

# Optimal Control Strategy of Hybrid Three-Level Dual Active Bridge DC-DC Converter with Dual Phase-Shift Control

Liu Chunxi\*, Yang Yongzai, Wang Xin

Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao, China

## Email address:

Intulcx@163.com (Liu Chunxi), 2011369138@qq.com (Yang Yongzai)

\*Corresponding author

## To cite this article:

Liu Chunxi, Yang Yongzai, Wang Xin. Optimal Control Strategy of Hybrid Three-Level Dual Active Bridge DC-DC Converter with Dual Phase-Shift Control. *Science Discovery*. Vol. 10, No. 6, 2022, pp. 513-521. doi: 10.11648/j.sd.20221006.31

Received: November 16, 2022; Accepted: December 22, 2022; Published: December 28, 2022

**Abstract:** The current stress of the hybrid three-level dual active bridge DC-DC converter in the battery formation system has a great influence on the system efficiency. In order to reduce the current stress, an optimal control strategy for minimum current stress based on dual phase shift control is proposed. Firstly, according to the relationship between the voltage conversion ratio and the phase shift ratio, 8 operating modes of the converter are summarized, and the expressions of the transmission power and current stress in each working mode are deduced. Secondly, by introducing a penalty function, the current stress objective function is transformed into an unconstrained objective function, and the particle swarm optimization algorithm is used to find the phase shift corresponding to the minimum current stress, which further improves the transmission efficiency; in addition, the virtual direct power control method is used to improve the dynamic response speed of the converter, estimate the transmission power in real time according to the virtual output voltage component, quickly reach a given output voltage value, and reduce the system adjustment time, thereby improving the dynamic performance of the converter when the input voltage and load fluctuate. Finally, the system model is built on the Matlab/Simulink simulation platform, which verifies the correctness and effectiveness of the proposed strategy.

**Keywords:** Battery Formation, Dual Active Bridge, Dual Phase Shift, Current Stress, Dynamic Performance

## 双重移相控制混合三电平双有源桥DC-DC变换器优化控制策略

刘春喜\*, 杨永再, 王昕

辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛市, 中国

## 邮箱

Intulcx@163.com (刘春喜), 2011369138@qq.com (杨永再)

**摘要:** 电池化成系统中混合三电平双有源桥DC-DC变换器的电流应力对系统效率影响较大, 为了减小电流应力, 提出一种基于双重移相控制的最小电流应力优化控制策略。首先根据电压传输比和移相比归纳出变换器运行的8种工作模式, 并推导出各种工作模式下传输功率和电流应力表达式。其次, 通过引入惩罚函数, 将电流应力目标函数转化为无约束目标函数, 并利用粒子群优化算法求出满足最小电流应力对应的移相比, 进一步提高传输效率; 此外, 采用虚拟直接功率控制方法提高变换器动态响应速度, 根据虚拟输出电压分量实时估算传输功率, 快速达到给定输出电压值, 减小系统调节时间, 从而改善变换器在输入电压和负载波动时的动态性能。最后在Matlab/Simulink仿真平台上搭建系统模型, 验证了所提策略的正确性与有效性。

**关键词:** 电池化成, 双有源桥, 双重移相控制, 电流应力, 动态性能

## 1. 引言

近年来,随着化石燃料储量急剧减少和空气质量日渐恶化,电动汽车在可持续高效替代能源发展中具有重要意义[1, 2]。电动汽车的动力主要来自电池,而电池化成是电池生产的关键工序[3]。由于这一工序需要进行多次充放电才能激活电池,减少生产过程中的能量损耗有助于提高效率。双有源桥(Dual Active Bridge, DAB) DC-DC变换器具有双向功率传输能力、对称电路结构、高功率密度、易于实现软开关等诸多优势[4-7],被广泛应用于电池化成系统。

目前,两电平DAB变换器广泛采用单移相(Single Phase Shift, SPS)控制,仅有桥间移相角一个自由度,控制简单且易于实现,但是回流功率随着传输功率的增加而单调增加。此外,在轻负载和高电压传输条件下,存在无功功率增加、软开关范围减小、电流应力较大等问题,导致传输效率较低[8, 9]。为解决SPS控制存在的问题,通过增加控制自由度改善控制灵活性,进而提高变换器传输效率,相继提出扩展移相(Extended Phase Shift, EPS)控制和双重移相(Dual Phase Shift, DPS)控制[10]。

针对电感电流应力影响变换器效率的问题,杨向真等提出一种混合控制优化控制策略,保证在整个传输功率范围内实现零电压开通,同时降低电流有效值,显著地提高系统效率[11]。童安平等通过分析混合三电平双有源桥变换器的软开关特性,提出一种多目标优化控制策略,不仅降低电感电流有效值,同时在高压侧和低压侧分别实现零电压开通、零电流关断[12]。杨超等提出一种基于双PWM与移相结合控制的电感峰值电流最小控制方法,通过采用拉格朗日乘子法计算出最佳工作点,实现全局电感峰值电流最小,从而提高效率[13]。在实际应用中变换器的动态响应速度对系统稳定运行至关重要。侯聂等提出一种负载电流前馈控制方法,通过增加负载电流传感器,将负载电流加入功率计算模型,显著提升了负载突变时的动态响应速度[14]。宋文胜等提出一种基于输入电压前馈的虚拟功率控制方法,通过建立小信号模型分析输入电压脉动时输入与输出电压之间的关系,有效地降低了输出电压脉动,并且也改善了电路状态变化时的动态性能[15]。周兵凯等

提出一种结合输出电压模型预测控制的梯度下降算法优化回流功率的混合控制策略,不仅减小了回流功率,同时提高了动态性能[16]。蔡逢煌等提出一种基于三重移相控制的虚拟电压补偿方法,通过估算传输功率提高系统动态响应速度,从而改善变换器在负载或输入电压波动时的动态性能[17]。王武等提出一种结合电流应力优化的自抗扰控制方法,通过构建自抗扰闭环,利用扩张状态观测器估算输出电压、负载投切和传输功率并加以补偿,有效地提升了变换器的动态性能[18]。

鉴于以上研究,本文以混合三电平DAB变换器为研究对象,首先分析双重移相控制下各个模式的传输功率特性和电流应力特性,然后通过引入惩罚函数获得电流应力的无约束目标函数,并利用粒子群优化算法求得最佳移相比组合,以进一步提高效率,同时采用虚拟直接功率控制方法提高变换器动态特性,最后通过仿真验证所提控制策略的有效性。

## 2. 双重移相控制工作原理

### 2.1. 拓扑结构与工作模式

图1为混合三电平DAB变换器(Neutral Point Clamped Hybrid Three-Level DAB, NPCH3L-DAB)的主电路拓扑,通过高频变压器和辅助电感将一次侧带钳位二极管及飞跨电容的三电平全桥 $H_1$ 和二次侧传统两电平全桥 $H_2$ 连接。相比于传统两电平DAB变换器,全桥 $H_1$ 两个桥臂的开关管增加了一倍,当输入电压相同时开关管的电压应力是两电平开关管的二分之一。图中 $V_1$ 、 $V_2$ 表示变换器输入端直流电压、输出端直流电压, $C_{ss1}$ 、 $C_{ss2}$ 表示全桥 $H_1$ 上两个桥臂的飞跨电容, $D_{11} \sim D_{22}$ 表示全桥 $H_1$ 上两个桥臂的中点钳位二极管, $C_{11}$ 、 $C_{12}$ 和 $C_{21}$ 分别表示变换器输入端和输出端分压电容, $L$ 表示辅助电感和变压器折算到一次侧的漏感之和,变压器的变比为 $n:1$ 。定义电压传输比 $k = V_1 / (nV_2)$ ,当 $k \geq 1$ 时变换器处于降压状态;当 $k < 1$ 时变换器处于升压状态。

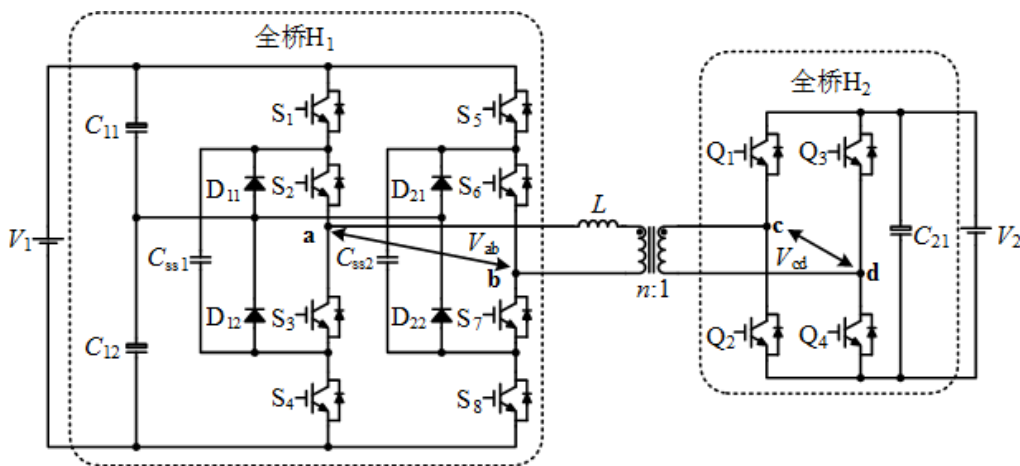


图1 NPCH3L-DAB变换器主电路拓扑。

相比于SPS控制而言, DPS控制就是在变压器两侧的H桥内增加了一个移相角, 假设 $D_1$ 表示开关管 $S_1/S_8$ 上升沿与 $S_2/S_7$ 上升沿之间的移相比, 称为桥内移相比,  $D_2$ 表示开关管 $S_1/S_8$ 上升沿与 $Q_1$ 上升沿之间的移相比, 称为桥间移相比,  $0 \leq D_1 \leq 1$ 且 $0 \leq D_2 \leq 1$ 。根据两个移相比之间的关系可分为4种情况: (I)  $D_2 < D_1$ , 且  $D_2 \leq 1 - D_1$ ; (II)  $D_2 < D_1$ , 且  $D_2 > 1 - D_1$ ; (III)  $D_2 \geq D_1$ , 且  $D_2 > 1 - D_1$ ; (IV)  $D_2 \geq D_1$ , 且  $D_2 \leq 1 - D_1$ 。

结合变换器运行状态, 可将DPS控制分为8种工作模式, 如表1所示。图2为NPCH3L-DAB变换器在DPS控制下 $k \geq 1$ 的四种工作波形, 其中 $V_{ab}$ 表示全桥 $H_1$ 交流输出电压,  $V_{cd}$ 表示全桥 $H_2$ 交流输入电压,  $V_L$ 表示电感两端电

压,  $i_L$ 表示电感电流,  $T_{hs}$ 表示半个开关周期,  $T_{hs} = 1/(2f)$ ,  $f$ 表示开关频率。

表1 DPS控制下工作模式。

工作模式	限制条件
模式1	$k \geq 1, 0 \leq D_2 \leq 1 - D_1$ , 且 $D_2 < D_1$
模式2	$k \geq 1, 1 - D_1 < D_2 < D_1$ , 且 $D_1 \leq 1$
模式3	$k \geq 1, D_1 \leq D_2 \leq 1 - D_1$ , 且 $D_1 \leq 1$
模式4	$k \geq 1, D_1 \leq D_2 \leq 1$ , 且 $D_2 > 1 - D_1$
模式5	$k < 1, 0 \leq D_2 \leq 1 - D_1$ , 且 $D_2 < D_1$
模式6	$k < 1, 1 - D_1 < D_2 < D_1$ , 且 $D_1 \leq 1$
模式7	$k < 1, D_1 \leq D_2 \leq 1 - D_1$ , 且 $D_1 \leq 1$
模式8	$k < 1, D_1 \leq D_2 \leq 1$ , 且 $D_2 > 1 - D_1$

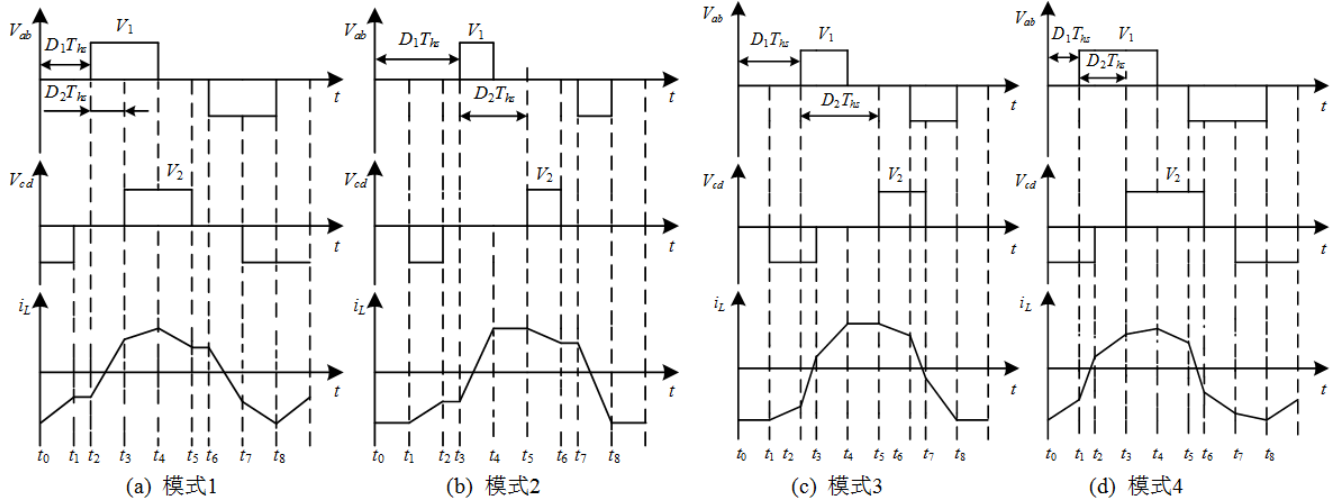


图2 DPS控制下 $k \geq 1$ 时四种模式工作原理波形。

## 2.2. 传统功率特性分析

根据图3所示的工作原理波形, 任意时刻的电感电流可表示为

$$i_L(t) = I(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{v_{ab} - v_{cd}}{L} dt \quad (1)$$

由于电感电流满足 $i_L(t) = -i_L(t+T)$ , 当变换器运行于模式1时, 可得半个周期内各个时刻电感电流, 如式(2)所示。

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nV_2}{4fL} [k(1-D_1) + D_1 + 2D_2 - 1] \\ i_L(t_1) = \frac{nV_2}{4fL} [(D_1-1)(k-1)] \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4fL} [(D_1-1)(k-1)] \\ i_L(t_3) = -\frac{nV_2}{4fL} [k(-D_1-2D_2+1) + (D_1-1)] \end{cases} \quad (2)$$

根据式(3)所示平均功率计算公式, 可得模式1的传输功率标幺值如式(4)所示。

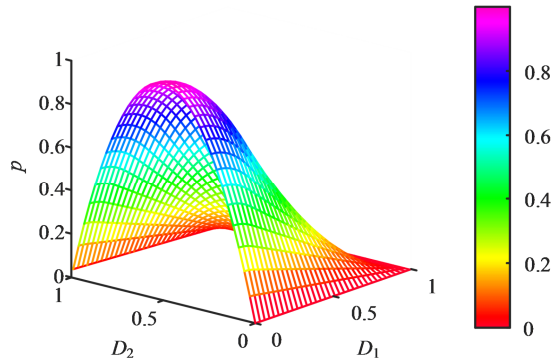
$$P = \left( \int_0^{T_{hs}} v_{ab} i_L(t) dt \right) / T_{hs} \quad (3)$$

$$p = \frac{\frac{2}{T_{hs}} \int_0^{\frac{T_{hs}}{2}} v_{ab} i_L(t) dt}{P_b} = 2D_2(2-2D_1-D_2) \quad (4)$$

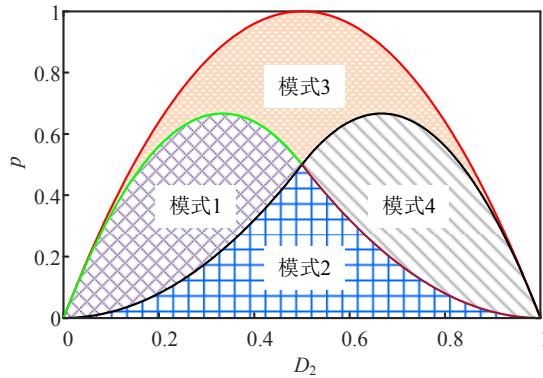
定义功率基准值 $P_b$ 为变换器在SPS控制下的最大传输功率, 且 $P_b = nV_1V_2/(8fL)$ 。同理可求得DPS控制其它模式下传输功率标幺值如式(5)所示。

$$p = \begin{cases} 2(2D_2 - D_2^2 - 2D_1D_2) & \text{模式1、模式5} \\ 2(1-D_1)^2 & \text{模式2、模式6} \\ 2(2D_2 - D_1^2 - 2D_2^2) & \text{模式3、模式7} \\ 2(1-2D_1 - D_2^2 + 2D_1D_2) & \text{模式4、模式8} \end{cases} \quad (5)$$

由式 (5) 可以得到DPS控制下传输功率随移相比变化曲线图, 如图3所示。由二维图可以看出, 模式1和模式4传输功率区间均为 $[0, 2/3]$ , 且两种模式关于 $D_2=0.5$ 对称, 模式2的传输功率区间为 $[0, 0.5]$ , 模式3的传输功率区间为 $[0, 1]$ 。由三维图可以看出, 变换器存在多种移相比满足给定传输功率 $p$ , 从而提高控制灵活性。



(a) 传输功率三维图。



(b) 传输功率二维图。

图3 DPS控制下 $k \geq 1$ 时四种模式工作原理波形。

### 2.3. 电流应力特性分析

电流应力即变换器中电感在一个完整开关周期内流过的最大电流值, 其在功率传输和器件选择中有重大影响。当变换器工作在模式1时, 根据电感电流随时间变化规律,  $t_4$ 时刻电感电流最大, 电流应力可表示为

$$\begin{aligned} i_{\max} &= \max\{i_L(t)\} = i_L(t_4) \\ &= \frac{nV_2}{4fL}[(k-1)(1-D_1) + 2D_2] \end{aligned} \quad (6)$$

为简化分析, 取电流应力标么值, 即

$$\begin{aligned} G &= \frac{i_{\max}}{I_b} = \frac{\max\{i_L(t)\}}{I_b} \\ &= 2[(k-1)(1-D_1) + 2D_2] \end{aligned} \quad (7)$$

定义电流基准值 $I_b$ 为最大传输功率对应的输入电流, 且 $I_b = P_b / V_1 = nV_2 / (8fL)$ 。

同理可求得DPS控制其它模式下电流应力的标么值如式 (8) 所示。

$$G = \begin{cases} 2[(k-1)(1-D_1) + 2D_2] & \text{模式1、模式3} \\ 2(k+1)(1-D_1) & \text{模式2、模式4} \\ 2[k(D_1 + 2D_2 - 1) + (1-D_1)] & \text{模式5、模式7} \\ 2(k+1)(1-D_1) & \text{模式6、模式8} \end{cases} \quad (8)$$

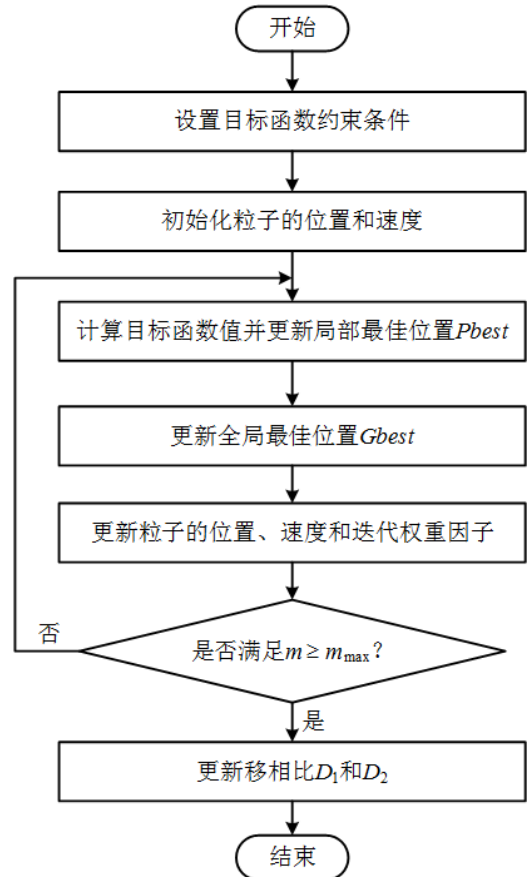


图4 PSO算法流程图。

## 3. 最小电流应力优化控制策略

### 3.1. 电流应力优化控制

由以上分析可知, 变换器有多组移相比能够实现给定传输功率, 然而不同的移相比组合对电流应力的影响有较大的差异。因此, 电流应力优化控制是提高变换器效率的关键。粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization, PSO)具有计算量小、可调整参数少、收敛速度快、不依赖初始参数设置等优点。为了降低变换器的电流应力, 本文提出基于双重移相的粒子群优化(Dual Phase Shift Particle Swarm Optimization, DPS-PSO)电流应力控制策略。

在标准PSO算法中, 假设群体中粒子数量为 $l$ , 空间维度为 $d$ , 第 $m$ 次迭代中第 $i$ 个粒子的位置为 $X_i(m) = [x_{i1}(m), x_{i2}(m), \dots, x_{id}(m)]$ , 对应的速度为 $V_i(m) = [v_{i1}(m), v_{i2}(m), \dots, v_{id}(m)]$ ,  $i=1, 2, \dots, l$ 。第 $m+1$ 次迭代过程中所有粒子按照式(9)更新速度和位置。



$$\begin{cases} V_i(m+1) = \omega V_i(m) + c_1 \text{rand}(Pbest_i - X_i(m)) \\ \quad + c_2 \text{rand}(Gbest_i - X_i(m)) \\ X_i(m+1) = X_i(m) + V_i(m+1) \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $m$  为迭代次数,  $\omega$  为迭代权重因子,  $c_1$  为局部学习因子,  $c_2$  为全局学习因子,  $c_1 = c_2 = 2$ ,  $\text{rand}$  为 0~1 之间的随机数,  $Pbest_i$  为第  $i$  个粒子的局部最佳位置,  $Gbest_i$  为第  $i$  个粒子的全局最佳位置。

为了使迭代权重因子  $\omega$  在初始全局搜索能力和搜索速度之间保持良好的平衡, 按照式(10)更新迭代权重因子。

$$\omega = \omega_{\max} - \frac{m}{m_{\max}}(\omega_{\max} - \omega_{\min}) \quad (10)$$

式中,  $\omega_{\max}$  为最大权重因子,  $\omega_{\min}$  为最小权重因子,  $m_{\max}$  为最大迭代代数, 取  $\omega_{\max} = 0.8$ ,  $\omega_{\min} = 0.2$ 。

采用粒子群算法优化问题时, 首先确定目标函数和约束条件。当传输功率  $p$  和电压传输比  $k$  确定时, 粒子群算法优化电流应力最小化的目标函数及约束条件如式 (11) 所示。

$$\begin{cases} \min G(D_1, D_2) \\ 0 \leq D_1 \leq 1 \\ 0 \leq D_2 \leq 1 \\ p = p_{\text{des}} \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $G(D_1, D_2)$  为优化目标函数,  $p_{\text{des}}$  为估算传输功率。

由于非线性等式约束条件“ $p = p_{\text{des}}$ ”很难加载到 PSO 算法中, 需要在原目标函数中加入惩罚函数, 从而将等约束优化问题转变成无约束优化问题。

令  $a(D_1, D_2) = (p - p_{\text{des}})^2$ , 则采用 PSO 算法优化电流应力的无约束目标函数如式 (12) 所示。

$$\begin{aligned} F(D_1, D_2) &= G(D_1, D_2) + ua(D_1, D_2) \\ &= G(D_1, D_2) + u(p - p_{\text{des}})^2 \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $a(D_1, D_2)$  为惩罚函数,  $u$  为惩罚系数, 取  $u = 2000$ 。

将式 (5) 和式 (8) 代入式 (12), 可得变换器在 DPS 控制下采用 PSO 算法优化电流应力的目标函数如表 2 所示。

由以上分析可得到优化电流应力 PSO 算法流程如图 4 所示。首先将式 (11) 电流应力目标函数的约束条件加入算法中, 并初始化种群粒子的位置和速度, 根据表 2 计算电流应力目标函数值, 首先比较所有粒子电流应力值更新局部最佳位置  $Pbest$ , 然后比较所有粒子的局部最佳位置  $Pbest$  更新全局最佳位置  $Pbest$ , 并更新粒子的位置、速度和迭代因子。然后判断迭代次数大于给定最大值, 若满足条件, 则更新移相比  $D_1$  和  $D_2$ ; 否则, 继续循环直到满足判断条件。

表2 PSO算法优化电流应力的目标函数。

工作模式	电流应力优化目标函数
模式1	$F = 2[(k-1)(1-D_1) + 2D_2] + 2000[2(2D_2 - 2D_1D_2 - D_2^2) - p_{\text{des}}]^2$
模式2、模式6	$F = 2[(k+1)(1-D_1)] + 2000[2(1-D_1^2) - p_{\text{des}}]^2$
模式3、模式7	$F = 2[(k+1)(1-D_1)] + 2000[2(1-2D_1 - D_2^2 + 2D_1D_2) - p_{\text{des}}]^2$
模式4	$F = 2[(k-1)(1-D_1) + 2D_2] + 2000[2(2D_2 - D_1^2 - 2D_2^2) - p_{\text{des}}]^2$
模式5	$F = 2[k(D_1 + 2D_2 - 1) + (1-D_1)] + 2000[2(2D_2 - 2D_1D_2 - D_2^2) - p_{\text{des}}]^2$
模式8	$F = 2[k(D_1 + 2D_2 - 1) + (1-D_1)] + 2000[2(2D_2 - D_1^2 - 2D_2^2) - p_{\text{des}}]^2$

### 3.2. 虚拟直接功率控制方法

根据以上分析可得优化电流应力 PSO 算法传统 PI 控制系统框图如图 5 所示。但是在实际应用场合中, 输入电压的跳变或负载的波动均会影响 DAB 变换器的稳定运行状态。当系统运行状态突变后, 为使系统快速达到稳定状态, 虚拟直接功率控制 (Virtual Direct Power Control, VDPC) 是一种有效的解决方案。

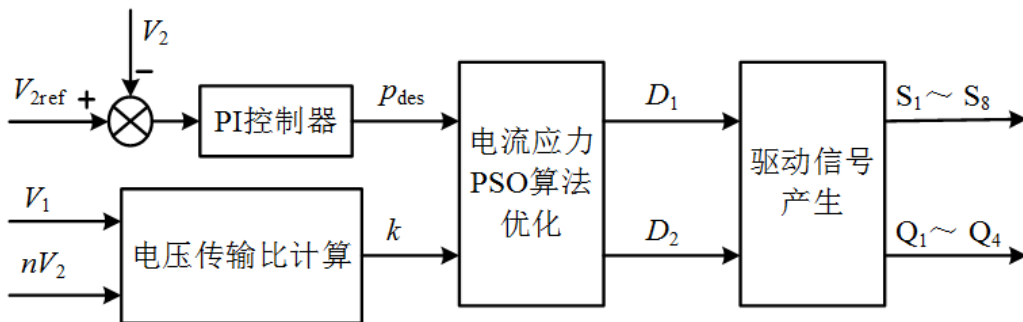


图5 PSO算法优化电流应力传统PI控制系统框图。

由于变换器运行中存在功率损耗,其输入功率不等于输出功率,因此采用虚拟功率控制来补偿由于变换器自身造成的功率差,输出功率 $P_o$ 可表示为

$$P_o = V_o^* i_{2ref} \quad (13)$$

式中, $V_o^*$ 为虚拟输出电压分量,同时也是电压闭环PI控制器的输出值。

当负载确定时,负载两端的电压与电流成正比,故输出电流参考值 $i_{2ref}$ 可表示为

$$i_{2ref} = \frac{i_2 V_{2ref}}{V_2} \quad (14)$$

式中, $V_{2ref}$ 为输出电压参考值。将式(14)代入式(13)可得输出功率为

$$P_o = \frac{i_2 V_{2ref} V_o^*}{V_2} \quad (15)$$

为使变换器快速精准达到输出电压参考值,考虑到电路中产生的功率损耗,实际传输功率与输出功率之间的关系为

$$P = \frac{P_o}{\eta} = \frac{i_2 V_{2ref} V_o^*}{\eta V_2} \quad (16)$$

式中, $\eta$ 为系统传输效率,式(16)进一步标幺化表示为

$$p_{des} = \frac{P_o}{\eta P_b} = \frac{8fL V_{2ref} V_o^* i_2}{\eta n V_1 V_2^2} \quad (17)$$

将上述控制方案与优化电流应力PSO算法相结合,可得到虚拟直接功率控制系统框图如图6所示。其中给定的 $\eta$ 值对系统稳态性能没有影响,可通过系统传输功率范围设置定值 $\eta$ ,使得控制更加快速精准。

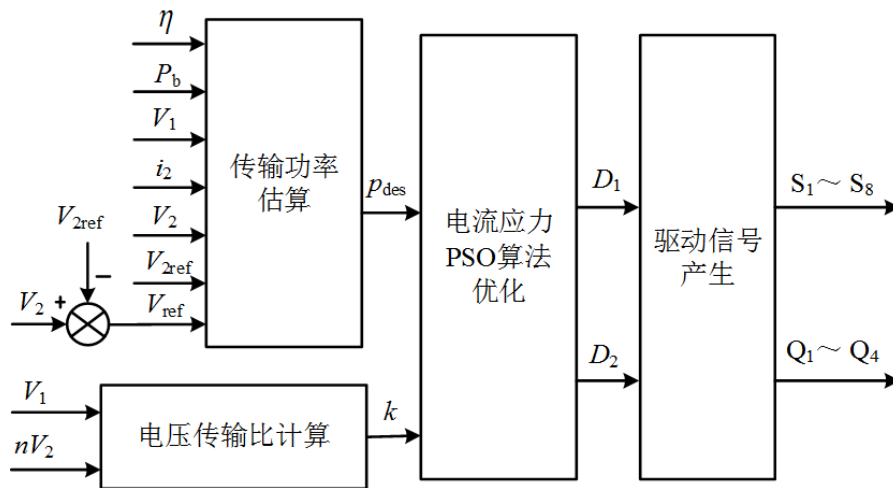


图6 虚拟直接功率控制系统框图。

#### 4. 仿真验证与分析

为了验证所提控制策略的正确性与有效性,在Matlab/Simulink环境下搭建NPCH3L-DAB变换器仿真模型,变换器主要参数如表3所示。

表3 NPCH3L-DAB变换器主要参数。

参数	数值
输入电压 $V_1/V$	200
输出电压 $V_2/V$	80
直流输入分压电容 $C_{11}, C_{12}/\mu F$	470
直流输出分压电容 $C_{21}/\mu F$	3300
飞跨电容 $C_{ss1}, C_{ss2}/\mu F$	1
辅助电感 $L/\mu H$	60
变压器变比 $n$	1:1
开关频率 $f/kHz$	20

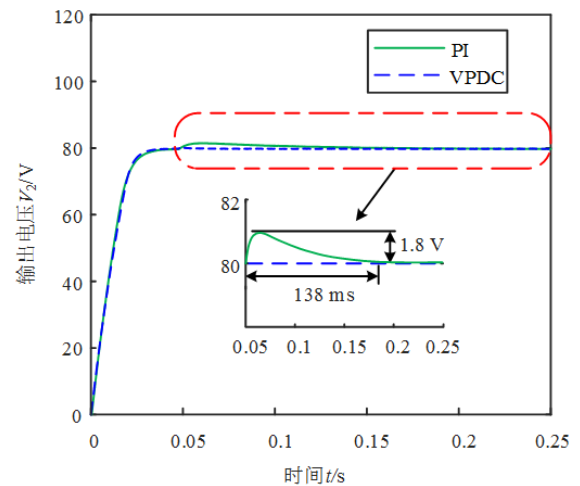


图7 输入电压跳变时输出电压波形图。

当输出电压  $V_2$  为 80V, 负载电阻  $R$  为  $10\Omega$ , 图7为 0.05s 时输入电压  $V_1$  从 200V 跳变为 230V 传统 PI 控制方法与 VDPC 方法的输出电压波形图。由图可知, 采用传统 PI 控制方法变换器输出电压经过 138ms 达到稳定, 电压波动约为 1.8V, 而采用 VDPC 方法输出电压基本保持不变, 因此在输入电压跳变时后者具有更好的动态性能。

当输入电压  $V_1$  为 200V, 输出电压  $V_2$  为 80V 时, 图8为 0.05s 时负载电阻  $R$  从  $10\Omega$  变为  $20\Omega$  传统 PI 控制方法与 VDPC 方法的输出电压波形图。由图可知, 采用传统 PI 控制方法变换器输出电压经过 183ms 达到稳定, 电压波动约为 4.2V, 而采用 VDPC 方法输出电压波动范围在 0.08 V 左右, 可忽略不计, 因此, 后者比前者动态性能更好。

当传输功率  $p$  为 0.45, 输入电压  $V_1$  为 200V、输出电压  $V_2$  为 80V 时, 图9给出了 SPS 控制、DPS 控制和 DPS-PSO 控制的仿真波形, 从图中可以看出, 在相同传输功率下, SPS 控制、DPS 控制和 DPS-PSO 控制的电感电流应力分别为 26.52A、26.21A、21.62A, DPS-PSO 控制的电感电流应力最小, 相比于 DPS 控制电感电流应力减少了 17.5%, 优化

效果最明显, 从而降低变换器损耗, 进一步提高变换器效率。

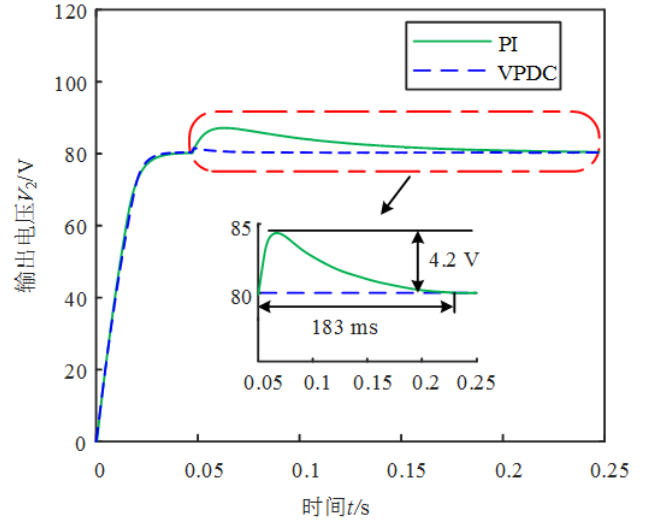


图8 负载跳变时输出电压波形图。

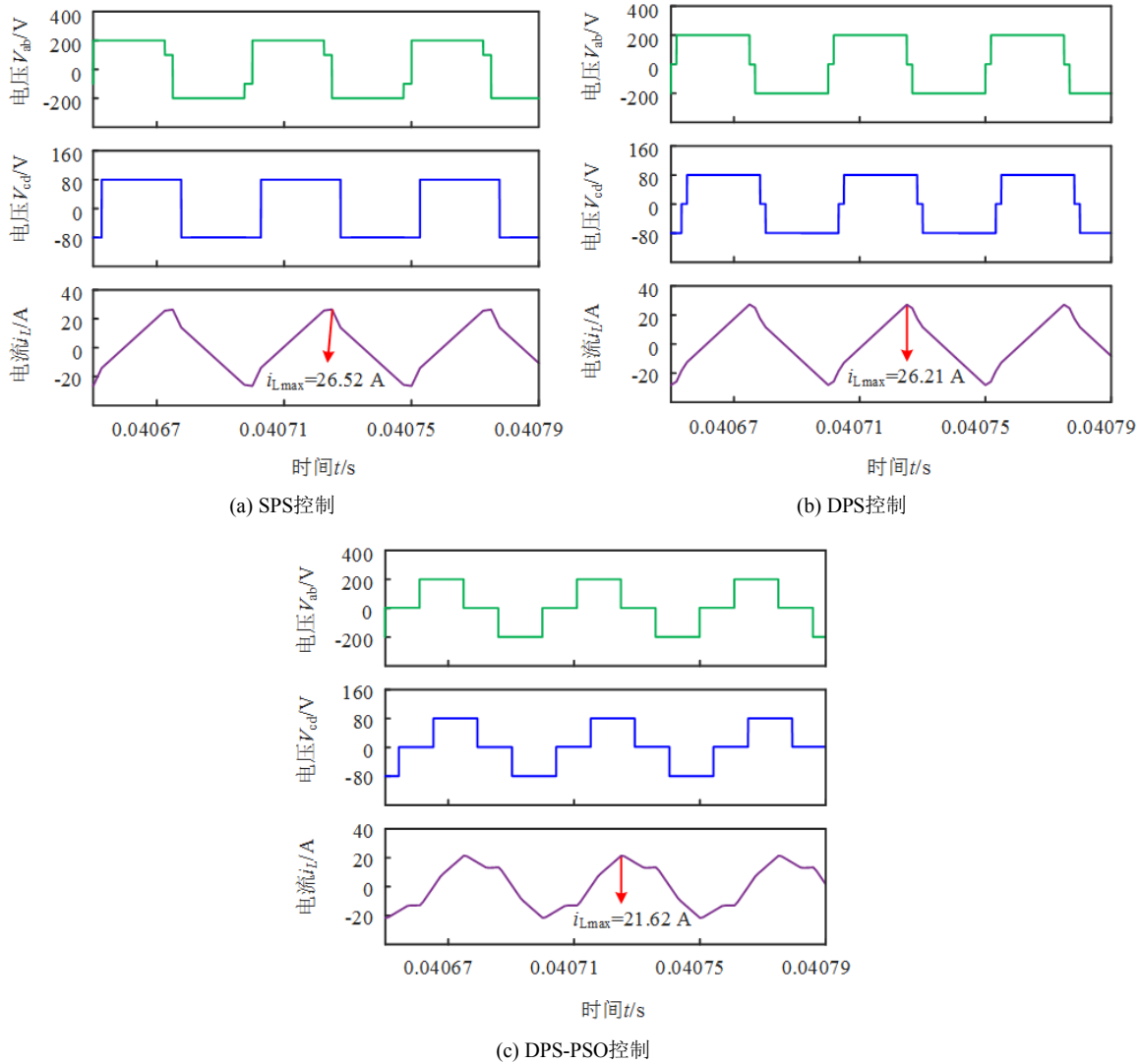


图9 传输功率  $p = 0.45$  时仿真波形图。

图10给出了输入电压 $V_i$ 为200V, 电压传输比 $k = 2.5$ 时, 以上三种控制策略的电感电流应力和效率随传输功率变化曲线图。从图中可以看出, 电感电流应力随传输功率的增加而增大, 本文所提控制策略的电感电流应力在全功

率范围最小, 尤其在轻载条件下电流应力优化效果更明显, 最大传输效率为93.2%, 且变换器在高功率范围内效率大于90%。相比DPS控制而言, DPS-PSO控制传输效率最高提升12.1%。

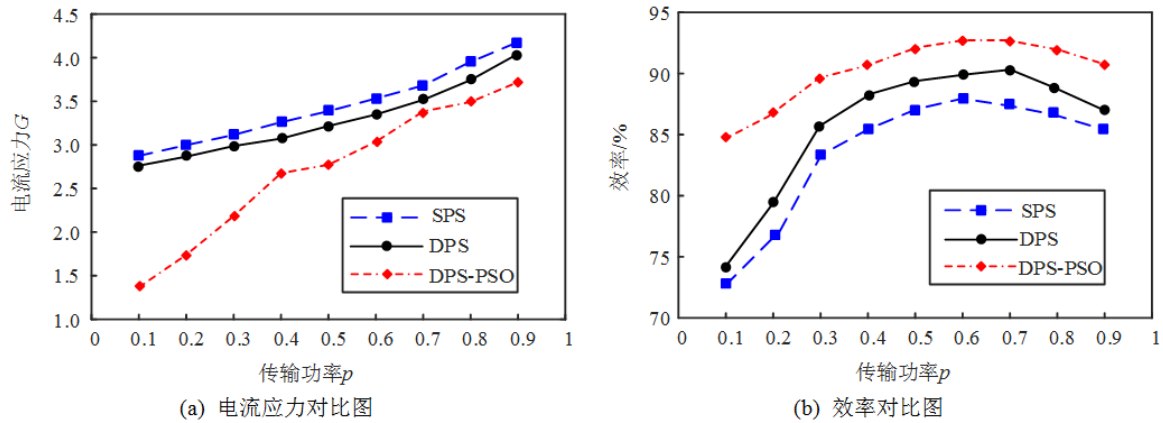


图10 三种控制策略电感电流应力和效率曲线图。

## 5. 结论

本文以混合三电平DAB变换器为研究对象, 以降低电流应力和改善动态性能为研究目标, 提出了一种基于粒子群算法的最小电流应力优化控制策略, 通过理论分析和仿真验证, 得出以下结论:

- (1) 基于粒子群算法的最小电流应力优化控制策略引入罚函数将电流应力的等约束目标函数转化为无约束目标函数, 并通过粒子群优化算法求出最佳移相比组合, 降低了电流应力, 提高了系统效率。相比传统SPS、DPS控制策略而言, 本文所提控制策略的电流应力优化效果在全功率范围内最为明显。因此, 适用于电流应力对系统效率影响较大的场合。
- (2) 虚拟直接功率控制方法利用虚拟输出电压补偿变换器实际运行过程中的功率损耗, 更加精确地控制传输功率。相比传统PI控制方法, 更进一步减小动态响应调节时间, 提高了系统的动态响应速度。
- (3) 本文主要研究了电流应力对系统效率的影响, 但是在今后的研究中, 还需要对回流功率和软开关性能进行深入研究, 在此基础上进一步提高系统效率。

## 参考文献

- [1] ZHENG X X, LIU X T, HE Y, et al. Active vehicle battery equalization scheme in the condition of constant-voltage/current charging and discharging [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66 (5): 3 714-3 723.
- [2] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (8): 4 091-4 106.
- [3] 刘春喜, 乔宇, 郑文帅, 等. 基于GaN器件的电池化成用双向直流变换器研究 [J]. 电力电子技术, 2020, 54 (10): 60-63.
- [4] 孙孝峰, 吴晓颖, 申彦峰, 等. 一种全功率范围零电压开通的电流型双向隔离DC-DC变换器 [J]. 电工技术学报, 2018, 33 (10): 2 282-2 292.
- [5] 邵持, 童安平, 钱语安, 等. 三重移相调制下DAB变换器全功率范围统一ZVS控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39 (19): 5 644-5 655.
- [6] 涂春鸣, 孟阳, 肖凡, 等. 一种交直流混合微网能量路由器及其运行模态分析 [J]. 电工技术学报, 2017, 32 (22): 176-188.
- [7] 胡燕, 张天晖, 杨立新, 等. 双重移相DAB变换器回流功率优化与电流应力优化的对比研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40 (S1): 243-253.
- [8] 张勋, 王广柱, 商秀娟, 等. 双向全桥DC-DC变换器回流功率优化的双重移相控制 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36 (4): 1 090-1 097.
- [9] 郭华越, 张兴, 赵文广, 等. 扩展移相控制的双有源桥DC-DC变换器的优化控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39 (13): 3 889-3 899.
- [10] 高帅, 张兴, 赵文广, 等. 双有源桥DC-DC变换器最小回流功率控制策略 [J]. 电气工程学报, 2019, 14 (2): 24-29.
- [11] 杨向真, 陈曦, 杜燕, 等. 基于动态矩阵控制的双有源桥DC-DC变换器电流应力优化策略 [J]. 电源学报, 2020, 92 (6): 109-118.



- [12] 童安平, 邵持, 杭丽君, 等. 混合三电平DAB变换器软开关分析与多目标优化调制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40 (24): 8 098-8 110, 8 247.
- [13] 杨超, 许海平, 袁志宝, 等. 双PWM控制下三电平半桥隔离型双向DC-DC变换器的全局最小峰值电流研究 [J]. 电工技术学报, 2020, 35 (8): 1 679-1 689.
- [14] 侯聂, 宋文胜, 武明义. 双向全桥DC-DC变换器的负载电流前馈控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36 (09): 2 478-2 485.
- [15] 宋文胜, 杨柯欣, 安峰, 等. 基于输入电压前馈的双向有源桥式DC-DC变换器虚拟功率控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2018, 38 (22): 6 491-6 502.
- [16] 周兵凯, 杨晓峰, 张智, 等. 能量路由器中双有源桥直流变换器多目标优化控制策略 [J]. 电工技术学报, 2020, 35 (14): 3 030-3 040.
- [17] 蔡逢煌, 石安邦, 江加辉, 等. 结合电流应力优化与虚拟电压补偿的双有源桥DC-DC变换器三重移相优化控制 [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (10): 2 559-2 571.
- [18] 王武, 雷文浩, 蔡逢煌等. 结合电流应力优化的双有源全桥DC-DC变换器自抗扰控制 [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (12): 3 073-3 086.