

单相高频隔离型直接AC-AC变换器的无电压尖峰调制策略

吴凤江, 卜宏泽, 张如昊

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 高频隔离型直接AC-AC变换器的传统调制策略会产生电压尖峰, 存在极大的安全隐患。分析了传统移相式调制策略产生电压尖峰的本质原因, 即无法保证变压器电流与输出侧电感电流的平滑过渡。进一步提出原边采用脉宽调制控制、副边采用工频同步控制的新型调制策略, 在每个开关周期内均保证了由续流态转到功率传输态之前变压器电流与输出侧电感电流相等, 从而避免了电流跳变, 也由此彻底消除了电压尖峰。详细的实验结果证明了所提调制策略的正确性和可行性。

关键词: 直接AC-AC变换; 变换器; 隔离型; 电压尖峰; 调制策略

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.epae.202009007

0 引言

变压器被广泛应用于电网及相关的电力变换系统中。由于其铁芯体积较大, 线圈需要缠绕大量金属铜, 变压器成为了配电系统中最笨重的部件之一。随着半导体器件的发展, 以电力电子方案实现电能变换系统的高频小型化, 成为热门研究方向。固态电力电子变压器SST(Solid State Transformer)以其具有高频隔离、体积小、功率密度高、能改善电网质量的优势得到不断重视。在过去的20年里, SST在配电网、新能源发电和牵引系统领域中得到了长足的发展, 正不断取代着传统工频变压器^[1-8]。

目前, SST按照拓扑种类分为多级式和单级式。典型的多级式AC-AC变换器使用三级结构, 分为AC-DC整流器、隔离型DC-DC变换器和DC-AC逆变器。各部分主要使用全桥结构, 由电解电容和大量开关管构成, 因此存在寿命受限和成本过高的缺点^[9-10]。此外, 多级式AC-AC变换器在各个环节均正常工作的情况下级联在一起仍然存在稳定性问题, 文献[11]提出了一种基于阻抗分析的SST稳定性设计准则, 但仅局限于在空载状态下进行分析, 没有考虑变压器全功率范围内的整体情况。同时, 当负载突然发生变化时, 三级结构中的直流母线电压会产生很大的电压偏差。文献[12]提出了一种中间级DC-DC控制器的能量前馈方案和整流器控制器的直接前馈方案, 提高了直流母线电压动态响应性能, 但复杂的计算量导致控制难度明显增加。

直接式AC-AC变换器拓扑由输入周波变换器、高频变压器、输出周波变换器和输入输出滤波器构成^[13-14]。按照输出周波变换器的种类划分, 主要有

桥式全桥和桥式全波2种拓扑类型, 根据储能电感的位置又可以分为升压型和降压型。针对桥式全桥拓扑的调制策略已有很多, 而桥式全波拓扑减少了4个开关管, 其相应的调制策略却少有研究。在已有研究中, 对输入侧周波变换器采用移相控制以调节输出电压的幅值, 输出侧全波电路做出相应开关动作以配合高频变压器的正负电压脉冲, 使输出滤波器前端电压为单极性脉宽调制(PWM)波形^[15-17]。这种传统调制策略的缺点为: 没有考虑变压器漏感, 造成在换向过程中会产生电压尖峰问题, 从而导致功率器件过压损坏。在各类文献中已经提出了多种方式来解决换向过程中的电压尖峰问题, 最常见的方式是通过引入缓冲电路直接吸收漏感上的能量以消除电压尖峰^[18], 但这种做法带来了额外的功率损耗, 同时随着变换器的功率提高, 缓冲电路中电容的耐压等级要求将更苛刻。

本文针对传统调制策略存在的电压尖峰问题, 提出一种新颖的柔性换流调制策略, 在不引入额外元件的前提下, 使桥式全波拓扑在工作过程中实现全功率范围内的无电压尖峰换向和软开关运行。

1 传统调制策略的电流换向问题分析

本文研究的单相高频隔离型直接AC-AC变换器的拓扑结构如图1所示, 包括交流输入侧的LC滤波器(用于滤除高频纹波)、周波变换器、隔离变压器以及输出侧的全波变换器、LC滤波器。图中, u_{in} 为网侧电压; L_i 和 C_i 分别为输入侧LC滤波器中的电感和电容; v_s 为变压器原边电压; i_s 为原边电流; n_1 和 n_2 分别为变压器原边和副边被抽头均分后的线圈匝数; u_{AB} 为输出滤波器前端电压; i_{p1} 和 i_{p2} 为变压器副边电流; $L_{\sigma 1}$ 和 $L_{\sigma 2}$ 为变压器副边漏感; v_{p1} 和 v_{p2} 分别为漏感 $L_{\sigma 1}$ 和 $L_{\sigma 2}$ 上电压尖峰的峰值; $u_{L_{\sigma 1}}$ 、 $u_{L_{\sigma 2}}$ 分别为漏感 $L_{\sigma 1}$ 和 $L_{\sigma 2}$ 上的电压; L_f 为滤波电感; i_L 为电感电流; C_f 为滤波电容; R_L 为负载电阻; u_{out} 为输出电压。其

收稿日期: 2020-03-23; 修回日期: 2020-07-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877050)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51877050)

基本工作原理是:通过输入侧周波变换器将工频电压转换为高频交流电压,然后经过隔离变压器传送到输出侧,再经过输出侧全波变换器转换为交流电压,经过 L_f 将能量传递到输出侧。

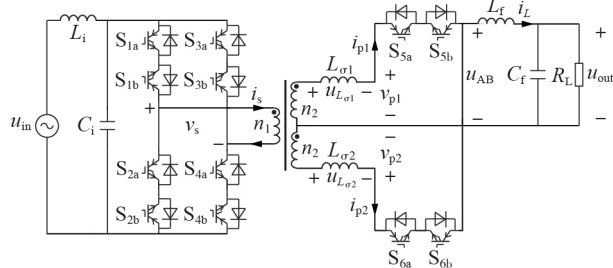
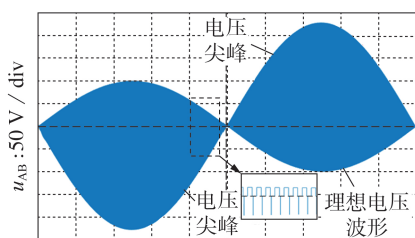


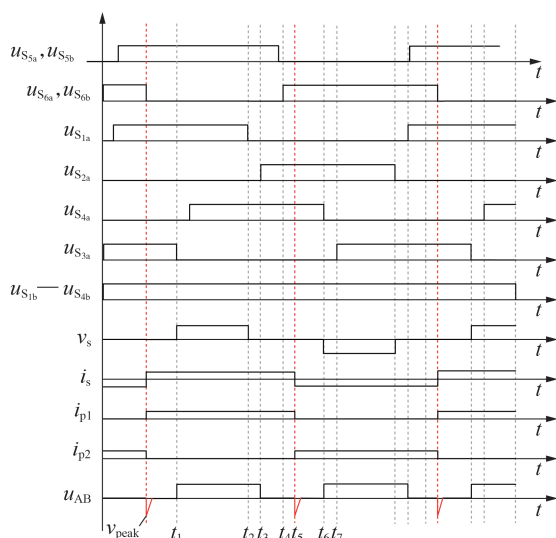
图1 单相高频隔离型AC-AC变换器拓扑结构

Fig.1 Topology structure of single-phase high-frequency isolated AC-AC converter

下面分析传统直接式AC-AC变换器的单极性移相调制策略由于电流换向产生电压尖峰问题的原因。图2(a)通过仿真的方法展示了在不添加缓冲电路的情况下,传统调制策略下 u_{AB} 波形中存在幅值远超理想波形的电压过冲。以网侧电压处于正半周为例,图2(b)从开关周期层面上展示了传统调制策略



(a) u_{AB} 上电压尖峰的仿真波形



(b) 开关周期层面上的调制波形

图2 传统调制策略的控制波形

Fig.2 Operation waveforms of traditional modulation strategy

略的工作过程,电感电流 i_L 在同一个开关周期内被认为是保持不变的。其中,变压器电流在输出侧全波电路的上、下桥臂切换过程中发生了跳变,导致 u_{AB} 出现了电压尖峰。图中, u_{S1a} — u_{S6a} 、 u_{S1b} — u_{S6b} 为各开关管的开关信号; v_{peak} 为电压尖峰的峰值。

下面对产生电压尖峰问题进行讨论,按照如附录中图A1所示的序列,依次对变换器续流态的4种电路状态中开关管的动作和电流回路进行分析。

(1) $[t_2, t_3]$: S_{1a} 的控制信号在 t_2 时刻清零,变换器在此期间进入死区。输入侧周波变换器内,变压器原边电流 i_s 通过 S_{2b} 、 D_{2a} (D_x 为开关管 S_x 的反并联二极管)、 S_{4a} 、 S_{4b} 和 D_{4b} 构成回路。输出电感 L_f 通过 S_{5a} 、 S_{5b} 、 D_{5b} 和变压器抽头进行续流。此时变压器原、副边的电流关系式为:

$$i_s = i_L n_2 / n_1 \quad (1)$$

$$i_{p1} = i_L \quad (2)$$

$$i_{p2} = 0 \quad (3)$$

(2) $[t_3, t_5]$:变换器在此期间退出死区, S_{2a} 在 t_3 时刻开通,电流 i_s 流过 D_{2a} 。 S_{6a} 和 S_{6b} 在 t_4 时刻开通, S_{5a} 和 S_{5b} 在 t_5 时刻关断,在此期间输入侧周波变换器处于换向重叠状态。换向重叠的作用是使输出侧全波电路桥臂上的开关管零电压开通,输出侧电路中的电流并没有因此发生变化。在此期间变压器原、副边的电流未发生任何变化。

(3) $[t_5, t_6]$: S_{5a} 和 S_{5b} 在 t_5 时刻关闭,电感电流 i_L 在这一瞬间改变了 S_{4b} 流电路径,由上桥臂转变为下桥臂构成回路,变压器副边中的电流因此发生跳变,同时原边电流 i_s 直接在原来的回路中反方向流动。此时变压器原、副边的电流关系为:

$$i_s = -i_L n_2 / n_1 \quad (4)$$

$$i_{p1} = 0 \quad (5)$$

$$i_{p2} = i_L \quad (6)$$

(4) $[t_6, t_7]$: S_{4a} 在 t_6 时刻关断,变换器再次进入死区。到 t_7 时刻为止,变换器完成了续流态的过程。在此期间,变压器原、副边的电流再未发生变化。

通过对变换器续流态的各个过程进行分析,可以发现 t_5 时刻发生的电流换向是造成电压尖峰问题的关键点。在状态(1)和状态(2)中, $i_{p1} = i_L$, $i_{p2} = 0$,但是在状态(3)和状态(4)中,随着 S_{5a} 和 S_{5b} 的关断, S_{6a} 和 S_{6b} 零电压导通,电感电流 i_L 的续流路径从上桥臂突然切换到下桥臂,在换向过程中,变压器原边电流在大小不变的情况下直接反向,在输出端处于上桥臂的副边电流 i_{p1} 从 i_L 跳变到0,变化量 $\Delta i_{p1} = -i_L$,而与此同时处于下桥臂的副边电流 i_{p2} 从0跳变到 i_L ,变化量 $\Delta i_{p2} = i_L$ 。无论是方向还是大小,电流的跳变都会造成变压器漏感上产生电压尖峰。如果将变压器漏感全部折算至副边,并认为漏感平均分布在输出侧全波变换器的上、下桥臂上,即 $L_{\sigma1} = L_{\sigma2} = L_{\sigma}$ 。

并且考虑 S_{5a} 和 S_{5b} 的关断时间为 t_{off} , 那么漏感 $L_{\sigma 1}$ 和 $L_{\sigma 2}$ 上电压尖峰的峰值可以分别由式(7)和式(8)近似计算出来。

$$v_{p1} = L_{\sigma} \frac{\Delta i_{p1}}{t_{off}} = -L_{\sigma} \frac{i_L}{t_{off}} \quad (7)$$

$$v_{p2} = L_{\sigma} \frac{\Delta i_{p2}}{t_{off}} = L_{\sigma} \frac{i_L}{t_{off}} \quad (8)$$

根据对输出侧 2 条续流回路分析, $L_{\sigma 1}$ 上产生的泄漏能量将在关断的 S_{5a} 和 S_{5b} 上释放, $L_{\sigma 2}$ 上产生的泄漏能量将施加在输出滤波器前端, 形成电压尖峰的峰值 v_{peak} 。

$$v_{peak} = -v_{p2} = -L_{\sigma} \frac{i_L}{t_{off}} \quad (9)$$

经过分析并结合式(9)可以得出: 滤波器前端的电压尖峰来自换向过程中瞬间导通的桥臂上的漏感泄漏, 其大小随着器件关断时间 t_{off} 的减小而增大, 并始终与当前输出电压的极性相反, 如图 2(b) 所示。传统调制策略一定会产生电压过冲现象, 在冲击的过程中会造成变压器烧毁、开关管过压击穿等严重安全问题; 而使用了缓冲电路之后, 产生的能量损耗会降低变换器效率, 增加的额外器件则会增加成本。因此, 需要对调制策略开展研究工作, 以消除电压尖峰。

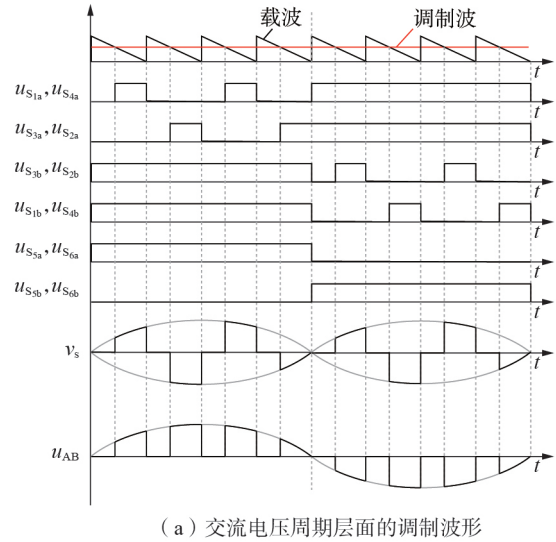
2 所提出的调制策略

2.1 所提调制策略的基本原理

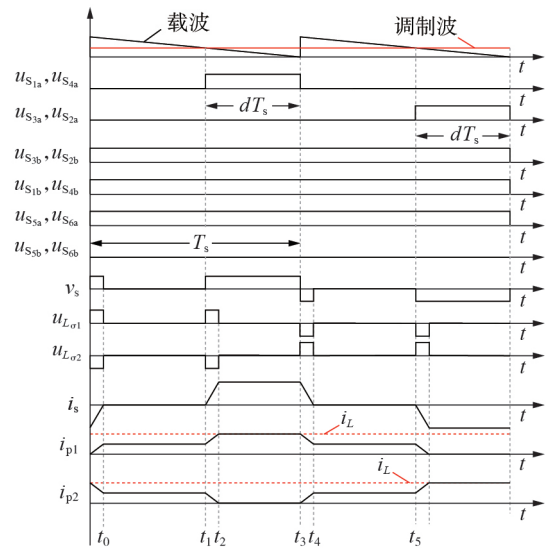
由第 1 节的分析可知, 电流的换向过程总是发生在变换器续流期间, 如果输入侧周波变换器仍然采用移相调制, 势必在续流期间将变压器短路, 形成一个无源回路, 导致漏感上的能量只能泄放在关断的开关管两端和输出滤波器前端, 给换向过程造成困难。所提出的调制策略拟改变变换器在续流期间的行为, 在变换器由续流态转变为能量传输态时, 提前将网侧电压作用到变压器漏感上, 使其电流快速达到与输出电感电流相等, 从而实现 2 个状态的平滑切换, 避免电流跳变, 从而消除电压尖峰。

由于输出端期望得到与网侧一样的正弦波形, 为此使用一个直流信号作为调制波与一个高频锯齿波作为载波相比较构成基本的 PWM 信号, 调制波与载波幅值的比值为占空比 d 。其基本的逻辑是: 当锯齿波小于调制波时, 输入侧周波变换器的对角开关导通, 网侧电压源向输出侧传输能量; 当锯齿波大于调制波时, 对角开关关断, 电流通过开关管的反并联二极管反向流经网侧电压源进行续流, 从而实现变压器漏感电流快速减小到 0。同时, 为了获得高频交流波形, 输入侧周波变换器的 2 组对角开关 S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 应在相邻 2 个锯齿波周期内交换控制信号。另一方面, 由于漏感的存在, 在输入侧周波变

换器从续流态转变为能量传输态之前, 应主动使输出侧全波电路中即将导通的桥臂上的电流提高到输出电感上的电流值, 即将关断的桥臂上的电流降低为 0, 以避免电流跳变, 从而消除电压过冲。根据以上思想, 得到所提调制策略的工作波形如图 3 所示。其中, 图 3(a) 给出了在网侧电压周期内的开关信号和逆变器输出电压波形, 图 3(b) 给出了在交流电压正半周时一个开关周期内的工作波形。从图 3(a) 中可以看出, 所提出的调制策略相比于传统调制策略更为简单, 输入周波变换器的 b 组开关管 (S_{1b} — S_{4b}) 在网侧电压的正半周始终导通, 而 a 组开关管 (S_{1a} — S_{4a}) 在网侧电压的负半周始终导通。在网侧电压的正半周, 输出侧全波电路的 a 组开关管 (S_{5a} 、 S_{6a}) 全部导通, 而 b 组开关管 (S_{5b} 、 S_{6b}) 全部关断, 以封死反向通路, 避免输出侧电流反向; 在网侧电压的负半周,



(a) 交流电压周期层面的调制波形



(b) 开关周期层面的调制波形

图 3 所提调制策略的控制波形

Fig.3 Operation waveforms of proposed modulation strategy

输出全波电路a组、b组开关管的控制信号互换。输出侧开关管均工作于电网频率,不仅降低了控制难度,而且大幅减小了开关损耗。在图3(b)中 $[t_0, t_5]$ 时间段内,变换器从续流态经过能量传输态之后再次进入到续流态,期间经历2次传输过渡态。

2.2 所提调制策略的工作过程

下面以 $[t_0, t_5]$ 时间段为例详细阐述所提调制策略的工作过程。图3(b)在 $[t_0, t_5]$ 期间各时间段内电流的流电路径如附录中图A2所示。

2.2.1 变换器从续流态进入能量传输态的过程分析

变换器在 $[t_0, t_1]$ 时间段内处于如图A2(a)所示的续流态,而在 $[t_2, t_3]$ 时间段内处于如图A2(c)所示的能量传输态。通过对比图A2(a)、(c)可以发现,输出侧全波电路中下桥臂的电流全部转移到了上桥臂中,上桥臂电流(即漏感 $L_{\sigma 1}$ 上的电流) i_{p1} 由 $0.5i_L$ 增加到 i_L ,下桥臂电流(即漏感 $L_{\sigma 2}$ 上的电流) i_{p2} 由 $0.5i_L$ 减小到0。为避免 i_{p1} 和 i_{p2} 发生跳变而引发电压过冲,应在电路到达如图A2(c)所示的状态之前,利用网侧电压源及输出侧全波电路的续流通道使两者逐渐到达期望值,因此需要将网侧电压正向加载到漏感 $L_{\sigma 1}$ 上,同时反向加载到漏感 $L_{\sigma 2}$ 上。

因此变换器在 $[t_1, t_2]$ 时间段处于如图A2(b)所示的传输过渡态。因为在续流态期间输入侧周波变换器内电流为0,所以 S_{1a} 和 S_{4a} 在 t_1 时刻零电流开通,使输入侧周波变换器中的 S_{1a} 、 D_{1b} 、 S_{4a} 和 D_{4b} 构成电流回路,正的网侧电压施加到输出侧漏感上。如图A2(b)所示,考虑到转换为能量传输态之前,上、下桥臂中均有电流通过,因此构成了2条回路。根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律,可以得到如下关系:

$$\frac{n_2}{n_1} v_s \times 2 + u_{L_{\sigma 2}} - u_{L_{\sigma 1}} = 0 \quad (10)$$

$$i_{p1} + i_{p2} - i_L = 0 \quad (11)$$

其中, $u_{L_{\sigma 1}} = L_{\sigma} di_{p1}/dt$; $u_{L_{\sigma 2}} = L_{\sigma} di_{p2}/dt$ 。从开关周期层面上考虑,电流 i_L 在此期间可视为恒定值,通过对式(11)进行微分可以得到:

$$u_{L_{\sigma 1}} + u_{L_{\sigma 2}} = 0 \quad (12)$$

结合式(10)~(12),可以推导出2个漏感上的电压 $u_{L_{\sigma 1}}$ 和 $u_{L_{\sigma 2}}$ 以及变压器副边电流 i_{p1} 和 i_{p2} 斜率的表达式为:

$$\begin{cases} u_{L_{\sigma 1}} = \frac{n_2}{n_1} v_s = \frac{n_2 u_{in}}{n_1}, \frac{di_{p1}}{dt} = \frac{u_{L_{\sigma 1}}}{L_{\sigma}} = \frac{n_2 u_{in}}{n_1 L_{\sigma}} \\ v_{p1} = n_2 v_s / n_1 - u_{L_{\sigma 1}} = 0 \\ u_{L_{\sigma 2}} = -\frac{n_2}{n_1} v_s = -\frac{n_2 u_{in}}{n_1}, \frac{di_{p2}}{dt} = \frac{u_{L_{\sigma 2}}}{L_{\sigma}} = -\frac{n_2 u_{in}}{n_1 L_{\sigma}} \\ v_{p2} = -n_2 v_s / n_1 - u_{L_{\sigma 2}} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,在 $[t_1, t_2]$ 时间段的传输过渡态, i_{p1} 在网侧电压的作用下线性增长,而 i_{p2} 线性减小,与此同时, i_s 线性增加。在 t_2 时刻, i_{p1} 增大至与 i_L 相等。由于 i_{p1} 和 i_{p2} 以大小相同、正负相反的斜率线性变化,因此在经过相同的时间后, i_{p2} 恰好减小到0。在此期间, $u_{AB} = v_{p1} = v_{p2} = 0$ 。可见,通过网侧电压源的参与,输出侧全波电路平滑地完成了换流过程,避免了电压尖峰的出现,并且没有任何漏感能量泄露到开关管和其他元件上。

2.2.2 变换器从能量传输态再次进入续流态的过程分析

在 $[t_4, t_5]$ 时间段内变换器再次进入如图A2(e)所示的续流态, i_s 减小到0, i_L 通过输出侧全波变换器的2个桥臂进行续流。因此,在到达续流态之前同样需要一个过渡过程使漏感 $L_{\sigma 1}$ 上的电流 i_{p1} 从 i_L 减小到 $0.5i_L$,而漏感 $L_{\sigma 2}$ 上的电流 i_{p2} 从0增加到 $0.5i_L$ 。为避免 i_{p1} 和 i_{p2} 发生跳变而引发电压过冲,应在电路到达如图A2(e)所示的续流态之前,利用网侧电压源及输出侧全波电路的续流通道使两者逐渐到达期望值。仿照如图A2(b)所示的传输过渡态,使 i_{p1} 和 i_{p2} 线性变化,为此需要将一个负电压加载到漏感 $L_{\sigma 1}$ 上,同时将一个正电压加载到漏感 $L_{\sigma 2}$ 上。

因此变换器在 $[t_3, t_4]$ 时间段进入了如图A2(d)所示的传输过渡态。与图A2(b)所示的过渡态不同,漏感 $L_{\sigma 1}$ 和 $L_{\sigma 2}$ 所需要的电压极性均发生了反转。因此在 t_3 时刻,将 S_{1a} 和 S_{4a} 的控制信号清零,与此同时, D_{3a} 和 D_{2a} 零电流导通, i_s 通过 S_{2b} 、 D_{2a} 、 S_{3b} 和 D_{3a} 反向流经网侧电源进行续流,从而将网侧电压源反向接入变压器两端。在电压极性发生反转之后, i_{p1} 开始减小,根据基尔霍夫电流定律, i_{p2} 从0开始增加,两者之和等于近似恒定的电流 i_L 。于是,如图A2(d)所示的输出侧全波电路中再次出现了2个续流回路。根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律,用式(10)和式(11)对电路进行分析,同时结合式(12)可以得到 $u_{L_{\sigma 1}}$ 和 $u_{L_{\sigma 2}}$ 以及 i_{p1} 和 i_{p2} 线性斜率的表达式,并将 $v_s = -u_{in}$ 代入式(13)后可以得到:

$$\begin{cases} u_{L_{\sigma 1}} = \frac{n_2}{n_1} v_s = -\frac{n_2 u_{in}}{n_1}, \frac{di_{p1}}{dt} = \frac{u_{L_{\sigma 1}}}{L_{\sigma}} = -\frac{n_2 u_{in}}{n_1 L_{\sigma}} \\ v_{p1} = n_2 v_s / n_1 - u_{L_{\sigma 1}} = 0 \\ u_{L_{\sigma 2}} = -\frac{n_2}{n_1} v_s = \frac{n_2 u_{in}}{n_1}, \frac{di_{p2}}{dt} = \frac{u_{L_{\sigma 2}}}{L_{\sigma}} = \frac{n_2 u_{in}}{n_1 L_{\sigma}} \\ v_{p2} = -n_2 v_s / n_1 - u_{L_{\sigma 2}} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

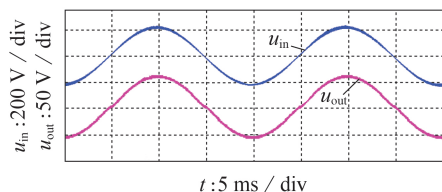
由式(14)可知,在 $[t_3, t_4]$ 时间段的传输过渡态, i_{p1} 在网侧电压的作用下线性减小,而 i_{p2} 线性增长,两者以大小相同、正负相反的斜率进行变化,因此在相同时间内两者的变化量大小相等,与此同时, i_s 线性减小。在 t_4 时刻, i_s 减小至0,变压器不再继续励

磁,副边仅相当于 2 个电感值相同的线圈,而此时漏感 $L_{\sigma 1}$ 上的电流 i_{p1} 从 i_L 减小到 $0.5i_L$,漏感 $L_{\sigma 2}$ 上的电流 i_{p2} 从 0 增加到 $0.5i_L$,两者将会在 $[t_4, t_5]$ 时间段的续流状态内继续均分电流 i_L 。进一步分析式(14),可以发现如图 A2(d)所示的传输过渡态,输出滤波器前端电压 $u_{AB} = v_{p1} = v_{p2} = 0$ 。可见,通过网侧电压源的参与,输出侧全波电路平滑地完成了换流过程,避免了电压尖峰的出现。

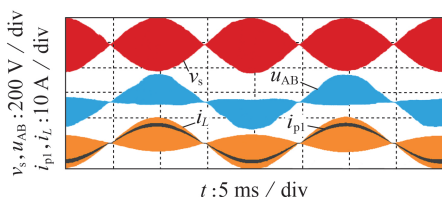
3 实验验证

本文基于 DSP+FPGA 搭建实验平台对所提调制策略进行实验验证。实验参数如下: $u_m = 150 \text{ V}$, $L_{\sigma 1} = 3.57 \mu\text{H}$, $n_1:n_2 = 2:1$, 开关频率 $f_s = 50 \text{ kHz}$, $L_f = 0.6 \text{ mH}$, $C_f = 24.4 \mu\text{F}$, 功率器件为 IGBT。

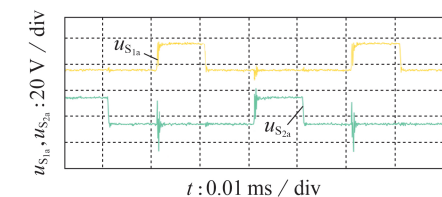
通过改变占空比 d 实现对 u_{out} 的调节,在不同负载情况下得到 u_m 、 u_{out} 、 v_s 、 u_{AB} 、 i_{p1} 和 i_L 的实验波形,并分别在交流周期和开关周期层面对所提调制策略的可行性进行验证。当 $d=0.5$, R_L 取 6.5 、 12.6Ω 时的实验波形分别如图 4 和附录中图 A3 所示。从 u_{AB} 的实验波形可以看出本文所提出的调制策略可以有效消除电压尖峰;从 u_{out} 的实验波形可以得出在网侧电压保持不变的情况下, u_{out} 的峰值为 48.8 V 。



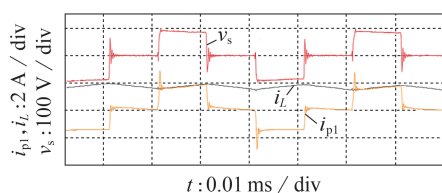
(a) 交流周期层面的 u_m 和 u_{out}



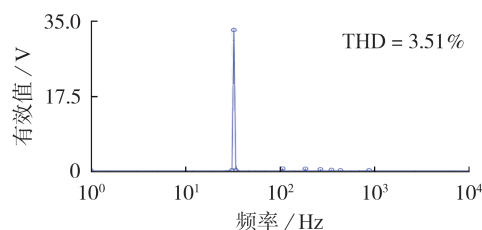
(b) 交流周期层面的 v_s 、 u_{AB} 、 i_{p1} 和 i_L



(c) 开关周期层面的开关信号 u_{S1a} 和 u_{S2a}



(d) 开关周期层面的 v_s 、 i_{p1} 和 i_L



(e) u_{out} 的 FFT 分析结果

图 4 $R_L = 6.5 \Omega$ 时的所提调制策略的实验波形

Fig.4 Experimental waveforms of proposed modulation strategy with $R_L = 6.5 \Omega$

由图 4 可见,能量传输态的宽度由占空比 d 决定,续流时 $i_{p1} = i_L/2$,到达能量传输态时 $i_{p1} = i_L$,在传输过渡阶段 i_{p1} 在 v_s 的作用下线性变化,实验波形中存在的振荡无法避免,但对理论验证没有影响。为分析变换器输出电压的谐波含量,利用示波器对 u_{out} 进行快速傅里叶变换(FFT)分析,通过计算可知总谐波畸变率(THD)为 3.51%。

4 结论

通过对用于隔离型直接 AC-AC 变换器的传统移相调制策略原理分析可知,在每个工作状态转换过程中,由于没有保证变压器电流与输出电感电流相等,造成电压尖峰,为系统带来极大安全风险。所提调制策略自动实现变压器电流与输出电感电流相等,从而实现功率传输态到续流态的平滑过渡,消除了电压尖峰。进一步对副边采用工频开关控制信号,大幅降低了开关损耗。所提调制策略实现了隔离型直接 AC-AC 变换器的安全可靠运行,有助于进一步推动其实际应用。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 刘闯,齐瑞鹏,刘海军,等.一种减小三相级联型 PET 各中间直流侧电容的方法[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):46-53. LIU Chuang, QI Ruipeng, LIU Haijun, et al. Method of decreasing intermediate DC-link capacitors for three-phase cascaded power electronics transformers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11):46-53.
- [2] WANG Hui, TAN Xingguo, LI Qingmin, et al. Development and applicability analysis of intelligent solid state transformer[C]// 2011 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT). Weihai, China: IEEE, 2011:1150-1154.
- [3] MANJREKAR M D, KIEFERNDORF R, VENKATARAMANAN G. Power electronic transformers for utility applications[C]// 2000 IEEE Industry Applications Conference. Rome, Italy: IEEE, 2000:2496-2502.
- [4] 季振东,孙毅超,金成,等.三角形级联固态变压器的多直流电压平衡控制[J]. 电力自动化设备,2018,38(9):54-61. JI Zhendong, SUN Yichao, JIN Cheng, et al. Multi DC voltages balancing control method for cascaded solid state transformer with delta configuration[J]. Electric Power Automation Equip-

- ment, 2018, 38(9): 54-61.
- [5] HUBER J E, KOLAR J W. Solid-state transformers; on the origins and evolution of key concepts[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2016, 10(3): 19-28.
- [6] 黄堃, 郝思鹏, 宋刚, 等. 含三端口电力电子变压器的交直流混合微网分层优化[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(3): 37-43.
HUANG Kun, HAO Sipeng, SONG Gang, et al. Layered optimization of AC/DC hybrid microgrid with three-port power electronic transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(3): 37-43.
- [7] BIFARETTI S, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Advanced power electronic conversion and control system for universal and flexible power management[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, 2(2): 231-243.
- [8] 王哲, 李耀华, 李子欣, 等. 三相级联H桥型电力电子变压器电容值设计方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(1): 219-224.
WANG Zhe, LI Yaohua, LI Zixin, et al. Design method of capacitance value of three-phase cascaded H-bridge power electronic transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 219-224.
- [9] LAI Rixin, WANG Fei, BURGOS R, et al. A systematic topology evaluation methodology for high-density three-phase PWM AC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 512-517.
- [10] KOLAR J W, FRIEDLI T, RODRIGUEZ J, et al. Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 4988-5006.
- [11] SHAH D G, CROW M L. Stability design criteria for distribution systems with solid-state transformers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(6): 2588-2595.
- [12] GE Junjie, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, et al. Energy feed-forward and direct feed-forward control for solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4042-4047.
- [13] KEYHANI H, TOLIYAT H A, HARFMAN-TODOROVIC M, et al. An isolated resonant AC-link three-phase AC-AC converter using a single HF transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5174-5183.
- [14] WANG C M, CHENG C H, WU B H. A single-stage series-resonant transformer-isolated AC-AC converter[C]//13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Wuhan, China: IEEE, 2018: 1039-1043.
- [15] LI Lei, CHEN Daolian. Phase-shifted controlled forward mode AC/AC converters with high frequency AC links[C]//The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Singapore: IEEE, 2003: 172-177.
- [16] YANG Kaiming, LI Lei. Full bridge-full wave mode three-level AC/AC converter with high frequency link [C]//Twenty-fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Washington DC, USA: IEEE, 2009: 696-699.
- [17] CHEN Daolian, LIU Jian. The uni-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC-AC converters with high frequency AC link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(4): 899-905.
- [18] CHEN Daolian, CHEN Yanhui. Step-up AC voltage regulators with high-frequency link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 390-397.

作者简介:



吴凤江

吴凤江(1980—),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,博士,研究方向为高频隔离型功率变换技术及其应用(E-mail: shimeng@hit.edu.cn);

卜宏泽(1995—),男,黑龙江大庆人,硕士研究生,主要研究方向为隔离型AC-AC变换器(E-mail: superbuhz@163.com);

张如昊(1997—),男,黑龙江哈尔滨人,硕士研究生,主要研究方向为无线充电技术(E-mail: 19S006071@stu.hit.edu.cn)。

(编辑 李莉)

Modulation strategy for single-phase high-frequency isolated direct AC-AC converter to eliminate voltage spike

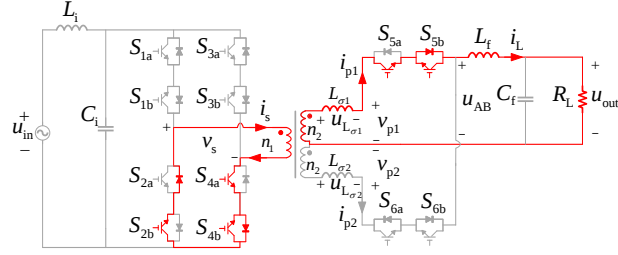
WU Fengjiang, BU Hongze, ZHANG Ruhao

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

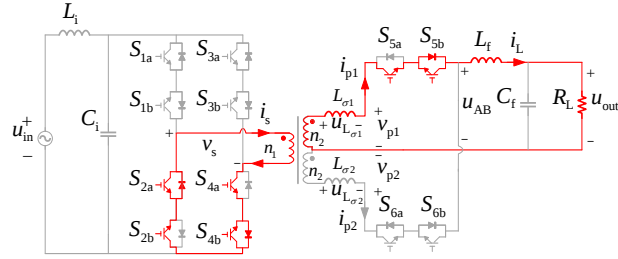
Abstract: Conventional modulation strategies for high-frequency isolated direct AC-AC converters generate voltage spikes, which may cause significant safety hazards. The essential reason that traditional phase-shift modulation strategy generates voltage spike is analyzed, i.e. the smooth transition from transformer current to output side inductor current can't be guaranteed. On this basis, a novel modulation strategy is proposed, in which the primary side uses pulse width modulation control and the secondary side uses power frequency synchronous control. In each switching cycle, the transformer current is equal to the output side inductor current before the transition from the freewheeling state to the power transmission state, so as to avoid the sudden change of current and completely eliminate the voltage spike. The detailed experimental results demonstrate the correctness and feasibility of the proposed modulation strategy.

Key words: direct AC-AC conversion; electric converters; isolated; voltage spike; modulation strategy

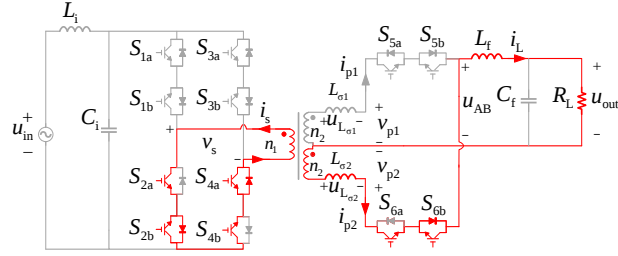
附录



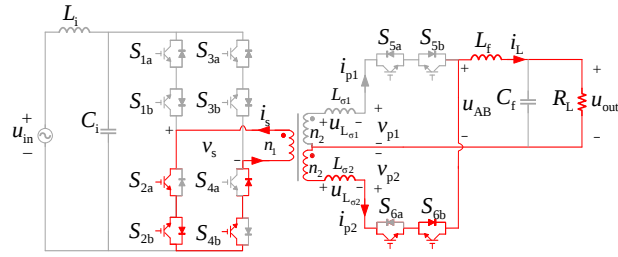
(a) $[t_2, t_3)$



(b) $[t_3, t_5)$



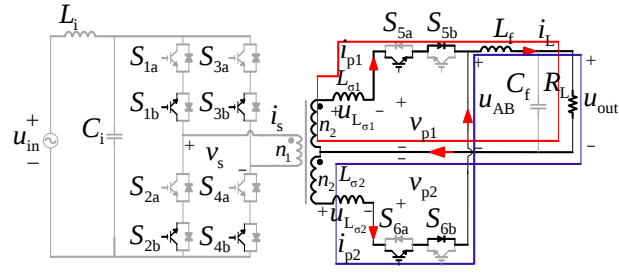
(c) $[t_5, t_6)$



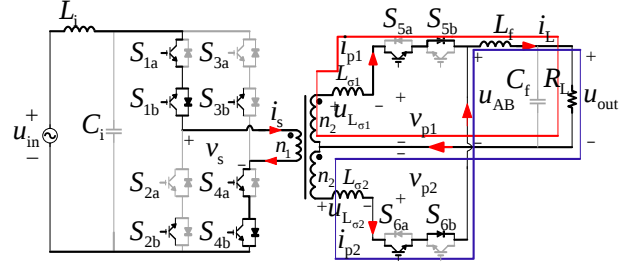
(d) $[t_6, t_7]$

图 A1 传统调制策略中续流态的 4 种电路状态

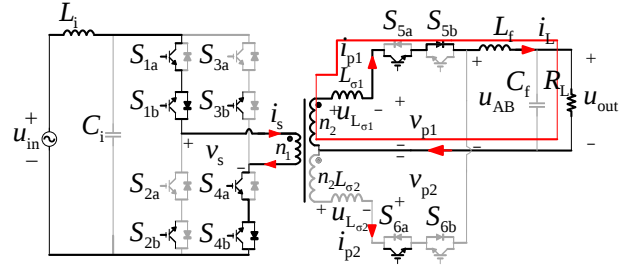
Fig.A1 Four operation states within freewheeling stage of conventional modulation strategy



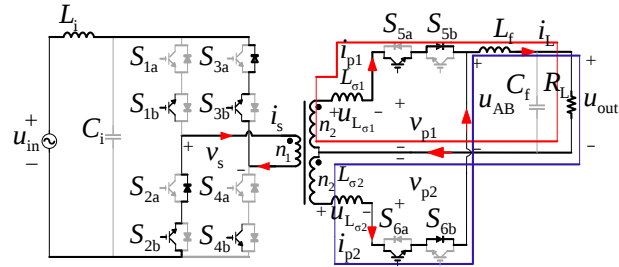
(a) $[t_0, t_1)$



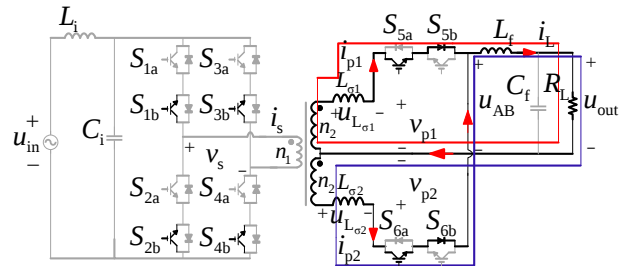
(b) $[t_1, t_2)$



(c) $[t_2, t_3)$



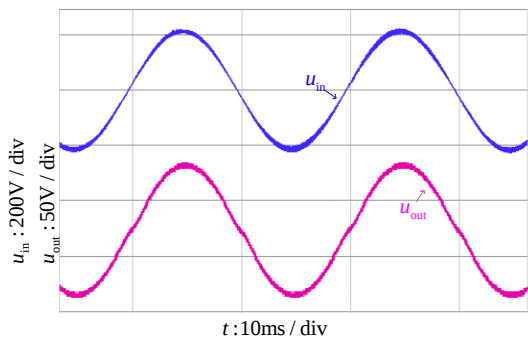
(d) $[t_3, t_4)$



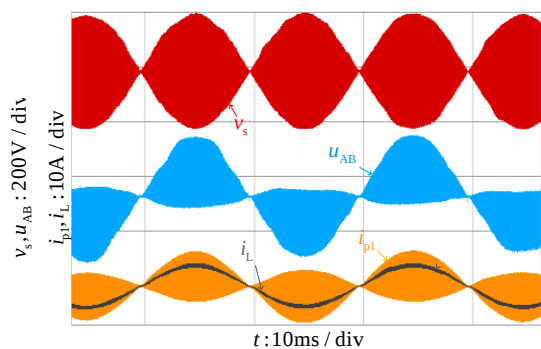
(e) $[t_4, t_5]$

图 A2 所提调制策略在开关周期层面的电路状态

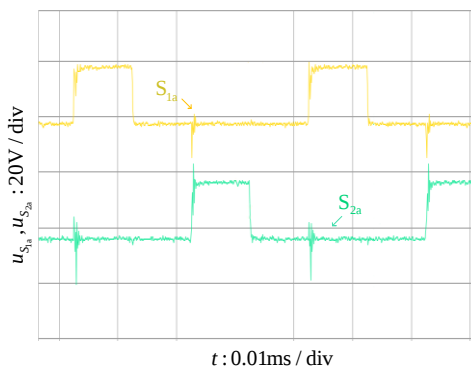
Fig.A2 Commutation schematics of proposed modulation strategy in switching period



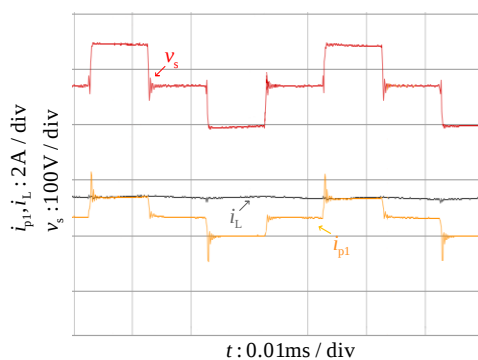
(a) 交流周期层面的 u_{in} 和 u_{out}



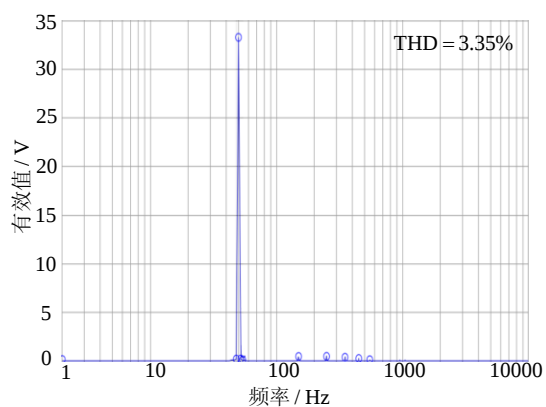
(b) 交流周期层面的 v_s 、 u_{AB} 、 i_{p1} 和 i_L



(c) 开关周期层面的开关信号 u_{s1a} 和 u_{s2a}



(d) 开关周期层面的 v_s 、 i_{p1} 和 i_L



(e) u_{out} 的 FFT 变换结果

图 A3 $R_L = 12.6 \Omega$ 时所提调制策略的实验波形

Fig.A3 Experimental waveforms of proposed modulation strategy with $R_L = 12.6 \Omega$