

恒频 PWM 型零电流开关准谐振变流器^{*}

高 潮

(佛山科学技术学院自动化系, 广东 佛山 528000)

摘 要: 对传统的零电流开关准谐振变流器电路加以改进, 通过引入辅助开关, 使准谐振变流器工作在恒频 PWM 方式下。改进后的变流器, 其滤波电路及高频变压器的体积明显减少, 开关功率管及二极管的工作条件, 以及变流器的负载调整特性等均得到明显的改善。对变流器的工作原理、输出特性、电路参数设计等给出了详细的介绍, 一台 150 kHz、25 V/75 W 变流器的电路实验证实了改进后变流器所具有的优点。

关键词: 恒频; 脉宽调制; 准谐振变流器

中图分类号: TM461.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0529-6579 (2002) 04-0037-04

准谐振变流器是在脉宽调制 (PWM) 型变流器基础上发展而来。由于开关晶体管工作在零电流导通或零电压关断状态下, 使得准谐振变流器的开关损耗明显减少, 变流器的功率密度比也相应提高。但准谐振变流器的不足之处在于: 输出电压的调节是通过改变开关频率来实现。因此, 当输出电压或负载的变化较大时, 为了实现输出电压的稳定, 其开关频率的变化范围也随之加大。可以证明, 输入电压和输出电压一定时, 变流器的输出功率为:

$$P_o = k_1 \cdot f_s \quad (1)$$

式中, k_1 为一比例因子。式 (1) 表明, 当输出功率由轻载向满载 (20% ~ 100%) 变化时, 开关频率 f_s 的变化范围是 20% ~ 100%。显然, 这在大多数开关变流器中是难以接受的, 因为这将引起装置中的变压器、电感器和电容器的体积尺寸加大。此外, 在准谐振变流器中, 由于输入电源与谐振电路之间存在能量往返, 开关晶体管的均方根电流值较大, 这使晶体管的导通损耗也较大。

本文对传统的并联准谐振变流器电路加以改进, 在谐振电路中接入全波辅助开关, 通过控制其占空比, 使调频 (FM) 型准谐振变流器转变成恒频 PWM 型准谐振变流器, 从而能够克服传统准谐振变流器的上述不足。

1 改进的准谐振变流器

1.1 电路结构

已研制的恒频 PWM 型准谐振变流器如图 1 所

示。其中功率场效应管 T_1 为主开关, 场效应管 T_2 与二极管 D_2 组成辅助开关。在 IRF 系列场效应管中, 其管内大多含有一只反向并联的二极管, 故实际电路中可节省一只二极管。如果把图 1 电路中的辅助开关加以短路, 则恒频 PWM 型变流器就转变为传统的 FM 型准谐振变流器。

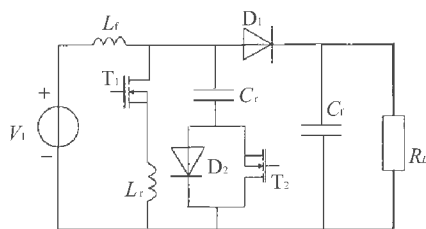


图 1 恒频 PWM 型零电流开关准谐振变流器

Fig 1 The constant frequency
zero-current switching PWM converter

1.2 工作原理及主要波形

为了分析和讨论上的方便, 将图 1 中晶体管 and 二极管视为理想元件, 其次, 由于变流器的开关频率比由滤波电路 $L_r C_r$ 构成的频率大得多, 故输入电流 I_i , 输出电压 V_o 可近似为一恒定值。于是, 变流器的等效电路如图 2 所示。

变流器在一个周期 $0 \leq t \leq T_s$ 的工作原理是:

(1) 电感电流 i_L 线性上升阶段 $[0, t_1]$ 。

$t=0$ 时, 场效应管 T_1 导通, 二极管 D_2 处导状态, T_2 处于关断状态。电感电流 i_L 由零开始线性上升, 电路方程为:

* 收稿日期: 2002-01-28;

基金项目: 广东省自然科学基金资助项目 (010005)

作者简介: 高潮 (1958-), 男, 博士后, 教授; E-mail: linfi@public.szptt.net.cn

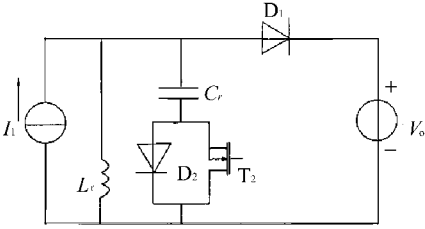


图 2 等效电路
Fig. 2 The equal circuit of the converter

$$i_L(t) = \frac{V_o}{L_r}t, V_c(t) = V_o \quad (2)$$

当 $t = t_1$ 时, $i_L = I_i, i_{D_1} = 0$, 二极管 D_1 处于关断, 此阶段结束, 其时间长度为:

$$\Delta t = t_1 - 0 = \frac{L_r I_i}{V_o} \quad (3)$$

二极管 D_1 在 $t = t_1$ 关断时, 其电流:

$$i_{D_1} = I_i - i_L = 0, \quad i_L(t_1) = I_i \quad (4)$$

故二极管 D_1 是在零电流条件下自然关断。

(2) 电感电流 i_L 为常值阶段 $[t_1, t_2]$ 。

由于场效应管 T_2 处于关断状态, 故 i_L 保持不变, $i_L = I_i$, 此阶段一直保持到 $t = t_2$ 场效应管 T_2 被触发导通时为止, 其间长度为:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 \quad (5)$$

如果 $\Delta t_2 = 0$, 则恒频 PWM 型准谐振变流器就转变成 FM 型准谐振变流器。

(3) i_L 和电容电压 V_c 谐振阶段 $[t_2, t_3]$ 。

在 $t = t_2$ 时, 场效应管 T_2 导通, 阻抗元件 $L_r C_r$ 与电源 I_i 一起构成谐振电路。电流 i_L 呈正弦上升, 电压 V_c 呈正弦下降状态, 其间电路方程式为:

$$i_L(t) = I_i + \frac{V_o}{Z_n} \sin \omega(t - t_2) \quad (6)$$

$$V_c(t) = V_o \cos \omega(t - t_2)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7)$$

当 $t = t'_3$ 时, $i_L = I_i$, 晶体管 T_2 关断, 电流经二极管 D_2 继续流通。

当 $t = t_3$ 时, 电感电流 i_L 谐振至零, 场效应管 T_1 关断, 谐振阶段结束。这段时间长度为:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{\alpha}{\omega} \quad (8)$$

$$\alpha = \arcsin \left[-\frac{Z_n I_i}{V_o} \right] \quad (9)$$

在 $t = t_2$ 场效应管 T_2 导通时, 有:

$$i_{T_2} = C_r \frac{dV_c}{dt} = 0 \quad (10)$$

此外, 在 $t = t'_3$, 晶体管 T_2 关断时, 有:

$$i_{T_2} = i_L - I_i = 0, \quad i_L(t'_3) = I_i \quad (11)$$

故晶体管 T_2 也是在零电流条件下进行导通和关断。

(4) 电容电压 V_c 线性上升阶段 $[t_3, t_4]$ 。

在此阶段, 电源 I_i 对电容进行充电, V_c 线上升, 电路方程为:

$$V_c(t) = V_o \cos \alpha + \frac{I_i}{C_r}(t - t_3) \quad (12)$$

当 $t = t_4$, V_c 上升到与 V_o 相等时, 此阶段结束, 其间的长度为:

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{C_r V_o(1 - \cos \alpha)}{I_i} \quad (13)$$

(5) 电容电压 V_c 为常值阶段 $[t_4, T_s]$ 。

在 $t = t_4$ 时, $V_c = V_o$, 二极管 D_1 重新导通, 此阶段一直保持到下一个驱动脉冲到来使 T_1 导通时为止, 相应的时间长度为:

$$\Delta t_5 = T_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_3 - \Delta t_4 \quad (14)$$

2 稳定工作特性分析及参数设计

为分析方便, 采用电路变量的归一化值, 各个归一化值的基值选取为:

$$V_{base} = V_i, R_{base} = Z_n \quad (15)$$

$$I_{base} = \frac{V_i}{Z_n}, f_{base} = f_r$$

2.1 直流转换比 M 及占空比 D

由式(2) - (15), 可求出变流器在一个周期里 V_c 的平均值 V :

$$V = \frac{I}{T_s} \int_0^{T_s} V_c(t) dt = (1 - \mu) V_o + \frac{\Delta t_2}{T_s} V_o \quad (16)$$

$$\mu = \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\frac{p}{2} + \alpha + \frac{1}{p} - \sqrt{\frac{1}{2} - 1} \right], \quad (17)$$

$$p = \frac{Z_n I_i}{V_o}$$

稳态工作时, 由图 1 有 $V_i = V$ (忽略电感 L_f 的电流变化)。于是, 变流的直流转换比 M

$\left[M = \frac{V_o}{V_i} \right]$ 为:

$$M = \frac{1}{1 - \mu} + \frac{\Delta t_2}{T_s} \quad (18)$$

$$D = \frac{\Delta t_2}{T_s}$$

式中, D 即为恒频 PWM 型准谐振变流器的控制占空比, 通过改变占空比 D , 即可控制输出电压 V_o 的变化, 这种控制原理与传统的 PWM 型变流器完全相同。根据式 (18), 在频率比 f_s/f_r 一定时, 可由计算机辅助分析获得在不同负载下直流转换比 M 与占空比 D 的关系曲线, 如图 3 所示。从图 3 中各条曲线可以看出, 当变流器的输出负载发生较大变化时, 占空比 D 的变化范围并不大, 显然这有利于变流器工作参数的设计。

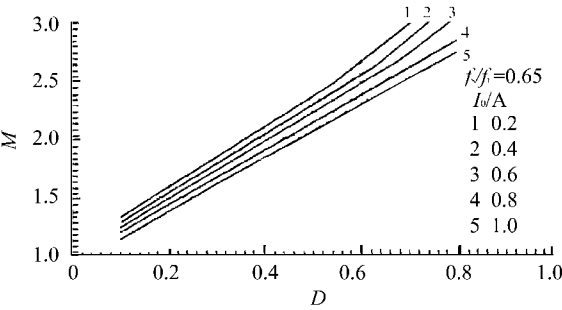


图 3 M 与 D 关系曲线
Fig 3 The relation of M vs. D

2.2 主开关晶体管均方根电流值

根据变流器的电感 i_L 波形, 可计算出功率场效应管 T1 的均方根电流值 I_{rms} 即

$$I_{rms} = f(I_i, V_o, \alpha, D, \Delta t_1, \Delta t_3) \tag{19}$$

为了观察 I_{rms} 随负载电流 I_o 的大小而变化的情况, 根据式 (20), 由计算机绘出了它的仿真曲线, 如图 4 所示。图 4 中另一条曲线是 FM 型准谐振变流器的均方根电流值曲线。显然, 前者的 I_{rms} 低于后者, 这也是改进后变流器的另一个特点。

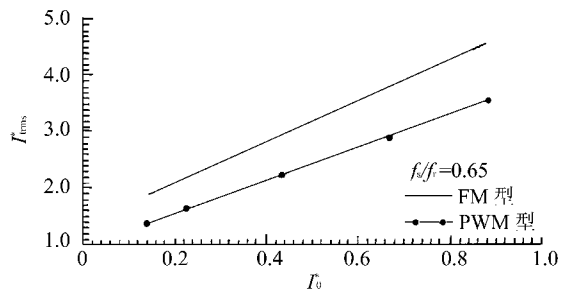


图 4 I_{rms}^* 与 I_o^* 关系曲线
Fig 4 The relation of I_{rms}^* vs. I_o^*

2.3 电路参数的设计

设计一台 PWM 型准谐振变流器, 已知的工作参数包括输入电压变化范围 (最小和最大) 及额定输入电压 $V_{i\min}$, $V_{i\max}$, V_i ; 输出功率变化范围 (最小和最大) 及额定输出功率 $P_{o\min}$, $P_{o\max}$, P_o ; 输出电压 V_o ; 开关频率 f_s 。

需要设计的工作参数是:

(1) 特征阻抗 Z_n : 根据零电流开关准谐振变流器的特点, 为了保证零电流开关的工作条件, 开关频率 f_s 与谐振频率 f_r 之比应为: $0 < f_s/f_r < 1$ 。同时, 利用图 3 所示特性曲线, 由变流器最差工作条件 (输入电压最低, 输出电流最大) 有:

$$Z_n = \frac{I_{o\max} V_{i\min}}{I_{o\max}}$$

(2) 占空比 D 的变化范围: 变流器在额定工作状态时, 有:

$$I_o^* = \frac{P_o/V_o}{V_i/Z_n}$$

由 I_o^* 及转换比 M 可在图 3 上确定出额定输出时的占空比 D 值。类似地, 由最小功率及最大功率输出, 有:

$$I_{o\min}^* = \frac{P_{o\min}/V_o}{V_i/Z_n}, I_{o\max}^* = \frac{P_{o\max}/V_o}{V_i/Z_n}$$

由最大输入电压及最小输入电压, 有:

$$M_{\min} = \frac{V_o}{V_{i\max}}, M_{\max} = \frac{V_o}{V_{i\min}}$$

对应 $I_{o\min}^*$, $M_{\min}$ 以及 $I_{o\max}^*$, $M_{\max}$, 可以分别在图 3 曲线上确定出相应的占空比 $D_{\min}$ 及 $D_{\max}$ 。

(3) 谐振参数的设计: 确定了 f_r 及 Z_n 后, 即可计算出:

$$L_r = \frac{Z_n}{2\pi f_r} C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_n}$$

3 设计实例及实验结果

3.1 已知变流器工作参数

$V_{i\min}/V_{i\max} = 12/20$, $V_i = 15\text{ V}$, $P_{o\min}/P_{o\max} = 50/85$, $P_o = 75\text{ W}$, $V_o = 25\text{ V}$, $f_s = 150\text{ kHz}$ 。

(1) 选择频率比为: $f_s/f_r = 0.65$, 则 $f_r = 230\text{ kHz}$ 。变流器在最差工作条件时, $V_{i\min} = 12\text{ V}$, $I = 1.0\text{ A}$, 则特征阻抗为: $Z_n = 2.1\ \Omega$ 。

(2) 变流器在额定工作状态时, $I_o^* = 0.42$, 直流转换比 $M = 1.67$ 。在图 3 上, 对应 $I_o^* = 0.42$, $M = 1.67$, 选取占空比 $D = 0.34$ 。类似地, 由 $I_{o\max}^* = 0.8$, $M_{\min} = 1.25$, 以及 $I_{o\min}^* = 1.0$, $M_{\max} = 2.08$ 分别在图 3 中选取 $D_{\min} = 0.22$, $D_{\max} = 0.55$ 。

(3) 变流器的谐振参数为:

$$L_r = \frac{2.1}{2\pi \times 230} = 1.45\ \mu\text{H},$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi \times 230 \times 2.1} = 0.329\ \mu\text{F}$$

3.2 电路实验

恒频 PWM 型 Boost 零电流开关准谐振变流器的

实验电路如图 1 所示。场效应管 T_1 为 IRF720, T_2 为 IRF540, 二极管 D_1 为肖特基 SBD5C, 滤波电感 L_f 采用 MXO 2000 材料 E17 型磁芯, 线圈匝数为 66 匝, 谐振电感 L_r 采用 MXO 2000 材料, E12 型磁芯, 线圈匝数 7 匝。

电路的实验波形如图 5 所示。从实验波形可以看出, 电路具有零电流开关谐振变流器的工作特点, 而控制方式则属于脉宽调制 (PWM) 型。

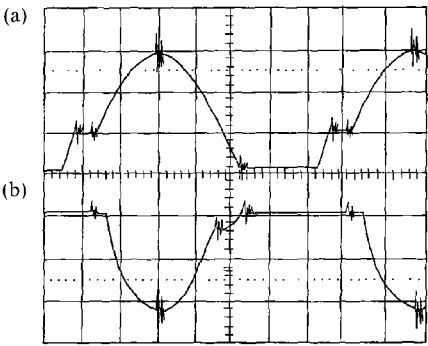


图 5 电路实验波形

Fig 5 The experiment data

- (a) i_L 波形, 5 A/DIV;
- (b) V_c 波形, 50 V/DIV

4 结 论

零电流开关准谐振变流器与传统的 PWM 型硬开关变流器各有其长处与不足。根据二者的工作原理和特点, 通过在前者电路中引入一个全波辅助开关, 分别控制其主开关及辅助开关的导通与关断时间, 就可以使零电流开关准谐振变流器工作在恒频脉宽调制 (PWM) 方式下, 变流器中高频变压器以及滤波组电路的参数设计都得到简化, 其体积尺寸也减小。因为所引入的辅助开关同样工作在零电流导通和关断方式下, 所以不会带来附加的开关损耗。电路原理分析及计算机仿真曲线表明, 改进后的变流器, 主开关的均方根电流值负载变化的特性优于改进前的变流器。实验制作的一台 150 kHz, 25 V/75 W 变流器, 其实验波形证实了本文所介绍的变流器具有的特点。

参考文献:

- [1] LAMBERT J A. A Boost PWM converter with low voltage current stresses[J] . IEEE Transaction on PE, 1998, 13(1): 26— 35.
- [2] Claudio Manoei da Cunha Duaret. A new family of ZVC-PWM active-clamping DC-to-DC Boost converters: analysis, design, and experimentation[J] . IEEE Transaction on PE, 1997, 12(5): 824— 832.
- [3] CHO J G. A novel zero-voltage-transition PWM multiphase converters[J] . IEEE Transaction on PE, 1998, 13(1): 152— 159.

Constant Frequency Zero-Current Switching PWM Converter

GAO Chao

(Department of Automatic Engineering, Foshan Science and Technology University, Foshan 528000, Chian)

Abstract: A novel constant frequency switching PWM converter is introduced. The key design is to add an auxiliary circuit to a conventional zero current switching converter. As a result, the size and volume of the filtering circuit and transformer are obviously reduced, as well as operating conditions of the main switches and load regulation characteristics are greatly improved. The details of operational principle, output characteristics and parameter design of the converter are discussed. Advantages of this modified converter have been verified in a circuit experiment of 150 kHz, 25 V/75 W constant frequency zero current switching PWM converter.

Key words: constant frequency; pulse width modulation; quasi resonant converter