

零电压开关多谐振三电平 DC-DC 变换器

金科 阮新波 南京航空航天大学 (210016)

摘要:本文提出了一种新颖的零电压开关多谐振三电平变换器,它是在传统的三电平的基础上加入 LCC 谐振网络实现零电压开关,即在开关管和续流二极管上并联谐振电容,给开关管和续流二极管间串联谐振电感。它的优点在于谐振电容吸收了开关管和续流二极管的结电容,谐振电感吸收了变压器的漏感,使得功率器件的电压应力大大降低,负载范围也变宽。由于采用三电平结构不仅可以使功率器件上的电压应力再减小一半,而且可以使滤波电感和电容减小。本文提出了一族零电压开关多谐振三电平变换器,并以 Buck 零电压开关多谐振三电平变换器为例分析了它的工作原理,并给出仿真结果。

叙 词:三电平变换器 多谐振 零电压开关

1 引言

随着电力电子技术的发展,高频开关电源在航空、航天、通讯、计算机等领域中的应用越来越广泛,而这些领域对其所用电源对输入电网的影响有较严格的要求。为提高功率因数、减小电源对电网的影响,中小功率场合一般采用日趋成熟的单相功率因数校正技术(Power Factor Correction, PFC),其输出电压一般为 400VDC;而一般适用大功率场合的三相 PFC 技术也逐步由理论走向实践,它的输出一般为 760V-800VDC,甚至高达 1000VDC。这就相应提高了 PFC 后级功率变换器主开关管电压应力。为解决这一问题,1980 年 A. Nabal 提出了三电平直流变换器(Three-Level dc/dc converter, TL)的概念,使后级 dc/dc 变换器开关管电压应力仅为输入电压的一半。

为减小变换器的体积、重量,必须提高变换器的开关频率,这就要求实现开关管的软开关以减小开关管的开关损耗。近年来国内外在 TL 电路的软开关实现方面做了大量工作,主要采用零电压开关(Zero-Voltage Switching, ZVS)或零电压零电流开关(Zero-Voltage and Zero-Current Switching, ZVZCS)方式。

但此种软开关方式会带来以下几个问题:1)变压器原边电压接近方波,不利于 EMI;2)副边整流二极管电压尖峰大;3)由于谐振电感的存在使得变压器副边有占空比丢失现象。为了解决以上问题,更好的实现软开关,可以采用准谐振(Quasi-resonant, QR)或多谐振(Multi-resonant, MR)方式。但准谐振方式开关管的应力很大,并且随着负载的变化开关频率变化很宽,不易实现控制。而多谐振方式吸收了开关管和二极管的结电容以及变压器的漏感,而且与准谐振的方式比开关管的电压应力和频率变化范围要小的多。根据这些问题,本文提出一族新型多谐振零电压开关三电平直流变换器的电路拓扑:多谐振零电压开关三电平直流变换器(MR-ZVS-TL dc/dc converter)。

2 零电压开关多谐振三电平直流变换器的推导

2.1 零电压开关多谐振结构

基本的多谐振零电压(MR-ZVS)结构如图 1 所示,它是由开关管 Q , 二极管 D , 谐振电感 L 及两个谐振电容 C_r 和 C_D 构成。通常情况下 L 吸收了变压器的漏感,而 C_r 和 C_D 分别吸收开关管和二极管的寄生电容。MOSFET 的体二极管 D_Q 可利用于在半波状态下实现 MR-ZVS。

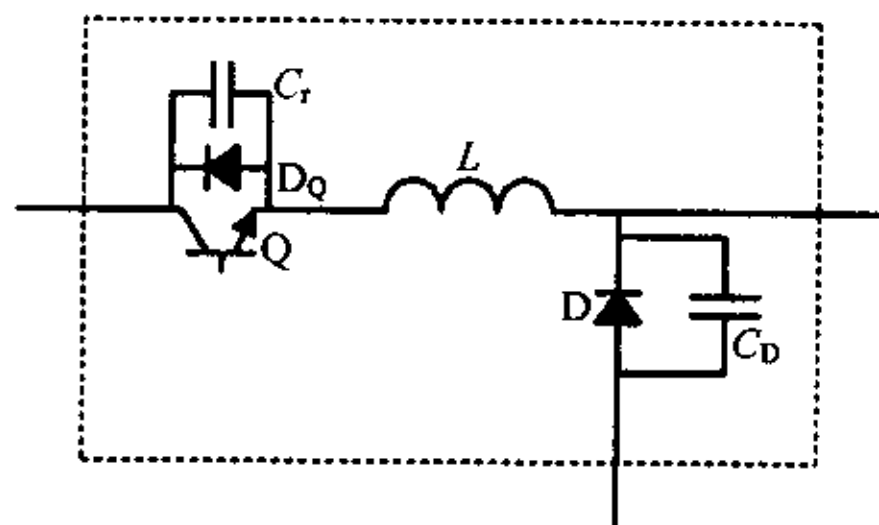


图 1 MR-ZS 网络结构图

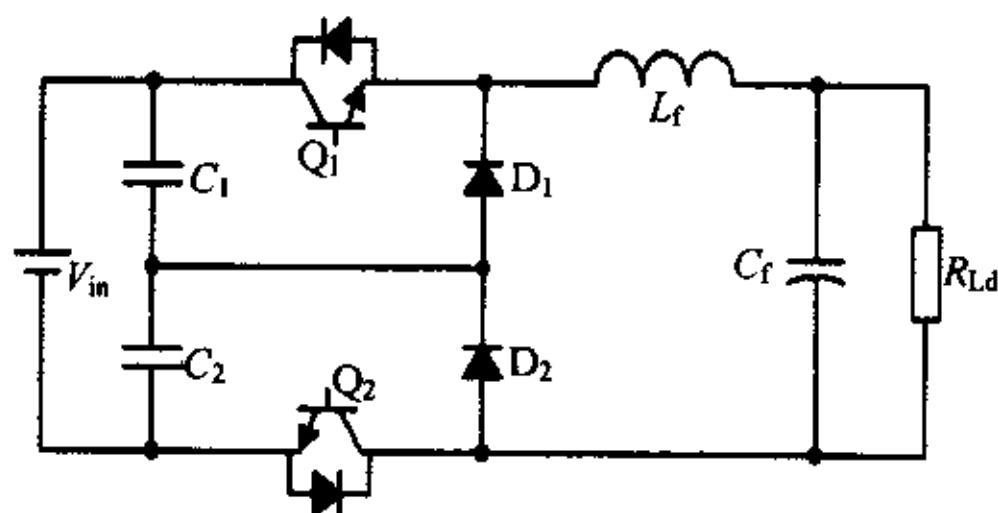


图 2 TL-Buck 电路

MR-ZVS 网络有三个谐振器件,因此需要三个参数来描述该网络:

$$\text{谐振频率} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

$$\text{特征阻抗} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2)$$

$$\text{电容比} \quad C_N = \frac{C_D}{C_r} \quad (3)$$

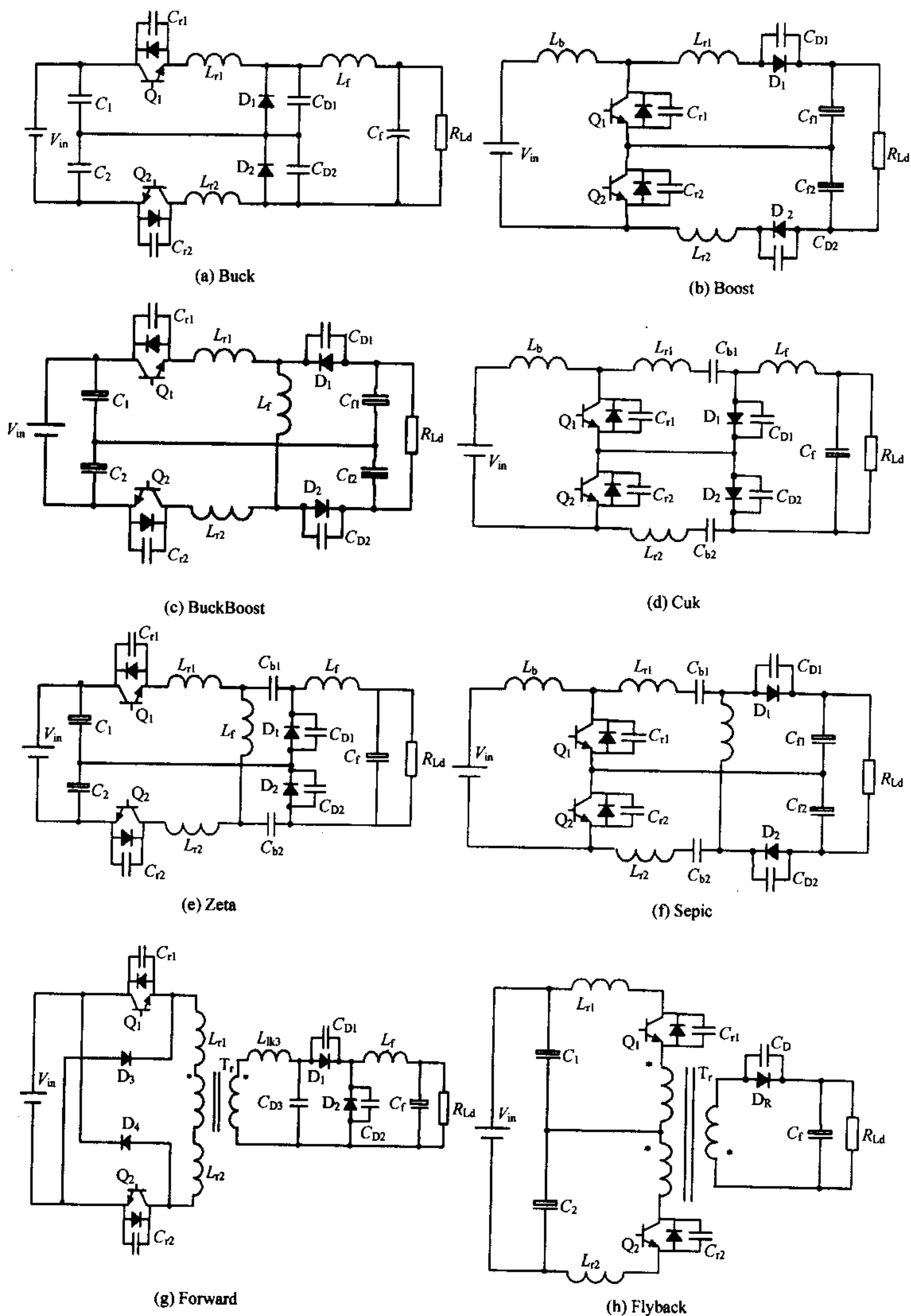


图 3 多谐振零电压开关三电平直流变换器

另外做如下定义:

$$\text{频率比} \quad f_N = \frac{f}{f_0} \quad (4)$$

$$\text{电压传输比} \quad M = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (5)$$

2.2 多谐振零电压开关三电平直流变换器一族的推导

图2为TL-Buck电路,在开关管Q上并联谐振电容C_r,续流二极管D上并联谐振电容C_D,给开关管Q串联谐振电感L_r,由此可以得到ZVS-MR-TL-Buck电路,如图3(a)所示。根据以上规律,可以推导出零电压开关多谐振三电平直流变换器一族,如图3所示:

3 工作原理

由于零电压开关多谐振三电平直流变换器一族电路的工作原理相似,因此以下就以ZVS-MR-TL-Buck电路为例,来分析它的工作原理。

在分析之前,作如下假设:

- 所有开关管、二极管均为理想器件;
- 电感、电容均为理想器件;
- L_{r1} = L_{r2} = L, C_{r1} = C_{r2} = C_r, C_{D1} = C_{D2} = C_D;
- 滤波电感L_f足够大,可以认为是一个恒流源,其电流为输出电流I_o。

1) 开关模态1 [t₀, t₁] [图5(a)] 在t₀时刻开通Q₁,由于此时D_{Q1}导通,因此Q₁是零电压开通。而L_{r1}上的电流i_{Lr1}小于输出电流I_o,D₁仍然导通,因此加在L_{r1}上的电压为1/2V_{in},i_{Lr1}将线性增加。在此模态中i_{Lr1}、i_{Lr2}和v_{D1}的表达式分别为:

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_{in}/2}{L_r}t + i_{Lr1}(t_0) \quad (6a)$$

$$v_{Q1}(t) = 0 \quad (6b)$$

$$v_{D1}(t) = 0 \quad (6c)$$

2) 开关模态2 [t₁, t₂] [图5(b)] 在t₁时刻关断Q₂,由于C_{Q2}的存在,Q₂是零电压关断,此时L_{r2}上的电流i_{Lr2}给C_{Q2}充电。在此模态中i_{Lr1}、i_{Lr2}和v_{D1}的表达式与模态1相同。

3) 开关模态3 [t₂, t₃] [图5(c)] 在t₂时刻i_{Lr1}等于I_o,D₁关断,因此L_{r1}与C_{D1}开始谐振,形成二阶谐振网络。在此模态中i_{Lr1}、i_{Lr2}和v_{D1}的表达式分别为:

$$i_{Lr1}(t) = \left[\frac{1}{2}V_{in} - v_{D1}(t_2) \right] \frac{1}{Z_D} \sin \omega_D t + [i_{Lr1}(t_2) - I_o] \cos \omega_D t + I_o \quad (7a)$$

$$v_{Q1}(t) = 0 \quad (7b)$$

$$v_{D1}(t) = \frac{1}{2}V_{in}(1 - \cos \omega_D t) + v_{D1}(t_2) \cos \omega_D t + Z_D [i_{Lr1}(t_2) - I_o] \sin \omega_D t \quad (7c)$$

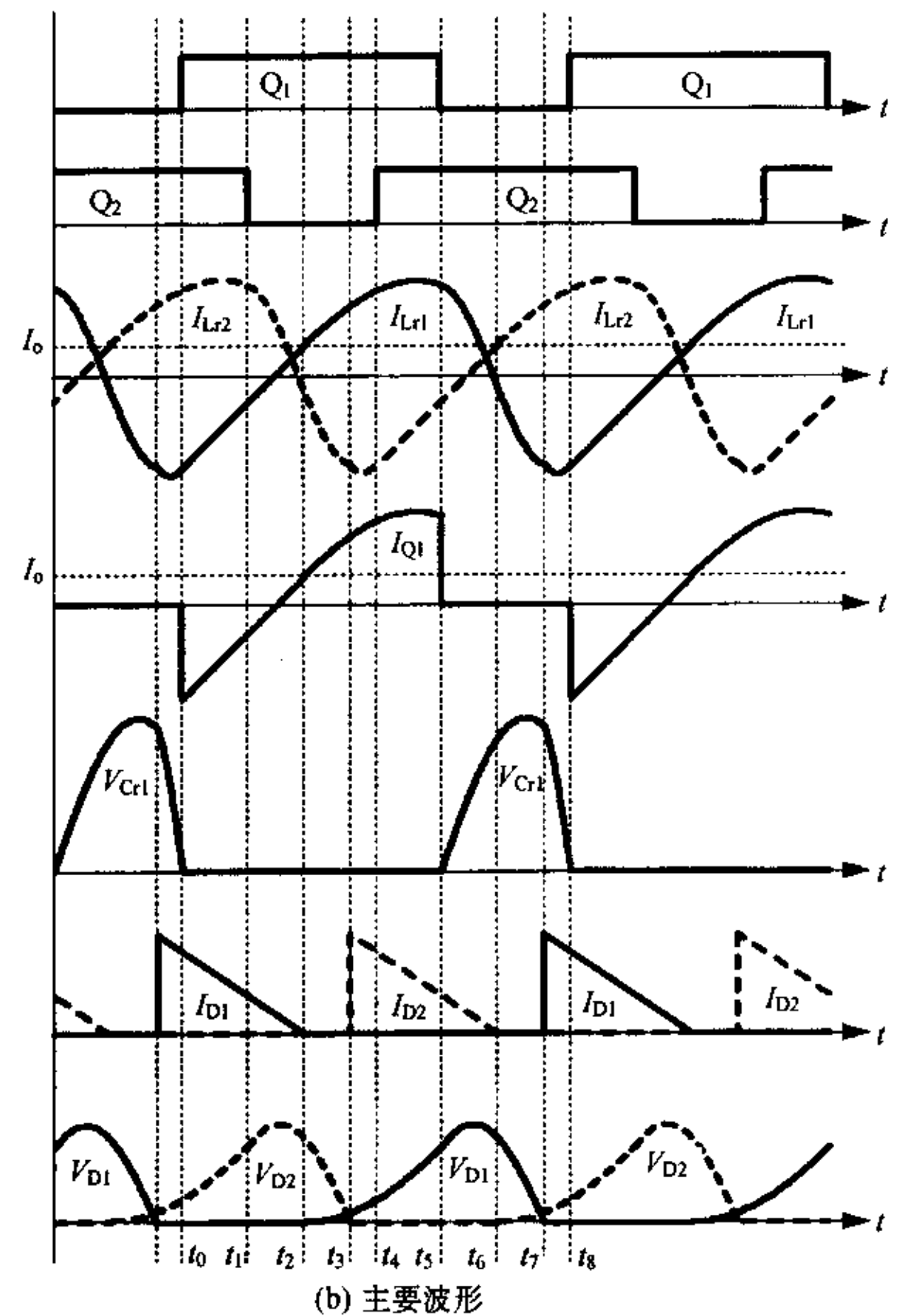
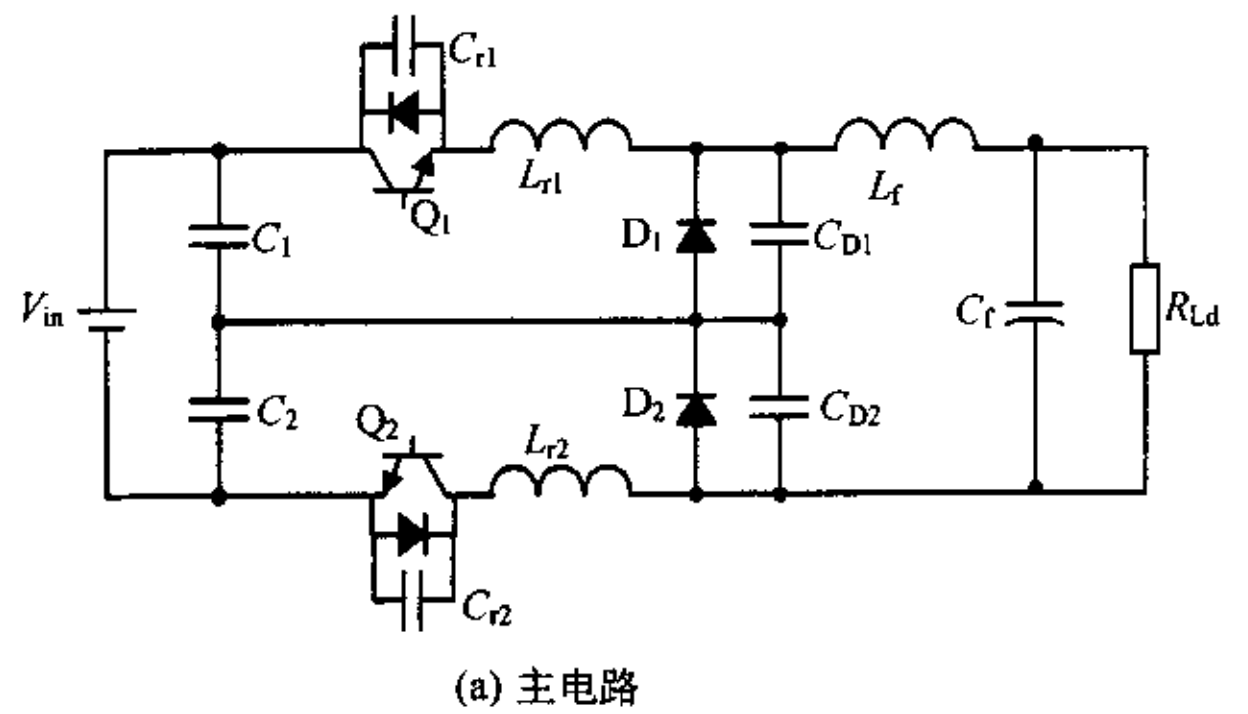


图4 ZVS-MR-TL-Buck

式中
$$\omega_D = \frac{1}{\sqrt{L_r C_D}}, Z_D = \sqrt{\frac{L_r}{C_D}} \quad (7d)$$

4) 开关模态4 [t₃, t₄] [图5(d)] 在t₃时刻v_{D2}降为零,D₂导通。

此模态中i_{Lr1}、i_{Lr2}和v_{D1}的表达式与模态3相同。

5) 开关模态5 [t₄, t₅] [图5(e)] 在t₄时刻开通Q₂,由于此时D_{Q2}导通因此Q₂是零电压开通。此模态中i_{Lr1}、i_{Lr2}和v_{D1}的表达式与模态3相同。

6) 开关模态6 [t₅, t₆] [图5(f)] 在t₅时刻关断Q₁,由于

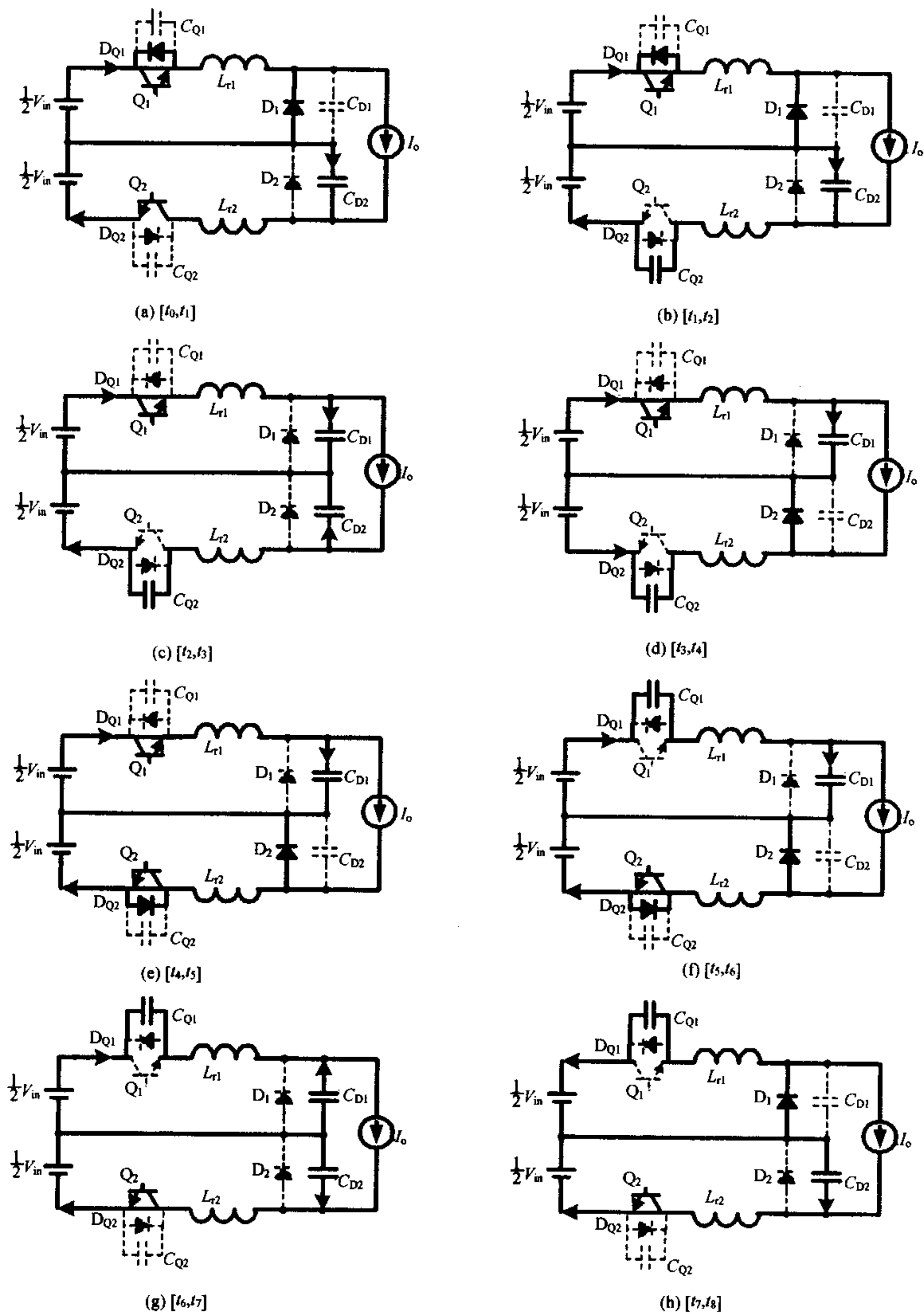


图5 工作模态图

C_{Q1} 的存在 Q_1 是零电压关断, 此时电感 L_{r1} 、电容 C_{D1} 和 C_{Q1} 开始谐振, 形成三阶谐振网络。在此模式中 i_{Lr1} 、 i_{Lr1} 和 v_{D1} 的表达式分别为:

$$i_{Lr1} = i_{Lr1}(t_4)\cos\omega_{rD}t - \omega_{rD}C_r v_{Q1}(t_4)\sin\omega_{rD}t + \frac{I_o C_r}{C_r + C_D}(1 - \cos\omega_{rD}t) + [\frac{1}{2}V_{in} - v_{D1}(t_4) + \frac{C_r}{C_D}v_{Q1}(t_4)]\frac{1}{Z}\sin\omega_{rD}t \quad (8a)$$

$$v_{Q1} = v_{Q1}(t_4)\cos\omega_{rD}t + \frac{1}{\omega_{rD}tC_r}i_{Lr1}(t_4)\sin\omega_{rD}t + \frac{I_o t}{C_r + C_D} - \frac{I_o}{C_r + C_D}\sin\omega_{rD}t + [\frac{1}{2}V_{in} - v_{D1}(t_4) + \frac{C_r}{C_D}v_{Q1}(t_4)]\frac{C_D}{C_r + C_D}(1 - \cos\omega_{rD}t) \quad (8b)$$

$$v_{D1} = v_{D1}(t_4) + v_{Q1}(t_4)\frac{C_r}{C_D}\cos\omega_{rD}t + \frac{1}{\omega_{rD}C_D}i_{Lr1}(t_4)\sin\omega_{rD}t - \frac{I_o t}{C_r + C_D} - \frac{C_r}{C_D}v_{Q1}(t_4) - \frac{I_o}{\omega_{rD}C_D}\frac{C_r}{C_r + C_D}\sin\omega_{rD}t + [\frac{1}{2}V_{in} - v_{D1}(t_4) + \frac{C_r}{C_D}v_{Q1}(t_4)]\frac{C_r}{C_r + C_D}(1 - \cos\omega_{rD}t) \quad (8c)$$

$$\text{式中 } \omega_{rD} = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}, Z = \sqrt{\frac{L_r}{C}}, C = \frac{C_r C_D}{C_r + C_D} \quad (8d)$$

7) 开关模式 7 [t_6, u_7] [图 5(g)] 在 t_6 时刻谐振电感 L_2 上的电流 i_{L2} 等于输出电流 I_o , 二极管 D_2 关断, 因此电感 L_2 与电容 C_{D2} 开始谐振, 形成二阶谐振网络。此模式中 i_{Lr1} 、 i_{Lr1} 和 v_{D1} 的表达式与模式 6 相同。

8) 开关模式 8 [t_7, t_8] [图 5(h)] 在 t_7 时刻电容 C_{D1} 上的电压放完使得电压 v_{D1} 降为零, 二极管 D_1 导通。因此电感 L_{r1} 与电容 C_{Q1} 开始谐振, 形成二阶谐振网络。在此模式中 i_{Lr1} 、 i_{Lr1} 和 v_{D1} 的表达式分别为:

$$i_{Lr1} = [\frac{1}{2}V_{in} - v_{Q1}(t_7)]\frac{1}{Z}\sin\omega_r t + i_{Lr1}(t_7)\cos\omega_r t \quad (9a)$$

$$v_{Q1} = v_{Q1}(t_7)\cos\omega_r t + Z_i i_{Lr1}(t_7)\sin\omega_r t + \frac{1}{2}V_{in}(1 - \cos\omega_r t) \quad (9b)$$

$$v_{D1} = 0 \quad (9c)$$

$$\text{式中 } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9d)$$

4 仿真结果

为了验证工作原理对本电路进行了仿真分析, 仿真波形如图 6 所示, 参数如下:

- 输入电压 $V_{in} = 15V$
- 输出电流 $I_o = 2A$
- 谐振电感 $L_r = 2.1\mu H$
- 谐振电容 $C_r = 2.4nF$
- 谐振电容 $C_D = 6.8nF$

5 小结

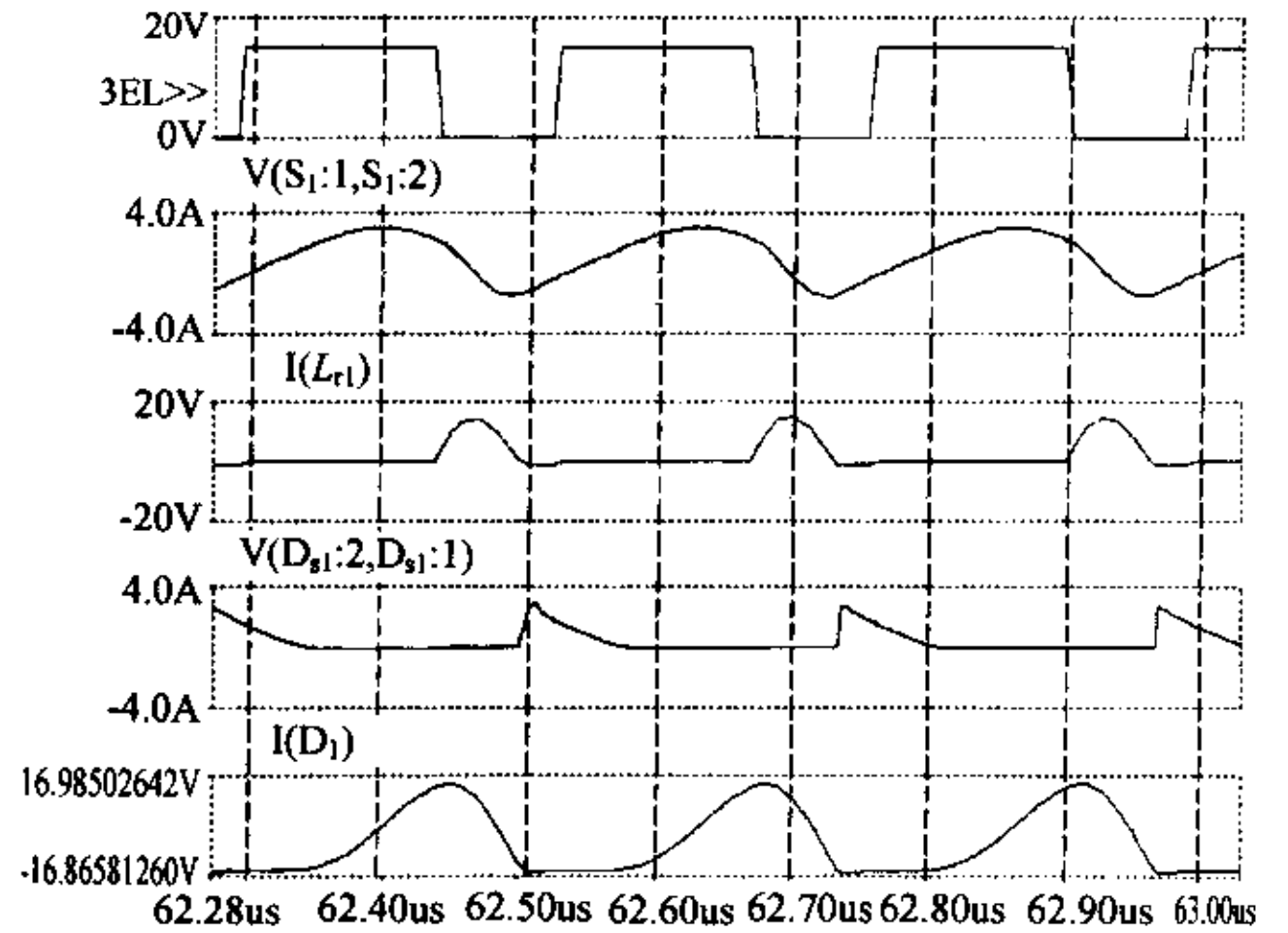


图 6 从上到下依此为开关管驱动、谐振电感电流、开关管电压续流二极管电流和电压波形

本文提出了一族新颖的零电压开关多谐振三电平变换器, 主要是在传统的三电平电路的基础上引入了 LCC 谐振网络, 在开关管和续流二极管并联谐振电容以吸收其结电容, 而谐振电感吸收变压器的漏感, 从而实现 ZVS。该电路与传统的准谐振电路相比它的功率器件上的电压应力大大降低, 负载范围变宽, 随着负载的变化开关频率变化范围较小有利于控制。由于采用三电平结构不仅可以使功率器件上的电压应力再减小一半, 而且可以使滤波电感和电容减小。本文以 ZVS-MR-TL-Buck 电路为例进行了原理分析和仿真验证并给出仿真结果。

参考文献

- [1] 阮新波, “脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术”, 1999 年 9 月, 科学出版社。
- [2] 阮新波, “直流开关电源的软开关技术”, 2000 年 1 月, 科学出版社。
- [3] Xinbo Ruan and Yangguang Yan, “A novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge converter using two diodes in series with the lagging leg”, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 48, NO. 4, 2001 pp. 777-785;
- [4] Xinbo Ruan, Linquan Zhou and Yangguang Yan, “Self-switching PWM three-level-converters”, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 16, NO. 5, 2001 pp. 612-622;
- [5] J. Remes Pinherio and Ivo Barbi, “Three-level zvs pwm converter-A new concept in high-voltage dc/dc conversion”, in Proc. IEEE IECON, 1992, pp. 173-178;
- [6] W. A. Tabisz and F. C. Lee “Zero-voltage-switching multiresonant technique A novel approach to improve performance of high-frequency quasi-

(下转第 126 页)

电压为三相交流电压 380V/50Hz, 整流滤波后得到直流电压 $V_m = 530V \pm 20\%$; 输出电压: $V_o = 54V$; 变压器原副边变比: $K = 6.33$; 变压器原边漏感: $L_k = 6\mu H$; 阻断电容: $C_b = 0.66\mu F$; 输出滤波电感: $L_f = 6\mu H$; 输出滤波电容: $C_f = 10000\mu F$; 开关管 ($Q_1 - Q_4$): IR-FP460; 开关管 ($Q_5 - Q_6$): CT60AM18F; 输出整流二极管 (D_{R1}, D_{R2}): DSEI2x61-06C; 开关频率: $f_s = 50kHz$ 。

图 6 给出了满载时的实验波形。图 6(a) 是原边电压 v_{AB} 、原边电流 i_p 、阻断电容电压 v_{cb} 和输出整流电压 v_{rect} 波形。该图表明当 $v_{AB} = 0$ 时, v_{cb} 使 i_p 从负载电流减小到零, 从而使滞后管实现 ZCS。 v_{AB} 和 v_{rect} 均为三电平电压波形, 这样可以减小滤波电感。图 6(b) 和 (c) 分别给出了斩波管和超前管的驱动电压、漏源极电压及其漏极电流波形, 它们表明斩波管和超前管均实现了 ZVS, 并且它们的电压应力均只有输入电压的一半。图 6(d) 是滞后管的驱动信号、电流和 CE 电压波形, 它表明滞后管实现了 ZCS, 其电压应力为输入电压。

图 7 是变换器从交流输入到输出的整机变换效率曲线。图 7(a) 为在额定 380V/50Hz 三相交流电压时不同的输出电流的效率, 最高时达到 94%, 满载时 93.7%。图 7(b) 给出了在输出满载 50A/54V 时, 不同输入交流电压时的效率。随输入电压的升高, 效率有所下降。

5 其它几种 ZVZCS H-FB TL 变换器

ZVZCS PWM H-FB TL 变换器很重要的一点是使原边电流复位, 以实现滞后管的 ZCS。阻断电容就是用来使原边电流回零, 而滞后管的串联二极管则是阻止原边电流在零状态反方向流动。

类似于 ZVZCS PWM FB 变换器, 原边电流复位的方法还有几种, 由此可得到几种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器, 如图 8 所示。图 8(a) 中用一个饱和电感来代替滞后管的串联二极管, 图 8(b) - (d) 分别用有源钳位电路和两种无损缓冲电路来使原边电流复位, 同时还可以抑制副边整流二极管上的电压尖峰。

6 结论

本文提出了一种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器, 它的优点是:

1) 一个桥臂为三电平桥臂, 其开关管电压应力为输入电压的一半, 可在宽负载范围内实现 ZVS, 可采用 MOS 管作为开关管。

2) 另一个桥臂为两电平桥臂, 其开关管电压应力为输入电压, 可在宽负载范围内实现 ZCS, 可采用 IGBT 管作为开关管。

3) 输出整流波形中高频分量小, 可以减小输出滤波电感;

4) 输入电流近似为一直流电流, 可大大减小输入滤波器;

本文分析了它的工作原理, 并通过一个 2.7kW 的原理样机进行了实验验证。本文还提出了另外几种 ZVZCS PWM H-FB TL 变换器。

参考文献

- [1] J. Renes Pinheiro and Ivo Barbi, "The three-level zvs pwm converter-A new concept in high-voltage dc-to-dc conversion," IEEE IECON, 1992, pp. 173-178
- [2] J. Renes Pinheiro and Ivo Barbi, "Wide load range three-level zvs-pwm dc-to-dc converter," IEEE PESC, 1993, pp. 171-177
- [3] F. Canales, P. M. Barbosa, J. M. Burdío, and F. C. Lee, "A zero-voltage-switching three-level dc/dc converter," Proceedings of CPES, 2000, pp. 366-371
- [4] F. Canales, P. M. Barbosa and F. C. Lee, "A zero-voltage and zero-current-switching three level dc/dc converter," IEEE APEC, 2000, pp. 314-320
- [5] Xinbo Ruan, Linqun Zhou and Yangguang Yan, "Soft-switching pwm three-level converters," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, 2001, pp. 612-622.
- [6] Xinbo Ruan, Dayu Xu, Linqun Zhou, Bin Li and Qianhong Chen, "Zero-voltage-switching pwm three-level converter with two clamping diodes," to be appeared in IEEE Transaction on Industrial Electronics. Vol. 49, No. 4, 2002
- [7] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. C. Hua and F. C. Lee, "Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge pwm converter for high power applications," IEEE-PESC, 1994, pp. 102-108
- [8] Xinbo Ruan and Yangguang Yan, "A novel zero-voltage and zero-current-switching pwm full bridge converters using two diodes in series with the lagging leg", IEEE Transaction on Industrial Electronics. Vol. 48, No. 4, 2001, pp. 777-785

作者简介

阮新波, 男, 1970 年 2 月生, 博士学位, 教授, 研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器和变换器的建模分析。

作者简介

金科, 男, 1978 年 4 月生, 硕士研究生。研究方向为大功率高频软开关直-直变换器。

(上接第 119 页)

resonant converters", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 4, NO. 4, 1989, pp. 450-458;

[7] W. A. Tabisz and F. C. Lee "DC analysis and design of zero-voltage-switched multi-resonant converters" in Proc. IEEE PESC, 1989 pp. 243-

251.