一种双向隔离三电平 DC-DC 变换器电流有效值最小控制方法

罗 登,舒泽亮,林宏健,况祖杭
(西南交通大学 电气工程学院,四川 成都 610031)

摘要:针对双向隔离 DC-DC 变换器在传统"两电平 H 桥结构+移相控制"模式下进行功率传输所导致的开关器件承受电压应力大、变换器传输效率低等问题,提出一种"双边三电平半桥结构+电流有效值最小控制策略"方案。该方案将 H 桥结构替换为三电平半桥结构并在传统移相控制的基础上增加对变压器漏感电流有效值的控制,降低了变换器损耗和开关器件承受的电压应力并提高了变换器的传输效率。根据隔离变压器漏感电流有效值表达式与零电压开关条件,对电感电流有效值最小控制方法的控制曲线进行了详细推导,并根据该控制曲线设计了基于可编程逻辑器件的控制核心。采用新型 SiC MOSFET 开关器件搭建了物理实验平台。实验结果表明在所提方案的作用下开关器件所承受的电压应力、变换器损耗和变换器传输效率都得到了较大的改善,验证了理论分析的正确性和所提方案的可行性。

关键词:DC-DC 变换器;漏感电流有效值最小控制;三电平半桥结构;移相控制;变压器漏感电流;传输效率
中图分类号:TM 46 **文献标识码**:A DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.07.028

0 引言

双向隔离 DC-DC 变换器具有能量双向流动、功率密度高和电气隔离的优点,随着高速铁路[1-2]、智能电网[3-5]和电动汽车[6-9]等行业的快速发展,其在中大功率场合的应用越来越广泛[10-12]。

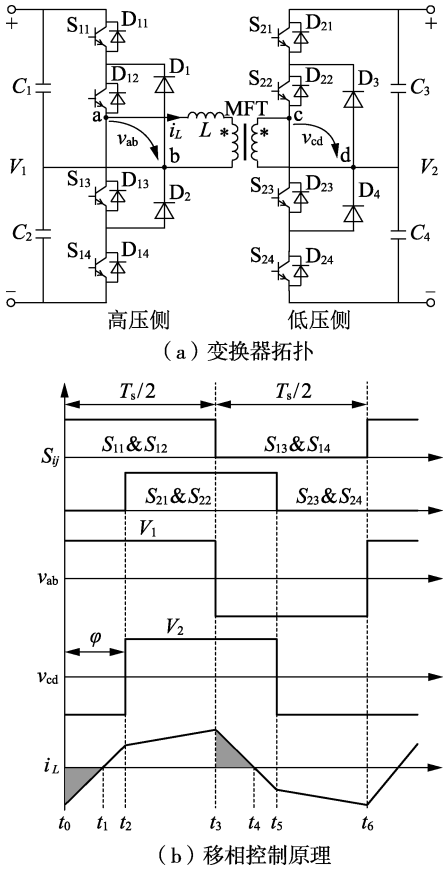
双向隔离 DC-DC 变换器的主要控制方法有 2 种:直流电压逆变控制和移相控制[13-14]。直流电压逆变控制方式下,变换器的升压或降压主要通过变压器实现,这限制了变换器的调压范围;移相控制方式下,变换器容易实现软开关,且动态响应速度快。但是传统移相控制方法存在空载(或轻载)时变压器漏感中电流有效值较大、功率器件和变压器损耗较大、变换器的传输效率低等问题。为了降低变换器损耗,文献[15]提出了谐振技术方案,这种方案能取得一定效果,但同时也带来新的问题,如变换器成本增加、体积增大、新增器件损耗等;文献[16]通过设计隔离变压器的漏感参数来扩大软开关范围,从而提升传输效率,这种方案增加了隔离变压器的设计难度,且没有解决降低变换器传输效率的根本问题;文献[17]从功率回流的角度分析了双向全桥 DC-DC 变换器中的功率回流问题,通过减小回流功率来降低变换器损耗;文献[18]根据变换器输入电压与输出电压幅值匹配提出了一种 PWM 加移相控制方式,但是该控制方式仅对该文所提的特定电路结构有效。上述 2 种普遍采用的控制策略都是基于两电平 H 桥结构来间接控制变压器漏感电流有效值进而降低开关器件与变压器损耗,虽达到相应效果,但没有直接精确控制变压器漏感电流有效值,而且该结构不适用于电压较高的应用场合。

本文提出直接控制 DC-DC 变换器中变压器漏感电流有效值最小的策略来解决传统移相控制方式下变换器传输效率低的问题。以双向隔离双边三电平半桥 DC-DC 变换器为对象,建立变压器漏感电流有效值表达式,推导出变换器高压侧占空比与移相角及相关控制量的数学关系,根据该数学关系控制变换器高压侧占空比以实现变压器漏感电流有效值最小,提高变换器传输效率。实验结果证明了所提控制策略的可行性与正确性。

1 电路拓扑及移相控制

双向隔离三电平 DC-DC 变换器的一种拓扑是如图 1(a)所示的双边半桥三电平结构,变压器原、副边均采用三电平半桥结构,这种结构能够使开关器件的耐压等级提高一倍。在移相控制方式下,DC-DC 变换器的驱动信号波形和电压、电流波形如图 1(b)所示。图中,V_1、V_2 分别为变换器的输入与输出电压;C_1、C_2 与 C_3、C_4 分别为变换器输入与输出端的上、下支撑电容;MFT 表示中频隔离变压器;v_{ab} 为变压器高压侧桥臂端口电压;v_{cd} 为变压器低压侧桥臂端口电压;L 为变压器漏感;i_L 为流过变压器高压侧的电流;S_{ij} 为开关管 S_{ij} 的驱动信号;T_s 为开关周期。如图 1(b)所示,v_{ab} 与 v_{cd} 均为 50% 占空比的方波电压,并且 v_{ab} 与 v_{cd} 存在相位差 φ,该相位差称为移相角,通过控制移相角 φ 的正负和大小实现对变换器功率流动的方向和大小的控制。

收稿日期:2017-04-03;**修回日期**:2018-02-01
基金项目:国家自然科学基金青年连续面上项目(51477144);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(A092050251516-6)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China for Youth Continuous General Program(51477144) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(A092050251516-6)



（a）变换器拓扑

（b）移相控制原理

图 1　双向隔离三电平 DC-DC 变换器与其移相控制原理

Fig.1　Topology of bidirectional isolated three-level DC-DC converter and its phase-shift control principle

2　电流有效值最小控制

移相控制方式下,变换器在轻载时不能满足 ZVS 条件[18]。在移相控制的基础上,控制高压侧与低压侧移相角的同时控制高压侧占空比,建立高压侧占空比和移相角与变压器漏感电流有效值的数学关系,推导出电流有效值最小时高压侧占空比与移相角的数学关系,因此可以根据移相角计算出高压侧占空比,从而实现对变压器漏感电流有效值的控制。

2.1　工作原理

图 2 给出了电流有效值最小控制方法的工作原理。为便于分析,将移相角归一化表示,记为移相比 $D_\varphi(D_\varphi=\varphi/\pi)$,$v_{ab}$是占空比为 D_1 的三电平电压,v_{cd}是占空比为 50%的方波电压;通过控制 v_{ab}与 v_{cd}之间移相比 D_φ 的大小来控制传输功率的大小,根据移相比 D_φ 计算出高压侧占空比 D_1,从而控制变压器漏感电流有效值的大小。

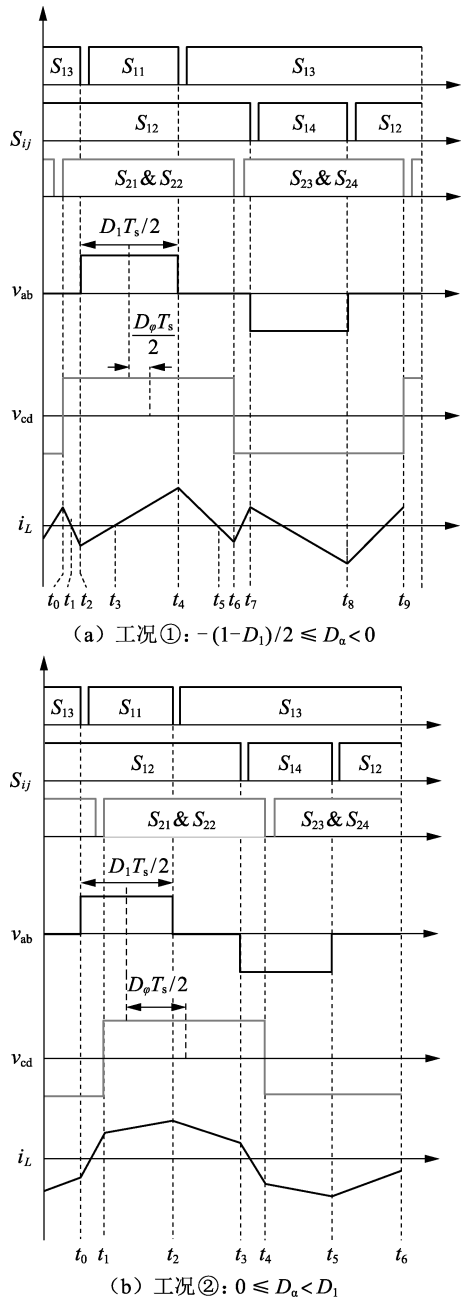
为便于完整分析变换器出现的各种工况,以 v_{ab} 超前于 v_{cd} 的相位 $D_\alpha\pi$ 的大小来分析,其中 D_α 定义为:

$$D_\alpha=\frac{1}{2}(D_1+2D_\varphi-1) \tag{1}$$

在图 2 中,随着 D_α在[0,1]范围内逐渐增大,变换器将出现 3 种工作情况:① v_{cd}的上升沿超前于 v_{ab} 的上升沿,此时 D_α满足 $-(1-D_1)/2\leqslant D_\alpha<0$,对应图 2(a);② v_{cd}的上升沿滞后于 v_{ab}的上升沿,同时超前于 v_{ab}的下降沿,此时 D_α满足 $0\leqslant D_\alpha<D_1$,对应图 2(b);③ v_{cd}的上升沿滞后于 v_{ab}的下降沿,此时 D_α满足 $D_1\leqslant D_\alpha\leqslant(1+D_1)/2$,对应图 2(c)。

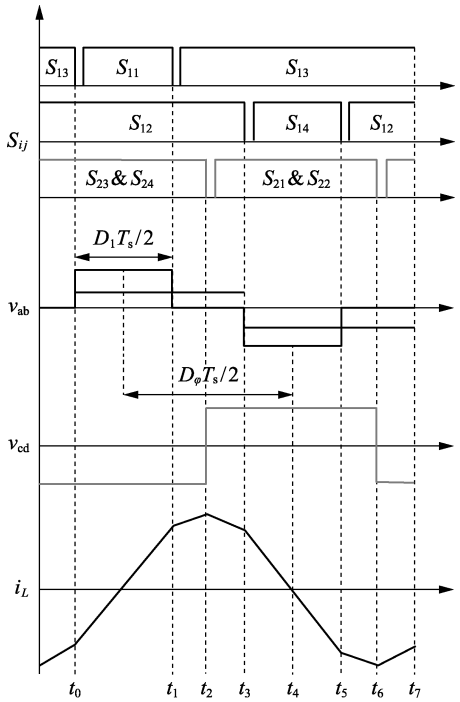
在这 3 种工况中,变换器的开关状态和工作原理都不同,以工况①(见图 2(a))为例分析变换器的工作原理。在图 2(a)中,t_0—t_6 的半个开关周期内,电路共出现 6 种开关状态,每种开关状态描述如下。

开关状态 1(t_0—t_1):高压侧桥臂中电流经 S_{12} 和箝位二极管 D_1 流通,v_{ab}输出零电平;低压侧桥臂中电流经 S_{21}和 S_{22}流通,在这个阶段电感向电容 C_3



（a）工况①:$-(1-D_1)/2\leqslant D_\alpha<0$

（b）工况②:$0\leqslant D_\alpha<D_1$



(c) 工况③：$D_1 \leqslant D_\alpha \leqslant (1+D_1)/2$

图2 电流有效值最小控制原理

Fig.2 Principle of current RMS minimum control

充电，电感电流的斜率如式(2)所示。

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{-NV_2}{L} \tag{2}$$

其中，N 为变压器高压侧对低压侧的变比。

开关状态2(t_1—t_2)：电流过零点并反向流动，高压侧桥臂中 S_{12} 零电流关断，S_{13} 和 D_2 零电压、零电流导通，v_{ab} 仍输出零电平；低压侧桥臂中电流经 S_{21} 和 S_{22} 流通；在这个阶段电容 C_3 向电感充电，电感电流反向增大，其斜率仍为式(2)。

开关状态3(t_2—t_3)：高压侧桥臂中开关管 S_{13} 关断，S_{11} 导通，电感电流经 D_{11} 和 D_{12} 向输入侧电容 C_1 充电；低压侧桥臂中电流仍然经 S_{21} 和 S_{22} 流通，电容 C_3 放电。由于低压侧直流电压低于高压侧直流电压，电感电流会越来越小，其变化的斜率为：

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{V_1-NV_2}{L} \tag{3}$$

开关状态4(t_3—t_4)：在 t_3 时刻电感电流过零点并由反向变为正向流动，高压侧桥臂中开关管 S_{11} 和 S_{12} 实现零电压、零电流导通；低压侧桥臂中电流经 D_{21} 和 D_{24} 流通，该阶段电容 C_1 和电感向 C_3 充电；电感电流的斜率仍然是式(3)。t_4—t_5、t_5—t_6 分别与 t_0—t_1、t_1—t_2 的开关状态相同。

2.2 功率特性

当 $-(1-D_1)/2 \leqslant D_\alpha < 0$ 时，根据图2(a)中 v_{ab}、v_{cd} 和 i_L 的波形，可以推导出半个周期内 i_L 的表达式为：

$$i_L(t)=\begin{cases}-\dfrac{kV_1}{2L}(t-t_0)-\dfrac{(D_1-k)V_1}{8Lf_s} & t_0 \leqslant t < t_2\\ \dfrac{(1-k)V_1}{2L}(t-t_2)+\dfrac{(2kD_\varphi+kD_1-D_1)V_1}{8Lf_s} & t_2 \leqslant t < t_4\\ \dfrac{(2kD_\varphi+D_1-kD_1)V_1}{8Lf_s}-\dfrac{kV_1}{2L}(t-t_4) & t_4 \leqslant t \leqslant t_6\end{cases} \tag{4}$$

其中，$k=NV_2/V_1$ 为变换器两端电压经变压器等效后的变比；$f_s=1/T_s$ 为变换器开关频率。

功率基准值设定为 $k=1$ 时变换器正向传输的最大功率，即 $P_{base}=V_1^2/(32Lf_s)$，根据式(4)可以得到变换器在工况①下的传输功率表达式为：

$$\begin{cases}P=\dfrac{1}{T_s/2}\displaystyle\int_0^{T_s/2} v_{ab}(t)i_L(t)\,\mathrm{d}t=\dfrac{kD_1D_\varphi V_1^2}{8Lf_s}\\ P^*=\dfrac{P}{P_{base}}=4kD_1D_\varphi\end{cases} \tag{5}$$

当 $0 \leqslant D_\alpha < D_1$ 时，根据图2(b)中 v_{ab}、v_{cd} 和 i_L 的波形，可以写出半个周期内 i_L 的表达式为：

$$i_L(t)=\begin{cases}\dfrac{-(D_1+kD_1+2kD_\varphi-2k)V_1}{8Lf_s}+\dfrac{(1+k)V_1}{2L}(t-t_0) & t_0 \leqslant t < t_1\\ \dfrac{(2D_\varphi+k-1)V_1}{8Lf_s}+\dfrac{(1-k)V_1}{2L}(t-t_1) & t_1 \leqslant t < t_2\\ \dfrac{[2kD_\varphi+(1-k)D_1]V_1}{8Lf_s}-\dfrac{kV_1}{2L}(t-t_2) & t_2 \leqslant t \leqslant t_3\end{cases} \tag{6}$$

根据式(6)可计算出变换器在工况②下的传输功率表达式为：

$$\begin{cases}P=\dfrac{k[1-(1-D_1)^2-(1-2D_\varphi)^2]V_1^2}{32Lf_s}\\ P^*=\dfrac{P}{P_{base}}=k[1-(1-D_1)^2-(1-2D_\varphi)^2]\end{cases} \tag{7}$$

当 $D_1 \leqslant D_\alpha \leqslant (1+D_1)/2$ 时，根据图2(c)中 v_{ab}、v_{cd} 和 i_L 的波形，可以写出半个周期内 i_L 的表达式为：

$$i_L(t)=\begin{cases}\dfrac{-(D_1+kD_1+2kD_\varphi-2k)V_1}{8Lf_s}+\dfrac{(1+k)V_1}{2L}(t-t_0) & t_0 \leqslant t < t_1\\ \dfrac{(D_1+kD_1+2k-2kD_\varphi)V_1}{8Lf_s}+\dfrac{kV_1}{2L}(t-t_1) & t_1 \leqslant t < t_2\\ \dfrac{(k+D_1)V_1}{8Lf_s}-\dfrac{kV_1}{2L}(t-t_2) & t_2 \leqslant t \leqslant t_3\end{cases} \tag{8}$$

由式(8)可得变换器在工况③下的传输功率为：

$$\begin{cases} P=\dfrac{kD_1(1-D_\varphi)V_1^2}{8Lf_s} \\ P^*=\dfrac{P}{P_{base}}=4kD_1(1-D_\varphi) \end{cases} \tag{9}$$

2.3　软开关特性

开关器件若要实现零电压开关(ZVS),则需要满足:开关器件导通前电流由自身反并联的二极管流通,直到电流降为 0 并反向增大时才由开关管自身流通;开关器件关断前电流应当经开关器件自身流通。因此可以得出工况①和工况②下所有开关管实现 ZVS 的条件分别如表 1 和表 2 所示。

表 1　工况①下实现 ZVS 的条件

Table 1　Implementation conditions of ZVS under Situation 1

开关管	ZVS 条件	D_1 与 D_φ 的关系
S_{11}、S_{14}	$i_L(t_0)\leqslant 0$	$D_1\geqslant 2kD_\varphi/(1-k)$
S_{12}、S_{13}	$i_L(t_2)\geqslant 0$	$D_1\geqslant -2kD_\varphi/(1-k)$
S_{21}、S_{22}、S_{23}、S_{24}	$i_L(t_1)\geqslant 0$	$D_1\leqslant k$

表 2　工况②下实现 ZVS 的条件

Table 2　Implementation conditions of ZVS under Situation 2

开关管	ZVS 条件	D_1 与 D_φ 的关系
S_{11}、S_{14}	$i_L(t_0)\leqslant 0$	$D_1\geqslant 2k(1-D_\varphi)/(1+k)$
S_{12}、S_{13}	$i_L(t_2)\geqslant 0$	$D_1\geqslant -2kD_\varphi/(1-k)$
S_{21}、S_{22}、S_{23}、S_{24}	$i_L(t_1)\geqslant 0$	$D_\varphi\geqslant (1-k)/2$

根据表 1 可得工况①下实现 ZVS 的条件为:

$$\frac{2k}{1-k}D_\varphi\leqslant D_1\leqslant k \tag{10}$$

根据式(5)和式(10)可得工况①下满足 ZVS 的功率传输范围为:

$$\frac{8k^2}{1-k}D_\varphi^2\leqslant P^*\leqslant 4k^2D_\varphi \tag{11}$$

根据表 2 可得工况②下实现 ZVS 的条件为:

$$\begin{cases} D_\varphi\geqslant\dfrac{1-k}{2} \\ D_1\geqslant\dfrac{2k}{1+k}(1-D_\varphi) \end{cases} \tag{12}$$

根据式(7)和式(12)可得工况②下满足 ZVS 的功率传输范围为:

$$P^*\geqslant k\left\{1-\left[1-\frac{2k}{1+k}(1-D_\varphi)\right]^2-(1-2D_\varphi)^2\right\} \tag{13}$$

根据式(10)和式(12)可绘出上述 2 种工况下变换器中所有开关管满足 ZVS 条件的 D_1 与 D_φ 的区域,如附录中图 A1(a)所示。根据式(11)和式(13)可绘出上述 2 种工况下,变换器在满足 ZVS 条件下的传输功率范围,如附录中图 A1(b)所示。图 A1(b)中蓝色曲线为移相控制的功率曲线,其中实线部分为能够实现 ZVS 的功率范围,虚线部分为不能够实现 ZVS 的功率范围,在轻载时采用移相控制方式下的开关器件不能实现 ZVS。由图 A1(b)可知,采用电流有效值最小控制时,变换器在整个传输功率范围内都能够实现 ZVS。因此,电流有效值控制扩大了开关管实现 ZVS 的范围。

2.4　控制曲线

由图 A1(a)可知,传输相同大小的功率,在 ZVS 范围内可以由多种不同的 D_1 与 D_φ 的参数来实现,在所有的 D_1 与 D_φ 的参数中,总可以找到一组控制参数使变压器漏感电流有效值最小。为此,建立电感电流有效值 I_L 与 D_1、D_φ 的数学关系。

在工况①下,根据漏感电流的表达式(4)可以计算出电流有效值为:

$$I_L=\frac{\sqrt{3}V_1}{24Lf_s}\sqrt{(k-2)D_1^3+3D_1^2+12kD_1D_\varphi^2-3kD_1+k^2} \tag{14}$$

定义电流基准 I_{base} 为:

$$I_{base}=\frac{P_{base}}{V_1/2}=\frac{V_1}{16Lf_s} \tag{15}$$

则漏感电流有效值 I_L 的标幺值为:

$$I_L^*=I_L/I_{base}=\frac{2\sqrt{3}}{3}\sqrt{(k-2)D_1^3+3D_1^2+12kD_1D_\varphi^2-3kD_1+k^2} \tag{16}$$

将式(5)代入式(16)可将漏感电流有效值转换成传输功率 P^* 与移相比 D_φ 的函数:

$$I_L^*=I_{Lrms}/I_{base}=\frac{2\sqrt{3}}{3}\sqrt{\frac{(k-2)P^{*3}}{64k^3D_\varphi^3}+\frac{3P^{*2}}{16k^2D_\varphi^2}+3P^*D_\varphi-\frac{3P^*}{4D_\varphi}+k^2} \tag{17}$$

根据式(11)与式(17)得,在工况①下传输一定功率 P^* 时,电感电流有效值的标幺值 I_L^* 与移相比 D_φ 的关系见附录中图 A2(a)中红色曲线。图中,实线表示能够实现 ZVS,虚线表示不能实现 ZVS。

在工况②下,根据漏感电流的表达式(6)可以计算出电流有效值为:

$$I_L^*=\frac{2\sqrt{3}}{3}[-2D_1^3-6k(1-D_1)^2D_\varphi+3(k+1)D_1^2-6kD_1-8kD_\varphi^3+12kD_\varphi^2+k^2+k]^{1/2} \tag{18}$$

将式(7)代入式(18)可将漏感电流有效值转换成传输功率 P^* 与移相比 D_φ 的函数:

$$I_L^*=\frac{2\sqrt{3}}{3}[-2D_1^3+3D_1^2+k^2+(2kD_1^2-P^*-4kD_1)(-D_1^2+2D_1-P^*/k)^{1/2}]^{1/2} \tag{19}$$

根据式(13)与式(19)可得,在工况①下传输一定功率 P^* 时,电感电流有效值的标幺值 I_L^* 与移相比 D_φ 的关系如图 A2(a)中蓝色曲线所示。

由图 A2(a)可知,采用电流有效值最小控制,变换器传输一定功率时,总存在一组使漏感电流有效值最小的 D_1 与 D_φ 的参数。对式(16)与式(18)中的 D_1 与 D_φ 求偏导,并令偏导为0,可得如下关系式。

当 $0<D_\varphi\leqslant(1-k)/2$ 时,有:

$$D_1=\frac{1-\sqrt{(k-1)^2-4k(2-k)D_\varphi^2}}{2-k} \tag{20}$$

当 $(1-k)/2<D_\varphi\leqslant(\sqrt{1-k^2}+k-1)/(2k)$ 时,有:

$$D_1=\{2D_\varphi+k-1+[4(k^2+1)D_\varphi^2-(4k^2-4k+1)D_\varphi+2k^2-2k+1]^{1/2}\}/k \tag{21}$$

当 $(\sqrt{1-k^2}+k-1)/(2k)<D_\varphi\leqslant1/2$ 时,有:

$$D_1=1 \tag{22}$$

图 A2(a)中蓝色与紫色曲线为 $k=0.7$ 时,电流有效值最小控制下的控制曲线 $D_1=f_1(D_\varphi)$。由式(5)、(7)、(20)—(22)得在电流有效值最小控制下的功率曲线 $P^*=f_2(D_\varphi)$,见附录图 A2(b)中蓝色与紫色曲线。由图 A2(b)知,在整个传输功率范围内,使电感电流有效值最小的 D_1 与 D_φ 控制参数能使所有开关管实现 ZVS;变换器传输功率随 D_φ 单调增大。

图 A2(b)中蓝色与紫色曲线为 $k=0.7$ 时 2 种控制方式下电感电流有效值 I_L^* 与传输功率 P^* 的关系曲线。由图 A2(b)可知轻载时电流有效值最小控制方式下的电感电流有效值比移相控制方式下的小。

3 实验结果与分析

为验证控制方法的有效性,根据图 1 所示的双向隔离三电平 DC-DC 变换器拓扑建立实验平台。选用 Altera 公司第三代 FPGA 芯片,用 Verilog 硬件电路设计语言设计本文提出的电流有效值最小控制核心,实验控制核心框图如图 3 所示,图中 U_o 与 U_o^* 分别为变换器输出电压与输出电压参考值。实验系统参数如下:输入电压为 300 V,输出电压为 200 V,隔离变压器工作频率为 3 kHz,开关频率为 3 kHz,FPGA 芯片型号为 EP3C55F484I7,开关器件型号为 ROHM SCH2080KE,箝位二极管型号为 APT10SCD120B,支撑电容容值/耐压为 470 μF/600 V。

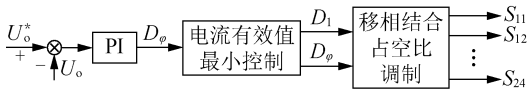
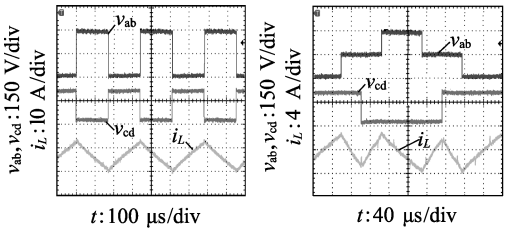


图 3 实验控制核心框图

Fig.3 Experimental structure of control core

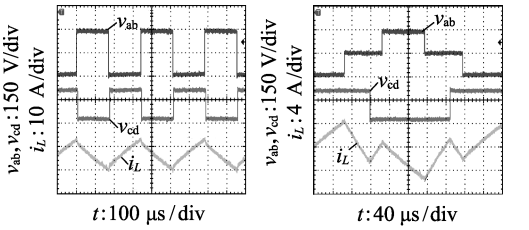
图 4—6 分别位变换器在空载、200 W 负载和 500 W 负载时,移相控制与电流有效值最小控制方式下变压器电感电流有效值的实验结果。由图 4 可知:空载时,移相控制方式下变压器漏感电流有效值为 3.66 A;电流有效值最小控制方式下漏感电流有效值为 1.89 A,仅为移相控制方式下的一半左右。由图 5 可知:200 W 负载时,移相控制方式下漏感电流有效值为 3.69 A,电流有效值最小控制方式下漏感电流有效值为 2.60 A。由图 6 可知:500 W 负载时,移相控制方式下漏感电流有效值为 4.62 A,电流有效值最小控制方式下漏感电流有效值为 4.33 A。实验结果均验证了电流有效值最小控制方式下漏感电流有效值小于传统移相控制下的值。



(a) 移相控制 (b) 电流有效值最小控制

图 4 空载时变压漏感电流有效值

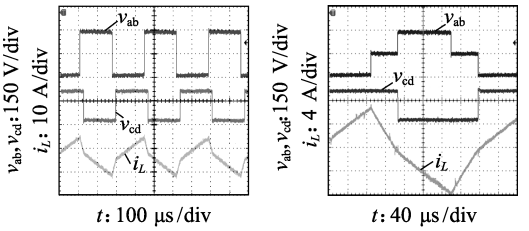
Fig.4 Leakage inductor current RMS with no-load



(a) 移相控制 (b) 电流有效值最小控制

图 5 200 W 负载时变压器漏感电流有效值

Fig.5 Leakage inductor current RMS with 200 W load



(a) 移相控制 (b) 电流有效值最小控制

图 6 500 W 负载时变压器漏感电流有效值

Fig.6 Leakage inductor current RMS with 500 W load

图 7(a)为根据实验数据绘制的 2 种控制方式下,漏感电流有效值与传输功率 P 的关系曲线。由图 7(a)可知:在全功率范围内,电流有效值最小控制方式下,变压器漏感电流有效值均小于传统移相控制方式下的值;尤其在轻载时,电流有效值最小控制方法下漏感电流有效值较传统移相控制方式显著降低。

图 7(b)为根据实验数据绘制的 2 种控制方式下,变换器传输效率 η 与传输功率 P 的关系曲线。由图 7(b)可知:在全功率范围内,电流有效值最小控制方式下,变换器的传输效率均高于传统移相控制方式下的传输效率;尤其是在轻载时,电流有效值最小控制方式显著提高了变换器的能量传输效率,

这与图 7(a)中轻载时该控制方法显著降低漏感电流有效值相对应。这说明,本文提出的通过降低漏感电流有效值来提高变换器的传输效率的思路是可行的。

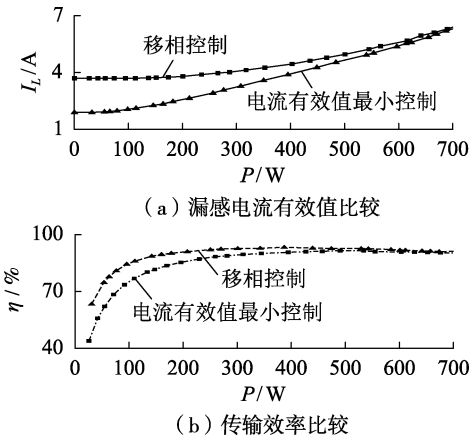


图 7　2 种控制方式下漏感电流有效值与传输效率比较

Fig.7　Comparison of leakage inductor current RMS and transmission efficiency between two control modes

4　结论

本文提出了一种“双边三电平半桥结构+电流有效值最小控制策略”的方案。该方案将传统隔离 DC-DC 变换器中的两电平 H 桥结构替换为三电平半桥结构,通过分析变换器的工作原理、功率特性和 ZVS 条件并以变压器漏感电流有效值最小为控制目标进行控制,使得变压器和开关器件的损耗得到显著降低,解决了传统双向隔离两电平 DC-DC 变换器开关器件电压应力大、变换器传输效率低等问题。此外,该方案具有更大的 ZVS 范围,变换器传输效率较传统方案得到了显著提高,验证了该方案良好的应用价值。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1] 马云凤,宗伟,刘连光,等. 高铁电气系统中的 GMD 干扰监测及信号消噪方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(3):165-168.
MA Yunfeng,ZONG Wei,LIU Lianguang,et al. GMD interference monitoring and denoising for electric system of high-speed railway [J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(3):165-168.

[2] 宋小翠,刘志刚,黄可. 基于状态空间分析法的高铁牵引网弓网燃弧电磁暂态影响[J]. 电力自动化设备,2017,37(12):184-191.
SONG Xiaocui,LIU Zhigang,HUANG Ke. Electromagnetic transient influence of pantograph detachment arcing for traction network in high-speed railway based on state space analysis method [J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(12):184-191.

[3] 吴俊娟,邬伟扬,孙孝峰. 串联谐振型双重有源变换器在直流分布式系统中的应用[J]. 电力自动化设备,2010,30(5):96-101.
WU Junjuan,WU Weiyang,SUN Xiaofeng. Application of series resonant dual active converter in distributed DC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(5):96-101.

[4] 郑玢鑫,程杉,谭超. ZVS 隔离型高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):70-76.
ZHU Fenxin,CHENG Bin,TAN Chao. ZVS isolated high step-up DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):70-76.

[5] 郑连清,李鹍,吴萍,等. 一种新型并联型零电流全桥 DC-DC 变换器[J]. 电力自动化设备,2010,30(1):62-67.
ZHENG Lianqing,LI Kun,WU Ping,et al. Shunt zero-current full-bridge DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(1):62-67.

[6] 田明杰,吴俊勇,郝亮亮,等. 基于多端口 DC/DC 变换器的电池储能系统软启动控制策略[J]. 电网技术,2015,39(9):2465-2472.
TIAN Mingjie,WU Junyong,HAO Liangliang,et al. The soft starting control strategy on the multi port DC/DC converter of battery storage system[J]. Power System Technology,2015,39(9):2465-2472.

[7] 李辉,季海婷,付博,等. 含 DC/DC 变换器全钒液流电池储能系统安全充放电策略[J]. 电力系统自动化,2013,37(24):7-11.
LI Hui,JI Haiting,FU Bo,et al. Safe charge-discharge control strategy for vanadium redox flow battery energy storage system with DC/DC converter[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(24):7-11.

[8] 丁志刚,汪世平,周华良,等. 一种适用于电动汽车充电机的变压器钳位 DC/DC 变换器[J]. 电力系统自动化,2010,34(24):78-82.
DING Zhigang,WANG Shiping,ZHOU Hualiang,et al. A transformer clamping DC/DC converter suitable for electric vehicle charger[J]. Automation of Electric Power Systems,2010,34(24):78-82.

[9] HILTUNEN J,VÄISÄNEN V,JUNTUNEN R,et al. Variable-frequency phase shift modulation of a dual active bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(12):7138-7148.

[10] KRISMER F,KOLAR J W. Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(7):2745-2760.

[11] 陈仲,季飚,石磊,等. 基于 π 型无源辅助网络的新型 ZVS 全桥变换器[J]. 中国电机工程学报,2010,30(21):20-25.
CHEN Zhong,JI Biao,SHI Lei,et al. Novel full bridge converter with π type auxiliary network[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(21):20-25.

[12] KIME H,KWON B H. Zero-voltage and zero-current switching full-bridge converter with secondary resonance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(3):1017-1025.

[13] CHUNGI Y,LIU W X,SCHODER K,et al. Integration of a bi-directional DC-DC converter model into a real-time system simulation of a shipboard medium voltage DC system[J]. International Journal of Electric Power Systems Research,2011,81(4):1051-1059.

[14] 赵彪,于庆广,王立雯. Z 源双向 DC-DC 变换器及其移相直通控制策略[J]. 中国电机工程学报,2011,31(9):43-49.
ZHAO Biao,YU Qingguang,WANG Liwen. A Z-source bi-directional DC-DC converter and its phase shifting-short control strategy [J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(9):43-49.

[15] 施胜丹,王小红,陆广香,等. 一种串联谐振升降压式 DC-DC 变换器拓扑分析[J]. 电力系统自动化,2012,36(5):86-89.

SHI Shengdan, WANG Xiaohong, LU Guangxiang, et al. Analysis of a series resonant Buck-Boost DC-DC converter topology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(5): 86-89.

[16] 王聪,沙广林,王俊,等. 基于双重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器的软开关[J]. 电工技术学报,2015,30(12):106-113.
WANG Cong, SHA Guanglin, WANG Jun, et al. The analysis of zero voltage switching dual active bridge DC-DC converters based on dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 106-113.

[17] OGGIERG G, GARC G O, OLIVA A R. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1826-1838.

[18] 赵川红,徐德鸿,范海峰,等. PWM 加移相控制的双向 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报,2003,23(10):72-77.
ZHAO Chuanhong, XU Dehong, FAN Haifeng, et al. A PWM plus phase-shift control bidirectional DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 72-77.

作者简介:

罗 登

罗 登(1989—),男,四川泸州人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变压器、双向隔离 DC-DC 变化器、动车组辅助变流器、蓄电池充电机(**E-mail**:lmsgneec105@163.com);

舒泽亮(1979—),男,四川德阳人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为多电平变换装置、同相供电系统及电力电子应用中的数字信号处理技术等;

林宏健(1987—),男,海南澄迈人,博士研究生,主要研究方向为电力系统;

况祖杭(1992—),男,重庆万州人,硕士,主要研究方向为电力电子与电力传动。

Minimizing leakage inductor current RMS control strategy of bidirectional three-level DC-DC converter

LUO Deng, SHU Zeliang, LIN Hongjian, KUANG Zuhang

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Aiming at the large stress of switching devices and low transmission efficiency of converter when the generalized bidirectional isolated DC-DC converter with two-level H-bridge topology operates under the phase-shift control mode, a scheme with the minimizing inductor current RMS control based on the three-level half-bridge topology is proposed. The proposed scheme replaces the two-level H-bridge topology with three-level half-bridge topology, and adds the corresponding control for the leakage inductor current RMS of transformer to reduce the loss of converter and the stress of switching devices and improve the transmission efficiency of the converter. The control curve is plotted and deduced detailedly based on the expression of inductor current RMS and the condition of ZVS(Zero Voltage Switching), which is used to design the key controller based on FPGA. The experimental platform is established by using SiC MOSFET. The experimental results show that the converter can be improved in aspects of the voltage stress, switching loss and transmission efficiency, verifying the correctness and feasibility of the proposed scheme.

Key words: DC-DC converters; minimizing leakage inductor current RMS control; three-level half-bridge topology; phase-shift control; leakage inductor current of transformer; transmission efficiency

(上接第 195 页 continued from page 195)

New-type cable traction power supply scheme of electric railroad

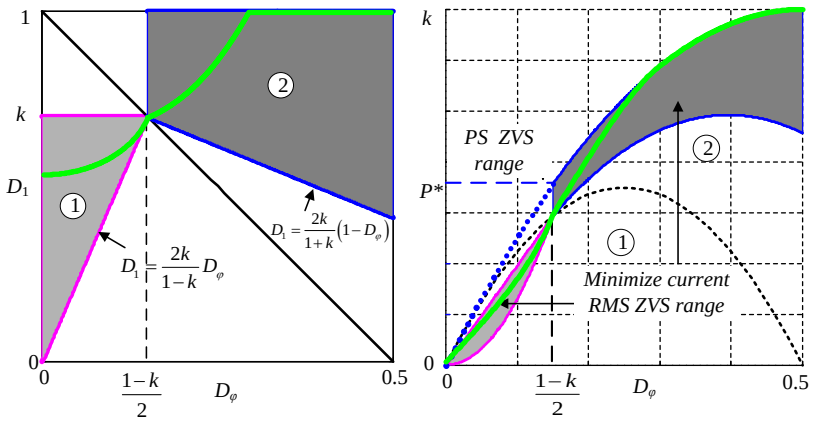
ZHOU Ting, XIE Shaofeng

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Electrical sectioning and power quality are the main technical problems restricting the development of high-speed railway in our country. To meet the development needs of high-speed railway, a new-type cable traction power supply mode is adopted. Considering the coupling effect of cables, the single-phase cable's electrical parameters are calculated. The current distribution rules and equivalent impedance of single and double cable traction network are deduced based on the equivalent circuit of cable traction network. Taking the actual track as an example, the power supply scheme of new-type cable traction is established, the capacity of main substations and traction transformers and the type of each cable section are determined. The feasibility verification and economic analysis of the proposed scheme are carried out. Simulative results show that, the voltage of cable traction network of the proposed new-type cable traction power supply scheme is in the corresponding allowed voltage range in either no-load or load condition, meeting the demands of traction power supply; compared with the existing power supply scheme, the new-type cable traction power supply scheme has obvious economic benefits.

Key words: electric railroads; power supply mode of cable; electrical parameters; current distribution rules; resistance characteristics; scheme design; economic analysis; power quality

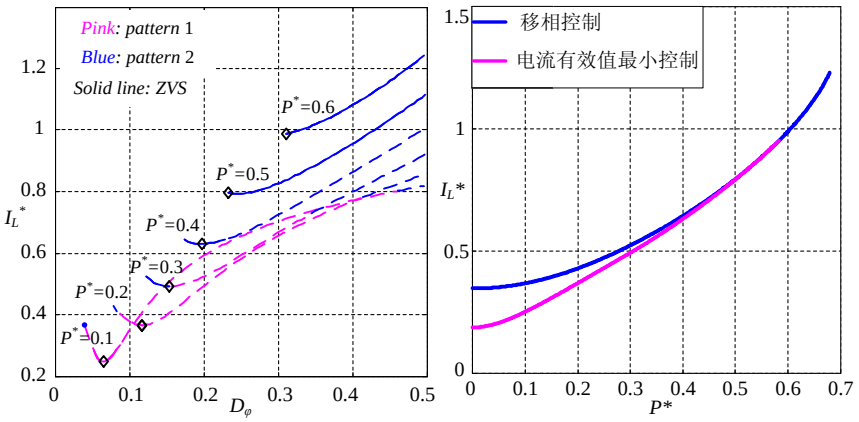
附录



(a) D_φ-D_1 曲线　　(b) D_φ-P^*曲线

图 A1 电流有效值最小关系曲线

Fig.A1 Relationship curve of leakage inductor current minimum RMS control



(a) D_φ-I_L^*曲线　　(b) P^*-I_L^*曲线

图 A2 移相控制与电流有效值最小控制方式下漏感电流有效值

Fig.A2 Leakage inductor current RMS under phase-shift control and minimizing current RMS control