

应用于 V2G 的 AC/DC 矩阵变换器

王辉, 粟梅, 孙尧, 李幸, 韩华, 张关关

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省 长沙市 410083)

AC/DC Matrix Converters for V2G Applications

WANG Hui, SU Mei, SUN Yao, LI Xing, HAN Hua, ZHANG Guanguan

(School of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: Due to the problems of battery voltage adaptation and power-volume ratio and system efficiency of the pulse width modulation (PWM) voltage source rectifier (VSR) in vehicle to grid (V2G) systems, this paper presents a solution based on AC/DC matrix converter topology for the V2G. Against the characteristic of relatively large charging current ripple in the classical current space vector modulation strategy, a sectional optimized modulation strategy that can reduce the charging current ripple within the whole output range was proposed. The comparative analysis was made between the classical current space vector modulation strategy and the proposed strategy. The simulation and experimental results demonstrate the validity and effectiveness of the proposed sectional optimized modulation strategy.

KEY WORDS: AC/DC matrix converter; charging current ripple; sectional optimized modulation strategy; V2G

摘要: 由于当前 V2G 系统中普遍采用的电压型脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 整流方案中所存在的蓄电池电压匹配、功率体积比及系统效率问题, 提出一种采用 AC/DC 矩阵变换器的解决方案。针对经典电流空间矢量调制策略中充电电流纹波较大的缺点, 提出一种在全输出范围内减小充电电流纹波的分段优化调制策略, 并深入对比分析这两种调制策略下充电电流纹波的大小。仿真和实验结果表明, 所提分段优化调制策略的正确性和可行性。

关键词: AC/DC 矩阵变换器; 充电电流纹波; 分段优化调制; V2G

0 引言

随着全球能源紧缺问题的加深和环境污染的加剧, 各国政府和汽车企业已经意识到节能减排是未来汽车行业发展的主要方向, 电动汽车清洁、环

保、节能, 发展电动汽车是解决上述两个问题的有效途径^[1-2]。V2G 系统是电动汽车行业中不可或缺的重要组成部分, V2G 系统在给电动汽车提供能量的同时, 还能起到调峰、改善电力负荷曲线、支撑电网以及提高电网系统稳定性的作用^[3-5]。目前 V2G 系统中普遍采用电压型脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 整流, 由于是升压变换, 无法做到单级降压整流, 为匹配蓄电池组充电电压的特性, 后级一般需要增加一级 DC/DC 斩波电路^[3-6], 因而增加了系统的重量和成本, 降低了系统效率。

矩阵变换器是一种新型绿色的变换器, 具有输入侧功率因数可控、正弦输入输出电流、可四象限运行以及无需大容量储能单元等特点^[7-10], 近年来已经逐渐成为研究热点, 并越来越多地应用在变频驱动、新能源发电和分布式发电等领域^[11-13]。

AC/DC 矩阵变换器是从三相 AC/AC 矩阵变换器衍生而来的一种新型 AC/DC 变换器。采用 AC/DC 矩阵变换器拓扑的整流器, 不仅可以实现单级降压整流, 而且无需大容量滤波电感电容, 大大减小了装置的重量、体积和成本, 提高了可靠性。鉴于 AC/DC 矩阵变换器的上述优良特性, 已有不少学者对它进行了大量研究。文献[14]为了解决 PWM 控制的整流器中调制策略的实现问题, 由 AC/AC 矩阵变换器理论提出了 AC/DC 矩阵整流器, 并推导了 AC/DC 矩阵整流器的调制策略; 文献[15]针对车用系统中采用传统电压型 PWM 整流器的缺点, 提出了一种采用 AC/DC 矩阵变换器的方案, 采用优化 AV 法调制策略来控制 AC/DC 矩阵变换器, 并研究了开关序列和换相方法; 文献[16]推导了 AC/DC 矩阵变换器的低频调制函数矩阵, 并在实验室实现了小功率样机; 文献[17]研究了不平衡条件下矩阵整流器的调制策略, 给出了不平衡条件下改进的电流

基金项目: 国家 863 高技术基金项目(SS2012AA051601)。

The National High Technology Research and Development of China 863 Program (SS2012AA051601).

空间矢量调制算法，提出了一种抑制输出共模电压的方法。

为解决前述 V2G 系统中采用电压型 PWM 整流方案存在的问题，本文深入研究应用于 V2G 系统的 AC/DC 矩阵变换器。在 AC/DC 矩阵变换器工作原理的基础上分析充电电流纹波的特性，针对经典电流空间矢量调制策略下充电电流纹波较大的缺点，提出一种减小充电电流纹波的分段优化调制策略，并详细对比分析经典电流空间矢量调制策略和分段优化调制策略下充电电流纹波的大小。通过仿真和实验对所提出策略进行验证。

1 AC/DC 矩阵变换器拓扑结构与调制策略

1.1 拓扑结构

AC/DC 矩阵变换器的拓扑结构如图 1 所示。其中，双向开关一般采用两个 IGBT 共射极连接； L 和 C 为输入滤波器的电感和电容，输入滤波器的作用是防止变换器工作产生的高频谐波电流倒灌电网以及电网中的高频成分进入变换器； L_o 和 C_o 为输出滤波器的电感和电容，输出滤波器用来滤除变换器输出的高频分量，平滑输出波形。在 V2G 应用中，蓄电池充电运行并且电流单向时，可以封锁开关 s'_1, s'_2, \dots, s'_6 ，得到如图 2 所示的电路。同样，

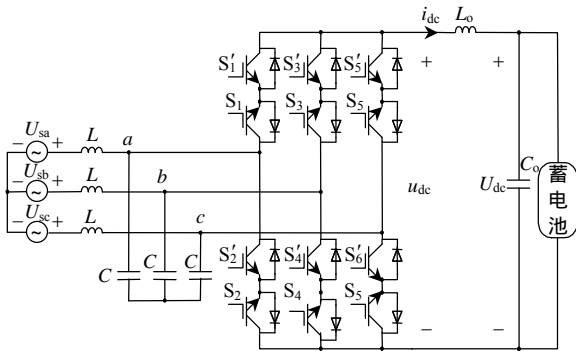


图 1 AC/DC 矩阵变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of AC/DC matrix converter

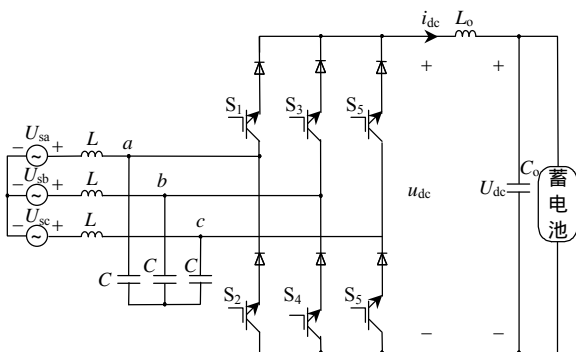


图 2 单向 AC/DC 矩阵变换器拓扑结构

Fig. 2 Topology of unidirectional AC/DC matrix converter

若工作在放电状态，则可封锁开关 s_1, s_2, \dots, s_6 。如此则避免了繁琐的四步换流，提高了变换器的可靠性和效率。

1.2 调制策略

1.2.1 经典电流空间矢量调制策略

参照三相 AC/AC 矩阵变换器“虚拟整流-逆变”的思想，AC/DC 矩阵变换器采用经典电流空间矢量调制策略。根据期望合成输入电流矢量 i 的大小和位置，利用 6 个有效矢量 $I_1 \sim I_6$ 和 3 个零矢量 $I_7 \sim I_9$ 来合成，其中每个矢量对应整流器的一种开关状态。经典电流空间矢量调制的示意图如图 3 所示，该调制策略下扇区的划分原则如下： I_1, I_2 之间为扇区 1， I_2, I_3 之间为扇区 2，依此类推。在某一扇区中总是利用相邻的两个有效矢量和一个零矢量来合成输入电流矢量。例如，当输入电流矢量位于扇区 1 时，利用 I_1, I_2 和 I_7 矢量来合成。根据空间矢量合成原理，各矢量的占空比有如下表达式：

$$\begin{cases} d_1 = \frac{T_1}{T_s} = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \\ d_2 = \frac{T_2}{T_s} = m_v \sin(\theta_i) \\ d_0 = \frac{T_0}{T_s} = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中： T_1, T_2 和 T_0 分别为矢量 I_1, I_2 和 I_7 持续的时间； d_1, d_2 和 d_0 分别为矢量 I_1, I_2 和 I_7 的占空比； $T_s = 1/f_s$ 为开关周期， f_s 为开关频率； m_v 为调制系数且 $0 \leq m_v \leq 1$ ； θ_i 为输入电流矢量在扇区 1 的相对扇区角。当输入电流矢量处于其它扇区时，同样有式(1)的表达式，只是占空比对应不同的矢量而已。

输入电流矢量位于扇区 1 时，输出直流电压由线电压 u_{ab} 和 u_{ac} 合成。由式(1)可以计算出输出直流

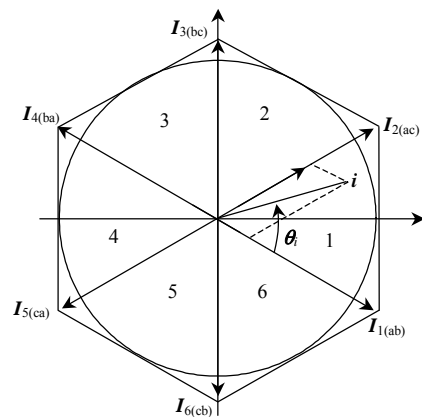


图 3 经典电流空间矢量调制示意图

Fig. 3 Classical current space vector modulation schematic diagram

电压的平均值 U_{dc} 为

$$U_{dc} = 1.5U_m m_v \cos \theta \quad (2)$$

式中： U_m 为输入相电压峰值； $\cos \theta$ 为输入侧功率因数，一般情况下设为单位1。

为简便起见，记经典电流空间矢量调制策略为调制模式 m_0 ，经分析可知，采用 m_0 调制模式时，由于采用相邻的两个有效矢量合成，当调制系数较小时，在一个 T_s 内零矢量持续时间较长，充电电流在 T_0 时间内持续下降，电流纹波峰峰值较大。

1.2.2 分段优化调制策略

采用空间矢量调制时，矢量的选择主要基于两点考虑：首先是最大合成能力，即所选取的矢量能否合成期望的参考矢量；再者是变换器的输入输出性能，选取的矢量不同，输入输出性能指标如电流电压畸变率、电流纹波和开关损耗等也不尽相同，在选取时需要折衷考虑。不采用两个相邻的有效矢量来合成时，有效矢量对应的直流输出电压瞬时值较之 m_0 调制模式有所降低，或许可以减小充电电流纹波。基于上述考虑，本文提出了一种分段优化的调制策略，记该调制策略为调制模式 m_1 ， m_1 调制策略示意图如图4所示。现对 m_1 调制策略的原理进行分析说明：当期望合成的输入电流矢量位于图4左边的圆内阴影正六边形区域内时，即调制系数满足式(3)，每个开关周期中总是利用6个基本有效矢量中两个间相邻(相差 $2\pi/3$)有效矢量和一个零矢量来合成；当期望合成的输入电流矢量位于图4左边的圆内、阴影正六边形外的区域时，即调制系数满足式(4)，则利用6个基本有效矢量中3个依次相邻的有效矢量来合成。 m_1 调制策略示意图见图4右边，该调制策略下扇区的划分原则如下：以有效矢量 I_2 为中心的前后 $\pi/6$ 区间，即扇形区域 JOK 为扇区1，以有效矢量 I_3 为中心的前后 $\pi/6$ 区间为扇区2，依此类推。

例如当输入电流矢量位于扇区1时，扇区1被

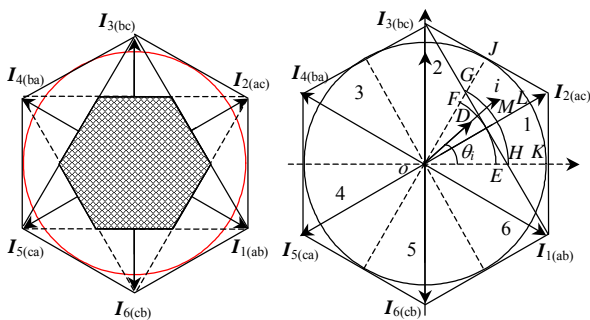


图4 分段优化调制策略示意图

Fig. 4 Sectional optimized modulation schematic diagram

分成两个区域：当输入电流矢量位于三角形 OGH 内时，即满足式(3)的条件时，利用有效矢量 I_1 、 I_3 和零矢量 I_8 来合成；当输入电流矢量位于区域 GDHKLJ 时，即满足式(4)时，利用矢量 I_1 、 I_2 和 I_3 来合成。可以推导出上述两种情况下占空比的表达式分别为式(5)和式(6)。

$$\begin{cases} 0 \leq m_v \leq \frac{1}{\sqrt{3}} \\ (\frac{1}{\sqrt{3}} < m_v \leq \frac{2}{3}) \text{ 且 } (m_v \leq \frac{1}{\sqrt{3} \sin(2\pi/3 - \theta_i)}) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{2}{3} \leq m_v \leq 1 \\ (\frac{1}{\sqrt{3}} \leq m_v < \frac{2}{3}) \text{ 且 } (\frac{1}{\sqrt{3} \sin(2\pi/3 - \theta_i)} < m_v) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} d'_1 = \frac{T'_1}{T_s} = m_v \sin(\frac{\pi}{2} - \theta_i) \\ d'_3 = \frac{T'_3}{T_s} = m_v \sin(\theta_i + \frac{\pi}{6}) \\ d'_0 = \frac{T'_0}{T_s} = 1 - d'_1 - d'_3 \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} d''_1 = \frac{T''_1}{T_s} = 1 - m_v \sin(\theta_i + \frac{\pi}{6}) \\ d''_2 = \frac{T''_2}{T_s} = 1 - d''_1 - d''_3 \\ d''_3 = \frac{T''_3}{T_s} = 1 - m_v \sin(\frac{\pi}{2} - \theta_i) \end{cases} \quad (6)$$

其中，式(5)中 T'_1 、 T'_3 和 T'_0 分别为输入电流矢量位于三角形 OGH 内时矢量 I_1 、 I_3 和 I_8 持续的时间， d'_1 、 d'_3 和 d'_0 分别为矢量 I_1 、 I_3 和 I_8 的占空比；式(6)中 T''_1 、 T''_2 和 T''_3 分别为输入电流矢量位于区域 GDHKLJ 内时矢量 I_1 、 I_2 和 I_3 持续的时间， d''_1 、 d''_2 和 d''_3 分别为矢量 I_1 、 I_2 和 I_3 的占空比。 m_1 调制模式下输出直流电压平均值表达式仍然为式(2)。其它扇区内的分析推导与上述扇区1的情况类似。

1.3 开关脉冲序列安排

调制模式确定后，变换器的输入输出性能主要取决于开关脉冲序列的安排。通常为好的输入输出特性如低输入电流畸变率、低输出纹波，选择双边对称的开关脉冲序列，但开关损耗较大；为保证相对较小的开关损耗，选择切换次数最少的开关脉冲序列，但输入输出性能有所劣化^[18]，因此在设计时需要根据系统的需求折衷选择。几种可用的开关脉冲序列如图5所示，其中 P_0 和 P_1 模式为单边开关脉冲序列，每个开关周期中有3次双向开关换

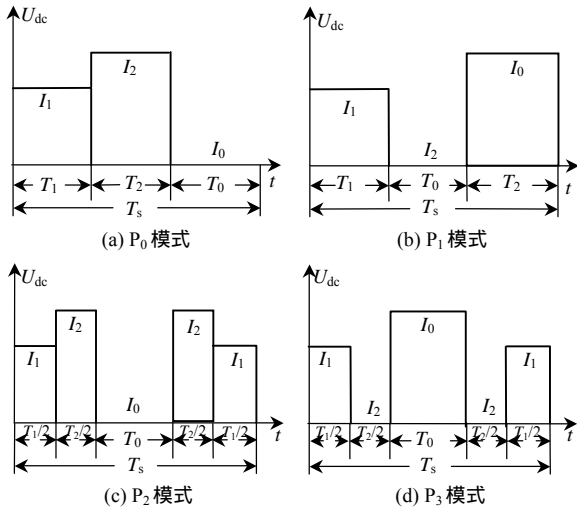


图 5 几种开关脉冲序列

Fig. 5 Several switch pulse patterns

流； P_2 和 P_3 模式为双边对称开关脉冲序列，每个开关周期中有 4 次双向开关换流。前者开关损耗较小，而后者输出波形质量较好。本文优化的目标是较低的充电电流纹波，因此选择 P_3 模式的开关脉冲序列，如图 6、7 所示（假定输入电流矢量处于扇区 1）。

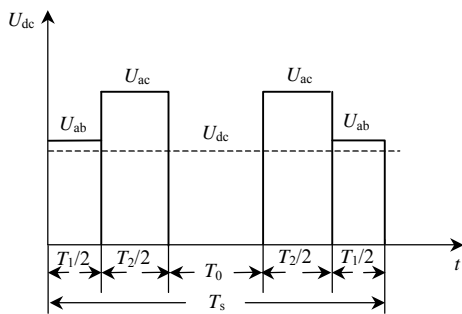
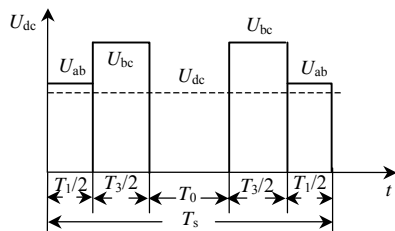
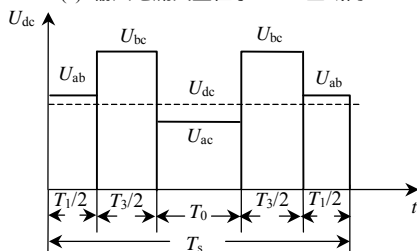


图 6 m_0 调制模式开关脉冲序列

Fig. 6 Switch pulse pattern of the m_0 modulation



(a) 输入电流矢量位于 OGH 区域内



(b) 输入电流矢量位于 GDHKLJ 区域内

图 7 m_1 调制模式开关脉冲序列

Fig. 7 Switch pulse pattern of the m_1 modulation

2 充电电流纹波分析

2.1 输出电感电流纹波特性

假定双向开关为理想器件，蓄电池两端电压基本不变，AC/DC 矩阵变换器的等效简化电路如图 8 所示。输出端直流电压 u_{dc} 为一脉动电压，经过输出滤波器滤波后得到平滑的平均直流输出电压 U_{dc} 。描述输出电感电流的方程为

$$L_o \frac{di_{dc}}{dt} = u_{dc} - U_{dc} \quad (7)$$

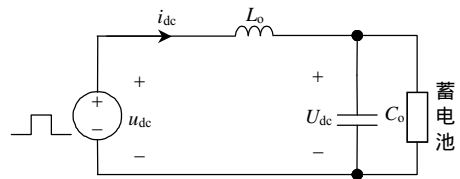


图 8 AC/DC 矩阵变换器等效简化电路图

Fig. 8 Simplified equivalent circuit diagram of AC/DC matrix converter

假定输出电感电流连续，可以得到输出电感电流的大体形状如图 9 所示（假设参考电流矢量在第 1 扇区）。 I_{dc} 为电感电流平均值， Δi 为一个开关周期内电感电流纹波峰值。此处只是一个大体示意图，具体波形形状取决于 u_{dc} 和 U_{dc} 的实际大小。

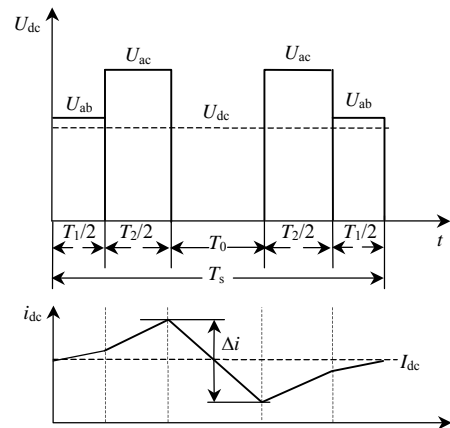


图 9 输出电感电流波形

Fig. 9 Current waveform of output inductor of AC/DC matrix converter

当负载为蓄电池时，由于蓄电池本身的大容性特性，输出滤波电容可以去掉，此时 I_{dc} 就是蓄电池充电电流平均值， Δi 为一个开关周期内充电电流纹波峰值。充电电流纹波直接影响了输出滤波电感选型、蓄电池循环寿命以及整流器的效率，因而希望它被限制在一个比较小的水平。

2.2 m_0 和 m_1 调制策略充电电流纹波对比分析

由于输出电感上的电流是其两端电压的积分，根据图 9 可知，充电电流纹波大小与瞬时直流电压的大小和脉冲位置以及输出直流平均电压有关，即

取决于调制策略。调制策略不同，充电电流纹波也不尽相同。在采取图 6、7 中的双边对称开关脉冲序列的前提下，现对 m_0 调制策略和 m_1 调制策略下的充电电流纹波做具体量化分析。

1) 采用 m_0 调制模式：

当 $0 \leq m_v \leq 1/\sqrt{3}$ 时，瞬时直流电压 u_{ab} 和 u_{ac} 大于等于直流平均电压 U_{dc} ，电感电流只在 T_0 时间内下降，因此充电电流纹波峰峰值表达式为

$$\Delta i = \frac{U_{dc} T_0}{L_0} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} [1 - m_v \cos(\theta_i - \frac{\pi}{6})] \quad (8)$$

可以求得式(8)的最大值为

$$\Delta i_{max} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} (1 - \frac{\sqrt{3}}{2} m_v)$$

当 $1/\sqrt{3} < m_v \leq 1$ 时，直流平均电压与瞬时直流电压的大小关系与 θ_i 有关，可以求得两者的交点为 $\theta_{i1} = \arccos(\frac{\sqrt{3}}{2} m_v)$ ， $\theta_{i2} = \frac{\pi}{3} - \arccos(\frac{\sqrt{3}}{2} m_v)$ 。

当 $0 \leq \theta_i \leq \theta_{i2}$ 时，充电电流纹波峰峰值表达式为

$$\Delta i = \frac{(u_{ab} - U_{dc})}{L_0 f_s} d_1 = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} (\frac{2}{\sqrt{3}} \cos \theta_i - m_v) \sin(\pi/6 - \theta_i) \quad (9)$$

可得式(9)的最大值为 $\Delta i_{max} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} (1 - \sqrt{3}/2 m_v)$ ；

当 $\theta_{i2} < \theta_i \leq \theta_{i1}$ 时，充电电流纹波峰峰值表达式为

$$\Delta i = \frac{U_{dc}}{L_0 f_s} d_0 = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} [1 - m_v \cos(\theta_i - \frac{\pi}{3})] \quad (10)$$

可得式(10)中充电电流纹波峰峰值的最大值为

$$\Delta i_{max} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} [1 - m_v (\frac{3}{4} m_v + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{3}{4} m_v^2})]$$

当 $\theta_{i1} < \theta_i \leq \pi/3$ 时，同样可求得充电电流纹波的最大值为 $\Delta i_{max} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} (1 - \frac{\sqrt{3}}{2} m_v)$ 。经比较可知，

采用 m_0 调制模式时，充电电流纹波峰峰值最大值为 $\Delta i_{max} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} (1 - \frac{\sqrt{3}}{2} m_v)$ 。

2) 采用 m_1 调制模式：运用上述分析方法，同样可以求出充电电流纹波峰峰值最大值表达式，具体推导过程这里不再赘述。

当 $0 \leq m_v \leq 0.8287$ 时，充电电流纹波峰峰值

最大值为 $\Delta i_{max} = \frac{3m_v U_m}{2L_0 f_s} (1 - m_v)$ ；

当 $0.8287 < m_v \leq 1$ 时，充电电流纹波峰峰值最大值为 $\Delta i_{max} = \frac{3U_m}{2L_0 f_s} (\frac{2}{\sqrt{3}} - m_v)(\sqrt{3}m_v - 1)$ 。

基于上述分析， m_0 和 m_1 调制模式下充电电流纹波与调制系数的关系如图 10 所示，图中纵坐标 $i_{ri} = \frac{2L_0 f_s \Delta i_{max}}{3U_m}$ 。由图 10 可知，在调制系数从 0~1 的整个输出范围内，采用 m_1 调制模式比 m_0 调制模式具有更低的充电电流纹波。

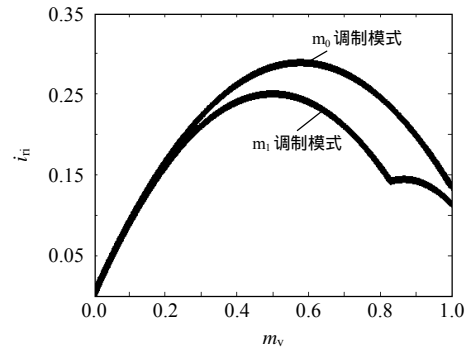
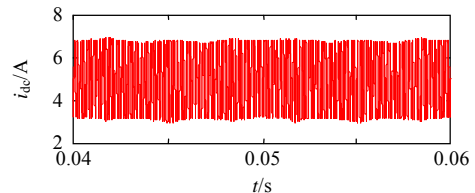


图 10 充电纹波电流对比

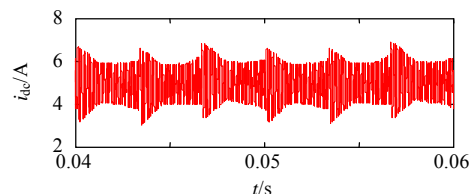
Fig. 10 Comparison of charging current ripple between m0 and m1 modulation modes

3 仿真验证

为验证所提方案的正确性，借助 Matlab 平台搭建 AC/DC 矩阵变换器的仿真模型。具体仿真参数配置为：输入端相电压峰值 60 V；输入滤波器电感 0.6 mH；电容 30 μ F；输出滤波器电感 0.6 mH；电容 10 μ F；负载为额定电压 36 V 的铅酸蓄电池组；开关频率和采样频率均为 10 kHz。给定蓄电池充电参考电流分别为 5 和 10 A，仿真结果如图 11 所示。其中， i_{dc} 为充电电流。由图 11 可知， m_0 调制模式下充电电流纹波峰峰值约为 5 A， m_1 调制模式下充电电流纹波峰峰值约为 4 A，与图 10 中曲线表明的结论一致。在同等条件下，相比于 m_0 调制模式，



(a) 5 A 参考电流时 m_0 模式



(b) 5 A 参考电流时 m_v 模式

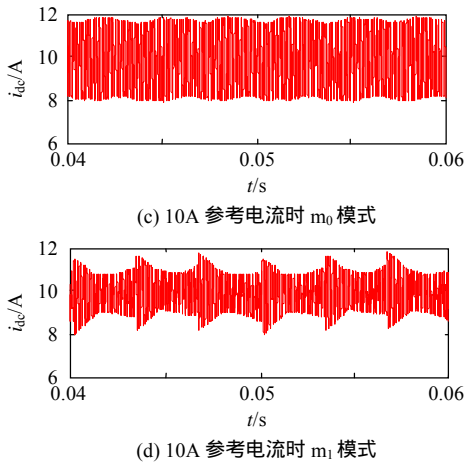


图 11 参考电流为 5A 和 10A 时充电电流仿真结果

Fig. 11 Simulation results of charging current when reference current is 5 Amps and 10 Amps

采用 m_1 调制模式时具有较小的充电电流纹波,使得 AC/DC 矩阵变换器具有较好的输出性能,降低了对输出滤波电感的要求。

4 实验结果

在实验室的一套 10 kVA 容量的 AC/DC 矩阵变换器样机上进行实验验证。样机拓扑结构如图 1 所示,参数配置与仿真一致,主电路开关器件采用 1MBH60D-100,控制板核心由 DSP 28335 和 FPGA EP2C8T144C8N 构成。样机如图 12 所示。对蓄电池组采取恒流充电的方法,对 m_0 和 m_1 调制模式下的充电电流纹波进行了对比实验分析,实验结果如图 13 所示。 U_{dc} 为 AC/DC 矩阵变换器滤波后的输出直流电压。由图 13 可知,参考输出电流为 5 A 时, m_0 调制模式下充电电流纹波峰峰值为 5.04 A, m_1 调制模式下充电电流纹波峰峰值为 4.48 A;参考输出电流为 10 A 时, m_0 调制模式下充电电流纹波峰峰值为 5.75 A, m_1 调制模式下充电电流纹波峰峰值为 4.64 A。相对于 m_0 调制模式, m_1 调制模式下充电电流纹波有了明显的下降,实验数据波形与仿

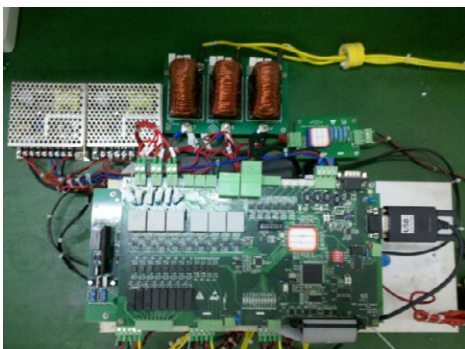


图 12 实验室 AC/DC 矩阵变换器样机平台

Fig. 12 Prototype of AC/DC matrix converter

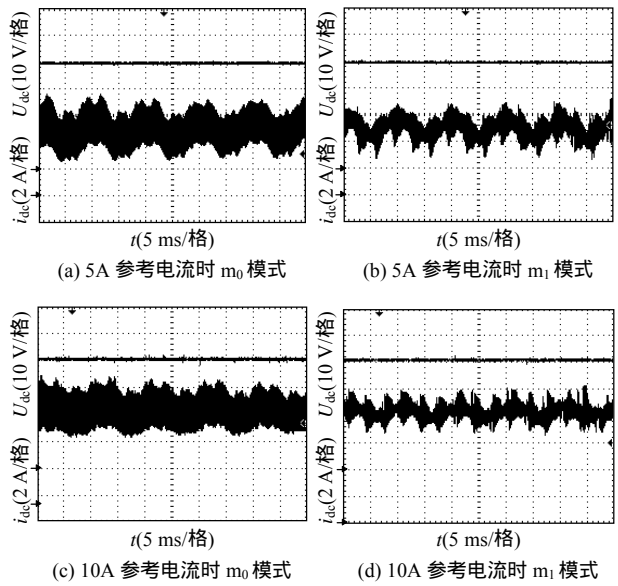


图 13 参考电流为 5A 和 10A 时输出直流电压和电感电流实验结果

Fig. 13 Experimental results of output voltage and inductor current when reference current is 5 Amps and 10 Amps in the laboratory

真较为吻合,采用 m_1 调制模式在较大输出范围内具有较低的充电电流纹波。

采用分段优化调制策略较之经典调制策略具有更低的输出电流纹波峰峰值,然而由于 m_0 调制模式采用相邻的两个有效矢量来合成期望输入电流,而 m_1 调制模式利用了两个间相邻(相差 $2\pi/3$)有效矢量来合成,同等工况条件下 m_0 调制模式下的输入电流畸变率会小于 m_1 调制模式,其具体分析过程较为复杂,鉴于版面原因,在此采用实验方式进行简单说明。由图 14、15 可知,当调制系数 m_v 为 0.5 时, m_0 调制模式和 m_1 调制模式下输入电

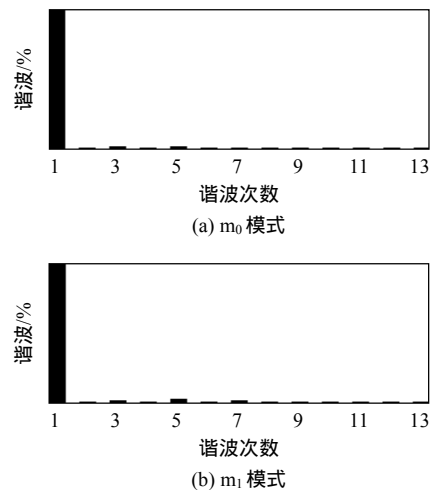


图 14 调制系数为 0.5 时输入电流 FFT 分析

Fig. 14 FFT analysis of the input current when modulation index is 0.5

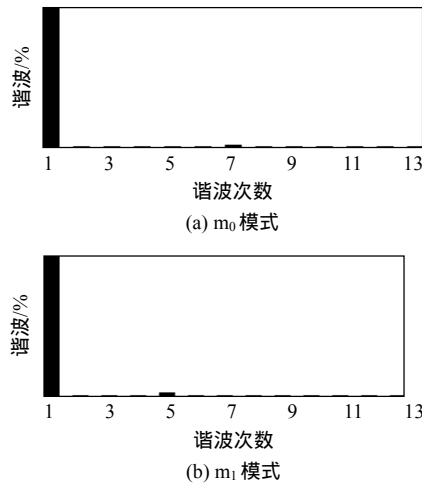


图 15 调制系数为 0.9 时输入电流 FFT 分析
Fig. 15 FFT analysis of the input current
when modulation index is 0.9

流畸变率分别为 4.32% 和 4.97% ,调制系数 m_v 为 0.9 时, m_0 调制模式和 m_1 调制模式下输入电流畸变率分别为 3.11% 和 3.46% , m_1 调制模式下 5、7 次谐波含量稍高于 m_0 调制模式, 但 m_1 调制模式下的总谐波畸变率仍然保持在一个可以接受的水平。小的输出电流纹波峰峰值加上比较低的输入电流畸变率, 使得分段优化调制策略是一种优化的调制策略。

AC/DC 矩阵变换器的输入电压、电流以及输入电流的 FFT 分析如图 16 所示。图中工况条件为 m_1 调制模式, 蓄电池组充电电流参考设定为 10 A, u_a 为输入相电压, i_a 为输入相电流。由图 16 可知,

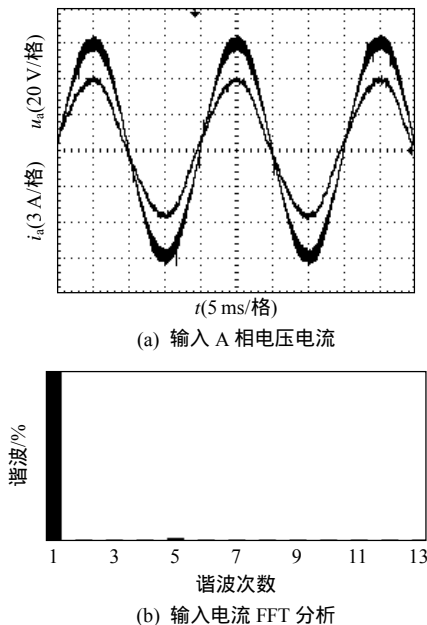


图 16 输入 A 相电压电流以及输入电流 FFT 分析
Fig. 16 Phase A input voltage and current and
FFT analysis of current

输入电压电流同相位, 功率因数基本为 1, 同时输入电流正弦。输入电流畸变率为 2.55% ,表明 AC/DC 矩阵变换器具有良好的输入性能。

5 结论

本文深入研究了 AC/DC 矩阵变换器空间矢量调制策略与输出电感电流纹波的关系。根据 AC/DC 矩阵变换器的工作原理, 得到充电电流纹波的表达式, 提出了一种减小电感电流纹波的分段优化调制策略, 并对经典电流空间矢量调制策略与所提出的分段优化调制策略的充电电流纹波进行了量化对比分析。仿真和实验结果表明, 采用分段优化调制策略可以在 AC/DC 矩阵变换器全输出范围内显著减小充电电流纹波, 降低对输出滤波器电感的要求, 提高系统效率, 改善输出性能, 为 V2G 充放电接口技术提供了新的解决方案。

参考文献

- [1] 杨孝纶. 电动汽车技术发展趋势及前景(上)[J]. 汽车科技, 2007(6): 10-13.
Yang Xiaolun. The development trend and foreground of the electric vehicle[J]. Auto Mobile Science & Technology, 2007(6): 10-13(in Chinese).
- [2] 张文亮 武斌 李武峰 等. 我国纯电动汽车的发展方向及能源供给模式的探讨[J]. 电网技术, 2009, 33(4): 1-5.
Zhang Wenliang, Wu Bin, Li Wufeng, et al. Discussion on development trend of battery electric vehicles in China and its energy supply mode[J]. Power System Technology, 2009, 33(4): 1-5(in Chinese).
- [3] Marra F, Sacchetti D, et al. Electric vehicle requirements for operation in smart grids[C]//2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies. Manchester: IEEE, 2011: 1-7.
- [4] Haerri V V, Madawala U K, et al. A plug-in hybrid "blue-angel III" for vehicle to grid system with a wireless grid interface[C]//Vehicle Power and Propulsion Conference. Lille: IEEE, 2010, 9: 1-5.
- [5] Lin Sheng, He Zhengyou, et al. Impact of plug-in hybrid electric vehicles on distribution systems[C]//2010 International Conference on Power System Technology. Hangzhou: IEEE, 2010: 1-5.
- [6] Smolenski R, Jarnut M, et al. AC/DC/DC interfaces for V2G applications- EMC issues[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012(49): 1-6.
- [7] Venturini M. A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements[J]. in Proc. Powercon 7, 1980:E3-I-E-15.

- [8] Huber L ,Borojevic D .Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters[C]//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting . New York : IEEE , 1991 : 1032-1041 .
- [9] Wheeler P W , Rodriguez J , Clare J C , et al . Matrix converters :a technology review[J] .IEEE Transactions on Industry Electronics , 2002 , 49(2) : 276-288 .
- [10] 孙尧,粟梅,王辉,等.双级矩阵变换器的非线性分析及其补偿策略[J].中国电机工程学报,2010,30(12):20-27.
Sun Yao ,Su Mei ,Wang Hui ,et al .Nonlinearity analysis and compensation strategies for two-stage matrix converter[J] . Proceedings of the CSEE , 2010 , 30(12) : 20-27(in Chinese) .
- [11] 梅杨,黄立培,李正熙.矩阵式变换器驱动异步电机调速系统抑制输入电压扰动的研究[J].电工技术学报,2009,24(10):47-52.
Mei Yang , Huang Lippei , Li Zhengxi . Study of input voltage anti-disturbance control of matrix converter fed induction motor drive system[J] . Transactions of Transactions of China Electrotechnical Society , 2009 , 24(10) : 47-52 (in Chinese) .
- [12] 杨俊华,郑俭华,冯焕霞,等.采用矩阵式变换器的双馈变速风力发电系统[J].高电压技术,2009,35(11):2820-2825.
Yang Junhua , Zheng Jianhua , Feng Huanxia , et al . Doubly-fed variable-speed wind generation system using matrix converter[J] . High Voltage engineering , 2009 , 35(11) : 2820-2825(in Chinese) .
- [13] 李辉,阳春华,邓文浪,等.矩阵变换器励磁的双馈型发电机软并网控制[J].中国电机工程学报,2010,30(15):75-79.
Li Hui , Yang Chunhua , Deng Wenlang , et al . Soft cutting-in control of DFIG based on matrix-converter-excitation system[J] . Proceedings of the CSEE , 2010 , 30(15) : 75-79(in Chinese) .
- [14] Holmes D J , Lipo T A . Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory[J] . IEEE Transactions on Power Electronics , 1992 , 7(1) : 240-250 .
- [15] 徐壮,殷冠贤,徐殿国.车用新型 AC-DC 矩阵式变换器[J].电工技术学报,2011,26(8):64-70.
Xu Zhuang , Yin Guanxian , Xu Dianguo . A new bidirectional AC-DC converter using a matrix converter topology[J] . Transactions of Transactions of China Electrotechnical Society , 2011 , 26(8) : 64-70 (in Chinese) .
- [16] Ejea J B , Sanchis Kilders E , Carrasco J A , et a . High-frequency bi-directional three-phase rectifier with power factor correction[C]//IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference . Vancouver , BC : IEEE , 2001 : 1303-1308 .
- [17] 杨喜军,叶芄生,蔡文,等.矩阵整流器开关函数算法与电流空间矢量调制算法的研究[J].中国电机工程学报,2006,21(26):43-49.
Yang Xijun , Ye Pengsheng , Cai Wen , et al . Investigation on switching function algorithm and current SVM algorithm of matrix rectifier[J] . Proceedings of the CSEE , 2006 , 21(26) : 43-49 (in Chinese) .
- [18] Sun Yao , Su Mei , Xia Lixun , et al . Randomized carrier modulation for four-leg matrix converter based on optimal markov chain[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology . Chengdu : IEEE , 2008 : 1-6 .



王辉

收稿日期：2012-11-26。

作者简介：

王辉(1984),男,博士研究生,研究方向为矩阵变换器和 DC/DC 变换器, huiwangcp9@gmail.com ;

粟梅(1967),女,博士,教授,博士生导师,研究方向为电力系统自动化、电力电子与电力传动, sumeicsu@yahoo.com.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)