

PSM 开关变换器的大信号模型与瞬态特性

罗 萍,熊富贵,李肇基,陈光禔

(电子科技大学微固学院,四川成都 610054)

摘 要: 针对传统 PWM 调制具有轻载下效率低的缺点,论文作者提出一种新的高效调制模式——脉冲跨周调制 PSM 模式.本文对这种新的 PSM 开关变换器调制模式进行了包括大信号解析模型、离散模型和相平面模型的大信号建模工作,并借助变换器的解析解、离散模型和相平面分析法对 PSM 变换器开环/闭环系统的瞬态响应特性进行了分析.研究表明 PSM 变换器不仅较 PWM 调制模式轻载下效率高,而且具有响应速度更快、抗干扰性更好的特点.

关键词: PSM 变换器;大信号模型;解析模型;离散模型;相平面法;瞬态响应特性

中图分类号: TN624 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 11-1829-04

Large Signal Model and Transient Characteristics of PSM Switching Converter

LUO Ping, XIONG Fu-gui, LI Zhao-ji, CHEN Guang-jü

(School of Microelectronics and Solid-State Electronics of UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: Aiming at normal PWM low efficiency at light loads, the author proposed a novel high efficiency modulation mode named pulse skip modulation mode PSM. This paper establishes the large signal model of the novel PSM switching converter mode, which includes large analytical model, discrete model and phase plane model. Basing on its analytical model, discrete model and phase portrait, the transient characteristics of the open and closed PSM converter are given in this paper. Compared with PWM converter, PSM converter has quicker response and better interference rejection besides high efficiency.

Key words: PSM converter; large signal model; analytical model; discrete model; phase portrait technique; transient response

1 引言

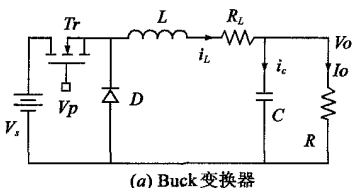
传统的开关变换器的调制方式为“恒频变宽(CFVW)”的脉冲宽度调制(PWM).由于 PWM 调制方式下,变换器在低负载时效率较低,一些高效变换器调制方法不断出现,但多为 PWM 的变化模式.本文作者提出了一种新的异于 PWM 模式的高效开关变换器的调制模式——跨周调制模式(PSM, Pulse Skip Modulation)的概念和理论^[1,2],并对其调制度、效率、输出电压纹波、EMI 特性进行了分析,得出了跨周调制 PSM 是一种新的高效开关变换器调制模式,尤其在低负载下,其效率比 PWM 调制模式高很多^[2].

本文在文献[1,2]的基础上,对 PSM 开关变换器进行了深入的研究.由于开关型 DC-DC 变换器是一个强非线性离散系统,其模型的建立十分复杂,由此增加了其控制电路和系统的设计难度.目前应用最广的变换器的分析方法是状态空间平均法^[3].然而由于系统存在大幅扰动,以及 PSM 控制信号呈非连续变化特性,使得状态空间平均法对预测瞬态响应与系统实际响应存在较大误差.本文探讨了 PSM 开关变换器的大信号模型,给出了 PSM 变换器的大信号解析模型、离散模型和相平面分析模型,进而对 PSM 变换器的瞬态响应特性进行

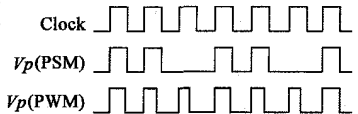
了分析,与 PWM 调制模式相比较,PSM 变换器响应速度更快,抗干扰性更好,且电路实现更简单.

2 开关变换器的跨周调制(PSM)模式

跨周调制模式(PSM)异于“恒频变宽”(CFVW)的 PWM 模式,是一种基于“恒频恒宽”(CFCW, Constant Frequency Constant Width)的脉冲控制信号,去控制开关变换器中功率管的导通与截止工作状态的调制模式^[1].以 Buck 变换器为例,其调制模式如图 1 所示,图 1(a)为 Buck 电



(a) Buck 变换器



(b) PSM 与 PWM 脉冲控制信号

图 1 跨周期调制原理图

为电感元件的等效内阻.图 1(b)为时钟控制信号和跨周期

(PSM) 控制信号,同时附上 PWM 控制信号以示比较。

设时钟控制信号的周期为 T ,其控制频率为 $f_{\max} = \frac{1}{T}$. 在 PSM 调制方式下,作用在功率管 T_r 上的脉冲控制信号的占空比为恒定值. 根据不同输出电压的要求,开关功率管的 PSM 控制信号可能会跨过一些时钟周期不工作,设开关管的有效频率为 f_e . 定义跨周调制模式下的调制度 $M^{[1]}$:

$$M = 1 - f_e / f_{\max}, \quad 0 \leq M \leq 1 \quad (1)$$

则有:

$$\frac{V_o}{V_s} = (1 - M) D_m \quad (2)$$

其中, D_m 为脉冲控制信号的最大占空比. 在 PSM 调制方式下,脉冲控制信号的占空比恒为最大占空比. 设 PSM 调制模式下,开关功率管正常工作 n 个周期,跨过 m 个周期不工作,故式(1)中的 M 亦可表示为: $M = \frac{m}{n+m}$. 对于 PSM 变换器闭环系统来说,当实际输出电压超过设定输出电压时,开关功率管将会跨过一定周期不工作,直到实际输出电压小于等于设定输出电压.

3 PSM 开关变换器的大信号解析模型

功率管 T_r 导通时,PSM 模式下 Buck 的变换器连续工作方式的状态方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L/L & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-M)D_m/L \\ 0 \end{bmatrix} v_s(t) \quad (3)$$

令 $v_s(t) = V_s \cdot 1(t)$, $1(t)$: 为单位阶跃函数.

对上式两端取拉氏变换,整理后得:

$$\begin{bmatrix} i_L(s) \\ v_C(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{p(s)} \begin{bmatrix} s+1/RC & -1/L \\ 1/C & s+R_L/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(0) \\ v_C(0) \end{bmatrix} + \frac{1}{p(s)} \begin{bmatrix} (1-M)D_m(s+1/RC) \\ (1-M)D_m/sLC \end{bmatrix} V_s \quad (4)$$

式中: $p(s) = s^2 + 2s + \frac{1}{LC} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R_L}{R} \right)$.

令初始状态: $i_L(0) = 0, v_C(0) = 0$, 利用拉氏反变换可得式(4)中输出电压 v_C 的解析解:

$$v_C(t) = \frac{(1-M)D_m V_s}{LC} \left[\frac{1}{2\sqrt{2-\dots}} + \frac{1}{\dots} \left(\frac{1}{\dots} + \sqrt{2-\dots} \right) e^{j\sqrt{2-\dots}t} - \frac{1}{\dots} e^{-j\sqrt{2-\dots}t} \right] \quad (5)$$

同理可求得电感电流 i_L 的解析解.

式(5)表明 PSM 变换器的系统瞬态响应速度与负载电阻 R 和调制度 M 有关. 图 2 给出了不同负载电阻下,PSM 变换器的开环阶跃响应曲线. 系统仿真参数选择如下: $L = 0.25\text{mH}$, $C = 0.2\mu\text{F}$, $V_s = 12\text{V}$, $V_{ref} = 5\text{V}$, $R_L = 0.27$. 当 $R = R_{crit}$, $R_{crit} = \frac{R_L LC - 2L}{R_L^2 C^2 - 4LC}$ 时,系统处于最佳负载状态,这时,变换器的

瞬态响应速度最快;而当 $R > R_{crit}$ 时,系统输出响应会产生超调,且负载电阻 R 越小,系统瞬态响应速度越快,当 $R < R_{crit}$ 时,系统输出响应没有超调,且负载电阻 R 越小,系统瞬态响应速度越慢.

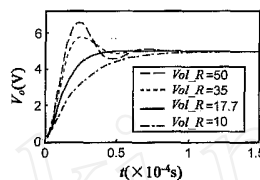


图 2 不同负载电阻下, PSM 开关变换器的阶跃响应

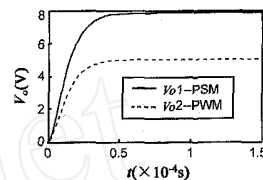


图 3 不同控制模式下, 变换器的阶跃响应

图 3 给出了不同控制模式下, Buck 变换器的开环阶跃响应. 对于 PSM 来说,在系统输出响应未达到设定值之前, $M = 0$,功率管的导通占空比 $D = D_m$,而对于 PWM 来说,在系统输出响应值逐步升高的过程中,功率管的导通占空比会从 D_m 逐步减小,因此 PSM 变换器的瞬态响应速度快于 PWM. 图 3 中: $D_m = 0.65$.

4 PSM 开关变换器的离散模型

上述式(3)中:令 $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$, $y = v_C$, PSM 开关变换器连续

模式下完整的状态方程如下:

(1) 在 n 个周期内有:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 v_s, & t_1 = (kT + D_1 T) - kT \\ y = C_1^T x, & \end{cases} \quad (6a)$$

(2) 在 m 个周期内有:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 v_s, & t_2 = (k+1)T - (kT + D_1 T) \\ y = C_2^T x, & t_3 = (k+1)T - kT \end{cases} \quad (6b)$$

忽略 R_L , $A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$, $B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$, $B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$,

$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, D_1 为功率管在一个时钟周期里的导通时间比,且对于 PSM 有 $D_1 = D_m$.

在一个周期里,PSM 变换器离散迭代模型方程的解为:

(1) 在 n 个周期内:

$$x(t_{k+1}) = e^{A_2 t_2} e^{A_1 t_1} x(t_k) + [e^{A_2 t_2} e^{A_1 t_1} e^{A_1(t_1 - t_k)} B_1 d + e^{A_2 t_2} e^{A_2(t_2 - t_k)} B_2 d] \cdot V_s \quad (7a)$$

(2) 在 m 个周期内:

$$x(t_{k+1}) = e^{A_2 t_3} x(t_k) + e^{A_2 t_3} e^{A_2(t_3 - t_k)} B_2 d \cdot V_s \quad (7b)$$

利用凯莱-哈密顿定理得 PSM 变换器离散迭代模型为:

(1) 在 n 个周期内:

$$x(t_{k+1}) = e^{A_2 t_2} e^{A_1 t_1} x(t_k) + e^{A_2 t_2} (e^{A_1 t_1} - I) A_1^{-1} B_1 V_s \quad (8a)$$

(2) 在 m 个周期内:

$$x(t_{k+1}) = e^{A_2 t_3} x(t_k) \quad (8b)$$

连续模式下, PSM 变换器离散迭代模型的边界条件为:

- 边界条件 1: $x_2(t_1) = V_{ref}$
- 边界条件 2: $t_1 + t_2 + t_3 = T$

图 4 给出了不同负载电阻下, PSM 变换器与 PWM 变换器闭环系统的响应曲线. 电路仿真参数选择如图 3 仿真条件, 且 $T = 1\mu s$. 从图 4 可见 PSM 模式下开关功率变换器的响应速度快于 PWM 模式下开关功率变换器的动态响应速度, 但在负载电阻较大时其输出电压纹波较大.

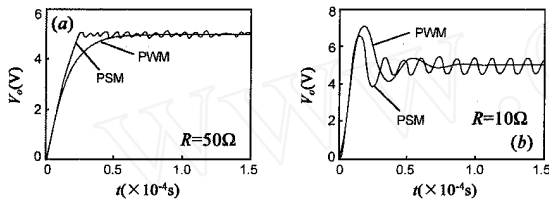


图 4 不同负载下, PSM 与 PWM 变换器闭环响应曲线

5 PSM 开关变换器的相平面分析

下面再通过相平面分析法进一步探讨 PSM 变换器闭环系统的瞬态响应特性. 图 5 为 PSM 变换器闭环系统结构框图. 图中作为控制对象的开关变换器为线性部分, 有:

$$LCV_c + \frac{L}{R} \dot{V}_c + V_c = uD$$

PSM 控制器为非线性部分, 可描述为:

$$u = \begin{cases} V_s, & e > V_s - V_{ref} \\ 0, & e \leq V_s - V_{ref} \end{cases}$$

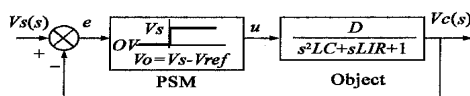


图 5 PSM 变换器闭环系统结构框图

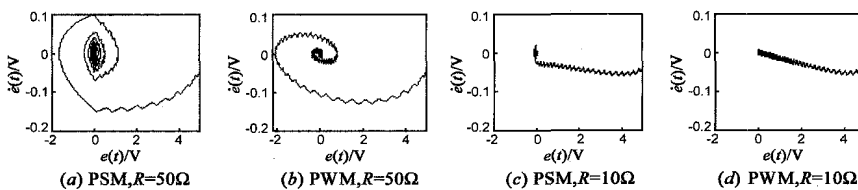


图 7 不同负载下 PSM、PWM 变换器的相轨迹

6 结论

以上分析及仿真结果表明, PSM 调制方式下, 开关功率管始终工作在最大占空比或跨过一定周期的工作模式下, 使得相同电路相同负载下, PSM 开关变换器的瞬态响应速度比 PWM 变换器更快. 大信号解析模型表明相同条件下, PSM 变换器对跃变信号的瞬态响应速度快于 PWM 变换器. 离散模型的仿真展示了变换器开环系统从信号加入到达到稳定输出的整个动态过程, 同样表明 PSM 变换器的响应速度比 PWM 变换器快. 但负载电阻较大时, PSM 变换器的输出纹波也较大.

令 $V_s(t) = V_s \cdot 1(t)$, $\dot{V}_s(0) = 0$, $V_s'(0) = 0$, 由 $e(t) = V_s(t) - V_c(t)$ 可得到误差 $e(t)$ 为运动变量的方程如下:

(1) $e > V_s - V_c$ 时:

$$\begin{cases} LCe(t) + \frac{L}{R} \dot{e}(t) + e(t) - V_s = -uD, & kT \leq t < kT + D_1 T \\ LCe(t) + \frac{L}{R} \dot{e}(t) + e(t) - V_s = 0, & kT + D_1 T \leq t < (k+1) T \end{cases} \quad (9a)$$

(2) $e \leq V_s - V_c$ 时:

$$LCe(t) + \frac{L}{R} \dot{e}(t) + e(t) - V_s = 0, \quad kT + D_1 T \leq t < (k+1) T \quad (9b)$$

图 6 为可切换 PSM 与 PWM 控制模式的 Buck 变换器闭环系统的 MATLAB 仿真模型的顶层结构框图. 其中, Switch 为控制模式选择框, PSM、PWM 分别为 PSM、PWM 控制模块, Comparator 为比较器, System 为 Buck 型开关变换器主电路, Interfere 为干扰源. 电路仿真参数选择同前.

图 7 给出了不同负载下 PSM、PWM 变换器的相轨迹, 该相轨迹与前面图 4 输出响应曲线相对应. 显然, 从相轨迹中可以看到 PSM 变换器的响应速度较 PWM 变换器快, 但在负载较轻时其输出电压纹波较大. 图 8 为负载电阻 $R = 10$ 时, 不同变换器同时在

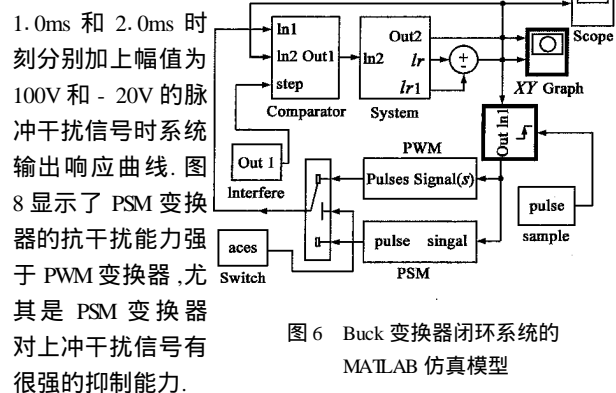


图 6 Buck 变换器闭环系统的 MATLAB 仿真模型

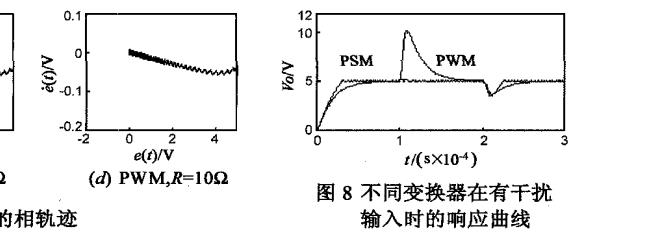


图 8 不同变换器在有干扰输入时的响应曲线

相轨迹从另一个角度显示了变换器闭环系统的整个动态响应过程, 仿真结果同样表明 PSM 变换器的响应速度比 PWM 变换器快, 同时也显示了 PSM 开关变换器比 PWM 开关变换器干扰抑制能力更强, 尤其是 PSM 变换器对上冲干扰信号有很强的抑制能力. 可见, PSM 变换器是一种良好的调制方式.

参考文献:

[1] Luo Ping, Luo Luyang, Li Zhaoji, Chen Guangji. Skip cycle modulation in switching DC-DC converter [A]. ICCAS (International Conference on Communications, Circuits and Systems) [C]. Chengdu, China, June

- 29-July 1, 2002. 1716 - 1719.
- [2] 罗萍,熊富贵,李肇基,陈光禔. 开关变换器的跨周期调制模式[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(6): 984 - 988.
- [3] Middlebrook R D, Cuk S. A general unified approach to modeling switching converters power stages [A]. IEEE Electronics Specialists Conference (PESC), Rec. [C]. Cleveland, Ohio, USA, June 8-10, 1976. 18 - 34.
- [4] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社, 1998.
- [5] Chen Fen, Cai Xuansan. Design of feedback control laws for switching regulators based on the bilinear large signal model [A]. Power Electronics Specialists Conference (PESC) '89 Record, 20th Annual IEEE [C]. Milwaukee, USA, 26-29, June 1989. 468 - 475.
- [6] Jelic A M, Vasiljevic D M. Analysis of switching regulators by phase

portrait technique [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1996, 43(3): 235 - 239.

作者简介:

罗萍女, 1970年出生, 副教授, 在职博士, 主要研究方向为智能功率集成电路与系统的设计与测试, 电力电子技术及其自动化. E-mail: pingl @uestc. edu. cn.

李肇基男, 1942年出生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为半导体功率器件、智能功率集成电路与功率电子学.

陈光禔男, 1942年出生, 教授, 博士生导师, 目前主要研究方向为现代测试理论与技术、计算机辅助测试(CAT), 数据域测试, 集成电路测试, 可测性设计, 故障诊断专家系统及测试系统结构体系研究.