{K_1 n_i}{2} V_F + \sum_i \frac{K_1 n_i^2 (R_L + R_{ES}) - 2 K_2 R_F}{2 n_i R_i} V_{oi} \quad (12)$$

式(12)中第一项为固定门限电压反馈项,该项的存在表明变压器输入电压 V_t 需略高于输出电压对原边的折算值,从而对副边二极管门限电压造成的压降加以补偿.式中第二项为可变权系数反馈项,若保证该项系数恒为正,则各路输出电压均有一定权系数对变压器输入电压进行调整.在此基础上,若第 i 路负载加大,其权系数中分子增加的比例将大于分母增加的比例,使负载较重支路的权系数相应加大,从而实现了反馈权系数随负载变化的动态调整.由上述分析可知,电流反馈控制方法等效于可变权系数的加权电压控制方法,从而可进一步优化变换器的负载调整性能.

3.2 反馈电阻的选择

如前文所述,反馈电阻需令式(12)中各项系数均为正,且使二极管 D_6 的正向压降为 V_F .然而这并未建立起反馈电阻与输出电压间的关系,因此有必要对反馈电阻的选择做进一步讨论.

变换器达稳态时,反馈采样电压应与基准电压相一致.将式(4)代入,并忽略等效串联电阻中占空比 d 的影响,得占空比表达式为:

$$d = \frac{V_{ref} + K_1 V_F - K_3 [M_1 (n_1 + 1) + M_2 (n_2 + 1)] V_F}{[K_1 - K_3 (M_1 + M_2)] (V_{in} + V_F)} \quad (13)$$

式中:

$$K_3 = (K_1 R_L + R_F), M_1 = \frac{1}{n_1^2 (R_1 + R_{ES1})},$$

$$M_2 = \frac{1}{n_2^2 (R_2 + R_{ES2})}$$

将式(13)代入式(4)得第 i 路输出电压为:

$$V_{oi} = \frac{V_{ref} + K_3 M_{3-i} (n_i - n_{3-i}) - n_i K_1 V_F}{K_1 - K_3 (M_1 + M_2)} n_i M_i R_i \quad (14)$$

由式(14)可知,电流反馈控制方法消除了输入电压对各支路输出电压的影响.输出电压可看成各路负载及 K_1 的函数,即:

$$V_{oi} = f(R_1, R_2, K_1) \quad (15)$$

K_1 选择的原则为,对任意支路,若该支路重载而其它支路轻载,其输出电压不低于最小值.反之,其输出电压不高于最大值.由此可得:

$$\begin{cases} V_{oi}^{\min} \leq f(R_i^{\min}, R_{3-i}^{\max}, K_1) \\ V_{oi}^{\max} \geq f(R_i^{\max}, R_{3-i}^{\min}, K_1) \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知,对一路输出电压的限定即可解出一个 K_1 的范围.过于严格的限制可能导致方程组无解,这是由于电压加权反馈无法对各支路输出电压进行精确调节导致的.反馈电阻 R_3, R_4 需保证流经 D_6 的电流为 I_F ,则 R_3, R_4 可由下式得出:

$$\begin{cases} R_3 \approx K_1 \frac{n_1 V_{oi}}{I_F} \\ R_4 \approx K_2 \frac{n_1 V_{oi}}{I_F} \end{cases} \quad (17)$$

3.3 控制器设计

考虑图3所示大信号模型,BUCK 电流馈电推挽变换器可看成将推挽变压器插入 BUCK 变换器输出滤波器中点而成.其中推挽变压器采用 0.5 占空比开环控制,为电感电流的隔离传送提供通道.若忽略变压器及整流二极管的影响,可将上述变换器简化为单输出 BUCK 变换器,如图7所示.

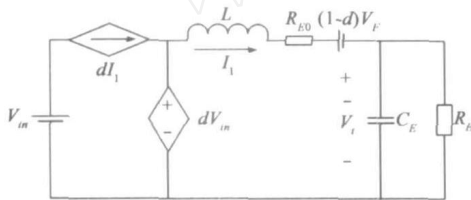


图7 等效单输出BUCK变换器大信号模型

图中 R_E, C_E 分别为等效负载及等效输出电容且满足如下关系:

$$R_E = \frac{R_1}{n_1^2} \frac{R_2}{n_2^2} \quad (18)$$

$$C_E = n_1^2 C_1 + n_2^2 C_2 \quad (19)$$

将图7中大信号变量分解为小信号变量与直流分量之和:

$$\begin{cases} V_{in} = V_{IN} + \hat{v}_{in} \\ d = D + \hat{d} \\ V_t = V_T + \hat{v}_t \\ V_{oi} = V_{Oi} + \hat{v}_{oi} \end{cases} \quad (20)$$

利用式(20)代替图7中等效受控源并忽略输入电压及负载波动,线性化后可得控制输出传递函数为:

$$T_P(s) = \frac{\hat{v}_t}{\hat{d}} = \frac{V_{IN}}{LC_E s^2 + 2\epsilon_r \omega_s s + \omega_r^2} \quad (21)$$

式中:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{R_E + R_{E0}}{LC_E R_E}}, \epsilon_r = \frac{C_E R_E R_{E0} + L}{2 \sqrt{LC_E R_E (R_E + R_{E0})}}$$

同理,由式(3),(7)及(11)线性化后可得反馈通道传递函数:

$$T_F(s) = \frac{\hat{v}_{fb}(s)}{\hat{v}_t(s)} = - \left(K_2 R_F C_E s + K_2 \frac{R_F}{R_E} - K_1 \right) \quad (22)$$

由式(22)可知,反馈通道引入了新的零点,其位置随负载变化而变化.在轻载条件下,该

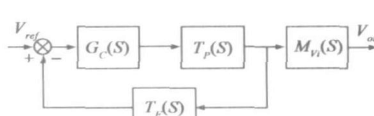


图8 闭环系统方框图

零点将处于右半平面从而构成非最小相位系统.另一方面,变压器漏感将导致 V_t 电压的周期性尖峰.为避免上述问题影响环路稳定,可使用低带宽控制器对环路进行补偿.

考虑单极点补偿网络,其传递函数为:

$$G_C(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{e}} = - \frac{\omega_p}{s} \quad (23)$$

ω_p 为极点角频率,为保证环路稳定,取 $\omega_p = \omega_r/10$.由式(3)得 V_t 到第 i 路输出电压传递函数为:

$$M_{Vi}(s) = \frac{\hat{v}_{oi}}{\hat{v}_t} = \frac{1}{n_i} \frac{R_i}{R_i R_{Ei} C_i s + R_i + R_{Ei}} \quad (24)$$

此时,闭环系统方块图如图8所示.

4 仿真与实验验证

为验证电流反馈控制方法的有效性,构建了 BUCK 电流馈电推挽变换器仿真模型及实验电路.仿真及实验中主要参数如表1所示:

表1 仿真及实验电路参数表

电路参数	仿真及实验环境
$n_1 = n_2 = 1, I_F = 1\text{mA}$	$1\Omega \leq R_1 \leq 25\Omega$
$V_F = 0.2\text{V}, R_F = 0.3\Omega$	$1\Omega \leq R_2 \leq 25\Omega$
$R_{T0} = R_{T1} = R_{T2} = 0.2\Omega$	$0\text{V} \leq V_{ref} \leq 5\text{V}$
$C = 100\mu\text{F}, R_{DS} = 0.1\Omega$	$V_{IN} = 12\text{V}$
$L = 100\mu\text{H}, R_L = 0.2\Omega$	$f = 250\text{kHz}$

设计两路输出电压均为 5V,要求两路负载在 5Ω 至 25Ω 的变化范围内,输出电压的偏差不大于 0.2V.由式(16),(17)得 $K_1 = 0.36, R_3 = 1.8\text{k}\Omega, R_4 = 3.2\text{k}\Omega, \omega_p \approx$

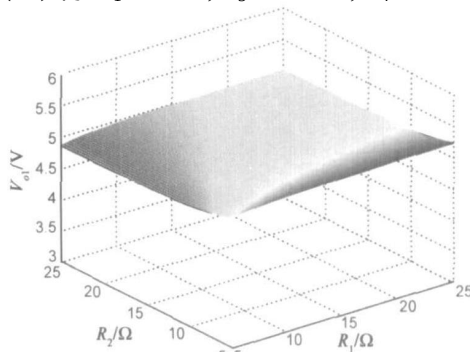


图9 电流反馈控制仿真电压曲面

500rad/S.

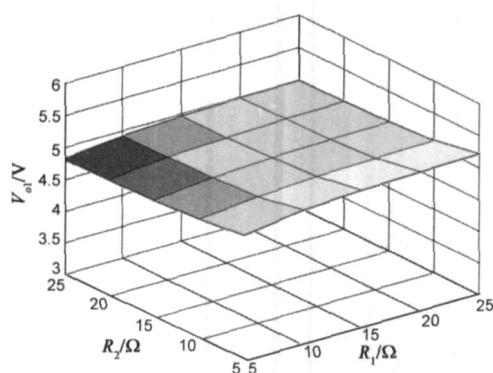


图10 电流反馈控制实验电压曲面

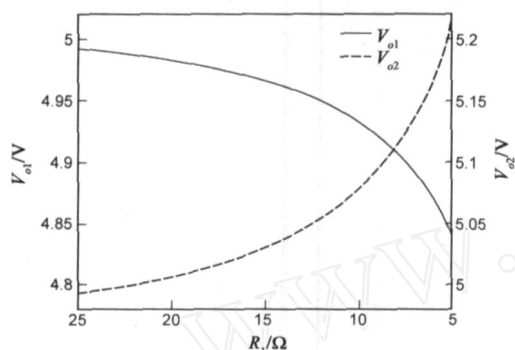
图11 输出电压对 R_1 仿真负载调整曲线

图9及图10分别通过仿真及实验给出了应用电流反馈控制方法后第一路输出电压随两路负载电阻变化

曲面.由图可知,新控制方法有效改善了多支路间的负载调整特性,输出电压随负载的变化得到了较好的抑制,电压曲面在较宽范围内趋于平坦.若两路负载电阻相等,则输出电压维持恒定不变.输出电压随负载电阻之差增大逐步出现偏差,电压偏差最大值出现于负载电阻之差最大点.仿真与实验结果相吻合.

图11给出了负载电阻之差最大点两路输出电压仿真结果.图中 $R_2 = 25\Omega$, R_1 由 25Ω 减至 5Ω ,负载电流由 0.2A 增至 1A .两路输出电压偏差均约为 0.2V ,从而在设计负载范围内输出电压的偏差不大于 0.2V ,满足设计要求.

为进一步验证电流反馈控制方法的有效性,将加权电压反馈控制作为参照控制方法进行实验.依据文献[2]所给出的设计方法,设定加权电压反馈控制中两路电压反馈权值为 0.33 .

图12给出了应用加权电压反馈控制及不同 K_1 值电流反馈控制方法后变换器输出电压负载调整曲线.其中图12(a)及图12(b)为 R_2 维持 25Ω , R_1 由 25Ω 变至 5Ω 时两路输出电压负载调整曲线.图12(c)及图12(d)为 R_1 维持 25Ω , R_2 由 25Ω 变至 5Ω 时两路输出电压负载调整曲线.如图所示, $K_1 = 0.36$ 时两路输出电压偏差为对称关系,电流反馈控制与加权电压反馈控制表现出相近的控制效果.在此基础上,随着 K_1 的减小,各支路反馈权系数均将减小,各路输出电压将逐步抬升.如图

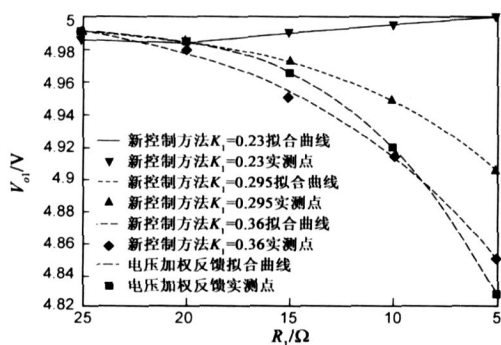
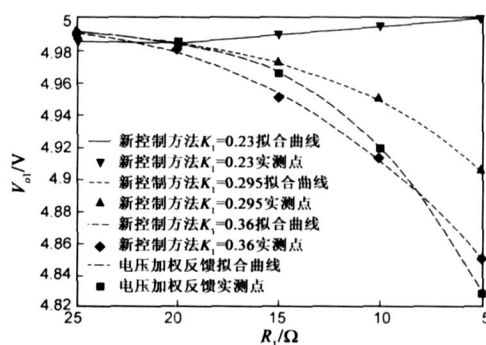
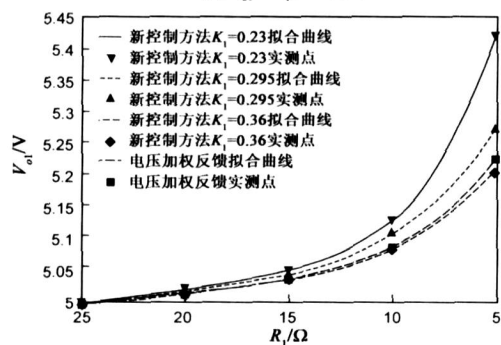
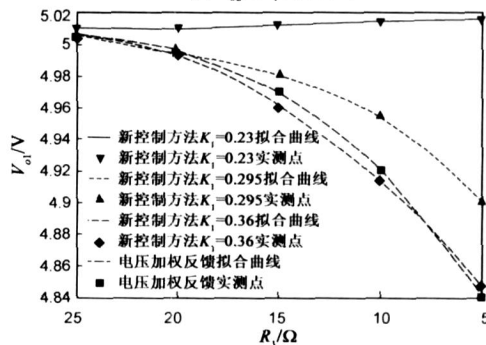
(a) V_{o1} 随 R_1 调整曲线(b) V_{o2} 随 R_1 调整曲线(c) V_{o1} 随 R_2 调整曲线(d) V_{o2} 随 R_2 调整曲线

图12 两路输出电压负载调整曲线

12(a)及图12(b)所示, $K_1 = 0.23$ 时,第一路输出电压随负载加重而维持恒定,第二路输出电压偏差达 0.4V. 这可以理解是第一路反馈权系数远大于第二路反馈权系数,因而变换器对第一路输出电压的调节优先于对第二路输出电压的调节. 如图12(c)及图12(d)所示, $K_1 = 0.23$ 时,第二路输出电压随负载加重而维持恒定,第一路输出电压偏差达 0.4V,因而第二路负载较重时,其反馈权系数远大于第一路反馈权系数. 在加权电压反馈控制中,由于权系数固定,只能在固定单一支路上实现这种控制效果. 实验结果表明,电流反馈控制中各支路反馈权系数可随负载变化而不断调整. 负载较重支路获得的权系数也相对较大,从而优先保证了负载较重支路输出电压的调节精度,进一步优化变换器的负载调整性能. 实验结果证明了前述分析的正确性.

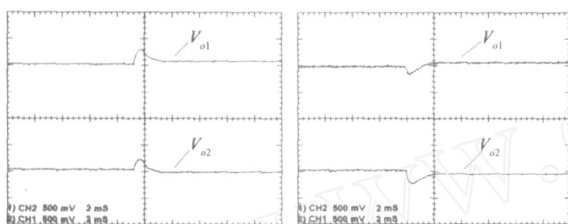


图13 输出电压对 R_1 负载动态响应

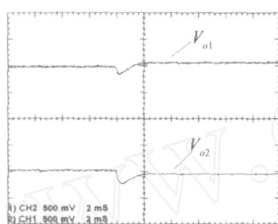


图14 输出电压对 R_2 负载动态响应

图13给出了 $R_2 = 20\Omega$, R_1 由 10Ω 跳变至 20Ω 时两路输出电压动态响应曲线. 图14给出了 $R_1 = 20\Omega$, R_2 由 20Ω 跳变至 10Ω 时两路输出电压动态响应曲线. 由图13中 V_{o2} 及图14中 V_{o1} 所示,动态响应曲线变化的初始方向与最终方向相反,这印证了环路中右半平面零点的存在. 图中动态响应均在 2ms 内完成,控制器带宽减小对动态性能的影响有限. 这是由于变换器自身特性的影响. 由式(3)可得:

$$I_i = \frac{n_1 n_2 V_{o3-i} + n_1 n_2 V_{E3-i} + n_1 n_2^2 R_{E3-i} I_i - n_1^2 V_{o1} - n_1^2 V_{E1}}{n_1^2 R_{E1} + n_2^2 R_{E2}} \quad (25)$$

式(25)表明,任何支路输出电压的波动都将导致各支路电流向抵消这一波动的方向变化. 这一现象由变换器自身结构所决定. 在BUCK电流馈电推挽变换器中,各支路电流相互形成备份. 若某一支路输出电压出现波动,则各支路电流将自动重新分配,即电流由输出电压相对较高的支路转移至输出电压相对较低的支路,从而抑制了输出电压的波动. 这一特性部分弥补了控制器带宽减小对变换器动态性能的不利影响.

电流反馈控制的关键在于利用变压器原边输入电流与输入电压信息共同构成反馈信号. 因而要求变压器原边输入电流易于检测且变压器原边输入电压与变换器输出电压紧密相关. 考虑到推挽与半桥,全桥变换器同属BUCK系变换器,因而这一控制方法可以同样应

用于BUCK电流馈电半桥及全桥变换器. 进一步的,这一方法还可推广到类似结构的电压馈电变换器中.

5 结论

本文针对BUCK电流馈电推挽变换器提出了一种改善多输出变换器电压负载调整特性的电流反馈控制方法. 该方法利用变压器原边输入端与电流采样环节分压从而获得多支路输出电压的反馈信号. 分析与实验表明,这一控制方法等效于可变权系数的加权电压控制方法. 其反馈权系数可随负载的变化而自动重新分配,负载较重支路获得的权系数也相对较大,从而优先保证了负载较重支路输出电压的调节精度. 与此相对应,电流反馈控制大大简化了反馈环节的结构且无需对多支路是否共地做出限制. 因而在控制精度与控制复杂性之间实现了较好的折衷.

参考文献:

- [1] Chen Q, Lee F C, Jovanovic M M. Analysis and design of weighted voltage-mode control for a multiple-output forward converter[A]. Proceedings of 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference[C]. USA: IEEE Press, 1993. 449 - 455.
- [2] Chen Q, Lee F C, Jovanovic M M. Small-signal analysis and design of weighted voltage control for a multiple-output forward converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10 (5): 589 - 596.
- [3] 刘军, 严仰光. 加权电压控制多路输出正激变换器的研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2002, 34(6): 594 - 597.
Liu Jun, Yan Yang-guang. Multiple-Output Forward Converter with Weighted Voltage Control[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2002, 34 (6): 594 - 597. (in Chinese)
- [4] Lin Y L, Liu K H. A new synchronous-switch post regulator for multi-output forward converters[A]. Proceedings of 21th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference[C]. USA: IEEE Press, 1990. 693 - 696.
- [5] Yie Tone Chen, Fur Yuan Shih. New multi-output switching converters with MOSFET-rectifier post regulators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(4): 609 - 616.
- [6] 任小永, 阮新波. 适用于高压输入低压输出的两级式变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 153 - 157.
Ren Xiao-yong, Ruan Xin-bo. Two-state converter applicable to high voltage input low voltage output case[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(23): 153 - 157. (in Chinese)
- [7] 李新, 梁远文, 张从力. 大电流多输出开关型稳压电源的实现[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2005, 33(2): 48 - 64.
Li Xin, Liang Yuan-wen, Zhang Cong-li. Realization of the

- Switching Voltage-Stabilization Power with High Current and Multi-Output[J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2005, 33 (2): 48 - 64. (in Chinese)
- [8] D Ma, Wing-Hung Ki, Chi-Ying Tsui. A pseudo-CCM/ DCM SIMO switching converter with freewheel switching[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, 38(6): 89 - 100.
- [9] E T Calkin, B H Hamilton. A conceptually new approach for regulated DC to DC converters employing transistor switches and pulse width control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1976, 1A-12(4): 369 - 377.
- [10] V J Thottuvelil, T G Wilson, H A Owen. Analysis and design of a push-pull current-fed converter[A]. Proceedings of 12th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. USA:IEEE Press, 1981. 192 - 203.
- [11] P M Barbosa, I Barbi. A single-switch flyback-current-fed DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(3): 466 - 475.
- [12] Xiaolin Gao, R Ayyanar. A high performance, integrated magnetics scheme for buck-cascaded push-pull converter [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(1): 29 - 33.

作者简介:



邱 楹 男, 1982 年 4 月生于辽宁省大连市, 2005 年 7 月于大连理工大学自动化专业, 获学士学位, 2005 年 9 月攻读大连理工大学控制理论与控制工程专业硕士学位, 2007 年提前攻读大连理工大学电机与电器专业博士学位, 主要研究方向为开关变换器建模与控制。
E-mail: ftbs3000@163.com

仲崇权 男, 1966 年生, 工学博士, 教授, 博士生导师, 现任大连理工大学电子与信息工程学院副院长, 中国仪器仪表协会现场总线专业委员会常委, 中国计算机学会工控机专业委员会常委等。主持完成多项国家 863 课题, 发表论文 50 余篇, 获省市级科技进步奖 8 项。目前主要研究领域为: 工业控制网络技术(现场总线技术), 检测技术和嵌入式应用技术。

E-mail: zhongcq@dlut.edu.cn

(上接第 2182 页)

- [11] H Linke, W Sheng, A Löfgren, Hongqi Xu, P Omling, P E Lindelof. A quantum dot ratchet: Experiment and theory[J]. Europhys. Lett, 1998, 44(3): 341 - 347.
- [12] H Linke. Experimental Tunneling Ratchets[J]. Science, 1999, 286: 2314.
- [13] T E Humphrey, R Newbury, R P Taylor and H Linke. Reversible Quantum Brownian Heat Engines for Electrons[J]. Phys. Rev. Lett, 2002, 89(11): 116801.
- [14] T E Humphrey, M F O'Dwyer and H Linke. Power optimization in thermionic devices [J]. J. Phys. D: Appl. Phys, 2005, 38: 2051 - 2054.
- [15] M F O'Dwyer, T E Humphrey and H Linke. Concept study for a high-efficiency nanowire based thermoelectric[J]. Nanotechnology, 2006, 17: S1 - S6.
- [16] M F O'Dwyer, R A Lewis and C Zhang. Phys. Rev. B, 2005, 72(20): 205330.
- [17] 汪志诚. 热力学-统计物理[M]. 北京: 高等教育出版社, 2000. 224 - 226.
- Wang Z C, Thermodynamics and Statistic Physics [M] Beijing: Higher Education Press, 2000. 224 - 226. (in Chinese)