

开关变换器的跨周期调制模式¹

罗 萍 李肇基 熊富贵 陈光禔

(电子科技大学微电子所 成都 610054)

摘 要: 该文提出了一种新的开关变换器的调制模式——跨周期调制 (Pulse cycle Skip Modulation, PSM), 分析和研究了其工作原理及控制特性, 给出了 PSM 的状态方程、调制度、响应速度、效率与电路参数之间的关系。同 PWM 调制模式相比, PSM 具有更好的调制特性。

关键词: 跨周期调制 (PSM), 调制度, 响应速度, 效率

中图分类号: TN792 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)06-0984-05

Pulse-Cycle Skip Modulation in Switching Converter

Luo Ping Li Zhao-ji Xiong Fu-gui Chen Guang-ju

(University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract This paper proposes a novel modulation mode named Pulse-cycle Skip Modulation(PSM) in switching converter and analyzes its principle and characteristics. The state equations, modulation factor, response speed and the efficiency of PSM are also described. Compared with (PWM) control mode, PSM is a better control method in switching converter.

Key words Pulse-cycle Skip Modulation(PSM), Modulation factor, Response-speed, Efficiency

1 引言

经典的开关变换器的调制模式——脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 是一种“恒频变宽 (Constant Frequency Variable Width, CFVW)”的脉冲调制方式。PWM 调制方式简单、响应速度快, 但 PWM 变换器低负载时效率低为其不可忽视的缺点^[1-3]。跨周期调制是一种新的开关变换器的调制方式, 其调制信号基于“恒宽恒频 (Constant Width Constant Frequency, CWCF)”的脉冲控制信号。满负载下, 脉冲控制信号为满频率 (设为最高频率) 输出, 当负载变轻时, 就会有一些控制周期被跨过, 在被跨过的周期里, 功率管一直处于关断状态, 跨周期调制 (Pulse-cycle Skip Modulation, PSM) 模式即是通过控制跨过功率管导通脉冲的周期数来稳定输出电压的高低, 该控制模式的效率很高, 且几乎与负载无关。本文就 PSM 调制下变换器的调制度、效率和响应速度与负载的关系进行了详细的分析。

2 跨周期调制 (PSM) 模式

PSM 模式如图 1 所示, 图 1(a) 为反激式开关 DC-DC 变换器电路拓扑结构, 其中 V_s , V_o , 分别为电路输入、输出电压, V_c 为开关功率管控制信号。图 1(b) 为时钟控制信号 Clock 和 PSM 控制信号 V_c , 同时附上 PWM、PFM 控制信号^[4,5] 以示比较。

¹ 2003-03-19 收到, 2003-08-19 改回

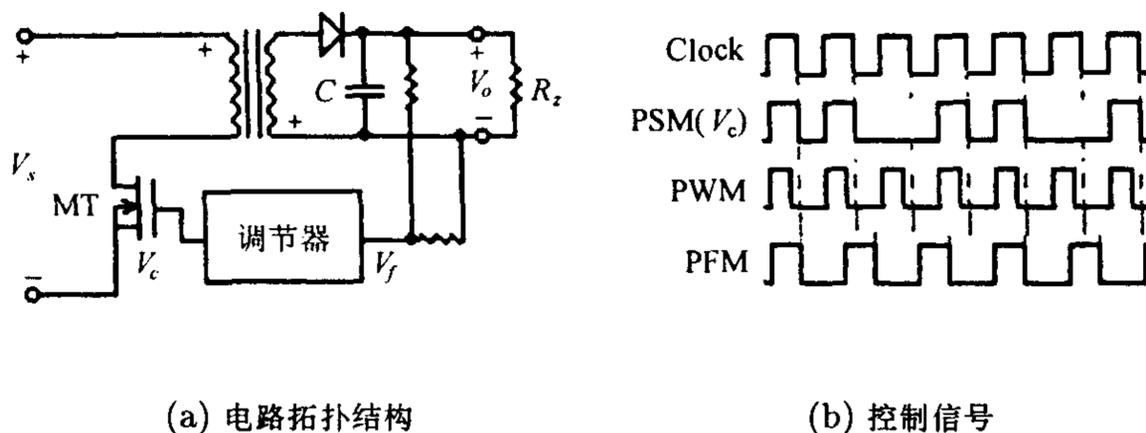


图 1 跨周期调制原理图

PSM 的工作原理为: 控制器对输出电压进行检测, 如果在一个时钟周期来临时输出电压 V_{out} 低于设定值 V_o , 则这个时钟周期内开关管工作, 否则不工作, 从而保持输出电压始终稳定在 V_o 左右.

反激式开关 DC-DC 变换电路工作在不连续方式下, PSM 的状态方程为

$$\frac{du_c}{dt} - \frac{1}{R_z C} u_c = 0, \quad 0 < t \leq T_{on}, T_{off} < t \leq T \tag{1a}$$

$$\frac{d^2 u_c}{dt^2} + \frac{1}{R_z C} \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{L_s C} u_c = 0, \quad T_{on} < t \leq T_{off} \tag{1b}$$

式中 R_z 为负载电阻, C 为滤波电容, L_s 为变压器副边电感. 式 (1a) 为功率管导通期间 (T_{on}) 及电流断续期间 (T_k) 的状态方程, 式 (1b) 为功率管关断期间 (T_{off}) 的状态方程. 方程组式 (1) 对应的解为

$$u_c = e^{-(1/R_z C)t} u_c(0), \quad 0 < t \leq T_{on}, T_{off} < t \leq T \tag{2a}$$

$$u_c = c_1 e^{\lambda_1 t} + c_2 e^{\lambda_2 t}, \quad T_{on} < t \leq T_{off} \tag{2b}$$

其中

$$\lambda_1 = \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{R_z C} + \sqrt{\left(\frac{1}{R_z C}\right)^2 - \frac{4}{L_s C}} \right), \quad \lambda_2 = \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{R_z C} - \sqrt{\left(\frac{1}{R_z C}\right)^2 - \frac{4}{L_s C}} \right),$$

$$c_1 = \frac{du_c(0) - \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{R_z C} - \sqrt{\left(\frac{1}{R_z C}\right)^2 - \frac{4}{L_s C}} \right) u_c(0)}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_z C}\right)^2 - \frac{4}{L_s C}}},$$

$$c_2 = \frac{\frac{1}{2} \left(-\frac{1}{R_z C} + \sqrt{\left(\frac{1}{R_z C}\right)^2 - \frac{4}{L_s C}} \right) u_c(0) - du_c(0)}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_z C}\right)^2 - \frac{4}{L_s C}}}.$$

$u_c(0)$, $du_c(0)$ 分别为 u_c , du_c 的初值, 它们取决于上一段输出电压及其一阶导数的末值.

图 2 给出了 PSM 下, 不同负载时开关功率管的电流波形:

显然, 在负载较重的时候, 几乎每个时钟周期功率管都工作; 而随着负载的降低, 会有越来越多的周期被跨过, 功率管不工作; 当负载很轻时, 功率管只在极少的时钟周期工作.

3 PSM 调制模式的特性

下面就 PSM 调制模式的调制度、效率和响应速度 3 个重要特性进行分析.

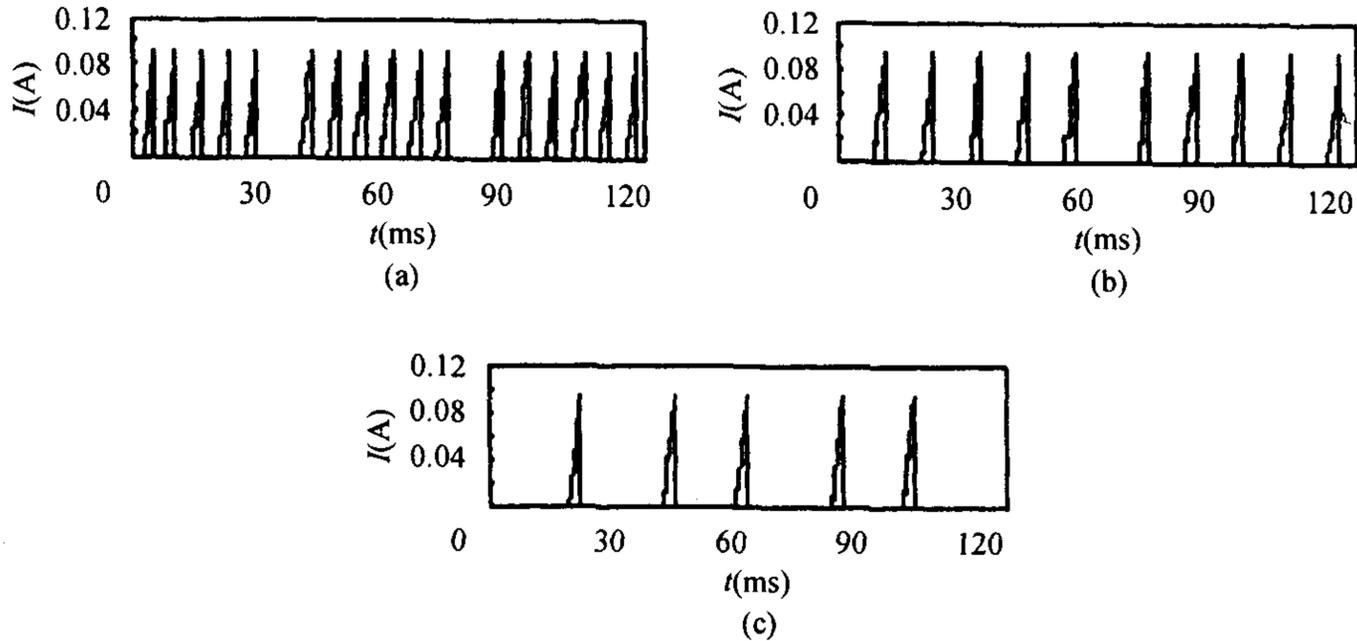


图 2 不同负载下功率管的工作电流波形
(a) $R_z = 8 \Omega$ (b) $R_z = 15 \Omega$ (c) $R_z = 25 \Omega$

设时钟控制频率为 $f_{max} = 1/T$, T 为控制时钟周期。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, 定义跨周期调制模式下的调制度 $M^{[6]}$:

$$M = 1 - f_e/f_{max}, \quad 0 \leq M \leq 1 \tag{3}$$

其中 f_e 为开关管的有效频率, 则有

$$V_o/V_s = (1 - M)D \tag{4}$$

D 为脉冲控制信号的占空比。显然在 PSM 调制方式下, D 为恒定值, 输出电压与调制度 M 成反比关系。

从图 2 可知, 负载越轻被跳过的周期数越多。忽略变压器的功耗, 由变压器初级电感吸收的能量等于次级电感输送到负载的能量, 从而获得调制度与负载的关系:

$$M = 1 - (2V_o^2 L_p)/(V_s^2 \tau_1^2 f_{max})(1/R_z) \tag{5}$$

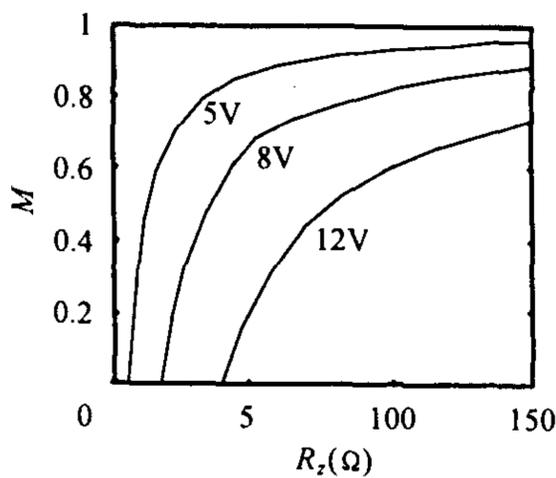


图 3 调制度与负载电阻及输入电压的关系

其中 L_p, τ_1 分别为变压器原边绕组的电感量和储能时间常数。图 3 给出了调制度 M 与负载电阻 R_z 及输入电压 V_s 的关系。显然 $R_z = R_{z \min} = (p_o/V_o^2) \Rightarrow M = 0, R_z \rightarrow \infty \Rightarrow M = 1$ 。且相同负载下, 输入电压 V_s 越大, M 越小。

开关变换器的功率损耗包括变压器、驱动控制电路、开关管和整流二极管等上的损耗。其中开关管的功率损耗主要是开通和关断期间的动态功率损失。对功率管开关过程的电流电压变化做线性近似处理, 功率管在开关过程中的损耗为

$$p = \int_0^{t_r} I_{dr} U_{dsr} dt + \int_0^{t_f} I_{df} U_{dsf} dt \approx I_{1 \max} V_s (t_r + t_f)/6 \tag{6}$$

其中 t_r 和 t_f 分别为功率管漏电流上升、下降时间, I_{dr} , U_{dsr} , I_{df} 和 U_{dsf} 分别为 t_r , t_f 期间功率管的漏电流和漏源电压值, $I_{1\max}$ 为变压器原边绕组流过的电流峰值. 对于 PSM 来说, 功率管的平均功耗为 $P_{\text{loss}} = f_e p$.

根据 $\eta = P_{\text{out}} / (P_{\text{out}} + P_{\text{loss}})$, 当只考虑开关管的动态损耗, 且近似认为功率管每次开通 / 关断的动态损耗为一定值时, 在 PSM 下开关变换器的效率为

$$\eta_{\text{PSM}} = 1 / [1 + (2L_p p) / (V_s^2 \tau_1^2)] \quad (7a)$$

而对于 PWM

$$\eta_{\text{PWM}} = D / [D + (2L_p p) / (V_s^2 \tau_1^2)] \quad (7b)$$

上式表明: 理想情况下, PSM 变换器的效率与负载无关; 而 PWM 下, 效率受占空比的影响, 负载轻时, PWM 变换器的输出效率低. 当然, 实际情况, 负载的变化会影响开关变换器每次开通 / 关断的动态损耗值, 因此无论在 PWM 还是 PSM 下, 效率都会因负载的变化而受到影响. 但相同条件下, 低负载时, PWM 工作模式下, 功率管因每周期导通时间减小, 输出功率减小, 但其开关次数不变, 因此开关损耗不变; 而 PSM 方式下, 功率管的开关次数随着负载变轻而减少, 即虽然负载的减轻, 使得输出功率减小了, 但开关次数的减少, 也使得开关损耗减少, 因此在只考虑开关管的动态损耗, 且近似认为功率管每次开通 / 关断的动态损耗为一定值的理想情况下, PSM 变换器的效率与负载无关. 故低负载下, PSM 变换器的效率比 PWM 高.

当开关变换器的实际电压输出值 V_{out} 与设定电压输出值 V_o 不等时, 控制器通过调节功率管的通断时间来控制每周期的输出电压, 使 V_{out} 达到 V_o . 设: $V_{\text{out}} = V_o - \Delta V$, 对于 PSM 调制模式下的变换器有

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dt} \approx \frac{\Delta V_{\text{out}}}{T} = \frac{[(V_s^2 T^2 D_m^2) / (2L_p) - TV_o I_o]}{(TV_o C)} = \frac{I_o}{C} \left(\frac{D_m^2}{D_o^2} - 1 \right)$$

$$V_{\text{out}}(t) = \begin{cases} V_o - \Delta V + \frac{I_o}{C} \left(\frac{D_m^2}{D_o^2} - 1 \right) t, & V_{\text{out}} < V \\ V_o, & V_{\text{out}} = V_o \end{cases} \quad (8)$$

上式中 D_m , D_o 分别为脉冲控制信号的最大占空比和额定输出时占空比, I_o 为额定输出电流. 对于常用的 PWM 调节模式, 设 $D = D_o + \Delta D$, $\Delta D / \Delta V_{\text{out}} = k$, 则

$$V_{\text{out}}(t) = V_o - \Delta V \frac{2D_o}{(2D_o + k\Delta V) \exp[(2kI_o) / (CD_o)t] - k\Delta V} \quad (9)$$

由于 $D_o + k(V_o - V_{\text{out}}) \leq D_m$, 故 $\frac{dV_{\text{out,PWM}}}{dt} \leq \frac{dV_{\text{out,PSM}}}{dt}$, 即当输出电压低于设定值时, PSM 变换器的响应速度比 PWM 变换器快. 设 $V_o = 5V$, $\Delta V = 0.2V$, $C = 1000 \mu F$, $I_o = 1A$, $T = 10 \mu s$, $D_m = 0.5$, $D_o = 0.3$, 仿真结果如图 4 所示. 显然 PSM 调制模式下输出电压的响应速度快于 PWM 调制模式下的响应速度. 图 5 给出了不同负载下, PSM 开关变换器的响应输出, 可见负载越重, 响应速度越快.

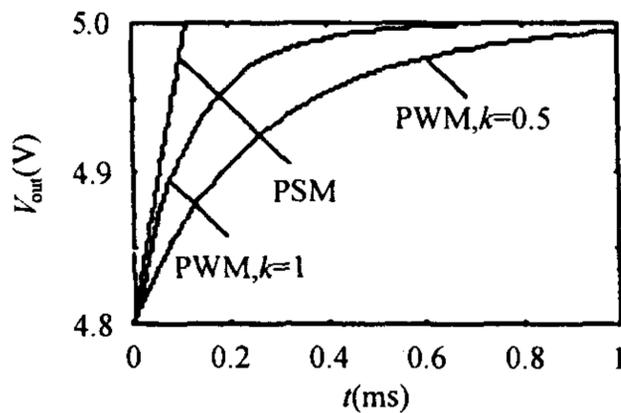


图4 相同电路相同负载不同调制模式下的响应

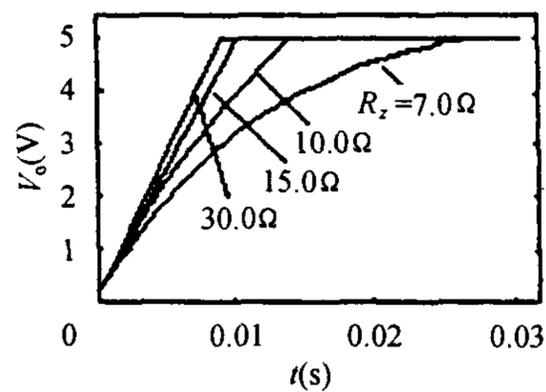


图5 不同负载下变换器的响应速度

4 结论

PSM 调制方式下, 开关变换器通过改变有效工作频率, 即通过调节所跨过的控制周期数来实现对输出电压的调节, 其调制度与负载成非线性反比关系, 与输出功率成线性关系。理想情况下, PSM 变换器的效率与负载几乎无关, 在低负载下表现出比 PWM 调制模式高得多的效率。在不同负载下, 变换器的响应速度有所不同, 重负载下输出电压响应速度更快。并且在相同电路相同负载下, PSM 变换器的响应速度比 PWM 更快。可见, 跨周期调制是一种优良的调制方式, 特别是它在低负载下高效率这一优点, 使得它在功率变换器中更具应用优势。

参 考 文 献

- [1] Hui S Y R, Sathiakumar R, Sung K K. Novel random PWM schemes with weighted switching decision. PEVSD (Power Electronics and Variable Speed Drives), Nottingham, UK, 23-25, September, 1996: 348-353.
- [2] Michael M. Bech, Frede Blaabjerg. A methodology for true comparison of analytical and measured frequency domain spectra in random PWM converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1999, 14(3): 578-586.
- [3] Geza Joos, Phoivos D. Ziogas, Vincenti D. A model reference adaptive PWM technique. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1990, 5(4): 485-494.
- [4] Todo T, Selvaratam K, Mori T, Kuroe Y. Analysis of hybrid feedback systems with PFM mechanisms. *IEE Proc.-D: Control Theory Appl.*, 1999, 146(3): 259-264.
- [5] Sunao Hamamura, Daisuke Kurose, Tamotsu Ninomiya, Mitsuru Yamamoto. New control method of piezoelectric transformer converter by PWM and PFM for wide range of input voltage. CIEP (IEEE International Power Electronics Congress), Acapulco, Mexico, October 15-19, 2000: 15-19.
- [6] Luo Ping, Luo Luyang, Li Zhaoji, Chen Guangju. Skip cycle modulation in switching DC-DC converter. ICCAS (International Conference on Communications, Circuits and Systems), Chengdu, China, June 29-July 1, 2002: 1716-1719.

罗 萍: 女, 1968 年生, 副教授, 在职博士生, 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。

李肇基: 男, 1940 年生, 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。

陈光禛: 男, 1939 年生, 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。