

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210147

# 基于多通道信号分离器的 MMC 网侧背景谐波电流抑制策略

石吉银<sup>1</sup>, 刘景远<sup>2</sup>, 许军<sup>1</sup>, 潘晨曦<sup>1</sup>, 施晟<sup>1</sup>

(1. 国网福建省电力有限公司电力科学研究院, 福建 福州 350007;

2. 国网内蒙古东部电力有限公司电力科学研究院, 内蒙古 呼和浩特 010020)

**摘要:** 针对模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)受电网背景谐波影响输出谐波电流的问题提出抑制策略。通过计算子模块能量波动函数得到 MMC 在背景谐波影响下的输出电压, 进而分析了 MMC 网侧背景谐波电流产生的规律。利用交叉解耦复数滤波器设计了多通道信号分离器, 实现了对 MMC 网侧谐波信号的分离提取。对所分离的各次谐波建立了 MMC 数学模型, 并以此为基础设计了谐波电流抑制器; 通过搭建双端 HVDC 输电模型对理论分析和抑制策略进行了仿真验证。仿真结果表明, MMC 网侧输出背景谐波电流规律与理论分析吻合, 所提出的抑制策略能有效降低 MMC 网侧电流中的背景谐波含量。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 背景谐波; 抑制策略; 信号分离器; 交叉解耦复数滤波器

## Suppression strategy for an MMC grid-side background harmonic current based on a multi-channel signal separator

SHI Jiyin<sup>1</sup>, LIU Jingyuan<sup>2</sup>, XU Jun<sup>1</sup>, PAN Chenxi<sup>1</sup>, SHI Sheng<sup>1</sup>

(1. State Grid Fujian Electric Power Company Limited Electric Power Research Institute, Fuzhou 350007, China; 2. State Grid East Inner Mongolia Electric Power Company Limited Electric Power Research Institute, Hohhot 010020, China)

**Abstract:** To solve the problem that a Modular Multilevel Converter (MMC) outputs harmonic current affected by background harmonics of a power grid, a suppression strategy is proposed. The output voltage of an MMC when there are background harmonics is obtained by calculating the energy fluctuation function of sub-modules, and then the generation law of background harmonic current at the MMC grid side is analyzed. A multi-channel signal separator is designed by using a cross decoupling complex filter to separate and extract MMC grid-side harmonic signals. An MMC mathematical model is established for separated harmonics, and a harmonic current suppressor is designed based on this. The theoretical analysis and suppression strategy are verified by building a double terminal HVDC transmission simulation model. Simulation results show that the generation law of background harmonic current at the MMC grid side is consistent with the theoretical analysis, and the proposed suppression strategy can effectively reduce the background harmonic content of MMC grid-side current.

This work is supported by the Science and Technology Project of the Headquarters of the State Grid Corporation of China (No. 52130419000M).

**Key words:** modular multilevel converter; background harmonic; suppression strategy; signal separator; cross decoupling complex filter

## 0 引言

MMC 网侧输出的谐波随着电平数的增加而减小, 在子模块数量足够多的情况下, 其谐波含量可忽略不计。然而, 近年来已投运的一些柔性直流输

电工程中, 却出现了谐波偏大的问题<sup>[1-4]</sup>。特别是受电网背景谐波影响, MMC 在负荷率较低的工况下因基波分量小其网侧电流畸变严重<sup>[3]</sup>。此外, MMC 网侧背景谐波的存在使直流侧也产生谐波, 并可通过直流线路传递给其他 MMC 连接的交流系统<sup>[1]</sup>, 影响其他电网的电能质量。

目前, 国内外学者对 MMC 网侧谐波产生机理

基金项目: 国家电网公司总部科技项目资助 (52130419000M)

及谐波抑制策略方面做过一些研究。文献[5-7]分析了交流侧谐波经 MMC 传递叠加的机理,但未对所分析的谐波提出具体的抑制措施。文献[1,8]提出了通过控制桥臂交流零序分量从而阻断背景谐波向直流网络传播的控制策略,但控制算法不能阻断交流正、负序谐波分量。文献[9]提出了基于特征次谐波补偿的控制算法,文献[10]则提出了基于广义积分器的分频控制策略。受提取精度和控制策略的影响,文献[9-10]抑制效果不甚理想。文献[11-12]报道了基于瞬时无功理论的谐波电流  $dq0$  补偿算法,其控制策略未对各次谐波进行独立解耦控制,难以实现对谐波电流的精确补偿。文献[13-14]提出增设无源或有源滤波器以提高系统波形质量的方法,但滤波器参数选择难以满足多次谐波抑制需求且需要额外增加投资。文献[15]提出基于无差拍控制和重复控制复合控制结构的桥臂电流控制策略,交流侧谐波含量有所降低,但由于对高次谐波适应性较差,谐波抑制效果受到限制。文献[16-20]利用 PR 控制器对特定频率信号的放大作用并借助负反馈闭环控制实现对谐波信号的无静差控制。该方法在谐振控制器参数设置不当时,会造成相邻指定频率之间谐波电流相互影响,对系统的稳定性不利<sup>[19]</sup>。在所报道的 MMC 网侧谐波问题相关研究中,尚无对 MMC 各次背景谐波电流产生机理的研究分析。因此,有必要针对背景谐波工况,研究 MMC 网侧谐波电流的产生规律,并有针对性地提出控制策略。

本文首先计算 MMC 在背景谐波影响下的输出电压,从而分析 MMC 网侧谐波电流产生的规律。通过引入交叉解耦复数滤波器,设计多通道信号分离器以实现对各次谐波的分离提取。采用对各次谐波单独控制的思路,建立了 MMC 谐波数学模型,提出了谐波电流抑制器以消除背景谐波的影响。最后,搭建仿真模型对理论分析和控制策略进行仿真验证。

## 1 MMC 网侧背景谐波电流产生机理

首先对换流器 a 相进行分析,其等值电路如图 1 所示,其中:  $u_{sa}$  为电网系统 a 相电源,  $u_{sah}$  为电网系统 a 相  $h$  次正序谐波源,  $i_{sa}$  为换流器网侧 a 相电流,  $R_t$  和  $L_t$  分别为换流变(通常采用 YD 接线)的电阻和漏感,  $R_a$  和  $L_a$  分别为桥臂电抗器电阻和电感,  $u_{pa}$  和  $u_{na}$  分别为换流器 a 相上、下桥臂子模块等效输出电压,  $i_{pa}$  和  $i_{na}$  分别为换流器 a 相上、下桥臂电流,  $U_{dc}$  和  $I_{dc}$  分别为直流侧电压和电流。

桥臂电抗器电阻  $R_a$  通常极小,所产生的直流压

降可忽略不计。因此,图 1 中  $A_p$  点和  $A_n$  点的电位近似相等,设其为  $u_{va}$ , 则

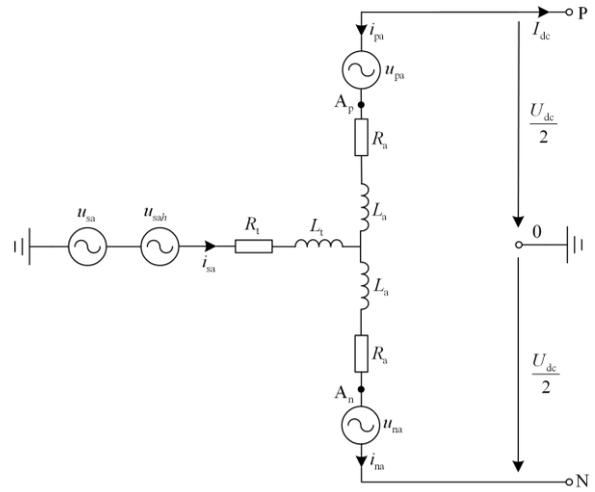


图 1 MMC 单相等值电路

Fig. 1 MMC single-phase equivalent circuit

$$u_{va} = \frac{u_{na} - u_{pa}}{2} \quad (1)$$

考虑子模块电容电压存在一定的波动并假设各子模块均已均压,则 a 相上桥臂输出电压  $u_{pa}$  和下桥臂输出电压  $u_{na}$  可表示为<sup>[21]</sup>

$$u_{pa,na} = \left(\frac{1}{2}U_{dc} \mp u_{va\_ref}\right) \left(1 + \frac{\Delta u_{pa,na}}{U_{cn}}\right) \quad (2)$$

式中:  $u_{va\_ref}$  为 a 相参考电压指令;  $U_{cn}$  为子模块额定工作电压;  $\Delta u_{pa}$ 、 $\Delta u_{na}$  分别为 a 相上、下桥臂子模块电容电压相对于  $U_{cn}$  的波动量。

将式(2)代入式(1)可得

$$u_{va} = u_{va\_ref} + \frac{1}{2U_{cn}} \left[ \frac{U_{dc}}{2} (\Delta u_{na} - \Delta u_{pa}) + u_{va\_ref} (\Delta u_{na} + \Delta u_{pa}) \right] \quad (3)$$

而换流器 a 相上、下桥臂等效输出电压又可表示为

$$u_{pa,na} = \frac{1}{2}U_{dc} [1 \mp k \sin(\omega t) \mp k_h \sin(h\omega t + \varphi_h)] \quad (4)$$

式中:  $k$  和  $k_h$  分别为换流器输出基波和  $h$  次谐波参考电压的调制比;  $\varphi_h$  为  $h$  次谐波电压初始相位。

为便于分析,假设  $h$  次网侧谐波电流完全得到抑制,则 a 相上桥臂电流  $i_{pa}$  和下桥臂电流  $i_{na}$  为<sup>[3]</sup>

$$i_{pa,na} = \frac{1}{3}I_{dc} [1 \pm m \sin(\omega t + \varphi)] \quad (5)$$

式中:  $m$  为换流器输出基波电流的调制比;  $\varphi$  为基波电流初始相位。由式(4)和式(5)可得上、下桥臂瞬时功率为

$$\begin{aligned}
u_{pa,na} i_{pa,na} &= \frac{U_{dc} I_{dc}}{6} \{1 \mp k \sin(\omega t) \mp k_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \pm \\
& m \sin(\omega t + \varphi) + \frac{km}{2} \cos(2\omega t + \varphi) - \\
& \frac{km}{2} \cos \varphi + \frac{k_h m}{2} \cos[(h+1)\omega t + \varphi_h + \varphi] - \\
& \frac{k_h m}{2} \cos[(h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi]\}
\end{aligned} \quad (6)$$

对式(6)进行积分, 即可得到 a 相上桥臂总能量函数  $W_{pa}$  和下桥臂总能量函数  $W_{na}$  为

$$W_{pa,na} = \int_{t_0}^t u_{pa,na} i_{pa,na} dt \quad (7)$$

除去式(7)中由积分初始时刻  $t_0$  决定的直流分量, 可得到 a 相上桥臂子模块总能量的波动函数  $\Delta W_{pa}$  和下桥臂子模块总能量的波动函数  $\Delta W_{na}$  为

$$\begin{aligned}
u_{va} &= u_{va\_ref} + \frac{U_{dc} I_{dc}}{12\omega NCU_{cn}} \{-k \cos(\omega t) + m \cos(\omega t + \varphi) + \frac{k^2 m}{8} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{k^2 m}{8} \cos(3\omega t + \varphi) - \frac{k_h}{h} \cos(h\omega t + \varphi_h) + \\
& \frac{kk_h m}{4(h+1)} \cos(h\omega t + \varphi_h + \varphi) - \frac{kk_h m}{4(h-1)} [\cos(h\omega t + \varphi_h - \varphi)] - \frac{kk_h m(h+3)}{8(h+1)} [\cos(h+2)\omega t + \varphi_h + \varphi] + \\
& \frac{kk_h m(h+1)}{8(h-1)} \cos[(h-2)\omega t + \varphi_h - \varphi] - \frac{k_h^2 m}{4(h+1)} \cos[(2h+1)\omega t + 2\varphi_h + \varphi] + \frac{k_h^2 m}{4(h+1)} \cos[\omega t + \varphi] + \\
& \frac{k_h^2 m}{4(h-1)} \cos[(2h-1)\omega t + 2\varphi_h - \varphi] - \frac{k_h^2 m}{4(h-1)} \cos[\omega t + \varphi]\}
\end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中三倍频分量为零序分量, 换流变三角形绕组可将其滤除, 本文忽略;  $k_h$  值很小, 其高阶

$$\begin{aligned}
\Delta W_{pa,na} &= \frac{U_{dc} I_{dc}}{6\omega} \{\pm k \cos(\omega t) \pm \frac{k_h}{h} \cos(h\omega t + \varphi_h) \mp \\
& m \cos(\omega t + \varphi) + \frac{km}{4} \sin(2\omega t + \varphi) + \\
& \frac{k_h m}{2(h+1)} \sin[(h+1)\omega t + \varphi_h + \varphi] - \\
& \frac{k_h m}{2(h-1)} \sin[(h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi]\}
\end{aligned} \quad (8)$$

而 a 相上、下桥臂子模块总能量波动函数还可表示为(高阶分量已忽略)

$$\begin{aligned}
\Delta W_{pa,na} &= N \left[ \frac{1}{2} C (U_{cn} + \Delta u_{pa,na})^2 - \frac{1}{2} C U_{cn}^2 \right] \approx \\
& NCU_{cn} \Delta u_{pa,na}
\end{aligned} \quad (9)$$

式中:  $N$  为桥臂子模块数目;  $C$  为子模块电容。

联立式(3)、式(8)、式(9), 可解得

$$\begin{aligned}
u_{va} &= u_{va\_ref} + \frac{U_{dc} I_{dc}}{12\omega NCU_{cn}} \{-k \cos(\omega t) + m \cos(\omega t + \varphi) + \frac{k^2 m}{8} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{k^2 m}{8} \cos(3\omega t + \varphi) - \frac{k_h}{h} \cos(h\omega t + \varphi_h) + \\
& \frac{kk_h m}{4(h+1)} \cos(h\omega t + \varphi_h + \varphi) - \frac{kk_h m}{4(h-1)} [\cos(h\omega t + \varphi_h - \varphi)] - \frac{kk_h m(h+3)}{8(h+1)} [\cos(h+2)\omega t + \varphi_h + \varphi] + \\
& \frac{kk_h m(h+1)}{8(h-1)} \cos[(h-2)\omega t + \varphi_h - \varphi] - \frac{k_h^2 m}{4(h+1)} \cos[(2h+1)\omega t + 2\varphi_h + \varphi] + \frac{k_h^2 m}{4(h+1)} \cos[\omega t + \varphi] + \\
& \frac{k_h^2 m}{4(h-1)} \cos[(2h-1)\omega t + 2\varphi_h - \varphi] - \frac{k_h^2 m}{4(h-1)} \cos[\omega t + \varphi]\}
\end{aligned} \quad (10)$$

分量本文也忽略。于是有

$$\begin{aligned}
u_{va} &= u_{va\_ref} + \frac{U_{dc} I_{dc}}{12\omega NCU_{cn}} \{-k \cos(\omega t) + m \cos(\omega t + \varphi) + \frac{k^2 m}{8} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{k_h}{h} \cos(h\omega t + \varphi_h) + \frac{kk_h m}{4(h+1)} \cos(h\omega t + \varphi_h + \\
& \varphi) - \frac{kk_h m}{4(h-1)} [\cos(h\omega t + \varphi_h - \varphi)] - \frac{kk_h m(h+3)}{8(h+1)} [\cos(h+2)\omega t + \varphi_h + \varphi] + \frac{kk_h m(h+1)}{8(h-1)} \cos[-(h-2)\omega t - \varphi_h + \varphi]\}
\end{aligned} \quad (11)$$

类似地, 可求得 b、c 相换流器实际输出电压为

$$\begin{aligned}
u_{vb,vc} &= u_{vb\_ref,vc\_ref} + \frac{U_{dc} I_{dc}}{12\omega NCU_{cn}} \{-k \cos(\omega t \mp \frac{2}{3}\pi) + m \cos(\omega t + \varphi \mp \frac{2}{3}\pi) + \frac{k^2 m}{8} \cos(\omega t + \varphi \mp \frac{2}{3}\pi) - \\
& \frac{k_h}{h} \cos(h\omega t + \varphi_h \mp \frac{2}{3}\pi) + \frac{kk_h m}{4(h+1)} \cos(h\omega t + \varphi_h + \varphi \mp \frac{2}{3}\pi) - \frac{kk_h m}{4(h-1)} \cos(h\omega t + \varphi_h - \varphi \mp \frac{2}{3}\pi) - \\
& \frac{kk_h m(h+3)}{8(h+1)} [\cos(h+2)\omega t + \varphi_h + \varphi] + \frac{kk_h m(h+1)}{8(h-1)} \cos[-(h-2)\omega t - \varphi_h + \varphi \mp \frac{2}{3}\pi]\}
\end{aligned} \quad (12)$$

对比式(11)和式(12)可以看出, 在电网  $h$  次正序背景谐波的影响下, MMC 的输出主要包含  $h-2$  次负序、 $h$  次正序和  $h+2$  次零序谐波。由于零序分量不能流过 YD 接线的换流变, 本文将其忽略。对于电网存在负序背景谐波的情形, 限于篇幅本文仅给出以下结论: 受电网  $h$  次负序背景谐波影响, MMC

网侧将主要输出  $h-2$  次零序、 $h$  次负序和  $h+2$  次正序谐波。

令  $R_{\Sigma} = R_t + 0.5R_a$ ,  $L_{\Sigma} = L_t + 0.5L_a$ , 由基尔霍夫定理可得

$$L_{\Sigma} \frac{di_{sa}}{dt} + R_{\Sigma} i_{sa} = u_{sa} + u_{sah} - u_{va} \quad (13)$$

由式(11)一式(13)可知,影响谐波电流大小的因素较多,但主要包括两部分:一是受参考电压指令的影响,包含控制器频率响应特性、执行延时等方面;二是表达式中除参考电压量之外的附加分量,主要受直流侧电压、负荷电流、子模块电容和额定电压等方面的影响。

## 2 多通道信号分离器设计

设电网存在  $h$  次正序背景谐波,由第 1 节的分析结论可知,MMC 网侧电气量  $v$ (电压或电流)主要包含基波、 $h$  次正序和  $h-2$  次负序谐波,在三相坐标系中可表示为

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1,h} V_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{n=1,h} V_n \cos(n\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_n) \\ \sum_{n=1,h} V_n \cos(n\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{h-2} \cos[-(h-2)\omega t + \varphi_{h-2}] \\ V_{h-2} \cos[-(h-2)\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_{h-2}] \\ V_{h-2} \cos[-(h-2)\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_{h-2}] \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中:  $V_n$  和  $\varphi_n$  分别为  $n$ ( $n$  为 1 或  $h$ ) 次信号的幅值和相位;  $V_{h-2}$  和  $\varphi_{h-2}$  分别为  $h-2$  次信号的幅值和相位。

对式(14)进行 Clarke 变换,可得到该信号在  $\alpha\beta$  坐标下的基波正序分量  $v_{\alpha 1}$  与  $v_{\beta 1}$ ,  $h$  次谐波正序分量  $v_{\alpha h}$  与  $v_{\beta h}$ 、负序分量  $v_{\alpha-(h-2)}$  与  $v_{\beta-(h-2)}$ , 即

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \cos(\omega t + \varphi_1) \\ V_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\ V_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{h-2} \cos[-(h-2)\omega t + \varphi_{h-2}] \\ V_{h-2} \sin[-(h-2)\omega t + \varphi_{h-2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha-(h-2)} \\ v_{\beta-(h-2)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

借助谐振频率控制器<sup>[22]</sup>,可构建针对正交信号的交叉解耦复数滤波器(Cross Decoupling Complex Filter, CDCF),实现对特定频率信号的零误差提取。本文构建的适用于谐波信号提取的交叉解耦复数滤波器如图 2 所示。

图 2 中,  $x_{ik}(t)$  和  $x_{jk}(t)$  为一对正交输入信号,  $y_{rk}(t)$  和  $y_{jk}(t)$  为滤波器输出信号,  $\omega_c$  为滤波器的截止频率,  $\omega_0$  为基波信号角频率。针对基波、 $h$  次正

序和  $h-2$  次负序谐波信号,图 2 滤波器  $k$  值分别取为 1、 $h$  和  $-(h-2)$ 。

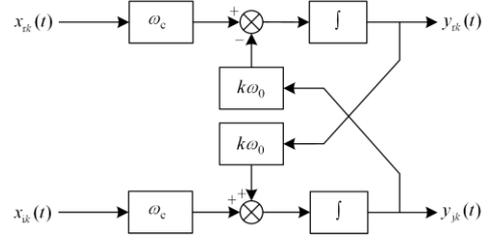


图 2 交叉解耦复数滤波器

Fig. 2 Cross decoupling complex filter

通过频域信号分析可知图 2 滤波器的传递函数为

$$G_k(s) = \frac{\omega_c}{s - jk\omega_0} \quad (16)$$

利用多个 CDCF 并联,可构建针对混合信号的多通道信号分离器,其结构框图见图 3,其中  $\text{CDCF}(\omega_0)$ 、 $\text{CDCF}(h\omega_0)$  和  $\text{CDCF}[-(h-2)\omega_0]$  分别为基波、 $h$  次正序和  $h-2$  次负序谐波的滤波器。

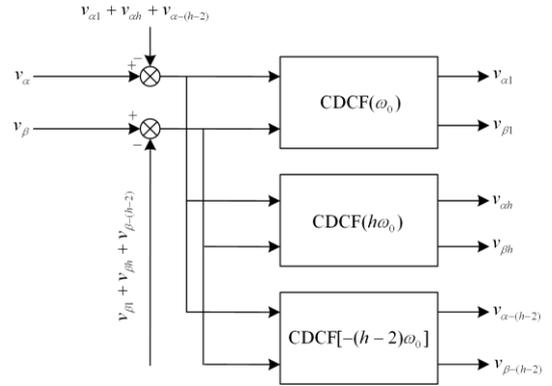


图 3 多通道信号分离器

Fig. 3 Multi-channel signal separator

定义图 3 对应的复频域向量为

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta}(s) = V_\alpha(s) + jV_\beta(s) \\ V_{\alpha\beta 1}(s) = V_{\alpha 1}(s) + jV_{\beta 1}(s) \\ V_{\alpha\beta h}(s) = V_{\alpha h}(s) + jV_{\beta h}(s) \\ V_{\alpha\beta-(h-2)}(s) = V_{\alpha-(h-2)}(s) + jV_{\beta-(h-2)}(s) \end{cases} \quad (17)$$

则由图 3 可得

$$\begin{cases} [V_{\alpha\beta}(s) - \sum_{i=1,h,-(h-2)} V_{\alpha\beta i}(s)]G_1(s) = V_{\alpha\beta 1}(s) \\ [V_{\alpha\beta}(s) - \sum_{i=1,h,-(h-2)} V_{\alpha\beta i}(s)]G_h(s) = V_{\alpha\beta h}(s) \\ [V_{\alpha\beta}(s) - \sum_{i=1,h,-(h-2)} V_{\alpha\beta i}(s)]G_{-(h-2)}(s) = V_{\alpha\beta-(h-2)}(s) \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $G_1(s)$ 、 $G_h(s)$ 、 $G_{-(h-2)}(s)$ 分别为基波、 $h$ 次正序、 $h-2$ 次负序谐波信号滤波器的传递函数。由方程(18)可得到各信号滤波通道的传递函数为

$$H_{\alpha\beta k}(s) \Big|_{k=1,h,-(h-2)} = \frac{G_k(s)}{1 + \sum_{i=1,h,-(h-2)} G_i(s)} \quad (19)$$

若  $h$  为 7, 当  $k$  取 7 时, 该滤波通道传递函数的频域特性如图 4 所示。从图 4 可知, 该通道对本次谐波信号的幅值和相角频率增益均为 0, 表明可对本次谐波信号实现零静差提取, 而其他次谐波则被有效滤除。当  $k$  等于 1 或 -5 时, 式(19)的传递函数频域特性表现出类似特征。

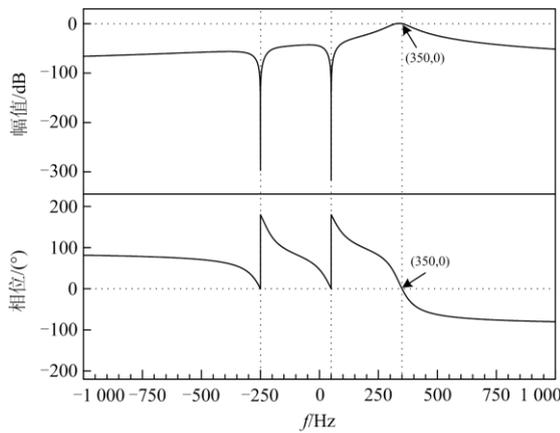


图 4 7 次谐波信号滤波通道频率响应

Fig. 4 Frequency response of 7th harmonic signal filtering channel

### 3 MMC 网侧背景谐波电流抑制策略

以第 2 节信号分离器所提取的  $h$  次正序和  $h-2$  次负序谐波为例, 讨论 MMC 网侧谐波电流的抑制策略。两相  $dq$  坐标系下换流器谐波数学模型建立方法与基波数学模型相类似, 具体建模过程本文不再赘述, 仅给出如图 5 所示的  $h$  次正序谐波和  $h-2$  次负序谐波的数学模型结构框图。

图 5(a)中,  $u_{vdh}$  和  $u_{vqh}$  表示换流器输出  $h$  次正序谐波电压的  $dq$  轴分量,  $u_{sdh}$  和  $u_{sqh}$  表示系统电源  $h$  次正序谐波电压的  $dq$  轴分量,  $i_{sdh}$  和  $i_{sqh}$  表示网侧  $h$  次正序谐波电流的  $dq$  轴分量, 以上  $dq$  轴分量均可由  $\alpha\beta$  坐标分量通过  $dq$  坐标变换得到。图 5(b)中各分量的定义与图 5(a)中各分量定义相类似, 其中符号“ $h-2$ ”代表  $h-2$  次谐波。

针对谐波数学模型设计的  $h$  次和  $h-2$  次谐波电流抑制器如图 6 所示, 其中 PI 为比例积分环节。 $h$  次正序和  $h-2$  次负序抑制器中  $d$  轴和  $q$  轴的给定量均设置为 0, 经过前馈补偿和解耦控制, 得到换

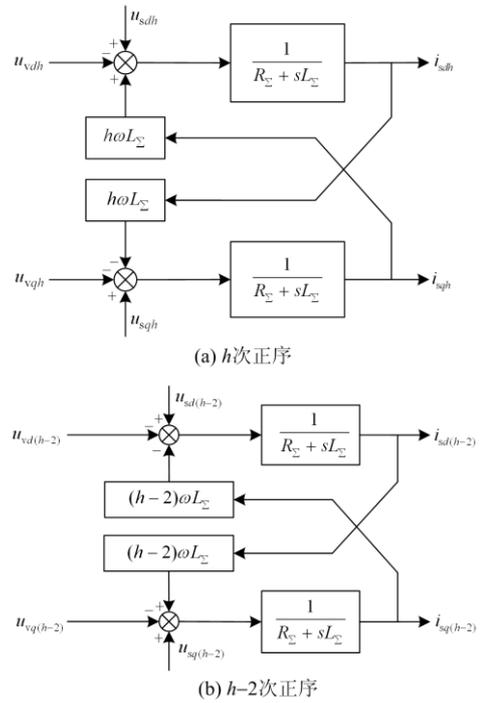


图 5 换流器谐波数学模型

Fig. 5 Harmonic mathematical model of converter

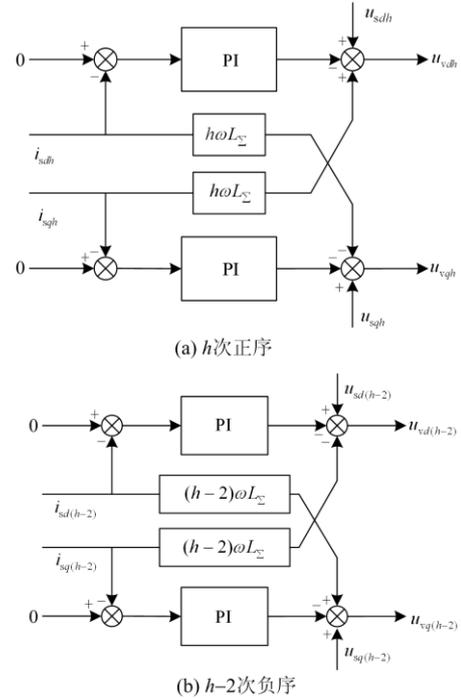


图 6 谐波电流抑制器结构框图

Fig. 6 Block diagram of harmonic current suppressor

流器  $h$  次正序输出电压  $u_{vdh}$  和  $u_{vqh}$ , 以及  $h-2$  次负序输出电压  $u_{vd(h-2)}$  和  $u_{vq(h-2)}$ 。抑制器输出的各次谐

波电压再经过 Park 反变换得到各次谐波的三相参考电压, 再与控制主环中基波三相参考电压叠加后得到换流器的参考电压指令。

#### 4 仿真验证

在 Matlab/Simulink 中搭建了包含 MMC1 和 MMC2 的 HVDC 双端输电系统仿真模型。模型中各 MMC 采用图 1 所示的电路, 主要参数见表 1。仿真模型采用双闭环控制策略, MMC1 采用有功功率和无功功率控制方式, MMC2 采用直流电压和无功功率控制方式。

表 1 仿真模型主要参数

Table 1 Main parameter of the simulation model

项目	参数	项目	参数
额定输送功率	500 MW	子模块电压	1.6 kV
换流变容量	530 MVA	子模块额定电流	1 600 A
换流变变比	230/167	子模块电容	10 mF
换流变阻抗压	15%	直流侧电压	320 kV
桥臂电抗器	60 mH	调制方式	NLM
桥臂子模块数	200	阀控执行延时	0.40 ms

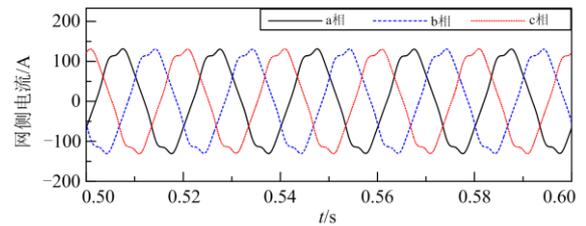
##### 4.1 MMC 受电网背景谐波影响仿真

模拟双端 MMC 系统处于 HVDC 运行方式, 投入桥臂环流抑制功能<sup>[23]</sup>, 设定 MMC1 有功功率 30 MW、无功功率 20 Mvar。在 MMC1 网侧模拟注入幅值为 1.5 kV(约 0.5%)的 5 次负序谐波, MMC1 网侧电流及谐波分析如图 7 所示, 其中图 7(a)为网侧电流, 图 7(b)为网侧电流经 FFT 计算的各次谐波幅值, 图 7(c)为经本文信号分离器提取的 5 次和 7 次谐波。图 7(c)中 7 次谐波因幅值小, 受未提取的高次谐波分量影响, 其三相不平衡现象较明显。

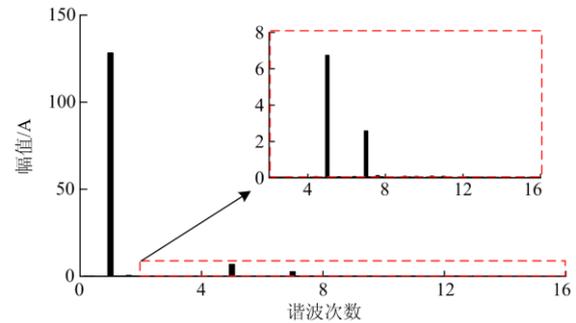
由图 7(b)可知, 当电网注入 5 次谐波后, MMC1 输出以 5 次和 7 次为主的谐波电流, 其余谐波分量则可忽略不计。从图 7(c)易知: 5 次为负序谐波, 7 次为正序谐波; 二者的幅值与 7(b)中 FFT 计算结果相当(5 次谐波幅值约 6.7 A、7 次谐波幅值约 2.5 A)。从以上仿真结果可以看出, MMC 网侧背景谐波电流产生规律与本文理论分析一致。

##### 4.2 MMC 背景谐波抑制效果仿真

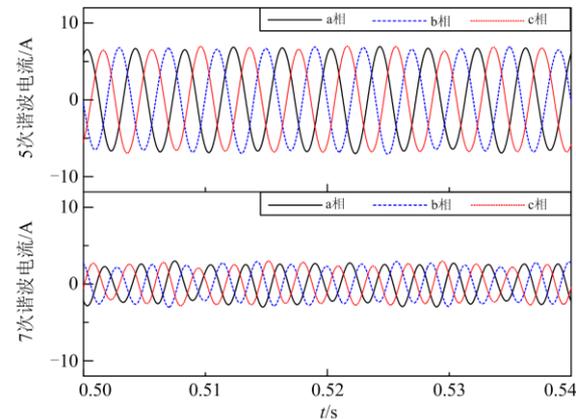
在 MMC1 网侧模拟 5 次负序、7 次正序和 11 次负序谐波, 幅值分别为 1.5 kV、0.8 kV、0.4 kV, 验证本文控制策略对混合谐波信号的抑制效果。针对以上谐波分量, 设计了对应的基于多通道信号分离器的谐波电流抑制器。双端 MMC 输电系统运行参数设置与 4.1 节相同, 在 0.6 s 时刻投入本文抑制策略, 仿真波形如图 8 所示。



(a) 网侧电流



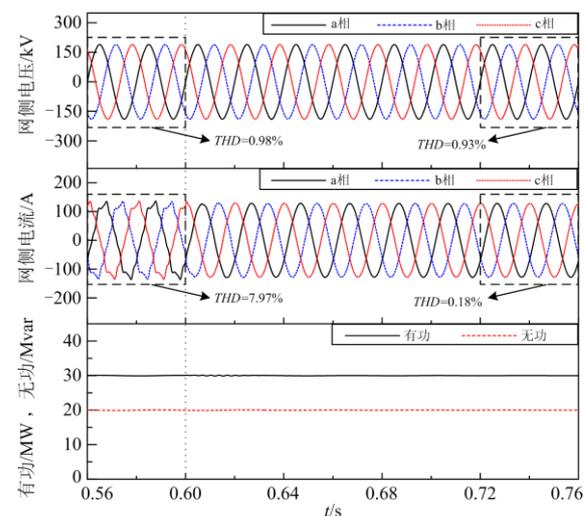
(b) 网侧电流各次谐波幅值



(c) 信号分离器提取的5次和7次谐波

图 7 MMC1 网侧电流及谐波分析

Fig. 7 MMC1 grid-side current and harmonics analysis



(a) MMC1网侧电气量

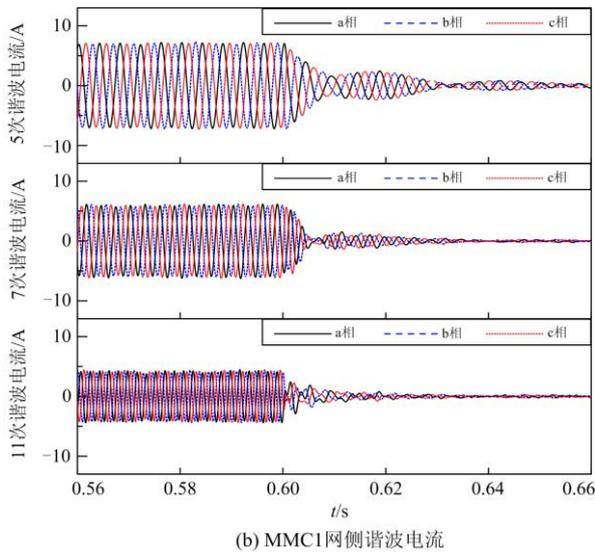


图 8 背景谐波抑制效果

Fig. 8 Background harmonics suppression effect

从图 8(a)可以看出, MMC 网侧电压谐波总畸变率(THD)在抑制策略投入后略有降低, 其原因是各次谐波通过 MMC 相互影响得到抑制。图 8(b)中各次谐波电流在数个周内得到抑制并趋近于 0, 图 8(a)中网侧电流谐波 THD 由 7.97% 下降为 0.18%。由图 8(a)还可以看出, 在抑制策略投入后 MMC 功率输送正常, 双端 HVDC 系统运行稳定。该仿真结果表明, 本文控制策略对各次谐波均实现了独立解耦控制, 对混合谐波信号具有良好的抑制效果。

## 5 结论

本文对 MMC 受电网背景谐波影响的问题进行了分析, 设计了基于多通道信号分离器的网侧谐波电流抑制器并进行了仿真验证, 主要结论如下:

1) 受电网  $h$  次背景谐波的影响, MMC 除了输出本频率的谐波外, 还将输出其他谐波分量(以  $h-2$  次或  $h+2$  次谐波分量为主, 其相序特性与  $h$  次谐波的相序相关)。

2) 给出了基于交叉解耦复数滤波器的多通道信号分离器设计方法; 该信号分离器的各滤波通道具有较好的选频特性, 可实现对混合信号中各次谐波分量的零误差跟踪, 达到分离提取的目的。

3) 采用对各次谐波单独控制的思路, 提出了基于 MMC 谐波数学模型的谐波电流抑制器, 实现了对各次谐波的解耦控制。较之已提出的控制方法, 本文抑制策略具有较高的控制精度, 能大幅降低低负荷工况下 MMC 网侧输出电流的谐波总畸变率, 显著提高波形质量。

## 参考文献

- [1] XU Dong, HAN Minxiao, ANIRUDDHAM G Propagation of AC background harmonics in MMC HVDC multi-terminal systems due to resonances and mitigation measures[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(1): 229-238.
- [2] 周竞宇, 杨帆, 任成林, 等. 鲁西异步联网工程 MMC 环流抑制对换流器输出电压谐波的影响[J]. 电力电容器与无功补偿, 2019, 40(2): 147-153.  
ZHOU Jingyu, YANG Fan, REN Chenglin, et al. Influence of modular multilevel converter circulating current control on output voltage harmonics of converter for Luxi asynchronous interconnection project[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2019, 40(2): 147-153.
- [3] SHI Jiyin, FANG Risheng, CHAO Wujie, et al. Generation mechanism and suppression strategy of background harmonic current at MMC AC side[C] // 2018 IEEE 4th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference, December 14-16, 2018, Chongqing, China.
- [4] 朱蜀, 刘开培, 王庆, 等. 基于电容能量的模块化多电平换流器次同步振荡抑制及其阻抗分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(6): 2230-2244.  
ZHU Shu, LIU Kaipei, WANG Qing, et al. Sub-synchronous oscillation suppression of modular multilevel converter based on capacitance energy and its impedance analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(6): 2230-2244.
- [5] 李国庆, 于泽平, 金国彬, 等. 交流谐波经 MMC 的传导机理及叠加特性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(10): 33-41.  
LI Guoqing, YU Zeping, JIN Guobin, et al. Study on conduction mechanism and superposition characteristics of AC harmonics via MMC[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(10): 33-41.
- [6] 钱纹, 赵岳恒, 邢法财, 等. MMC 的交直流侧扰动特性分析[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(7): 114-120.  
QIAN Wen, ZHAO Yueheng, XING Facai, et al. AC- and DC-side disturbance characteristic analysis of MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(7): 114-120.
- [7] 洪潮, 冯俊杰, 钟庆, 等. 多端柔性直流输电系统谐波特性及交互机理分析[J]. 南方电网技术, 2018, 12(6): 1-9.  
HONG Chao, FENG Junjie, ZHONG Qing, et al. Analysis of harmonic characteristics and interaction mechanism of MMC-MTDC[J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(6): 1-9.
- [8] 许冬, 韩民晓, 于思超, 等. 交流背景谐波对 MMC 多端直流的影响分析及抑制策略[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(6): 9-15.  
XU Dong, HAN Minxiao, YU Sichao, et al. Impact of AC background harmonics on MMC multi-terminal HVDC system and mitigation strategy[J]. Advanced Technology

- of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(6): 9-15.
- [9] 谈竹奎, 徐玉韬, 袁旭峰, 等. 模块化有源电力滤波器谐波补偿[J]. 电力电子技术, 2019, 53(1): 129-137.  
TAN Zhukui, XU Yutao, YUAN Xufeng, et al. Harmonics compensation of modular active power filter[J]. Power Electronics, 2019, 53(1): 129-137.
- [10] 荣飞, 田新华, 黄守道, 等. 模块化多电平变流器输出电流谐波抑制策略[J]. 湖南大学学报: 自然科学版, 2017, 44(2): 80-87.  
RONG Fei, TIAN Xinhua, HUANG Shoudao, et al. Harmonic suppression strategy of output current for modular multilevel converter[J]. Journal of Hunan University: Natural Sciences, 2017, 44(2): 80-87.
- [11] 杨用春, 肖湘宁, 郭世泉, 等. 基于模块化多电平变流器的统一电能质量调节器工程实验装置研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(16): 3743-3755.  
YANG Yongchun, XIAO Xiangning, GUO Shixiao, et al. Research of unified power quality conditioner engineering experiment device based on modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(16): 3743-3755.
- [12] 倪福银, 李正明. 统一电能质量调节器的研究发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 177-187.  
NI Fuyin, LI Zhengming. Overview of unified power quality conditioner research development[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 177-187.
- [13] HUY N P. Research on harmonic characteristic of VSC-HVDC[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2015.
- [14] LI Ruisheng, WONG P, WANG Kun, et al. Power quality enhancement and engineering application with high permeability distributed photovoltaic access to low-voltage distribution networks in Australia[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(3): 183-189. DOI: 10.1186/s41601-020-00163-x.
- [15] 梁莹玉, 刘建政. 谐波和不对称电网电压下 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(8): 2494-2502.  
LIANG Yingyu, LIU Jianzheng. Arm current control strategy for MMC-HVDC under harmonic and unbalanced grid voltages[J]. Power System Technology, 2018, 42(8): 2494-2502.
- [16] WU Deliang, LI Peng. Analysis and suppressing method for the output voltage harmonics of modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4755-4765.
- [17] 刘远, 夏向阳, 易梅生, 等. 网压不平衡下柔直换流端能量平衡研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(12): 71-79.  
LIU Yuan, XIA Xiangyang, YI Meisheng, et al. Research on energy balance of a flexible and direct converter terminal under unbalanced grid voltage[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(12): 71-79.
- [18] 伍小杰, 杨超, 公铮, 等. 基于多谐振控制器的 MMC 简化环流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 74-81.  
WU Xiaojie, YANG Chao, GONG Zheng, et al. Simplified circulating current suppressing strategy for MMC based on multi-resonant controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 74-81.
- [19] 宋平岗, 林家通, 李云丰, 等. 采用 MMC-RPC 治理牵引供电系统负序和谐波的 PIR 控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(12): 108-116.  
SONG Pinggang, LIN Jiatong, LI Yunfeng, et al. PIR control strategy on compensation of negative sequence and harmonic for railway power supply system using MMC-RPC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(12): 108-116.
- [20] 李慧, 张鹏, 刘思嘉. MMC 环流抑制策略的暂态分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(2): 30-38.  
LI Hui, ZHANG Peng, LIU Sijia. Transient analysis of MMC circulating current suppression strategy[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(2): 30-38.
- [21] 雷鸣, 李耀华, 葛琼璇, 等. MMC 变流器模块电压波动对输出电压的影响[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(3): 25-33.  
LEI Ming, LI Yaohua, GE Qiongxuan, et al. Effects of the module voltage fluctuation on the output voltage of modular multilevel converter[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(3): 25-33.
- [22] 王宝诚, 伞国成, 郭小强, 等. 分布式发电系统电网同步锁相技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(1): 50-55.  
WANG Baocheng, SAN Guocheng, GUO Xiaoqiang, et al. Grid synchronization and PLL for distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(1): 50-55.
- [23] 张磊, 范彩云, 韩坤, 等. 电网电压不对称时 MMC-HVDC 精确环流抑制控制[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(12): 42-49.  
ZHANG Lei, FAN Caiyun, HAN Kun, et al. MMC-HVDC precise circulation suppression control under asymmetrical network voltage[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(12): 42-49.

收稿日期: 2021-02-03; 修回日期: 2021-08-19

作者简介:

石吉银(1981—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统继电保护与控制; E-mail: 75175303@qq.com

刘景远(1970—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统分析、电力系统继电保护与控制;

许军(1985—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统分析与故障诊断。

(编辑 葛艳娜)