

纹波电流调制准最优控制 Buck 变换器

毕 凯,周维维,卢伟国,栗安鑫

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400044)

摘要:提出了一种新的纹波电流脉宽调制策略,以电容电流为调制信号主体,实现了动态调节过程的非线性控制,变换器动态过程逼近时间最优控制(TOC)运行轨迹。结合 Buck 变换器实例,导出了基于电容电流调制的控制方程,构建了相应的模拟控制电路。理论上重点分析了变换器的动态特性,给出动态调节时间与输出电压跌落的近似解析值。仿真和实验结果证明变换器动态响应过程逼近 TOC 运行轨迹,验证了所提控制策略优越的动态响应,实现了系统的准最优快速调节控制。

关键词:Buck 变换器; 电容电流; 非线性控制; 准最优动态特性

中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.10.020

0 引言

在低压大电流应用场合以及分布式电源系统中,为应对负载快速变化,功率变换器的动态响应能力要求越来越高。提高开关频率是提高变换器的动态响应能力的常用方法,但过高的开关频率将增加变换器的开关损耗,降低变换器的效率。此外,也有很多国内外学者从控制层面探索提升变换器动态响应的方法^[1-9],其中功率变换器动态响应时间最优控制 TOC(Time Optimal Control)^[10-16]得到了极大的关注。文献[10-12]利用充放电平衡原理,首次实现了功率变换器动态 TOC,将动态响应时间降低到最小。文献[13-15]探讨了不依赖于输出滤波电感值或电容值参数甚至采样电阻 ESR 的值就实现 TOC 的控制思想,动态性能进一步优化。文献[16]提出了一种基于电容电流的改进 TOC 控制方法,针对负载电压波动带来的影响,详细分析了变换器大信号扰动下的最优动态过程,并通过线性控制与非线性控制的结合得到变换器的 TOC。变换器的 TOC 方法为线性控制(稳态)与非线性控制(动态)相结合的控制思想,为达到上述目标,需要利用较多的逻辑判断环节对变换器切换点做出检测与判断,运用模拟电路很难精确实现 TOC 运行轨迹,只能运用数字控制技术实现^[13-16]。综合借鉴 Buck 变换器 TOC 运行轨迹,用模拟电路近似逼近变换器最优控制是可行的,目前尚无文献对这种控制思路进行深入讨论研究。

变换器线性调节阶段,可以通过设置控制参数保证变换器的最快响应时间。为引入非线性控制,应找

到能够直接反映变换器动态响应的参量。动态变化过程中,纹波电流变化强烈,综合线性与非线性控制思路,本文提出一种纹波电流调制新策略。该方法利用电感电流在开关管切换时刻的值来构造控制方程,以电容电流作为调制波的主体,并找到与其匹配的载波信号。此控制方程为纹波级,当负载阶跃跳变时,变换器能自动进入非线性调节,并不需要逻辑判断环节。变换器进入线性调节时,通过设置控制参数,保证变换器具有最快的动态响应时间,最终通过简单的模拟控制电路实现了系统的准最优控制。本文以 Buck 变换器为例,详细阐述了纹波电流调制方法的思路,理论上重点分析了所提控制方法的动态特性,给出了调节时间以及输出电压跌落的近似解析值。仿真和实验结果证明变换器动态响应过程逼近 TOC 运行轨迹,验证了所提控制策略优越的动态响应,实现了系统的准最优快速调节控制。

1 纹波电流调制思路

在 Buck 变换器电路中,当系统达到稳态时,电感电流与电容电流的波形示意图如图 1 所示。图中, I_L 为电感平均电流, i_L 、 i_C 分别为电感电流、电容电流的瞬时值, m_1 为电感电流上升段斜率, m_2 为电感电流下降段斜率, Δi_L 为每个开关周期开关管切换时刻电感电流的增量, T_s 为变换器的开关周期, d_n 为第 n 个开关周期的占空比。

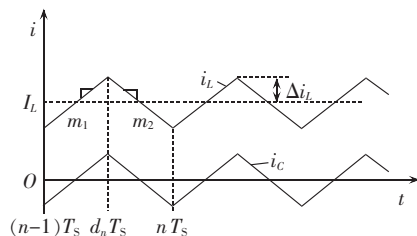


图 1 电感与电容电流

Fig.1 Inductor and capacitor currents

收稿日期:2012-03-13;修回日期:2013-06-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51137006);输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目(2007-DA10512711210)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51137006) and Scientific Research Foundation of State Key Lab of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology(2007DA10512711210)

在每个周期开关管的切换时刻,即在 $d_n T_s$ 时刻,电感电流的表达式为:

$$i_L(d_n T_s) = I_L + m_1 \frac{d_n T_s}{2} = I_L + m_2 \frac{1-d_n}{2} T_s \quad (1)$$

$$m_1 = \frac{U_{in} - U_o}{L}, \quad m_2 = \frac{U_o}{L} \quad (2)$$

其中, U_{in} 为输入电压稳态值, U_o 为输出电压稳态值。

将式(2)代入式(1)得:

$$i_L(d_n T_s) = I_L + \frac{(1-d_n)U_o}{2L} T_s \quad (3)$$

当 Buck 变换器达到稳态时,负载电流可以近似视为电感电流的平均值 I_L , 电感的纹波电流由电容提供,即:

$$i_L(d_n T_s) \approx I_L + i_C(d_n T_s) \quad (4)$$

其中, i_C 为电容电流。

结合式(4)与式(3)可得:

$$-i_C(d_n T_s) = -\frac{(1-d_n)U_o}{2L} T_s \quad (5)$$

当变换器达到稳态时,式(5)显然成立。为了控制输出电压,在此引入输出电压扰动项,进行外环控制。在此控制下,当系统达到平衡状态时,期望变换器达到稳态无差,即 $u_e = U_{ref} - U_o = 0$, 其中 U_{ref} 为参考电压, u_e 为偏差信号。由于引入电容电流,即输出电压的前馈,因此,此处的补偿器只设计比例环节 K 。所以,系统稳定时,偏差信号通过补偿器得到的补偿信号 $u_x = K u_e = 0$ 。由于输出电压纹波很小,可以近似认为输出电压瞬时值即为其平均值,将 u_x 信号引入式(5)得电容电流控制的控制方程为:

$$-\frac{(1-d_n)u_o}{2L} T_s = -i_C(d_n T_s) + K(U_{ref} - u_o) \quad (6)$$

其中, u_o 为输出电压的瞬时值。在系统达到稳态时,上述控制方程显然满足 $u_o = U_{ref}$, 即可以实现系统稳态无差。为满足式(6),定义比较器 2 路输入信号为:

$$\begin{cases} u_{con}(t) = -i_C(t) + K[U_{ref} - u_o(t)] \\ u_{ramp}(t) = -\frac{T_s}{2L} \left[u_o(t) - \frac{1}{T_s} \int_1^{\text{mod}(t, T_s)} u_o(t) dt \right] \end{cases} \quad (7)$$

显然在变换器跳变时刻满足式(6)。此控制方程与电感值 L 有关,为避免电感值不精确带来的影响,在补偿环节引入了积分项。此积分项积分时间常数很大,积分作用相比于比例补偿环节作用甚微,在分析时可以忽略。为防止比较器 2 路信号在一个开关周期内出现多次交叠,使得变换器出现多脉冲现象,此处引入了 RS 触发器。在开关管关断时刻,产生触发器的复位信号,通过驱动电路来关断开关管。基于以上控制思想,此方法的原理图如图 2 所示。图中, DR 为驱动器, INT 为积分复位器。

由式(7)可得比较器两端信号的示意波形如图 3 所示。

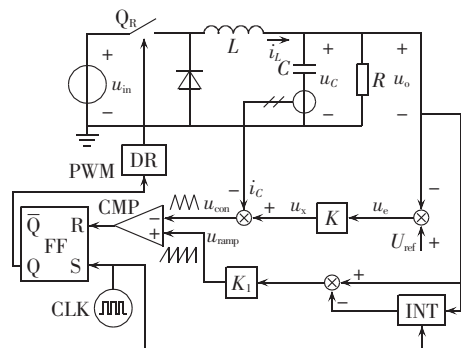


图 2 纹波电流控制 Buck 变换器

Fig.2 Buck converter controlled by ripple current

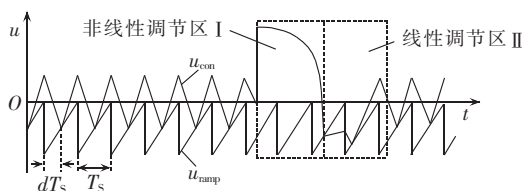


图 3 比较器两端信号示意图

Fig.3 Schematic diagram of comparator signal at two ends

对于图 2 所示的变换器控制策略,当负载电流 i_o 阶跃增大时,比较器两端动态波形如图 3 中虚线框内所示。由于电感电流 i_L 不能突变,电容电流 i_C 会骤降,因此 u_{con} 信号突然变大。动态调节过程中,输出电压的跌落相对于稳态值很小,所以 u_{ramp} 信号基本不变。调节区 I 中 u_{con} 信号跳出 u_{ramp} 信号的变化范围,属于非线性调节,变换器在此过程的调节已然最快;区域 II 属于线性最优调节,在此区域设置最优控制参数 K ,保证系统在此阶段调节过程最快,进而整体上实现了变换器系统的准最优控制。当负载电流减小时,情况类似。

2 参数 K 的优化选取

开关功率变换器动态过程主要进行非线性调节与线性最优调节两阶段,对于线性最优调节,可通过建立系统的小信号模型来设计控制参数。由文献[3]可知,图 2 所示电容电流控制 Buck 变换器系统输出电压的小信号关系为:

$$\hat{u}_o(s) = \frac{D}{A} \hat{u}_{in}(s) + \frac{U_{in}}{A} \hat{d}(s) - \frac{Ls}{A} \hat{i}_o(s) \quad (8)$$

其中, $A = LCs^2 + Ls/R + 1$, D 为占空比 d 的稳态值, u_o 为输出电压, u_{in} 为输入电压, i_o 为输出电流,上标“ $\wedge$ ”表示对应变量的小扰动信号。

对式(6)中的相关变量进行小信号扰动,得:

$$\hat{d}(s) = \left[\frac{1-D}{U_o} - \frac{2Lf}{U_o} (sC + K) \right] \hat{u}_o + \frac{2KLf}{U_o} \hat{v}_{ref} \quad (9)$$

其中, $\hat{v}_{ref}$ 为参考信号扰动量,其一般为零,此处将其忽略。将式(9)代入式(8)可得:

$$\hat{u}_o = G_{unc} \hat{u}_{in} - Z_{out} \hat{i}_o \quad (10)$$

$$G_{\text{unc}} = \frac{D/(LC)}{s^2 + Ms + N} \quad (11)$$

$$M = \frac{1}{RC} + \frac{2U_{\text{in}}f}{U_o}$$

$$N = (U_o - U_{\text{in}} + DU_{\text{in}} + 2KU_{\text{in}}Lf)/(LC)$$

$$Z_{\text{outc}} = \frac{s/C}{s^2 + Ms + N} \quad (12)$$

其中, G_{unc} 为“输入-输出”闭环传递函数, Z_{outc} 为输出阻抗, f 为开关频率。

在负载跳变时, 进入线性调节区以后, 要使系统快速性好, 应使系统两闭环极点都尽量远离虚轴。分析可知, 当两闭环极点重合时, 最小的极点离虚轴最远, 则此时优化控制参数 K 必须满足:

$$M^2 = 4N \quad (13)$$

整理得:

$$K = \frac{\frac{LCU_o}{4} \left(\frac{1}{RC} + \frac{2U_{\text{in}}f}{U_o} \right)^2 - [U_o - (1-D)U_{\text{in}}]}{2U_{\text{in}}Lf} \quad (14)$$

3 性能分析

最优参数 K 确定之后, 当负载电流阶跃增大时, 线性调节区为最优快速调节, 在此时间段, 变换器的控制输出占空比很小, 因此可以把电感电流近似看成单一的下降过程; 在非线性调节区, 结合本文所提控制策略自身的特点, 开关管全开, 电感电流直线上升, 变换器的动态过程可以近似认为如图 4 所示。其中, 在 T_1 和 T_2 时间段为非线性调节, 在 T_3 时间段为线性快速调节。通过理论计算分析, 可以得到变换器动态调节时间近似解析值以及电压跌落的值 Δu 。在 t_0 时刻, 负载发生跳变, 由于滤波电容 C 的存在, 负载电压不能突变, 因此负载电流发生阶跃变化。因电感电流不能突变, 负载电流的变化由滤波电容提供, 电容放电, 输出电压开始下降。此时, 由式(7)可知, u_{con} 信号发生突变, 信号变大并高于 u_{ramp} 信号的上限值, 因此开关管进入全开阶段。

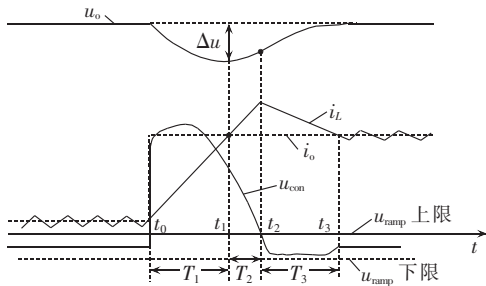


图 4 负载跳变时电路动态调节过程示意图

Fig.4 Schematic diagram of dynamic regulation process against load step change

如图 4 所示, 在 $t_0 \sim t_2$ 时间段, 变换器开关管处于全开阶段, 此时输出电压完全由主电路决定:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{\text{in}} \quad (15)$$

取 t_0 为起始时刻, 即 $t_0 = 0$, 由式(15)得:

$$u_C(t) = U_{\text{in}} + [C_1 \cos(\omega t) + C_2 \sin(\omega t)] e^{\alpha t} \quad (16)$$

$$C_1 = u_C(0_+) - U_{\text{in}}$$

$$C_2 = \frac{u'_C(0_+) - \alpha(u_C(0_+) - U_{\text{in}})}{\omega}$$

$$\alpha = -\frac{1}{2RC}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC} \right)^2}$$

其中, $u_C(0_+)$ 为电容电压初始值, $u'_C(0_+)$ 为电容电压一阶导数初始值。

在 t_1 时刻, 即电感电流与负载电流相等时, 电容停止放电。 $t_1 \sim t_2$ 时间段, u_{con} 信号仍然大于 u_{ramp} 信号, 电感电流将继续增大, 进而给电容充电, 电容电压即输出电压开始增加。所以, 在 t_1 时刻, 电容电压取得最小值, 此时 $u'_C(t_1) = 0$, 因此:

$$t_1 = \frac{\arctan \frac{C_1 \alpha + C_2 \omega}{C_1 \omega - C_2 \alpha}}{\omega} \quad (17)$$

所以, 输出电压的最大压降为:

$$\Delta u = U_o - u_C(t_1) = U_o - U_{\text{in}} - [C_1 \cos(\omega t_1) + C_2 \sin(\omega t_1)] e^{\alpha t_1} \quad (18)$$

当 u_{con} 信号下降到与 u_{ramp} 信号相等时, 开关管关断, 电感停止充电, 电感电流到达最大值, 此时输出电压的变化进入到线性调节阶段。近似认为 u_{con} 信号下降到 u_{ramp} 信号阈值上限时, 即在 t_2 时刻, 电感电流 i_L 到达最大值。

$$u_{\text{con}}(t) = -i_C(t) + K(U_{\text{ref}} - u_C(t)) = -Cu'_C(t) + K(U_{\text{ref}} - u_C(t)) \quad (19)$$

令 $u_{\text{con}}(t) = 0$, 可以得到电感 L 的充电时间 t_2 , 因此可得:

$$K(U_{\text{ref}} - U_{\text{in}}) - \{ [C(C_1 \alpha + C_2 \omega) - C_1] \cos(\omega t_2) + [C(C_2 \alpha - C_1 \omega) - C_2] \sin(\omega t_2) \} e^{\alpha t_2} = 0 \quad (20)$$

由式(20)可求得时刻 t_2 的值。

在电感电流的下降阶段, 即 T_3 时间段, 电容电流控制 Buck 变换器进入到线性最优调节阶段。由电感 L 的伏秒平衡可知:

$$\frac{U_{\text{in}} - U_o}{L} T_2 = \frac{U_o}{L} T_3 \quad (21)$$

整理得:

$$t_s = t_3 - t_0 = t_2 + \frac{U_{\text{in}} - U_o}{U_o} (t_2 - t_1) \quad (22)$$

由式(19)、(20)、(22)可以近似求得变换器调节时间 t_s , 此理论计算时间经过一定的近似, 比实际时间略微偏小。变换器的输出电压跌落 Δu 可以由式(18)准确解析求出。

在负载电流跌落阶段可作类似分析,不再赘述。

4 数值计算与仿真分析

电路的参数选取如下:输入电压 $U_{in}=10\text{ V}$,开关频率 $f=25\text{ kHz}$,占空比 $D=0.5$,电感 $L=0.3\text{ mH}$,电容 $C=100\text{ }\mu\text{F}$,负载电阻 $R=4\sim 20\text{ }\Omega$,输出电压 $U_o=5\text{ V}$ 。

根据所取参数,由式(14)得系统优化参数 K 的取值为 2.6。由于变换器跳变时刻的不同会对变换器的动态响应产生一定的影响,由式(18)和式(22)可以从理论上求出电压跌落的变化范围和动态调节时间理论变化范围约为:

$$\begin{aligned} 0.25\text{ V} &\leq \Delta u \leq 0.50\text{ V} \\ 114\text{ }\mu\text{s} &\leq t_s \leq 155\text{ }\mu\text{s} \end{aligned} \tag{23}$$

由此可以看出,变换器的动态调节时间最多仅为 4 个开关周期,动态调节时间很短。

在 K 取优化参数的情况下,负载电流由 0.25 A 跳变到 1.25 A 时,变换器的各路信号仿真波形如图 5 所示,由动态过程可以清晰地看到非线性调节区 I 与线性调节区 II,结合图 4 亦说明动态分析的正确性。由图 5 可以看出,变换器的输出电压跌落仅约为 0.35 V,调节时间约为 0.15 ms,仅为 4 个开关周

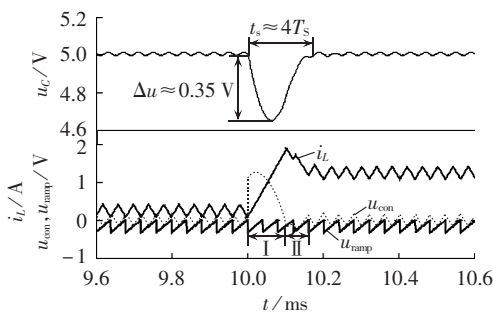


图 5 变换器的仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of converter

期,大幅缩短了变换器的调节时间,仿真结果与理论分析误差很小。在扰动发生后,变换器系统能在极短时间内达到新的稳定,说明本控制策略具有很好的动态性能。

5 实验研究

5.1 实验电路

为对本文所提纹波电流控制 Buck 变换器系统进行验证,电路和控制参数选择和仿真中一致,实验电路原理图如图 6 所示。由于电容电流在稳态时很

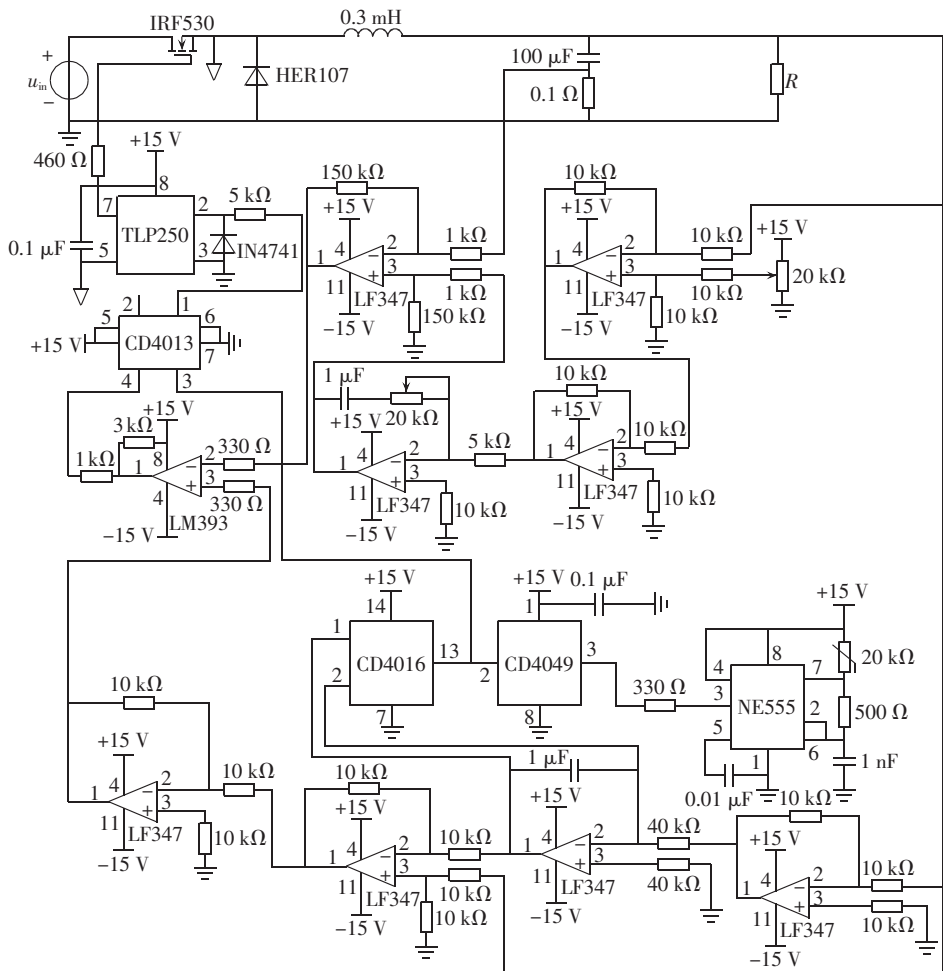


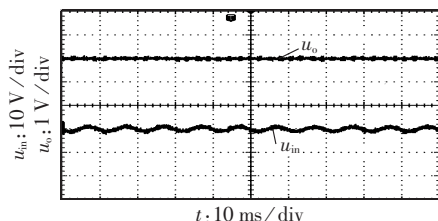
图 6 实验电路原理图

Fig.6 Schematic diagram of experiment circuit

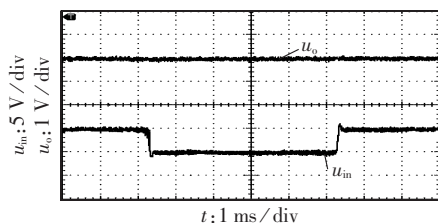
小,为避免噪声的干扰,实验电路中,给比较器两端的信号同时增大了 15 倍。实验电路中电容电流 i_c 的采样是利用串联采样电阻方式,选择 $0.1\ \Omega$ 精密电阻,如果考虑精度和控制效果可以采用电流传感器。开关管选用 IRF530,其驱动芯片为内带光耦隔离的 TLP250,控制部分最关键的积分复位电路是应用高速运放 LF347 和双向可控开关芯片 CD4016 构成,窄脉冲复位信号由 NE555 产生经 CD4049 非门得到,RS 触发选用 CD4013,整个电路结构相对简单。

5.2 实验结果

实验中,取优化参数 K 约为 2.6。图 7(a)为输入电压叠加幅值为 1 V、频率为 100 Hz 的正弦波扰动时的输出电压波形。图 7(b)为输入电压叠加幅值为 5 V、频率为 100 Hz 的方波扰动时的输出电压波形。可以看出输入电压变化对输出电压基本没有影响,说明本控制方法抗输入电压扰动能力较好。



(a) 输入电压叠加幅值为 1 V、频率为 100 Hz 的正弦波



(b) 输入电压叠加幅值为 5 V、频率为 100 Hz 的方波

图 7 输入电压变化时的实验波形

Fig.7 Experimental waveforms when input voltage fluctuates

图 8 为负载电流增大时的实验波形,可以看出,发生扰动时,变换器的电压跌落很小,且恢复时间很短,与 TOC 运行轨迹基本相同,近似达到变换器动态响应的最优调节控制。当负载电流从 0.25 A 近似跳到 1.25 A 时,电压跌落约为 0.25 V,调整时间约为 0.15 ms,为 4 个开关周期,与理论分析值基本吻合,

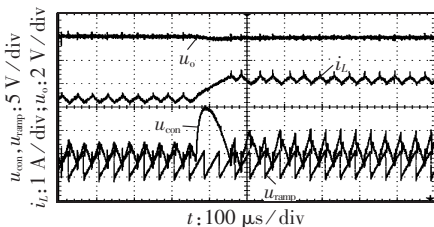


图 8 负载电流增大时实验波形

Fig.8 Experimental waveforms when load current increases

这也验证了动态分析的正确性。

6 结语

本文提出的纹波电流调制控制新策略,以电容电流为调制波主体,通过简单的模拟电路将非线性控制策略引入了功率变换器,并通过动态过程的非线性调节与线性最优调节 2 个阶段实现了输出响应的准最优控制。本文旨在阐述纹波电流调制新思路,开关频率较低,后续工作中将提高工作频率。该方法具有通用性,可以推广应用到其他变换器,对于纹波电流调制思想在其他变换器的应用也将继续深入研究。

参考文献:

- [1] JAFARIAN M J, NAZARZADEH J. Time-optimal sliding-mode control for multi-quadrant Buck converters[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(1): 143-150.
- [2] MA Xuejun, YUE Xiumei, WU Hongxia, et al. A novel method of improving the dynamic response of DC-DC converter[C]//Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan, China: IEEE, 2009: 1367-1371.
- [3] 罗全明, 周维维, 卢伟国, 等. V2-OCC 控制 Buck 变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(12): 78-83.
LUO Quanming, ZHOU Luwei, LU Weiguo, et al. V2-OCC controlled Buck converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(12): 78-83.
- [4] SAGGINI S, GHIONI M, GERACI A. An innovative digital control architecture for low-voltage, high-current DC-DC converters with tight voltage regulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 210-218.
- [5] 帅定新, 谢运祥, 王晓刚. 基于状态反馈精确线性化 Buck 变换器的最优控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 1-5.
SHUAI Dingxin, XIE Yunxiang, WANG Xiaogang. Optimal control of Buck converter by state feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 1-5.
- [6] RUZBEHANI M, ZHOU Louwei, WANG Mingyu. Use of a non-linear controller to improve one-cycle controller response [J]. Journal of Applied Sciences, 2006, 6(6): 1343-1350.
- [7] 许峰, 徐殿国, 柳玉秀. 具有最优动态响应的 PWM 型 DC-DC 变换器非线性控制新策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 136-142.
XU Feng, XU Dianguo, LIU Yuxiu. A novel nonlinear control method for PWM DC-DC converter with optimizing transient response[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 136-142.
- [8] YOUSEFZADEH V, BABAZADEH A, RAMACHANDRAN B, et al. Proximate time-optimal digital control for synchronous Buck DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 2018-2026.
- [9] YAN W T, AU K T K, HO C N, et al. Fixed-frequency boundary control of Buck converter with second-order switching surface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(9): 2193-2201.
- [10] FENG Guang, MEYER E, LIU Yanfei. A new digital control algorithm to achieve optimal dynamic performance in DC-to-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007,

22(4):1489-1498.

[11] MEYER E,ZHANG Zhiliang,LIU Yanfei. An optimal control method for Buck converters using a practical capacitor charge balance technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008,23(4):1802-1812.

[12] 陈乐柱,刘雁飞. 基于电容电荷平衡的 DC/DC 变换器的数字控制算法[J]. 电工技术学报,2009,24(5):80-85.

CHEN Lezhu,LIU Yanfei. Digital control algorithms for DC/DC converters based on capacitor charge balance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(5):80-85.

[13] COSTABEBER A,CORRADINI L,MATTAVELLI P,et al. Time optimal,parameters-insensitive digital controller for DC-DC Buck converters[C]//Power Electronics Specialists Conference. Rhodes,Greece:IEEE,2008:1243-1249.

[14] CORRADINI L,COSTABEBER A,MATTAVELLI P,et al. Parameter-independent time-optimal digital control for point-of-load converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009,24(10):2235-2248.

[15] JIA Liang,WANG Dong,FU Jizhen,et al. A novel parameter-

independent digital optimal control algorithm for DC-DC Buck converters based on parabolic curve fitting[C]//Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE). Atlanta,Georgia:IEEE, 2010:500-507.

[16] KAPAT S,KREIN P. Improved time optimal control of a Buck converter based on capacitor current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(3):1444-1454.

作者简介:

毕 凯(1987-),男,山东淄博人,硕士研究生,研究方向为开关功率变换器的稳定性分析与控制(E-mail:bbk52@163.com);

周雄维(1954-),男,四川都江堰人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力电子技术、电路理论及应用;

卢伟国(1977-),男,浙江丽水人,副教授,博士,研究方向为开关功率变换器的稳定性分析与控制等;

栗安鑫(1984-),男,河南周口人,硕士研究生,研究方向为开关功率变换器及其控制。

Quasi-optimal control based on ripple current modulation for Buck converter

BI Kai,ZHOU Luowei,LU Weiguo,LI Anxin

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,
Chongqing University,Chongqing 400044,China)

Abstract: A PWM modulation strategy based on ripple current is presented,which takes the capacitor current as the main modulation signal to realize the nonlinear control of converter dynamic regulation process approaching to the TOC(Time Optimal Control) operating locus. With Buck converter as an example, its control equation based on the capacitor current modulation is derived and its corresponding analog control circuit is built. The dynamic response of converter is theoretically analyzed and the approximate analytical values of output voltage drop corresponding to dynamic regulation time are given. Simulative and experimental results prove that,the dynamic response of converter is approaching to the TOC operating locus,which verifies that,the proposed control strategy has excellent dynamic response to realize the quasi-optimal control of fast converter regulation.

Key words: Buck converter; capacitor current; nonlinear control; quasi-optimal dynamic performance

(上接第 111 页 continued from page 111)

Assessment of equipment invalidation due to voltage sags considering uncertainties of failure and severity

YANG Da¹,XIAO Xianyong²,WANG Ying¹

(1. College of Electrical Engineering and Information Technology,Sichuan University,Chengdu 610065,China;
2. Smart Grid Key Lab of Sichuan Province,Sichuan University,Chengdu 610065,China)

Abstract: The complicated uncertainty of equipment failure due to voltage sag and its severity are comprehensively considered. The failure samples are classified into three categories:random failure,fuzzy failure and cross uncertain failure,and their uncertainties are measured respectively by random entropy,fuzzy entropy and cross entropy. A maximum hybrid entropy assessment model is established and solved by the approximate programming. The comprehensive assessment of equipment failure rate is based on the equipment failure rates obtained by the quantitative uncertainty assessment and the corresponding weights. The assessment results show that,the proposed approach avoids both over-estimation and under-estimation existing in current assessment methods.

Key words: electric equipments; failure rate; voltage sag; randomness; fuzziness; cross uncertainty; maximum hybrid entropy model