

基于T型三电平拓扑的新型电能质量补偿器

朱非白,江道灼,梁一桥

(浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:针对三相四线制配电系统,提出一种基于T型中点箝位型三电平逆变器技术的新型电能质量补偿器拓扑,并简要介绍了新型电能质量补偿器的工作原理。详细分析了新型电能质量补偿器逆变器直流侧电压波动的成因,以及采用传统三维空间矢量脉宽调制(3D-SVPWM)算法时系统侧出现不平衡电流和谐波分量的根本原因,并提出改进调制算法来解决该问题,即通过分别处理直流侧正、负极电压调制比,并按比例分配补偿时间进行中点平衡控制。在MATLAB/Simulink平台上的仿真结果表明,所提改进调制算法通过简单的控制策略,可同时实现无功补偿、谐波抑制及不平衡治理,且补偿效果良好。

关键词:T型中点箝位型三电平拓扑;逆变器;电能质量;3D-SVPWM;谐波分析;补偿

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202005023

0 引言

配电网面向用户,负荷无功、谐波以及不平衡等电能质量问题在所难免。近年来电力电子设备的应用与非线性负荷的增加,使得电能质量问题更加严重,LC无源滤波器和静止无功补偿器SVC(Static Var Compensator)等已难以满足电网对用户电能质量水平越来越高的要求^[1]。静止无功发生器SVG(Static Var Generator)可以实现无功补偿和系统电压调节^[2-4],但只能补偿无功功率和部分不平衡电流,无法补偿谐波电流^[5-6]。并联型有源电力滤波器APF(Active Power Filter)可以灵活地补偿无功和谐波电流,且通过改变控制策略可以进一步补偿负序和零序电流,但是补偿电容性非线性负载时会出现放大负载侧谐波电流的现象,常见的解决方法是在负载输入端串联一个电抗器^[7]。APF需要使用高精度电流传感器和较高的采样频率,控制部分也需要实时、快速的运算,计算量较大^[8-9],整体成本相对较高^[10],还存在开关频率高导致IGBT损耗高、对于非整数次谐波的补偿效果差^[11]等问题。

文献[12]提出一种新的拓扑,通过控制逆变器输出电压的幅值等于系统电压幅值、相角接近系统电压相角,实现对无功、谐波以及负序电流的综合补偿。相比传统并联型APF,新的拓扑控制策略简单,可以完全滤除非整数次谐波电流,且无需检测谐波、无功或不平衡电流,节省了负载侧电流传感器,提高了系统可靠性。此外,由于将逆变器等效为电压源,所以在开关频率不是很高的情况下便可滤除高次谐波电流。但文献[12]中采用的是两电平逆变器拓扑结构,并不适用于三相四线制配电网,且其输出电压中的谐波含量很高,因此滤波电感和电容比较大。而太大的负载侧电感值会造成负载侧电压降过大的

问题。文献[13]采用九电平飞跨电容式逆变器,可以极大地改善逆变器的输出电压质量,从而降低滤波电容值、滤波电抗值及其体积,但是较适用于中压配电网,在低压系统中应用时成本较高。此外,当应用到三相四线制系统时,文献[12-13]提出的拓扑均存在不能补偿零序电流的问题。

为了解决上述问题,本文提出一种新型电能质量补偿器,采用T型中点箝位型TNPC(T-type Neutral Point Clamped)三电平逆变器,从直流侧正、负极电容之间引出中点与交流系统的中性线相连以补偿零序电流,采用改进的三维空间矢量脉宽调制3D-SVPWM(3-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation)策略,并在系统侧和负载侧并联滤波电容来改善电压质量,最后通过仿真验证该电能质量补偿器的可行性。

1 新型电能质量补偿器主电路及其工作原理

新型电能质量补偿器由TNPC三电平逆变器、交流侧滤波电感(L_1 、 L_2)与滤波电容(C_1 、 C_2)、直流侧正极与负极电容(C_{dc})及控制系统等组成,其在三相四线制配电网中的原理接线如附录中图A1所示。

该补偿器的基本工作原理如下:假设系统电压 $u_{s,abc}$ 正弦、对称,并将其作为控制TNPC三电平逆变器的并网点电压即逆变器输出电压 $u_{inv,abc}$ 的参考值。正常运行时,通过控制逆变器使其输出电压 $u_{inv,abc}$ 的波形、幅值与 $u_{s,abc}$ 一致,相角相近,则负载侧的谐波及不平衡电流等就不会流入系统侧。

通过调节逆变器输出电压相角以控制其从电网吸收的有功功率,维持直流母线电压稳定,并采用一种基于改进调制算法的直流电压平衡控制算法,有效抑制直流侧正、负极电压的不平衡度,从而避免逆变器输出电压中出现谐波和不平衡分量。

滤波电感电容 L_1 、 C_1 和 L_2 、 C_2 的作用分别是滤除逆变器开关频率引起的高频谐波分量,以免其流入系统侧和负载侧。因开关频率较高,故所需滤波电感、电容值都很小,且滤波电感的工频压降很小,基本不影响负载正常供电。

应用于三相四线制低压配电网的新型电能质量补偿器,其TNPC三电平逆变器拓扑结构如图1所示。图中, $i_{inv,a}$ 、 $i_{inv,b}$ 、 $i_{inv,c}$ 为逆变器交流侧电流; U_{dc} 为直流侧电压; $i_{dc,p}$ 、 $i_{dc,n}$ 分别为直流侧正、负极电流; C_{dc} 为直流侧电容。与两电平逆变器相比,TNPC三电平逆变器所需滤波电感、电容值更小;TNPC三电平逆变器的各桥臂与传统中性点箝位型逆变器相比减少了2个箝位二极管,与飞跨电容式逆变器相比减少了1个飞跨电容,且导通时电流仅流过1个开关管,具有器件少、导通损耗低等优点,在低压配电系统中性能好^[14-16]。

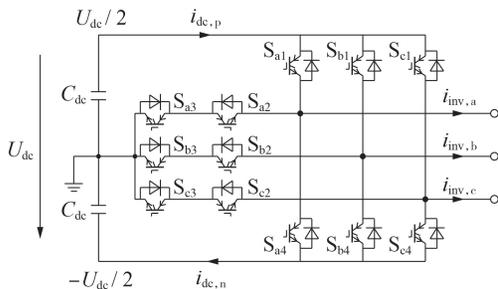


图1 TNPC三电平逆变器的拓扑结构

Fig.1 Topology structure of TNPC three-phase inverter

假设直流侧中点平衡,以a相为例,当 S_{a4} 关断且 S_{a2} 导通、 S_{a1} 和 S_{a3} 交替导通时,输出电压为 $U_{dc}/2$ 和0;当 S_{a1} 关断且 S_{a3} 导通、 S_{a4} 和 S_{a2} 交替导通时,输出电压为 $-U_{dc}/2$ 和0。输出电压 $U_{dc}/2$ 、0、 $-U_{dc}/2$ 分别对应逆变器P、O、N 3种输出状态,其余两相同理。

2 电能质量补偿器的控制分析

2.1 无功功率控制

电能质量补偿器的基频单相等效电路如图2(a)所示。图中, u_s 、 L_s 分别为系统等效电压、电感; u_{inv} 为逆变器输出基频等效电压; L_1 、 L_2 为滤波电感(其直流电阻 R_1 和 R_2 远小于基频感抗); C_1 、 C_2 为滤波电容; i_s 为系统电流; i_{load} 为负载电流基频分量。

图2(b)为系统电压与逆变器输出电压之间的简化矢量关系。图中, U_s 为系统等效电压矢量; U_{inv} 为逆变器输出电压矢量; ΔU 为电压差矢量; I_s 为系统侧电流矢量。当控制逆变器输出电压与系统等效电压幅值一致、相角相近时, I_s 与 U_s 接近同相角,从而系统功率因数接近于1。

2.2 谐波和不平衡补偿控制

图3为电能质量补偿器的三相等效电路。逆变

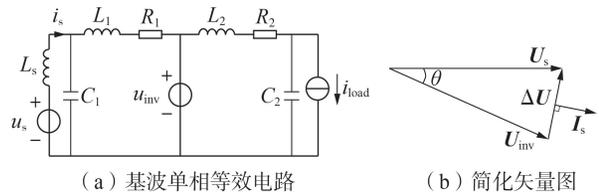


图2 电能质量补偿器的基频单相等效电路

Fig.2 Fundamental single-phase equivalent circuit of power quality compensator

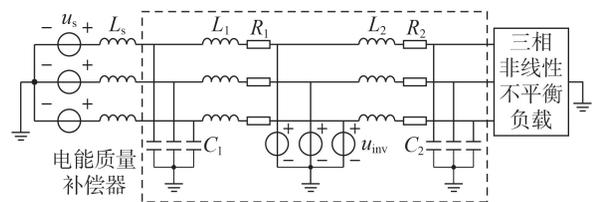


图3 电能质量补偿器的三相等效电路

Fig.3 Three-phase equivalent circuit of power quality compensator

器等效电压 u_{inv} 包含了基波电压和开关频率及其倍数谐波电压,会在系统侧和负载侧引入对应频率的谐波电压与电流,因此加入LC滤波器进行滤除。

系统输出电流的表达式为:

$$i_s = \frac{u_s - u_{inv}}{x_{eq}} \quad (1)$$

其中, x_{eq} 为系统等效电压与逆变器输出电压之间的等效阻抗。

可见,当逆变器直流侧电压控制理想且不考虑因器件开关造成的高频谐波影响时(有高频滤波),即可使其交流侧并网点的等效三相平衡电压与系统三相平衡电压基本相等,即 $u_{inv} \approx u_s$,从而系统输出电流中基本不含谐波或不平衡分量。

2.3 直流侧电压波动的分析

系统稳定运行时,逆变器直流侧正、负极电压满足 $u_{dc,p} = u_{dc,n} = U_{dc}/2$ 。忽略参考电压与系统电压的相位差以及开关频率分量,则开关函数如下:

$$\begin{cases} S_a = \frac{2\sqrt{2} U_s \sin(\omega t)}{U_{dc}} \\ S_b = \frac{2\sqrt{2} U_s \sin(\omega t - 120^\circ)}{U_{dc}} \\ S_c = \frac{2\sqrt{2} U_s \sin(\omega t + 120^\circ)}{U_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

其中, U_s 为系统相电压的有效值。

以a相为例进行分析:当 $S_a > 0$ 时,开关管 S_{a1} 和 S_{a3} 交替导通,a相电流对直流侧正极电容进行充放电;当 $S_a < 0$ 时,开关管 S_{a4} 和 S_{a2} 交替导通,a相电流对直流侧负极电容进行充放电。为了独立分析直流侧正极电压和负极电压的变化规律,将开关函数分成给正、负极电容充放电的2个部分,分别展开傅里叶

级数:

$$S_{a,p} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}U_s}{U_{dc}} \sin(\omega t) & S_a > 0 \\ 0 & S_a < 0 \end{cases} \Rightarrow$$

$$S_{a,p} = m \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\omega t) + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{1-4k^2} \cos(2k\omega t) \right] \quad (3)$$

$$S_{a,n} = \begin{cases} 0 & S_a > 0 \\ \frac{2\sqrt{2}U_s}{U_{dc}} \sin(\omega t) & S_a < 0 \end{cases} \Rightarrow$$

$$S_{a,n} = m \left[-\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\omega t) - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{1-4k^2} \cos(2k\omega t) \right] \quad (4)$$

其中, $m = 2\sqrt{2}U_s/U_{dc}$ 。另两相同理。

逆变器直流侧正、负极电容电流可以表示为:

$$\begin{cases} i_{dc,p} = S_{a,p} i_{inv,a} + S_{b,p} i_{inv,b} + S_{c,p} i_{inv,c} \\ i_{dc,n} = S_{a,n} i_{inv,a} + S_{b,n} i_{inv,b} + S_{c,n} i_{inv,c} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $i_{inv,a}$ 、 $i_{inv,b}$ 、 $i_{inv,c}$ 为流出逆变器的相电流, 含有谐波和不平衡分量。

根据 $C_{dc} du_{dc,i} / dt = i_{dc,i}$ ($i \in \{p, n\}$) 与式(5), 可以得到流入逆变器的负序电流在其直流侧产生的总电压波动和正、负极纹波电压差分别如式(6)和式(7)所示。

$$u_{dc,p}^- + u_{dc,n}^- = -\frac{3\sqrt{2}mI^-}{4\omega C_{dc}} \sin(2\omega t + \varphi^-) \quad (6)$$

$$u_{dc,p}^- - u_{dc,n}^- = \frac{6\sqrt{2}mI^-}{\omega\pi C_{dc}} \times$$

$$\left\{ -\sum_{k=3z+2}^{\infty} \frac{1}{(1-4k^2)(2k+1)} \cos[(2k+1)\omega t + \varphi^-] + \sum_{k=3z+1}^{\infty} \frac{1}{(1-4k^2)(2k-1)} \cos[(2k-1)\omega t - \varphi^-] \right\} \quad (7)$$

其中, I^- 和 φ^- 分别为负序相电流的有效值和相角; $z = 0, 1, \dots$, 为非负整数。

由上式可知, 流经逆变器交流侧的负序电流会在其直流侧产生2倍频的总电压波动, 以及基频和5、7、11、 \dots 倍频的正、负极纹波电压差。同理, 零序电流会在直流侧产生5、7、11、 \dots 倍频的正、负极纹波电压差; h 次谐波电流会在直流侧产生 $h-1$ 倍频的总电压波动, 以及 $2k+h$ 和 $2k-h$ 倍频的正、负极纹波电压差。

根据上述结果, 逆变器交流侧电流谐波或不平衡越严重, 其直流侧电压波动幅值越大。维持直流侧总电压稳定, 是补偿器正常工作的必要条件之一。严重的直流侧正、负极电压不平衡(正、负极纹波电压较大), 不仅会增大直流电容和开关器件的承受电压, 还容易出现过调制现象, 使逆变器输出电压发生

畸变。补偿器不但失去补偿能力, 甚至会进一步恶化系统电能质量。因此需要控制直流侧总电压波动和正、负极纹波电压在合理范围内。

2.4 直流侧总电压的控制

系统提供的有功功率 P_s 可以表示为:

$$P_s = \frac{U_s U_{inv}}{X_{eq}} \sin \theta \quad (8)$$

其中, U_{inv} 为逆变器输出电压的相电压有效值; X_{eq} 和 θ 分别为系统等效电压与逆变器输出电压之间的等效阻抗大小和相角差。

稳态工况下, 若系统提供有功功率大于负载消耗功率和逆变器损失功率之和, 则逆变器吸收多余有功功率, 直流侧电压上升; 反之, 直流侧电压下降。因此, 可以通过改变 θ 来控制直流母线总电压。

2.5 传统3D-SVPWM算法的改进

2.5.1 逆变器直流侧纹波电压对其交流侧电压的影响

由2.3节分析可知, 流过逆变器交流侧的谐波和不平衡电流, 会在其直流侧正、负极产生幅值相同、相位相反的纹波电压。以a相为例, 假设直流侧正、负极存在 h 次纹波电压:

$$\begin{cases} u_{dch,p} = \sqrt{2} U_{dch} \sin(h\omega t + \varphi_{dch}) \\ u_{dch,n} = -\sqrt{2} U_{dch} \sin(h\omega t + \varphi_{dch}) \end{cases} \quad (9)$$

其中, U_{dch} 和 φ_{dch} 分别为 h 次纹波电压的有效值和相角, $h=1, 2, \dots$ 。

则正、负极纹波电压差引起的逆变器交流侧a相输出电压变化量(负序、零序)为:

$$\delta u_a = S_{a,p} u_{dch,p} + S_{a,n} u_{dch,n} \quad (10)$$

分析表明, 直流侧正、负极纹波电压差主要为基频分量, 则略去高频分量后(即只考虑 $h=1$), 得到由逆变器直流侧正、负极纹波电压差引起的交流侧a相电压变化量, 其基波负序分量和基波零序分量为:

$$\begin{cases} \delta u_{a,1}^- = \frac{1}{3} N \sin(\omega t - \varphi_{dc1}) \\ \delta u_{a,1}^0 = N \sin(\omega t + \varphi_{dc1}) \end{cases} \quad (11)$$

$$N = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m U_{dc1} \quad (12)$$

奇数次谐波分量表达式为:

$$\delta u_{a,2k+1} = \frac{N}{1-4k^2} \sin[(2k+1)\omega t - \varphi_{dc1}] - \frac{N}{1-4(k+1)^2} \sin[(2k+1)\omega t + \varphi_{dc1}] \quad (13)$$

其中, $k=1, 2, \dots$ 。b、c相同理可推得。

2.5.2 改进的3D-SVPWM算法

在应用于三相四线制系统的传统3D-SVPWM算法中^[17-18], 三相调制比一致, 均为:

$$m = \frac{2\sqrt{2}U_s}{U_{dc}} \quad (14)$$

由式(11)~(13)可知,使用传统调制算法,逆变器直流侧正、负极纹波电压差会使其交流侧输出电压发生变化,变化量中含有基频负序分量、基频零序分量以及谐波分量,其幅值与直流正、负极纹波电压差幅值相近。虽然逆变器交流侧输出电压的变化量相对总电压不大,但是根据式(1),系统等效电压与逆变器输出电压之间的等效阻抗 x_{eq} 非常小(几十毫欧),所以仍然会给系统侧电流带来明显的不平衡和谐波分量。

为避免直流侧正、负极纹波电压差引起交流侧输出畸变,本文提出按照参考电压的符号分别设置正、负极调制比(以a相为例):

$$\begin{cases} m_{ap} = \frac{\sqrt{2}U_s}{u_{dc,p}} & u_{ref,a} > 0 \\ m_{an} = \frac{\sqrt{2}U_s}{u_{dc,n}} & u_{ref,a} < 0 \end{cases} \quad (15)$$

其中, $u_{dc,p} = U_{dc}/2 + \sum u_{deh,p}$ 、 $u_{dc,n} = U_{dc}/2 + \sum u_{deh,n}$ 分别为直流侧正极电压和负极电压的测量值; $u_{ref,a}$ 为a相参考电压指令。

b、c相同理可得。

将式(11)~(13)的调制比 m 替换成abc三相改进的正、负极调制比,得到交流侧三相输出电压变化量:

$$\delta u_a = \delta u_b = \delta u_c = 0 \quad (16)$$

由此可见,采取上述改进的调制比控制算法后,可以保证交流侧输出电压不含谐波或不平衡分量,从而系统侧电流也不含谐波或不平衡分量。若考虑开关周期的采样延迟,由于开关频率较高,其对输出电压的影响可以忽略。

实际运行中,若逆变器直流侧电压纹波过大,会影响系统稳定运行,因此必须进行中点平衡控制。文献[19]提出对于三相四线制三桥臂逆变器,如果某相的中点平衡因子大于0,那么在它的P状态和N状态下,流经逆变器交流侧的电流可以补偿其直流侧正、负极电压不平衡。因此可以将具有补偿能力的相的O状态持续时间分配给其P、N状态,以缓和直流侧电压不平衡^[17]。以a相为例,其基本方法如下。

假设a相具有补偿能力,从其O状态持续时间抽出 T_a 分配给P、N状态,如图4所示。图中, T_s 为一个开关周期; T_p 、 T_o 、 T_n 分别为调整前a相3种开关状态在一个开关周期内的持续时间; T_{ap} 、 T_{an} 分别为分配给P、N状态的补偿时间。在传统的中心控制中有:

$$T_{ap} = T_{an} = \frac{1}{2}T_a \quad (17)$$

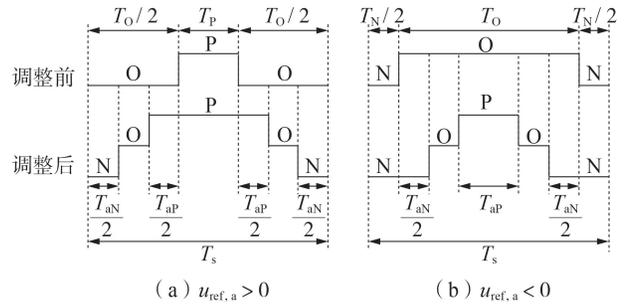


图4 a相开关状态调整图

Fig.4 Adjustment of phase-a switch status

根据冲量面积等效原理^[20],可推得平均分配补偿时间情况下的逆变器交流侧电压变化量为:

$$\delta u_a = T_{ap}u_{dc,p} - T_{an}u_{dc,n} = \frac{1}{2}T_a(u_{dc,p} - u_{dc,n}) \quad (18)$$

实际运行中, $u_{dc,p}$ 、 $u_{dc,n}$ 不可能完全相等,可见P、N状态补偿时间平均分配控制也会造成系统侧电流发生畸变。

为此,本文对P、N状态的补偿时间分配算法做如下修正:

$$\begin{cases} T_{an} = \frac{u_{dc,p}}{u_{dc,p} + u_{dc,n}} T_a \\ T_{ap} = \frac{u_{dc,n}}{u_{dc,p} + u_{dc,n}} T_a \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)代入式(18),得到修正后逆变器交流侧a相输出电压变化量为:

$$\delta u'_a = T_{ap}u_{dc,p} - T_{an}u_{dc,n} = 0 \quad (20)$$

可见按式(19)所示比例分配P、N状态补偿时间后,可消除逆变器交流侧电压的波动,从而抑制系统侧电流发生畸变。

3 仿真实证

为了验证本文提出的电能质量补偿器的可行性以及控制理论的正确性,利用MATLAB/Simulink构建模型进行仿真实验。电能质量补偿器的主电路结构见附录中图A1,非线性不平衡负载等效电路如图5所示,非线性及不平衡部分由a相并联全桥不控整流器构成。系统参数见附录中表A1。

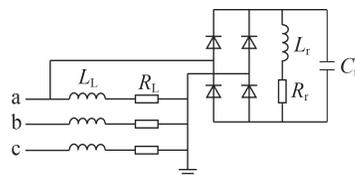


图5 非线性不平衡负载等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of nonlinear unbalanced load

图6为无功补偿的仿真结果。图中, Q_1 、 Q_2 分别为系统损耗无功和负载损耗无功。可以看出,尽管负载消耗的无功很大,但系统输出无功很小,补偿器具有很好的无功补偿功能。

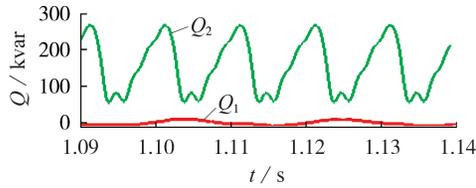


图 6 无功补偿的仿真结果

Fig.6 Simulative results of reactive power compensation

图 7 为谐波和不平衡补偿的仿真结果。可以看出,尽管负载侧电流中含有明显谐波及不平衡分量,但系统侧电流中几乎不含有谐波或不平衡分量。表 1、2 详细给出了负载侧和系统侧电流的谐波及不平衡分量,可见补偿器具有良好的补偿谐波和不平衡功能。

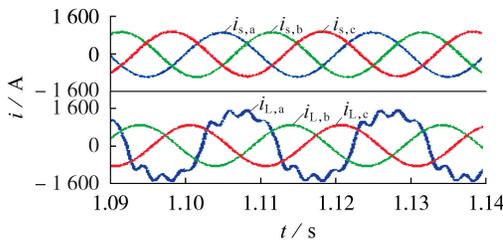


图 7 谐波和不平衡补偿的仿真结果

Fig.7 Simulative results of harmonic and unbalance compensation

表 1 a 相电流谐波补偿的仿真结果

Table 1 Simulative results of phase-a current harmonic compensation

谐波频率 / Hz	谐波电流含量 / %	
	系统侧	负载侧
150	0.15	13.01
250	0.07	8.58
350	0.10	10.12
450	0.09	5.90

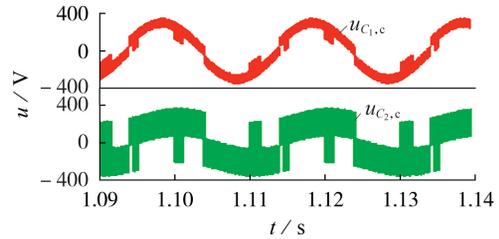
表 2 零序和负序电流补偿的仿真结果

Table 2 Simulative results of zero- and negative-sequence current compensation

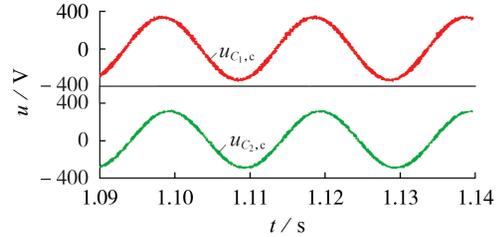
不平衡分量	电流 / A	
	系统侧	负载侧
零序	5	215
负序	5	215

图 8 为系统侧和负载侧并联电容器前后的电压波形,图中 $u_{C_1,c}$ 和 $u_{C_2,c}$ 分别为系统侧和负载侧的 c 相电压。可以看出,并联电容器前开关操作对电压影响明显,并联电容器后电压波形得到改善,这验证了并联电容器对开关频率谐波电压具有很好的滤除效果。

图 9 为逆变器直流侧电压控制的仿真结果,图中直流侧总电压控制在参考值附近,正、负极纹波电压差控制在较小范围内,直流电压控制效果好。



(a) 并联滤波电容 (C_1 和 C_2) 前



(b) 并联滤波电容 (C_1 和 C_2) 后

图 8 开关频率谐波抑制的仿真结果

Fig.8 Simulative results of switching frequency harmonic suppression

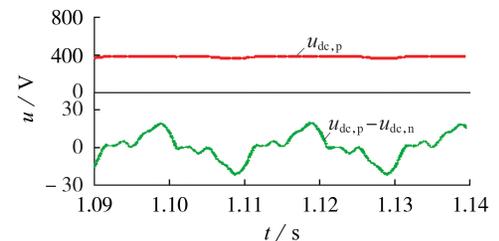


图 9 逆变器直流侧电压波形

Fig.9 Waveforms of DC-link voltage of inverter

附录中图 A2 与表 3 对比了改进前、后的 3D-SVPWM 算法。仿真在 $t=0$ 时采用传统 3D-SVPWM 算法和传统中点平衡控制(调制算法 I);在 $t=1$ s 时,仅采用正、负极调制比(调制算法 II);在 $t=1.15$ s 时,在采用正、负极调制比的基础上,添加按比例分配补偿时间的中点平衡控制(调制算法 III)。可以看出改进的调制算法极大地减小了系统侧电流的谐波及不平衡分量。

表 3 使用改进调制算法前、后的谐波电流与不平衡含量

Table 3 Harmonic currents and unbalanced components before and after using improved modulation algorithms

调制算法	零序电流 / A	负序电流 / A	a 相 3 次谐波电流含量 / %
I	200	15	1.43
II	40	25	0.23
III	5	5	0.15

图 10 比较了传统 APF 与新型电能质量补偿器补偿对非整数次 (120 Hz) 谐波的滤除效果,表 4 详细给出了使用 2 种拓扑的负载侧和系统侧谐波电流含量。可以看出,新型电能质量补偿器对非整数次谐波的补偿效果更好。

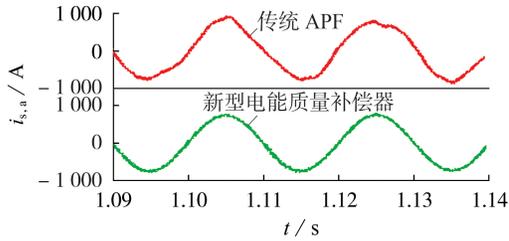


图10 传统APF与新型电能质量补偿器的谐波补偿效果的对比

Fig.10 Comparison of harmonic compensation effects between traditional APF and novel power quality compensator

表4 负载侧和系统侧谐波电流含量

Table 4 Harmonic currents at load side and system side

拓扑	120 Hz 谐波电流含量 / A	
	负载侧	系统侧
传统 APF	402.50	74.47
新型电能质量补偿器	404.26	3.77

4 结语

本文对基于 TNPC 三电平逆变器的电能质量补偿器应用于三相四线制配网系统时,采用传统 3D-SVPWM 算法与平均分配补偿时间进行中点平衡控制会使系统侧电流产生谐波和不平衡分量的原因进行了深入分析,并提出了改进的 3D-SVPWM 算法,即分别处理正、负极电压调制比与按比例分配补偿时间。最后通过仿真进行验证,结果表明采用改进的调制算法后,系统侧电流质量得到了明显改善。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

[1] 周建丰,顾亚琴,韦寿祺. SVC 与 STATCOM 的综合比较分析[J]. 电力自动化设备,2007,27(12):57-60.
ZHOU Jianfeng, GU Yaqin, WEI Shouqi. Comprehensive comparative analysis of SVC and STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(12): 57-60.

[2] 成佳富,何志兴,周钦贤,等. LC 耦合式级联 STATCOM 及其控制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(10):127-132,139.
CHENG Jiafu, HE Zhixing, ZHOU Qinxian, et al. LC coupled cascaded STATCOM and its control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(10): 127-132, 139.

[3] 郑诗程,徐礼萍,郎佳红,等. 基于重复 PI 控制和前馈控制的静止无功发生器[J]. 电工技术学报,2016,31(6):219-225.
ZHENG Shicheng, XU Liping, LANG Jiahong, et al. Static var generator based on repetitive PI control and feedforward control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 219-225.

[4] 马春明,解大,余志文,等. SVG 的电压控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(3):96-99.
MA Chunming, XIE Da, YU Zhiwen, et al. Voltage control strategy of SVG[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(3): 96-99.

[5] 邱大强,李群湛,周福林,等. 基于背靠背 SVG 的电气化铁路电

能质量综合治理[J]. 电力自动化设备,2010,30(6):36-39.

QIU Daqiang, LI Qunzhan, ZHOU Fulin, et al. Comprehensive power quality control of electric railway based on back-to-back SVG[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 36-39.

- [6] 熊桥坡,罗安,马伏军. 模块化多电平 SVG 负序补偿容量比较[J]. 中国电机工程学报,2014,34(24):4049-4056.
XIONG Qiaopo, LUO An, MA Fujun. Comparison of negative sequence compensation capacity between SVGs based on modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4049-4056.
- [7] 彭程,李文才,陈欢欢,等. 并联型 APF 补偿电容性非线性负载谐波放大效应的抑制研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2019, 40(3):53-58.
PENG Cheng, LI Wencai, CHEN Huanhuan, et al. Study on the suppression of capacitive nonlinear load harmonic amplification by shunt APF[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2019, 40(3): 53-58.
- [8] 黄海宏,王钰,许若冰,等. 双环重复控制三相四线制有源电力滤波器[J]. 电力自动化设备,2016,36(4):40-45.
HUANG Haihong, WANG Yu, XU Ruobing, et al. Three-phase four-wire active power filter with dual-loop repetitive control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4): 40-45.
- [9] 黄海宏,魏阳超,王海欣,等. 特定次谐波滤波除锁相在有源电力滤波器中的应用[J]. 电力自动化设备,2019,39(12):36-40.
HUANG Haihong, WEI Yangchao, WANG Haixin, et al. Application of specific harmonic filtering phase lock in APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12): 36-40.
- [10] 张国荣,李奉顺,蒋继勇. 基于电感电流和重复预测的 APF 数字电流控制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(6):190-194.
ZHANG Guorong, LI Fengshun, JIANG Jiyong. Digital current control of APF based on inductance current and repetitive predictor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 190-194.
- [11] GALI V, GUPTA N, GUPTA R A. Mitigation of power quality problems using shunt active power filters: a comprehensive review[C]//2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Siem Reap, Cambodia: IEEE, 2017: 1100-1105.
- [12] MORAN L, MORA E, WALLACE R, et al. Line conditioning system with simple control strategy and fast dynamic response[J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 1995, 142(2): 128-134.
- [13] LIANG Y, NWANKPA C O. A power-line conditioner based on flying-capacitor multilevel voltage-source converter with phase-shift SPWM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(4): 965-971.
- [14] 张承慧,邢相洋,陈阿莲,等. T 型三电平光伏并网逆变器环流抑制和中点平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14):3909-3919.
ZHANG Chenghui, XING Xiangyang, CHEN Ailian, et al. Investigation of circulating currents suppression and neutral point balancing in parallel three-level T-type inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3909-3919.
- [15] 马彬涵,王久和. 三电平 TNPC 型并网逆变器功率控制研究[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2016, 31(1): 17-22.
MA Binhan, WANG Jiube. Power control of three-level TNPC grid-connected inverter[J]. Journal of Beijing Information Science & Technology University, 2016, 31(1): 17-22.
- [16] 张百乐,王久和,赵凤娇. TNPC 型光伏并网逆变器的 PCHD

- 建模与控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(增刊):204-210.
ZHANG Baile,WANG Jiuhe,ZHAO Fengjiao. The PCHD model and control of TNPC PV grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(Supplement):204-210.
- [17] 张国荣,吴一鸣,彭勃,等. 三相四线制三电平变流器的优化调制策略[J]. 电力系统自动化,2018,42(22):277-287.
ZHANG Guorong,WU Yiming,PENG Bo,et al. Optimal modulation strategy for three-phase four-wire three-level converter[J]. Automation of Electric Power Systems,2018,42(22):277-287.
- [18] 薛硕,申淑丽,吴迪. 三电平逆变器简化3D-SVPWM策略研究[J]. 大功率变流技术,2017(1):9-12.
XUE Shuo,SHEN Shuli,WU Di. Research on simplified 3D-SVPWM method for three-level inverter[J]. High Power Converter Technology,2017(1):9-12.
- [19] 唐健,邹旭东,何英杰,等. 三相四线制三电平变流器新型三维矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报,2009,29(36):9-17.
TANG Jian,ZOU Xudong,HE Yingjie,et al. Novel 3-D space vector modulation scheme for three-phase four-wire tri-level converter[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(36):9-17.
- [20] 李旭,谢运祥. PWM技术实现方法综述[J]. 电源技术应用,2005,8(2):51-55.
LI Xu,XIE Yunxiang. Summarization of methods to realize PWM technology[J]. Power Supply Technologies and Applications,2005,8(2):51-55.

作者简介:



朱非白

朱非白(1994—),女,浙江衢州人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用(**E-mail**:1554128647@qq.com);

江道灼(1960—),男,福建福州人,教授,博士研究生导师,通信作者,主要研究方向为直流输电、电力电子及FACTS应用技术等(**E-mail**:dzjiang@zju.edu.cn);

梁一桥(1963—),男,浙江温州人,研究员,博士,从事电力电子在电力系统应用技术研究工作(**E-mail**:yiqiao@qq.com)。

(编辑 李莉)

Novel power quality compensator based on T-type three-level topology

ZHU Feibai,JIANG Daozhuo,LIANG Yiqiao

(College of Electrical Engineering,Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: For three-phase four-wire distribution system, a novel power quality compensator topology based on TNPC (T-type Neutral Point Clamped) three-level inverter is proposed. The working principle of the new power quality compensator is introduced briefly. The cause of the DC-link voltage fluctuation of the inverter in the new power quality compensator and the fundamental reason of the unbalanced current and harmonic components caused by the traditional 3D-SVPWM (3-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation) scheme are analyzed in detail. Then an improved modulation scheme is proposed to solve the above problem by processing the positive and negative voltage modulation ratio respectively and distributing the compensation time in the neutral-point balancing control on proportion. The simulative results on MATLAB/Simulink platform show that the proposed improved control scheme can achieve reactive power compensation, harmonic suppression and load balancing simultaneously through simple control strategy, and the compensation effect is good.

Key words: TNPC three-phase topology; electric inverters; power quality; 3D-SVPWM; harmonic analysis; compensation

附录

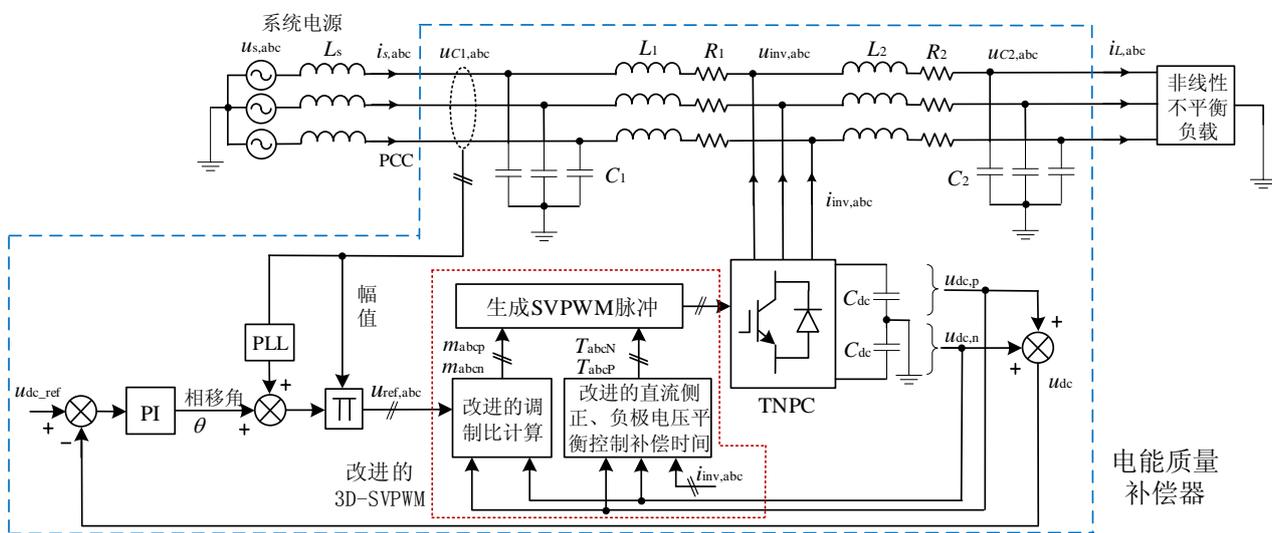


图 A1 新型电能质量补偿器主电路

Fig.A1 Main circuit of novel power quality compensator

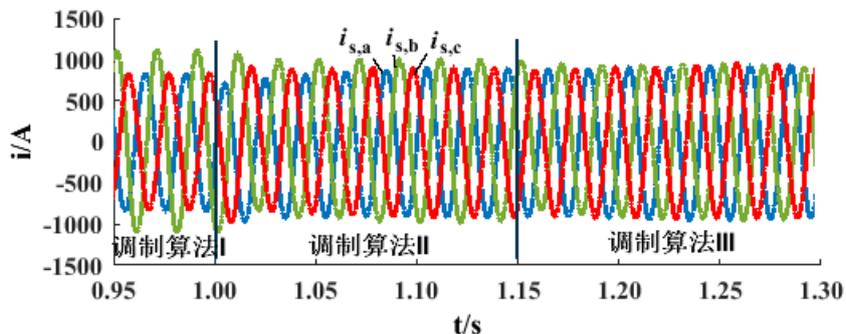


图 A2 采用改进调制算法前、后的系统侧电流波形

Fig.A2 Waveforms of system current before and after using improved modulation schemes

表 A1 仿真系统参数

Table A1 Parameters of simulation system

参数	数值	参数	数值
系统相电压有效值 U_s	231 V	负载等效阻抗 L_L, R_L	0.314 Ω , 500 μH
系统等效阻抗 L_s	50 μH	负载非线性部分等效阻抗 L_r, R_r, C_r	0.3 Ω , 10 mH, 1 mF
系统侧滤波电感 L_1 及其直流电阻 R_1	150 μH , 4.7 m Ω	逆变器直流参考电压 U_{dc_ref}	760 V
系统侧滤波电容 C_1	150 μF	逆变器直流侧正、负极电容 C_{dc}	40 mF
负载侧滤波电感 L_2 及其直流电阻 R_2	170 μH , 5 m Ω	开关频率 f_s	5 kHz
负载侧滤波电容 C_2	200 μH	PI 参数值 k_p, k_i	$7 \times 10^{-4}, 7 \times 10^{-2}$