

# 移相加占空比控制的三端口 DC-DC 变换器 回流功率优化

康家玉, 王佳晨, 王 业, 于 森, 肖永超  
(陕西科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710021)

**摘要:** 传统移相控制策略在串联谐振型三端口变换器(Series-Resonant Three-Port-Converter, SR-TPC)端口电压不匹配时,存在回流功率较大、软开关范围小的问题。文章提出了一种基于移相加占空比(PWM)控制策略下的回流功率优化方法。利用基波分析法和相量法给出 SR-TPC 的复功率模型,在保证传输一定有功率的前提下,通过对 SR-TPC 回流功率模型的分析,给出变换器在回流功率为零时的最优控制策略,并求解出最优控制变量,进一步分析在优化控制策略下达到软开关的条件,对比其他两种控制方式下的软开关范围。Matlab/Simulink 仿真结果表明,在端口电压不匹配的条件下,SR-TPC 在优化控制策略下的回流功率小、软开关范围宽、效率高。

**关键词:** 三端口变换器; 移相加占空比控制; 回流功率; 基波分析法

**中图分类号:** TK51 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5292(2025)03-0353-08

## 0 引言

光伏发电具有不稳定性 and 间歇性等问题,因此在光伏发电系统中应配备储能装置来保证电能质量<sup>[1-3]</sup>。在传统的光储直流微电网结构中,光伏发电单元、储能单元和负载之间通常采用多个独立的双有源变换器(Dual Active Bridge, DAB)连接,此类系统功率密度低、结构复杂。三有源桥变换器(Triple Active Bridge, TAB)可以很好地解决上述问题,TAB 由 3 个 H 桥单元通过高频三绕组变压器以磁耦合方式连接组成,可实现各端口间的能量双向流动,具有电气隔离、易实现零电压开通(Zero Voltage Soft-Switching, ZVS)、高功率密度等优点<sup>[4]</sup>。

串联谐振型三端口变换器 (Series-Resonant Three-Port-Converter, SR-TPC) 在 TAB 拓扑结构的基础上,引入 LC 串联谐振。该拓扑具有 TAB 的所有优点,谐振阻抗由开关频率和谐振元件同时决定,从而确保 SR-TPC 在高功率应用场合也具有较高的开关频率。由于 SR-TPC 只有两个谐振腔,变压器端电压被第三个端口钳位,因此无须进行解耦,降低了控制的复杂程度<sup>[5]</sup>。

在控制方式上,SR-TPC, TAB 两者大都相同,可分为移相控制和移相加 PWM 控制。移相控制

是 SR-TPC 最常用的控制方式,通过控制 H 桥中开关管的触发脉冲,在各个 H 桥中点处产生频率相同但存在相位差的方波,调节方波相位差的大小即可改变功率的传输方向和大小。这种控制方式在变换器端口电压不匹配时,会出现较大的回流功率,导致开关管和磁性元件的损耗增加,降低了传输效率,并且随着回流功率的增大使开关管的软开关范围减小<sup>[6]</sup>。为解决上述问题,文献[7]提出移相加占空比控制,该控制在 3 个 H 桥之间产生移相角,同时在 H 桥内部引入移相角,改变了 H 桥输出的方波电压占空比。这种控制方式至少增加了一个控制自由度,拓宽了端口电压的变化范围,增大了软开关的工作范围,提高了变换器的效率。文献[8]分析了在移相加 PWM 控制方式下变换器的传输特性,验证了移相加 PWM 控制方式能有效减小回流功率,但未考虑到移相加 PWM 控制方式下的最优回流功率问题。文献[9]提出了一种变频加移相控制方法,通过控制移相角来减小回流功率,并且使开关管工作在 ZVS 状态,通过外部变频实现对变换器功率的控制,能够在宽电压范围内提高变换器的效率,但其控制和建模过程较为复杂。文献[10]将变换器分解成多个双电源共同作用的子电路,计算出不同时刻的电感

收稿日期: 2024-03-29。

基金项目: 陕西省重点研发计划项目(2021GY-135)。

作者简介: 康家玉(1969-),女,博士,副教授,研究方向为电力电子技术及其应用。E-mail:466347430@qq.com

电流, 并求解出不同控制方式下变换器实现 ZVS 的条件。

目前, 减小 SR-TPC 的回流功率、提高变换器的效率和功率密度成为研究热点, 在已有文献中均未涉及到关于回流功率的最优控制问题。为了提高 SR-TPC 的效率, 本文提出了一种最优控制策略, 选择回流功率最小值为优化目标, 在传输功

率一定的前提下, 通过选择最佳的内外移相角组合, 使得变换器在工作工程中的回流功率最小。最后, 在 Matlab/Simulink 中对所提出的优化方案进行验证。

### 1 拓扑结构及工作原理

#### 1.1 变换器拓扑

SR-TPC 的主电路拓扑结构如图 1 所示。

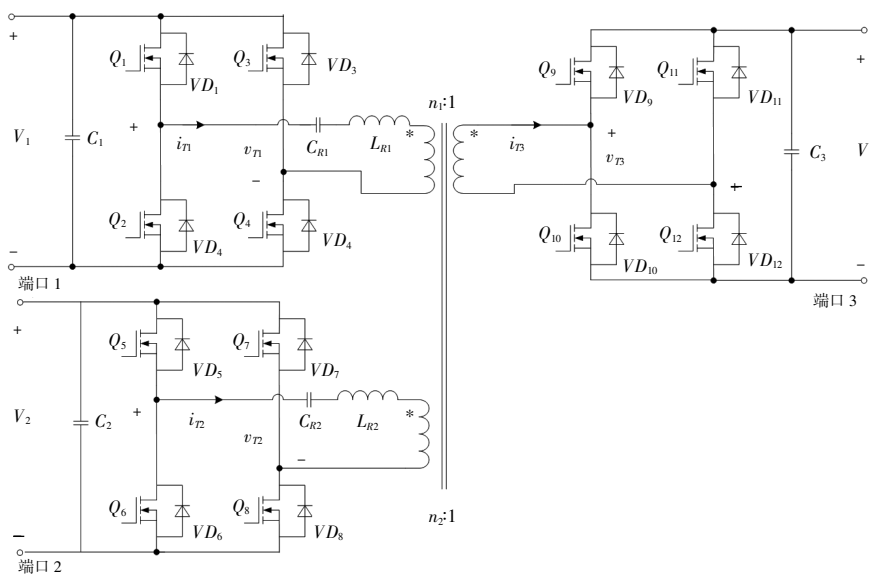


图 1 SR-TPC 拓扑结构

Fig.1 Topology of SR-TPC

图 1 中:  $V_1, V_2$  和  $V_3$  分别为三端口的直流侧电压;  $C_1, C_2$  和  $C_3$  分别为三端口的直流侧滤波电容;  $v_{T1}, v_{T2}$  和  $v_{T3}$  分别为 3 个 H 桥的中点电压;  $L_{R1}, C_{R1}$  和  $L_{R2}, C_{R2}$  组成两个串联谐振腔;  $i_{T1}, i_{T2}$  和  $i_{T3}$  分

别为流过变压器 3 个绕组的电流; 三绕组变压器的变比为  $n_1:n_2:1$ 。

将图 1 简化并等效后可以得到 SR-TPC 的等效电路如图 2 所示。

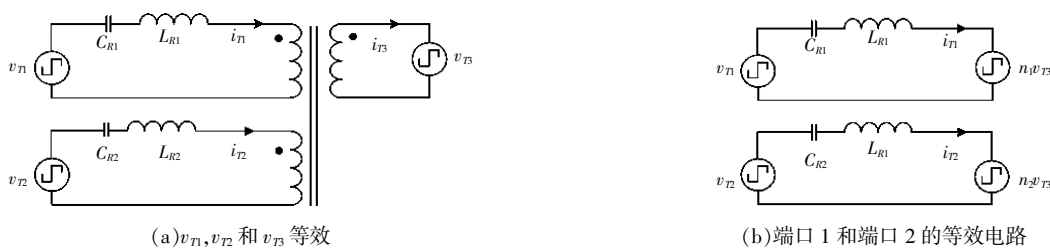


图 2 SR-TPC 的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of SR-TPC

为了后续分析简便, 定义变换器中  $L_{R1}=L_{R2}=L_R, C_{R1}=C_{R2}=C_R$ 。根据图 2 可得谐振腔的谐振频率和阻抗为

$$\begin{cases} f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}}, F = \frac{f_R}{f_s} \\ X = \omega_s L_R - \frac{1}{\omega_s C_R} = \left(F - \frac{1}{F}\right) \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \end{cases} \quad (1)$$

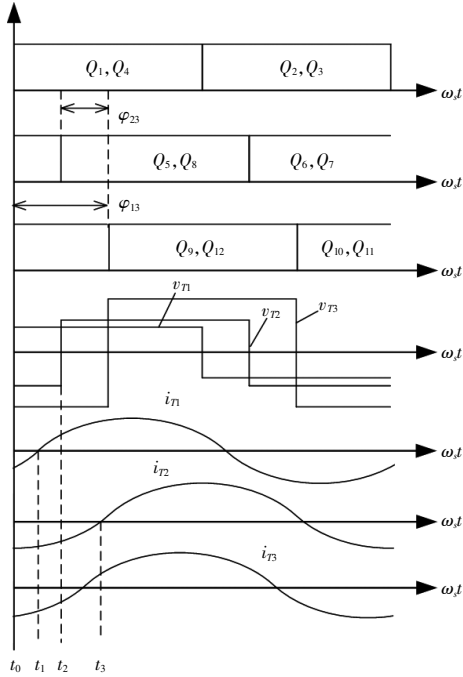
式中:  $f_R$  为谐振频率;  $\omega_s$  为开关角速度;  $f_s$  为开关频率;  $F$  为谐振频率与开关频率比。

#### 1.2 两种控制方式下 SR-TPC 工作原理

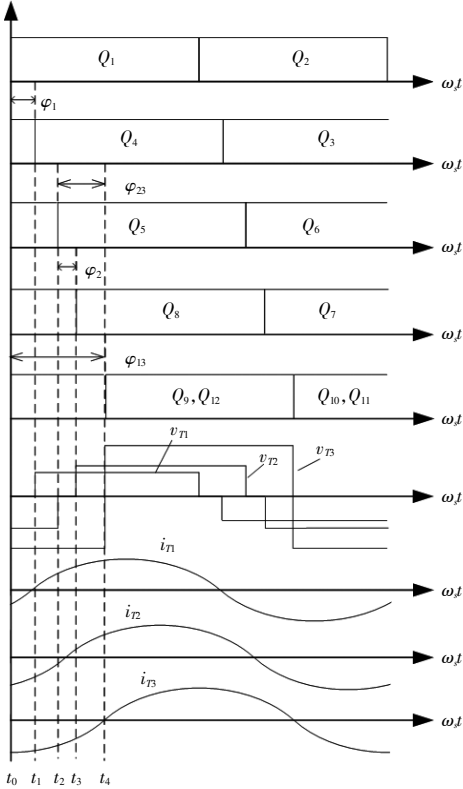
假设 SR-TPC 中所有元器件均为理想器件, 并工作在理想状态。在采用移相控制时, H 桥内部同一个桥臂的开关管互补导通, 相邻桥臂开关管互补导通, 通过控制 3 个 H 桥之间的移相角来控

制传输功率的大小和方向。

SR-TPC 在两种控制方式下的关键波形如图 3 所示。



(a) 移相控制下的关键波形



(b) 移相加 PWM 控制下的关键波形

图 3 SR-TPC 在两种控制方式下的关键波形

Fig.3 Key waveforms of SR-TPC in two control modes

由图 3(a)可知,假设功率由端口 1 和端口 2 流向端口 3,所有开关管占空比均为 0.5。 $v_{T1}, v_{T2}$  和  $v_{T3}$  呈交流方波电压,幅值为  $V_1, V_2$  和  $V_3$ 。 $v_{T1}$  和  $v_{T3}$  之间的相位差为  $\varphi_{13}$ ,  $v_{T2}$  和  $v_{T3}$  之间的相位差为  $\varphi_{23}$ 。以  $v_{T3}$  的初始相位为基准,若  $v_{T1}, v_{T2}$  滞后  $v_{T3}$ ,  $v_{T2}, \varphi_{13}$  和  $\varphi_{23}$  为负,超前则为正。由图 3(b)可知,本文在 SR-TPC 端口 1 和端口 2 的 H 桥内部引入了 PWM 控制,即相比移相控制增加了两个被控量,其中,  $\varphi_1$  为端口 1 侧 H 桥的内移相角,  $\varphi_2$  为端口 2 侧 H 桥的内移相角。

### 1.3 回流功率产生的原因分析

在移相控制下,由于 3 个 H 桥的中点电压存在相位差,因此,在一个周期内会出现端口的 H 桥中点电压和经过该端口变压器绕组电流相位相反的现象[图 3(a)中的  $t_0 \sim t_1$  和  $t_2 \sim t_3$  阶段]。该时间段内的功率会反向流回直流侧,即回流功率。回流功率对功率传输产生不利影响,当传输的功率一定时,为了抵消该部分功率,直流侧输出的功率会增大,这将造成变换器的功率环流增大,从而导致开关管和磁性元件的损耗增加,降低了传输效率。

由图 3 可以看出,在对端口 1 和端口 2 引入 PWM 控制后,其对应的 H 桥的桥臂中点电压方波的占空比变小。并且在一个开关周期内,存在 H 桥的中点电压为 0 的阶段,这个阶段内产生的功率为 0。

### 2 传输特性分析

由于电路中存在多个元件的谐振,并且在引入内移相角后,变换器存在多个工作模式,采用时域分析较为复杂。基波分析法 (First Harmonic Analysis, FHA) 对于工作在谐振点附近的电路具有较高的计算精度,本文中 SR-TPC 的开关管采用定频驱动,且驱动频率接近谐振频率,因此适合采用 FHA 分析。SR-TPC 在移相加 PWM 控制下的端口  $x(x=1,2)$  的方波电压  $v_{Tx}$  和端口 3 方波电压  $v_{T3}$  的基波分量为

$$\begin{cases} v_{Tx(1)} = V_x \frac{2}{\pi} [\sin(\omega_s t + \varphi_{x3}) - \sin(\omega_s t + \varphi_{x3} - \varphi_x - \pi)] \\ v_{T3(1)} = V_3 \frac{4}{\pi} \sin(\omega_s t) \end{cases} \quad (2)$$

流过端口  $x(x=1,2)$  中,变压器绕组的谐振电流  $i_{Tx}$  和端口 3 中变压器绕组的谐振电流  $i_{T3}$  的基波分量为

$$\begin{cases} i_{Tx}(t) = \frac{2n_x V_3}{\pi X} [2\cos(\omega_s t) - \\ K_{x3} \cos(\omega_s t + \varphi_{x3} - \varphi_x) - K_{x3} \cos(\omega_s t + \varphi_{x3})] \\ i_{T3}(t) = n_1 i_{T1}(t) + n_2 i_{T2}(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $K_{x3} = V_x / (n_x V_3)$  为电压转换比;  $V_x$  为端口  $x$  的直流侧电压;  $\varphi_{x3}$  为  $v_{Tx}$  和  $v_{T3}$  之间的相位差;  $\varphi_x$  为端口  $x$  侧 H 桥的内移相角;  $n_x$  为端口  $x$  与端口 3 的变压比。

根据图 3(b) 的电压、电流波形, 可得 SR-TPC 在移相加 PWM 控制下端口  $x(x=1, 2)$  的有功功率  $P_x$  和无功功率  $Q_x$  分别为<sup>[11]</sup>

$$\begin{cases} P_x = \frac{8n_x V_x V_3}{\pi^2 X} \cos \frac{\varphi_x}{2} \sin \left( \varphi_{x3} - \frac{\varphi_x}{2} \right) \\ Q_x = \frac{8n_x V_x V_3}{\pi^2 X} \left[ K_{x3} \cos^2 \frac{\varphi_x}{2} - \cos \frac{\varphi_x}{2} \cos \left( \varphi_{x3} - \frac{\varphi_x}{2} \right) \right] \end{cases} \quad (4)$$

式(4)中无功功率部分即为回流功率。

为后续分析方便, 以端口  $x(x=1, 2)$  的最大传输功率  $P_{xN} = 8n_x V_x V_3 / (\pi^2 X)$  为基准, 对式(4)进行标么化可得端口  $x(x=1, 2)$  的有功功率标么值  $P_{x,pu}$  和无功功率标么值  $Q_{x,pu}$

$$\begin{cases} P_{x,pu} = \cos \frac{\varphi_x}{2} \sin \left( \varphi_{x3} - \frac{\varphi_x}{2} \right) \\ Q_{x,pu} = K_{x3} \cos^2 \frac{\varphi_x}{2} - \cos \frac{\varphi_x}{2} \cos \left( \varphi_{x3} - \frac{\varphi_x}{2} \right) \end{cases} \quad (5)$$

在端口  $x(x=1, 2)$  中, 当  $\varphi_x = 0$  时, 移相加 PWM 控制即为移相控制。设移相控制下移相角为  $\varphi_{x3A}$ , 移相加 PWM 控制下传递相同有功功率对应的移相角为  $(\varphi_{x3}, \varphi_x)$ 。由式(5)可得  $\varphi_{x3A}$  和  $(\varphi_{x3}, \varphi_x)$  之间的关系为

$$\varphi_{x3} = \arcsin \left( \frac{\sin \varphi_{x3A}}{\cos \frac{\varphi_x}{2}} \right) + \frac{\varphi_x}{2} \quad (6)$$

### 3 软开关特性分析

根据图 1 中对电流方向的定义, 在端口 1 和端口 2 中, 开关管 ZVS 的条件为谐振电流在相位上滞后对应的 H 桥中点电压(即  $i_{Tx}$  过零点滞后于  $v_{Tx}$  的过零点)。端口 3 电流方向的定义与端口 1 和端口 2 相反, 所以端口 3 实现 ZVS 的条件为  $i_{T3}$  超前  $v_{T3}$ 。综上所述, 在移相加 PWM 控制方式下所有开关管实现 ZVS 的条件为<sup>[11-13]</sup>

$$\begin{cases} i_{Tx} \left( -\frac{\varphi_{x3}}{t} \right) = \frac{2n_x V_3}{\pi X} [2\cos(-\varphi_{x3}) - K_{x3} \cos \varphi_x - K_{x3}] < 0 \\ i_{Tx} \left( -\frac{\varphi_{x3} - \varphi_x}{t} \right) = \frac{2n_x V_3}{\pi X} \left[ 2\cos(\varphi_{x3} - \varphi_x) - K_{x3} \cos \varphi_x - K_{x3} \right] < 0 \\ i_{T3}(0) = \frac{2n_1^2 V_3}{\pi X} [2 - K_{13} \cos(\varphi_{13} - \varphi_1) - K_{13} \cos(\varphi_{13})] + \\ \frac{2n_2^2 V_3}{\pi X} [2 - K_{23} \cos(\varphi_{23} - \varphi_2) - K_{23} \cos(\varphi_{23})] > 0 \end{cases} \quad (7)$$

#### 3.1 移相控制下的软开关范围

本文采取的拓扑结构中, 变压器端电压  $v_{T3}$  被  $V_3$  钳位, 因此端口 1 和端口 2 之间没有直接的功率传输, 端口 1 和端口 3 可看成独立的单输入输出型 LC 串联谐振 DC/DC 变换器。所以在此只分析端口 1 和端口 3 之间的软开关情况, 端口 2 的软开关情况和端口 1 类似。假设只有端口 1 和端口 3 之间存在功率流动, 由式(7)可得移相控制下端口 1 侧和端口 3 侧开关管 ZVS 范围为

$$\begin{cases} \cos \varphi_{13A} - K_{13} < 0 & \text{端口 1 侧} \\ 1 - K_{13} \cos \varphi_{13A} > 0 & \text{端口 3 侧} \end{cases} \quad (8)$$

当  $K_{13} > 1$  时,  $\cos \varphi_{13A} - K_{13} < 0$  恒成立, 因此当  $K_{13} > 1$  时, 端口 1 侧的开关管在全功率范围内均能实现 ZVS。当  $K_{13} < 1$  时,  $\cos \varphi_{13A} - K_{13} < 0$ , 只有在移相角大于某些特定值时才成立, 因此当  $K_{13} < 1$  时, 端口 1 侧的开关管只有在移相角大于特定值的情况下才能实现 ZVS。端口 3 侧开关管的 ZVS 情况与端口 1 侧相反。整体上随着  $K_{13}$  值的变化, 端口 1 侧和端口 3 侧的开关管 ZVS 范围变化趋势相反。因此, 在移相控制下, 当  $K_{13} = 1$  时, 是保证端口 1 和端口 3 在全功率范围内实现 ZVS 的最佳选择。

#### 3.2 移相加 PWM 控制下的软开关范围

以端口 1 为例, 当  $K_{13} < 1$  时, 端口 3 侧所有开关管均能实现 ZVS。因此, 后续只分析当  $K_{13} < 1$  时, 在引入内移相角后输入侧的 ZVS 情况。根据式(6)的两种控制方式下的移相角关系再结合式(7)可得出: 当  $K_{13} = 0.8$  时, 移相控制和移相加 PWM 控制下的端口 1 的 ZVS 情况如图 4 所示。

由图 4 可知, 在端口 1 引入内移相角后 ( $\varphi_1 \neq 0$ ) 可以扩展 ZVS 的范围, 超前桥臂和滞后桥臂 ZVS 扩展的范围分别用  $\eta$  和  $\gamma$  表示。在扩展的  $\eta$

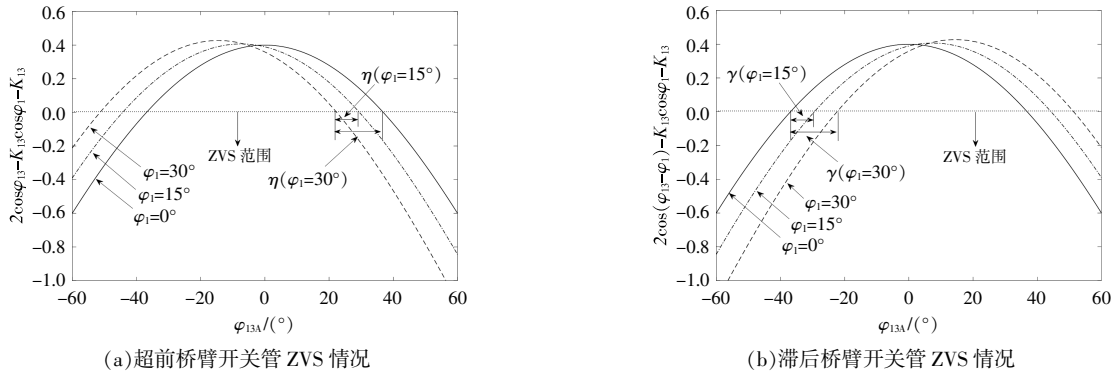


图 4 移相控制与移相加 PWM 控制下端口 1 ZVS 范围对比

Fig.4 Comparison of port 1 ZVS range under traditional phase shift and phase shift plus PWM control

和  $\gamma$  范围内,移相加 PWM 控制方式可以保证端口 1 中至少一个桥臂上的开关管实现 ZVS,而在移相控制下,端口 1 中没有开关管可以实现 ZVS。结果表明,移相加 PWM 控制可以增加端口电压不匹配时的 ZVS 开关管数量。

4 基于回流功率优化的 SR-TPC 控制策略

基于移相加 PWM 控制方式下的 SR-TPC 变换器,应用基波分析法和相量法求出端口 1 和端口 2 的无功功率,进而提出最小回流功率的优化问题。根据传输的有功功率和电压转换比,以实现端口 1 和端口 2 的最小回流功率为目标,求解出最优移相角组合。

4.1 最小回流功率优化问题及其求解

根据式(5)可知,端口 1 和端口 2 的回流功率存在为 0 的情况,此时,端口的 H 桥中点电压和电流方向相同。根据式(5)可以确定端口  $x(x=1,2)$  的回流功率为 0 时,移相角和有功功率之间的关系为

$$\begin{cases} \cos \frac{\varphi_x}{2} = \sqrt{\frac{1 \pm \sqrt{1 - 4K_{x3}^2 P_{x,pu}^2}}{2K_{x3}^2}} \\ \cos \left( \varphi_{x3} - \frac{\varphi_x}{2} \right) = \sqrt{\frac{1 \pm \sqrt{1 - 4K_{x3}^2 P_{x,pu}^2}}{2}} \end{cases} \quad (9)$$

要使式(9)方程有解,则有功功率标么值和电压变换比之间必须满足:

$$\begin{cases} P_{x,pu} < \sqrt{1 - K_{x3}^2} \\ K_{x3}^2 P_{x,pu}^2 < \frac{1}{4} \end{cases} \quad (10)$$

若某个端口不满足式(10),则该端口不采用移相加 PWM 控制方式,此时该端口在移相控制

方式下的回流功率最小,即该端口的内移相角取  $0^\circ$ 。

4.2 优化控制策略

根据前文推导的结果,可以得到基于最小回流功率下的最优移相角的选择控制流程,如图 5 所示。

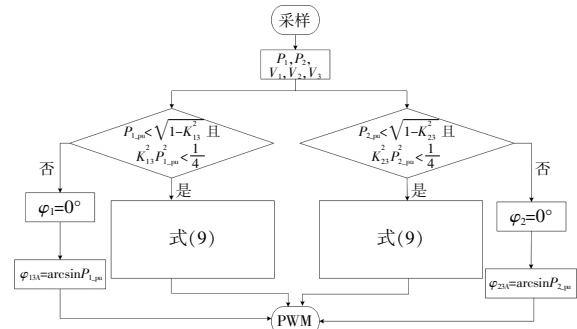


图 5 优化控制下的移相角选取策略

Fig.5 Optimized phase shift angle selection strategy under control

由图 5 可知,对各个端口的电压和电流进行采样,可计算出端口 1 和端口 2 的功率标么值  $P_{1,pu}, P_{2,pu}$  和电压转换比  $K_{13}, K_{23}$ 。根据标么值和电压转换比之间的关系来判断是否引入内移相角。若端口  $x(x=1,2)$  满足零回流功率优化条件,则该端口的移相角表达式如式(9);若端口  $x(x=1,2)$  不满足零回流功率优化条件,则该端口的移相角表达式为  $\varphi_{x3\lambda} = \arcsin P_{x,pu}, \varphi_x = 0^\circ$ 。

5 仿真及结果分析

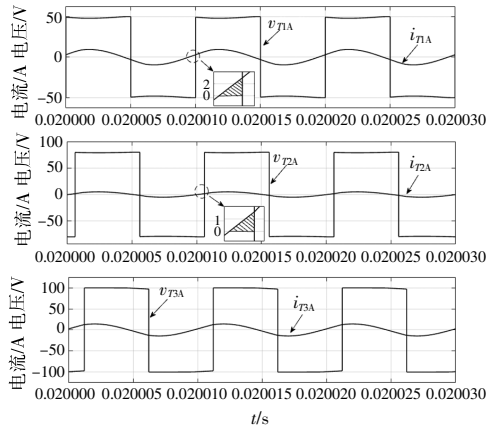
为了验证本文提出的最小回流功率优化策略,应用 Matlab/Simulink 软件建立 SR-TPC 电路仿真模型,对比 SR-TPC 在移相控制策略下和在移相加 PWM 控制策略下的回流功率大小。设置

功率由端口 1 和端口 2 流向端口 3, 因此移相角均大于  $0^\circ$ , 端口 3 接  $18\ \Omega$  的负载电阻, SR-TPC 的参数设置如表 1 所示。

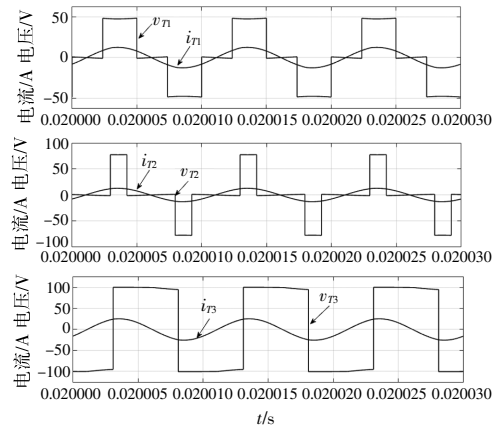
表 1 SR-TPC 的仿真参数

Table 1 Simulation parameters for SR-TPC

参数	数值
端口 1 直流电压/V	50
端口 2 直流电压/V	80
端口 3 直流电压/V	100
串联谐振电感 $L_R/\mu\text{H}$	130
串联谐振电容 $C_R/\text{nF}$	22
开关频率 $f_s/\text{kHz}$	100
谐振频率 $f_r/\text{kHz}$	95
变压器变比 $n_1:n_2:1$	1:1:1



(a) 移相控制的 H 桥中点电压和电流仿真



(b) 移相 PWM 控制的 H 桥中点电压和电流仿真

图 6 两种控制方式下的 H 桥中点电压和电流仿真

Fig.6 Voltage simulation of the midpoint of the H-bridge under two control modes

1 和端口 2 的 H 桥中点电压出现了零电平的时间段, 端口 3 仍为两电平。由图 6(a) 中局部放大大部分可以看出, 在未引入内移相角时, 端口 1 和端口 2 存在回流功率[图 6(a) 中阴影部分]。在引入内移相角后, 端口 1 和端口 2 的方波电压占空比减小, 在零电平的时间段内由于电压为 0, 所以没有回流功率产生, 因此只须通过调节内外移相角, 使谐

5.1 两种控制方式下的回流功率仿真

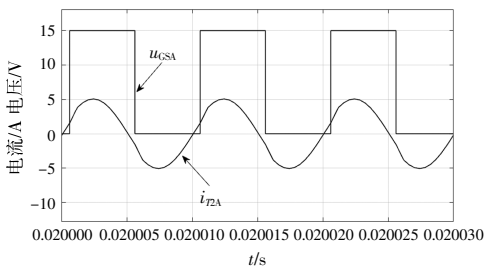
图 6 为  $P_1=300\ \text{W}$ ,  $P_2=260\ \text{W}$  时两种控制方式下 SR-TPC 的关键波形图。

图 6 中:  $v_{T1A}, v_{T2A}, v_{T3A}$  和  $i_{T1A}, i_{T2A}, i_{T3A}$  分别为移相控制下的 H 桥电压和电流波形;  $v_{T1}, v_{T2}, v_{T3}$  和  $i_{T1}, i_{T2}, i_{T3}$  分别为移相 PWM 控制下的 H 桥电压和电流波形。当  $P_1=300\ \text{W}$ ,  $P_2=260\ \text{W}$  时, SR-TPC 采用移相控制下的移相角  $\varphi_{13A}=43.2^\circ$ ,  $\varphi_{23A}=21.8^\circ$ 。根据图 5 可知, 此时的变换器可以采用移相 PWM 控制, 使回流功率为 0, 再由式(9)得出移相 PWM 控制下的移相角  $\varphi_{13}=110.99^\circ$ ,  $\varphi_{23}=138.76^\circ$ ,  $\varphi_1=85.17^\circ$ ,  $\varphi_2=133.97^\circ$ 。由仿真结果可以看出, 在端口 1 和端口 2 引入 PWM 控制后, 端口

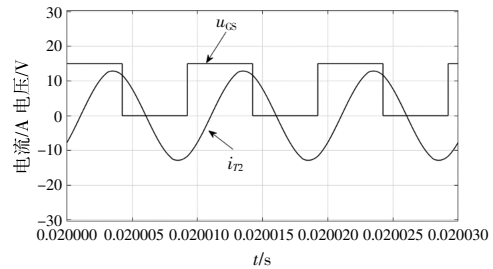
振电流过零点保持在电压零电平的时间段内, 即可实现零回流功率。

5.2 两种控制方式下的软开关范围仿真

以  $P_1=300\ \text{W}$ ,  $P_2=260\ \text{W}$  时的开关管  $Q_5$  的软开关情况为例, 对比两种控制方式下的开关管 ZVS 情况。图 7 为两种控制方式下的开关管  $Q_5$  的驱动电压和端口 2 的 H 桥中点电流的波形。



(a) 移相控制  $Q_5$  的触发信号及  $i_{T2A}$  波形



(b) 移相 PWM 控制  $Q_5$  的触发信号及  $i_{T2}$  波形

图 7 两种控制方式下开关管的软开关仿真情况

Fig.7 Simulation of soft switching situation of switch tube in two control modes

图 7 中:  $u_{CSA}$  为移相控制下的开关管  $Q_5$  驱动电压波形;  $u_{CS}$  为移相加 PWM 控制下的开关管  $Q_5$  驱动电压波形。根据图 1 所定义的电流正方向分析, 要使开关管  $Q_5$  实现 ZVS, 则开关管  $Q_5$  在导通前的电流必须小于 0 (即  $i_{T2} < 0$ )。由图 7(a) 可以看出, 在移相控制方式下,  $Q_5$  开通前  $i_{T2} > 0$ , 开关管  $Q_5$  不能实现 ZVS。由图 7(b) 可以看出, 在  $Q_5$  开通前,  $i_{T2} < 0$ , 开关管  $Q_5$  可以实现 ZVS。所以, 移相加 PWM 控制方式下的  $Q_5$  软开关范围更宽, 相较于移相控制, 移相加 PWM 控制下的变换器开关管更容易实现 ZVS。

### 5.3 两种控制方式下的效率分析

以  $K_{13}=0.5, K_{23}=0.8$  为例, 对 SR-TPC 在移相控制和移相加 PWM 控制下传递不同功率时的回流功率进行分析, 如图 8 所示。

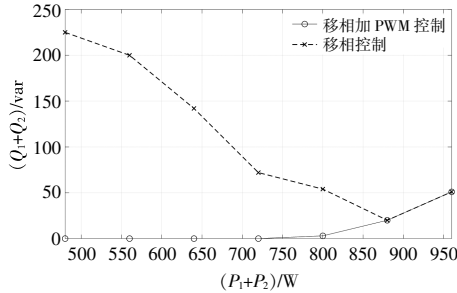


图 8 两种控制方式下回流功率曲线

Fig.8 Power return curve under two control modes

由图 8 可知, 在移相控制下, 变换器随着传输功率(移相角)的增大, 回流功率先减小后增大。当端口的电压转换比和功率满足零回流功率条件时, 通过优化策略, 可使变换器的回流功率为 0。在移相加 PWM 控制方式下, 变换器回流功率远小于移相控制。当某个端口不满足零回流功率条件时, 该端口采用移相控制方式下的回流功率最小, 另一端仍采用移相加 PWM 控制方式, 此时变换器会有少量回流功率, 但仍远小于均采用移相控制下的回流功率。当两个端口都不满足零回流功率条件时, 两种控制方式下的回流功率一致, 此时移相加 PWM 控制即为移相控制。

影响变换器传输效率的因素主要有开关管的开关损耗以及磁性元件的损耗。本文设置功率由端口 1 和端口 2 流向端口 3, 因此传输效率  $\eta$  为

$$\eta = P_3 / (P_1 + P_2) \quad (11)$$

采用式(11)计算 SR-TPC 的传输效率, 已将所有损耗考虑在内, 因此不用单独计算各种损耗。

表 2 为两种控制方式下传输不同功率时 SR-TPC 的传输效率。其中:  $\eta_{\text{移相}}$  和  $\eta_{3\_ \text{移相}}$  分别为变换器在移相控制下的效率和端口 3 侧的输出功率;  $\eta_{\text{移相加 PWM}}$  和  $\eta_{3\_ \text{移相加 PWM}}$  分别为变换器在移相加 PWM 控制下的效率和端口 3 侧的输出功率。

表 2 两种控制方式下传输不同功率时的 SR-TPC 效率  
Table 2 SR-TPC efficiency when transmitting different powers in two control modes

$(P_1+P_2)/W$	480	560	640	720	800	880	960
$P_{3\_ \text{移相}}/W$	389.2	469.4	543.7	620.5	692.9	784.5	835.6
$P_{3\_ \text{移相加 PWM}}/W$	439.3	516.0	600.5	670.6	747.1	784.5	835.6
$\eta_{\text{移相}}$	0.811	0.838	0.850	0.862	0.866	0.891	0.870
$\eta_{\text{移相加 PWM}}$	0.915	0.921	0.938	0.931	0.934	0.891	0.870

根据表 2 可绘制 SR-TPC 在两种控制方式下的效率曲线, 如图 9 所示。

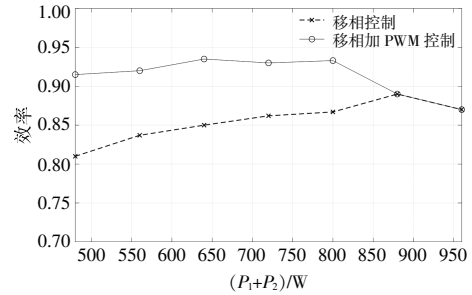


图 9 两种控制方式下效率曲线

Fig.9 Efficiency curve under two control modes

由图 9 可以看出, SR-TPC 在端口电压不匹配时, 变换器在移相加 PWM 控制方式下的效率明显高于移相控制下的效率, 并且在轻载时, 回流功率优化效果更为明显, 效率提升更大。

## 6 结束语

本文建立了 SR-TPC 在移相加 PWM 控制方式下的有功功率和回流功率数学模型, 分析产生回流功率的原因, 并且建立以最小回流功率为优化目标的最优问题, 在保证一定传输功率的前提下, 得到使 SR-TPC 回流功率为零时的最优控制策略。仿真结果表明, 在端口电压不匹配的情况下, 优化后的控制策略可以减小端口的回流功率, 扩大开关管 ZVS 范围, 从而提高变换器的功率传输效率。

### 参考文献:

- [1] 朱慧敏, 苑舜, 李春来. 含储能环节的光伏电站虚拟同步发电机控制策略与分析[J]. 电测与仪表, 2023, 60(5): 45-50.

- [2] 刘英军,刘亚奇,张华良,等.我国储能政策分析与建议[J].储能科学与技术,2021,10(4):1463-1473.
- [3] 刘云波,胡书举,李丰林,等.海上风电直流汇集 DC-DC 变换器拓扑与控制策略分析[J].电测与仪表,2023,60(12):77-81.
- [4] Liu Jinghui,Liang Yongchun,Shen Guowang,et al. Multy-modality switch modeling and simulation of A three-port DC-DC converter [A].Journal of Physics: Conference Series[C].Xiamen:EERC,2021.1887-1896.
- [5] 李微,王议锋,韩富强,等.一种隔离型三端口双向 LCLC 多谐振直流变换器[J].电工技术学报,2018,33(14):3231-3244.
- [6] Li Jia,Luo Quanming,Mou Di,et al.Comprehensive optimization modulation scheme of low current level and wide ZVS range for dual active bridge converter with dead-zone control [J].IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(3):2731-2748.
- [7] Hu Song,Li Xiaodong,Bhat A K S.Operation of a bidirectional series-resonant converter with minimized tank current and wide ZVS range [J].IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(1):904-915.
- [8] Faraji Rasoul,Farzanehfard Hosein,Kampitsis Georgios, et al.Fully soft-switched high step-up non-isolated three-port DC-DC converter using GaN HEMTs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2020,67(10):8371-8380.
- [9] Yaqoob M,Loo K H,Lai Y M.A four degrees of freedom modulation strategy for dual-active-bridge series-resonant converter designed for total loss minimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(2):1065-1081.
- [10] 孔祥平,宾子君,张雅倩,等.基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器 [J]. 电力工程技术,2023,42(5):214-223.
- [11] 沙广林,王聪,程红,等.移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器统一相量分析法 [J]. 电工技术学报,2017,32(18):175-185.
- [12] 张书鑫,赵若凡,刘鸿鹏.模块化高压大容量 DC/DC 变换器综述[J].东北电力大学学报,2024,44(1):52-60.
- [13] 巫付专,李昊阳,巫曦,等.电感对 DC/DC 变换效率影响分析[J].发电技术,2023,44(4):576-582.

## Phase shift and duty controlled three-port DC-DC converter return power optimization

Kang Jiayu, Wang Jiachen, Wang Ye, Yu Miao, Xiao Yongchao

(School of Electrical and Control Engineering, Shaanxi University of Science and Technology, Xi'an 710021, China)

**Abstract:** Series-Resonant Three-Port-Converter (SR-TPC) applies the traditional phase-shifting control strategy when the port voltage mismatch which has the problems of large reflux power and small soft switching range, and this paper will propose a reflux power optimization method based on the phase-shifting plus duty cycle (PWM) control strategy. The complex power model of SR-TPC is given by fundamental analysis method and phasor method, and the optimal control strategy of the converter when the reactive power is zero is given and the optimal control variable is solved through the analysis of the SR-TPC reactive power (reflux power) model under the premise of ensuring the transmission of certain active power. Furthermore, the conditions for realizing soft switching under the optimized control strategy are further analyzed, and the soft switching range under the two control modes is compared. Finally, the Matlab/Simulink simulation results show that compared with the traditional phase shift control strategy, the SR-TPC reflux power under the optimized control strategy has a smaller reflux power, a wider soft switching range, and higher efficiency under the condition of port voltage mismatch.

**Keywords:** SR-TPC; phase-shifting plus PWM control; reflux power; fundamental analysis method