

电流馈入双向 DC/DC 变换器综合

冯波 徐德鸿 浙江大学电气工程学院 (杭州 310027)

摘要:双向 DC/DC 变换器广泛应用于电动汽车等领域。利用对偶原理从电压型变换单元得到一系列电流型变换单元,与电压型变换单元组合成电压电流馈双向 DC/DC 变换器。以 buck/boost 电压型变换单元对偶得到的电流型变换单元与电压型变换单元组合成的正激双向 DC/DC 变换器为例,进行理论与仿真分析,证明这种方法可行。

叙 词:双向 DC/DC 变换器 对偶 电流馈

1 引言

燃料电池将是下一代电动汽车最主要的能源之一,双向 DC/DC 变换器是电动汽车能量管理系统的重要组成部分^[1],如图 1 所示,燃料电池系统中一般含有一个压缩电机消耗单元(Compressor Motor Expending Unit, CMEU),正常运转情况下,该压缩电机可由燃料电池输出电压供电,但在电动汽车启动时,燃料电池电压尚未建立起来,需要一个辅助电池来供电。这个辅助电源有两个功用:①在燃料电池发电前通过双向 DC-DC 变换器升压,提供高电压总线的能量;②当汽车制动时,逆变器和双向 DC-DC 变换器将再生制动的能量存储到蓄电池中。除了电动汽车领域外,大功率双向 DC/DC 变换器也广泛应用于蓄电池充/放

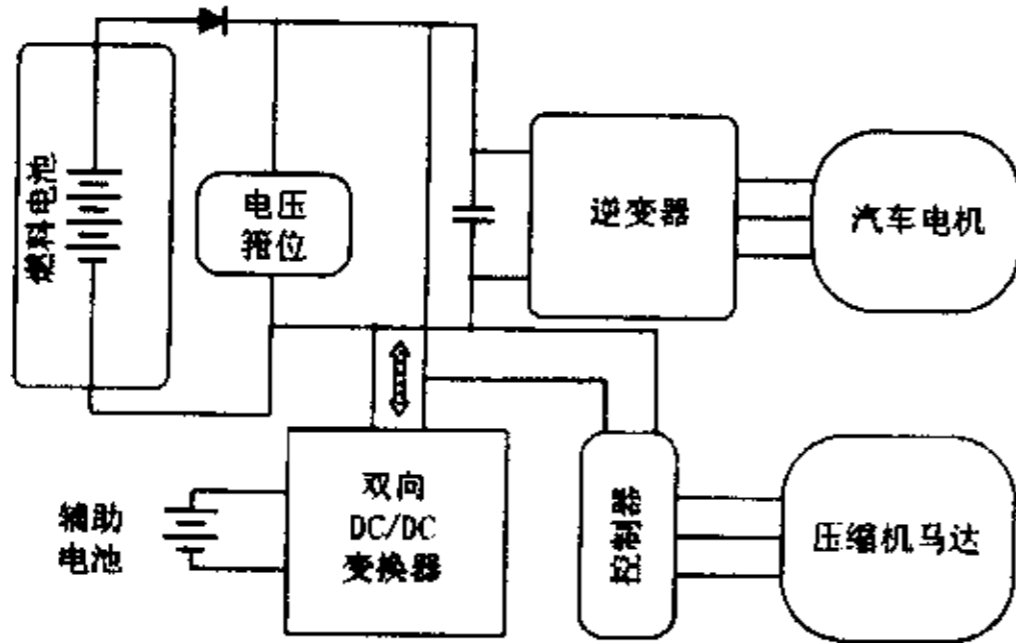


图 1 燃料电池电动汽车电力驱动系统

电器、不间断直流电源等场合中。在这些领域中应用的双向 DC/DC 变换器的共同特点是:变换器功率较大,变换器所连接的一端为电压较低的蓄电池(组),而另一端的电压较高。由于电压等级差别较大,同时出于安全等因素的考虑,这类变换器多需要有变压器隔离。

隔离型双向 DC/DC 变换器按照变压器两侧变换单元类型不同可以分为两大类,分别如图 2 和图 3 所示。图 2 所示为双有源桥结构双向 DC/DC 变换器,隔离变压器两侧电压型变换单元产生频率相同的对称方波电压源,通过控制两个方波电压源之间的相位关系来控制传输功率的大小和方向,变换器采用移相控制^[2]。

图 3 所示的电压电流馈双向 DC/DC 变换器避免了使用具有

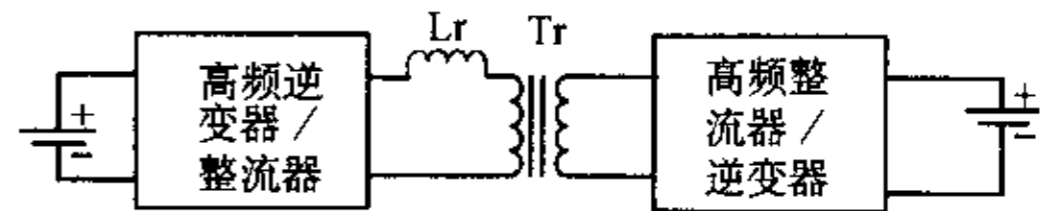


图 2 双有源桥双向 DC/DC 变换器

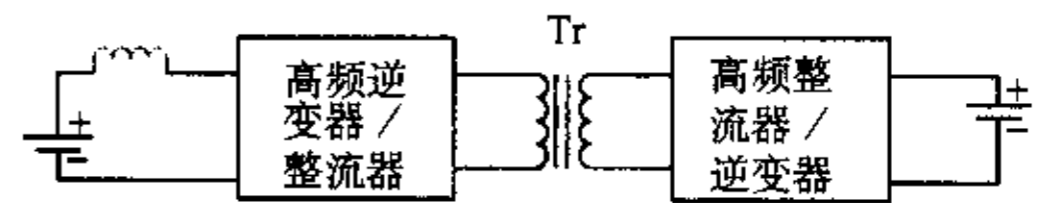


图 3 电压电流馈双向 DC/DC 变换器

较大漏感的变压器,在该类双向变换器中,隔离变压器左侧为电流型变换单元,右侧为电压型变换单元。电流型变换单元工作于 Boost 模式,电压型变换单元工作于 Buck 模式,变换器采用 PWM 和移相控制方式^[1,4]。

本文从电压型变换单元对偶得到一系列电流型变换单元,与电压型变换单元组合成电压电流馈双向 DC/DC 变换器。

2 电流型变换单元

在双向 DC/DC 变换器的研究文献中,电压源型变换器却数

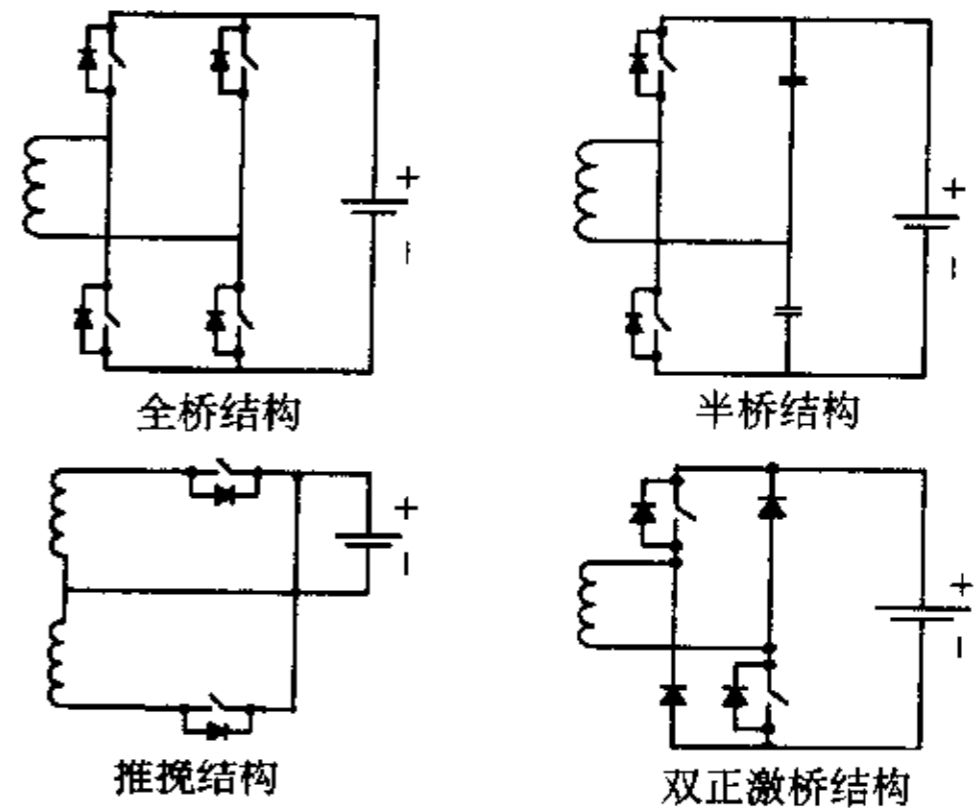


图 4 电压型变换单元

目众多,包括全桥、半桥、推挽、双正激等变换单元。如图 4 所示。文献[3]中从基本双向变换器中演化出 9 种电压型基本拓扑,如图 5 中(d)~(m)的左图所示。

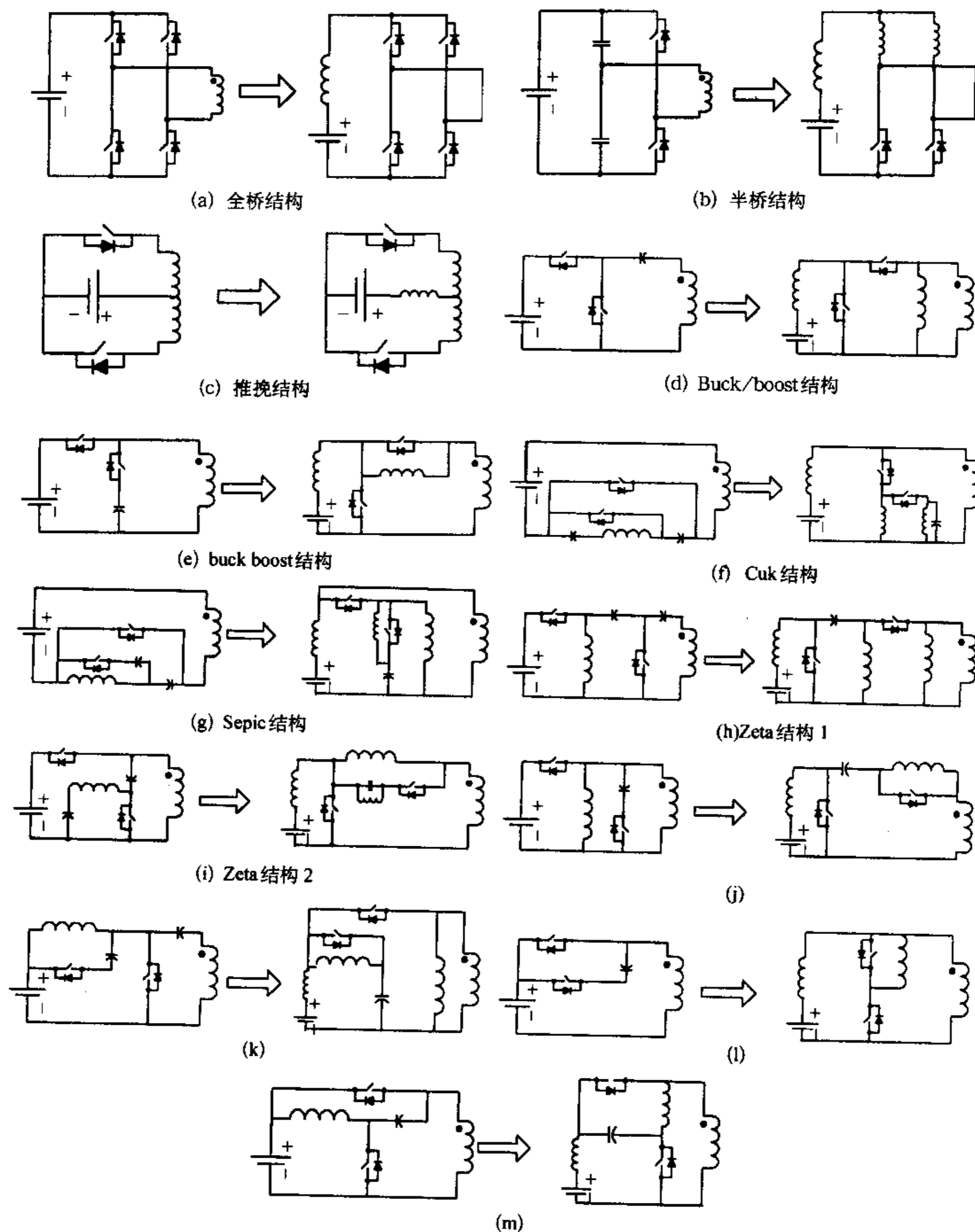


图 5 电压型变换单元及其对偶

在功率变换器的研究中,对偶原理是非常有效的理论方法^[6],在电路的对偶中,元件和支路的对偶关系如表 1 所示,利用对偶原理对各种电压型变换单元进行对偶变换,可以得到一系列电流型变换单元,如图 5 所示。利用得到的电流型变换单元与电压型变换单元组合,分别放置在隔离变压器两侧,如图 6 所示,可以得到一系列电压电流馈双向 DC/DC 变换器拓扑。图 7

列出几种组合成的电压电流馈双向 DC/DC 变换器。

表 1 电路元件、支路的对偶

电阻 R	电导 G
电容 C	电感 L
电感 L	电容 C
电压源 V	电流源 I

阻抗 Z	导纳 Y
电荷 Q	磁链 ψ
网孔	节点
KVL	KCL
开关 S (由开到闭)	开关 S^* (由闭到开)
电压 V	电流 I
理想变压器	
全耦合变压器	

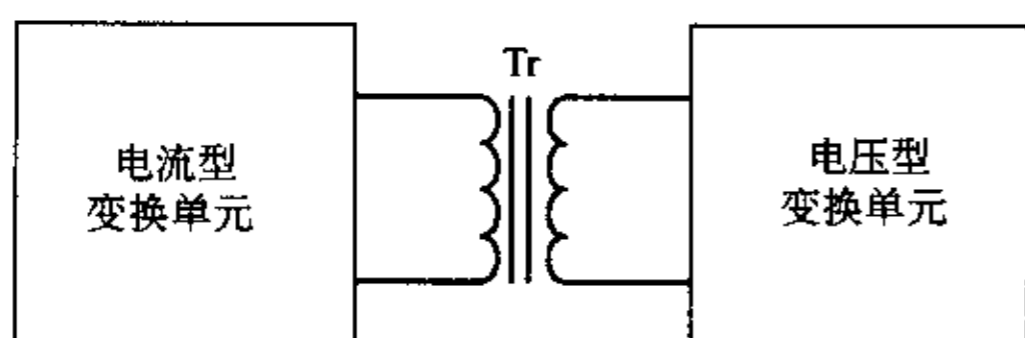


图6 电压电流馈双向 DC/DC 变换器结构

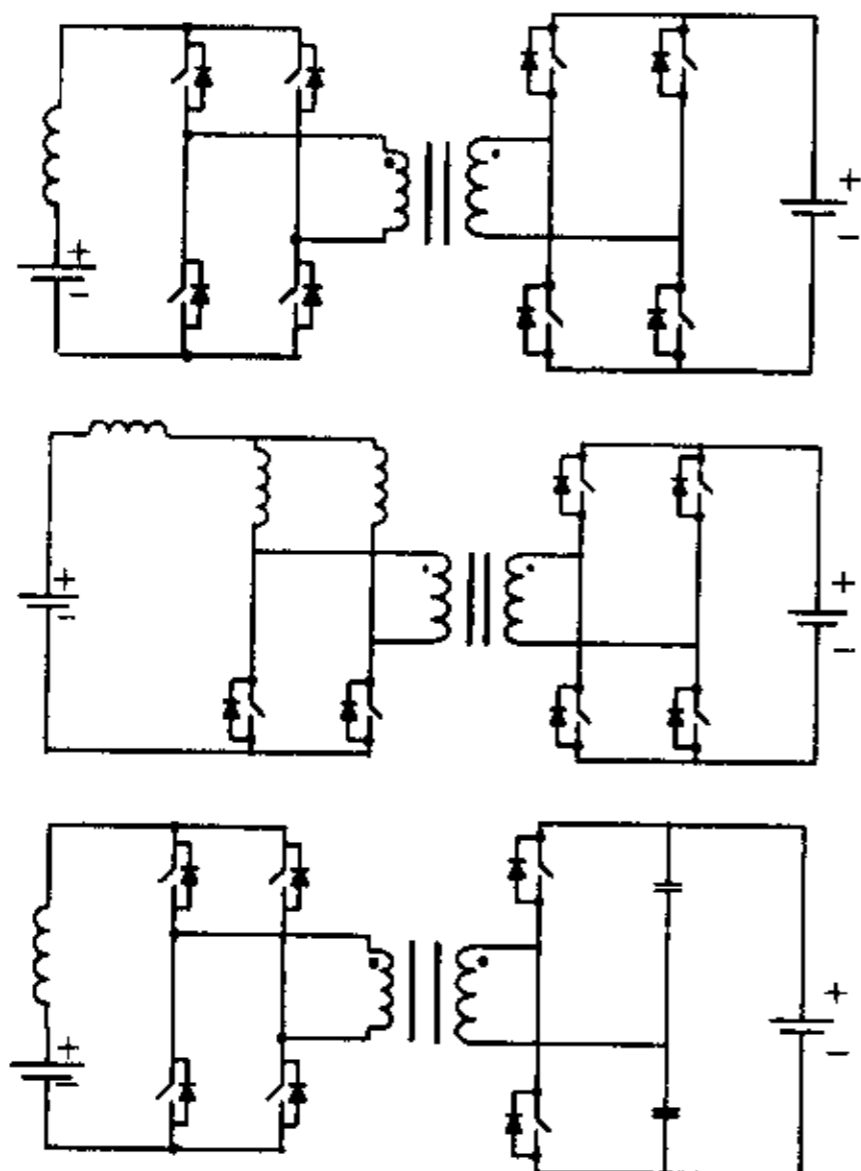


图7 组合成的电压电流馈双向 DC/DC 变换器

图5(d)中的 buck/boost 结构电压型变换单元是从 buck/boost 基本双向变换器演变而来,其对偶电流型变换单元与双正激变换单元组合得到的双向 DC/DC 变换器如图8所示,称为正激双向 DC/DC 变换器,文中以此变换器为例,进行理论与仿真分析。

3 正激双向 DC/DC 变换器的工作原理与仿真分析

正激双向 DC/DC 变换器的变压器左侧为从 buck/boost 基本双向变换器演变而来的电流型变换单元,右侧为一个双正激变换单元。这样选择是考虑到功率反向传输时,由于左侧的电路

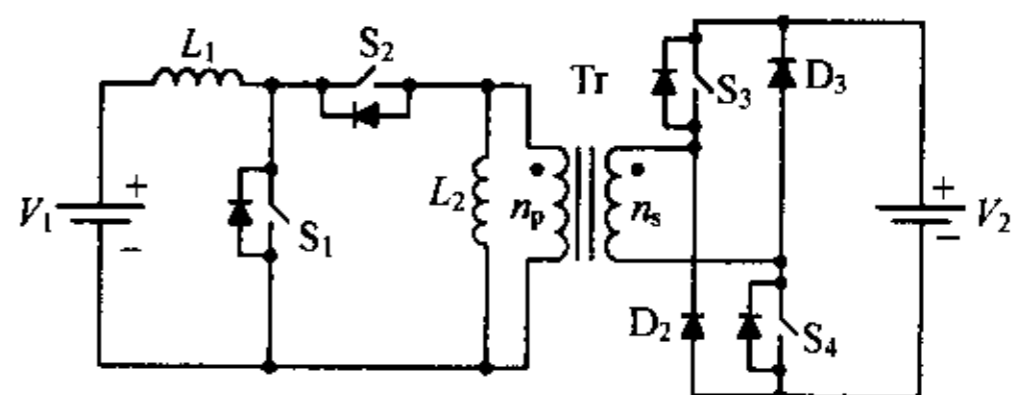


图8 正激双向 DC/DC 变换器

无法对正负交变的电压进行整流,因此电压型变换单元采用双正激变换单元,而在功率正向传输时,变换器右侧可作为全桥整流电路工作。该双向变换器在正向和反向工作时,变压器工作在正激状态。变换器具有内在的抗桥臂直通的能力,可靠性高。

在电路的分析过程中认为所有的开关和二极管都是理想的。

变换器工作在正向模式时,是一个单端隔离式的 Boost 变换器,电路中的电感 L_2 与变压器励磁电感并联,可以增加变换器铁芯储能。变换器工作的波形如图10所示,开关 S_1 和开关 S_2 的导通信号互补。一个开关周期内,共有三个工作状态,等效电路工作分析图如图9所示。

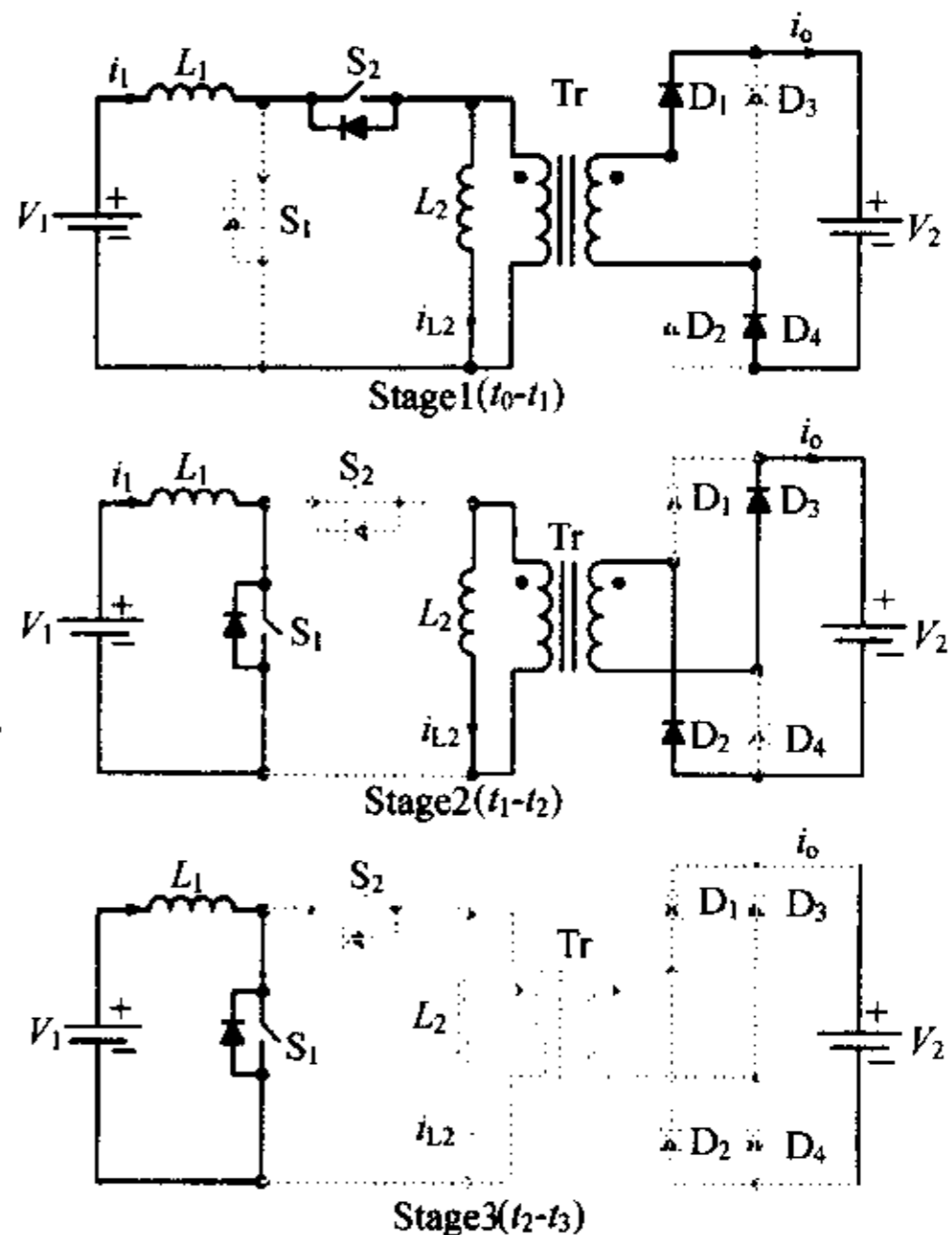


图9 变换器正向工作模式等效电路图

Stage1 ($t_0 - t_1$): 在 t_0 时刻, S_1 被关断, S_2 导通, 变压器副边 D_1 、 D_4 导通, 加在副边的电压为 V_2 , 折射到变压器原边的电压为, $V_2 \frac{n_p}{n_s}$ 这个电压加在 L_2 上, L_2 中的电流线性增加, 电感 L_1 中电流减小, 电感储能通过变压器向右侧传递能量, L_1 中电流变换

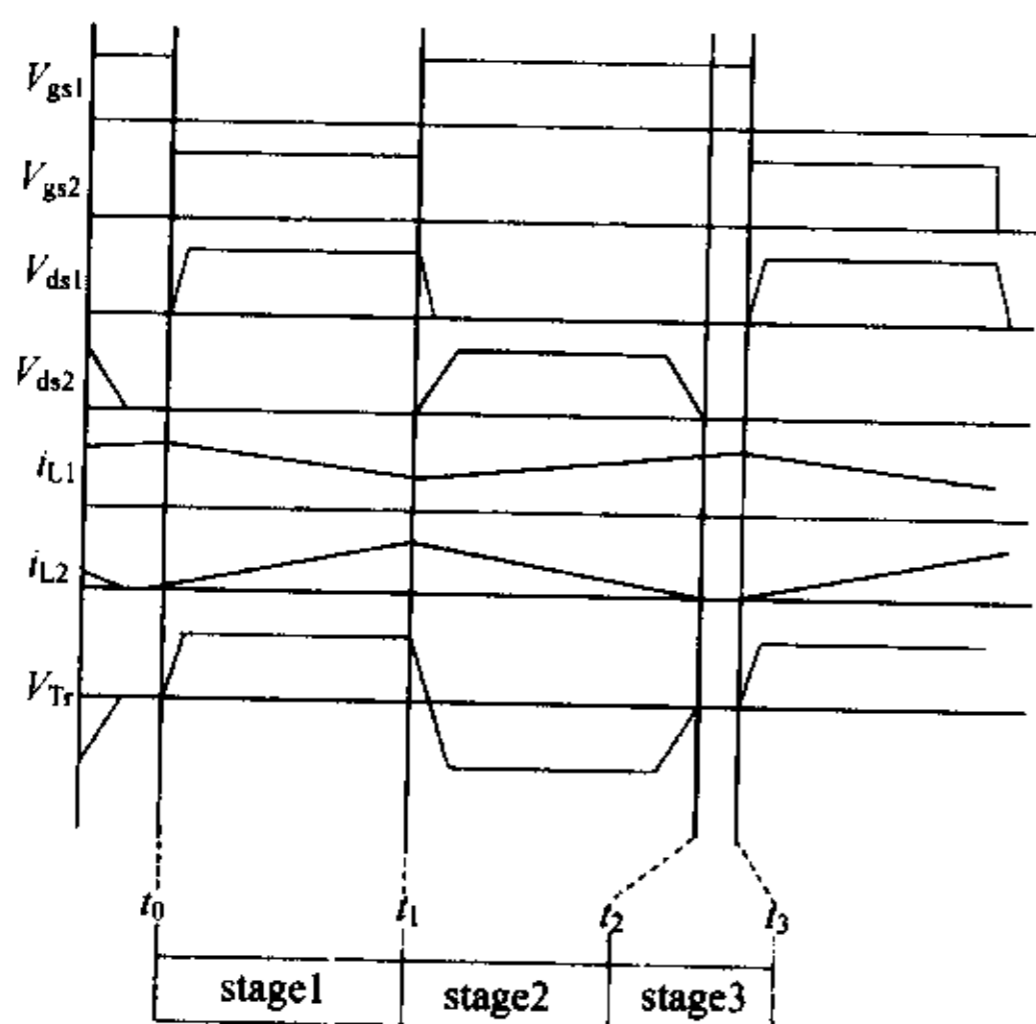


图 10 变换器正向工作波形

率为: $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_1 - V_2 \frac{n_p}{n_s}}{L_1}$

Stage2($t_1 - t_2$): 在 t_1 时刻, S_2 被关断, S_1 导通。变压器的铁芯储能(包括 L_2 中的储能)通过副边的 D_2 、 D_3 释放到负载。 D_1 和 D_4 关断, 加在变换器副边的电压为 $-V_2$, 这个电压使得变压器磁复位。加在 L_2 上的电压为 $-V_2 \frac{n_p}{n_s}$ 。若要使得变压器磁通能够完全复位, 则要求 S_2 的关断时间大于开通时间, 即变换器开关 S_1 的占空比 $D > 50\%$ 。加在输入电感 L_1 上的电压为输入电压 V_1 , 电感 L_1 中电流增加, L_1 储能增加。 L_1 中电流变换率为:

$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_1}{L_1}$

Stage3($t_2 - t_3$): t_2 时刻, 变压器完成磁复位, 四个二极管都关断, 这时加在变压器上的电压为 0。加在 S_2 上的电压也变为零。 S_1 继续导通。直到 t_3 时刻, S_1 关断, S_2 导通, 重复下一个开关周期。 S_1 导通的时间为 DT , 其中, D 为占空比, T 为开关周期。变换器的电压变换比为: $\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{1}{1-D}$

按照图 9 所示的变换器进行 pspice 电路仿真, 仿真的主要参数:

$V_1 = 12V, V_2 = 350V, N = n_s/n_p = 15,$

$L_1 = 600\mu H, L_2 = 1000\mu H$

开关频率 $f = 100kHz$, S_1 、 S_2 为 IRF540, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 为 MUR860。

图 11 为变换器仿真波形, 包括 S_1 、 S_2 上的驱动和电压波形, 电感 L_1 、 L_2 的电流波形和加在变压器副边的电压波形。仿真结果与理论分析一致。

变换器反向工作时, 电压源型变换单元一侧成为原边, 而电

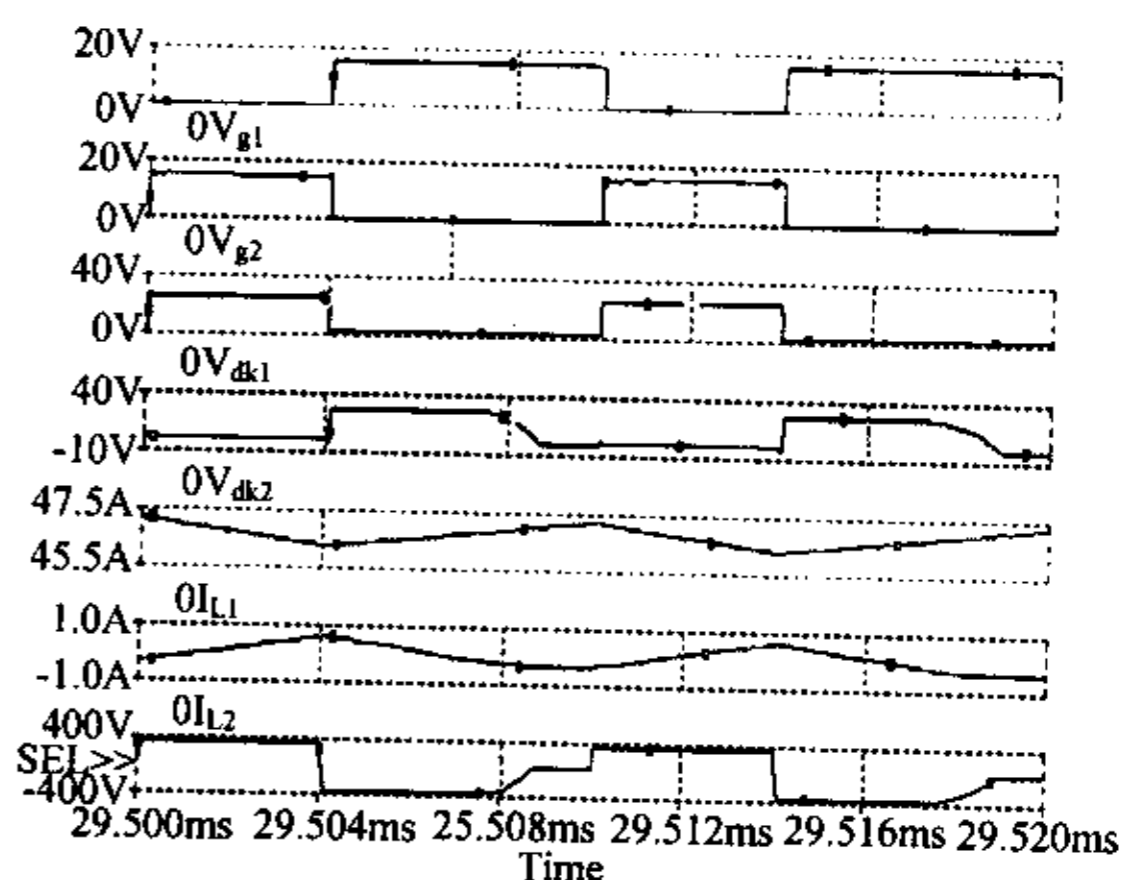


图 11 变换器正向工作仿真波形

流源型变换单元一侧成为副边。这是一个最简单的双正激变换器。变换器的 S_1 、 S_2 不加驱动信号, 仅由其体内二极管工作, 用作输出整流和续流。开关 S_3 和 S_4 的驱动信号相同, 占空比 $D < 50\%$ 。一个开关周期内, 共有三个工作状态, 等效电路工作分析图如图 12 所示。电路工作的关键波形如图 13 所示。

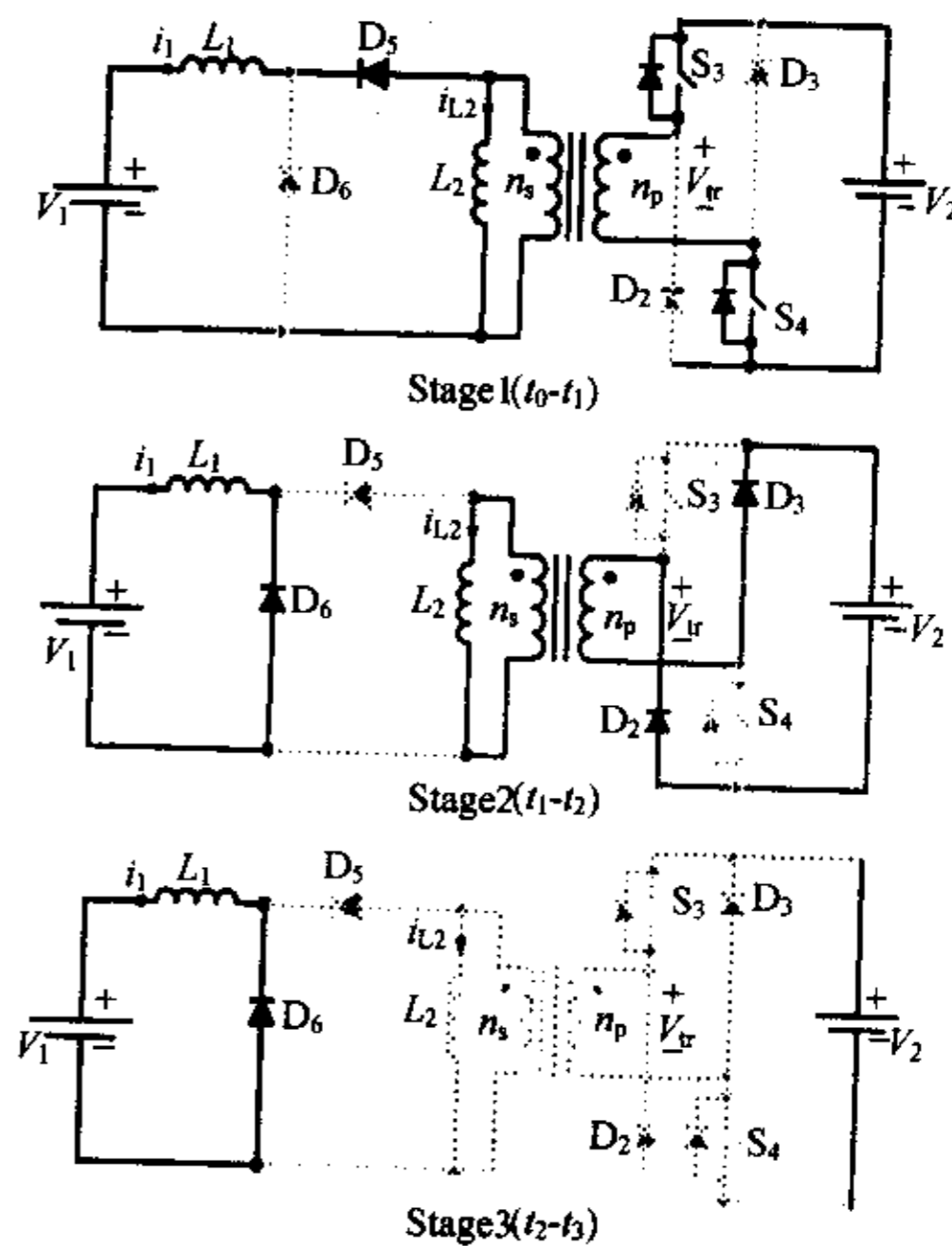


图 12 变换器正向工作模式等效电路图

Stage1($t_0 - t_1$): 在 t_0 时刻, 开关 S_3 和 S_4 导通, L_2 和变压器励磁电感电流开始增大, 变换器通过整流二极管 D_5 向副边传递能量, 二极管 D_6 关断。电感 L_1 中电流增加, L_1 储能增加。 L_1

中电流变换率为: $\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_2 \frac{n_s}{n_p} - V_1}{L_1}$ 。开关 S_3 和 S_4 导通的时间由占空比决定。

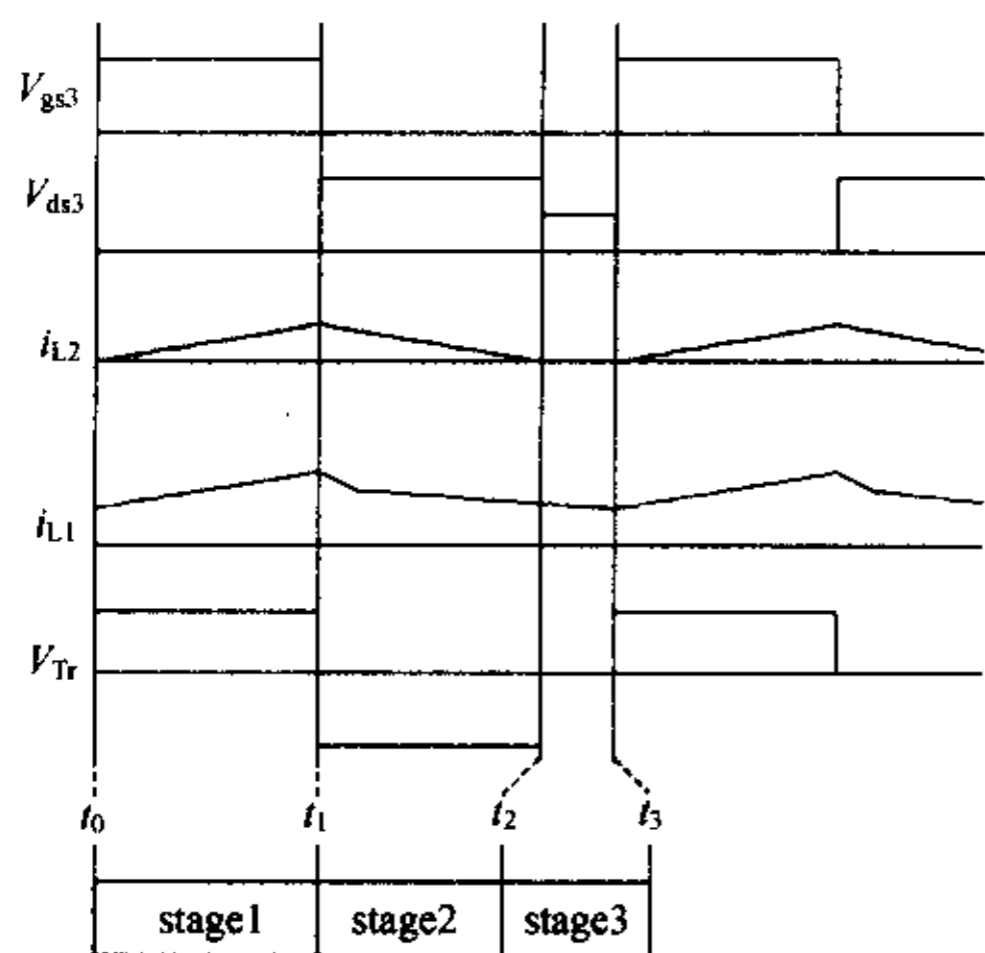


图 13 变换器反向工作波形

Stage2($t_1 - t_2$):在 t_1 时刻,开关 S_3 和 S_4 关断, D_5 上承受反压关断,变换器副边由输出滤波电感 L_1 的储能通过续流二极管 D_6 向负载提供能量。变压器通过复位二极管 D_2 和 D_3 进行磁复位,由于励磁电压和磁复位电压都是输入电压 V_2 ,因此为了保证磁复位,要求开关 S_3 和 S_4 的占空比 $D < 50\%$ 。这个阶段加在开关上的电压为 V_2 。

Stage3($t_2 - t_3$):到 t_2 时刻,变压器磁复位完成,二极管 D_2 和 D_3 关断,加在变压器上的电压为 0。这时开关 S_3 和 S_4 共同承担电压 V_2 ,加在每个开关上的电压为 $\frac{1}{2} V_2$ 。 t_3 时刻后,开关 S_3 、 S_4 导通,重复下一个开关周期。

在 stage2 和 stage3 阶段,加在电感 L_1 上的电压为 V_1 。

$$\text{变换器的电压变换比为: } \frac{V_1}{V_2} = \frac{n_s}{n_p} D$$

按照图 12 所示的变换器进行 ps Spice 电路仿真,仿真的主要参数:

$$V_1 = 12V, V_2 = 450V, N = n_s/n_p = 1/15,$$

$$L_1 = 600\mu H, L_2 = 1000\mu H, D = 0.4$$

开关频率 $f = 100\text{kHz}$, S_3 、 S_4 为 IRF460, D_2 、 D_3 、 D_5 、 D_6 为 MUR860。

图 14 为仿真波形图,包括 S_3 、 S_4 上的驱动和电压波形,加在变压器原边的电压波形和电感 L_1 、 L_2 的电流波形。仿真结果与理论分析基本一致。

仿真分析验证了这种正激双向 DC/DC 变换器可以工作,但是变换器工作在硬开关条件下,考虑到电路中漏感等因素的影响,开关的工作条件较恶劣,会影响变换器的效率。此外,当有源开关用作整流二极管时,由于其体内的反并二极管的反向恢复特性较差,会影响电路的正常工作,因此,在后续工作中,需要在正激双向 DC/DC 变换器中引入辅助电路,抑制二极管的反向

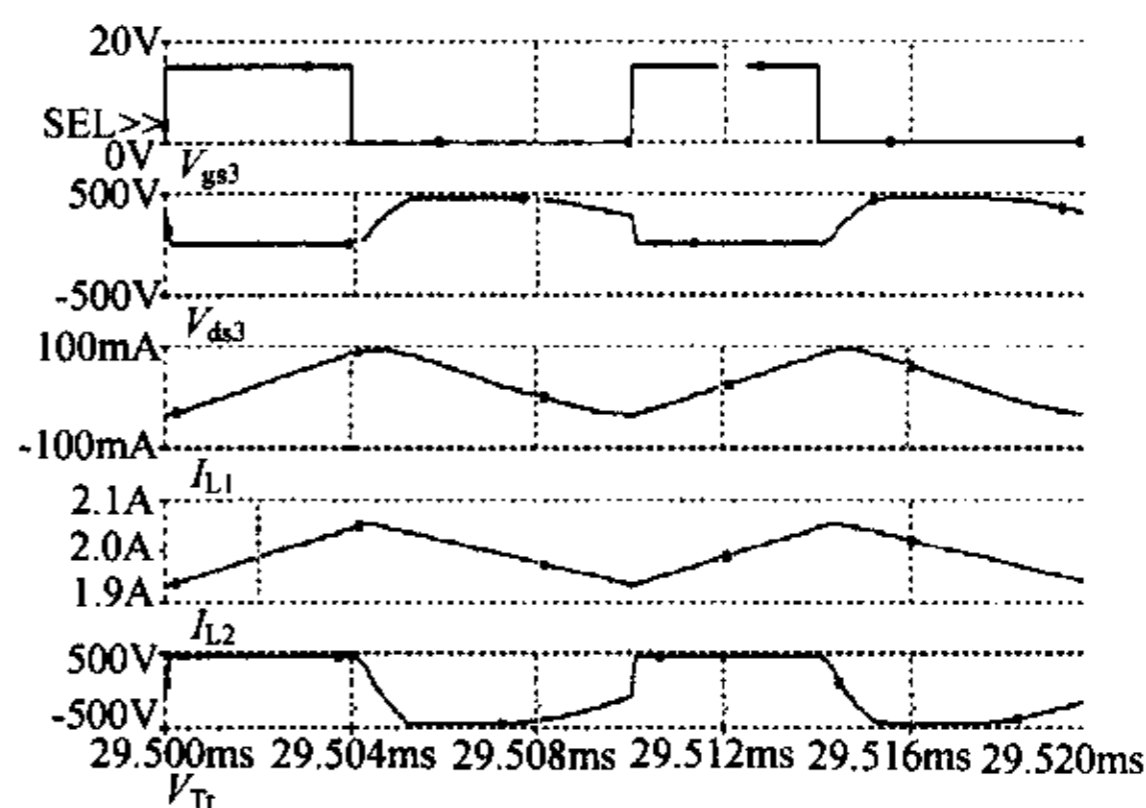


图 14 变换器反向工作仿真波形

恢复,同时为开关创造软开关条件。

4 结束语

利用对偶原理从电压型变换单元得到一系列电流型变换单元,利用这些电流型变换单元与电压型变换单元组合成电压电流双向 DC/DC 变换器。以 buck/boost 电压型变换单元对偶得到的电流型变换单元与电压型变换单元组合成的正激双向 DC/DC 变换器为例,进行理论与仿真分析,证明这种方法可行。

参考文献

- [1] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, and J. S. Lai, "Bi-directional dc to dc converters for fuel cell systems," IEEE Power Electronics in Transportation, 1998, pp.47-51.
- [2] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter," IEEE trans. IA, vol 28, pp1294-1301.
- [3] 陈刚,《软开关双向 DC-DC 变换器的研究》浙江大学博士学位论文 2001.03
- [4] K. Wang, L. Zhu, D. Qu, H. Odenaddl, J. Lai and Fed C. Lee, "Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability," Proc. of PESC2000, pp.1058-1063.
- [5] T. Reimann, S. Szeponik, G. Berger, and J. Petzoldt, "A novel control principle of bi-directional dc-dc power conversion," Proc. of PESC'97, pp.978-984.
- [6] 蔡宣三,龚绍文,《高频功率电子学——直流-直流变换部分》,科学出版社,1993