过移相和欠移相对 12 脉波整流系统的影响及抑制措施

高 蕾,孟凡刚,杨世彦,杨 威
(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:根据自耦变压器的绕组结构和电气量之间的关系,分析了移相角与绕组匝数的关系。定量分析了移相角与输入电流总谐波畸变率和输出电压纹波系数之间的关系,分析表明过移相和欠移相均会使输入电流总谐波畸变率和输出电压纹波系数增大;为抑制输入电流中的非特征次谐波,提出了谐波抑制电抗器和相间电抗器相结合的 12 脉波整流系统,该系统结构简单、对称性好。仿真和实验结果表明了理论分析的正确性,所提多脉波整流系统可有效抑制输入电流中的非特征次谐波,减少过移相和欠移相对 12 脉波整流系统的影响。

关键词:12 脉波整流系统;过移相;欠移相;谐波抑制电抗器;谐波分析
中图分类号:TM 46 **文献标识码**:A DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.013

0 引言

多脉波整流技术是大功率整流系统抑制输入电流谐波的主要方法,因其具有实现简单、可靠性高和电磁兼容性好等优点而受到越来越多的关注[1]。在多脉波整流系统中,需要使用移相变压器产生几组存在一定相位差的三相电压对整流桥供电,使 1 个整流桥产生的谐波可以被其他整流桥产生的谐波所抵消,达到抑制输入电流谐波的目的[2-3]。因此,移相变压器是多脉波整流系统的必需器件[4]。

多脉波整流系统所用移相变压器主要分为 3 类。在输入与输出电压等级差别较大的场合,从安全角度考虑,需要使用隔离式变压器作为移相变压器,如 Y/△/Y[5-6]和△/△/Y[7-8]型变压器。隔离变压器的容量约为输出功率的 105%,因此,隔离式变压器的使用会增加多脉波整流系统的成本和体积[1]。在只移相而不升降压的场合,可以使用移相电抗器作为移相变压器。由于移相电抗器串联在主电路中,需要的线圈匝数较少,可以显著降低多脉波整流系统的体积和成本[9-10]。然而,由于移相电抗器结构的原因,使用移相电抗器的多脉波整流系统只能降低特征次谐波电流幅值,而不能完全抑制[10-12]。在输入与输出电压相差不大的场合,可以使用多相自耦变压器作为移相变压器[1]。自耦变压器绕组的交互联结形式使得需要通过电磁耦合传递的能量仅为输出功率的很小一部分,且能完全抑制输入电流中的特征次谐波,因此,基于自耦变压器结构的多脉波整流系统在非隔离场合得到了越来越多的应用[13-15]。由于三角形联结自耦变压器能够为三倍频电流提供回路,且其设计合理时容量仅为 12 脉波整流系统输出功率的 18%左右,因此,该类变压器是应用最为广泛的移相变压器[15]。

以 12 脉波整流系统为例,为抑制输入电流中的特征次谐波,需要使自耦变压器输出的 2 组三相电压存在 30° 的相位差,且输出电压幅值相等。当满足该条件时,三角形联结自耦变压器原边绕组与副边绕组的匝比为$\sqrt{3}/(2-\sqrt{3})$,该匝比为非整数[15]。因此,在设计自耦变压器时,需要将匝比近似为 2 个整数的比值。这种近似会使自耦变压器输出的 2 组三相电压的相位差不再是 30°,进而导致系统不能完全抑制输入电流中的特征次谐波。本文定量分析了匝比近似对 12 脉波整流系统性能的影响,并提出了相应的措施抑制匝比近似导致的非特征次谐波。

收稿日期:2013-12-11;**修回日期**:2014-12-02

1 过移相和欠移相产生原因

图 1 所示为三角形联结自耦变压器相量图。在图 1 中,当移相角 β 大于 15° 时,称变压器工作于过移相状态;当移相角 β 小于 15° 时,称变压器工作于欠移相状态。下面分析过移相和欠移相产生的原因。

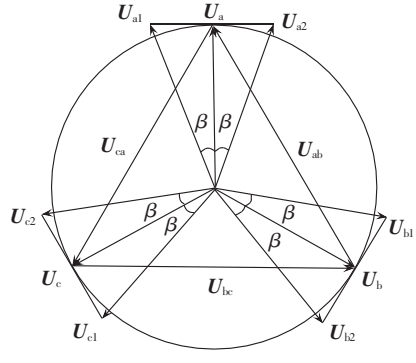


图 1 三角形联结自耦变压器的电气量间的关系
Fig.1 Relationship among electrical variables of delta-connected autotransformer

图 2 所示为三角形联结自耦变压器绕组结构图。图 2 中,N_p 和 N_q 分别为原边绕组和副边绕组匝数。

自耦变压器原边绕组和副边绕组匝比定义为:

$$k=N_p/N_q \tag{1}$$

当移相角 β 等于 15° 时,根据相量图可以得到:

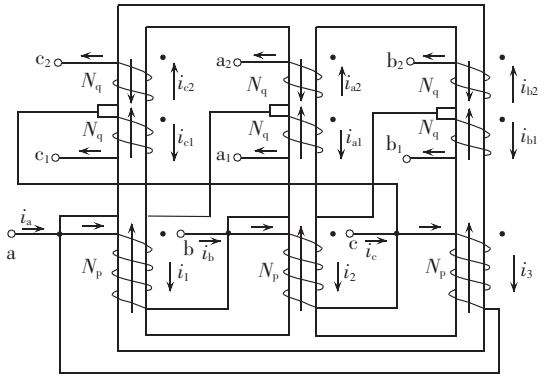


图2 三角形联结自耦变压器绕组结构

Fig.2 Winding configuration of delta-connected autotransformer

$$\tan\beta=\frac{\sqrt{3}N_q}{N_p}=2-\sqrt{3} \tag{2}$$

即：

$$k=\frac{N_p}{N_q}=\frac{\sqrt{3}}{2-\sqrt{3}} \tag{3}$$

当原边绕组匝数 N_p 增大，副边绕组匝数 N_q 保持不变时，匝比 k 将变大，$\tan\beta$ 将小于 $2-\sqrt{3}$，这会导致移相角 β 小于15°；类似地，当副边绕组匝数 N_q 减少，原边绕组匝数 N_p 保持不变时，移相角 β 也将小于15°。因此，原边绕组匝数增多和副边绕组匝数减少均会使变压器工作于欠移相状态。

当原边绕组匝数 N_p 减小，副边绕组匝数 N_q 保持不变时，匝比 k 将变小，$\tan\beta$ 将大于 $2-\sqrt{3}$，这会导致移相角 β 大于15°；类似地，当副边绕组匝数 N_q 增大，原边绕组匝数 N_p 保持不变时，移相角 β 也将大于15°。因此，原边绕组匝数减少和副边绕组匝数增多均会使变压器工作于过移相状态。

2 过移相和欠移相对输入电流的影响

图3所示为使用自耦变压器的12脉波整流系统。图中，零序电流抑制变压器ZSBT(Zero Sequence Blocking Transformer)主要用于抑制三倍频电流形成的零序电流[15]；相间电抗器IPR(Inter-Phase Reactor)的主要作用是吸收2个整流桥输出电压的瞬时差，保证2个整流桥正常工作。

假设输入电压为：

$$\begin{cases}u_a=U_m\sin(\omega t)\\u_b=U_m\sin(\omega t-2\pi/3)\\u_c=U_m\sin(\omega t+2\pi/3)\end{cases} \tag{4}$$

根据相量图，可以得到自耦变压器输出电压为：

$$\begin{cases}u_{a1}=U_{ml}\sin(\omega t+\beta)\\u_{b1}=U_{ml}\sin(\omega t-2\pi/3+\beta)\\u_{c1}=U_{ml}\sin(\omega t+2\pi/3+\beta)\\u_{a2}=U_{ml}\sin(\omega t-\beta)\\u_{b2}=U_{ml}\sin(\omega t-2\pi/3-\beta)\\u_{c2}=U_{ml}\sin(\omega t+2\pi/3-\beta)\end{cases} \tag{5}$$

式(5)中的 U_{ml} 与式(4)中 U_m 的关系满足：

$$\cos\beta=U_m/U_{ml} \tag{6}$$

在电感负载下，可以得到自耦变压器各相输出电流为：

$$\begin{cases}i_{a1}=\sum\limits_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\sin[k(\omega t+\beta)]\\i_{b1}=\sum\limits_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\sin\left[k\left(\omega t+\beta-\frac{2}{3}\pi\right)\right]\\i_{c1}=\sum\limits_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\sin\left[k\left(\omega t+\beta+\frac{2}{3}\pi\right)\right]\\i_{a2}=\sum\limits_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\sin[k(\omega t-\beta)]\\i_{b2}=\sum\limits_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\sin\left[k\left(\omega t-\beta-\frac{2}{3}\pi\right)\right]\\i_{c2}=\sum\limits_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\sin\left[k\left(\omega t-\beta+\frac{2}{3}\pi\right)\right]\end{cases} \tag{7}$$

根据图2和图3，可以得到自耦变压器各相输入电流为：

$$\begin{cases}i_a=i_{a1}+i_{a2}+\frac{\tan\beta}{\sqrt{3}}(i_{c2}-i_{b2}+i_{b1}-i_{c1})\\i_b=i_{b1}+i_{b2}+\frac{\tan\beta}{\sqrt{3}}(i_{a2}-i_{c2}+i_{c1}-i_{a1})\\i_c=i_{c1}+i_{c2}+\frac{\tan\beta}{\sqrt{3}}(i_{b2}-i_{a2}+i_{a1}-i_{b1})\end{cases} \tag{8}$$

下面以a相为例，分析过移相和欠移相对输入电流的影响。将式(6)和式(7)代入式(8)，可以得到a相输入电流的表达式如式(9)所示。

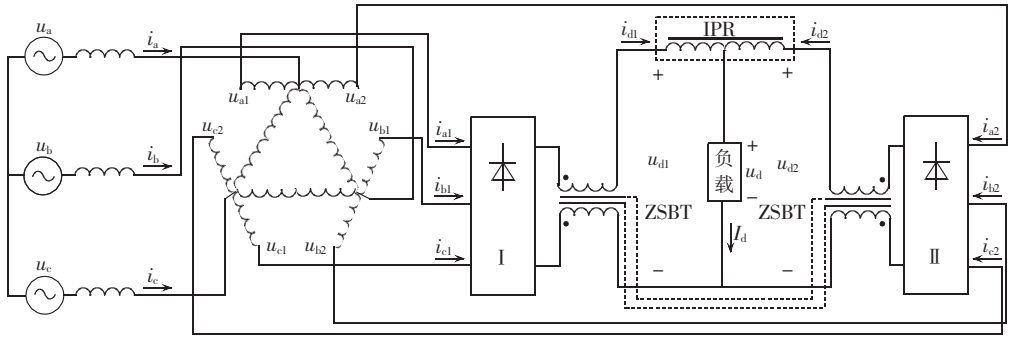


图3 12脉波整流系统

Fig.3 12-pulse rectifier system

$$i_a=\sum_{k=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{4I_d}{k\pi}\cos\frac{k\pi}{6}\left[\cos(k\beta)+\frac{\tan\beta}{\sqrt{3}}\sin\frac{2k\pi}{3}2\sin(k\beta)\right]\sin(k\omega t) \quad (9)$$

分析式(9)可知,当 $\beta=15°$ 时,输入电流 i_a 中不含有 $12k\pm1$、$12k\pm2$、…、$12k\pm6$ 次谐波。计算式(9)中的基波电流和各次谐波电流有效值,并将其代入总谐波畸变率(THD)计算公式,得到 THD 为:

$$\mathrm{THD}=\frac{\sqrt{\sum_{k=5,7,\cdots}^{\infty}\left\{\left[\cos(k\beta)+2\frac{\tan\beta}{\sqrt{3}}\sin\frac{2k\pi}{3}\sin(k\beta)\right]/k\right\}^2}}{\cos\beta+\tan\beta\sin\beta} \quad (10)$$

由式(10)可以得到图 4 所示的移相角与输入电流 THD 值的关系曲线。从该图可知,当 $\beta=15°$ 时,输入电流 THD 值最小,最小值约为 15.22%;无论移相角大于 15° 还是小于 15°,THD 值均大于 15.22%,这表明无论是过移相还是欠移相均会使输入电流 THD 值变大;该曲线关于 15° 对称,这表明过移相相同的角度和欠移相相同的角度对输入电流 THD 值影响相同。

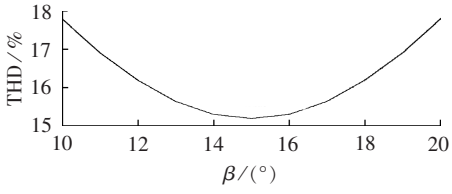


图 4 移相角与输入电流 THD 值的关系

Fig.4 Relationship between phase-shift angle and input current THD

根据自耦变压器的相量图,可以得到移相角与原、副边绕组匝数比 k 的关系为:

$$\tan\beta=\sqrt{3}/k \quad (11)$$

根据式(11)可以确定移相角与绕组匝数之间的关系。在 MATLAB 软件中建立不同移相角时的移相变压器模型,仿真分析了换相角从 9°~20° 之间的 11 组不同移相角对 12 脉波整流系统的影响。仿真时,保持输入电压和负载不变。

图 5 所示为不同移相角下各次谐波有效值与基波电流的有效值之比 $r_i(i=5,7,11,13)$。由图 5 可以得到以下结论:随着移相角的增大,5 次和 7 次等非特征次谐波含量先减小后增大;在移相角等于 15° 时,5 次和 7 次谐波含量近似为 0;随着移相角的增大,11 次和 13 次谐波含量先增大后减少;移相角等于 15° 时,11 次和 13 次谐波含量最大。由于 12 脉波整流系统中的特征次谐波为 $12n\pm1$(n 为正整数),5 次和 7 次谐波为非特征次谐波,因此,过移相和欠移相会导致输入电流中含有非特征次谐波,并且非特征次谐波的有效值随着移相角偏移 15° 程度的增大而增大。

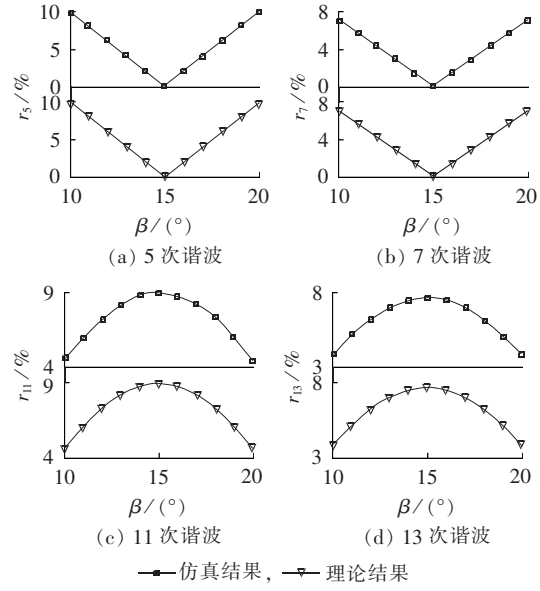


图 5 不同移相角下各次谐波与基波电流有效值之比

Fig.5 Ratio of harmonic current to fundamental current vs. phase-shift angle for different harmonic orders

3　过移相和欠移相对负载电压的影响

根据调制理论可得 2 组整流桥的输出电压满足:

$$\begin{cases}u_{d1}=u_{a1}S_{a1}+u_{b1}S_{b1}+u_{c1}S_{c1}\\u_{d2}=u_{a2}S_{a2}+u_{b1}S_{b2}+u_{c1}S_{c2}\end{cases} \quad (12)$$

其中,S_{a1}、S_{b1}、S_{c1}、S_{a2}、S_{b2}、S_{c2} 分别为 2 组整流桥各相的开关函数。

图 6 所示为开关函数 S_{a1}。理想条件下,其余各相开关函数与 a_1 相开关函数的关系满足:

$$\begin{cases}S_{b1}=S_{a1}\angle-120°\\S_{c1}=S_{a1}\angle120°\end{cases},\quad\begin{cases}S_{a2}=S_{a1}\angle-30°\\S_{b2}=S_{b1}\angle-30°\\S_{c2}=S_{c1}\angle-30°\end{cases} \quad (13)$$

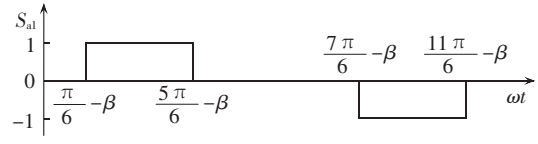


图 6 理想状态下 a_1 相开关函数

Fig.6 Ideal switching function for phase a_1

将式(5)和式(13)代入式(12)可得 2 个整流桥的输出电压为:

$$u_{d1}=\begin{cases}\sqrt{3}\,U_{m1}\cos(\omega t+\beta-k\times60°)\\\quad\omega t\in[k\times60°,k\times60°+30°-\beta]\\\sqrt{3}\,U_{m1}\cos(\omega t-60°+\beta-k\times60°)\\\quad\omega t\in[k\times60°+30°-\beta,(k+1)\times60°]\end{cases}$$

$$u_{d2}=\begin{cases}\sqrt{3}\,U_{m1}\cos(\omega t-\beta-k\times60°)\\\quad\omega t\in[k\times60°,k\times60°+30°+\beta]\\\sqrt{3}\,U_{m1}\cos(\omega t-60°-\beta-k\times60°)\\\quad\omega t\in[k\times60°+30°+\beta,(k+1)\times60°]\end{cases} \quad (14)$$

其中,$k=0,1,2,\cdots$。

由图 3 可以得到负载电压为:

$$u_d=(u_{d1}+u_{d2})/2 \tag{15}$$

将式(14)代入式(15)得到负载电压为：

$$u_d=\begin{cases}\sqrt{3}\,U_{m1}\cos\beta\cos(\omega t-k\times60°)\\ \quad \omega t\in[k\times60°,k\times60°+30°-\beta]\\ \sqrt{3}\,U_{m1}\cos(\beta-30°)\cos(\omega t-30°-k\times60°)\\ \quad \omega t\in[k\times60°+30°-\beta,k\times60°+30°+\beta]\\ \sqrt{3}\,U_{m1}\cos\beta\cos(\omega t-60°-k\times60°)\\ \quad \omega t\in[k\times60°+30°+\beta,(k+1)\times60°]\end{cases} \tag{16}$$

定义负载电压纹波系数为：

$$K=\frac{u_{dmax}-u_{dmin}}{2u_{dav}} \tag{17}$$

其中，u_{dmax}、u_{dmin} 和 u_{dav} 分别为负载电压最大值、最小值和平均值。

由式(16)可得 u_{dmax}、u_{dmin} 和 u_{dav} 分别为：

$$\begin{aligned}u_{dmax}&=\begin{cases}\sqrt{3}\,U_{m1}\cos(30°-\beta) & \beta\geqslant15°\\ \sqrt{3}\,U_{m1}\cos\beta & \beta\leqslant15°\end{cases}\\ u_{dmin}&=\sqrt{3}\,U_{m1}\cos\beta\cos(30°-\beta)\\ u_{dav}&=3\sqrt{3}\,U_{m1}/\pi\end{aligned} \tag{18}$$

将式(18)代入式(17)，可以得到负载电压纹波系数与移相角的关系，如式(19)所示。

$$K=\begin{cases}\dfrac{\pi}{6}(1-\cos\beta)\cos(30°-\beta) & \beta\geqslant15°\\ \dfrac{\pi}{6}[1-\cos(30°-\beta)]\cos\beta & \beta\leqslant15°\end{cases} \tag{19}$$

根据式(19)可以绘制移相角与负载电压纹波系数的关系曲线，如图7所示。由图7可知，负载电压纹波系数与移相角的关系和输入电流THD值与移相角的关系类似，当且仅当移相角等于15°时，纹波系数最小，即无论是过移相还是欠移相都会使纹波系数增大。

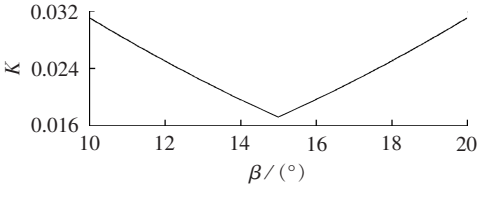


图7 移相角与负载电压纹波系数关系

Fig.7 Relation between phase-shift angle and voltage ripple coefficient

4 过移相和欠移相抑制措施研究

在文献[16]中，Dudi. A. Rendusara 等分析了谐波抑制电抗器HBR(Harmonic Blocking Reactor)对输入电压不平衡的抑制作用，并将其应用于分别使用△/Y/△变压器和三角形联结自耦变压器的整流系统；文献[17]对其进行了扩展，将其应用于使用多边形自耦变压器的六相整流系统。在文献[16-17]中，HBR的主要作用是抑制输入电压不平衡导致的非特征次谐波。由于过移相和欠移相都会导致非特征次谐波的产生，为此，本节将在文献[16-17]的基础上，分析HBR的绕组可行性布置方案，通过计算各相HBR压降和HBR对各次谐波的阻抗，寻找HBR最优结构，并将该最优结构应用于抑制过移相和欠移相产生的非特征次谐波。图8所示为文献[16]给出的使用HBR的12脉波整流系统，图9所示为HBR的第3个芯柱绕组结构图。

根据图9可以得到该芯柱的磁动势方程为：

$$\sum NI=N_1i_{c1}+N_2i_{b2}-N_2i_{c2} \tag{20}$$

图10所示为各相电流基波磁通抵消相量图。

根据式(20)和图10可知，若 $N_1:N_2=\sqrt{3}:1$，则基波电流产生的磁通相互抵消，实现基波电流零阻抗。应用类似分析方法可得，图9中HBR绕组结构会使5次和7次谐波电流产生的磁通不等于0，即会对5次和7次谐波电流产生一定的阻抗。

事实上，当自耦变压器移相角为 π/2 时，HBR的绕组结构有多种布置方案。从保证系统对称性和HBR结构最简角度出发，图11给出了其中的12种方案。在这12种方案中，方案1和方案9中谐波抑制电抗器匝数比满足 $N_1:N_2=\sqrt{3}:1$，其余各方案中匝

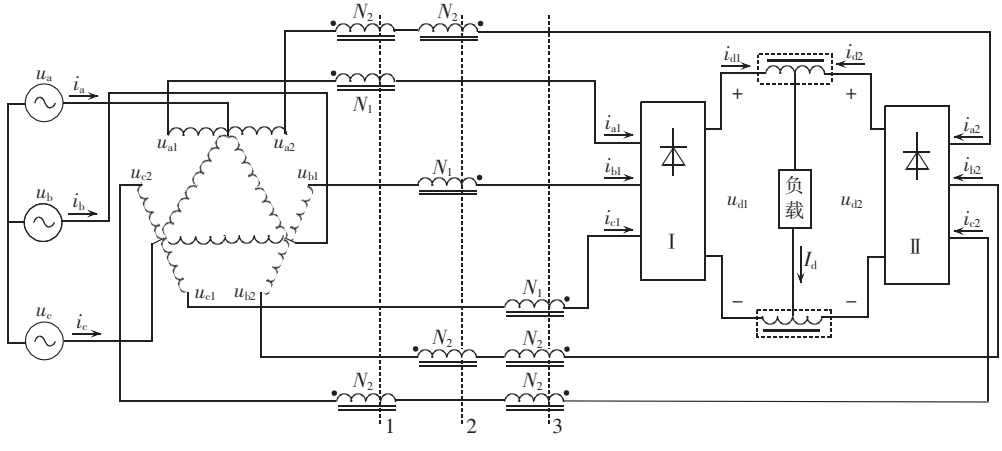


图8 由HBR和双IPR组成的12脉波整流系统

Fig.8 12-pulse rectifier system composed of one HBR and two IPRs

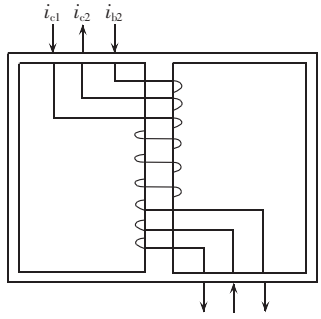


图 9 HBR 绕组结构图

Fig.9 Winding configuration of HBR

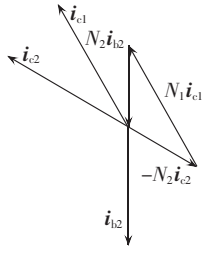
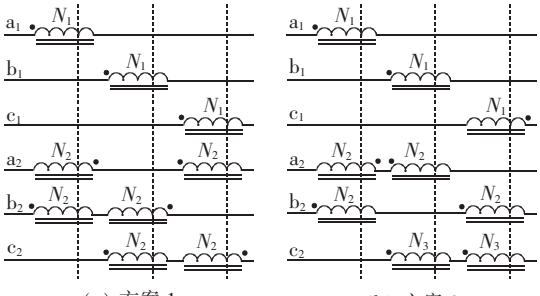


图 10 各相基波电流和磁通相量图

Fig.10 Phasor diagram of fundamental phase currents and fluxes

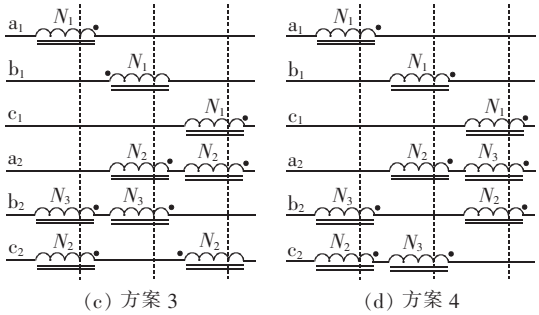
数比满足 $N_1:N_2:N_3=\sqrt{3}:1:2$。

对于谐波抑制电抗器,线圈电感与匝数的平方成正比,即在方案 1 和方案 9 中绕组电感满足:



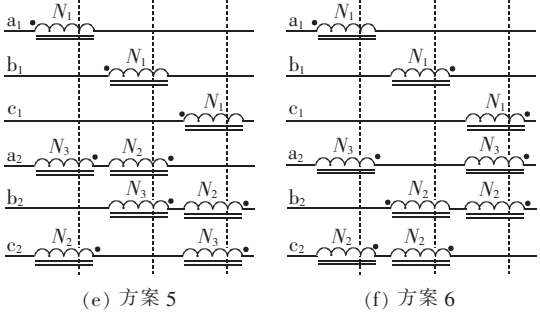
(a) 方案 1

(b) 方案 2



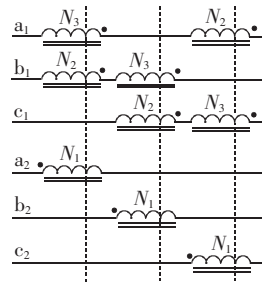
(c) 方案 3

(d) 方案 4

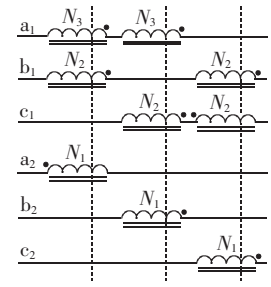


(e) 方案 5

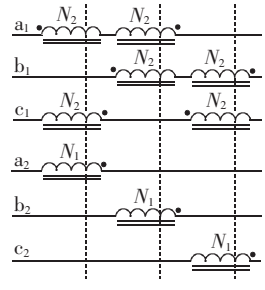
(f) 方案 6



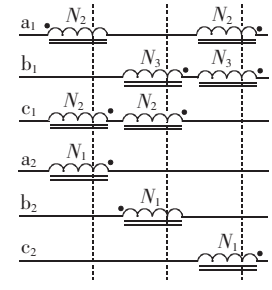
(g) 方案 7



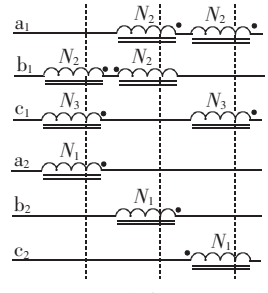
(h) 方案 8



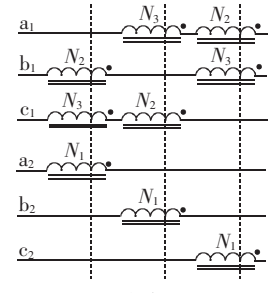
(i) 方案 9



(j) 方案 10



(k) 方案 11



(l) 方案 12

图 11 HBR 绕组布置方案

Fig.11 Winding configuration schemes of HBR

$$L_{N1}:L_{N2}=3:1 \tag{21}$$

其余方案中绕组电感满足:

$$L_{N1}:L_{N2}:L_{N3}=3:1:4 \tag{22}$$

根据式(21)、式(22)和欧姆定律,可以得到各相所接入的 HBR 压降(归一化值)比较,如表 1 所示。表 1 中,k_c 为耦合系数。

分析表 1 可知,方案 2、方案 3、方案 6、方案 8、方案 10 和方案 11 中的 HBR 压降均不相等,不相等的压降可能会加剧系统的不对称,因此这 6 种方案不适合实际应用;方案 1 和方案 9 中各相谐波抑制电抗器压降有效值近似相等,因此这 2 种方案对称性最好。

HBR 的本质是使基波电流产生的磁通为 0,谐波电流产生的磁通不为 0,即对基波电流表现为零阻抗,而对谐波电流表现为高阻抗。表 2 所示为方案 1、方案 4、方案 5、方案 7、方案 9、方案 12 对各次谐波的阻抗(归一化值)。

对比表 2 所示的各次谐波阻抗可以得到,方案 7 的 5 次和 7 次谐波阻抗有效值要小于其他 5 种方案,而其他 5 种方案的 5 次和 7 次谐波阻抗有效

表1 各相所接HBR压降有效值比较

Table 1 Comparison of RMS of HBR voltage drop among different phases for different schemes

方案	HBR压降					
	a_1	b_1	c_1	a_2	b_2	c_2
1	3	3	3	$2\sqrt{3}k_c$	$2\sqrt{3}k_c$	$2\sqrt{3}k_c$
2	3	$3+3\sqrt{3}k_c$	$3\sqrt{3}k_c-3$	$(3+2\sqrt{3})k_c$	$2+k_c$	$8+4k_c$
3	$3+3\sqrt{3}k_c$	$3\sqrt{3}k_c-3$	3	$2+k_c$	$8+4k_c$	$(3+2\sqrt{3})k_c$
4	$3+3\sqrt{3}k_c$	$3+3\sqrt{3}k_c$	$3+3\sqrt{3}k_c$	$5+(4+3\sqrt{3})k_c$	$5+(4+3\sqrt{3})k_c$	$5+(4+3\sqrt{3})k_c$
5	$3\sqrt{3}k_c-3$	$3\sqrt{3}k_c-3$	$3\sqrt{3}k_c-3$	$5+(4-3\sqrt{3})k_c$	$5+(4-3\sqrt{3})k_c$	$5+(4-3\sqrt{3})k_c$
6	$3\sqrt{3}k_c-3$	3	$3+3\sqrt{3}k_c$	$8+4k_c$	$(3+2\sqrt{3})k_c$	$2+k_c$
7	$5+(4-3\sqrt{3})k_c$	$5+(4-3\sqrt{3})k_c$	$5+(4-3\sqrt{3})k_c$	$3\sqrt{3}k_c-3$	$3\sqrt{3}k_c-3$	$3\sqrt{3}k_c-3$
8	$8+4k_c$	$2+k_c$	$(3+2\sqrt{3})k_c$	$3\sqrt{3}k_c-3$	$3+3\sqrt{3}k_c$	3
9	$2\sqrt{3}k_c$	$2\sqrt{3}k_c$	$2\sqrt{3}k_c$	3	3	3
10	$(3+2\sqrt{3})k_c$	$8+4k_c$	$2+k_c$	3	$3\sqrt{3}k_c-3$	$3+3\sqrt{3}k_c$
11	$2+k_c$	$(3+2\sqrt{3})k_c$	$8+4k_c$	$3+3\sqrt{3}k_c$	3	$3\sqrt{3}k_c-3$
12	$5+(4+3\sqrt{3})k_c$	$5+(4+3\sqrt{3})k_c$	$5+(4+3\sqrt{3})k_c$	$3+3\sqrt{3}k_c$	$3+3\sqrt{3}k_c$	$3+3\sqrt{3}k_c$

表2 各方案谐波阻抗比较

Table 2 Comparison of harmonic resistance among different schemes

谐波次数	谐波阻抗					
	方案1	方案4	方案5	方案7	方案9	方案12
1	0	0	0	0	0	0
3	$\sqrt{3}$	$2\sqrt{3}\angle-\pi/3$	$2\sqrt{3}\angle-2\pi/3$	$\sqrt{3}\angle\pi/6$	$\sqrt{3}\angle-5\pi/6$	$\sqrt{3}\angle-5\pi/6$
5	$2\sqrt{3}$	$2\sqrt{3}$	$2\sqrt{3}\angle\pi$	$\sqrt{3}\angle\pi/2$	$2\sqrt{3}\angle-5\pi/6$	$2\sqrt{3}\angle-5\pi/6$
7	$2\sqrt{3}$	$2\sqrt{3}$	$2\sqrt{3}\angle\pi$	$\sqrt{3}\angle-\pi/2$	$2\sqrt{3}\angle5\pi/6$	$2\sqrt{3}\angle5\pi/6$
9	$2\sqrt{3}$	$2\sqrt{3}\angle\pi/3$	$2\sqrt{3}\angle2\pi/3$	$\sqrt{3}\angle-\pi/6$	$\sqrt{3}\angle5\pi/6$	$\sqrt{3}\angle5\pi/6$
11	0	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0

值相等。考虑到过移相和欠移相主要会产生5次和7次非特征次谐波,同时考虑HBR的对称性,方案1和方案9为最优方案。

5 仿真与实验验证

分析表2可以得到,方案1和方案9所示的HBR对三倍频谐波具有一定的抑制作用,而图3中ZSBT的作用是抑制三倍频电流,因此,当使用HBR后,12脉波整流系统可以不使用ZSBT,结构如图12所示。相对于图10所示的整流系统,图12所示系统仅使用1个IPR,可有效减少系统磁性器件容量。HBR结构采用方案1。

为仿真和实验验证移相角对12脉波整流系统的影响,以及HBR对于过移相和欠移相的抑制作用,设计了3个不同匝比的三角形联结自耦变压器。3个变压器的匝比分别为5、6.5、8,根据式(11)可得移相角分别为19.1°、14.92°、12.22°。

仿真和实验时,系统输入线电压为250 V,负载电阻为25 Ω,电感为10 mH。

图13和图14所示分别为未采用HBR时系统输入电流的仿真和实验结果。由图13和图14可知,未采用HBR时,过移相和欠移相均会导致输入电流

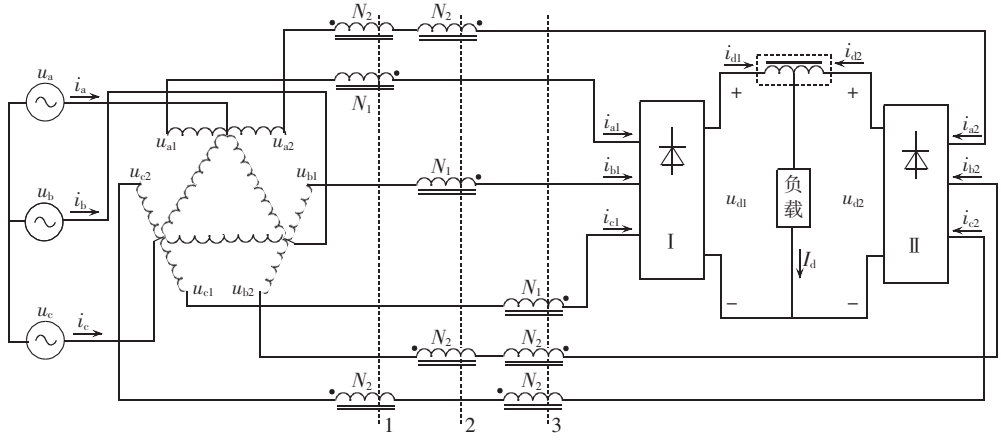
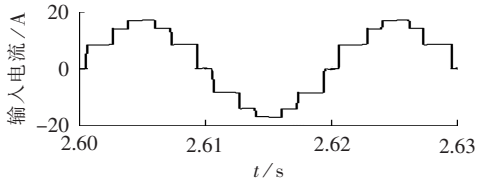
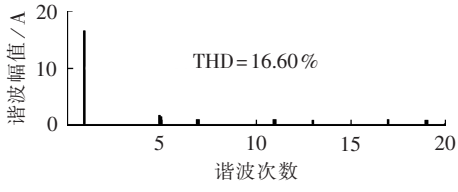


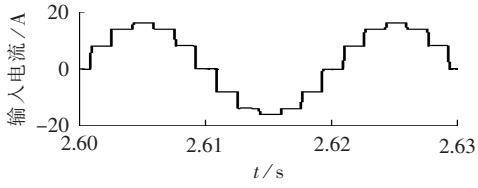
图12 由HBR和单IPR构成的12脉波整流系统

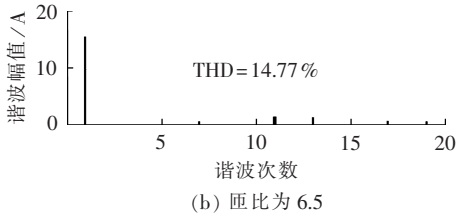
Fig.12 12-pulse rectifier system composed of one HBR and one IPR



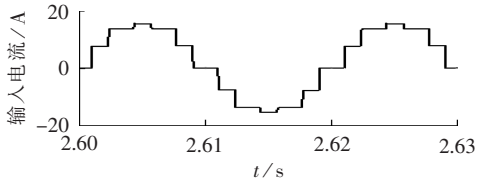


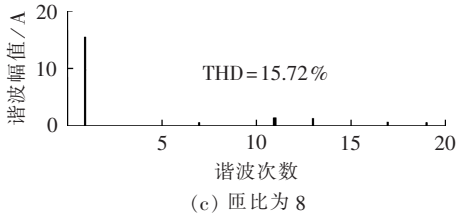
(a) 匝比为 5





(b) 匝比为 6.5

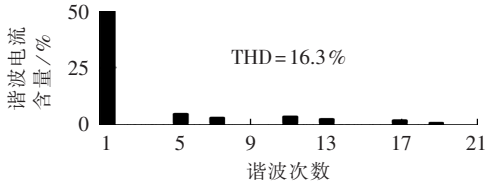


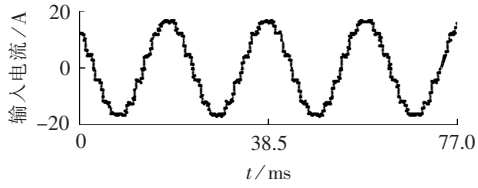


(c) 匝比为 8

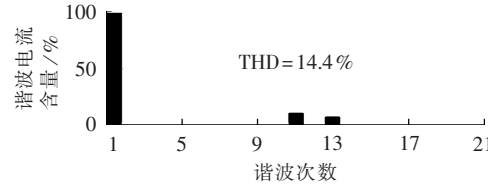
图 13 未采用 HBR 时,不同匝比下 12 脉波整流系统输入电流、谐波电流及 THD 的仿真结果

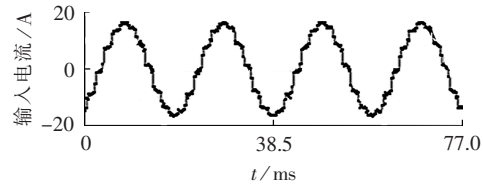
Fig.13 Simulative input current, harmonic current and THD of 12-pulse rectifier system without HBR for different turn-ratios



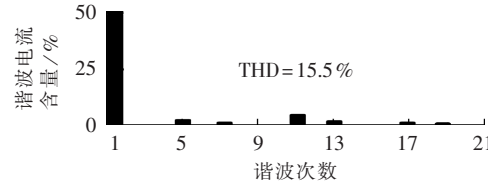


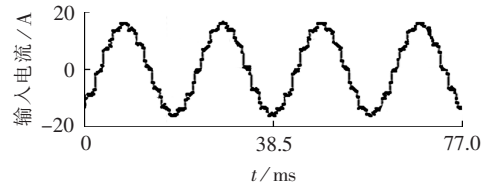
(a) 匝比为 5





(b) 匝比为 6.5





(c) 匝比为 8

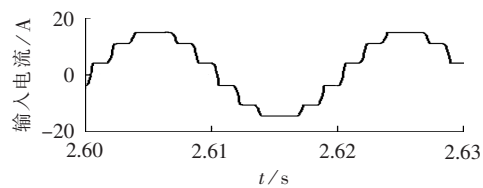
图 14 未采用 HBR 时,不同匝比下 12 脉波整流系统输入电流、谐波电流及 THD 的实验结果

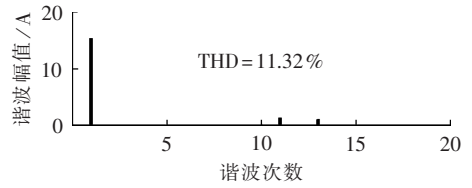
Fig.14 Experimental input current, harmonic current and THD of 12-pulse rectifier system without HBR for different turn-ratios

中含有 5 次和 7 次非特征次谐波,且输入电流 THD 值较大。仿真和实验时,由于自耦变压器、HBR 及 IPR 漏感的影响,当匝比为 6.5 时,输入电流 THD 值小于其理论值,甚至比移相角为 15° 时的输入电流 THD 理论值还要小。

图 15 和图 16 所示分别为使用 HBR 时系统输入电流的仿真和实验结果。由图 15 和图 16 可知,使用 HBR 后,输入电流中的 5 次和 7 次谐波得到了显著抑制,并且输入电流 THD 值较未采用 HBR 时要小。

因此,采用 HBR 可以有效降低输入电流的 THD 值,抑制输入电流中的非特征次谐波。





(a) 匝比为 5

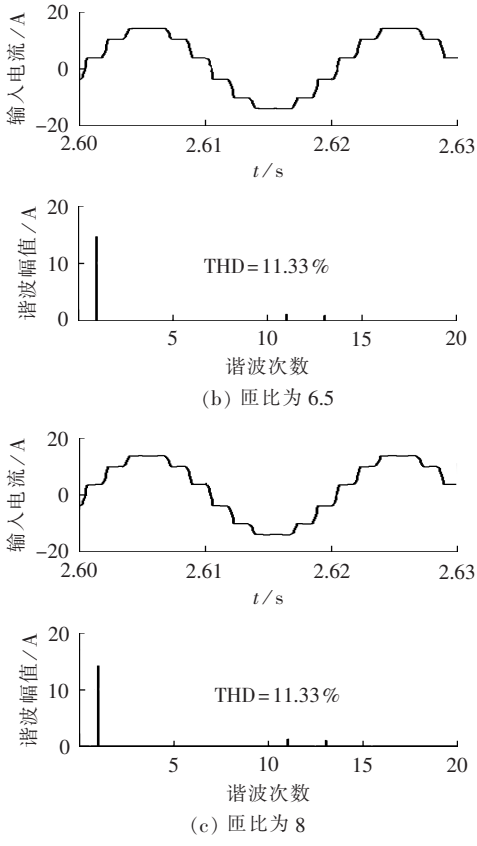
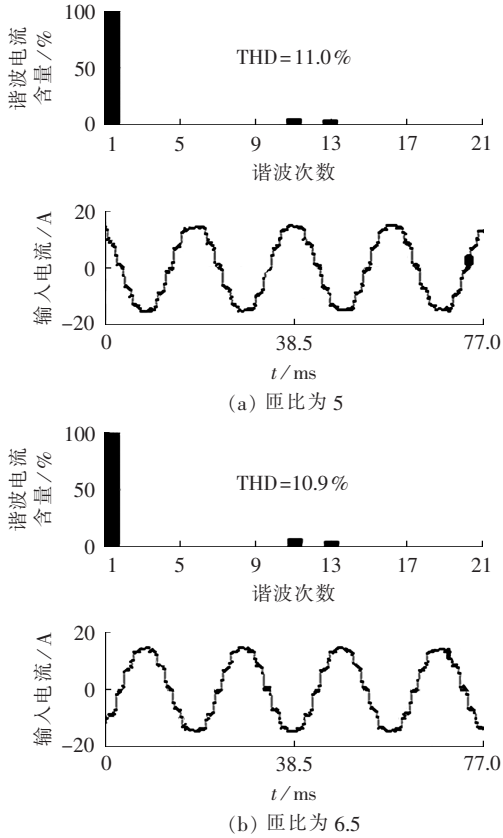


图15 采用HBR时,不同匝比下12脉波整流系统输入电流、谐波电流及THD的仿真结果

Fig.15 Simulative input current, harmonic current and THD of 12-pulse rectifier system with HBR for different turn-ratios



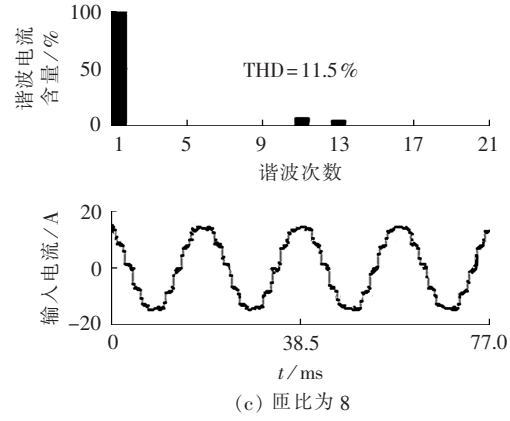


图16 采用HBR时,不同匝比下12脉波整流系统输入电流、谐波电流及THD的实验结果

Fig.16 Experimental input current, harmonic current and THD of 12-pulse rectifier system with HBR for different turn-ratios

6 结论

本文定量分析了自耦变压器过移相和欠移相对12脉波整流系统的影响,并提出了一种应用HBR抑制过移相和欠移相导致的非特征次谐波的方法。得到的结论如下:

a. 过移相和欠移相都会使输入电流中含有非特征次谐波,并增大输入电流THD值和负载电压纹波系数;

b. 可以使用HBR抑制过移相和欠移相产生的非特征次谐波;

c. HBR对三倍频电流具有抑制作用,可代替ZSBT;

d. 提出了HBR和单IPR相结合的12脉波整流系统,在抑制输入电流非特征次谐波的同时,有效降低了系统磁性器件容量;

e. 本文所提出的12脉波整流系统不仅能够抑制过移相和欠移相所导致的非特征次谐波,还可以用来抑制输入电压不平衡和系统结构不对称所产生的非特征次谐波。

参考文献:

[1] SINGH B, GAIROLA S, SINGH B N, et al. Multi-pulse rectifiers for improving power quality: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 260-281.

[2] BING Zhonghui, KAMIAR K J, SUN Jian. Input impedance modeling and analysis of line-commutated rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(10): 2338-2346.

[3] 崔亮,许爱国,谢少军. 高性能航空400 Hz变压整流器[J]. 电源学报,2012(6):71-76.
CUI Liang, XU Aiguo, XIE Shaojun. Application of novel synthesized control strategy in three-phase inverter[J]. Journal of Power Supply, 2012(6): 71-76.

[4] PAICE D A. Power electronic converter harmonics: multipulse methods for clean power[M]. New York, USA: Wiley-IEEE Press, 1996.

[5] 潘启军,马伟明,刘德志. 变抽头六相整流系统均衡电抗器临界值的确定[J]. 电工技术学报,2004,19(5):10-14.
PAN Qijun,MA Weiming,LIU Dezhi. Determination of equilibrium reactor critical value in a six-phase rectifier with tap-changer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2004,19(5):10-14.

[6] 潘启军,刘德志. 变抽头六相整流电路的分析[J]. 中国电机工程学报,2003,23(12):146-152.
PAN Qijun,LIU Dezhi. Analysis of six-phase rectifier with tap-changer[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(12):146-152.

[7] MENG Fangang,YANG Shiyan,YANG Wei. Modeling for a multitap interphase reactor in a multipulse diode bridge rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(9):2171-2177.

[8] YANG Shiyan,MENG Fangang,YANG Wei. Optimum design of interphase reactor with double-tap changer applied to multipulse diode rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(9):3022-3029.

[9] 王凤翔,耿大勇. 移相电抗器对变流器供电系统谐波抑制的机理研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(2):54-57.
WANG Fengxiang,GENG Dayong. Study on harmonic repression of converter-fed power system by using phase-shifting reactor[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(2):54-57.

[10] 周丽霞,尹忠东,肖湘宁. 基于移相电抗器的电力推进船舶电网谐波抑制[J]. 电工技术学报,2007,22(8):90-94.
ZHOU Lixia,YIN Zhongdong,XIAO Xiangning. Harmonic suppression in the electric propulsive shipping system based on phase-shifting reactor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(8):90-94.

[11] OGUCHI K,MAEDA G,HOSHI N. Coupling rectifier systems with harmonic cancelling reactors[J]. IEEE Industry Applications Magazine,2001,7(4):53-63.

[12] MYSIAK P,STRZELECKI R,WOJCIECHOWSKI D. A diode rectifier with a special coupled reactor and additional active power filter in the marine local power network supply conditions[C]//2007 IEEE Electric Ship Technologies Symposium. Virginia,USA:IEEE,2007:158-164.

[13] 孟凡刚,杨世彦,杨威. 六相三角形联结自耦变压器优化设计[J]. 电力自动化设备,2012,32(10):28-34.
MENG Fangang,YANG Shiyan,YANG Wei. Optimal design of six-phase delta-connected autotransformer[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(10):28-34.

[14] SINGH B,BHUVANESWARI G,GARG V. T-connected auto-transformer-based 24-pulse AC-DC converter for variable frequency induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2006,21(3):663-672.

[15] 高蕾,佟为明,孟凡刚. 三角形联结六相自耦变压器不对称模型[J]. 电力自动化设备,2011,31(12):1-8.
GAO Lei,TONG Weiming,MENG Fangang. Asymmetrical model of six-phase delta-connected autotransformer[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(12):1-8.

[16] RENDUSARA D A,von JOUANNE A,ENJETI P N,et al. Design considerations for 12-pulse diode rectifier systems operating under voltage unbalance and pre-existing voltage distortion with some corrective measures[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1996,32(6):1293-1302.

[17] 张方华,王明,马义林. 输入电压不平衡时的 12 脉冲自耦变压器整流器[J]. 航空学报,2010,31(4):762-769.
ZHANG Fanghua,WANG Ming,MA Yilin. 12-pulse auto transformer rectifier unit under input voltage unbalance[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2010,31(4):762-769.

作者简介:


高　蕾

高　蕾(1982—),女,河北石家庄人,讲师,博士,主要研究方向为智能电网及整流系统对电网的影响(**E-mail**:hualeier111@126.com);

孟凡刚(1982—),男,山东潍坊人,讲师,博士,主要研究方向为整流系统谐波抑制(**E-mail**:mengfangang@hit.edu.cn);

杨世彦(1962—),男,黑龙江齐齐哈尔人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为特种电源变换技术(**E-mail**:syyang@hit.edu.cn);

杨　威(1978—),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,博士,主要研究方向为电能变换及电能质量控制(**E-mail**:yangv@hit.edu.cn)。

Influence of over/under phase-shift on 12-pulse rectifier system and its countermeasures

GAO Lei,MENG Fangang,YANG Shiyan,YANG Wei

(School of Electrical Engineering and Automation,Harbin Institute of Technology,Harbin 150001,China)

Abstract: The relationship between phase-shift angle and winding turns is analyzed according to the winding structure of autotransformer and the relationship among its electrical variables. The relationship between the phase-shift angle and the input current THD(Total Harmonic Distortion) or output voltage ripple coefficient is analyzed,which shows that both over and under phase-shift may lead to the increase of input current THD and output voltage ripple coefficient. In order to suppress the non-characteristic subharmonics of input current,a 12-pulse rectifier system composed of one harmonic suppression reactor and two inter-phase reactors,with simple system structure and excellent symmetry,is proposed. Simulative and experimental results show that,the non-characteristic subharmonics of input current are effectively suppressed and the influence of over/under phase-shift is greatly reduced,verifying the correctness of theoretical analysis.

Key words: 12-pulse rectifier; over phase-shift; under phase-shift; harmonic suppression reactor; harmonic analysis