

# 用符号法分析恒频电流模控制的 变换器闭环系统的稳态

陈艳峰<sup>1</sup>, 张光昭<sup>1</sup>, 丘水生<sup>2</sup>

(1. 中山大学电子与通信工程系, 广东广州 510275; 2. 华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510640)

**摘要:** 将等效小参量符号分析法推广到恒频电流模控制的变换器闭环系统的稳态分析中, 提出了占空比的精确确定法及简化确定法. 其中, 前者不需要有波形线性及小纹波假设, 具有广阔的适用性. 而后者对工程简化分析具有重要意义. 所得结果均为符号表达式, 易于理解电路的工作机理.

**关键词:** 电流模控制; 开关功率变换器; 闭环系统; 符号分析

**中图分类号:** TN711.4      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2002)11-1589-04

## Steady-State Analysis of Closed Loop Constant Frequency Current-Mode Controlled Converters Using Symbolic Method

CHEN Yanfeng<sup>1</sup>, Zhang Guangzhao<sup>1</sup>, Qiu Shuisheng<sup>2</sup>

(1. Dept. of Electronics & Communication, Zhongshan Univ., Guangzhou, Guangdong 510275, China;

2. College of Electronics & Information, South China Univ. of Tech., Guangzhou, Guangdong 510640, China)

**Abstract:** An extension of the equivalent small parameter symbolic method to constant frequency current mode controlled converter systems is presented, along with two methods of determining the system's duty ratio, the precise and the simple methods. It is shown that the former is practical due to its having no assumptions of linear inductor current waveforms and small output ripples, and the latter is useful for simplified engineering analysis. The resulted analytical expressions are helpful to understand the mechanism of the circuit.

**Key words:** current mode control; switching power converter; closed loop systems; symbolic analysis

### 1 引言

电流模控制技术因比占空比控制技术具有更多的优点而在实际中得到广泛的应用, 如动态响应快、自动过流保护、适于多变换器并联运行等<sup>[1, 2]</sup>. 但由于电流模控制通常存在双闭环(电压环和电流环)反馈, 而且占空比一般不能显式求出, 因而增加了其建模分析的困难<sup>[2]</sup>. 目前对这类变换器的分析基本上是基于电感电流波形线性及小纹波假设的平均建模法<sup>[1-3]</sup>, 但这种平均后的电路不再含有原电路的纹波信息, 并不能预测原系统的稳定性<sup>[4]</sup>. 本文将等效小参量法<sup>[5-9]</sup>推广到电流模控制的变换器闭环系统的稳态分析中, 得到了变换器闭环系统状态变量及占空比的纹波解析解, 易于理解电路的工作机理.

### 2 电流模控制的基本原理

图 1(a) 是一典型双环电流模控制 Boost 调节器.  $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_c$  分别表征电感电流上升、下降及补偿斜坡  $v_p$  的斜率. 输出电压与基准电压之差经误差放大器补偿后设定电流基准信号

$v_k$ , 形成电压反馈外环.  $v_k$  与电流取样信号  $v_l$  比较形成电流负反馈. 电流模控制的变换器中, 主开关的导通由时钟信号控制, 关断由电感电流信号到达控制信号的時刻决定. 设  $T$  为开关周期, 在  $t = nT$  时, 时钟信号使触发器  $FF$  置位, 主开关导通, 电感电流上升; 当  $t = nT + dT$  时, 电感电流检测值与控制信号的值相等, 比较器翻转, 触发器复位, 主开关关断, 电感电流下降, 直至  $t = (n+1)T$  时钟信号再次使触发器置位, 变换器进入下一开关周期. 典型开关波形如图 1(b).

### 3 变换器闭环系统占空比方程的建立

类似 PWM 电压模反馈控制的变换器闭环系统的符号分析法<sup>[8, 9]</sup>, 仍然联合系统的功率级及反馈补偿电路的状态变量来建立描述整个闭环系统的状态微分方程. 在占空比的简化分析中利用了如下三个假设: (1) 电感电流波形线性; (2) 控制电压在一个开关周期内变化很缓慢, 即:  $v_k(t) = \bar{v}_k$ ; (3) 输出电压纹波同稳态值相比很小. 它们也是状态空间平均法所作的基本假设<sup>[1]</sup>.

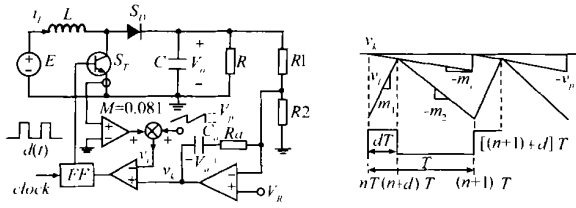


图1 (a) 电流模控制 Boost 调节器; (b) 典型波形

### 3.1 占空比方程的精确表达式

根据图 1(b) 波形及电流模控制变换器的工作过程有:

$$v_k(dT) = v_l(dT) + m_d dT \quad (1)$$

其中:  $v_l(t) = M \cdot i_L$ ,  $M$  表示电流检测器的增益.  $v_k(t)$  由线性反馈网络所确定, 一般可表示为整个系统状态变量的线性函数<sup>[8,9]</sup>, 则由式(1)显然可将占空比表示成状态变量的线性函数如式(2).

$$d = K_0 + K_1 \cdot x(t) |_{t=t_s} \quad (2)$$

式中系数  $K_0, K_1$  为同电路参数有关的常量, 其中  $K_0$  为标量,  $x$  为  $n \times 1$  维系统状态变量向量,  $K_1$  为  $1 \times n$  维行向量.  $t_s = dT$ , 表示开关切换时刻.

利用等效小参量法将稳态周期解  $x$  和占空比  $d$  均展开为主项和小量之和的级数形式<sup>[5,6]</sup>, 如式(3):

$$x = x_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon^i x_i, \quad d = d_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon^i d_i \quad (3)$$

式中:  $x_0, d_0$  分别为  $x$  和  $d$  的主分量. 小量标记  $\epsilon^i$  指明  $x_i, d_i$  分别为  $x$  和  $d$  的  $i$  阶小量. 当需给定具体数值时, 令  $\epsilon = 1$ . 根据式(3)有:  $t_s = (d_0 + \epsilon d_1 + \epsilon^2 d_2 + \dots)T$ , 设  $t_{si} = (d_0 + \epsilon d_1 + \epsilon^2 d_2 + \dots + \epsilon^i d_i)T$ , ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ), 易知  $t_{si}$  表示稳态周期解  $x$  中仅含有主分量  $x_0$ 、一阶修正量  $x_1$ ……直至  $i$  阶修正量时比较器翻转的时刻. 为简化计算, 我们利用函数泰勒级数的一阶近似求得  $x_i(t_s)$  代入式(2) (详见文[10] p33), 令等式两边同幂次  $\epsilon^i$  的系数相等, 可得求解  $d_i$  的方程如下:

$$\begin{aligned} d_0 &= K_0 + K_1 \cdot x_0, \quad d_1 = K_1 \cdot x_1(t_{s0}) \\ d_2 &= K_1 \cdot x'_1(t) |_{t=t_{s0}} d_1 T + K_1 \cdot x_2(t_{s1}), \dots \end{aligned} \quad (4)$$

由上分析过程可以看出, 占空比的这一建模方法不需对原系统作出任何假设. 而目前几乎所有分析电流模控制变换器系统的方法均需依靠电感电流波形的几何关系来建立占空比方程<sup>[1-3]</sup>, 需要满足前文所列的假设(1)~(3). 因此, 本文所提出的占空比精确确定符号分析法更具一般性. 需说明的是, 当反馈网络中不含补偿斜波时, 采用本方法时, 占空比不能以显函数表示, 这是本方法的局限性, 此时可采用下面的简化求解法. 由于补偿斜波通常是实际存在的, 所以本方法对实际电路更适用.

### 3.2 占空比方程的简化求解

在前文三个假设满足的条件下, 由图 1(b) 有:

$$\bar{v}_l = \bar{v}_k - \frac{1}{2} m_1 dT - m_d dT \quad (5)$$

式中各符号的含义同前, 上划线表示变量在一开关周期内的时间平均. 在前述假设下,  $m_1$  可表示成电源电压及输出电容

电压平均值  $\bar{v}_o$  的函数, 因而占空比可表示成  $\bar{x}$  的函数:

$$d = g(\bar{x}) \quad (6)$$

同样将稳态周期解  $x$  和占空比  $d$  分别展开成如式(3)所示级数形式. 由式(6)有  $d_0 = g(\bar{x}_0)$ . 同样, 根据函数泰勒级数展开式的一阶近似, 同时根据迭代求解,  $d_i$  可近似为:

$$\begin{aligned} d_i &= \left( \frac{\partial g}{\partial x} \right) |_{\bar{x} = \bar{x}_0 + \bar{\epsilon}_1 + \dots + \epsilon^{i-1} \bar{x}_{i-1}} \cdot \bar{x}_i^{(1)} + \dots \\ &+ \left( \frac{\partial^2 g}{\partial x^2} \right) |_{\bar{x} = \bar{x}_0 + \bar{\epsilon}_1 + \dots + \epsilon^{i-1} \bar{x}_{i-1}} \cdot \bar{x}_i^{(2)}, \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7)$$

式中上标  $(n)$  表示为  $x$  向量的第  $n$  个分量.

## 4 电流模控制的变换器闭环方程的求解

### 4.1 闭环系统符号分析的基本算法

类似电压模控制的开关功率变换器<sup>[8,9]</sup>, 电流模控制的变换器闭环系统的状态方程仍可描述为:

$$G_0(p)x + G_1(p)f = u, \quad f = \delta(t)(x + e) \quad (8)$$

式中:  $p = d/dt$ ,  $G_0(p), G_1(p)$  为算子  $p$  的多项式, 它们为同具体电路有关的系数矩阵.  $u$  为同输入有关的常数向量,  $e$  为常数向量. 开关函数  $\delta(t) = 1(0)$  分别表示电路中主开关的通(断)状态. 假如电路具有两个开关状态, 则

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq d(t)T \\ 0 & d(t)T < t \leq T \end{cases} \quad (9)$$

$T$  为开关周期,  $d(t)$  为占空比. 在电流模控制下, 由式(2)或式(6)确定.

由上分析可知, 两种方法下占空比均能展开成主项与小项之和的级数形式. 因此用等效小参量法分析时, 其闭环系统方程的求解过程同电压模 PWM 变换器闭环系统的求解是完全一样的, 只是占空比各阶分量的求解有所不同. 在此给出文献[8]的分析结果, 详细推导过程可见文[8~10]. 将开关函数  $\delta(t)$  展开成如下级数形式:

$$\delta = \delta_0 + \epsilon \delta_1 + \epsilon^2 \delta_2 + \dots \quad (10)$$

式中:

$$\begin{aligned} \delta_0 &= d_0 + b_{10} e^{j\tau} + c \\ \delta_1 &= d_1 + b_{11} e^{j\tau} + b_{20} e^{j2\tau} + b_{30} e^{j3\tau} + c \\ \delta_2 &= d_2 + b_{12} e^{j\tau} + b_{21} e^{j2\tau} + b_{31} e^{j3\tau} + b_{40} e^{j4\tau} + b_{50} e^{j5\tau} + c \\ &\dots \end{aligned}$$

$c, c$  表示共轭复数, 下文同.  $\tau = \omega t, \omega = 2\pi/T$ , 其中:

$$\begin{cases} b_{mi} = \frac{1}{2} (\alpha_{mi} - j\beta_{mi}) \quad (m = 1, 2, \dots, i = 0, 1, 2, \dots) \\ \alpha_{m0} = \frac{\sin 2m\pi d_0}{m\pi}, \quad \beta_{m0} = \frac{1 - \cos 2m\pi d_0}{m\pi} \\ \alpha_{mi} \approx 2d_i \cos 2m\pi (d_0 + \epsilon d_1 + \dots + \epsilon^{i-1} d_{i-1}) \\ \beta_{mi} \approx 2d_i \sin 2m\pi (d_0 + \epsilon d_1 + \dots + \epsilon^{i-1} d_{i-1}) \\ (i = 1, 2, \dots) \end{cases} \quad (11)$$

非线性函数  $f$  也展开为<sup>[5,6]</sup>:  $f = f_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon^i f_i$ , 其中  $i$  为近似阶数,  $\epsilon$  的含义如前文;  $f_0, f_i$  分别为  $f$  的主分量及第  $i$  阶分量. 为简便见, 考虑式(8)中  $e = 0$  的情况, 则:

$$f_0 = \delta_0 x_0, f_1 = \delta_0 x_1 + \delta_1 x_0, f_2 = \delta_0 x_2 + \delta_1 x_1 + \delta_2 x_0 \dots$$

将  $f_i (i = 0, 1, 2 \dots)$  分解成主项与余项之和:  $f_i = f_{im} + \mathcal{R}_{i+1} (i = 0, 1, 2 \dots)$ , 其中主项  $f_{im}$  由  $f_i$  中与  $x_i$  具有相同频率集项组成, 各项的定义及其频率集的确定方法同开环时一样<sup>[5-7]</sup>. 根据等效小参量法求解, 最后可得如下迭代方程组:

$$\begin{cases} G_0(p)x_0 + G_1(p)f_{0m} = u \\ G_0(p)x_1 + G_1(p)f_{1m} = -G_1(p)R_1 \\ G_0(p)x_2 + G_1(p)f_{2m} = -G_1(p)R_2 \\ \dots \dots \end{cases} \quad (12)$$

利用谐波平衡法逐次求解式(12), 可得  $x$  的主振荡分量及其各阶谐波分量, 式(13)给出了用等效小参量法求取其稳态周期解的前三次分量(零阶、一阶和二阶)的方程, 其详细推导可参见文[6].

$$\begin{cases} G_0(0)a_{00} + G_1(0)d_0a_{00} = u \\ [G_0(j\omega) + G_1(j\omega)d_0]a_{11} = -G_1(j\omega) \cdot (b_{11} + b_{10})a_{00} \\ [G_0(j2\omega) + G_1(j2\omega)d_0]a_{22} = -G_1(j2\omega) \cdot [(b_{21} + b_{20})a_{00} + (b_{11} + b_{10})a_{11} + b_{30}\bar{a}_{11}] \\ [G_0(j3\omega) + G_1(j2\omega)d_0]a_{32} = -G_1(j3\omega) \cdot [(b_{31} + b_{30})a_{00} + b_{10}a_{22} + b_{20}a_{11}] \\ [G_0(0) + G_1(0)d_0]a_{02} = -G_1(0) \cdot [(b_{11} + b_{10})\bar{a}_{11} + (\bar{b}_{11} + \bar{b}_{10})a_{11} + (d_{11} + d_2)a_{00}] \end{cases} \quad (13)$$

4.2 闭环系统符号分析算法的改进——双重迭代算法

用等效小参量法求解闭环系统状态方程时, 其主振荡方程应为:

$$[G_0(0) + G_1(0)(d_0 + \mathcal{E}d_1 + \mathcal{E}^2d_2 + \dots)]a_{00} = u \quad (14)$$

但由  $\delta$  的展开式(10)可以发现, 闭环求解时由于占空比和稳态周期解均展开成主项与小量之和的级数形式, (14)中的一部分直流分量被移至高阶方程进行求解了. 同样, 在其它分量的求解中也存在此问题. 因而, 用单重闭环求解法需迭代多次, 才能达到较高的准确性. 考虑到用等效小参量法求解时, 高次谐波对占空比的影响很小, 因而可认为在闭环求解时经过三次迭代即已求得占空比, 即是认为  $d = d_0 + d_1 + d_2$  恒定. 为提高收敛速度, 可采用开环系统等效小参量符号求解法<sup>[5-7]</sup>对系统再进行一次求解. 我们称这种先对开关功率变换器闭环系统进行求解, 确定占空比之后, 将系统视为开环系统再度求解的方法为双重迭代符号法. 实际上, 如果开关函数  $\delta$  的展开式中  $d_0$  以  $d_0 + d_1 + d_2$  代, 则闭环求解法的前三次迭代方程同开环时求解完全一样, 即设:  $D = d_0 + \mathcal{E}d_1 + \mathcal{E}^2d_2$ , 则在式(11)中,  $\alpha_{m0} = \sin 2m\pi D / m\pi$ ,  $\beta_{m0} = (1 - \cos 2m\pi D) / m\pi (m = 1, 2, 3)$ ,  $b_{11} = b_{12} = b_{21} = b_{22} = b_{31} = b_{32} = 0$ , 令式(13)中  $d_0 = D, d_1 = d_2 = 0$ , 则可得用等效小参量法求解开关变换器开环系统前三次分量的方程组(详见文[5, 6]). 注意这时需将功率级同反馈补偿网络分解, 仅对主电路进行开环求解. 因为此时认为占空比恒定, 反馈网络已不起作用.

5 求解实例

图 1 电流模控制的 Boost 调节器的电路参数为: 主电路  $E = 28V, L = 19\mu H, C = 2000\mu F, R = 11.2\Omega$ ; 控制电路  $V_R =$

$1.8V, R_1 = 47.5\Omega, R_2 = 2.5k\Omega, R_a = 72.2k\Omega, C_a = 0.23\mu F$  及  $f_s = 10kHz (T = 1/f_s)$ , 补偿斜波  $V_p$  的峰值电压  $V_p = 0.25V, M = 0.081$ . 描述系统的状态微分方程如式(8), 其中:

$$G_0(p) = \begin{bmatrix} p & \frac{1}{L} & 0 \\ -\frac{1}{C} & p + \frac{1}{RC} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_1 C_a} & p \end{bmatrix}, G_1(p) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = [i_L \quad v_o \quad v_a]^T, u = [\frac{E}{L} \quad 0 \quad \frac{-1}{C_a}(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})V_R]^T$$

$$f = \delta x, v_k(t) = (1 + \frac{R_a}{R_1} + \frac{R_a}{R_2})V_R - \frac{R_a}{R_1}v_o - v_a$$

5.1 占空比简化求解符号分析法

在简化分析中占空比表示为:  $d = K_0 + K_1\bar{x}$ , 其中:

$$K_0 = \frac{1}{F_m}(1 + \frac{R_a}{R_1} + \frac{R_a}{R_2})V_R, K_1 = [K_{11} \quad K_{12} \quad K_{13}], K_{11} = -M/F_m, K_{12} = -R_a/R_1 F_m, K_{13} = -1/F_m, m_1 = E/L, m_c = V_p/T, F_m = (\frac{1}{2}m_1 + m_c)T.$$

由式(7)可得出各阶  $d_i$  的表达式. 根据等效小参量求解法, 由式(13)可求得状态变量及占空比的主振荡分量及前二阶修正量的符号表达式如下(详细求解见文[8~10]):

(a) 主振荡分量  $x_0 = a_{00} = [I_{00} \quad V_{00} \quad V_{a00}]^T$ , 其中:

$$V_{00} = (1 + \frac{R_1}{R_2})V_R, d_0 = 1 - E/V_{00}$$

$$I_{00} = \frac{V_{00}}{R(1-d_0)}, V_{a00} = F_m K_0 - \frac{R_a}{R_1}V_{00} - M \cdot I_{00} - d_0 \cdot F_m$$

(b) 一阶分量  $x_1 = a_{11}e^{T} + c.c.$ ,  $a_{11} = [I_{11} \quad V_{11} \quad V_{a11}]^T$ , 其中  $d_1 = 0$ , 可得:

$$V_{11} = \frac{b_{10} \cdot [j\omega L \cdot I_{00} - (1-d_0) \cdot V_{00}]}{\omega^2 LC - (1-d_0)^2 - j\omega L/R}$$

$$I_{11} = \frac{b_{10} \cdot V_{00} - (1-d_0) \cdot V_{11}}{j\omega L}, V_{a11} = \frac{V_{11}}{j\omega R_1 C_a}$$

(c) 二阶分量  $x_2 = a_{02} + a_{22}e^{j2T} + a_{32}e^{j3T} + c.c.$ , 其中

$$a_{02} = [I_{02} \quad V_{02} \quad V_{a02}]^T, a_{22} = [I_{22} \quad V_{22} \quad V_{a22}]^T,$$

$$a_{32} = [I_{32} \quad V_{32} \quad V_{a32}]^T, d_2 = K_1 a_{02}, \text{ 因此可得:}$$

$$V_{22} \approx \frac{j2\omega L \cdot \Delta I_{22} - (1-d_0) \cdot \Delta V_{22}}{4\omega^2 LC - (1-d_0)^2}$$

$$I_{22} = \frac{\Delta I_{22} - (1-d_0) \cdot V_{22}}{j2\omega L}, V_{a22} = \frac{V_{22}}{j2\omega R_1 C_a}$$

$$V_{32} \approx \frac{j3\omega L \cdot \Delta I_{32} - (1-d_0) \cdot \Delta V_{32}}{9\omega^2 LC - (1-d_0)^2}$$

$$I_{32} = \frac{\Delta I_{32} - (1-d_0) \cdot V_{32}}{j3\omega L}, V_{a32} = \frac{V_{32}}{j3\omega R_1 C_a}$$

$$V_{02} \approx 0$$

$$I_{02} \approx \frac{\Delta I_{02} + \Delta I_{02}}{1-d_0}, V_{a32} = \frac{\Delta I_{02} - K_{11} I_{02}}{K_{13}}$$

其中:

$$\Delta I_{22} = b_{20}I_{00} + b_{11}I_{11} + b_{30}\bar{I}_{11}$$

$$\Delta V_{22} = b_{20}V_{00} + b_{11}V_{11} + b_{30}\bar{V}_{11}$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{32} &= b_{30}I_{00} + b_{20}I_{11} + b_{10}I_{22} \\ \Delta V_{32} &= b_{30}V_{00} + b_{20}V_{11} + b_{10}V_{22} \\ \Delta I_{02} &= b_{10}\bar{I}_{11} + \bar{b}_{10}I_{11} \\ \Delta V_{02} &= b_{10}\bar{V}_{11} + \bar{b}_{10}V_{11} \end{aligned}$$

### 5.2 占空比精确求解符号分析法

闭环系统的时变微分方程仍表示为式(8)。占空比由式(2)表示,其系数由下式确定:

$$K_0 = \frac{1}{V_p} \left( 1 + \frac{R_a}{R_1} + \frac{R_a}{R_2} \right) V_R, K_1 = \left[ \begin{matrix} -M & -R_a & -1 \\ V_p & R_1 V_p & V_p \end{matrix} \right]$$

其中  $V_p$  为补偿斜坡的峰峰值。在占空比精确求解法中,当占空比的零阶分量采用式(4)求解时,实际是利用了电感电流的平均值来确定  $d_0$ ,但实际电路中占空比是由电感电流的峰值所确定的。这就是说,采用精确求解法时,有较多的分量移至高阶方程中求解了,因此精确求解法的收敛性较缓慢,为提高收敛速度,我们采用4.2中提出的双重迭代算法求解,所得的符号表达式同简化法类似,此略。

用本文符号算法所得的主电路状态变量直流分量及占空比与 Pspice5 仿真比较如下:

- $I_{dc} = 4.1327, V_{dc} = 36.0000, d = 0.2226$ (简化算法)
- $I_{dc} = 4.1326, V_{dc} = 35.9999, d = 0.2222$ (精确算法)
- $I_{dc} = 4.2768, V_{dc} = 36.1862, d = 0.2500$ (Pspice 仿真)

稳态一周期内主电路状态变量的纹波同 Pspice5 仿真结果(实线)比较如图2,其中虚线为本文符号算法所得状态变量前三次谐波分量之和。由仿真结果比较可见,占空比精确求解符号法同简化求解符号法一样具有较高的准确性。由于在实际电路中,由前文所设的几个假设(1)~(3)一般都能得以满足,所以在实际求解中,我们采用简化求解法即可。

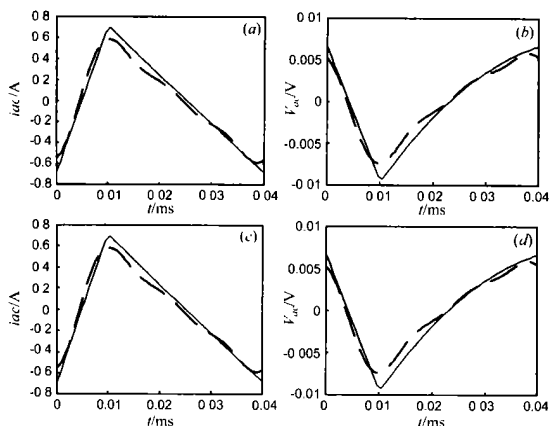


图2 符号算法(虚线)同 Pspice 仿真结果比较:  
(a), (b) 占空比简化确定符号分析法;  
(c), (d) 占空比精确确定符号分析法

### 6 结论

本文提出了利用等效小参量法分析电流模控制的变换器的两种方法:占空比精确求解符号分析法及占空比简化求解符号分析法,其中,前者并不需要有波形线性及小纹波假设的存在,因而具有更广阔的适用性。所得的结果都是符号表达

式,有助于理解电路的工作机理。文中实例及仿真结果证实所提出的两种方法均具有较高的准确性。

### 参考文献:

- [1] Hsu S P, Brown A, et al. Modelling and analysis of switching DG to DC converters in constant frequency current programmed mode [A]. IEEE PESC Rec [C]. 1979. 284-301.
- [2] Tan F D, Middlebrook R D. A unified model for current programmed converters [J]. IEEE Trans on PE. 1995, 10(4): 397-408.
- [3] Liu Y F, Sen P C. A general unified large signal model for current programmed DG to DC converters [J]. IEEE Trans on PE. 1994, 9(4): 414-424.
- [4] Bass R M, Heck B S, Khan R A. Average modeling of current mode controlled converters: instability predictions [J]. Int J Electronics. 1994, 77(5): 613-628.
- [5] Qiu S S (丘水生), Filanovsky I M, et al. On one combination of the harmonic balance method and perturbation techniques [J]. Control Theory and Advanced Technology, 1987, 3: 189-195.
- [6] 丘水生. 开关功率变换器符号分析方法原理 [J]. 电子学报, 1997, 25(1): 5-10.
- [7] Qiu S S (丘水生), Filanovsky I M, Lin B T. A new method of analysis for PWM switching power converters [J]. Int J of Electronics, 1999, 86(11): 1395-1410.
- [8] 陈艳峰, 丘水生. 用符号法分析 PWM 开关功率变换器闭环系统的稳态 [J]. 电子学报, 2000, 28(7): 130-134.
- [9] 陈艳峰, 丘水生, 张光昭, 等. 不连续导电模式 PWM 开关变换器闭环系统的符号分析法 [J]. 电子学报, 2001, 29(11): 1463-1467.
- [10] 陈艳峰. DG-DC 开关变换器闭环系统非线性分析方法研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2000.

### 作者简介:



陈艳峰 女, 1970 年生于湖南永兴, 博士。2000 年毕业于华南理工大学, 现为中山大学物理学博士后流动站科研人员。研究方向为非线性电路与功率电子学及电信产品热插拔关键技术的实现。

张光昭 男, 1938 年 1 月出生于广东梅县, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会员, 中国计算机学会多媒体专业委员会常务理事, 广东省电子学会副理事长, 1959 年中山大学物理学专业毕业, 1979~1981 年为英国伦敦大学访问学者, 主要研究兴趣是计算机网络和无线通信。

丘水生 男, 1939 年 10 月出生于广东梅县, 教授, 博士生导师, 1966 年华南理工大学非线性振荡理论专业研究生毕业, 1984~1986 年为加拿大阿尔伯特大学访问学者, 1990~1991 年美国波特兰州立大学、加拿大阿尔伯特大学访问教授, 研究兴趣为非线性电路与系统、功率电子学及混沌理论。