

# 单周期控制 Boost 变换器中的低频波动现象分析\*

王发强 张 浩 马西奎

(西安交通大学电气工程学院电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049)

(2007 年 4 月 10 日收到; 2007 年 6 月 18 日收到修改稿)

基于电感电流和输出电压的波动频率远低于变换器开关频率的假设, 给出了连续导电模式 (CCM) 与不连续导电模式 (DCM) 的临界条件, 建立了单周期控制器的  $S$  域模型, 并分别导出了 Boost 变换器工作在 CCM 和 DCM 下的闭环输出-基准电压传递函数. 研究表明, 完全工作在 DCM 时, 变换器处于稳定的周期 1 状态, 而运行在 CCM 时, 变换器将出现低频波动现象. 此外, 采用零极点分析方法给出了变换器低频波动的频率, 并通过变换器拓扑结构的约束关系确定了系统低频波动的幅值. 最后, Matlab 数值仿真及电路实验验证了理论分析的结果.

关键词: 低频波动, 单周期控制, Boost 变换器, 平均模型

PACC: 0547, 4660D

## 1. 引 言

近年来, 由于非线性电路系统中复杂行为的研究具有实际的工程背景或潜在的应用价值, 已成为当前国际研究的一个热点问题. 至今在混沌电路系统的提出、控制、同步及其应用等方面取得了很多有益的成果<sup>[1]</sup>, 特别是对多卷波混沌系统的研究, 极大地丰富了非线性电路内容, 同时也为多卷波混沌系统的实际应用打下坚实的基础<sup>[2-5]</sup>. 众所周知, 电力电子电路是一类强非线性电路系统, 已有的研究表明<sup>[6-8]</sup>, 在电力电子电路系统中含有丰富的复杂非线性现象, 复杂非线性现象不仅会影响输出电压的稳定性, 而且还会降低系统的转换效率. 因此, 在实际工程中, 总是期望能预测到这些非线性现象的发生, 并通过调整电路参数达到减少甚至避免其不利影响的目的. 然而, 已有的文献主要是对传统的 PWM 控制 DC-DC 变换器中的非线性现象进行研究, 而对于 20 世纪 90 年代由 Smedley 和 Cuk<sup>[9,10]</sup> 提出单周期控制 DC-DC 变换器中复杂行为的研究尚未开展. 但是, 由于单周期控制具有动态响应速度快、有效抵偿输入电压的扰动等优点<sup>[9]</sup>, 使得单周期控制已广泛应用于开关电源<sup>[10]</sup>、功率因数校正<sup>[11]</sup>、开关功率放大器<sup>[12]</sup> 以及有源滤波器<sup>[13]</sup> 等领域. 特别

是自基于单周期控制技术的集成控制芯片 IR1150 问世以来, 实现了功率因数校正<sup>[14]</sup>, 进而有力地推动了单周期控制在实际工程中的应用. 因此, 深入的研究单周期控制开关电源中的复杂非线性现象, 在实际工程中具有重要的理论意义和工程价值.

本文则以单周期控制 Boost 变换器为对象研究了其中的低频波动现象, 给出了电感电流断续和连续的临界条件, 并基于电感电流和输出电压的波动频率远低于变换器开关频率的假设, 建立了单周期控制器以及在连续导电模式 (CCM) 和不连续导电模式 (DCM) 下的闭环输出-基准电压传递函数的  $s$  域模型, 揭示了系统发生低频波动现象的机理, 给出了发生低频波动时输出电压的波动方程, 并通过 Matlab 数值仿真及硬件电路实验来验证理论分析的结果.

## 2. 单周期控制 Boost 变换器的工作原理

单周期控制 Boost 变换器的电路原理图如图 1 所示. 控制电路中主要包括一个带复位开关的积分器、一个比较器、一个 RS 触发器、脉冲信号发生器、直流偏置电压  $v_{ref}$  等部分. 当一个时钟信号 CLK 开始时 (CLK 输出为高电平), RS 触发器置位, 使得主电路开关  $S$  闭合, 控制电路开关  $S_0$  断开, 二极管  $D$

\*国家自然科学基金(批准号:50607015), 高等学校博士学科点专项科研基金(批准号:20050698004), 陕西省自然科学基金(批准号:2006E113)资助的课题.

由于承受反向电压也断开. 这时, 输入电压  $E$  给电感  $L$  充电, 电感电流  $i_L$  开始上升, 控制电路中电容  $C_0$  开始对二极管  $D$  上的电压进行实时的积分.

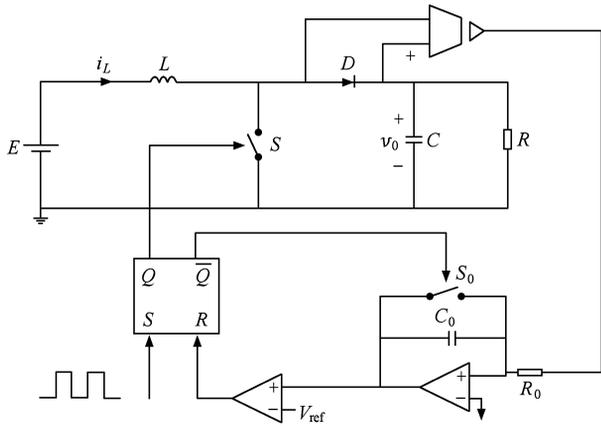


图 1 单周期控制 Boost 变换器电路原理图

此时的主电路可描述为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L}, \tag{1}$$

$$\frac{dv_0}{dt} = -\frac{1}{RC}v_0.$$

当积分电压值达到基准电压  $v_{ref}$  时, 即

$$v_{ref} = \frac{1}{R_0 C_0} \int_0^{dT} v_0(t) dt, \tag{2}$$

比较器输出高电平, RS 触发器复位, 使得主电路开关  $S$  断开, 控制电路  $S_0$  闭合, 二极管  $D$  闭合. 这时, 开始给滤波电容  $C$  充电, 电感电流  $i_L$  开始下降, 而控制电路的积分电容  $C_0$  上的电压则被强制为零. 此时的主电路可描述为

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{v_0}{L} + \frac{E}{L}, \tag{3}$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{1}{RC}v_0.$$

在下一个脉冲周期开始时, 如果电感电流  $i_L$  大于零, 则系统工作在 CCM, 即在一个脉冲周期中, 仅有上述两个工作状态. 如果在下一个脉冲周期开始前, 电感电流  $i_L$  等于零, 则系统工作在 DCM. 此时主电路开关  $S$  关断, 二极管  $D$  关断, 控制电路开关管  $S_0$  闭合, 直到下一个脉冲周期开始, 触发器才置位. 其主电路可描述为

$$\frac{di_L}{dt} = 0, \tag{4}$$

$$\frac{dv_0}{dt} = -\frac{1}{RC}v_0.$$

当系统工作在稳定的周期 1 状态时, 则 (2) 式可表示成

$$D = \frac{V_{ref} R_0 C_0}{TV_0}, \tag{5}$$

其中,  $V_0$  和  $V_{ref}$  分别为稳态工作点的值.

因为 Boost 变换器在电感电流连续状态时的变压比为

$$\frac{V_0}{E} = \frac{1}{1-D}, \tag{6}$$

所以, 有

$$D = \frac{V_{ref} R_0 C_0}{ET + V_{ref} R_0 C_0}. \tag{7}$$

根据文献 [15] 可知, 电感电流连续的临界条件为

$$\frac{L}{RT} \geq \frac{D(1-D)^2}{2}. \tag{8}$$

将 (7) 式代入 (8) 式, 可得

$$\frac{2L}{RT} \geq \frac{R_0 C_0 V_{ref}}{TE + R_0 C_0 V_{ref}} \left[ 1 - \frac{R_0 C_0 V_{ref}}{TE + R_0 C_0 V_{ref}} \right]^2. \tag{9}$$

若 (9) 式成立, 则系统工作在 CCM, 否则工作在 DCM.

### 3. 系统分析

为了分析系统的稳定性, 下面分别建立单周期控制 Boost 变换器在连续导电模式和不连续导电模式下输出电压对基准电压的小信号模型.

首先, 建立单周期控制器的小信号模型. 根据 (2) 式, 可得

$$d = \frac{v_{ref} R_0 C_0}{TV_0}, \tag{10}$$

这里, 令

$$\begin{aligned} v_{ref} &= V_{ref} + \hat{v}_{ref}, \\ v_0 &= V_0 + \hat{v}_0, \\ d &= D + \hat{d}, \end{aligned} \tag{11}$$

则

$$\hat{d} = \frac{R_0 C_0 \hat{v}_{ref} - D T \hat{v}_0}{TV_0}. \tag{12}$$

由文献 [16] 可知, 必须考虑延时的影响, 因此, 需对上述单周期控制器的小信号模型进行一些改进. 通常认为有一个周期的滞后, 则

$$\hat{d}_{k+1} = \frac{R_0 C_0 \hat{v}_{refk} - D T \hat{v}_{0k}}{TV_0}. \tag{13}$$

对 (13) 式进行  $z$  变换, 可得

$$\mathcal{H}(z) = \frac{R_0 C_0 \hat{v}_{ref}(z) - DT\hat{V}_0(z)}{TV_0} z^{-1}. \quad (14)$$

考虑到零阶保持器的作用,则(14)式相应的  $s$  域表达式为

$$\mathcal{H}(s) = H_c(s) \frac{R_0 C_0 \hat{v}_{ref}(s) - DT\hat{V}_0(s)}{TV_0}, \quad (15)$$

其中,  $H_c(s) = 1 + \frac{s}{w_n Q_z} + \frac{s^2}{w_n^2}$ ,  $w_n = \frac{1}{T}$  和  $Q_z = -\frac{2}{T}$ .

### 3.1. DCM

由文献[15]可得,当工作于 DCM 时,Boost 变换器的输出电压对占空比的传递函数为

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\mathcal{H}(s)} = \frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{p}}, \quad (16)$$

其中,  $G_{d0} = \frac{2V_0}{2M-1} \sqrt{\frac{M-1}{kM}}$ ,  $p = \frac{2M-1}{(M-1)RC}$ ,  $M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{k}}}{2}$  和  $k = \frac{2L}{RT}$ .

由(15)式和(16)式可得,Boost 变换器的输出电压对基准电压的传递函数

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{G_{d0} H_c(s) R_0 C_0}{TV_0 + \frac{TV_0 s}{p} + G_{d0} H_c(s) DT}. \quad (17)$$

那么,系统传递函数(17)式的特征方程为

$$N(s) = a_0 s^2 + a_1 s + a_2, \quad (18)$$

其中,  $a_0 = \frac{G_{d0} DT}{w_n^2}$ ,  $a_1 = \frac{TV_0}{p} + \frac{G_{d0} DT}{w_n Q_z}$  和  $a_2 = TV_0 + G_{d0} DT$ .

由于  $a_0 > 0$ ,  $a_1 > 0$ ,  $a_2 > 0$ ,因此,根据 Routh 稳定性判据可知,单周期控制的 Boost 变换器稳定地运行于不连续导电模式.

### 3.2. CCM

从文献[15]可得,当工作于 CCM 时,Boost 变换器的输出电压对占空比的传递函数为

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\mathcal{H}(s)} = K_v \frac{1 - \frac{s}{z_v}}{\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{Qw_0} + 1}, \quad (19)$$

其中,  $K_v = \frac{E}{(1-D)^2}$ ,  $z_v = \frac{(1-D)^2 R}{L}$ ,  $w_0 = \frac{1-D}{\sqrt{LC}}$ ,  $Q = (1-D)R \sqrt{\frac{C}{L}}$  和  $V_0 = \frac{E}{1-D}$ .

由(15)式和(19)式可得,Boost 变换器的输出电压对基准电压的传递函数

$$G(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} = \frac{\left(1 - \frac{s}{z_v}\right) K_v H_c(s) R_0 C_0}{TV_0 \left[\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{Qw_0} + 1\right] + \left(1 - \frac{s}{z_v}\right) K_v H_c(s) DT}. \quad (20)$$

那么,其特征方程为

$$N(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0, \quad (21)$$

其中,

$$\begin{aligned} a_0 &= -\frac{K_v DT}{z_v w_n^2}, \\ a_1 &= \frac{TV_0}{w_0^2} + \frac{K_v DT}{w_n^2} - \frac{K_v DT}{z_v w_n Q_z}, \\ a_2 &= \frac{TV_0}{Qw_0} + \frac{K_v DT}{w_n Q_z} - \frac{K_v DT}{z_v}, \\ a_3 &= TV_0 + K_v DT. \end{aligned} \quad (22)$$

显然,  $a_0 a_3 < 0$ ,则系统传递函数在右半平面存在极点.根据 Routh 稳定性判据可知,当变换器运行于连续导电模式时,系统处于不稳定的状态,即输出电压出现增幅振荡现象.但是,在实际电路中,由于二极管  $D$  的单向导电作用,使得电感电流不能为负,从而限制了输出电压振荡幅值的不断增大,最终呈现出低频波动现象.这时,系统的三个极点中必有一对共轭复根,设为  $s_1 = +j$  和  $s_2 = -j$ ,其中,  $\omega$  为低频波动的角频率.

定义  $s = x - \frac{a_1}{3a_0}$ ,则(21)式可表示为

$$x^3 + px + q = 0, \quad (23)$$

其中,  $p = \frac{a_2}{a_0} - \frac{a_1^2}{3a_0^2}$ ,  $q = \frac{2a_1^3}{27a_0^3} - \frac{a_1 a_2}{3a_0^2} + \frac{a_3}{a_0}$ .

根据卡尔丹公式,可求得方程式(23)的三个根分别为

$$\begin{aligned} x_1 &= \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} \\ &+ \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}}, \\ x_2 &= a \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} \\ &+ a^2 \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}}, \end{aligned}$$

$$x_3 = a^2 \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} + a \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}}, \quad (24)$$

其中  $a = \frac{-1+i\sqrt{3}}{2}$ ,  $a^2 = \frac{-1-i\sqrt{3}}{2}$ . 那么, 系统传递

函数(20)式的三个极点分别为  $s_1 = x_1 - \frac{a_1}{3a_0}$ ,  $s_2 = x_2$

$-\frac{a_1}{3a_0}$ ,  $s_3 = x_3 - \frac{a_1}{3a_0}$ . 于是, 从中就可得到低频波动

的角频率.

当变换器发生低频波动时, 输出电压  $v_0(t)$  可近似地表示为

$$v_0(t) = V_0 + V_1 \sin(\omega t). \quad (25)$$

由(1)式和(3)式可得, 变换器工作在连续导电模式下的信号模型为

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_L}{dt} &= -\frac{\hat{v}_0}{L}(1-D) + \frac{V_0}{L}\hat{\alpha}, \\ \frac{d\hat{v}_0}{dt} &= -\frac{1}{RC}\hat{v}_0 + \frac{1}{C}(1-D)\hat{i}_L - \frac{1}{C}I_L\hat{\alpha}. \end{aligned} \quad (26)$$

将(26)式写成另一种表示形式

$$\begin{aligned} \frac{d^2\hat{v}_0}{dt^2} + \frac{1}{RC}\frac{d\hat{v}_0}{dt} + \frac{\hat{v}_0}{LC}(1-D)^2 \\ = \frac{V_0}{L}\frac{\hat{\alpha}}{C}(1-D) - \frac{1}{C}I_L\frac{d\hat{\alpha}}{dt}. \end{aligned} \quad (27)$$

因为

$$\hat{\alpha}(t) = \frac{V_{ref} R_0 C_0}{T(V_0 + V_1 \sin(\omega t))} - D, \quad (28)$$

$$V_0 = E + V_{ref} \frac{R_0 C_0}{T}. \quad (29)$$

将(25)式和(28)式代入(27)式, 并令  $t = 2k\pi + \frac{\omega t}{2}$ , 可得

$$V_1 = \frac{1 - LC\omega^2 - D}{LC\omega^2 - (1-D)^2} V_0. \quad (30)$$

### 4. 数值仿真及电路实验

采用 Matlab 软件进行数值仿真以及搭建具体硬件电路进行电路实验. 选择参数如下:  $E = 5 \text{ V}$ ,  $L = 0.56 \text{ mH}$ ,  $C = 4.7 \mu\text{F}$ ,  $R = 400 \Omega$ ,  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_0 = 0.1 \mu\text{F}$ ,  $T = 40 \mu\text{s}$ . 为在硬件电路中测量电感电流,

接上  $0.05 \Omega$  的采样电阻, 因此, 所测电感电流波形则为实际电感电流的  $\frac{1}{20}$ . 为便于比较, 在数值仿真

时, 取所得出电感电流值的  $\frac{1}{20}$ . 由(9)式可知, 当  $V_{ref}$

$< 4.2285 \text{ V}$  时, Boost 变换器完全处于不连续导电模式状态. 通过上述分析, Boost 变换器应处于稳定的周期 1 状态, 电感电流及输出电压不会发生低频波动. 取  $V_{ref} = 2 \text{ V}$ , Boost 变换器的电感电流  $\frac{1}{20} i_L(t)$  和

输出电压  $v_0(t)$  的数值仿真波形以及电路实验波形分别如图 2 和图 3 所示. 从图中可见, 电感电流  $\frac{1}{20}$

$i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  波形中仅包含与开关频率一

致且幅度较小的纹波而没有出现低频波动. 这表明数值仿真结果及电路实验结果均与理论分析一致. 而当  $V_{ref} = 4.2285 \text{ V}$  时, Boost 变换器工作在连续导电模式下, 系统处于不稳定状态, 即出现了低频波动

现象. 取  $V_{ref} = 6.88 \text{ V}$ , Boost 变换器的电感电流  $\frac{1}{20}$

$i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  的数值仿真波形以及电路实验波形分别如图 4 和图 5 所示. 从中可看到, 电感电

流  $\frac{1}{20} i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  波形中不仅包含与开关

频率一致且幅度较小的纹波, 而且还出现幅值较大的低频波动(所谓“低频”是相对开关频率而言). 采用前面的分析理论可计算出该低频波动的角频率为

$\omega = 8957 \text{ rad/s}$ ; 仿真结果为  $\omega = 8267 \text{ rad/s}$ (见图 4);

实验结果为  $\omega = 8209 \text{ rad/s}$ (见图 5). 同样, 根据(29)式和(30)式计算出的输出电压直流分量的理论值  $V_0 = 22.2 \text{ V}$  和低频波动的幅值  $V_1 = 1.9463 \text{ V}$ ; 仿真

结果为  $V_0 = 21.89 \text{ V}$ ,  $V_1 = 1.03 \text{ V}$ (见图 4(b)); 实验结果为  $V_0 = 22.68 \text{ V}$ ,  $V_1 = 1.375 \text{ V}$ (见图 5(b)). 通过对仿真结果、实验结果与理论分析结果进行比较, 可知上述三种结果基本符合, 但数据上还可能存在一定误差. 究其原因主要是: 1) 在单周期控制器小信号建模时, 对零阶保持器作了近似处理. 2) 在系统出现低频波动时, 认为输出电压在一个开关周期内仍然近似不变. 3) 当  $V_{ref} = 4.2285 \text{ V}$  时, 认为 Boost 变换器仅处在连续导电模式. 4) 分析中没有考虑电感和电容的寄生参数.

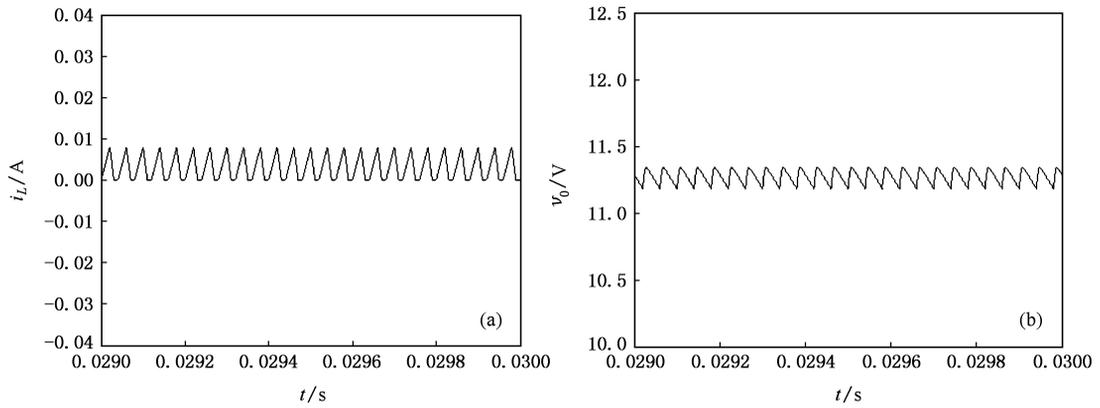


图 2 当  $V_{ref} = 2\text{ V}$  时,电感电流与输出电压的仿真波形图 (a) 电感电流  $\frac{1}{20} i_L(t)$ ; (b) 输出电压  $v_0(t)$

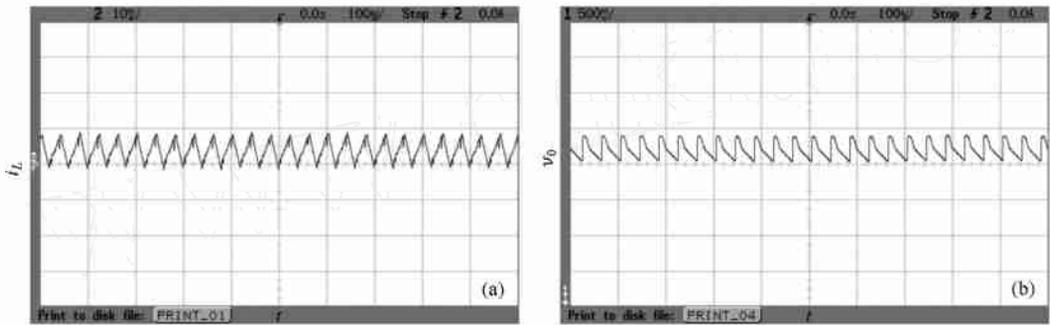


图 3 当  $V_{ref} = 2\text{ V}$  时,电感电流与输出电压的实验波形图 (a) 电感电流  $\frac{1}{20} i_L(t)$ ; (b) 输出电压  $v_0(t)$

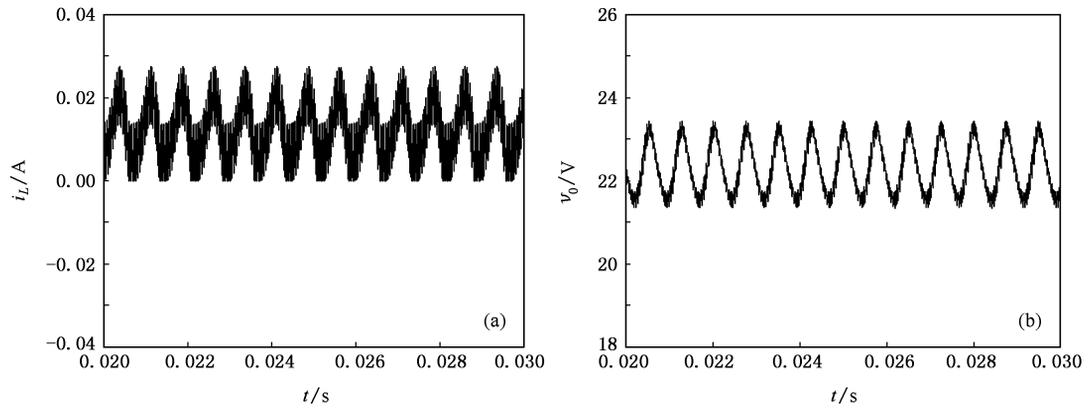


图 4 当  $V_{ref} = 6.88\text{ V}$  时,电感电流与输出电压的仿真波形图 (a) 电感电流  $\frac{1}{20} i_L(t)$ ; (b) 输出电压  $v_0(t)$

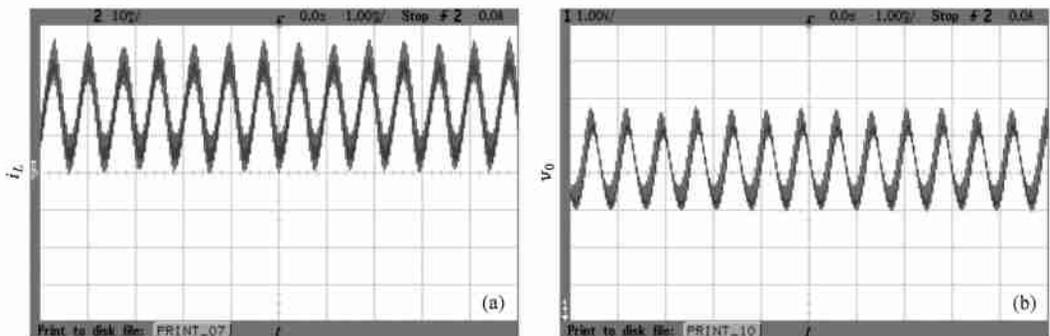


图 5 当  $V_{ref} = 6.88\text{ V}$  时,电感电流与输出电压的实验波形图 (a) 电感电流  $\frac{1}{20} i_L(t)$ ; (b) 输出电压  $v_0(t)$

## 5. 结 论

理论分析、数值仿真及电路实验表明,当单周期控制 Boost 变换器完全工作在不连续导电模式下,即系统参数满足

$$\frac{2L}{RT} < \frac{R_0 C_0 V_{\text{ref}}}{TE + R_0 C_0 V_{\text{ref}}} \left( 1 - \frac{R_0 C_0 V_{\text{ref}}}{TE + R_0 C_0 V_{\text{ref}}} \right)^2$$

时,变换器处于稳定的周期 1 状态;而工作在连续导

电模式下,即系统参数满足

$$\frac{2L}{RT} > \frac{R_0 C_0 V_{\text{ref}}}{TE + R_0 C_0 V_{\text{ref}}} \left( 1 - \frac{R_0 C_0 V_{\text{ref}}}{TE + R_0 C_0 V_{\text{ref}}} \right)^2$$

时,Boost 变换器的电感电流  $i_L(t)$  和输出电压  $v_0(t)$  将发生低频波动现象,其波动角频率可由卡尔丹公式确定,输出电压的直流分量为  $V_0 = E + V_{\text{ref}} \frac{R_0 C_0}{T}$ ,

低频波动的幅值为  $V_1 = \frac{1 - LC^2 - D}{LC^2 - (1 - D)^2} V_0$ .

- [1] Guan X P, Fan Z P, Chen C L, Hua C C 2002 *Chaotic control, synchronization and its application in secure communication* (National Defence Press) (in Chinese) [关新平、范正平、陈彩莲、华长春 2002 混沌控制及其在保密通信中的应用(国防工业出版社)]
- [2] Yu S M, L ü H, Leung H, Chen G R 2005 *IEEE Trans. Circuits and Syst.* I 52 1459
- [3] L ü H, Yu S M, Leung H, Chen G R 2006 *IEEE Trans. Circuits and Syst.* I 53 149
- [4] L ü H, Chen G R 2006 *Int. J. Bifurcation and Chaos* 16 775
- [5] Yu S M, L ü H, Leung H, Chen G R 2007 *Chaos* 17 013118
- [6] Luo X S, Wang B H, Chen G R, Quan H J, Fang J Q, Zou Y L, Jiang P Q 2003 *Acta Phys. Sin.* 52 12 (in Chinese) [罗晓曙、汪秉宏、陈关荣、全宏俊、方锦清、邹艳丽、蒋品群 2003 物理学报 52 12]
- [7] Zhou Y F, Chen J N, Xie Z G, Ke D M, Shi L X, Sun W F 2004 *Acta Phys. Sin.* 53 3676 (in Chinese) [周宇飞、陈军宁、谢智刚、柯导明、时龙兴、孙伟锋 2004 物理学报 53 3676]
- [8] Liu J, Wang Y B 2004 *Proceeding of the CSEE* 24 174 (in Chinese) [刘健、王媛彬 2004 中国电机工程学报 24 174]
- [9] Smedley K M, Cuk S 1995 *IEEE Transactions on Power Electronics* 10 625
- [10] Smedley K M, Cuk S 1995 *IEEE Transactions on Power Electronics* 10 634
- [11] Hu Z B, Zhang B, Hu S F, Deng W H 2005 *Proceeding of the CSEE* 25 19 (in Chinese) [胡宗波、张波、胡少甫、邓卫华 2005 中国电机工程学报 25 19]
- [12] Zhou L W, Gong W, Su X F 2004 *Transactions of China electrotechnical Society* 19 106 (in Chinese) [周维维、龚伟、苏向丰 2004 电工技术学报 19 106]
- [13] Qiao C M, Smedley K M, Maddaleno F 2004 *IEEE Trans. Circuits and Syst.* I 51 1623
- [14] Wang F, Wang Z Q 2005 *Power Supple Technologies and Applications* 8 37 (in Chinese) [王凡、王志强 2005 电源技术应用 8 37]
- [15] Yang X, Pei Y Q, Wang Z A 2004 *Switching Power supply technology* (Beijing: China Machine Press) [杨旭、裴云庆、王兆安 2004 开关电源技术(北京:机械工业出版社)]
- [16] Tang W, Lee F C, Ridley R B, Cohen I 1993 *IEEE Transactions on Power Electronics* 8 396

# Studied on low-frequency oscillation in the Boost converter with one cycle control \*

Wang Fa-Qiang Zhang Hao Ma Xi-Kui

(*State Key Laboratory of Electrical Insulation & Power Equipment, School of Electrical Engineering,  
Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China*)

(Received 10 April 2007; revised manuscript received 18 June 2007)

## Abstract

On the assumption that the frequencies of the inductor current and output voltage are much lower than the switching frequency of the converter, the critical condition between the discontinuous conduction mode (DCM) and the continuous conduction mode (CCM) is given, and the transfer function of the closed loop output to the reference voltage under DCM and CCM are derived respectively. The analytical results show that the DC-DC Boost converter can be stable in the state of period 1 in DCM, but it can not be stable in CCM, i. e., the low-frequency oscillation will occur. Further, the frequency of the low-frequency oscillation is calculated by using zero-pole analysis method, and the oscillation amplitude of the output voltage is calculated in terms of the topology of the circuit. Finally, the theoretical results are verified by numerical simulations and circuit experiments.

**Keywords:** low-frequency oscillation, one cycle control, Boost converter, average model

**PACC:** 0547, 4660D

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50607015), Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education (Grant No. 20050698004), Natural Science Foundation of Shaanxi Province (Grant No. 2006E113).