

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.86

中图分类号: TM46

文献标志码: A

飞跨电容钳位型三电平变换器飞跨电容电压移相控制策略研究

米慧瑶, 宋磊, 刘潇奎, 段善旭

(强电磁技术国家重点实验室(华中科技大学电气与电子工程学院), 武汉 430074)

摘要: 飞跨电容钳位型三电平变换器具有降低开关管的电压应力、减小滤波电感体积等优势。变换器工作时, 飞跨电容电压需要稳定在高压侧电压的一半, 常采用调节占空比的控制策略, 但该方法存在飞跨电容电压与输出电压控制耦合的问题, 在飞跨电容电压调节过程中电感电流波动较大。针对这一问题, 分析了移相控制策略实现飞跨电容电压与输出电压控制解耦的优势, 并深入分析其控制特性。通过建立飞跨电容电压的谐波模型, 分析了飞跨电容电压与移相角的关系。建立飞跨电容电压受开关管占空比 D 和移相角度 $\Delta\phi$ 之间的低次谐波函数关系, 并结合时域模型划定出移相控制的有效占空比区间, 以及使得移相控制性能最优的占空比。建立仿真模型并搭建了 1 台 3.6 kW 的实验样机, 将移相调节与占空比调节的飞跨电容电压控制策略进行对比, 验证了移相控制的解耦优势以及控制特性。

关键词: 飞跨电容; 移相控制; 解耦控制; 有效区间

Research on Phase-shifting Control Strategy of Flying Capacitor Voltage for Flying Capacitor Clamped Three-level Converter

MI Huiyao, SONG Lei, LIU Xiaokui, DUAN Shanxu

(State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology (School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology), Wuhan 430074, China)

Abstract: The flying capacitor clamped three-level converter has many advantages, e.g., it can reduce the voltage stress of a switch and the volume of a filter inductor. Under its operation, it is necessary to stabilize the flying capacitor voltage at half of the high-voltage side voltage, so a control strategy of adjusting the duty cycle is often used. However, this method has the problem of coupling control between flying capacitor voltage and output voltage, resulting significant fluctuations of inductance current in the process of flying capacitor voltage regulation. To solve this problem, the advantages of using the phase-shifting control strategy to realize the decoupling control of flying capacitor voltage and output voltage are analyzed, and the corresponding control characteristics are also studied. Through the establishment of a harmonic model of flying capacitor voltage, the relationship between flying capacitor voltage and phase-shifting angle is given. A low-order harmonic function relationship is constructed, which indicates that the flying capacitor voltage is affected by the switch duty cycle D and phase-shifting angle $\Delta\phi$. The effective duty cycle interval of phase-shifting control and the duty cycle that optimizes the performance of phase-shifting control are delimited by combining with a time-domain model. A simulation model was established, and an experimental prototype with 3.6 kW was built. The control strategies of adjusting flying capacitor voltage based on phase-shifting angle and duty cycle are compared to verify the decoupling advantages and control characteristics of phase-shifting control.

Keywords: Flying capacitor; phase-shifting control; decoupling control; effective interval

为了解决可再生能源能量供给波动的问题^[1-2], 通常会在直流微电网系统中加入储能装置^[3]。储能

装置中的储能介质通常通过双向 DC-DC 变换器^[4]接入直流母线, 从而实现直流母线侧和储能介质侧能量的双向流动^[5]。传统两电平 DC-DC 变换器因为受到硅器件耐压的限制而难以适应电压等级的

收稿日期: 2022-05-30; 修回日期: 2022-07-25, 2022-08-18;
录用日期: 2022-08-22; 网络首发日期: 2022-10-21

提升。对此, 目前有 2 种解决方法: 一种是选用高压大功率器件, 比如串并联硅器件^[6-7]或者选用新型器件^[8], 但是该方法会带来串并联器件之间的不均压和不均流、新器件的高成本等新的问题; 另一种方法则是采用多电平拓扑, 因其能有效降低开关管电压应力而得到广泛应用^[9-10]。

本文针对飞跨电容 FC(flying capacitor)型三电平双向直流变换器进行研究。该拓扑具有开关管的电压应力低、低压侧电流纹波小等优势, 从而可以有效提高拓扑功率密度^[4]。为实现最低器件电压应力, 需要将 FC 电压稳定控制在高压侧电压的一半。目前关于 FC 电压的控制策略的研究主要分为两大类: 被动平衡策略和闭环控制策略。被动平衡策略主要是利用 FC 的自平衡特性^[11-12]来维持其电压, 且通常会采取一定的措施增大自平衡能力, 比如采用多载波调制策略 PD-PWM(phase disposition pulse width modulation)^[11], 其相对于传统的相移载波调制策略 PSC-PWM(phase-shifted carrier-based pulse width modulation)具有更好的谐波特性。另外还有加入无源 RLC 滤波器增强自平衡特性的方法, 但是该方法增加了系统的损耗, 降低了效率^[12]。被动平衡策略是 1 种开环控制策略, 由于存在非理想性因素, 通常需要闭环控制回路来平衡 FC 电压。

目前关于闭环控制策略的研究主要以调节占空比为主^[13-17], 然而由于输出电压也是通过调节占空比控制, 所以 FC 电压和输出电压这 2 个控制环路存在耦合, 在 FC 电压调节的过程中会引起电感电流波动。还有一些研究采用算法选择最佳开关冗余模式^[18-23], 实现 FC 的充放电, 本质上也属于占空比调节, 因此仍然存在控制耦合的问题。因此, 文献[24]提出了 1 种反步滑模控制实现解耦, 但是在建模时忽略了谐波对 FC 电压的影响; 文献[25]中采用了 1 种调节移相角的方法, 实现了 FC 电压的控制, 但该研究未详细分析移相法控制 FC 电压的原理及移相控制方法的控制特性。

因此, 本文针对 FC 钳位型三电平变换器 FC 电压的移相控制策略, 详细分析了其控制原理及控制特性, 建立了 FC 电压谐波模型, 利用数学模型

和仿真说明了 FC 电压与移相角关系, 解释了移相法实现 FC 电压与输出电压控制之间解耦的原理。通过推导 FC 电压与占空比和移相角的数学关系, 得到了移相控制的有效占空比区间以及控制性能最优占空比。通过实验对移相和传统调节占空比 2 种 FC 电压控制策略的特性进行了对比, 且对控制特性进行了验证。

1 飞跨电容三电平 Boost 变换器

1.1 工作模式

飞跨电容型三电平双向变换器拓扑如图 1 所示, 其中: T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为开关管; C_f 为飞跨电容; L_1 为滤波电感; C_L 与 C_H 分别为低压侧和高压侧滤波电容; i_L 和 i_H 分别为低压侧和高压侧电流。FC 型三电平双向变换器按照能量流动的方向可以分为 Boost 模式和 Buck 模式。以输出端为高压侧的 Boost 模式为例, 令输出端接负载 R_L , 此时开关管 T_3 、 T_4 为主控管, 且 T_1 与 T_4 、 T_2 与 T_3 开关管的驱动信号分别互补。理想工况下, T_3 与 T_4 开关管的驱动信号相差 180° 。能量从低压侧 U_L 流向高压侧 U_H 。

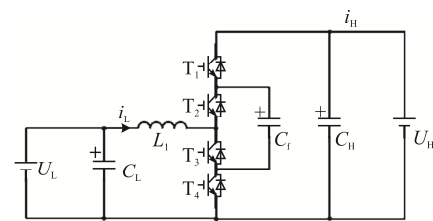


图 1 飞跨电容型三电平直流双向变换器拓扑

Fig. 1 Topology of FC three-level DC-DC bidirectional converter

如图 2 所示, 在 Boost 模式下 FC 型三电平双向变换器有 4 种模式: 00(T_3 、 T_4 都不导通)、01(T_3 关断、 T_4 导通)、10(T_3 导通、 T_4 关断)和 11(T_3 、 T_4 导通)^[13]。其中, 在图 2(b)和图 2(c)所示的 01 和 10 模式下, FC 分别处于充电和放电的状态, FC 电压的传统调节占空比控制即通过改变这 2 个模式的时间控制 FC 的充放电, 进而稳定 FC 的电压。选取电感 L_1 的电流 i_L 、飞跨电容 C_f 的电压 u_f 和输出电

容 C_H 的电压 u_H 为状态变量, 飞跨电容型三电平直
流变换器的状态方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_L(t)}{dt} = U_L + [S_3(t) - S_4(t)]u_L(t) - \\ \quad [1 - S_4(t)]u_H(t) \\ C_f \frac{du_f(t)}{dt} = [S_4(t) - S_3(t)]i_L(t) \\ C_H \frac{du_H(t)}{dt} = [1 - S_4(t)]i_L(t) - i_H(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ 、 $S_3(t)$ 和 $S_4(t)$ 为4个开关管的驱
动信号。

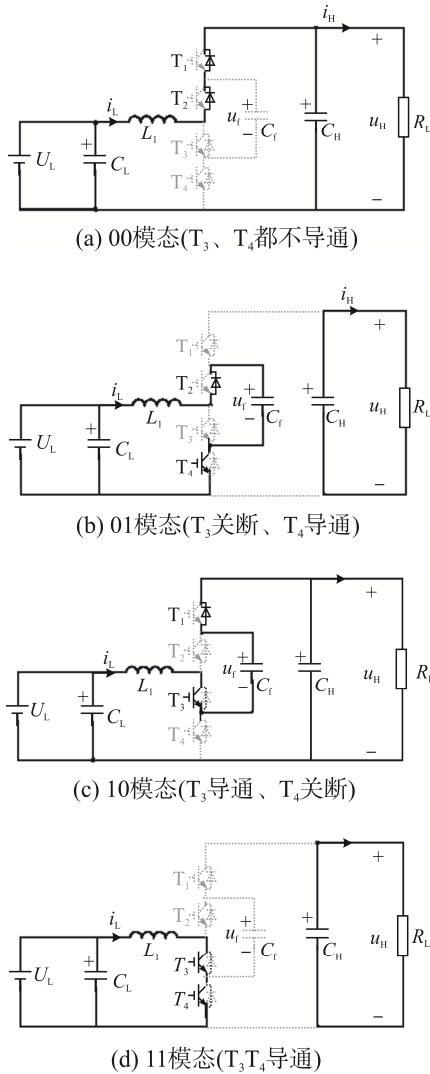


图 2 飞跨电容型三电平 Boost 变换器的工作模式

Fig. 2 Operating modes of FC three-level
Boost converter

1.2 飞跨电容电压的数学模型

为了分析移相角对 FC 电压的影响, 需考虑开关
过程引入的谐波影响, 采用傅里叶级数表示开关管的
驱动信号, 分析开关谐波对 FC 电压的影响。选取 T_4
驱动波形中点为 0 时刻, 则 T_3 和 T_4 驱动信号波形如
图 3 所示, 开关管导通时驱动信号为 1, 关断时驱动
信号为 0, 占空比为 D 。设 T_4 滞后于 T_3 的角度为 φ ,
它由固定移相角 ψ 和控制量 $\Delta\varphi$ 组成, 即

$$\begin{cases} \varphi = \psi + \Delta\varphi \\ \psi = \pi \end{cases} \quad (2)$$

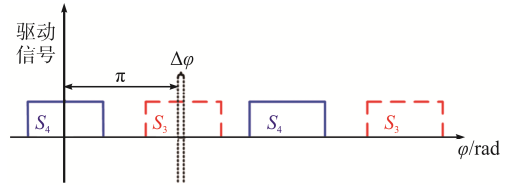


图 3 开关的驱动波形

Fig. 3 Driving signals of switches

将式(1)中各状态变量 $x(t)$ 分离为直流分量
 X 和谐波分量 $\Delta x(t)$, 即: $x(t) = X + \Delta x(t)$, 式(1)
变为

$$\begin{cases} L_1 \frac{d[I_L + \Delta i_L(t)]}{dt} = U_L + [S_3(t) - S_4(t)] \cdot \\ \quad [U_f + \Delta u_f(t)] - [1 - S_4(t)] \cdot \\ \quad [U_H + \Delta u_H(t)] \\ C_f \frac{d[U_f + u_f(t)]}{dt} = [S_4(t) - S_3(t)] \cdot \\ \quad [I_L + \Delta i_L(t)] \\ C_H \frac{d[U_H + \Delta u_H(t)]}{dt} = [1 - S_4(t)] \cdot \\ \quad [I_L + \Delta i_L(t)] - [I_H + \Delta i_H(t)] \end{cases} \quad (3)$$

根据傅里叶变换公式可以计算得到 T_3 和 T_4 的
驱动信号 $S_3(t)$ 和 $S_4(t)$ 的表达式为

$$\begin{cases} S_4(t) = D + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t) \\ S_3(t) = D + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{n\pi} \sin(nD\pi) \cdot \\ \quad \cos(n\omega_s t - n\Delta\varphi) \end{cases} \quad (4)$$

式中: n 为谐波次数; ω_s 为开关角频率。将式(4)代入式(3)中可进一步得到状态方程为

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{d[I_L + \Delta i_L(t)]}{dt} = U_L - (1-D)U_H - G_1(t)U_f + \\ \quad C(t)U_H - G_1(t)\Delta u_f(t) - [1-D-C(t)]\Delta u_H(t) \\ C_f \frac{d[U_f + u_f(t)]}{dt} = G_1(t)I_L + G_1(t)\Delta i_L(t) \\ C_H \frac{d[U_H + \Delta u_H(t)]}{dt} = (1-D)I_L - \frac{U_H}{R_L} - \\ \quad I_L C(t) + [1-D-C(t)]\Delta i_L(t) - \frac{\Delta u_H(t)}{R_L} \\ G_1(t) = \sum_{n=1,2,\dots} \frac{2}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t) - \\ \quad \sum_{n=1,2,\dots} \frac{2 \cdot (-1)^n}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t - n\Delta\varphi) \\ C(t) = \sum_{n=1,2,\dots} \frac{2}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t) \end{array} \right. \quad (5)$$

将式(5)中的直流分量和谐波分量分离, 进一步得到飞跨电容电压和电感电流的小信号表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} C_f \frac{d\Delta u_f(t)}{dt} = G_1(t)\Delta i_L(t) \\ L_1 \frac{d\Delta i_L(t)}{dt} = A(t) + B(t) \\ A(t) = -G_1(t)U_f + C(t)U_H \\ B(t) = -G_1(t)\Delta u_f(t) - (1-D)\Delta u_H(t) + \\ \quad C(t)\Delta u_H(t) \end{array} \right. \quad (6)$$

式中, $B(t)$ 为纹波, 与直流分量 $A(t)$ 相比其影响可忽略不计。由式(6)所知, 由于 U_f 是直流分量, 所以 $A(t)$ 中由 $-G_1(t)U_f$ 项所产生的 $\Delta i_L(t)$ 电流必定与 $G_1(t)$ 在相位上相差 90° , 因此, $\Delta i_L(t)$ 与 $G_1(t)$ 相乘后无直流分量, 对飞跨电容电压没有贡献。基于以上分析可知, 影响飞跨电容电压的量是 $A(t)$ 中的 $C(t)U_H$ 项产生的电流 $\Delta i_L(t)$, 则有

$$L_1 \frac{d\Delta i_{L_2}(t)}{dt} = C(t)U_H = \sum_{n=1,2,\dots} \frac{2}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t) U_H \quad (7)$$

根据式(7), 可得 $\Delta i_{L_2}(t)$ 为

$$\Delta i_{L_2}(t) = \sum_{n=1,2,\dots} \frac{2U_H \sin(nD\pi)}{n^2 \pi L_1 \omega_s} \sin(n\omega_s t) = \sum_{n=1,2,\dots} M_{i_{L_2n}} \sin(n\omega_s t) \quad (8)$$

代入式(6)中, 得到 $\Delta i_{L_2}(t)$ 与飞跨电容电压的关系, 即

$$C_f \frac{d\Delta u_{f,i_{L_2}}(t)}{dt} = G_1(t)\Delta i_{L_2}(t) = \left[\sum_{n=1,2,\dots} \frac{2}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t) - \sum_{n=1,2,\dots} \frac{2 \cdot (-1)^n}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega_s t - n\Delta\varphi) \right] \cdot \sum_{n=1,2,\dots} M_{i_{L_2n}} \sin(n\omega_s t) \quad (9)$$

只考虑可以影响飞跨电容电压的直流量, 且只有角频率相同的三角函数项相乘才会产生直流分量, 则飞跨电容电压状态方程中含有直流分量的 n 次谐波, 有

$$C_f \frac{d\Delta u_{f,i_{L_2n}}(t)}{dt} = \frac{2 \sin(nD\pi) M_{i_{L_2n}}}{n\pi} \cdot [\cos(n\omega_s t) \cos(n\omega_s t - 90^\circ) - (-1)^n \cdot \cos(n\omega_s t - n\Delta\varphi) \cos(n\omega_s t - 90^\circ)] \quad (10)$$

将其中的直流分量分离出来, 则可以进一步得到

$$C_f \frac{d\Delta u_{f,i_{L_2n}}(t)}{dt} \Big|_{DC} = \frac{2 \cdot (-1)^{n+1} U_H \sin^2(nD\pi) \sin(n\Delta\varphi)}{n^3 \pi^2 \omega_s L_1} \quad (11)$$

2 移相控制策略机理

在开关管的状态空间平均模型中, 只考虑开关管驱动信号中的直流量 D 无法分析移相角对 FC 电压的影响, 而结合傅里叶变换, 考虑各次谐波的影响如式(11), 可以看出, 移相角对 FC 电压的影响是通过开关函数中的谐波实现的。

2.1 移相控制策略及其解耦作用

由式(11)可知, FC 电压同时受到开关管 T_3 和 T_4 的占空比 D 以及移相角 $\Delta\varphi$ 的影响。传统调节占空比的 FC 电压控制策略即通过调节 T_3 和 T_4 开关管的导通时间来平衡 FC 的电压, 但输出电压也是通过调节占空比控制的, 这也是输出电压控制与 FC 电压控制相耦合的原因。

移相控制策略框图如图 4 所示, 其中: 实线部分表示 FC 电压的移相控制策略, 通过调节移相角 $\Delta\varphi$ 控制 FC 电压, 通过调节占空比 D 控制输出电压, 从而实现 FC 电压与输出电压控制环路的解耦; 虚线部分表示 FC 电压的传统调节占空比控制策略, FC 电压控制环输出为小范围占空比调节量 Δd , 输出电压控制环输出也为占空比调节量 ΔD , 两者共同调节开关管的占空比 D , 相互耦合。 T_3 及 T_4 的导通占空比过大, 会使得 Boost 模式下 T_3 及 T_4 的损耗较大。 T_3 和 T_4 的占空比过小时, 主开关管 T_1 和 T_2 的占空比较大, 在 Buck 模式下 T_1 和 T_2 的损耗较大, 故在实际系统设计中, 为了限制 2 个模式下主开关管的损耗, Buck/Boost 变换器的占空比一般取为 0.2~0.8。而移相角的引入若不能改变 1 个开关周期内各工作模态的时间, 则会影响输出电压。所以移相角的调节范围设置在 0.1 个开关周期内, 即: $-0.1\omega_s T_s \sim 0.1\omega_s T_s$, 其中 T_s 为 1 个开关周期。

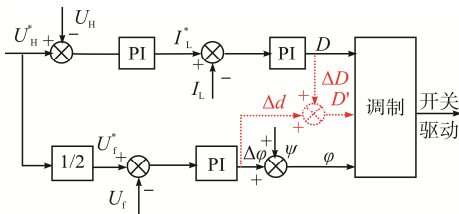


图 4 FC 型三电平 Boost 变换器的控制框图
Fig. 4 Control block diagram of FC three-level Boost converter

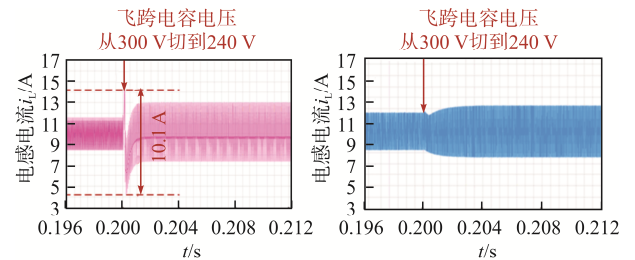
结合图 4 的控制框图以及式(11), 建立仿真模型, 谐波次数取到 5。仿真参数见表 1, 系统输入电压为 360 V, 控制输出电压为 600 V。跨电容电压调节时的电感电流仿真波形如图 5 所示, 将 FC 电压由 300 V 切到 240 V, 得到在 FC 电压的调节过程中, 小范围调节占空比和调节移相角 2 种 FC

控制策略所对应的电感电流仿真波形。采用调节占空比的控制策略如图 5(a)所示, 电感电流会产生波动, 幅值高达 10.1 A。而采用移相法进行调节时, 如图 5(b)所示, 电感电流未产生明显波动。以上仿真结果证明了移相法能够实现飞跨控制环和输出电压控制环的解耦。另外, 输出电压变化后, 电感电流纹波增大, 这是由于飞跨电压不再是输出电压的一半, 导致电感电流不再有倍频的效果。

表 1 仿真和实验参数

Tab. 1 Simulation and experimental parameters

参数	数值
开关频率 f /kHz	18
输出电压 U_H /V	600
输入电压 U_L /V	300~510
飞跨电容 C_f /μF	22
输入电容 C_L /μF	6.5
输出电容 C_H /μF	750
电感 L_f /μH	450



(a) 调节占空比控制策略 (b) 移相角控制策略

图 5 飞跨电容电压调节时的电感电流仿真波形

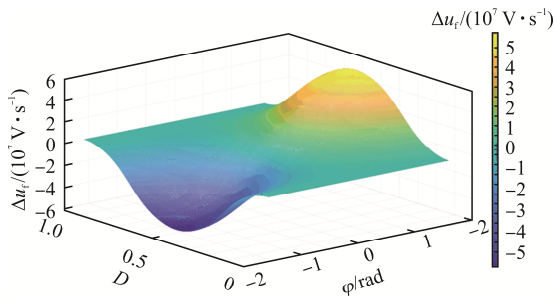
Fig. 5 Simulation waveforms of inductance current during adjusting FC voltage

2.2 移相控制策略的有效占空比区间

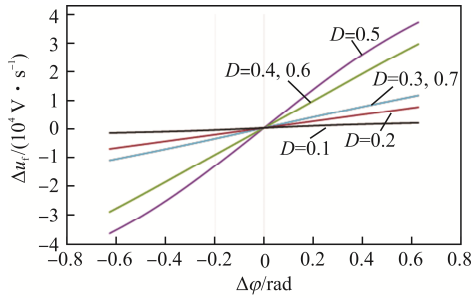
根据式(11)可定量分析通过移相角调节 FC 电压的机理。由于式(11)的分母项中存在谐波次数三次方, 所以高次谐波对 FC 电压的影响可以忽略, 且谐波次数仅取到 5。FC 电压的变化率 Δu_f 与占空比 D 和调节移相角 $\Delta\varphi$ 之间的关系如图 6 所示。

根据图 6(a)可以分析出, 在 $D=0.5$ 时 Δu_f 达到了最大值, 且 Δu_f 关于 $D=0.5$ 对称; 在不同占空比下, 移相角 φ 对 FC 电压的调节效果不同。如图 6(b)和(c)所示分别为 5 种占空比工况下小范围调节移相角 $\Delta\varphi$ 和调节占空比 ΔD 对 Δu_f 的影响曲线。由图 6(b)可见, Δu_f 与移相角大小成呈相关, 在 $D=0.5$

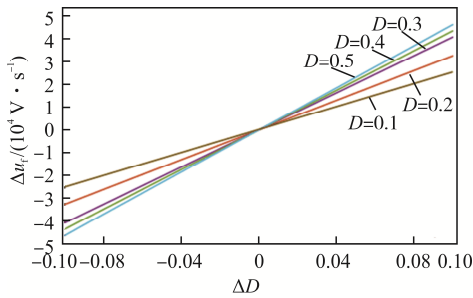
时, Δu_f 达到了最大值; 在 D 为 0~0.5 的范围内, 随着占空比的减小, 移相角调节 FC 电压的速度逐渐减慢; 在 D 为 0.5~1.0 的范围内, 随着占空比的增大, Δu_f 逐渐降低, 移相角调节 FC 电压的速度逐渐减慢; 在占空比较大或者较小($D < 0.2$ 或者 $D > 0.8$) 时, 随着移相角的改变, Δu_f 都较小且接近于 0, 意味着移相调节的控制策略效果较差。由图 6(c) 可见, 在不同的占空比工况下, 传统小范围调节占空比的 FC 电压控制策略的调节速度差别不大。



(a) D 、 φ 、 Δu_f 的三维关系



(b) $\Delta\varphi$ 对 Δu_f 的影响



(c) ΔD 对 Δu_f 的影响

图 6 飞跨电容电压变化率与占空比和移相角的关系

Fig. 6 Relationship among change rate of FC voltage, duty cycle and phase-shifting angle

基于以上分析, 控制输出电压为 600 V 时, 分别在 6 种工况即 $D = 0.50$ 、0.40、0.30、0.25、0.20 和 0.15 下测试移相法调节 FC 电压时间, 并进行比较, 得到的仿真结果如图 7 所示。由图可见, 随着

占空比的减小, FC 电压从 300 V 调节到 240 V 的时间逐渐增加。综合理论分析和仿真结果, 可以总结为: 在 $D = 0.50$ 时, 通过移相角调节 FC 电压的速度最快; 随着 D 远离 0.50, 调节时间逐渐增大; 在 D 为 0.20~0.80 的范围内, 采用移相调节 FC 电压的控制策略效果较好。

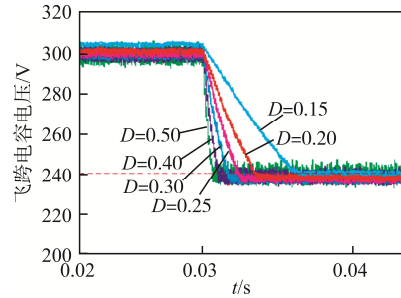


图 7 飞跨电容电压调节时间对比

Fig. 7 Comparison of adjusting time of FC voltage

3 实验验证

为了验证理论分析的正确性, 本文搭建了如图 8 所示的 1 台 3.6 kW 的样机进行实验验证。实验参数与仿真参数一致, 输入电压为 360 V, 输出电压控制为 600 V, 占空比为 0.4。根据图 6 所示的分析结果可知, 此时通过移相角调节 FC 电压的速度较快。

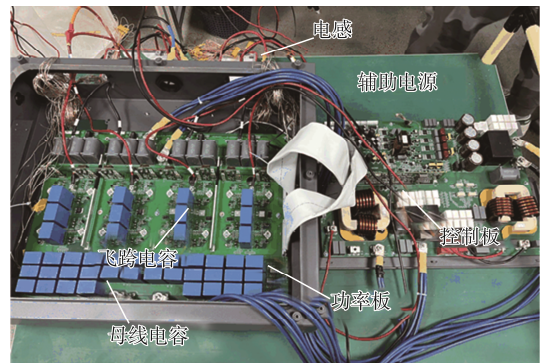


图 8 飞跨电容三电平 Boost 变换器样机

Fig. 8 Prototype of FC three-level Boost converter

如图 9 所示展示了采用调节占空比控制和移相控制 2 种控制方法, FC 电压指令从 300 V 变为 240 V 时, 在 FC 电压调节过程中的 FC 电压 u_f 、输出电压 u_o 和电感电流 i_L 的实验波形。对比图 9(a) 和图 9(b) 结果可以看出, 在采用调节占空比的 FC 电压控

制策略时,电感电流会受到 FC 电压控制环路动作的影响,产生一个峰峰值为 8.4 A 的波动;而在采用调节移相角的控制策略时,电感电流不会受到 FC 电压控制环路动作的影响,在 FC 电压调至 240 V 后电流纹波增大,这是因为 FC 电压不是输出电压的一半,电感电流无法实现倍频,纹波增大。

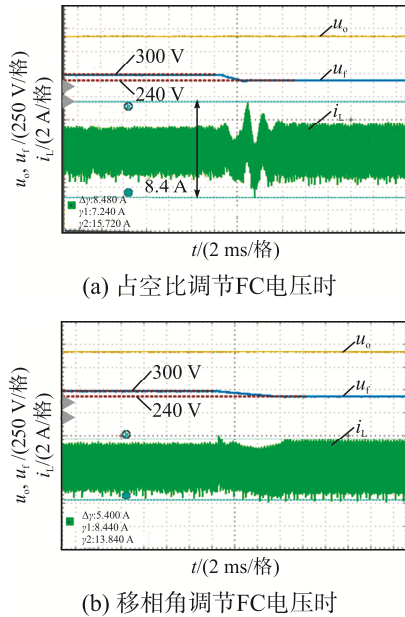


图 9 移相控制环和占空比控制环与输出电压环的耦合情况

Fig. 9 Coupling of phase-shifting control loop, duty cycle control loop and output voltage loop

保持输入电压 360 V, 输出电压控制在 600 V, 将负载电阻从 200 Ω 降至 100 Ω, 分别得到在飞跨电容电压的调节移相角和调节占空比 2 种控制策略下的实验结果, 如图 10 所示。由于电感电流均通过调节占空比的大小进行调节, 所以在 2 种飞跨电容电压的调节策略下电感电流的波形没有差别, 且飞跨电容电压均能保持在 300 V 左右。根据飞跨电容电压的纹波公式 $\Delta u_c = DT_{sL} / C_f$, 由于负载电阻减小, 输出电压仍控制在 600 V, 所以电感电流 i_L 上升, 从而导致飞跨电容电压纹波增大。

图 11 为在 6 种占空比工况 $D = 0.50、0.40、0.30、0.20、0.15$ 和 0.10 下, FC 电压从 300 V 调节至 240 V 时的 FC 电压 u_f 、输出电压 u_o 和电感电

流 i_L 的实验波形, 分别展示了不同工况下的 FC 电压调节速度, 且输出电压均控制在 600 V。从实验结果可以看出, 在 $D=0.50$ 时, 移相控制对 FC 电压的调节速度最快, 随着占空比远离 0.50, 调节速度逐渐变慢; 当 $D=0.20$ 时, 调节时间延长至 11.4 ms; 在 $D=0.15$ 和 0.10 时, 移相角的调节速度很慢, 且电感电流畸变严重。这是因为占空比远离 0.50 时, 根据图 6, 调节移相角对 FC 电压的影响小, 所以移相调节速度很慢, 调节时间长, FC 电压的控制效果不佳。并且, 由于占空比很大或者很小时移相角的调节会改变变换器在 1 个开关周期内的工作模态, 从而影响输出电压, 此时移相控制的解耦作用已失效。实验结果与理论分析结果一致, 在不同占空比工况下 FC 电压的移相控制策略的控制效果不同。

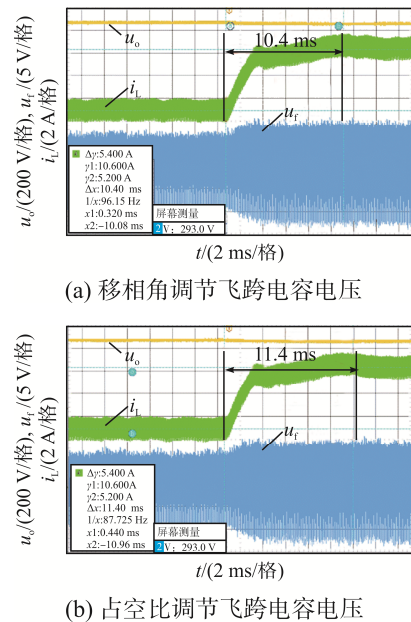
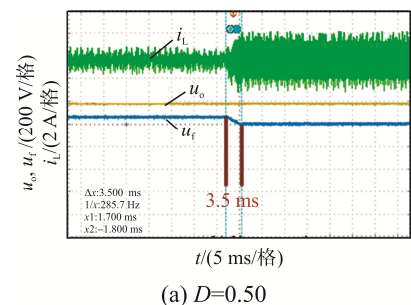


图 10 负载电阻从 200 Ω 降至 100 Ω 实验结果

Fig. 10 Experimental results when load resistance was switched from 200 Ω to 100 Ω



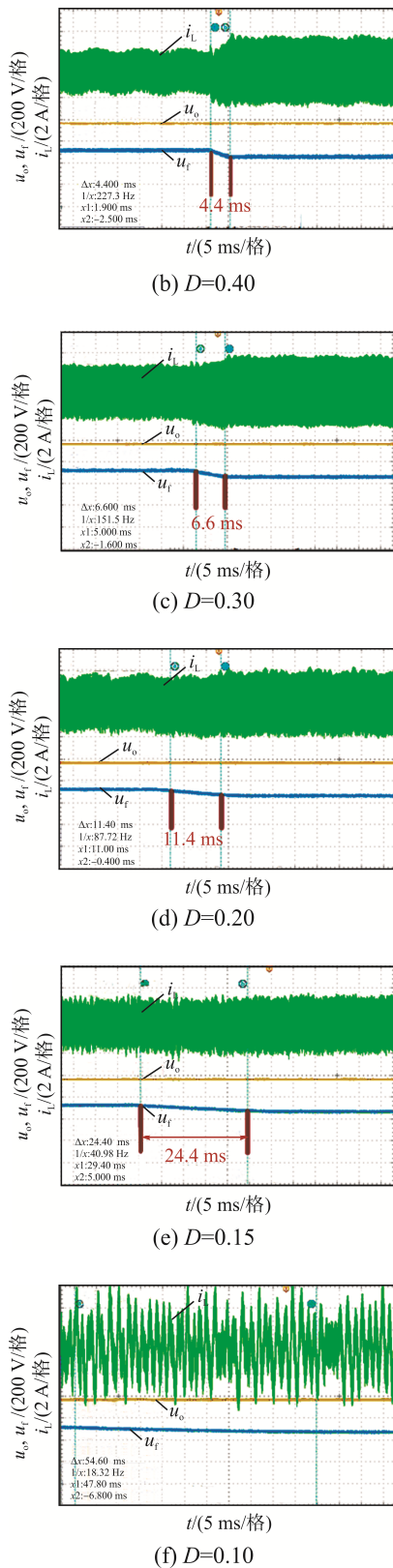


图 11 不同占空比工况下移相控制的调节速度

Fig. 11 Adjusting speed of phase-shifting control under different duty cycles

4 结论

针对现有研究缺乏对移相控制策略的特性分析的问题, 本文建立了飞跨电容钳位型三电平变换器的谐波模型, 通过分析调节移相角实现 FC 电压控制的原理, 得出移相控制策略可实现 FC 电压控制环和输出电压控制环解耦的结论; 且深入分析了移相控制策略的特性, 为移相控制策略的控制参数设计及其实现与输出电压解耦的有效占空比区间提供了参考。通过将 FC 电压的移相控制策略与调节占空比控制策略进行仿真和实验对比可知, 移相控制不存在传统调节占空比控制在 FC 电压调节过程中引起的电感电流波动问题。在占空比 0.50 的附近, 移相策略对 FC 电压的调节速度最快, 随着占空比远离 0.50, 调节时间越来越长, 且移相控制 FC 电压的占空比有效区间为 0.2~0.8。移相法与调节占空比法的控制速度在占空比为 0.2~0.8 范围内区别不大。占空比不同会导致移相调节的控制速度不同, 还需考虑极端工况, 而调节占空比控制 FC 电压的速度几乎不受影响。

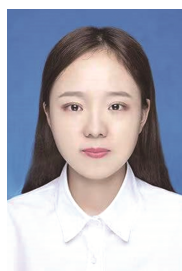
对于占空比距离 0.50 较远时移相角对飞跨电容电压的调节速度较慢的问题, 可以通过非线性的控制器参数来进行弥补, 或者根据实际占空比范围, 在最远离 0.50 的占空比下设计控制参数, 从而保证整个工作区间内飞跨电容电压有较快的响应速度。

参考文献:

- [1] 李启凡, 石勇, 康家玉, 等. 一种新型大功率 ZVZCS 三电平 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 34-44.
Li Qifan, Shi Yong, Kang Jiayu, et al. Novel high-power ZVZCS three-level DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 34-44. (in Chinese)
- [2] 刘京斗, 郅欢, 赵宇明, 等. 基于飞跨电感的高升压比级联式 DC/DC 变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 88-94.
Liu Jingdou, Zhi Huan, Zhao Yuming, et al. High step-up ratio cascaded DC/DC converter based on flying-inductor [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 88-94. (in Chinese)
- [3] Karlsson P, Svensson J. DC bus voltage control for a

- distributed power system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(6): 1405-1412.
- [4] 严志星, 曾君, 赖臻, 等. 一种基于内置变压器的高增益双向 DC-DC 变换器[J]. *电源学报*, 2020, 18(3): 4-12.
Yan Zhixing, Zeng Jun, Lai Zhen, et al. High voltage-gain bidirectional DC-DC converter based on built-in transformer [J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(3): 4-12. (in Chinese)
- [5] Ito Y, Zhongqing Y, Akagi H. DC microgrid based distribution power generation system [C]// *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2004. IPEMC. Xi'an, China, 2004: 1740-1745.
- [6] Sasagawa K, Abe Y, Matsuse K. Voltage-balancing method for IGBTs connected in series [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, 40(4): 1025-1030.
- [7] 庞辉, 温家良, 贺之渊, 等. 大功率 IGBT 串联电压不平衡机制研究[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(21): 1-8.
Pang Hui, Wen Jialiang, He Zhiyuan, et al. Unbalancing voltage of high power series connected IGBT valve [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(21): 1-8. (in Chinese)
- [8] 关清心. SiC & Si 器件混合型高效率低成本中点钳位型三电平电路研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.
Guan Qingxin. Research on hybrid high efficiency and low cost neutral point clamping three-level circuit of SiC-Si devices [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2018. (in Chinese)
- [9] 秦建, 刘瑞, 李哲, 等. 三相四线制三电平变换器的中点平衡控制策略研究[J]. *电源学报*, 2021, 19(4): 211-216.
Qin Jian, Liu Rui, Li Zhe, et al. Research on neutral-point balance control strategy for three-phase four-wire three-level converter [J]. *Journal of Power Supply*, 2021, 19(4): 211-216. (in Chinese)
- [10] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 基于 Si 和 SiC 器件的混合型级联多电平变换器及其调控优化方法[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(18): 5017-5028.
Ren Peng, Tu Chunming, Hou Yuchao, et al. Research on a hybrid cascaded multilevel converter based on Si and SiC device and its control optimization method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(18): 5017-5028.
- [11] McGrath B P, Holmes D G. Enhanced voltage balancing of a flying capacitor multilevel converter using Phase disposition (PD) modulation [C]// *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. San Jose, CA, USA, 2009: 3108-3115.
- [12] Zhang Wenyuan, Wang Hongliang, Zhu Xiaonan, et al. A three-phase five-level inverter with high DC voltage utilization and self-balancing capacity of floating capacitor [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(9): 10609-10619.
- [13] Feng Chunmei, Agelidis V G, Liang Jun. Multimodular systems based on multilevel flying capacitor converters [C]// *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003. PEDS. Singapore, 2003: 386-391.
- [14] 浙江日风电气股份有限公司. 一种飞跨电容三电平 Boost 电路及其控制方法: CN202110201098, 7 [P]. 2021-03-26.
Zhejiang Rifeng Electric Co., Ltd. A flying capacitor three-level boost circuit and its control method: CN2021 10201098, 7 [P]. 2021-03-26. (in Chinese)
- [15] Khazraei M, Sepahvand H, Corzine K, et al. A generalized capacitor voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters [C]// *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Palm Springs, CA, USA, 2010: 58-62.
- [16] Ghias A M Y M, Pou J, Ciobotaru M, et al. Voltage balancing method for the multilevel flying capacitor converter using phase-shifted PWM [C]// *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*. Kota Kinabalu, Malaysia, 2012: 274-279.
- [17] 江友华, 陈芳, 赵乐, 等. 不平衡电网电压条件下 MMC 控制策略综述[J]. *电源学报*, 2023, 21(4): 74-87.
Jiang Youhua, Chen Fang, Zhao Le, et al. Review of control strategies for modular multi-level converter under unbalanced grid voltage [J]. *Journal of Power Supply*, 2023, 21(4): 74-87. (in Chinese)
- [18] Vukadinović N, Prodić A, Miwa B A, et al. Extended wide-load range model for multi-level DC-DC converters and a practical dual-mode digital controller [C]// *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*

- (APEC). Long Beach, CA, USA, 2016: 1597-1602.
- [19] Reusch D, Lee F C, Xu Ming. Three level buck converter with control and soft startup [C]// 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA, 2009: 31-35.
- [20] Lizana R, Perez M, Dekka A, et al. Capacitor voltage balancing method for modular multilevel converter with flying capacitor sub-modules [C]// 2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Toronto, ON, Canada, 2017: 60-65.
- [21] Choi S, Saeedifard M. Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector PWM [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1154-1161.
- [22] Zhang Peng, Wu Xuezhong, He Shan, et al. A carrier-based discontinuous PWM method for a five-level flying capacitor rectifier with unbalanced DC-link voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10384-10398.
- [23] Vukadinović N, Prodić A, Miwa B A, et al. Skip-duty control method for minimizing switching stress in low-power multi-level DC-DC converters [C]// 2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Vancouver, BC, Canada, 2015: 1-7.
- [24] 蒋经纬, 陆益民. 基于逆系统解耦的三电平 Buck 变换器反步滑模控制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 73-80.
- Jiang Jingwei, Lu Yimin. Backstepping sliding mode control of three-level buck converter based on inverse system decoupling [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 73-80. (in Chinese)
- [25] Lin Jun, Weiss G. Multilevel converter with variable flying capacitor voltage used for virtual infinite capacitor [C]// 2017 International Symposium on Power Electronics (Ee). Novi Sad, Serbia, 2017: 1-4.



米慧瑶

作者简介:

米慧瑶(1998—), 女, 硕士研究生。
研究方向: 三电平变换器的控制优化及故障检测。E-mail: 1203135759@qq.com。

宋磊(1995—), 男, 博士研究生。
研究方向: 三电平变换器设计及优化调控技术。E-mail: lsong0823@hust.edu.cn。

刘潇奎(1997—), 男, 通信作者, 博士研究生。研究方向: 三电平整流器的设计、调制和控制技术。E-mail: use_nature@163.com。

段善旭(1970—), 男, 博士, 教授。研究方向: 电力电子的模块化与智能化控制技术。E-mail: duanshanxu@hust.edu.cn。

(责任编辑: 陈国珍)