

基于空间矢量调制的非隔离型 V2G 系统共模电流抑制

颜湘武,肖志恒

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,河北 保定 071003)

摘要: 从系统高频共模等效模型入手,分析确定产生共模电流的激励源;改进传统抑制共模电压空间矢量调制(SVM)算法,优化三相三电平车网互动(V2G)开关状态转换次序,形成五段式去冗余 SVM 算法,有效抑制共模电压,但三相三电平 V2G 中点电位不平衡会对共模电压产生影响,限制了共模电流抑制效果。提出了从控制算法和拓扑改进 2 条途径分别实现中点电位平衡的控制方法。采用控制算法途径时,引入虚拟空间矢量调制(NTV²),剔除输出共模电压幅值较大的冗余小矢量,保证了共模电流抑制效果;重新定义虚拟小矢量和虚拟中矢量,在新型虚拟矢量空间下,提出分区域的混合调制策略,使其开关频率固定,通过控制开关周期内的平均中线电流为零实现中点电位平衡。采用拓扑改进途径时,调制方式仍采用上述五段式去冗余算法,以抑制共模电流;在直流母线处引入 H 桥平衡电路(或与之等效的单桥平衡电路),根据中点电位的偏移方向,选择平衡电路工作模式来调整直流母线电容所带电荷量,从而抑制中点电位的偏移,并可设置电压误差滞环,进一步增强了该方法的普适性和鲁棒性。仿真实验验证了理论分析和 2 套协同控制策略的正确性。

关键词: 非隔离 V2G; 共模电流; 中点电位平衡; 新型虚拟矢量法; H 桥平衡电路; 协同控制

中图分类号: U 469.72; TM 746

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.09.007

0 引言

面对日益严峻的能源危机,推动电动汽车产业的发展,实现车辆和电网的双向能量互动 V2G(Vehicle-to-Grid)已成为大势所趋。目前 V2G 技术的发展趋于集成化。比亚迪双向逆变式充放电技术革新了现有各类外置式充电设备,直接集成于电机控制器,类似将整个充电柜缩小放进车里,既能实现交流大功率充电,又能把电池里的直流电反向变成交流电实现放电^[1-2]。国内某知名公司最新开发的双向逆变式多功能电机控制器也实现了同样的功能。

V2G 系统的集成化得益于非隔离型的级联结构。双向脉宽调制(PWM)变换器搭配以双向半桥变换器,省去了笨重的工频变压器或者复杂的高频变压器,在简化系统结构的同时,有效提高了逆变效率和功率密度。一方面,双向半桥拓扑简单实用,能量转换效率高,开关元件和二极管承受的电压、电流应力小;另一方面,级联结构可以有效利用前级升压电路对动力电池输出电压进行升压,平抑动力电池输出电压的波动,保证后级逆变器交流并网对直流母线电压的需求。但非隔离型 V2G 拓扑由于车载动力电池和电网缺少直接的电气隔离,形成的共模电流会增加进网电流谐波,甚至带来安全隐患,还会影响设备的正常使用,加速设备老化^[1-3]。因此,抑制共模电流对于

非隔离型 V2G 系统的发展和安使用至关重要。

从现有文献看,所提出的共模电流抑制途径大体可分为增大共模回路阻抗和改进调制策略两大类,其中增大共模回路阻抗又可分为增加共模电压滤波器、改变共模回路拓扑、电路参数匹配等多种方式。增加共模电压滤波器会不同程度地增加系统的器件数量和开关损耗,但性能可靠,可简化控制策略;改变共模回路拓扑则契合非隔离结构对高功率密度和结构简单的追求^[4-7]。

目前,鲜有文献针对非隔离型 V2G 系统的共模电流抑制问题展开研究,文献[8]研究了三电平光伏逆变器的共模特性,论证和总结了共模电流的抑制途径,但没有考虑级联结构下共模电流的特点。文献[9]列举出了非隔离三相光伏系统带两电平 Boost 变换器时共模电流的表达式,并分析了共模电流的规律。但系统拓扑中 DC/DC 和 DC/AC 部分采用单向导通二极管连接,使得所得结论不易推广且不能实现能量的双向流动。文献[10]提出一种消除共模电压的空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法,算法只采用输出共模电压为零的矢量状态合成参考矢量,从仿真结果上看,实现了共模电压的完全抑制。但这种算法存在很大缺陷,由于合成矢量较少,造成参考电压过渡不平滑,输出线电压中总谐波畸变率(THD)很大,直流电压利用率相对较低,并不适合于实际工程应用。文献[11]提出一种改进的虚拟空间矢量方法,可以有效在输出电压全范围内控制中点电位平衡。但在定义虚拟矢量时,仍然采用输出共模电压幅值较大的基本矢量,不利于共模电压的抑制,限制了该方法

收稿日期:2016-07-05;修回日期:2017-04-05

基金项目:河北省自然科学基金资助项目(E2014502109);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2014ZD30)

Project supported by the Natural Science Foundation of Hebei Province(E2014502109) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2014ZD30)

的推广。文献[12]提出一种应用于三电平电路中的平衡电路,基于 Buck-Boost 原理的电路拓扑,以及应用硬件电路控制中点平衡的思路,具有一定的借鉴意义,但文中并未仔细研究参数的具体设计过程,也未将其应用于非隔离双级结构中,使所提方法具有较强的局限性。

针对非隔离 V2G 系统共模电流抑制问题和三电平固有的直流侧中点电位平衡问题,本文分别从控制算法和拓扑改进 2 条途径入手,提出 2 套协同控制策略。控制算法途径:致力于改进调制策略,本文采用的五段式去冗余算法,具有很好的共模电压抑制能力,在此基础上,构建新型虚拟矢量空间,完成了五段式去冗余算法的虚拟矢量化,能够在全范围内控制中点电位平衡,同时,为了使其开关频率固定,给出另一套虚拟小矢量的定义,提出分区域的混合调制策略。拓扑改进途径:调制方式仍然采用五段式去冗余算法,在直流母线处引入 H 桥平衡电路(或与之等效的单桥臂平衡电路),根据中点电位的偏移方向,选择平衡电路工作于升压斩波模式或是降压斩波模式,调整直流侧电容所带电荷量,实现中点电位平衡的控制。这 2 种方法较好地实现了抑制共模电流和平衡中点电位的控制。最后通过实验验证了这 2 种方法的可行性和有效性。

某知名科技公司在其开发的集成化充放电设备中,已率先使用交流快充技术,三相充放最大功率可达 40 kW,远大于传统车载充电机的 3 kW 功率水平。这一成果虽然会对现有行业标准和规范带来一定冲击,但因其揭示了行业未来的发展趋势,有其自身的合理性和先进性。因此,考虑 V2G 技术高压大功率的工程应用前景,应优先采用三电平(亦称为中点箝位三电平)PWM 变换器,配合以 SVPWM 技术,相对于载波调制技术(如正弦脉宽调制(SPWM)),将具有直流电压利用率高、动态响应快等突出优势。三

电平 PWM 变换器每相桥臂包含 4 个功率开关管,对应输出电压有 3 种状态: $U_{dc}/2$ 、0 和 $-U_{dc}/2$ (其中 U_{dc} 为直流母线输出电压)。三电平 PWM 变换器相对于两电平变换器的优势在于:三电平 PWM 变换器每个主功率开关管上承受的电压应力更小,只有两电平变换器的一半;三电平 PWM 变换器共有 27 个空间电压矢量来合成参考矢量,在开关频率不高的情况下依然能够保证输出电压有较好的正弦度;在控制方式及开关频率相同的情况下,三电平 PWM 变换器输入电流的谐波远小于两电平变换器。

1 非隔离 V2G 系统的共模电流等效模型

非隔离型三相三电平 V2G 系统示意图如图 1 所示。图中, P 为 AC/DC 和 DC/DC 的共阳极点,即直流正母线上某点,同理 Q 为直流负母线上某点; a 相的 4 个功率开关管分别为 V_{Ta1} 、 V_{Ta2} 、 V_{Ta3} 和 V_{Ta4} ; U_{pw} 为车载电池输出电压; C_{pv1} 和 C_{pv2} 为动力电池与大地之间的寄生电容; L_A 、 L_B 、 L_C 包含 PWM 变流器输出滤波电感及线路阻抗,与外加滤波电容 C_f 共同构成 LC 滤波电路; u_{grid} 为网侧交流电压。

共模电压和回路阻抗共同决定共模电流的性质。在非隔离型 V2G 电路中,开关器件的高频变化是共模效应,即共模电流产生的根本原因。因此,本文从系统共模等效模型入手,分析确定产生共模电流的激励源。

非隔离型 V2G 电路的共模模型见图 2(a)。对于共模模型,电网电压属于低频信号,短接以后得到其简化共模模型,见图 2(b)。其中,寄生电容 $C_{pv} = C_{pv1} + C_{pv2}$, u_{AQ} 、 u_{BQ} 、 u_{CQ} 和 u_{NQ} 分别为变流器输出端 A、B、C、N 对公共参考点 Q 的电压。

对于本文非隔离并网带双向半桥变换器的三相系统而言,由其简化共模模型易知,前级变换器不影响 V2G 系统的共模电流。

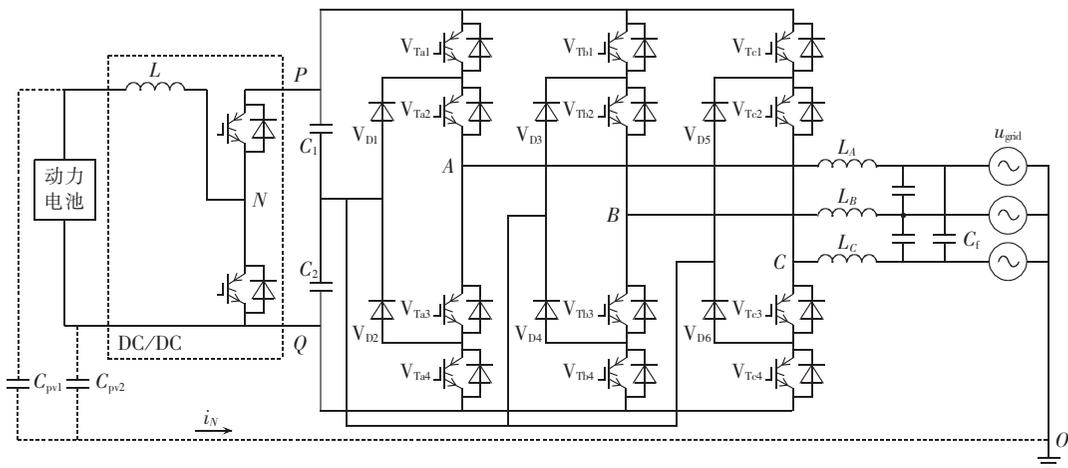


图 1 非隔离型三相三电平 V2G 系统示意图

Fig.1 Schematic diagram of transformer-less three-phase three-level V2G system

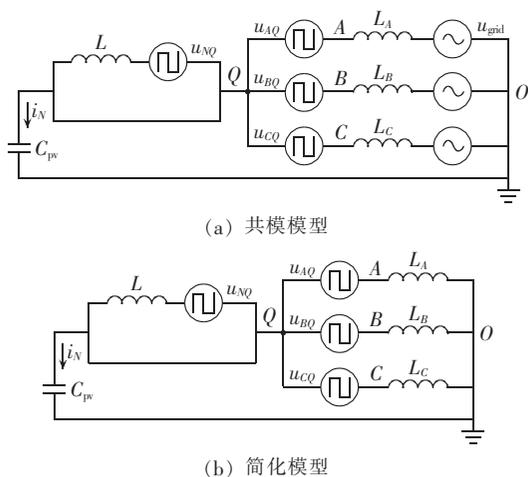


图 2 非隔离型 V2G 系统高频共模等效模型
Fig.2 High-frequency common-mode equivalent model of transformer-less V2G system

由节点电压法,可得:

$$\left(sC_{pv} + \frac{1}{sL_A} + \frac{1}{sL_B} + \frac{1}{sL_C} \right) u_Q = - \left(\frac{u_{AQ}}{sL_A} + \frac{u_{BQ}}{sL_B} + \frac{u_{CQ}}{sL_C} \right) \quad (1)$$

其中, u_Q 为 Q 点的电压。正常运行时交流侧系统三相是对称的,三相参数完全相同,即 $L_A = L_B = L_C = L$, 可得共模电流表达式为:

$$i_N = - \frac{sC_{pv}}{s^2 C_{pv} L / 3 + 1} \times \frac{u_{AQ} + u_{BQ} + u_{CQ}}{3} \quad (2)$$

由于前级结构对系统共模电压无贡献,共模电压 u_{cm} 仍是三相桥臂输出电压的算数平均值,即:

$$u_{cm} = \frac{1}{3} \sum_{J=A,B,C} u_{JQ} \quad (3)$$

将式(3)变换回时域,得:

$$u_{cm} = \frac{1}{3} L \frac{di_N}{dt} + \frac{1}{C_{pv}} \int i_N dt \quad (4)$$

由式(4)可知:非隔离型三相三电平 V2G 系统的共模电流的大小与寄生电容 C_{pv} 、输出滤波电感 L 、共模电压源(电压源 u_{AQ} 、 u_{BQ} 、 u_{CQ} 之和)有关。共模电压的幅值和频率由直流母线电压和调制策略决定。下面从空间矢量调制(SVM)策略入手,探讨共模电压的抑制方法^[9]。

2 抑制共模电压的五段式去冗余 SVM 算法

现将电位参考点上移至直流侧分压电容中点,原因在于:在中点电位保持平衡的前提下,并不影响上述结论的成立;参考点上移以后,系统输出共模电压将以 0 为中心呈对称分布,便于分析和发现规律。

定义三电平变流器三相桥臂输出:P 代表高电平,0 代表零电平,N 代表低电平。图 3 为空间状态矢量图,表 1 为矢量空间中各基本矢量状态对应的共模电压。

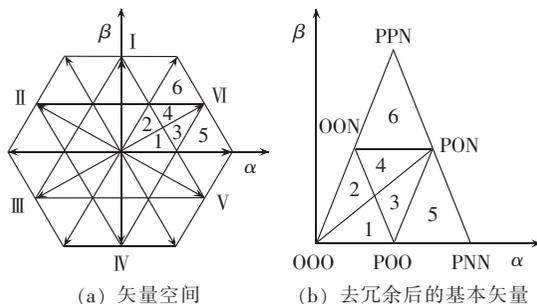


图 3 空间状态矢量图

Fig.3 Space state vectors

表 1 基本矢量状态和对应的共模电压
Table 1 Basic vector states and corresponding common-mode voltage

基本矢量的开关状态	对应的共模电压
OOO, PON, PNO, OPN, ONP, NPO, NOP	0
PNP, PPN, NPP, OOP, OPO, POO	$U_{dc}/6$
NPN, NNP, PNN, ONO, OON, NOO	$-U_{dc}/6$
PPO, POP, OPP	$U_{dc}/3$
ONN, NON, NNO	$-U_{dc}/3$
PPP	$U_{dc}/2$
NNN	$-U_{dc}/2$

由表 1 可知,三相三电平系统输出的共模电压有 $\pm U_{dc}/2$ 、 $\pm U_{dc}/3$ 、 $\pm U_{dc}/6$ 和 0 共 7 个电平。常见的非隔离 V2G 系统,为了提高电压利用率以及减少输出电流的谐波含量,均采用包含所有小矢量、中矢量大矢量并且开关动作最少的调制方式,即传统的七段式 SVM 算法,以实现在同等的开关频率时谐波含量较小的目的。但由图 4 可以看出,在这种调制方式下,共模电压变化率最高可达 $U_{dc}/3$ 。这对于非隔离 V2G 系统而言,会产生远远大于 VDE-0126-1-1 国际标准的共模电流(要求共模电流低于 300 mA,目前国际上并没有针对非隔离型 V2G 共模电流的标准,因此本文借用非隔离型光伏并网的共模电流标准,标准规定若并网共模电流大于 300 mA,则必须在 0.3 s 内离网),危及工作设备及操作人员的安全^[10]。

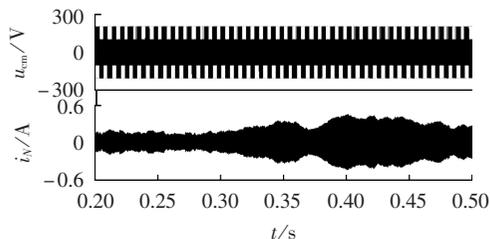


图 4 传统三电平 SVM 算法系统共模仿真波形
Fig.4 Simulative common-mode waveforms of system by traditional three-level SVM algorithm

通过判断参考矢量 U_{ref} 所处的大扇区和小区域,本文选择输出共模电压幅值不大于 $U_{dc}/6$ 的矢量状态合成参考矢量。这比传统三电平 SVM 算法产生的共模电压幅值最大值 $U_{dc}/3$ 减少了一半,有效抑制

了共模电压大幅值、高频率的脉动。在合成 U_{ref} 的矢量选择上,本文算法与传统抑制共模电压 SVM 算法相同,所不同的是,本文进一步优化了开关状态转换顺序。由图 3(b)可见,输出共模电压较大的冗余小矢量被剔除,同时,SVM 采用五段式发波方式,形成了本文的五段式去冗余 SVM 算法。

相比于传统抑制共模电压 SVM 算法,五段式去冗余 SVM 算法每次以正小矢量作为起始矢量,保证了参考矢量在更换扇区时,最多有一相开关动作(在小扇区 1—5 可以实现“无缝切换”,即三相开关均不需动作),从而抑制高幅值的共模电压尖峰脉冲。同时,开关状态切换在相邻矢量状态之间进行,每次只有一相开关动作,有效避免了表 2 中传统抑制共模电压 SVM 算法由 $-U_{dc}/6$ 到 $U_{dc}/6$ 的跳变;优化后开关切换次数尽可能少,以减少开关损耗,如表 2 所示,在小扇区 5,将开关次数由 6 次减小为 4 次。

表 2 和传统抑制共模电压 SVM 算法的比较
Table 2 Comparison with traditional SVM algorithm for common-mode voltage suppression

算法	共模电压变化	开关切换次数
传统抑制共模电压 SVM	$0 \rightarrow -\frac{U_{dc}}{6} \rightarrow \frac{U_{dc}}{6} \rightarrow -\frac{U_{dc}}{6} \rightarrow 0$	6
五段式去冗余 SVM	$\frac{U_{dc}}{6} \rightarrow 0 \rightarrow -\frac{U_{dc}}{6} \rightarrow 0 \rightarrow \frac{U_{dc}}{6}$	4

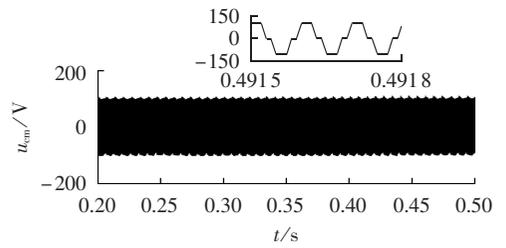
值得一提的是,遵循上述优化原则,为了获得较好的效果,小扇区 6 采用不对称矢量合成方法,相对于传统抑制共模电压 SVM 算法,将开关次数由 6 次减小为 4 次。同时,以中矢量 PON 开头,而不是负小矢量 OON,有效防止了参考矢量扇区转变时的矢量突变。2 种算法的具体开关状态转换顺序如表 3 所示。

表 3 传统抑制共模电压 SVM 和五段去冗余 SVM 算法在扇区 I 的开关状态转换顺序表

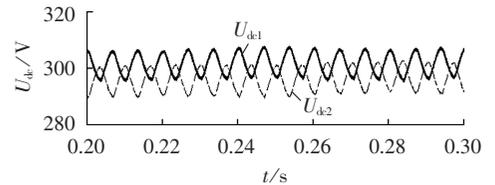
Table 3 Switching sequence of sector-I by traditional SVM algorithm and five-segment SVM algorithm for common-mode voltage suppression

小扇区	开关状态转换顺序	
	传统抑制共模电压 SVM	五段式去冗余 SVM
1,2	OOO → OON → POO → OON → OOO	POO → OOO → OON → OOO → POO
3,4	OON → PON → POO → PON → OON	POO → PON → OON → PON → POO
5	POO → PON → PNN → PON → POO	POO → PON → PNN → PON → POO
6	PON → PPN → OON → PPN → PON	PON → OON → PON → PPN → PON

结合从图 5 显示的共模电压抑制效果来看,五段式去冗余算法较好地将输出共模电压幅值的最大值限制在 $U_{dc}/6$,可以有效减少共模电压带来的负面效应。



(a) 系统共模电压及其放大波形



(b) 直流母线电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 波形

图 5 五段式去冗余 SVM 算法作用时系统仿真波形
Fig.5 Simulative waveforms of system by five-segment SVM algorithm

同时,在典型调制度 $m=0.85$ 下,通过对不同控制策略下系统输出线电压进行快速傅里叶变换(FFT),对比表 4 发现,本文所提五段式去冗余 SVM 算法,谐波含量明显低于传统的抑制共模电压 SVM 算法,甚至低于传统三电平 SVM 算法,在共模电压幅值、线电压基波值和 THD 含量等方面显示了较优的综合性能。

表 4 和传统抑制共模电压 SVM 算法的比较
Table 4 Comparison with traditional SVM algorithm for common-mode voltage suppression

算法	共模电压幅值	线电压 THD/%
传统三电平 SVM	$U_{dc}/3$	39.77
传统抑制共模电压 SVM	$U_{dc}/6$	42.46
五段式去冗余 SVM	$U_{dc}/6$	35.12

3 抑制共模电流和中点平衡的协同控制

3.1 控制算法途径:基于新型虚拟矢量法的混合调制策略

直流母线电容的中点电位平衡,是三电平固有的问题,见图 5(b),中点电位的波动会引起输出波动的畸变和谐波含量的增加,图中 U_{dc1} 、 U_{dc2} 分别为直流母线电容 C_1 和 C_2 上的电压。同时,从图 5(a)中共模电压放大以后的波形亦可以看出,中点电位的偏移将直接影响抑制共模电压的效果^[11-13]。因此,本文在图 3 所示的去冗余传统矢量空间下,提出基于新型虚拟矢量法的混合调制策略。

为了有效控制共模电压,本文在去冗余后的传统矢量空间下,对传统虚拟空间矢量调制(NTV²)方法中的虚拟小矢量和虚拟中矢量进行重新定义,舍弃传统小矢量,增加了中矢量和 大矢量的使用,完成新型虚拟矢量空间的构建。新型虚拟矢量空间在扇区 I 中的空间矢量图如图 6 所示。

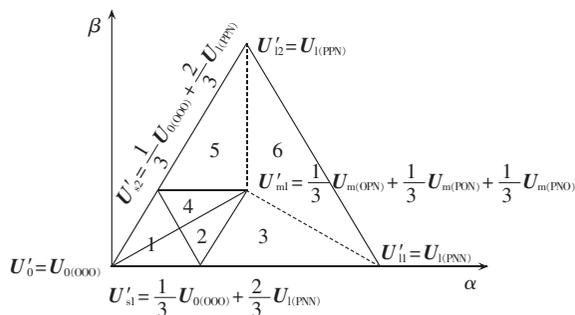


图 6 新型虚拟矢量空间在扇区 I 的空间矢量

Fig.6 Space vectors in sector-I of NTV²

定义虚拟零矢量为:

$$U'_0 = U_{0(000)} \quad (5)$$

定义虚拟大矢量为:

$$\begin{aligned} U'_{l1} &= U_{1(PNN)} \\ U'_{l2} &= U_{1(PNN)} \end{aligned} \quad (6)$$

显然,虚拟零矢量 U'_0 跟基本零矢量 $U_{0(000)}$ 相同;虚拟大矢量 U'_{l1} 、 U'_{l2} 跟基本大矢量 $U_{1(PNN)}$ 、 $U_{1(PNN)}$ 相同,故这 2 类虚拟矢量 U'_0 、 U'_{l1} 、 U'_{l2} 产生的中点电流均为零。

下面重新定义虚拟小矢量和虚拟中矢量。

虚拟小矢量 U'_{s1} 、 U'_{s2} 采用基本零矢量和基本大矢量合成,定义虚拟小矢量为:

$$\begin{aligned} U'_{s1} &= \frac{1}{3} U_{0(000)} + \frac{2}{3} U_{1(PNN)} \\ U'_{s2} &= \frac{1}{3} U_{0(000)} + \frac{2}{3} U_{1(PNN)} \end{aligned} \quad (7)$$

基本零矢量和基本大矢量产生的中点电流都为零,故虚拟小矢量 U'_{s1} 、 U'_{s2} 产生的中点电流也为零。由此定义的虚拟小矢量,与基本小矢量相比,其方向不变,但是幅值变为原来的 $2/3$ 。

虚拟中矢量 U'_{m1} 采用最近 3 个基本中矢量合成,定义虚拟中矢量为:

$$U'_{m1} = \frac{1}{3} U_{m(OPN)} + \frac{1}{3} U_{m(PON)} + \frac{1}{3} U_{m(PNO)} \quad (8)$$

基本中矢量 $U_{m(OPN)}$ 、 $U_{m(PON)}$ 和 $U_{m(PNO)}$ 产生的中点电流分别为 i_a 、 i_b 和 i_c ,故整个虚拟中矢量 U'_{m1} 作用时间内产生的中点电流为 $(i_a + i_b + i_c)/3 = 0$ 。

由以上分析可知,新型虚拟矢量空间中的 4 类基本矢量都能保证产生的中点电流为 0,故理论上能够在全范围内控制中点电位平衡。

新型虚拟矢量法下的开关转换顺序如表 5 所示。由表 5 不难发现:在新型虚拟矢量空间下,每个小扇区采用的开关状态个数不一样,例如,小扇区 1 采用的开关状态分别为 PPN、OOO 和 PNN,而小扇区 4 采用的开关状态分别为 PNO、OOO、OPN、PPN、PON 和 PNN。这将导致开关频率不固定,且不利于算法的工程实现。

表 5 新型虚拟矢量调制法在扇区 I 的开关转换顺序
Table 5 Switching sequence of sector-I of NTV²

小扇区	开关转换顺序
1	PPN → OOO → PNN
2	PNO → OOO → OPN → PPN → PON → PNN
3	OOO → OPN → PON → PNO → PNN
4	PNO → OOO → OPN → PPN → PON → PNN
5	OOO → PNO → PON → OPN → PPN
6	OPN → PPN → PON → PNO → PNN

为了改善这一缺点,本文给出另一套新型虚拟小矢量的定义如下。

虚拟小矢量 U''_{s1} 、 U''_{s2} 采用最近 3 个基本小矢量合成,定义虚拟小矢量为:

$$\begin{aligned} U''_{s1} &= \frac{1}{3} U_{s(ONO)} + \frac{1}{3} U_{s(POO)} + \frac{1}{3} U_{s(OON)} \\ U''_{s2} &= \frac{1}{3} U_{s(POO)} + \frac{1}{3} U_{s(OON)} + \frac{1}{3} U_{s(OPO)} \end{aligned} \quad (9)$$

其幅值为相应扇区原小矢量的 $2/3$,相角与对应小矢量相同。由于基本小矢量 $U_{s(ONO)}$ 、 $U_{s(POO)}$ 和 $U_{s(OON)}$ 产生的中点电流分别为 $-i_b(t)$ 、 $-i_a(t)$ 和 $-i_c(t)$,故虚拟中矢量 U'_{s1} 产生的中点电流为 $-(i_a + i_b + i_c)/3 = 0$,同理可知,虚拟中矢量 U'_{s2} 产生的中点电流也为 $-(i_a + i_b + i_c)/3 = 0$ 。

前后 2 种对虚拟小矢量的定义,在扇区划分上是一致的,方便了混合调制策略的实施。在此基础上,提出基于新型虚拟矢量法的混合调制策略:在小扇区 1,采用虚拟小矢量 U''_{s1} 、 U''_{s2} ,增加小区域所需的开关状态个数;而当参考矢量落在其他小区域时,采用虚拟小矢量 U'_{s1} 、 U'_{s2} ,其余虚拟矢量不变。这样可以有效协调各个小扇区采用的开关状态个数,使其开关频率固定。另外,定义 U'_{s1} 、 U'_{s2} 增加了中矢量和大量矢量的使用,而定义 U''_{s1} 、 U''_{s2} 强化了小矢量的使用,使得在不同调制度下,基于新型虚拟矢量法的混合调制策略都能较好地完成稳定中点电位的控制目标^[14]。

进而优化合成参考电压矢量的开关状态转换序列,使相邻开关状态输出的共模电压只在 $U_{dc}/6$ 和 0,或 $-U_{dc}/6$ 和 0 之间变化,不能在 $U_{dc}/6$ 和 $-U_{dc}/6$ 之间变化。这样既避免了输出共模电压的突变,也减少了一个周期内开关状态的切换次数。

综上,以扇区 I 为例,一个周期内的开关状态转换序列如表 6 所示。

表 6 混合调制下的开关转换顺序
Table 6 Switching sequence of hybrid modulation

小扇区	开关转换顺序
1	OPO → POO → OOO → OON → ONO
2,3	OOO → OPN → PON → PNO → PNN
4,5	OOO → PNO → PON → OPN → PPN
6	OPN → PPN → PON → PNO → PNN

当参考电压矢量位于小扇区 1 时,2 个采样周期内基本矢量的作用序列如图 7 所示。

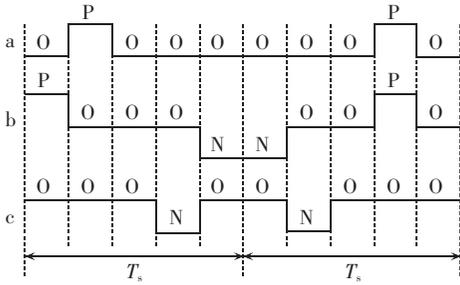


图 7 采用新型虚拟矢量调制法时在扇区 I 的基本矢量作用序列

Fig.7 Action sequence of basic vectors in sector-I of NTV²

最后根据伏秒平衡原理,计算一个控制周期 T_s 内参与调制的各虚拟矢量的作用时间。以参考矢量 U_{ref} 位于扇区 I 的小扇区 1 为例,此时 U_{ref} 由 U'_0 、 U'_{s1} 、 U'_{s2} 合成,且在一个控制周期内各作用时间分别为 t'_0 、 t'_{s+} 、 t'_{s-} ,如表 7 所示, k 为调制比,且 $k = \sqrt{3} U_{ref}/U_{dc}$ 。

表 7 新型虚拟矢量空间下基本虚拟矢量的作用时间
Table 7 Action time of basic virtual vectors of NTV²

基本虚拟矢量	作用时间
$U'_0 = U_{0(000)}$	$t'_0 = T_s \left[1 - 2k \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$
$U'_{s1} = \frac{1}{3} (U_{s(0N0)} + U_{s(PO0)} + U_{s(OON)})$	$t'_{s+} = 2k T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)$
$U'_{s2} = \frac{1}{3} (U_{s(PO0)} + U_{s(OON)} + U_{s(OP0)})$	$t'_{s-} = 2k T_s \sin \theta$
$U'_{m1} = \frac{1}{3} (U_{m(OPN)} + U_{m(PON)} + U_{m(PNO)})$	0
$U'_{i1} = U_{1(PNN)}$	0
$U'_{i2} = U_{1(PPN)}$	0

如果后续小扇区内会涉及虚拟中矢量和虚拟大矢量,同理设相应的作用时间为 t'_m 、 t'_{i1} 、 t'_{i2} (t'_{i1} 和 t'_{i2} 对应采用 2 个虚拟大矢量合成目标矢量的情形),旨在呈现一个解算基本矢量作用时间的通式,则有:

$$\begin{bmatrix} t_{000} \\ t_{0N0} \\ t_{PO0} \\ t_{OON} \\ t_{OP0} \\ t_{PNN} \\ t_{PPN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t'_0 \\ t'_{s+} \\ t'_{s-} \\ t'_m \\ t'_{i1} \\ t'_{i2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(10)由新型虚拟矢量空间又反变换回传统矢量空间,得到各基本矢量的作用时间,为控制策略的仿真实现奠定了基础。

该方法的本质是借鉴虚拟矢量算法的思想,引入新的虚拟小矢量和虚拟中矢量,在矢量合成时,着重考虑一个周期内矢量作用效果的平衡,控制每个周期内的平均中线电流为零。

3.2 拓扑改进途径:H 桥中点平衡电路

3.1 节通过改进调制策略对 midpoint 电位平衡进行控制,但是在一些特定的环境中很难实现 midpoint 电位的完全平衡,比如在深度调制或者在功率因数很低的情况下, midpoint 电位都会存在波动或者偏移^[15]。通过硬件电路的方法来实现 midpoint 电位的平衡就可以简化控制策略,可靠地实现平衡。

3.2.1 H 桥电路实现 midpoint 平衡控制的拓扑和控制原理

系统调制策略仍然采用五段式去冗余 SVM 算法,在此基础上,在直流母线处引入 H 桥 midpoint 平衡电路,电路拓扑如图 8 中所示,由 IGBT 开关管 V_{b1} 和 V_{b2} 、续流二极管 V_{Db1} 和 V_{Db2} 、平衡电感 L_{b1} 和 L_{b2} 组成,因形似大写字母“H”,故称为 H 桥平衡电路。图中 C_1 和 C_2 为直流侧分压电容。当电路达稳态时,直流母线电压 U_{dc} 恒定,可以根据 midpoint 电位的偏移方向,选择平衡电路的工作模式。通过调整电容 C_1 和 C_2 所带的电荷量,从而控制 midpoint 电位的偏移^[16]。

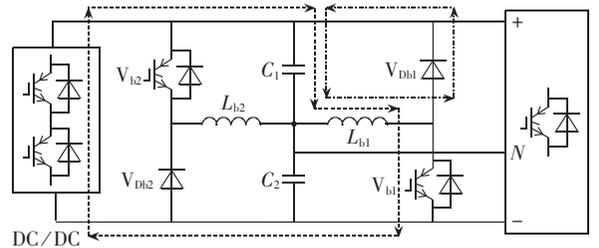


图 8 H 桥平衡电路拓扑应用于非隔离 V2G 系统中
Fig.8 Transformer-less V2G system with H-bridge balancing circuit

当电路中 $U_{dc1} < U_{dc2}$ 时, midpoint 电位偏高,需要 H 桥平衡电路工作在降压斩波模式。因此,开关管 V_{b1} 导通, V_{b2} 断开,电流从直流母线出来,依次流过 C_1 、 L_{b1} 、 V_{b1} ,经 DC/DC 部分反并联二极管回到直流侧,使电感 L_{b1} 储能,电流环路由图 8 中虚线标出;当开关管 V_{b1} 关断时,电流经过 L_{b1} 、 V_{Db1} 和 C_1 形成回路,存储在电感 L_{b1} 上的电能回送至直流母线,使 midpoint 电位降低,直至和 C_2 两端的电压在一定的范围内达到平衡,电流环路如图 8 中点划线所示。

当电路中 $U_{dc1} > U_{dc2}$ 时, midpoint 电位偏低,需要 H 桥平衡电路工作在升压斩波模式。因此,开关管 V_{b2} 导通, V_{b1} 断开,电流从直流母线流出,依次流过 V_{b2} 、 L_{b2} 、 C_2 ,经 DC/DC 部分反并联二极管回到直流侧,给电容 C_2 充电,并且使电感 L_{b2} 储能,当开关管 V_{b2} 关断时,电流经过 L_{b2} 、 C_2 和 V_{Db2} 形成回路,存储在电感

L_{b2} 上的电能转移到 C_2 上,使中点电位升高,直至和 C_1 两端的电压在一定的范围内达到平衡。

3.2.2 平衡电感的设计

不妨设在平衡电路的一个控制周期中,中点流出电荷 Q_{PQ} 由流过平衡电感的平均续流电流 i_{pq} 决定,开关管的开关周期为 T ,其中导通和关断时间分别为 T_{on} 和 T_{off} ,则有:

$$Q_{PQ} = \int_0^T i_{pq} dt = i_{pq} T \quad (11)$$

直流母线电容为 $C_1 = C_1 + C_2$,此时流入中点的电荷为:

$$Q_{PQ0} = \frac{C_1(U_{C1} - U_{C2})}{2} \quad (12)$$

控制中点电位平衡,令每个周期内流入、流出中点的电荷相等。即 $|Q_{PQ}| = |Q_{PQ0}|$,可得 i_{pq} 的表达式为:

$$i_{pq} = \frac{C_1(U_{C1} - U_{C2})}{2T} \quad (13)$$

假设开关管工作在理想状况下,不考虑管压降。当工作在图 8 所示的降压斩波模式时,开关管 V_{b1} 导通,电感 L_{b1} 两端电压可以表示为:

$$U_{Lb1} = U_{C2} = L_{b1} \Delta I_{Lb1max} / T_{on} \quad (14)$$

其中, ΔI_{Lb1max} 为当开关管 V_{b1} 导通时流过电感 L_{b1} 的最大电流。

同理,当 V_{b1} 关断时,电容 C_1 两端的电压可以表示为:

$$U_{C1} = L_{b1} \Delta I'_{Lb1max} / T_{off} \quad (15)$$

其中, $\Delta I'_{Lb1max}$ 为当开关管 V_{b1} 关断时流过电感 L_{b1} 的最大电流。

由于理想状态下,电感中的电流不能突变,可以假设 $\Delta I_{Lb1max} = \Delta I'_{Lb1max}$ 。设置 H 桥平衡电路的占空比为 d ,由以上公式可知,若 $d = 50\%$,则平衡电感的充电和放电为对称过程。假设电感电流成线性变化,则有开关管导通时流过平衡电感的最大电流 $\Delta I_{Lbmax} = 2i_{pq}$ 。由此得到平衡电感的精确计算公式为:

$$L_{b1} = U_{C2} T_{on} T / [C_1(U_{C1} - U_{C2})] = d U_{C2} T^2 / [C_1(U_{C1} - U_{C2})] \quad (16)$$

当平衡电路工作在升压斩波模式时,依然按照上述方法进行推导计算。为了简单起见,可以将电感 L_{b1} 和 L_{b2} 设计成相同参数。此时,H 桥平衡电路又可简化等效为单桥臂带平衡电感结构,称为单桥平衡电路,具体拓扑如图 9 中所示,由 V_{b1} 、 V_{b2} 、 L_b 组成。

在单桥臂平衡电路中,与图 8 对应的工作过程如图 9 所示,具体流程不再赘述。相比于 H 桥平衡电路,单桥臂带平衡电感的拓扑结构节省了器件数量和硬件投资,但平衡电感在控制周期内始终有电流流过,即始终处于工作状态,对平衡电感的设计和选取提出了更高的要求。

具体硬件实现时,为避免平衡电路过于频繁的启

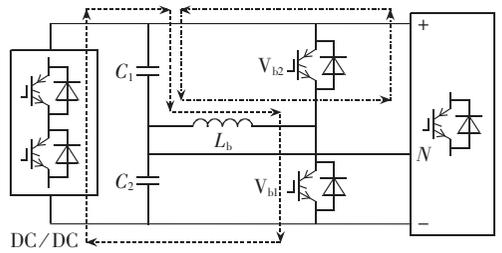


图 9 单桥臂平衡电路拓扑应用于非隔离型 V2G 系统中

Fig.9 Transformer-less V2G system with single-bridge balancing circuit

停,可采用滞环比较的控制策略,即设定一个电压误差滞环 ΔU_{set} ,如果中点电位的实际偏差 $|U_{C1} - U_{C2}| > \Delta U_{set}$ 时,启动平衡电路,从而将中点电位偏移控制在一定范围内。

当 V2G 系统工作时,本文中 H 桥平衡电路的开关频率取为 2 kHz,占空比取 $d = 50\%$,根据实际需要可灵活调整 H 桥平衡电路的开关频率。图 10 为 H 桥平衡电路工作在降压斩波模式时流过平衡电感 L_{b1} 的电流,从图中可以看出,其工作过程与理论分析一致。

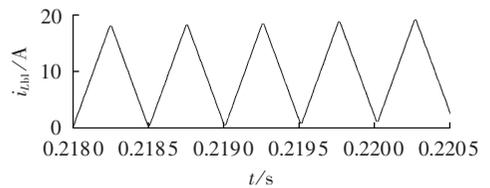


图 10 H 桥平衡电路工作时流过平衡电感的电流

Fig.10 Current of balancing inductor with H-bridge balancing circuit

4 仿真和实验结果

基于 MATLAB/Simulink 平台,搭建了非隔离型三相三电平 V2G 系统仿真模型,DC/DC、DC/AC 变换电路均采用电压外环加电流内环的双闭环控制;直流侧动力电池采用锂离子电池模型;网侧参数与标准市电一致。实验参数如下:滤波电感 $L = 3.2$ mH,直流分压电容 $C_1 = C_2 = 2.3$ mF,寄生电容 $C_{pv1} = C_{pv2} = 2.25$ nF,动力电池额定电压为 320 V,开关频率 $f_s = 10$ kHz,H 桥平衡电感为 3 mH,直流母线电压 $U_{dc} = 600$ V。

图 11(a)为采用新型虚拟矢量化方法时系统共模电压及其放大波形,图 12(a)为采用 H 桥平衡电路时系统共模电压及其放大波形。相对传统三电平 SVM 算法,2 种方法都使得非隔离 V2G 系统共模电压的幅值从 $U_{dc}/3$ (200 V)降低到 $U_{dc}/6$ (100 V),减少了一半,同时保留了较高的直流电压利用率。图 11(b)、图 12(b)分别为采用新型虚拟矢量化方法和采用 H 桥平衡电路后系统的共模电流波形。对比图 4 发现:采用本文所提 2 种方法,均能有效保证平均共模电流低于 90 mA,远小于标准要求的共模电流,

证明 2 种方法均能够有效地抑制共模电压,大幅减小共模电流;从系统共模电压放大波形来看,2 种方法亦可以有效地抑制直流母线中点电压的偏移,从而提升了共模电压抑制效果。

图 11(c)为采用新型虚拟矢量化方法时直流母线电容的电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 及其放大波形,图 12(c)为采用 H 桥平衡电路时直流母线电容 U_{dc1} 、 U_{dc2} 的电压及其放大波形。对比五段式去冗余算法作用时的分压电容电压波形(见图 5),可以看出未施加协同控制之前中点直流电压有较大的波动,采用 2 种方法以后,中点电位的波动得到了有效抑制,波动范围很小,说明 2 种方法均能在输出电压全范围内控制中点电位平衡。

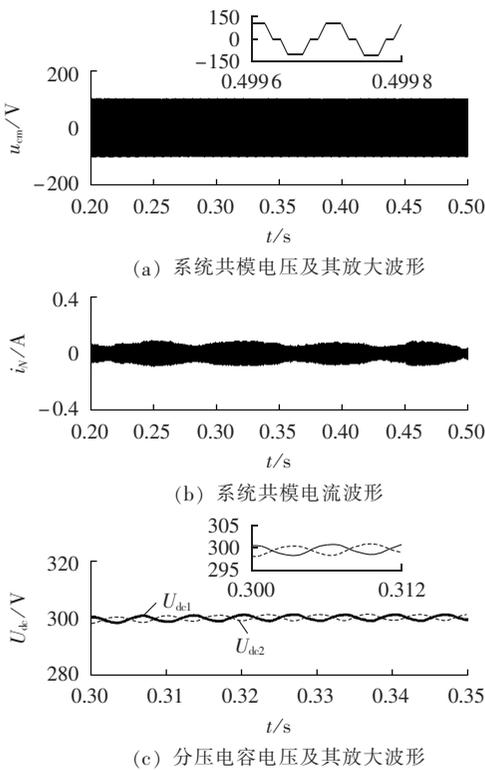


图 11 采用新型虚拟矢量调制方法时系统仿真波形图

Fig.11 Simulative waveforms of system with NTV²

下面对应用了 H 桥平衡电路的非隔离 V2G 系统进行仿真:图 12(d)为系统 ab 相输出线电压波形,线电压中有 5 个电平;图 13 为电路达稳态时直流母线电压波形,系统通过采用电压外环和电流内环的双闭环控制,很好地保证了稳态时直流母线电压稳定于 600 V,为后续 H 桥平衡电路发挥性能提供了良好且稳定的电压保障,也验证了本文所提出的协同控制是正确可行的。

通过对网侧电流波形的频谱分析可以得到:未采用共模电流抑制的传统三电平 SVM 算法、本文所提基于五段式去冗余算法的新型虚拟矢量法和 H 桥

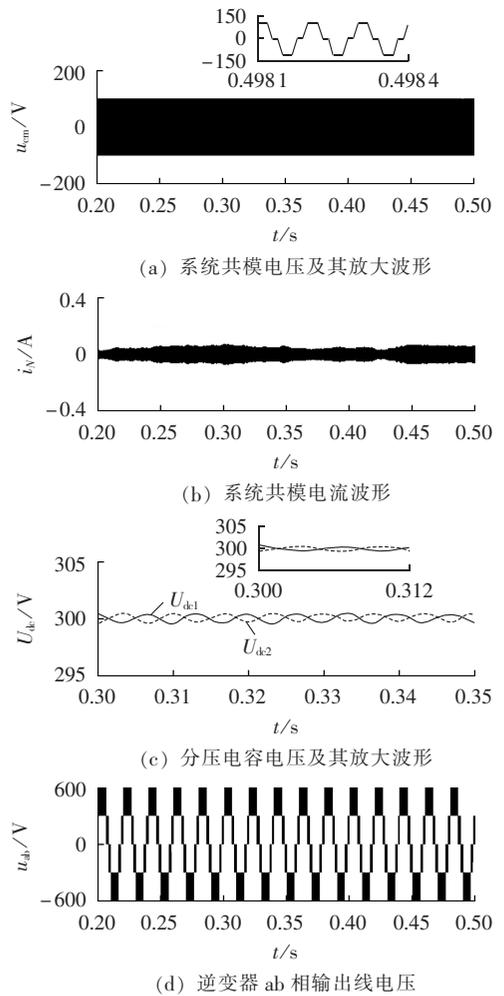


图 12 采用 H 桥平衡电路系统仿真波形图

Fig.12 Simulative waveforms of system with H-bridge balancing circuit

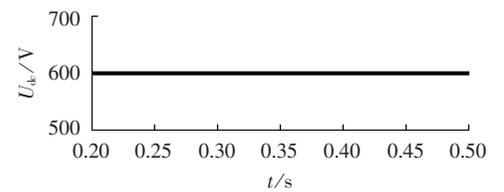


图 13 稳态时直流母线电压波形

Fig.13 Waveform of DC bus voltage in steady-state

平衡电路法,入网电流的 THD 分别为 4.76%、2.32% 和 0.97%。显然 2 种方法均能够有效降低入网的谐波电流,其中硬件平衡中点电位法效果尤其显著,其含量仅为传统调制方式下的近 1/5。

5 结论

本文致力于基于 SVPWM 解决非隔离型三相三电平 V2G 系统可能存在的共模电流问题,SVPWM 技术相对于载波调制技术(如 SPWM),具有直流电压利用率高、动态响应快等突出优势。

(1)从非隔离型三相三电平 V2G 集成系统高频共模等效电路入手,分析确定产生共模电流的激励源。

(2)改进传统抑制共模电压 SVM 算法,优化三相三电平 V2G 开关状态转换次序,形成五段式去冗余 SVM 算法,有效抑制共模电流。

(3)从控制算法和拓扑改进 2 条途径分别独立实现了中点电位平衡的控制。

a. 从控制算法途径:剔除输出共模电压较大的冗余小矢量,从根本上保证了共模电压抑制效果;引入虚拟空间矢量调制,重新定义了虚拟小矢量和虚拟中矢量,在新型虚拟矢量空间下,提出分区域的混合调制策略,使其开关频率固定。通过控制开关周期内的平均中线电流为零来稳定中点电位。

b. 从拓扑改进途径:调制方式仍采用上述五段式去冗余算法,以期抑制共模电流;在直流母线处引入 H 桥平衡电路(或与之等效的单桥臂平衡电路),根据中点电位的偏移方向,选择平衡电路工作模式,调整直流侧电容所带电荷量,抑制中点电位的偏移,同时采用滞环比较的控制策略,避免了 H 桥平衡电路频繁启停。并给出了参数的精确计算公式,并特别指出 H 桥平衡电路的简化等效拓扑——单桥平衡电路,所用器件更少,但对平衡电感要求更高。

(4)2 套控制策略分别为基于新型虚拟矢量法的混合调制策略和在拓扑改进途径下五段式去冗余 SVM 算法结合 H 桥平衡控制。2 条途径均可独立有效地实现了共模电流抑制和中点电位平衡的协同控制。

(5)在 MATLAB/Simulink 平台下搭建非隔离型三相三电平 V2G 系统模型,并分别应用五段式去冗余 SVM 算法、新型虚拟矢量法和 H 桥平衡电路法进行了仿真验证,结果证实本文所提 2 种方法在抑制非隔离 V2G 系统共模电流和平衡直流侧中点电位方面有着明显的优势,都能较好地独立实现 2 项目标的协同控制,同时,能够有效降低入网的谐波电流和提高入网电流质量,提高了非隔离 V2G 系统运行的整体性能。

新型虚拟矢量法契合非隔离结构对高功率密度和结构简单的追求,不用额外增加硬件投资,但在大功率应用场合开关次数的增多会增加开关损耗;H 桥平衡电路法会一定程度增加系统的器件数量和设备投资,但可简化控制策略,实现简单、性能可靠,具有较强的普适性和鲁棒性。可以根据不同的适用场合灵活选择合适的协调控制策略。

参考文献:

[1] LEE Y J, KHALIGH A, EMADI A. Advanced integrated bidirectional AC/DC and DC/DC converter for plug-in hybrid electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8):3970-3980.

[2] 陈思,张焰,薛贵挺,等. 考虑与电动汽车换电站互动的微电网经

济调度[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(4):60-69.

CHEN Si, ZHANG Yan, XUE Guiting, et al. Microgrid economic dispatch considering interaction with EV BSS[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(4):60-69.

[3] 颜湘武,王丽娜,李艳艳,等. 基于虚拟电池技术的电动汽车充电设备测试系统[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(11):27-33.

YAN Xiangwu, WANG Lina, LI Yanyan, et al. EV charging equipment test system based on virtual battery technology[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(11):27-33.

[4] 张兴,邵章平,王付胜,等. 非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模电流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3):29-36.

ZHANG Xing, SHAO Zhangping, WANG Fusheng, et al. Leakage current reduction for transformerless three-phase three-level photovoltaic inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3):29-36.

[5] 肖华锋,谢少军,陈文明,等. 非隔离型光伏并网逆变器漏电流分析模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18):9-14.

XIAO Huafeng, XIE Shaojun, CHEN Wenming, et al. Study on leakage current model for transformerless photovoltaic grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18):9-14.

[6] YANG B, LI W, GU Y, et al. Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2):752-762.

[7] 马琳,孙凯,Remus Teodorescu,等. 高效率中点钳位型光伏逆变器拓扑比较[J]. 电工技术学报, 2011, 26(2):108-114.

MA Lin, SUN Kai, Remus Teodorescu, et al. Comparison of the topologies of high efficiency neutral-point clamping photovoltaic inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(2):108-114.

[8] 肖华锋,杨晨,谢少军. NPC 三电平并网逆变器共模电流抑制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33):23-29.

XIAO Huafeng, YANG Chen, XIE Shaojun. NPC three-level grid-connected inverter with leakage current suppression[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33):23-29.

[9] 苏娜. 光伏逆变器地电流分析与抑制[D]. 杭州:浙江大学, 2012.

SU Na. Analysis and suppression of leakage current in PV Inverter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012.

[10] 洪峰,刘周成,万运强,等. 无漏电流高效可靠三电平双 Buck 并网逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9):1327-1336.

HONG Feng, LIU Zhoucheng, WAN Yunqiang, et al. High-efficiency high-reliability dual Buck three-level grid-connected inverters without leakage currents[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9):1327-1336.

[11] 刘斌,黄凯伦,伍家驹,等. 一种具有中点电位平衡可降低损耗的三电平面空间矢量调制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4):196-202.

LIU Bin, HUANG Kailun, WU Jiayu, et al. A novel SVPWM method considering neutral-point potential balancing and reducing switching losses for three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4):196-202.

[12] 范波,赵伟刚,刘刚,等. 基于优化虚拟矢量的三电平逆变器中点电位平衡闭环控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4):179-186.

FAN Bo, ZHAO Weigang, LIU Gang, et al. Low frequency oscillation suppression scheme of neutral-point voltage for neutral point clamped three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4):179-186.

[13] 申张亮,郑建勇,梅军. 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点钳位型三电平逆变器电容电压平衡问题[J]. 电力自动化设备,

- 2011,31(3):79-84.
- SHEN Zhangliang,ZHENG Jianyong,MEI Jun,et al. Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(3):79-84.
- [14] 吴可丽,夏长亮,张云,等. 二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制[J]. 电工技术学报,2015,30(24):110-117.
- WU Keli,XIA Changliang,ZHANG Yun,et al. Common-mode voltage suppression for neutral-point-clamped three-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2015,30(24):110-117.
- [15] CAVALCANTI M C,OLIVEIRA K C,FARIAS A M,et al. Modulation techniques to eliminate leakage currents in transformerless three-phase photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(4):1360-1368.
- [16] 王广柱. 二极管箝位式多电平逆变器直流侧电容电压不平衡机理的研究[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):112-118.
- WANG Guangzhu. Mechanism of DC bus voltage unbalance in diode-clamped multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002,22(12):112-118.

作者简介:



颜湘武

颜湘武(1965—),男,湖南醴陵人,教授,博士研究生导师,博士,从事新能源电力系统、现代电力变换、新型储能与节能等技术领域的研究工作;

肖志恒(1990—),男,辽宁葫芦岛人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:youzhichiheng@163.com)。

Common-mode current suppression based on space vector modulation for transformer-less V2G system

YAN Xiangwu,XIAO Zhiheng

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,
North China Electric Power University,Baoding 071003,China)

Abstract: A high-frequency common-mode equivalent model is built to determine the common-mode voltage sources and the five-segment SVM(Space Vector Modulation) algorithm,an improved SVM algorithm with optimized switching sequence of three-phase three-level V2G(Vehicle-to-Grid) integration system and without redundant vectors,is proposed to effectively suppress the common-mode voltage. Since the neutral-point potential imbalance of V2G system may limit the effect of common-mode current suppression,two control strategies are proposed to balance the neutral-point potential. In the strategy of control algorithm,the virtual space vector modulation(NTV²) is introduced to exclude the redundant small vectors with larger common-mode voltage outputs to guarantee the common-mode current suppression effect;virtual small vectors and virtual medium vectors are redefined to form a new virtual vector space,for which a mixed modulation strategy based on different small regions is proposed to fix the switching frequency;and the neutral-point potential is balanced by controlling the average neutral current to zero within one switching period. In the strategy of topology improvement,the five-segment SVM algorithm is applied to suppress the common-mode current;H-bridge(or equivalent single-bridge) balancing circuit is introduced at DC bus and its working mode is selected based on the offset direction of neutral-point potential to adjust the capacity of DC link capacitor for suppressing the neutral-point potential offset;and a voltage-error hysteresis loop may be set to further enhance the universality and robustness of this strategy. The correctness of theoretical analysis and the proposed two control strategies is verified by simulation and experiment.

Key words: transformer-less V2G; common-mode current; neutral-point potential balancing; new virtual vector method; H-bridge balancing circuit; coordinated control