

研
究
开
发

基于载波移相控制的脉冲整流器直流侧 支撑电容电压谐波抑制研究

王 娜, 宋文胜, 冯晓云

(西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031)



摘 要：以电力牵引交流传动系统中两重化脉冲整流器拓扑为研究对象, 以实现其直流侧支撑电容电压谐波抑制为目标, 首先从理论上分析了直流侧支撑电容容量的设计方法; 然后分析了稳态运行时直流侧电压高次谐波的产生机理, 并重点分析了两重化脉冲整流器载波移相控制方法对直流侧脉动的影响。理论分析表明直流侧电压高次纹波主要分布在2倍开关频率附近, 载波移相控制技术可以有效地抑制直流侧2倍开关频率附近的纹波电压, 从而减小直流侧电压纹波系数。因此在传统直流侧支撑电容容量设计方法的基础上, 加入载波移相控制可以进一步减小所设计的支撑电容大小。最后对未添加载波移相控制和添加载波移相控制的方法分别进行了计算机仿真和半实物试验测试。Matlab仿真和dSPACE半实物测试结果都验证了理论分析的正确性和有效性。

关键词：脉冲整流器; 载波移相; 支撑电容; 谐波优化

中图分类号：U264.3+7

文献标识码：A

文章编号：1000-128X(2012)02-0034-06

作者简介：王 娜 (1988-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

Research on DC-Link Capacitor Voltage Harmonics Reduction of PWM Rectifier Based on Carrier Phase-Shifting

WANG Na, SONG Wen-sheng, FENG Xiao-yun

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

Abstract: In the paper, to reduce the DC-link capacitor voltage harmonics of dual-cascading PWM rectifier in electric traction AC drive system, firstly, the theoretical design method of DC-link capacitor was introduced, then, the characteristic of high order harmonics of DC-link voltage in the steady-state was derived, and DC link voltage ripple of the dual-cascading PWM with carrier phase-shifting technology was analyzed in detail. The theoretical analysis showed that the high order ripples of DC-link voltage were mainly distributed around the twice switching frequency, and the carrier phase-shifting technology could reduce these high order ripples to suppress the DC voltage ripple coefficient. Therefore, the DC-link capacitor could be minimized based on traditional design method in combination with carrier phase-shifting technology. Control methods with and without carrier phase-shifting technology were compared in computer simulation and hardware-in-the-loop(HIL) experiment system respectively, which showed the validity and effectiveness of theoretical analysis.

Key words: PWM rectifier; carrier phase-shifting; DC-link capacitor; optimized harmonics

0 引言

目前, 交流传动电力机车和高速动车组上都采用基于PWM控制技术的四象限脉冲整流器作为网侧变流器。与传统整流器相比, PWM整流器具有功率因数高、谐波电流小、能够实现四象限运行等优点。一个理想的脉冲整流器, 一方面需要实现高功率因数运行, 另一方面需要为直流侧提供平直稳定的直流电压。前

者由脉宽调制技术实现, 后者则需要储能中间直流环节完成。在电压型脉冲整流器中, 中间直流环节由2倍电网频率的LC谐振滤波电路和支撑电容组成。支撑电容不仅与脉冲整流器、逆变器交换在脉宽调制过程中产生的无功功率和谐波功率, 而且要与变压器漏感交换无功功率。支撑电容越大, 对于直流环节的纹波电压抑制能力越强, 但大支撑电容将会增加控制系统的成本和体积, 同时也会带来其他负面影响, 如变流器开关桥臂短路时故障的危害程度增大等^[1]。因此, 从控制方法着手, 通过改善系统控制性能来减小支撑电容

收稿日期: 2011-09-15

基金项目: “十一·五”国家科技支撑计划重大项目 (2009BAG12A05)

的体积对工程设计具有重大的现实意义。

近年来, 国内外很多学者对于支撑电容最小化的问题进行了研究。文献[2]通过直接控制流过支撑电容的电流来控制中间直流侧电压波动, 使整流器输出功率和逆变器输入功率尽快达到平衡来抑制负载突变时直流侧电压波动。文献[3-5]则引入预测控制方法, 减少控制系统中因采样延时引起的控制误差, 加快系统的响应速度, 提高控制精度, 减小中间直流侧电压波动。以上2种方法能有效减小负载突变时直流侧电压波动, 从而减小支撑电容的容量体积, 降低成本。但这些技术不能减小主变流器稳态运行时直流侧电压波动, 支撑电容容量减小后, 主变流器稳态运行时的直流侧电压纹波将增大。在电力牵引传动系统中, 直流侧支撑电容的容量设计取决于直流侧电压稳态纹波允许范围。针对负载突变时直流侧电压动态波动问题, 由于牵引电机的转动惯量大, 可等效为一个大惯性负载, 且惯性环节存在延时, 所以负载突变对牵引变流器直流侧电压的动态冲击可以得到一定抑制。因此, 针对主变流器中间直流侧支撑电容的轻量化设计问题, 不仅要考虑负载突变时系统的承受能力, 更重要的是考虑稳态工作时, 在满足电力牵引变流器直流侧电压纹波允许范围的前提下, 如何进一步减小直流侧支撑电容的容量和体积。

1 脉冲整流器工作原理及支撑电容设计

本文以我国某型动车组为例, 说明脉冲整流器基本工作原理及中间直流侧支撑电容的设计方法。该动车组一个基本动力单元的传动系统包括1台牵引变压器、2台二电平四象限脉冲整流器、中间直流环节、1台二电平逆变器和4台异步牵引电动机。其中2个四象限脉冲整流器采用直流侧并联的两重化连接方式, 其示意图如图1所示。

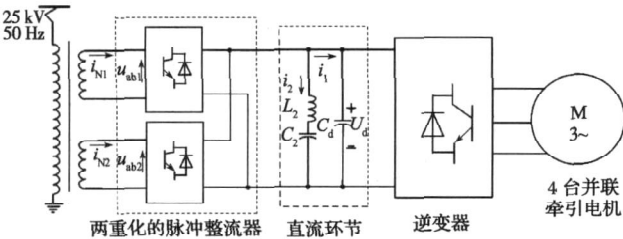


图1 我国某型动车组基本动力单元传动系统示意图

1.1 单相二电平脉冲整流器工作原理^[6]

以单个单相二电平脉冲整流器为例, 其主电路如图2所示。其中 u_N 和 i_N 分别为网侧输入电压、电流; u_{ab} 为整流器输入电压; U_{dc} 为中间直流侧电压; L_N 为牵引变压器牵引绕组的等效漏感; L_2 和 C_2 分别为直流侧二次LC谐振滤波电路的电感和电容; C_d 为中间直流侧支撑电容; i_c 为流过直流侧支撑电容的电流; i_{dc} 为整流器输出电流; i_2 为流入二次谐振滤波电路的电流; i_{load} 为

直流侧输出的负载电流。

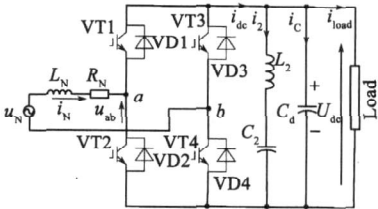


图2 单相二电平脉冲整流器主电路

根据图2, 采用基尔霍夫电流定律(KCL), 直流侧支撑电容上电流 i_c 和电压 U_{dc} 的关系可以表示为

$$i_c = C_d \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_2 - i_{load} \tag{1}$$

由式(1)可以看出, 在稳态运行时, 若能减小脉冲整流器输出电流 i_{dc} 的波动, 就能减小直流侧电压的波动, 进而减小支撑电容。下面对脉冲整流器输出电流 i_{dc} 进行分析。

定义理想开关函数 S_A 和 S_B 如式(2)和式(3)所示。采用理想开关函数并忽略牵引绕组电阻, 则二电平脉冲整流器主电路可以化简为理想开关电路。

$$S_A = \begin{cases} 1 & \text{VT1或VD1导通} \\ 0 & \text{VT2或VD2导通} \end{cases} \tag{2}$$

$$S_B = \begin{cases} 1 & \text{VT3或VD3导通} \\ 0 & \text{VT4或VD4导通} \end{cases} \tag{3}$$

则对于单相脉冲整流器, 根据式(2)和式(3)可知, 其有效的开关组合有 $2^2=4$ 种, 即 $S_A S_B=00、01、10$ 和 11 这4种逻辑, 同时根据图1, 输入端电压 u_{ab} 可表示为

$$u_{ab} = (S_A - S_B)U_{dc} \tag{4}$$

同理, 脉冲整流器侧输出电流 i_{dc} 可表示为

$$i_{dc} = (S_A - S_B)i_N \tag{5}$$

对应于4种不同的开关状态, 网侧电流纹波 $\tilde{i}_N$ 的变化趋势如表1所示。

表1 不同开关状态下 $\tilde{i}_N$ 变化趋势表

$u_N > 0$		$u_N < 0$	
$i_N > 0$ 时 u_{ab}	$i_N < 0$ 时 u_{ab}	$i_N > 0$ 时 u_{ab}	$i_N < 0$ 时 u_{ab}
0 $+U_{dc} -U_{dc}$	0 $+U_{dc} -U_{dc}$	0 $+U_{dc} -U_{dc}$	0 $+U_{dc} -U_{dc}$
$\nearrow \rightarrow \nearrow$	$\rightarrow \rightarrow \rightarrow$	$\rightarrow \rightarrow \rightarrow$	$\nearrow \nearrow \rightarrow$

1.2 直流侧支撑电容 C_d 设计

对于单相脉冲整流器而言, 假设直流侧电压二次波动可以完全被中间直流环节的二次LC谐振滤波电路消除, 则直流侧电压波动主要由网侧脉冲整流器和电机侧牵引逆变器频繁开关切换导致直流侧输出电流波动引起。假设直流侧电压允许的最大纹波系数为 r_u , 则直流侧最大允许纹波电压 $\Delta U_{dm} = r_u U_{dc}$ 。

根据图2所示的脉冲整流器, 设 u_{dc} 为中间直流电压的瞬时值, 若不考虑LC二次谐振滤波电路, 由基尔霍夫电压定律(KVL)和电流定律(KCL)得

$$\left. \begin{aligned} L_N \frac{di_N}{dt} &= u_N - (S_A - S_B)u_{dc} - i_N R_N \\ C_d \frac{du_{dc}}{dt} &= (S_A - S_B)i_N - i_{load} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

将式(6)中第一式和第二式左右两边分别乘以 i_N 和 u_{dc} , 可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2} L_N \frac{di_N^2}{dt} &= u_N i_N - (S_A - S_B)u_{dc} i_N - i_N^2 R_N \\ \frac{1}{2} C_d \frac{du_{dc}^2}{dt} &= (S_A - S_B)u_{dc} i_N - i_{load} u_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

将式(7)中的两式相加, 可得

$$u_N i_N = i_{load} u_{dc} + i_N^2 R_N + \frac{1}{2} L_N \frac{di_N^2}{dt} + \frac{1}{2} C_d \frac{du_{dc}^2}{dt} \quad (8)$$

由式(8)可知, 在任何情况下, 牵引绕组的输出功率等于整流器的输出功率、牵引绕组电感内阻上的耗散功率、牵引绕组电感和直流侧电容上的无功功率之和。忽略电感内阻 R_N , 则式(8)可以简化为

$$u_N i_N = i_{load} u_{dc} + \frac{1}{2} L_N \frac{di_N^2}{dt} + \frac{1}{2} C_d \frac{du_{dc}^2}{dt} \quad (9)$$

当网侧采用2个四象限脉冲整流器两重化连接时, 则式(9)可以修正为

$$2u_N i_N = i_{load} u_{dc} + L_N \frac{di_N^2}{dt} + \frac{1}{2} C_d \frac{du_{dc}^2}{dt} \quad (10)$$

根据式(10), 由输入输出能量守恒可得, 交流侧电流脉动能量应等于支撑电容上脉动能量, 即

$$L_N i_N^2 + \frac{1}{2} C_d u_{dc}^2 = 0 \quad (11)$$

则开关周期内交流侧电感上的能量最大值与支撑电容上的能量最大值应该相等, 即

$$\begin{aligned} L_N (\sqrt{2}I_N + \frac{\Delta i_m}{2})^2 - L_N (\sqrt{2}I_N - \frac{\Delta i_m}{2})^2 &= \\ \frac{1}{2} C_d (U_{dc} + \frac{\Delta U_{dm}}{2})^2 - \frac{1}{2} C_d (U_{dc} - \frac{\Delta U_{dm}}{2})^2 & \end{aligned} \quad (12)$$

其中 Δi_m 为网侧交流电流变化的最大值, 化简得

$$C_d = \frac{2\sqrt{2}L_N I_N \Delta i_m}{U_{dc} \Delta U_{dm}} = \frac{8r_i L_N I_N^2}{r_u U_{dc}^2} \quad (13)$$

式中: r_i 为网侧输入电流的最大纹波系数, $r_i = \frac{\Delta i_m}{2I_{Nm}}$ 。

因此, 在实际设计中, 支撑电容的大小选取应大于等于式(13)计算值^[7], 即

$$C_d \geq \frac{2\sqrt{2}L_N I_N \Delta i_m}{U_{dc} \Delta U_{dm}} = \frac{8r_i L_N I_N^2}{r_u U_{dc}^2} \quad (14)$$

由式(14)可以看出, 在允许的中间直流侧电压纹波一定的情况下, C_d 的取值与 r_u 有直接关系, 若能减小 r_u , C_d 的取值也可适当减小。

2 载波移相控制对支撑电容影响分析

2.1 载波移相控制原理

在电力牵引交流传动系统中, 由于大功率开关器件开关频率的限制, 为了减小网侧输入电流的谐波含量、抑制直流侧电压波动和提高系统的容量, 通常采用多重化技术。其基本原理为: 通过变压器耦合的方式将多个相同结构的整流单元按串联或并联的方式进行组合。对多重化脉冲整流器采用载波移相技术进行控制。载波移相PWM技术的原理是: 每个控制单元内包含 n 个相对独立的PWM整流器, 各独立的PWM整流器采用相同的调制波, 而相应的三角载波相位依次错开一个相同的相位 π/N (N 为整流器的单元数)。利用PWM波形生成技术和多重化技术中的波形叠加结构产生相移式PWM波形, 从而使脉冲整流器输入电流的高次谐波相互错开, 在保持主电路结构和不提高整流器开关频率的前提下减小系统输出谐波含量, 获得较高的等效开关频率^[9]。以某型动车组的基本动力单元为例, 其基本动力单元如图1所示, 由载波移相控制的基本原理可知, 两重化整流器的三角载波信号相位相差 $\pi/2$, 分别与相同调制波信号相比较, 产生一系列PWM信号, 用以控制整流器的IGBT, 产生网侧电流 i_{N1} 和 i_{N2} , 其高次谐波的峰值和谷值相互错开, 使叠加后产生的变压器一次侧电流更接近正弦。

2.2 载波移相控制对直流侧电压的影响分析

根据式(4)和式(5)以及表1关系, 两重化载波移相控制模式下, 各控制量的相互关系如图3所示。

由于开关频率远远大于调制波频率, 因此在一个开关周期内, 可以认为调制信号为一恒定量。如图3(a)所示, u_{ra} 和 u_{rb} 分别为a相和b相的调制信号, u_{c1} 和 u_{c2} 为相位相差 $\pi/2$ 的三角载波信号。调制信号 u_{ra} 、 u_{rb} 与载波信号 u_{c1} 相比得到整流桥1的开关信号 S_{A1} 和 S_{B1} , 如图3(b)所示。同理可得整流桥2的开关信号 S_{A2} 和 S_{B2} , 如图3(c)所示。根据整流器开关信号, 整流桥1、2的输入电压 u_{ab1} 和 u_{ab2} 波形分别如图3(d)和图3(g)中实线所示。结合表1可得图3(d)和图3(g)中虚线所示的 $i_N > 0$ 时整流器输入电流纹波的 $\tilde{i}_{N1}$ 和 $\tilde{i}_{N2}$, 再根据式(5)即可计算出整流桥1、2的输出电流纹波 $\tilde{i}_{dc1}$ 和 $\tilde{i}_{dc2}$, 叠加得到输出电流纹波 $\tilde{i}_{dc}$ 。图3(j)中虚线和实线分别表示 $i_N > 0$ (整流工况) 时添加载波移相控制前后整流器输出电流纹波 $\tilde{i}_{dc}$, 图3(k)中虚线和实线则分别表示 $i_N < 0$ (再生制动工况) 时添加载波移相控制前后整流器输出电流纹波 $\tilde{i}_{dc}$ 。从图3(j)和图3(k)可以看出, 不添加载波移相控制时, 整流器输出电流纹波 $\tilde{i}_{dc}$ 约为2倍开关频率, 而添加载波移相控制后的整流器输出电流纹波 $\tilde{i}_{dc}$ 约为4倍开关频率, 且幅值有所降低。根据式(3)可得添加载波移相控制后, 中间直流侧电压2倍开关频率处的高次谐波将被抵消, 转化为幅值较小、4倍开关频率的高次谐波, 从而减小了直流

侧电压脉动。

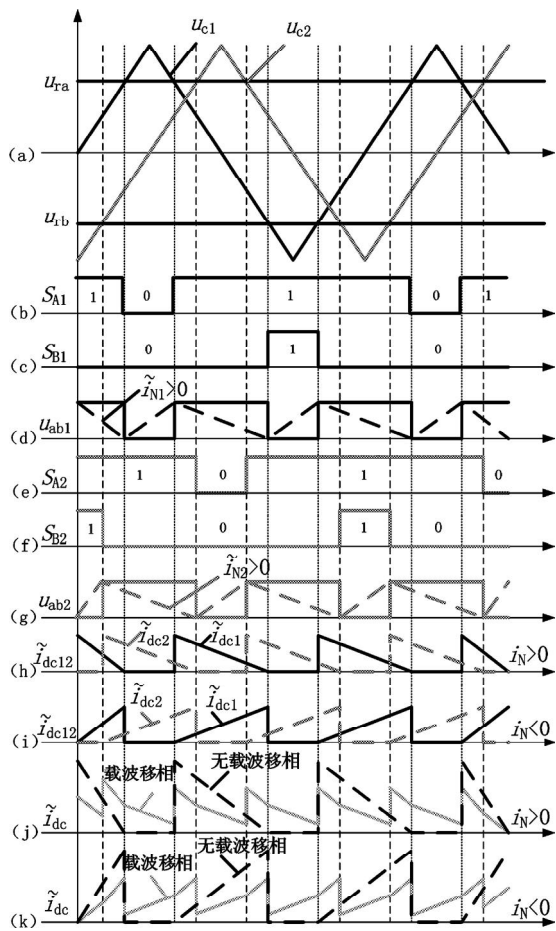


图 3 载波移相控制各量相互关系

3 Matlab 仿真研究

在 Matlab/Simulink 下搭建仿真模型, 采用载波移相技术对两重化整流器带纯阻性负载和电机+逆变器负载分别进行了仿真研究。仿真参数如下: 网侧电压 $u_N=1\ 550\text{ V}$; 牵引变压器牵引绕组等效漏感 $L_N=2\text{ mH}$, 电阻 $R_N=0.1\ \Omega$; 二次谐振电路 $L_2=0.84\text{ mH}$, $C_2=3\text{ mF}$; 支撑电容 $C_d=3.3\text{ mF}$; 直流侧电压 $U_{dc}=3\ 000\text{ V}$; 开关频率 $f_c=350\text{ Hz}$; 三角载波相位相差 $\pi/2$ 。

3.1 纯阻性负载仿真分析

在整流器中间直流环节后接纯阻性负载 $R_{load}=4\ \Omega$, 其他仿真参数不变, 图 4 为整流器输出电流 i_{dc} 的局部放大图, 图 5、图 6 和图 7 分别为稳态运行时直流侧电压 U_{dc} 波形、整流器输出电流 i_{dc} 频谱分析和中间直流电压 U_{dc} 频谱分析。

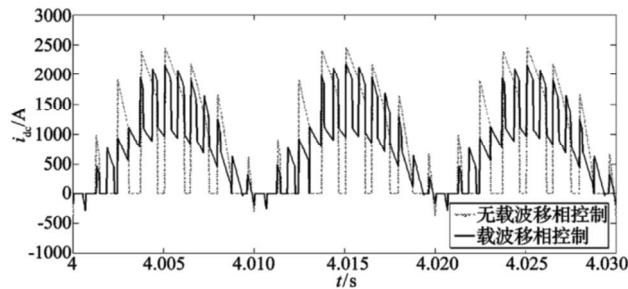


图 4 整流器输出电流 i_{dc} 局部波形放大图

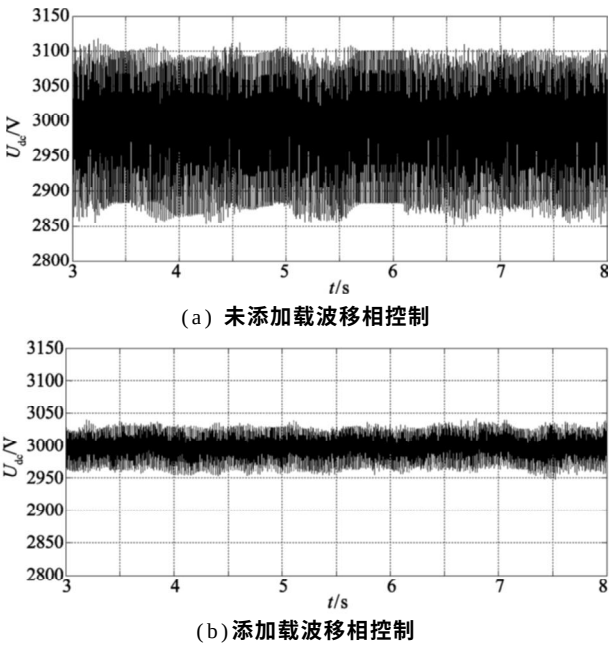


图 5 稳态运行时直流侧电压 U_{dc} 波形

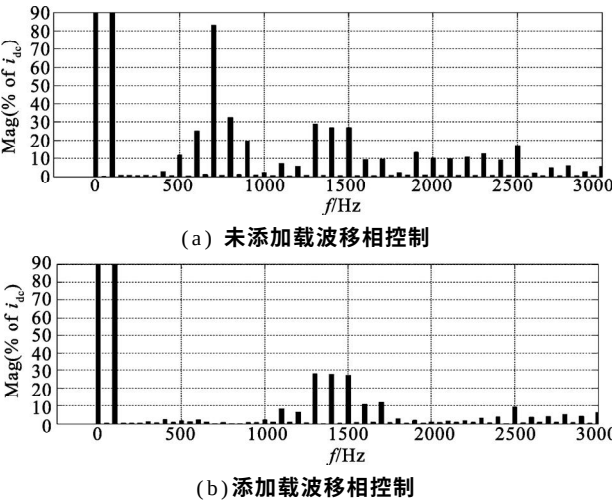


图 6 整流器输出电流 i_{dc} 频谱分析

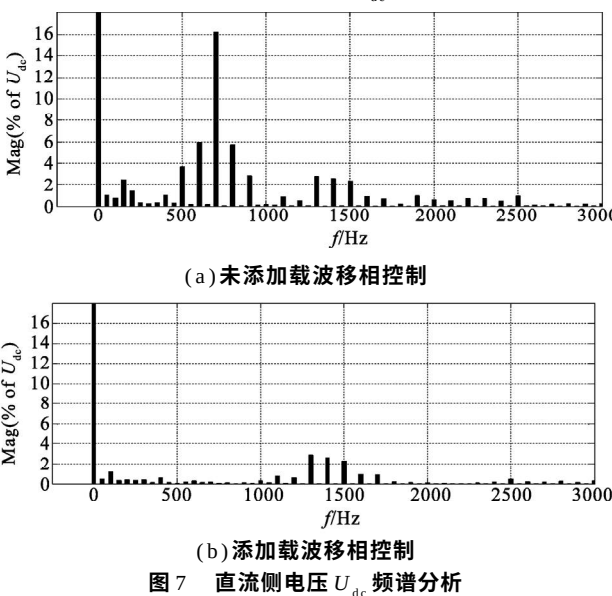


图 7 直流侧电压 U_{dc} 频谱分析

从图 4 中可以看出整流器输出电流 i_{dc} 的纹波变化趋势与图 3 (i) 中分析结果一致, 证明了理论分析结果的正确性。分析图 5 可知, 添加载波移相控制前直流侧

电压 U_{dc} 的纹波含量为 8.17%，而添加载波移相控制后，其纹波含量下降到 2.53%，大大降低了直流侧电压的波动，使其输出电压波形得到明显改善。分析图 6 和图 7，由 U_{dc} 和 i_{dc} 的频谱分析可得，添加载波移相控制可以有效减小直流侧电流和电压 2 倍开关频率附近的谐波含量，与图 3 分析结果一致，说明在纯阻性负载情况下，添加载波移相控制可以有效减小稳定运行时直流侧电压的波动，进而实现直流侧支撑电容的轻量化设计。

3.2 逆变器+电机负载仿真分析

负载为逆变器+电机负载，1 台逆变器带 4 台牵引电机，牵引电机仿真参数如下：定子电阻 $R_s=0.1065\ \Omega$ ，转子电阻 $R_r=0.0663\ \Omega$ ，定子漏感 $L_s=0.00131\ \text{H}$ ，转子漏感 $L_r=0.00139\ \text{H}$ ，互感 $L_m=0.0536\ \text{H}$ ，转动惯量(节省仿真时间) $J=10\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，极对数 $n_p=2$ ，给定转速 $\omega^*=200\ \text{rad/s}$ ，逆变器开关频率 $f_{inv}=500\ \text{Hz}$ ， $T_L=1000\ \text{N}\cdot\text{m/台}$ ，其他仿真参数不变。

图 8 为整流器输出电流 i_{dc} 局部波形放大图，从图中可以看出，在电机+逆变器负载的情况下，整流器输出电流 i_{dc} 的纹波变化趋势与纯阻性负载情况下相同。图 9 为稳态运行时直流侧电压 U_{dc} 波形，对比可得添加载波移相控制使直流侧电压纹波含量由 5.93% 下降为 3.17%。减小了中间直流环节在电机稳定运行时的脉动，改善了系统的控制性能。图 10 和图 11 分别为整流器输出电流 i_{dc} 频谱分析和中间直流侧电压 U_{dc} 频谱分析，可以看出添加载波移相控制基本上消除了整流侧 2 倍开关频率处的谐波电压。

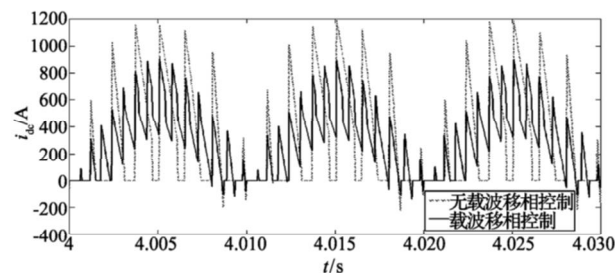
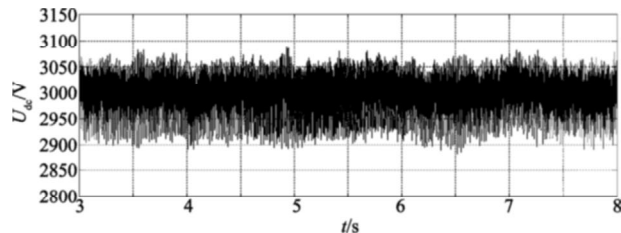
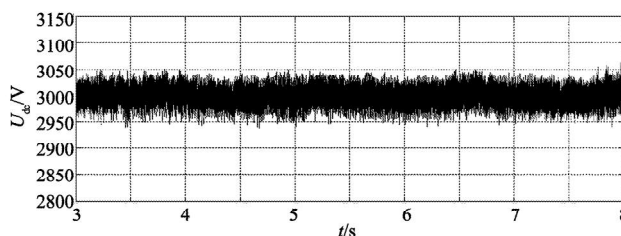


图 8 整流器输出电流 i_{dc} 局部波形放大图

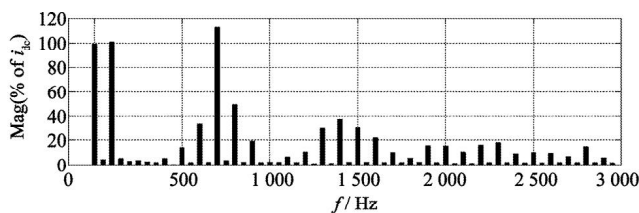


(a) 未添加载波移相控制

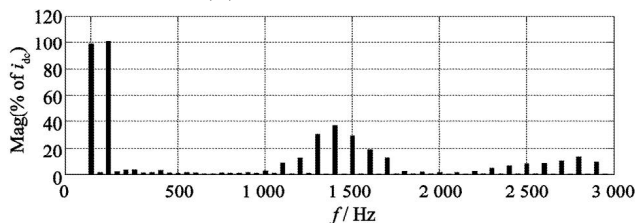


(b) 添加载波移相控制

图 9 稳态运行时直流侧电压 U_{dc} 波形

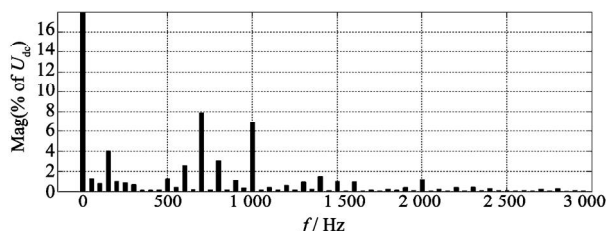


(a) 未添加载波移相控制

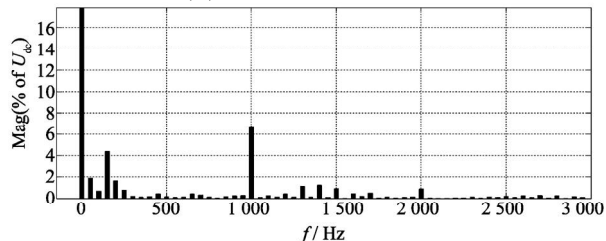


(b) 添加载波移相控制

图 10 整流器输出电流 i_{dc} 频谱分析



(a) 未添加载波移相控制



(b) 添加载波移相控制

图 11 中间直流电压 U_{dc} 频谱分析

对比图 7 和图 11 可以看出，在“电机+逆变器”负载时，中间直流侧电压频谱中多了 1 000 Hz 左右的高次谐波，这是由逆变器侧开关器件引起的，其频段为 2 倍逆变器开关频率，该高次谐波产生机理与整流侧一致。若该电路拓扑结构改为两重化结构的双逆变器，则可以通过添加载波移相技术抑制逆变器 2 倍开关频率的谐波，进一步减小稳态运行时中间直流侧电压脉动。

4 半实物试验研究

为了进一步验证理论分析的正确性和可行性，以 dSPACE 半实物试验平台为基础，以 TMS320F2812 为实际控制器编写控制程序，通过硬件在回路进行半实物试验研究。开关频率为 550 Hz，其他试验参数不变，负载电流为 600 A。图 12 和图 13 分别为整流器输出电流 i_{dc} 局部波形放大图和稳态运行时直流侧电压 U_{dc} 波形。从图中可以看出，半实物试验结果与 Matlab 仿真结果一致，说明采用载波移相技术能有效地减小稳态运行时直流电压波动，进而实现支撑电容的轻量化设计。

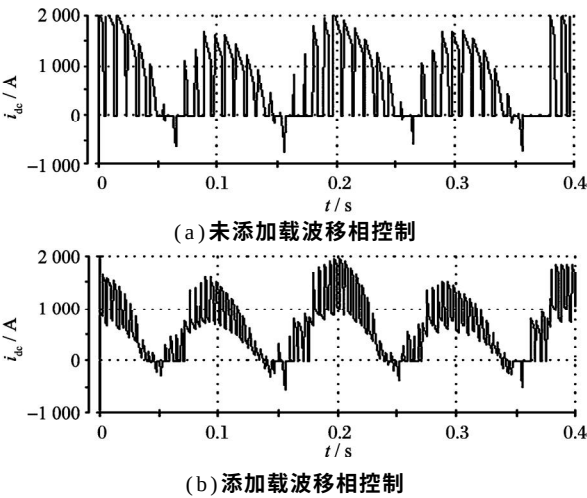


图 12 整流器输出电流 i_{dc} 局部波形放大图

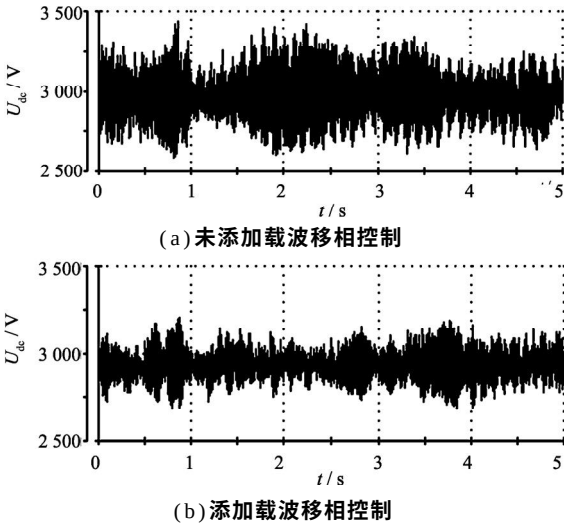


图 13 稳态运行时直流侧电压 U_{dc} 波形

5 结语

本文从理论上分析了中间直流侧支撑电容容量的计算方法、稳态运行时直流侧电压高次谐波的产生机理,并在此基础上重点分析了载波移相控制方法对直流侧脉动的影响。理论分析表明,采用载波移相技术能有效地抑制直流侧电压2倍开关频率处的纹波,减小

稳态运行时直流电压波动。仿真和半实物试验结果表明,该控制方法在纯阻性和“逆变器+电机”负载情况下均能减小控制系统中间直流环节的电压纹波含量,从而实现直流侧支撑电容的轻量化设计。

参考文献:

[1] 冯晓云. 电力牵引交流传动及其控制系统 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.

[2] Gu B G, Nam K. A DC-Link Capacitor Minimization Method Through Direct Capacitor Current Control [J]. IEEE Trans. Industry Applications, 2006, 42(2): 573-581.

[3] Nishida Y, Miyashita O, Haneyoshi T, Tomita H, Maeda A. A Predictive Instantaneous-Current PWM Controlled Rectifier with AC-Side Harmonic Current Reduction [J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 1997, 44(3): 337-343.

[4] Lee W C, Lee T K, Hyun D S. Comparison of Single-Sensor Current Control in the DC Link for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters [J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2001, 48(3): 491-505.

[5] Kamran F, Habetler T G. An Improved Deadbeat Rectifier Regulator Using a Neural Net Predictor [J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1995, 10(4): 504-510.

[6] 宋文胜, 冯晓云, 刘志敏. 单相 PWM 整流器的特定谐波改善控制方法 [J]. 电气应用, 2008, 27(12): 45-48.

[7] 唐丽丽, 郑琼林. 单相 PWM 整流器主电路参数选择探讨 [J]. 北方交通大学学报, 2000, 24(4): 98-102.

[8] 汪万伟, 尹华杰, 管 霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 67-79.

[9] 屈克庆, 靳 希, 董立骏, 张文斌. 基于载波移相技术的 PWM 多重化整流器 [J]. 上海电力学院学报, 2008, 24(3): 282-290.

[10] Shen J, Taufiq J A, Mansell A D. Analytical Solution to Harmonic Characteristics of Traction PWM Converters [J]. IEE Proc.-Electr. Power Applications, 1997, 144(2): 158-168.

[11] 高吉磊, 黄先进, 林 飞, 郑琼林. 基于重复观测器的 PWM 整流器无差拍控制 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(6): 47-54.

[12] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. Analysis of a PWM AC to DC Voltage Source Converter under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency [J]. IEEE Trans. Industry Applications, 1991, 27(4): 756-764.

(上接第17页)

4 结语

混合动力内燃机车控制是一个系统工程,在不同混合度下达到最佳节能环保效果是最终目标。机车功率匹配、动力蓄电池组控制、制动能量的有效回收对机车节能环保效果起着至关重要的作用,同时延长蓄电池使用寿命能有效降低使用成本。

本文所述控制方法已在资阳混合动力内燃机车上应用,并已成功考核了一年多,运用状态良好。统计数据显示,相对传统调车机车节油率达到20%~30%,碳

排放每年减少160 t。目前国内调车机车市场潜力很大,在“十二五”期间将有大约3 000台以上的需求,该技术有广阔的应用前景。

参考文献:

[1] 王选民, 张列平, 钱良国. 轨道混合动力机车: 中国, CN200710048774[P].

[2] 杨 颖. 城市轨道交通低碳技术应用研究 [J]. 机车电传动, 2010 (6): 1-6.

[3] Oostra J. 混合动力调车机车的技术和运用 [J]. 国外内燃机车, 2010 (4): 1-5.