

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211786

# 基于模型预测控制的 TCLC-HAPF 控制策略

沈哲仁<sup>1</sup> 彭耀庆<sup>2</sup>

(1. 江苏大学电气信息工程学院 镇江 212001; 2. 江苏国信沙河抽水蓄能有限公司 常州 213300)

**摘要:** 日前带晶闸管控制 LC 型电抗器的混合有源滤波器(TCLC-HAPF)一般采用等效阻抗法控制 TCLC 部分,采用滞环比较法控制有源滤波器部分。该类控制器忽视了有源与无源部分的联系,因而不能保证全范围内稳定的谐波抑制能力。对此,以单相 TCLC-HAPF 为研究对象,分析得出 TCLC-HAPF 双模式预测控制模型,在预测控制模型的基础上进行有源部分和无源部分的联合控制;然后将指令电流的历史波形输入预测控制器,通过稳定状态预测和滚动优化得出可能的优化方向,从而改善了带稳定负载时的长期运行性能。为使离散输出的优化结果作用于 TCLC-HAPF 装置,提出了终段脉冲式 PI 控制器。变工况仿真实验表明:模型预测控制方案具有可行性;相较于传统方案,改善了系统运行状态,稳定时的控制性能变好。

**关键词:** 混合有源滤波器;预测控制;历史波形;性能优化;PI 控制器

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

## TCLC-HAPF control strategy based on model predictive control

Shen Zheren<sup>1</sup> Peng Yaoqing<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212001, China;

2. Jiangsu Guoxin Shahe Pumped Storage Co., Ltd., Changzhou 213300, China)

**Abstract:** At present, the hybrid active power filter (TCLC-HAPF) with thyristor controlled LC reactor generally uses the equivalent impedance method to control the TCLC part and the hysteresis comparison method to control the active power filter part. This kind of controller ignores the connection between active and passive parts, so it can not guarantee the stable harmonic suppression capability in the whole range. In this regard, taking single-phase TCLC-HAPF as the research object, the TCLC-HAPF dual-mode predictive control model is analyzed and obtained. On the basis of the predictive control model, the active part and passive part are jointly controlled. Then the historical waveform of the instruction current is input to the predictive controller, and the possible direction of performance optimization is obtained through multi period prediction and rolling optimization, thus improving the long-term operation performance with stable load. In order to make the optimization result of discrete output act on TCLC-HAPF device, a terminal pulse PI controller is proposed. The simulation experiment under variable working conditions shows that the model predictive control scheme is feasible. Compared with the traditional scheme, the controllable range becomes wider and the control performance becomes better when it is stable.

**Keywords:** hybrid active filter; predictive control; historical waveform; performance optimization; PI controller

## 0 引言

随着大功率非线性器件的并网使用,电网谐波问题日益突出。作为谐波治理的主要装置,电力滤波器可以分为无源滤波器(passive power filter, PPF)、有源滤波器(active power filter, APF)和混合有源滤波器(hybrid active power filter, HAPF)。而混合有源滤波器又可以分

为并联型和串联型两类。并联型一般用于治理电流谐波问题,而串联型一般用于治理电压谐波问题<sup>[1-2]</sup>。

混合有源滤波器的设计思想是将低压小容量的 APF 与高压大容量的 PPF 相结合,使得需要治理的基波无功能量和低次谐波能量通过 PPF 进行滤除,而高次谐波能量通过 APF 进行滤除。这样做可以结合 PPF 的价格优势和 APF 的性能优势,因此具有很好的实用价值<sup>[3-10]</sup>。

收稿日期:2022-10-22

在混合有源滤波器的无源部分设计中,晶闸管控制 LC 型电抗器 (thyristor controlled LC, TCLC) 作为晶闸管控制电抗器 (thyristor controlled reactor, TCR) 或晶闸管控制串联补偿器 (thyristor controlled series compensation, TCSC) 的改进型,解决了 TCR 只能提供感性无功、TCSC 只能运行在容性无功区域的缺点,实现了对系统基波无功分量的全范围补偿。TCLC 的参数设置简单、调节范围宽、谐波含量少,具有广阔的应用价值。

目前针对 TCLC-HAPF 系统的研究主要集中在对无源部分和有源部分的参数设计和控制策略上。Arun 等<sup>[11]</sup>介绍了结合 TCLC 装置的静止同步补偿器 (static synchronous compensator, STATCOM) 的设计流程,给出了基于无功和谐波总容量的 TCLC-STATCOM 参数设计计算公式。这些公式可作为最初设计时按容量估算设计参数的理论依据,但未分析系统参数与装置性能间的联系。Wang 等<sup>[12]</sup>研究了 TCLC-HAPF 的设计参数与最大可治理容量间的关系,并给出了基于三相瞬时无功理论的滞环电流比较 PWM 控制策略,但谐波治理效果仍有待改善。Sou 等<sup>[13]</sup>利用混合准比例谐振控制器 (multi quasi proportional resonant, MQPR) 对 TCLC-HAPF 的有源部分进行控制,改善了谐波治理效果。谭真等<sup>[14]</sup>将 TCLC-HAPF 与串联滤波器组合形成 TCLC 型统一电能质量控制器,使直流侧电压进一步下降。另外,涂春鸣等<sup>[15]</sup>将 TCLC 装置用于接地故障保护与无功补偿,进一步拓宽了 TCLC-HAPF 的应用范围。

目前关于 TCLC-HAPF 系统的参数设计和控制策略还存在如下问题:1) 系统参数与实际性能的联系不明确,从而很难确定装置的实际可调节的范围,也不能保证在可调节范围内的任意负载上,都有良好的谐波滤除作用。2) 无源部分与有源部分的联合控制尚待研究。由于无源部分在吸收无功能量的同时也会产生谐波,而有源部分的开关状态切换和平均输出电压也会影响无源部分的滤波效果,因而两者之间存在耦合关系。将有源部分和无源部分独立控制的方案不能反应上述关系。

为此,本文首先将预测控制技术用于 TCLC-HAPF 的控制,给出了双模式预测控制模型,并且讨论了 TCLC 参数对控制性能的影响。在此基础上,将单周期预测结果反馈至控制系统,从而提示系统的优化方向。为了使离散的优化结果能作用于连续运行的 TCLC-HAPF,提出了终段脉冲式 PI 控制器。该控制器能避免超调和振荡,并且有和 PI 控制器一样的初始响应速度。最后,通过变工况仿真实验,验证了预测控制策略的可行性和优越性。

## 1 双模式预测控制模型

### 1.1 TCLC 建模与参数分析

TCLC 的结构如图 1 所示。其结构为 TCSC 串联电感形式。将双向晶闸管导通时的 TCLC 工作模式称为 LCL

模式,双向晶闸管关断时的 TCLC 工作模式称为 LC 模式。通过控制双向晶闸管的导通时间,使得  $L_2$  电感上的电流断续工作,从而使装置交替工作于 LC 模式和 LCL 模式中,进而调节一个基波周期中  $L_2$  的等效基波电抗值。在 LC 电路模式中,整个电路呈容性,且由于在 TCSC 上串联了电感,LC 模式中的等效基波容抗比  $C_1$  电容容抗更小。在 LCL 模式中,整个电路呈感性,且由于在 TCSC 上串联了电感,LCL 电路模式中的等效基波感抗比  $L_2$  电感的感抗更大。这使得为了达到同等的电抗值,TCLC 可以使用比 TCSC 更小的电容和电感。

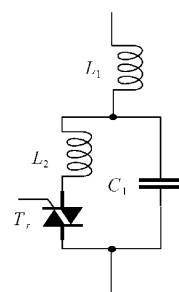


图 1 TCLC 结构

定义移相控制角  $\alpha_T$  为电容  $C_1$  的基波电压最大值时刻至双向晶闸管  $T_r$  导通时刻间的电角度,范围为  $0^\circ \sim 90^\circ$ 。在实际应用中,移相控制角不能太小,否则容易导致晶闸管电流擎住效应;移相控制角也不宜过大,否则双向晶闸管的开通时间过短,控制效果变差。本文推荐的移相控制角下限为  $\alpha_{T\min} = 13.5^\circ$ ,移相控制角上限为  $\alpha_{T\max} = 76.5^\circ$ 。

利用 TCR 等效感抗公式可以求得  $L_2$  与  $T_r$  串联支路的等效基波电感:

$$L_{TCR} = \frac{\pi}{\pi - 2\alpha_T - \sin(2\alpha_T)} \times L_2 \quad (1)$$

从而 TCLC 等效基波电抗为:

$$X_{TCLC} = \frac{X_{TCR} \times X_{C1}}{X_{TCR} + X_{C1}} + X_{L1} \quad (2)$$

式中:  $X_{C1}$  为电容  $C_1$  的基波容抗,  $X_{L1}$  为电感  $L_1$  的基波感抗。

同时可以定义 TCLC 等效基波电纳:

$$B_{TCLC} = \frac{1}{X_{TCLC}} \quad (3)$$

至此移相控制角  $\alpha_T$  至 TCLC 等效基波电纳  $B_{TCLC}$  的推导完毕。  $B_{TCLC}$  随  $\alpha_T$  变化曲线如图 2 所示,其中  $B_{TCLC}$  是在  $L_1 = 5 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 22 \text{ mH}$ ,  $C_1 = 150 \mu\text{F}$  下计算得到的。

从图 2 可知,随着  $\alpha_T$  增大,  $B_{TCLC}$  由正到负逐渐减小,且变化速率也越来越小。在  $\alpha_T > 75^\circ$  时  $B_{TCLC}$  几乎不变,移相控制效果很小。通过选择合理的器件参数和移相控制角范围,可使 TCLC 的可变电抗范围较大,且容性、感性的变化范围满足设计要求。

由式(1)~(3)可知,为了达到同样的感性调节范围,当使用较小的  $C_1$  电容时要选配较大的  $L_2$  电感。由于  $L_1$  电

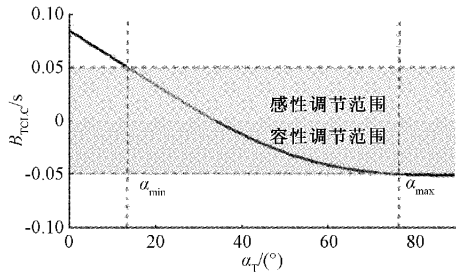


图 2  $B_{TCLC}$  随  $\alpha_T$  变化曲线

感通常较小,而  $L_2$  电感在容性调节范围时多数时间处于断路状态,因此  $C_1$  电容是容性调节范围的主要决定因素。

当容感性调节范围宽度相等时的  $(L_1, L_2, C_1)$  参数组合如图 3 所示。例如根据工作电压和容感性调节容量的需求,确定  $|X_{TCLC}|_{\min} = 20 \Omega$ , 当选定了  $C_1 = 150 \mu\text{F}$  后,由图 3 可知  $L_1 = 5 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 22 \text{ mH}$ 。

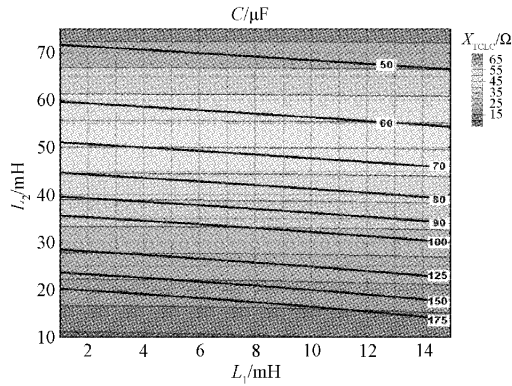


图 3  $(L_1, L_2, C_1)$  参数组合图

由电路理论可知,LC 模式下 TCLC 的固有振荡频率为:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (4)$$

LCL 模式下 TCLC 的固有振荡频率为:

$$f_{LCL} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 L_2 C_1}{L_1 + L_2}}} \quad (5)$$

在设计时要注意将  $f_{LC}$  和  $f_{LCL}$  设置在基波频率的 3 倍以上,避免带载工作时在基波处发生谐振问题。但也不应设置得太高,以免电流中高次谐波含量过大。

当容感性调节范围相等时,在不同  $C_1$  电容下的  $f_{LC}$  和  $f_{LCL}$  随  $L_1$  电感的变化曲线如图 4 所示。根据图 4 可选择合适的  $C_1$  电容参数,使得固有振荡频率组合  $(f_{LC}, f_{LCL})$  满足前述要求。从图 4 可知,对于相同的  $L_1$  电感,  $C_1$  电容选得越大,  $f_{LC}$  和  $f_{LCL}$  都越低。对于相同的  $C_1$  电容,  $L_1$  电感越大则  $f_{LC}$  和  $f_{LCL}$  的差将增大。

### 1.2 有源部分双模式预测控制建模与分析

由于 TCLC-HAPF 的作用,可以认为  $I_{ima}$  是与电源同相位的正弦波,由此  $U_{ma}$  也是与基波同频的正弦波。可以

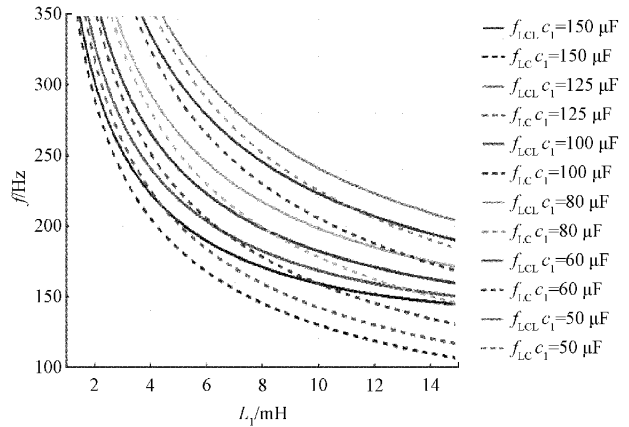


图 4  $(f_{LC}, f_{LCL})$  参数组合图

假设:

$$U_{ma} = U_{amp} \cos(\omega t + \varphi) \quad (6)$$

并设有源部分 PWM 控制的占空比为  $D_T$ , PWM 高电平时桥式换流电路交流侧电压  $U_{aba} = +U_{dca}$ , PWM 低电平时  $U_{aba} = -U_{dca}$ , 则桥式换流电路交流侧平均电压:

$$U_{abave} = (2D_T - 1) \times U_{dca} \quad (7)$$

TCLC-HAPF 在 LC 模式下的电路模型如图 5 所示。

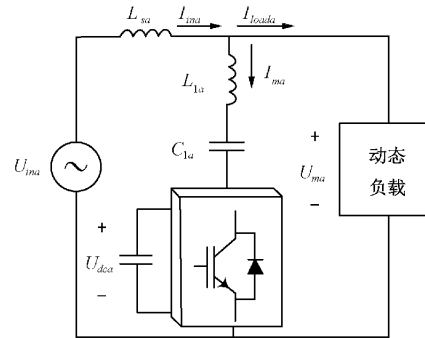


图 5 LC 模式电路模型

利用基尔霍夫定律对图 5 电路分析可得:

$$\begin{cases} I_{ma} = I_{L1a} \\ C_{1a} \frac{d}{dt} U_{C1a} = I_{ma} \\ L_{1a} \frac{d}{dt} I_{L1a} + U_{C1a} = U_{ma} - U_{aba} \end{cases} \quad (8)$$

结合初始条件:

$$\begin{cases} U_{C1a}(0) = \lambda_a \\ \frac{d}{dt} U_{C1a}(0) = \frac{I_{L1a}(0)}{C_{1a}} = \frac{\mu_a}{C_{1a}} \end{cases}$$

可得:

$$\begin{cases} U_{C1a} = -U_{aba} + a_1 \cos(2\pi f_{LCL} t) + c_1 \sin(2\pi f_{LCL} t) + m_1 \cos(\omega t + \varphi) \\ I_{L1a} = I_{ma} = b_1 \cos(2\pi f_{LC} t) + d_1 \sin(2\pi f_{LC} t) + e_1 \sin(\omega t + \varphi) \end{cases}$$

其中:

$$\begin{cases} m_1 = \frac{U_{amp}}{L_{1a}C_{1a}\omega^2 - 1} \\ a_1 = U_{aba} + \lambda_a - m_1 \cos(\varphi) \\ b_1 = \mu_a + m_1 C_{1a} \omega \sin(\varphi) \\ c_1 = b_1 \sqrt{\frac{L_{1a}}{C_{1a}}} \\ d_1 = -a_1 \sqrt{\frac{C_{1a}}{L_{1a}}} \\ e_1 = -m_1 C_{1a} \omega \end{cases} \quad (9)$$

TCLC-HAPF 在 LCL 模式下的电路模型如图 6 所示。

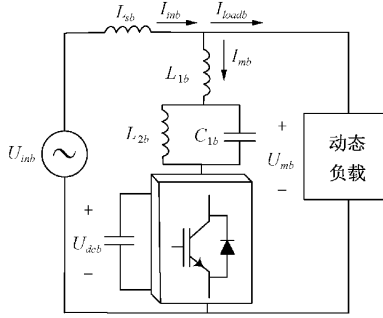


图 6 LCL 模式电路模型

利用基尔霍夫定律对图 6 电路分析可得:

$$\begin{cases} I_{mb} = I_{L1b} \\ L_{2b} \frac{d}{dt} I_{L1b} = U_{C1b} \\ C_{1b} \frac{d}{dt} U_{C1b} + I_{L2b} = I_{mb} \\ L_{1b} \frac{d}{dt} I_{L1b} + U_{C1b} = U_{mb} - U_{abb} \end{cases} \quad (10)$$

结合初始条件:

$$\begin{cases} I_{L2b}(0) = \rho_b \\ \frac{d}{dt} I_{L2b}(0) = \frac{U_{C1b}(0)}{L_{2b}} = \frac{\lambda_b}{L_{2b}} \\ \frac{d^2}{dt^2} I_{L2b}(0) = \frac{I_{L1b}(0) - I_{L2b}(0)}{L_{2b}C_{1b}} = \frac{\mu_b - \rho_b}{L_{2b}C_{1b}} \end{cases}$$

可得:

$$I_{L2b} = a_2 \cos(2\pi f_{LCL}t) + b_2 \sin(2\pi f_{LCL}t) + m_2 \sin(\omega t + \varphi) + c_2 t + d_2$$

其中,

$$\begin{cases} m_2 = \frac{U_{amp}}{\omega(L_{1b} + L_{2b} - L_{1b}L_{2b}C_{1b}\omega^2)} \\ a_2 = \frac{L_{1b}}{L_{1b} + L_{2b}}(\rho_b - \mu_b - m_2 L_{2b}C_{1b}\omega^2 \sin(\varphi)) \\ b_2 = \frac{-\sqrt{L_{1b}C_{1b}}}{\sqrt{L_{2b}}(L_{1b} + L_{2b})^{\frac{3}{2}}} \times (m_2 L_{2b}(L_{1b} + L_{2b})\omega \cos(\varphi) - (L_{1b} + L_{2b})\lambda_b - L_{2b}U_{abb}) \\ c_2 = -\frac{U_{abb}}{L_{1b} + L_{2b}} \\ d_2 = \frac{\omega(L_{1b}\mu_b + L_{2b}\rho_b) - U_{amp} \sin(\varphi)}{\omega(L_{1b} + L_{2b})} \end{cases} \quad (11)$$

由式(10)~(11)可以解得  $U_{C1b}$  和  $I_{L1b}$  的表达式,这里不再赘述。

至此,LC 模式下由初始状态  $(I_{L1}(0), U_{C1}(0), \varphi_0)$  预测至  $t$  时刻状态  $(I_{L1}(t), U_{C1}(t), \varphi_0 + \omega t)$ , 以及 LCL 模式下由初始状态  $(I_{L1}(0), I_{L2}(0), U_{C1}(0), \varphi_0)$  预测至  $t$  时刻状态  $(I_{L1}(t), I_{L2}(t), U_{C1}(t), \varphi_0 + \omega t)$  的推导完毕。

以下推导  $I_m$  中开关纹波电流的估计公式:

由式(9)可得 LC 模式下半个开关周期中由直流侧电压变化带来的最大电流偏移振幅:

$$\begin{aligned} \Delta I_{mLC} &= I_m|_{U_{ab}=0} - I_m|_{U_{ab}=U_{dc}} = \sqrt{\frac{C_{1a}}{L_{1a}}} \times U_{dc} \times \\ &\sin\left(\frac{\pi f_{LC}}{f_k}\right) \approx \sqrt{\frac{C_{1a}}{L_{1a}}} \times U_{dc} \times \frac{\pi f_{LC}}{f_k} = \frac{U_{dc}}{2L_{1a}f_k} \end{aligned} \quad (12)$$

式中:  $f_k$  为 PWM 控制的开关频率。

由式(11)可得 LCL 模式下的最大电流偏移振幅:

$$\begin{aligned} \Delta I_{mLCL} &= I_m|_{U_{ab}=0} - I_m|_{U_{ab}=U_{dc}} = (4\pi^2 L_{2b}C_{1b}f_{LCL}^2 - 1) \times \\ &\frac{L_{2b} \sqrt{L_{1b}C_{1b}}}{\sqrt{L_{2b}}(L_{1b} + L_{2b})^{\frac{3}{2}}} \times \sin\left(\frac{\pi f_{LC}}{f_k}\right) \approx (4\pi^2 L_{2b}C_{1b}f_{LCL}^2 - 1) \times \\ &\frac{L_{2b} \sqrt{L_{1b}C_{1b}}}{\sqrt{L_{2b}}(L_{1b} + L_{2b})^{\frac{3}{2}}} \times \frac{\pi f_{LC}}{f_k} = \frac{U_{dc}}{2L_{1a}f_k} \end{aligned} \quad (13)$$

综上,可得任意模式下  $I_m$  的开关纹波电流估计公式:

$$\Delta I_m \approx \frac{U_{dc}}{2L_{1a}f_k} \quad (14)$$

故为了减小  $I_m$  中的开关纹波电流,可以降低直流侧电压,或者增加  $L_1$  电感值,或者提高开关频率。

该纹波电流大小影响 TCLC-HAPF 的谐波和无功电流治理效果,在设计时要与额定负载电流大小匹配,以满足治理后电流总谐波畸变率(iTHD)的要求。

在稳态时,对模型中的基波电压和基波电流分析可得向量关系图,如图 7 所示。由于 TCLC 等效阻抗公式是在正弦激励下近似得到的,但实际运行时各支路电流中存在不可忽略的谐波,因此由 TCLC 等效阻抗法计算得到的移相控制角并不是最佳的。由于有源部分的 PWM 控制随指令电流的变化而变化,因而  $U_{ab}$  中存在一定的基波电压分量。

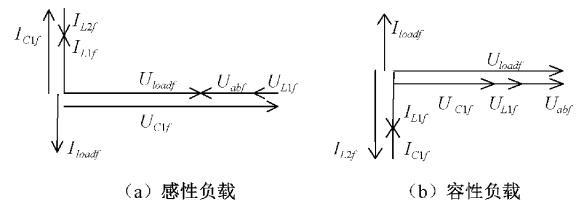


图 7 基波向量图

这将导致 TCLC 无法准确吸收基波无功能量。如果 TCLC 两端的基波电压小于负载测电压,则 TCLC 对基波无功能量欠吸收,反正则发生过吸收。欠吸收或过吸收的基波无功能量都需要有源部分补偿,这将会加重无源部分的负担。

由于预测控制过程是在 TCLC 和有源部分联合控制下运行的,因而能够寻找到最佳的移相控制角,防止上述问题发生。

### 1.3 双模式预测控制流程

TCLC-HAPF 的双模式预测控制思路是:利用上述双模式下的预测公式,可以在获取  $t_0$  时刻的 TCLC 状态信息后,预测使用了时间长度为  $\Delta t$ , 占空比为  $D_T$  的 PWM 波控制桥式换流电路后,将会在  $t_0 + \Delta t$  时刻使 TCLC 工作在何种状态。在  $\Delta t$  固定时,对不同的  $D_T$  进行多次预测分析可以输出一个状态集合,按照需要选择状态集合中最佳的结果,并将对应的  $D_T$  经 PWM 调试后输出至桥式换流电路,从而完成对有源部分的控制。双模式预测控制流程如图 8 所示。

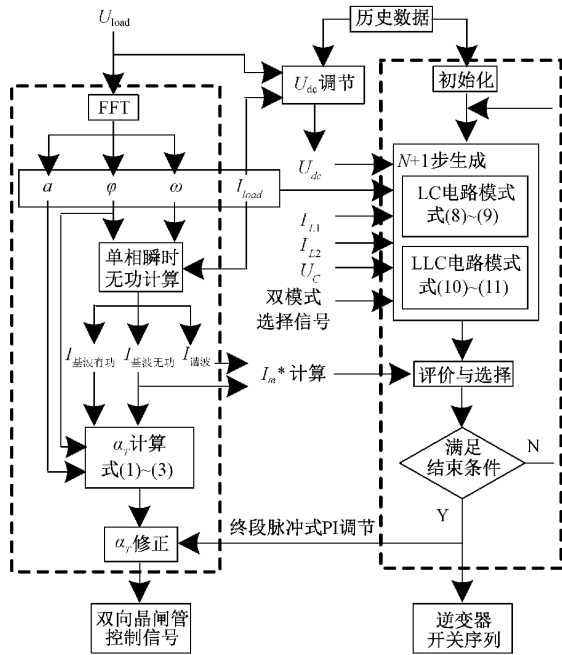


图 8 双模式预测控制流程

TCLC-HAPF 的双模式预测控制包含 TCLC 和有源部分两个控制流程。这两个控制流程又相互影响构成联合控制。

## 2 稳定状态预测与调节

### 2.1 稳定状态预测

TCLC-HAPF 在处理由某一恒定负载所产生的无功电流和谐波电流时,将会处于一种稳定状态。

预测这种稳定状态,将能为控制系统提供一个早期的、稳定的控制方向,并评价稳态时的系统性能。如果预测到这种稳定状态具有风险性(如导致器件过电压等),则可以发出早期风险预警。

将初始时刻点规定在  $U_{C1}$  基波电压最大值时对应的时刻,则此时  $I_{L2} = 0$ 。又稳态时的  $U_{C1}$  与母线上的负载电压  $U_{load}$  同相,则由点  $(U_{C1}, I_{L1})$  可以唯一确定 TCLC 的状态。

假定稳态时所需处理的无功电流和谐波电流具有周期性,周期为  $T_L$  ( $T_L$  为基波周期的整数倍),则可定义初始周期回归点  $(U_{C1TL}, I_{L1TL})$ 。初始周期回归点具有这样的性质:经过时间长度为  $T_L$  的预测控制流程后,TCLC 状态仍由该初始周期回归点确定。这样整个控制过程也具有周期性,周期为  $T_L$ 。将两个初始周期回归点间的  $(U_{C1}, I_{L1})$  变化曲线定义为稳态曲线。稳态曲线上的各点也具有上述特性。

稳定状态预测的流程如下:

1) 获取以初始时刻点为起点,时间长度为  $T_L$  的  $I_{L1}$  历史数据,数量为  $n$ 。

2) 由等效阻抗法确定移相控制角初值  $\alpha_{T0}$ 。

3) 将预测时间长度定为  $T_L$ , 进行虚拟的预测控制流程,对初始时刻的  $U_{C1}$  进行可行域上的遍历搜索,寻找周期回归点  $(U_{C1TL}, I_{L1TL})$ 。

4) 记录并分析以周期回归点  $(U_{C1TL}, I_{L1TL})$  所确定的 TCLC 状态为初始状态的虚拟预测控制流程,可以得到以  $T_L$  为周期的  $I_{L1}, I_{L2}, U_{C1}$  和  $D_T$  变化曲线。

5) 对  $D_T$  进行评价。由于  $D_T$  越靠近 0.5, 有源部分输出电压有效值就越低,有源部分就越安全,故设计评价函数如下:

$$f_{DT} = \sum_1^n H_0 (1 + \cos(2\pi D_T)) \quad (15)$$

其中,  $H_0$  为增益系数。

6) 在  $\alpha_{T0}$  附近重新选择 TCLC 移相控制角,重复步骤 3)~5),可以得到评价函数最小的移相控制角  $\alpha_{TG}$ , 以及对应的初始周期回归点  $(U_{C1TLG}, I_{L1TLG})$  和稳态曲线。

7) 对步骤 6) 所得的  $I_{L1}, I_{L2}, U_{C1}$  变化曲线进行最值分析、有效值分析、谐波分析等,作为稳态时的系统性能评价指标。

8) 将稳态曲线与当前实际的  $(U_{C1}, I_{L1})$  变化曲线进行比较,可以提示系统当前状态与稳态时的差异。

9) 对评价指标中的风险进行预警,并将  $\alpha_{TG}$  作为移相控制角的修正值输出至 TCLC 控制器。

### 2.2 终段脉冲式 PI 调节

由于系统性能的限制,执行多次预测控制的时间较长,输出的  $\alpha_{TG}$  为周期性离散信号。为了使  $\alpha_{TG}$  能良好地作用于连续运行的 TCLC 控制器,提出了终段脉冲式 PI 调节器。该控制器实现以下功能:在初始段的信号追踪性能和传统 PI 控制器一致;抑制可能出现的第一次超调;无振荡且静差尽量小;终末段的微调对预测控制的影响尽量小。实现方法是在输入信号  $\Delta\alpha_T = \alpha_{TG} - \alpha_{TN}$  和传统 PI 控制器之间放置一个  $\Delta\alpha_T$  信号处理环节,其中  $\alpha_{TN}$  为当前执行的移相控制角。 $\Delta\alpha_T$  信号处理环节按如下方法设计:

1) 信号处理环节包含一个次数累加器 A 和一个计数累加器 B,初始值均为 0。

2) 在  $|\Delta\alpha_T| \geq a_3$  时直接输出  $\Delta\alpha_T$  至 PI 控制器,执行

传统 PI 控制。同时将次数累加器 A 和计数累加器 B 清零并关闭。参数  $a_3$  为防止第一次超调而设置的提前关闭阈值。

3) 在  $|\Delta\alpha_T| < a_3$  时启动次数累加器 A 和计数累加器 B。其中次数累加器 A 上限为  $b_3$ , 每当  $|\Delta\alpha_T| < a_3$  时累加 1, 直至达到上限值。当次数累加器 A 达到上限值时直接输出  $\Delta\alpha_T = 0$ , 无论此时累加器 B 处于何种状态。参数  $b_3$  调节停止 PI 调节的时间。计数累加器 B 的上限值为  $c_3$ , 下限值为  $-c_3$ , 每当  $|\Delta\alpha_T| < a_3$  时累加  $\Delta\alpha_T$ 。参数  $c_3$  调节终段脉冲控制时的脉冲周期。当计数累加器 B 没有产生溢出时, 输出  $\Delta\alpha_T = 0$ ; 当计数累加器 B 产生向上溢出时, 输出  $\Delta\alpha_T = f(A)$ ; 当计数累加器 B 产生向下溢出时, 输出  $\Delta\alpha_T = -f(A)$ 。  $f(A)$  的表达式如下:

$$f = \frac{d_3 \times A}{2^{\max(e_3, A)}} \quad (16)$$

其中,  $A$  为次数累加器 A 的数值,  $d_3$  调节终段脉冲控制时的最大脉冲量大小,  $e_3$  调节终段脉冲控制时的脉冲递减形状。

4) 当计数累加器 B 产生向上溢出或向下溢出时, 均将次数累加器 A 的值减半, 将计数累加器 B 的值置 0。

终段脉冲控制时  $\Delta\alpha_T$  信号处理环节和 PI 控制器组合信号示意图如图 9 所示。

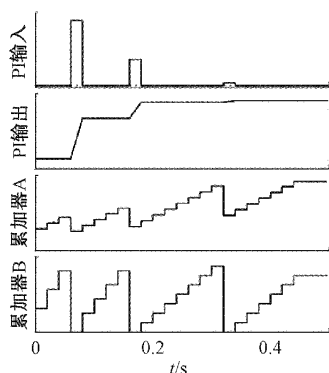


图 9 信号组示意图

通过图 9 可知:

1) 在终段脉冲控制时, 随着  $\Delta\alpha_T$  逐渐减小, 计数累加器 B 溢出的频率逐渐减低, 每次溢出时次数累加器 A 的最大值逐渐增加, 输出脉冲周期变长, 当累加器 A 的最大值达到上限时, 此次终段脉冲式 PI 调节结束。直到  $\Delta\alpha_T$  大于  $a_3$  时, 下一次调节才开始。

2) 在终段脉冲控制时, 输出的高脉冲时间恒为一个  $\Delta\alpha_T$  输出周期, 此时 PI 调节器收到非零信号, 产生调节效果。其余时间均输出零信号, PI 调节器不工作。

3) 在终段脉冲控制时, 当前输出的高脉冲幅值取决于当前计数累加器 B 溢出周期。这样既保证了当前输出的高脉冲幅值随着计数累加器 B 溢出周期的增加而减小, 也保证了相邻两个高脉冲幅值的连续性。当  $\Delta\alpha_T$  在  $(-a_3, a_3)$

内发生异动时, 会导致计数累加器 B 溢出周期突然减小, 但当前高脉冲幅值受前一个高脉冲幅值的限制, 只能缓慢增加, 这增加了控制的稳定性。

### 3 仿真实验

为了验证上述理论的可行性, 搭建了电路仿真模型, 其主电路如图 10 所示。仿真模型的参数如下: 电源部分  $U_{ac}$  有效值为 220 V, 频率为 50 Hz, 相位可变。负载侧电阻  $R_1 = 33 \Omega$ , 电阻  $R_2 = 21 \Omega$ , 电阻  $R_3 = 10 \Omega$ , 电感  $L_1 = 50 \text{ mH}$ , 电容  $C_2 = 210 \mu\text{F}$ , 负载侧晶闸管移相控制角范围为  $1.05 \sim 2.52 \text{ rad}$ 。TCLC 部分电感  $L_1 = 4.1 \text{ mH}$ , 电感  $L_2 = 50 \text{ mH}$ , 电容  $C_1 = 70 \mu\text{F}$ 。有源部分直流侧电压  $U_{dc} = 220 \text{ V}$ , 开关工作频率  $f_k = 12\,800 \text{ Hz}$ , 载波为中心对齐的三角波。预测控制结果输出至换流器的频率  $f_b = 25\,600 \text{ Hz}$ 。  $\alpha_{TC}$  输出频率为 50 Hz。

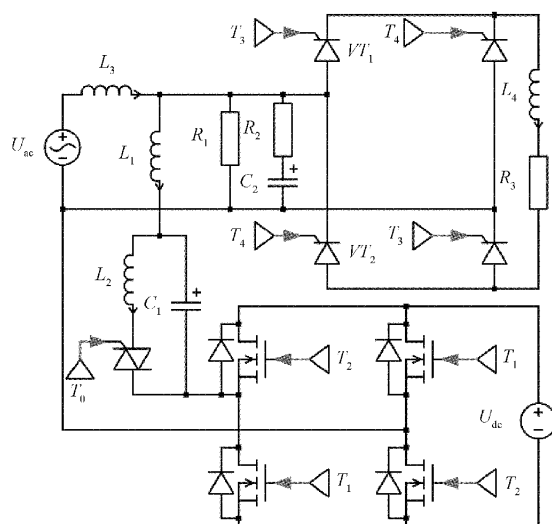


图 10 仿真主电路图

首先测试预测控制的调节性能。将预测控制设置为单步预测输出, 电源相位为  $0^\circ$ , 负载侧晶闸管移相控制角为  $1.5 \text{ rad}$ 。设置电感  $L_3 = 0 \text{ mH}$  以便观察母线电流不连续时的纹波情况。在  $0.06 \text{ s}$  时接入预测控制信号。仿真结果如图 11 所示。

在图 11 中, 对  $L_1$  上的电流用包络线表示了在当前时刻下, 预测系统对下一步的 PWM 波占空比选择为 0.1 和 0.9 时的预测情况。从图 11 可知, 在接入预测控制信号后, TCLC-HAPF 向母线补偿的电流可以较好地跟踪指令电流。预测控制的输出占空比在  $0.198 \sim 0.793$  之间周期性移动。当  $L_3 = 0 \text{ mH}$  观察电流跟踪误差为  $\pm 1.1 \text{ A}$ , 这些跟踪误差来源于开关周期引起的电流纹波。

其次测试等效阻抗法和预测控制独立运行时的性能。设置  $L_3 = 10 \text{ mH}$ , 电源相位为  $30^\circ$ , 负载侧晶闸管移相控制角从  $1.05 \text{ rad}$  变化到  $2.52 \text{ rad}$ , 变化速度  $0.04 \text{ rad/s}$ 。仿真结果如图 12 所示。

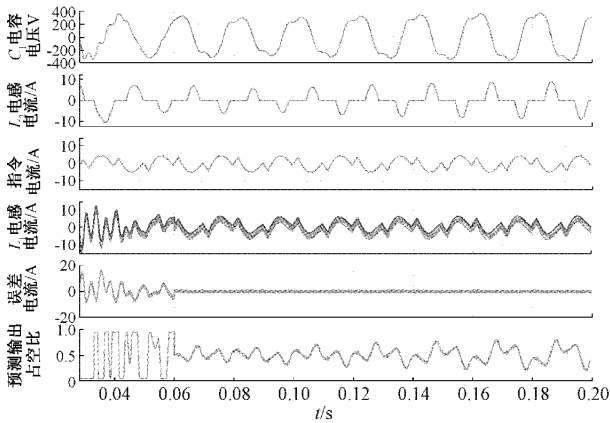


图 11 仿真波形图 1

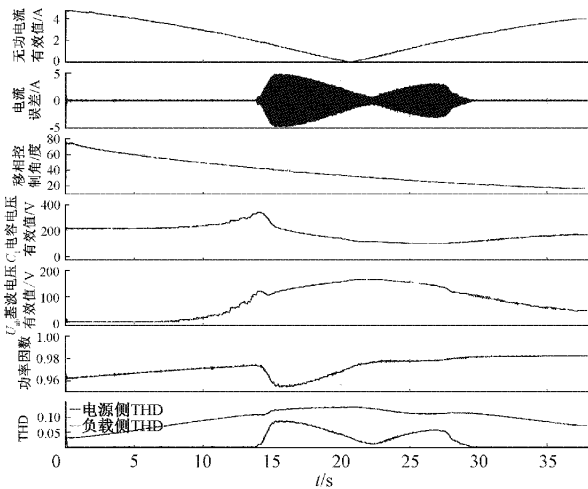


图 12 仿真波形图 2

由图 12 可知,当负载侧晶闸管移相控制角从 1.05 rad 变化到 2.52 rad 时,负载基波无功电流从感性变为容性再变为感性,负载基波无功电流有效值从 4.66 A(感性)减少到 0 A 后又增大到 3.97 A(容性)。在此过程中,TCLC 的移相控制角由 73.95°减小到 16.60°,实现了对负载阻抗的跟踪补偿。指令电流与实际输出电流间的跟踪误差在  $B_{TCLC}$  远离 0 时为  $\pm 0.1$  A,表现出很好的电流跟踪效果。在 TCLC 并联谐振点附近,电流跟踪误差  $\Delta I_m$  增大,最大达  $\pm 4.91$  A,这是由于 TCLC 在此处的阻抗较大,用等效阻抗法所得的移相控制角与实际所需角度有偏差。电容  $C_1$  电压有效值  $U_{C1}$  波动范围为 168.8~340.2 V,且处理感性负载时  $U_{C1}$  较处理容性负载时高。换流器交流侧基波电压有效值波动范围为 0.486~166.4 V。电源侧的功率因数波动范围为 0.954~0.983,其上限受  $L_s$  电感感抗的制约。电源侧电流总谐波畸变率(intensity total harmonic distortion, iTHD)在  $B_{TCLC}$  远离 0 时平均值为 0.150%,在 TCLC 并联谐振点附近 iTHD 最大值为 8.835%。在全部测试范围内电源侧 iTHD 均低于负载侧 iTHD。以上仿真结果表明在独立控制时 TCLC-HAPF 具有良好的无功补

偿和谐波抑制功能,并提示在实际运行中应避免 TCLC 工作于并联谐振点附近。

最后测试等效阻抗法和预测控制联合运行时的性能。由图 12 可知误差电流  $\Delta I_m$  最大值发生时的负载侧晶闸管移相控制角为 1.63 rad,故在该负载状态下进行对比仿真实验。在 0.9 s 时接入终段脉冲式 PI 控制信号。设置终段脉冲式 PI 调节器参数为:  $a_3 = 4^\circ, b_3 = 15, c_3 = 2.5, d_3 = 0.5, e_3 = 5$ , PI 控制器的  $k_p = 0.005, k_i = 0.22, f_{DT}$  的增益系数  $H_0 = 5$ 。其余参数设置与独立运行测试时相同。仿真结果如图 13 所示。

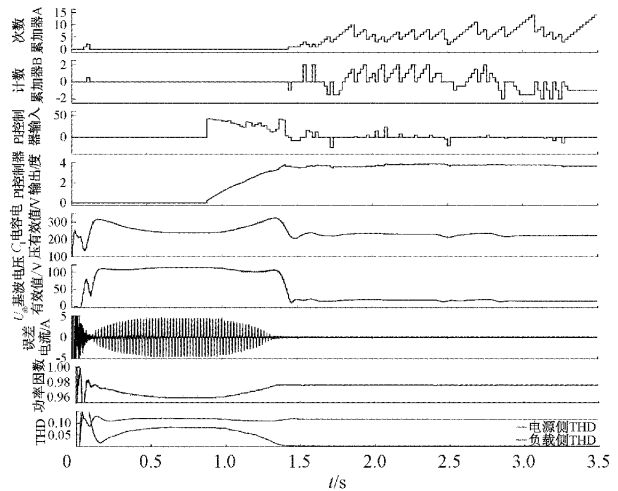


图 13 仿真波形图 3

由图 13 可知在 0.9 s 以后,稳定状态预测所得的  $\alpha_{TG}$  通过终段脉冲式 PI 调节器输出至被控对象。在设备稳态时,用原有文献[14]方法、独立运行方法、联合运行方法得到的性能对比情况如表 1 所示。

表 1 性能对比表

模式	$\alpha_T / (^\circ)$	$U_{C1} / V$	$\Delta I_m / A$	$\cos\varphi$	THD / %
文献[14]	51.6	231.81	$\pm 0.147$	0.970	0.387
独立运行	41.21	238.75	$\pm 4.121$	0.957	8.028
联合运行	44.85	222.92	$\pm 0.064$	0.975	0.238

由表 1 可知,联合运行后 TCLC 的移相控制角  $\alpha_T$  从独立运行时的 41.21°修正为 44.85°,此时电流跟踪误差  $\Delta I_m$  减小至  $\pm 0.064$  A,电容  $C_1$  电压有效值  $U_{C1}$  更接近母线电压有效值,电源侧功率因数和 iTHD 指标均有较大改善。

相较于原有文献所提方法,由于联合运行下的  $U_{C1}$  更接近于母线电压有效值,因而 TCLC 能够更精准地处理基波无功能量,有源部分所需处理的谐波能量将减小。此外,在电源侧的功率因数、iTHD 指标也有一定的改善。

以上仿真结果表明,在联合控制时 TCLC-HAPF 具有

比原有文献方法或独立控制方法更好的控制效果,系统运行状态更优。

#### 4 结 论

为充分利用预测控制技术的优势,本文在构建了双模式预测控制模型的基础上,提出通过稳定状态预测来修正 TCLC 的移相控制角,并提出实现上述修正所需的终段脉冲控制 PI 调节器,最后通过 3 个仿真实验验证了 TCLC-HAPF 预测控制模型的可行性和优越性。本文结论为:该预测控制模型能对阻容性负载和阻感性负载进行动态无功补偿和谐波抑制。TCLC 与有源部分单独控制时,在  $B_{TCLC}$  远离 0 时具有良好的指令电流跟踪性能。TCLC 与有源部分联合控制能提升系统的长期运行性能,改善系统稳定运行时的状态。

#### 参考文献

- [1] 余攀, 瞿李锋, 杨泽洲, 等. 级联 H 桥混合型有源电力滤波器直流电压控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16):4866-4875.
- [2] 何克成, 温润, 李璐, 等. 改进型并联混合有源滤波器设计研究[J]. 实验室研究与探索, 2021, 40(11):94-100.
- [3] 刘少军, 王瑜瑜. 基于 DSP 的有源滤波控制系统的设计[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(10):97-101.
- [4] 郭磊磊, 李伟韬, 李琰琰, 等. LC 滤波型逆变器并网电压鲁棒预测控制[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(6):90-95.
- [5] 郑子萱, 倪扶瑶, 汪颖, 等. 基于模型预测控制混合储能系统的直流微电网韧性提升策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5):152-159.
- [6] 郑旭彬, 李梦达, 王洋, 等. 一种新型并网逆变器 LCL 滤波器参数优化策略[J]. 电子测量技术, 2022, 45(8):14-20.
- [7] 陈岗, 张武娟, 李俊, 等. 基于阻尼谐振型 LCL 滤波电路的无变压器型混合电力滤波器的设计与稳定性的研究[J]. 电力学报, 2021, 36(3):200-218.
- [8] 李双健, 贾秀芳. 混合型有源滤波器接入 LCC-HVDC 后的谐振分析及抑制方法[J]. 高电压技术, 2021, 47(7):2480-2488.
- [9] 王斌, 刘维亭. 三相并网逆变器的 LCLC 型滤波器研究[J]. 中国测试, 2023, 49(6):122-129.
- [10] 谷岭, 刘超, 王伟, 等. 并联有源电力滤波器优化控制方法[J]. 电力电子技术, 2022, 56(1):107-110.
- [11] ARUN S P, REDDY V M. A 3-phase TCLC and STATCOM based compensation with less DC voltage[C]. 2018 International Conference on Information, Communication, Engineering and Technology (ICICET), 2018:1-8.
- [12] WANG L, LAM C, WONG M. Selective compensation of distortion, unbalanced and reactive power of a thyristor-controlled LC-coupling hybrid active power filter(TCLC-HAPF)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12):9065-9077.
- [13] SOU W, CHAO C, GONG C, et al. Analysis, design, and implementation of multi-quasi-proportional-resonant controller for thyristor-controlled lc-coupling hybrid active power filter (TCLC-HAPF) [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1):29-40.
- [14] 谭真, 罗隆福, 崔贵平, 等. 耦合可控电抗器的统一电能质量控制器[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(1):101-105.
- [15] 涂春鸣, 黄泽钧, 郭祺, 等. 一种具备单相接地故障调控与无功补偿能力的多功能并网型变流器[J]. 电网技术, 2021, 45(11):4286-4295.

#### 作者简介

沈哲仁(通信作者), 硕士, 主要研究方向为高可靠电驱动理论与电力电子技术。

E-mail: ksszr360@163.com

彭耀庆, 本科, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: peng87122732@163.com