

单相半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器研究

Design of A Single Phase Semi-bridge Inductor Commutation Soft-switched PWM DC/AC Inverter

刘先刚¹ 冯德玉¹ 郑峰³ 朱忠尼²

¹ 空军雷达学院研究生队 (武汉 430019)

² 空军雷达学院机电工程系 (武汉 430019)

³ 93019 部队 (大连 116023)

LIU Xian-gang¹, FENG De-yu¹, ZHU Zhong-ni²

¹ Group of Graduate, AFRA, WuHan 430019, China;

² Department of Mechatronics Engineering, AFRA, WuHan 430019, China

摘要:提出了单相半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器电路,分析了其工作原理并给出了其主要参数设计。最后用实验证明了该电路的合理性。

叙词:电感换流 软开关 PWM DC/AC 变换器 ZVS

Abstract: This paper presents a single phase semi-bridge inductor commutation soft-switched PWM DC/AC inverter, analyses its operating principle and designs its part parameters. The last, the experiments results verify inverter circuit's rationality.

Keywords: inductor commutation; soft-switched PWM DC/AC inverter; ZVS

1 引言

目前, PWM 功率变换技术得到了广泛的应用。对于工作在硬开关状态下的 PWM 逆变器, 由于其开关管在开通和关断的过程中, 开关损耗大, 并且产生严重 EMI, 难以满足目前开关电源高频化、绿色化的要求。为克服硬开关的不足, 软开关技术得到迅速的发展, 特别是 DC/DC 变换器移相软开关技术已趋于成熟, 但 DC/AC 变换器由于考虑其输出波形等原因, 目前, 还没有真正意义上的软开关产品出现。但也出现过一些 DC/AC 变换器拓扑和软开关控制技术^{[1][2][3]}, 文献[4]介绍了用谐振电路实现软开关, 尤其是一种比较好的方法之一, 然而这一技术需要跟踪电路中的电压和电流, 在电压、电流过零处实现软开关, 这必然使电路变得复杂。为简化电路文献[5]介绍了利用电感换流的非谐振软开关 PWM 技术, 本文在此基础上提出了单相半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器电路并给出了其主要参数的设计方法。

2 主电路拓扑及其工作原理

2.1 主电路拓扑

图 1 所示为单相半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器电路拓扑, 图 2 为其主要工作波形。该主电路拓扑就是在传统的半桥 DC/AC 变换器的基础上添加两个无损缓冲电容 C_1, C_2

和 $L_r - C_r$ 支路。其中 $C_1, C_2 (C_1 = C_2)$ 为开关管零电压关断提供条件; $L_r - C_r$ 支路为开关管零电压开通创造条件。

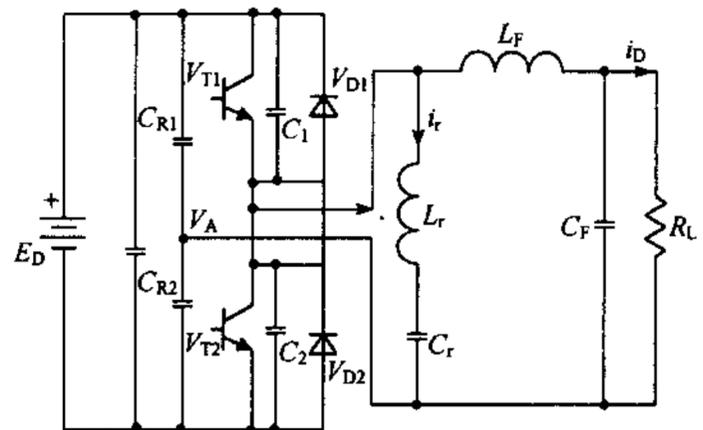


图 1 半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器拓扑
为便于分析, 作以下假设:

- 1)、所有器件理想化;
- 2)、谐振电容 C_r 相当大, 可近似认为其电压在一个开关周期内为恒值, 且等于负载电压 v_0 。

2.2 主要工作原理及理论分析

假设 t_0 时刻以前 V_{T2} 开通, V_{T1} 关断。(以下公式中的电流电压方向以图中的参考方向为标准)

1)、工作模式 I (t_0-t_1 时间段)

如图 2, 在 t_0 时刻, 集电极电流 i_2 达到最大, 谐振电流 i_r 也负向达到最大。

$$i_r(\omega t_0) = aI_{om} \sin \omega t_0 - \frac{E_D}{8f_c L_r} (1 - a^2 \sin^2 \omega t_0)^{[5]} \quad (1)$$

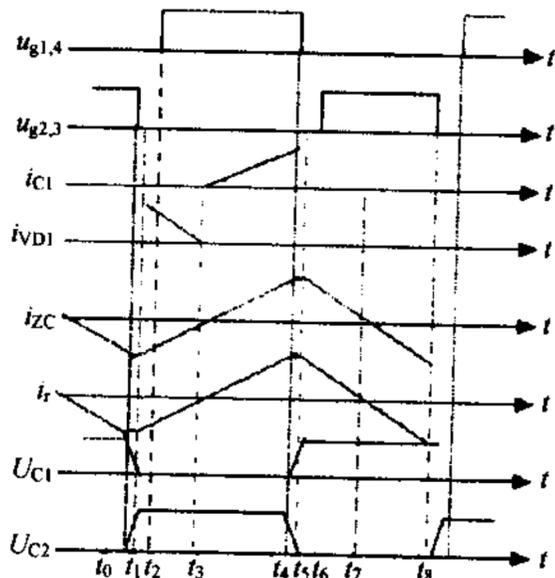


图 2 软开关 DC/AC 变换器主要工作波形
式中: a : 调制比;

I_{om} : 负载电流最大值, $I_{om} = E_D/R_L$;

$\omega = 2\pi f_c$, f_c 载波频率。

t_0 时刻后, 集电极电流 i_2 从开关管 V_{T2} 转换到缓冲电容 C_2 上续流, 为 C_2 充电, C_2 上的电压 V_2 从零开始上升, V_{T2} 零电压关断。同时存储在 C_1 中的能量通过 L_r 、 C_r 、 V_A 回路泄放, 其等效电路拓扑如图 3(a)。由图可看出, C_2 充电与 C_1 放电回路参数相同。因此, 在 $t = t_1$ 时刻, $V_{C2} = E_D$, $V_{C1} = 0$ 。充放电时间 t_{10} 为

$$t_{10}(\omega t_0) = t_1 - t_0 = \frac{C_2 E_D}{i_{zc}(\omega t_0)} \quad (2)$$

2)、工作模式 II (t_1-t_2 时间段)

在 $t = t_1$ 时刻, V_{D1} 导通为循环电流 i_r 的续流提供通路, V_{ce1} 被箝位于零, $V_{ce1} = 0$ 。若在 $i_r = 0$ 之前 V_{T1} 的触发信号到来, V_{T1} 实现零电压开通。其等效电路拓扑如图 3(b)。

3)、工作模式 III (t_2-t_3 时间段)

在 t_2 时刻 V_{T1} 零电压开通。循环电流 i_r 继续通过 V_{D1} 续流, 在 t_3 时刻续流完毕。续流时间 t_{31} 可表示如下。

$$t_{31}(\omega t_1) = t_3 - t_1 = -\frac{L_r i_{zc}(\omega t_1)}{E_D/2 - u_{Cr}} \quad (3)$$

其等效电路拓扑如图 3(b)。

4)、工作模式 IV (t_3-t_4 时间段)

t_3 时刻后, V_{T1} 的集电极电流从零开始上升。电源 E_D 为负载提供能量。其等效电路拓扑如图 3(c)。在 t_4 时刻, V_{T1} 关断, 缓冲电容 C_1 的存在, V_{T1} 零电压关断。 t_4 时刻之后, 电路进入下半周期, 其工作模式同上

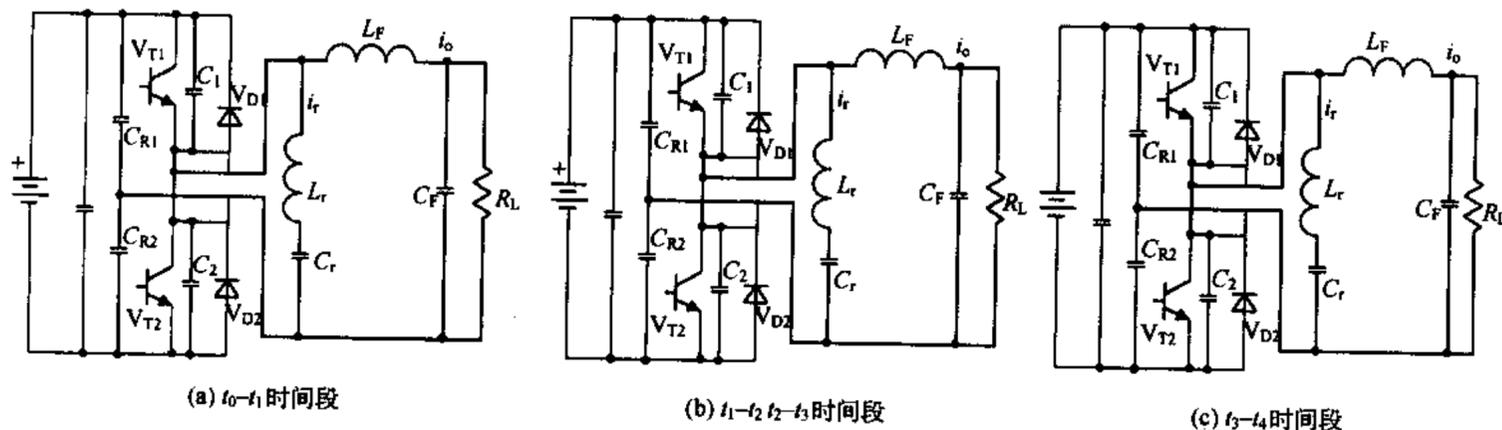


图 3 电路在各时间段的等效电路

3 主要参数设计

3.1 谐振电感 L_r 的设计

由式(3)可知, 要想开关管 V_{T1} (V_{T2}) 能实现零电压开通, 必须保证循环电流的续流时间大于死区时间。

$$\frac{L_r i_{zc} \left(\frac{\pi}{2} \right)}{E_D/2 - u_{Cr}} \geq t_d \quad (4)$$

将式(1)代入式(6)并化简之有

$$L_r \leq (1-a)(1+a-4f_c t_d) \frac{R_L}{4af_c} \quad (5)$$

3.2 谐振电容的设计

由 2.2 节的工作过程分析可知, 在缓冲电容 C_1 , C_2 充放电时间很短的情况下, 图 1 等效拓扑为
根据等效拓扑, 有下式成立

$$\frac{d_{ic}}{d_t} = \frac{E_D - v_{Cr}}{L_r}; \frac{d_{vc}}{d_t} = \frac{1}{C_r} i_r \quad (6)$$

解之得

$$i_r(t) = i_r(\omega t_0) \cos \omega_r t + \frac{1}{z_r} |E_D/2 - v_{zc}(\omega t_0)| \sin \omega_r t \quad (7)$$

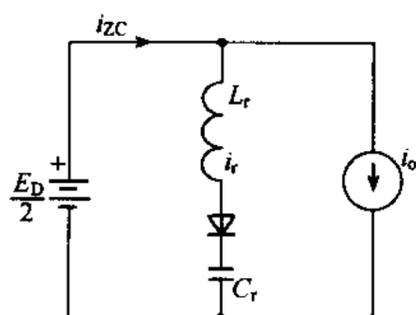


图3 等效电路拓扑

式中 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$, $\omega_s = 2\pi f_c$, f_c 为载波频率。

将式(1)代入式(7)化简之得

$$i_1(\omega t_0) = -i_r(\omega t_4) = -\frac{E_d}{8f_c L_r} (1 - a^2 \sin^2 \varphi_0) \left\{ 1 + \frac{1 + a \sin^2(\omega t_0)}{48f_c^2 L_r C_r} \right\} \quad (8)$$

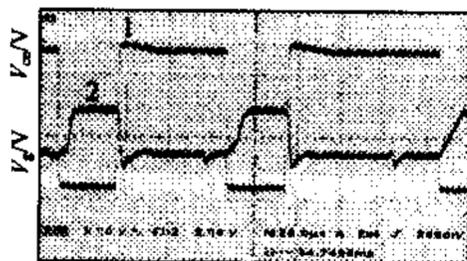
当 $\varphi_0 = 0$ 时, 此时负载 $i_o = 0$, 最大集电极电流等于循环电流

$$i_{\max} = i_r(\omega t_4) = \frac{E_d}{8f_c L_r} \left(1 + \frac{1}{48f_c^2 L_r C_r} \right) \quad (9)$$

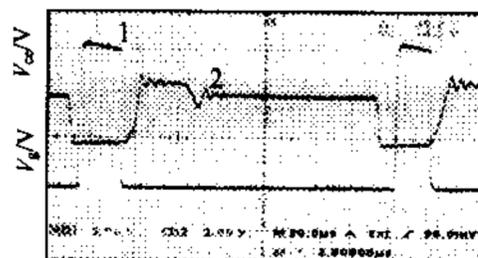
由式(9)可知, 为了尽可能最大限度向负载传输能量, 集电极电流 $i_{i\max}$ 应尽可能达, 所以 C_r 越小越好。然而 C_r 太小谐振阻抗太大, 续流时间太长, 将影响驱动信号的, 开关管的占空比将严重丢失, 输出功率降低。如图2

为兼顾二者, 在实际中取 $\frac{1}{48f_c^2 L_r C_r} \leq 1.10\%$, 所以 $C_r \geq \frac{5}{24f_c^2 L_r} \quad (10)$

3.3 缓冲电容 C_1 、 C_2



(a) 未加支路 L_r-C_r 时 VT_1 的驱动电压和管压降波形



(b) 未加支路 L_r-C_r 时 VT_1 的驱动电压和管压降波形

图4 开关管的驱动信号 V_g 和管压降 V_{ce} 波形

5 结论

提出了一种单相半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器电路拓扑。实验结果证明主电路中的两开关管较好的实现了软开关。利用电感换流实现软开关与利用谐振电路实现软开关相比, 具有电路结构简单, 控制电路不复杂, 参数设计较容易的优点。研究单相半桥电感换流软开关 PWM DC/AC 变换器的软开关技术, 是为了进一步研究全桥单极倍频 DC/AC 变换器和三相三桥臂逆变器的软开关技术。

当缓冲电容太大时 C_1 、 C_2 , 充放电时间常数较长, 若充放电时间大于死区时间 t_d , 将产生桥臂直通现象。为确保此现象不发生, C_1 、 C_2 取值不能太大。

由式(2)有

$$\frac{CE_d}{i_{zc}(\omega t_0)} \leq t_d \quad (11)$$

当 $\sin \omega t = 1$ 时 i_{zc} 最小, 式(11)的左边最大, 将式(1)代入(11)有

$$C_1 \leq t_d \left(\frac{1 - a^2}{4f_c L_r} - \frac{a}{R_L} \right) \quad (12)$$

4 试验结果

依据上述分析和参数设计, 以图1为实验主电路进行了实验。开关管选用 MB460D-100 型号的 IGBT, 开关频率 $f = 12.5\text{KHz}$, 调制比 $a = 0.8$, 缓冲电容 $C_1 = C_2 = 18\text{nF}$, $C_r = 16.7\mu\text{F}$, $L_r = 80\mu\text{H}$, $R_L = 10\Omega$ 所得波形如下。(图中: 1—驱动信号波形, 2—开关管管压降波形)

图4(a)是未加支路 L_r-C_r 时 V_{ce} 的驱动电压和管压降波形, 从图可以看出开关管在开通时没有实现 ZVS; 在关断时—由于缓冲电容的作用, 开关管软关断。图4(b)是增加支路 L_r-C_r 时 V_{ce} 的驱动电压和管压降波形, 明显可以看出在开关管的驱动信号 V_g 到来前, 开关管的管压降 V_{ce} 已降为零, 开关管在开通和关断时都实现了 ZVS。

参考文献

- [1] D.M. Divan and G. Skibinski. Zero switching loss inverters for high power applications[J]. ITS Rec., 1987.
- [2] J. S. Lai and B. K. Bose. Induction motor drive using an improved high frequency resonant DC link inverter[J]. IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, pp. 504—513, July 1991.
- [3] J. G. Cho, D. Y. Hu, and G. H. Cho. Three phase sine wave voltage source inverter using the soft swithed resonant poles[A]. in Proc. IECON,

(下转第 140 页)

CELL(b)的等效方波电源的正幅值为 V_2 , 负幅值为 $DV_2/(1-D)$ 。根据式(4)可以得到 $D = (V_1 - NV_2)/V_1$, 即对于任意的 V_1 、 V_2 , 总是存在 $D(1 > D > 0)$ 使式(4)成立, 故由分别属于 A 组和 B 组的两个变换单元构成的双向 DC/DC 变换器可以实现 PWM 加相移控制。同理可以证明其它不属于同一组的两个基本变换单元的组合也可以实现 PWM 加相移控制。

图 6 为由分别属于 A 组和 B 组的两个基本变换单元构成的典型电路; 图 7 为由分别属于 A 组和 C 组的两个基本变换单元构成的典型电路; 图 8 为由分别属于 B 组和 C 组的两个基本变换单元构成的典型电路。

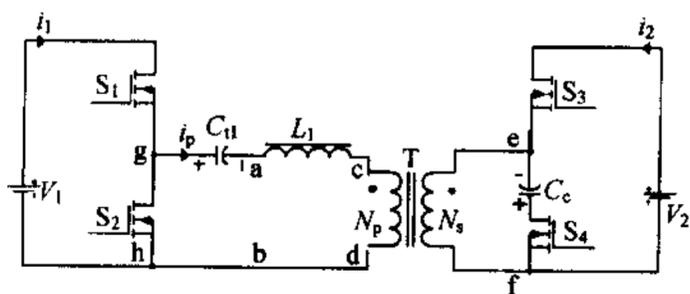


图 6 由分别属于 A 组和 B 组的两个基本变换单元构成的典型电路

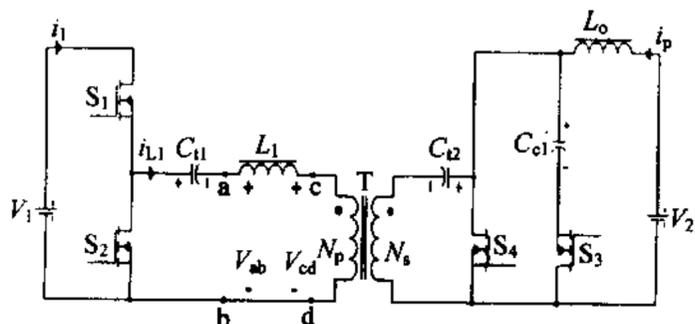


图 7 由分别属于 A 组和 C 组的两个基本变换单元构成的典型电路

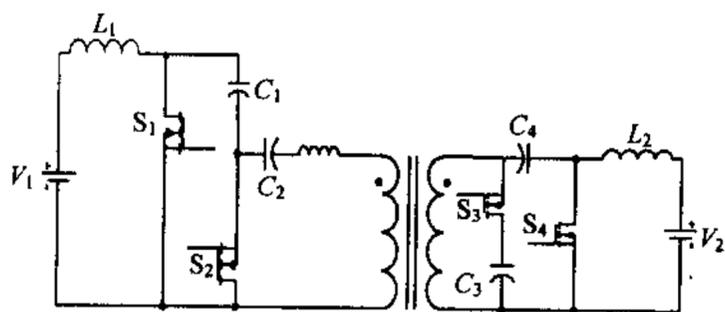


图 8 由分别属于 B 组和 C 组的两个基本变换单元构成的典型电路

5 结论

PWM 加相移控制结合了 PWM 控制和相移控制的优点, 不但

能够减小变换器的电流应力和通态损耗, 而且能够拓宽变换器的 ZVS 范围。本文分析了 PWM 加相移控制必须满足的条件, 并根据这些条件提出了一种组合 PWM 加相移控制双向 DC-DC 变换器新拓扑的方法。

参考文献

- [1] Hui Li, Peng, F. Z., Lawler, J. S., "A natural ZVS high-power bi-directional DC-DC converter with minimum number of devices". Conference Record of the 2001 IEEE, vol. 3, no. 30, Sep-4 Oct 2001, pp. 1874-1881
- [2] Chuanhong Zhao, Dehong Xu, and Haifeng Fan, "A PWM plus Phase-Shift Control Bidirectional DC-DC Converter," IEEE Proc of APEC'03, pp. 641-647.
- [3] Gang Chen, Dehong Xu, Yousheng Wang, and Yim-Shu Lee, "A New Family of Soft-Switching Phase-shifted Bidirectional DC-DC converters," IEEE Proc. of PESC'01, pp. 859-865.
- [4] Manu Jain, Praveen K. Jain, and Matteo Daniele, "Analysis of a bidirectional DC-DC converter topology for low power application," IEEE Proc. of CCECE'97, pp. 548-551.
- [5] K. Venkatesan, "Current mode controlled bidirectional flyback converter," IEEE Proc. of PESC'89, pp. 835-842.
- [6] Biswajit Ray, "Bidirectional DC/DC power conversion using constant-frequency quasi-resonant topology," IEEE Proc. of ISCAS'93, pp. 347-350.
- [7] Mustansir H. Kheraluwala and RANDAL. W. Gascoigne, "Performance characterization of a high active bridge dc-to-dc converter", IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov./Dec. 1992.

作者简介

范海峰, 男, 1978 年 9 月生, 硕士研究生。研究方向为双向 DC/DC 变换技术。

赵川红, 女, 1977 年 11 月生, 硕士研究生。研究方向为软开关变换器等。

徐德鸿, 男, 1961 年 8 月生, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频半导体功率变化技术、先进控制在电力电子中的应用和谐波抑制与电力品质等。

(上接第 129 页)

Nov. 1989, pp. 48-53.

[4] 王聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2000.

[5] Michihiko Nagao and Koosuke Harada. Inductor Commutation Soft-Switched PWM Inverter Drive by Frequency-Modulated PWM Signal [J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 13, NO. 1, JAN. 1998.