



并联型 12 脉波整流系统直流侧有源谐波抑制研究

孟凡刚^{①②*}, 杨威^②, 杨世彦^②

① 哈尔滨工业大学(威海)信息与电气工程学院电力电子与电力传动研究所, 威海 264209;

② 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院脉冲电源研究室, 哈尔滨 150001

* E-mail: mfg0327@sina.com

收稿日期: 2011-07-08; 接受日期: 2011-08-25

国家自然科学基金(批准号: 50977018, 51107019)和中央高校基本科研业务费专项资金(批准号: HIT.NSRIF.2010101)资助项目

摘要 为提高多脉波整流系统的谐波抑制能力, 降低系统的开关损耗, 研究了一种多脉波整流系统直流侧有源谐波抑制方法. 根据多脉波整流系统交、直流侧电流关系, 分析了输入电流为正弦波时所需的环流, 并给出了可实现的环流形状; 根据有源平衡电抗器副边电压和可实现环流的关系, 确定了可通过在有源平衡电抗器副边串联电阻消耗输入电流谐波能量; 为回收串联电阻所消耗的谐波能量, 设计了半桥 PWM 整流电路串联于有源平衡电抗器副边, 回收谐波能量并返送给负载, 实现了谐波能量的回收再利用. 实验结果表明, PWM 整流器正常运行时, 系统功率因数近似为 1, 且系统的谐波抑制性能不受负载变化和输入电压变化影响.

关键词

多脉波整流系统
有源谐波抑制
有源平衡电抗器
PWM 整流器

整流器(AC-DC 变换器)是除直接 AC-AC 变换以外实际应用最为广泛的各类电力电子系统与交流供电电网的接口. 然而, 整流器件的强非线性使 AC-DC 变换器成为电网的主要谐波源之一^[1]. 因此, 如何有效抑制整流系统产生的谐波, 将总谐波畸变率控制在允许范围内, 成为电力电子应用技术的一个重要研究课题. 在大功率整流系统中, 随着电流和电压等级的增加, 其引起的谐波和无功污染问题也越来越严重, 若不对其加以抑制, 可能会引起电能质量的急剧下降^[2].

多脉波整流技术是大功率整流系统抑制输入电流谐波的一种行之有效的方法, 因其具有谐波抑制效果好、可靠性高及电磁兼容性好等优点而受到广泛关注^[1]. 多脉波整流系统是由移相变压器和两个以上整流桥构成^[3-5]. 其中, 移相变压器的主要作用是产生几组存在一定相位差的三相电压, 使一组整流桥

产生的谐波可以被其他整流桥产生的谐波所抵消; 整流桥可以是可控的, 也可以是不可控的, 连接形式可以是串联, 也可以通过平衡电抗器并联. 整流脉波数决定着多脉波整流系统的谐波抑制能力, 因此如何提高脉波数是多脉波整流系统的主要设计目标之一.

多脉波整流系统提高整流脉波数的方法主要分为两类^[1]. 增加移相变压器输出相数是提高整流脉波数的传统方法, 但这会增加移相变压器的设计和制造难度, 如文献[6~10]中所设计的变压器. 在略微增加系统复杂度的前提下, 在多脉波整流系统的直流侧使用有源或无源器件是提高整流脉波数的一种有效方法. 其中, 使用多抽头变换器代替平衡电抗器是一种典型的无源方法^[11-15]. 然而, 实验结果表明, 抽头变换器变比能够显著影响系统的谐波抑制能力, 并且难以确定系统运行时的最优变比. 文献[12]通过实验得到当抽头变换器变比等于 0.232 时系统谐波抑

制能力最强;而文献[15]同样通过实验得到当变比等于 0.2642 时系统谐波抑制能力最好;另外,文献[11]和[13]从不同的角度出发,通过理论分析得到当抽头变换器变比等于 0.2457 时输入电流总谐波畸变率(Total Harmonics distortion: THD)最小.这3种相互矛盾的结论会给抽头变换器的实际应用带来困难.同时,直流侧无源谐波抑制方法只能抑制输入电流中的低次谐波,而对高次谐波无能为力,并且会使高次谐波的幅值成倍增加^[3].直流侧有源谐波抑制方法能够同时抑制输入电流中的低次和高次谐波,而且谐波辅助抑制系统功率等级小,结构简单,易于实现. Choi 等人通过调制整流桥输出电流,实现了抑制输入电流谐波的目的^[16],其中调制电路容量只有输出容量的 2.5%左右.两个整流桥并联且独立工作时,根据 6 脉波整流系统的交、直流侧电流的关系, Peterson 和 Villablanca 提出了通过连接到直流侧的分裂变压器向系统注入纹波电流抑制输入电流谐波的新方法^[17~19],当负载变化和进行调压时,通过改变注入电流的形状来保持输入电流为正弦波,并且该系统对电压变化敏感的负载具有补偿电压扰动的能力.文献[20]在整流桥的输出侧串联变换电路,通过控制整流桥的输出电流波形达到改善交流侧电流质量的目的.上述直流侧有源谐波抑制系统均能有效抑制输入电流谐波,在感性负载下功率因数接近 1,可以称之为单位功率因数整流器;但它们使用的谐波抑制辅助电路开关管较多(至少 4 个),且辅助电路串联在系统中,开关损耗较大.

为进一步提高系统的谐波抑制能力,降低系统损耗,本文在文献[16]的基础上,使用 AIPR(Active

Inter-phase Reactor: 有源平衡电抗器)代替平衡电抗器,并通过 AIPR 副边所串联的 PWM 半桥整流电路提取输入电流谐波能量.该系统的显著特点是可将提取的谐波能量回馈给负载,系统能量变换效率高.

1 输入电流零谐波分析

图 1 所示为带直流侧有源谐波抑制电路的多脉波整流系统(后文简称为直流侧有源谐波抑制系统).图 1 中,移相变压器为三角形联结自耦变压器,当该变压器设计合理时可有效降低移相器件的等效容量;ZSBT(Zero Sequence blocking transformer)为零序电流抑制器,该器件会对零序电流产生高阻抗,保证整流桥每个二极管在一个周期内导通 120°.该拓扑使用 AIPR 和 ZSBT 的组合保证整流桥的正常导通,使用 AIPR 串联半桥 PWM 整流电路回收谐波能量,与其他直流侧有源谐波抑制系统相比,结构简单,开关损耗小.

1.1 理论分析

为便于分析,作以下假设:

- 1) 忽略移相变压器和 AIPR 的漏感和电阻;
- 2) 二极管为理想器件;
- 3) 负载为大电感负载.

图 2 所示为三角形联结自耦变压器绕组结构图.根据安匝平衡原理,原、副边绕组电流满足

$$\begin{cases} \sqrt{3}i_1 = (2 - \sqrt{3})(i_{c2} - i_{c1}), \\ \sqrt{3}i_2 = (2 - \sqrt{3})(i_{a2} - i_{a1}), \\ \sqrt{3}i_3 = (2 - \sqrt{3})(i_{b2} - i_{b1}). \end{cases} \quad (1)$$

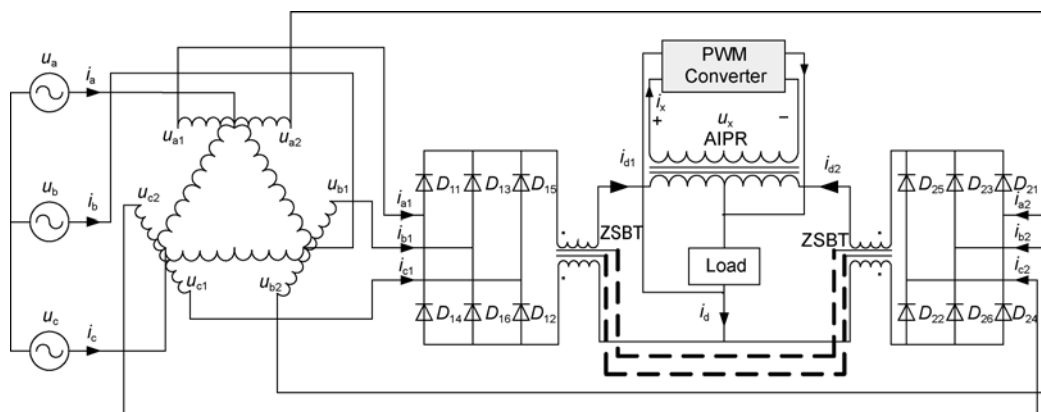


图 1 带直流侧有源谐波抑制电路的多脉波整流系统结构图

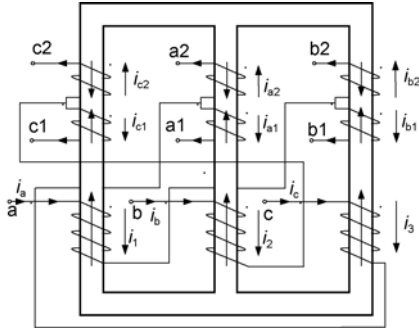


图 2 三角形联结自耦变压器结构图

图 2 中, 根据基尔霍夫电流定律, 三相输入电流可以表示为

$$\begin{cases} i_a = i_1 - i_3 + i_{a1} + i_{a2}, \\ i_b = i_2 - i_1 + i_{b1} + i_{b2}, \\ i_c = i_3 - i_2 + i_{c1} + i_{c2}. \end{cases} \quad (2)$$

根据(1)和(2)式可得

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} + i_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(i_{c2} - i_{b2} + i_{b1} - i_{c1}), \\ i_b = i_{b1} + i_{b2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(i_{a2} - i_{c2} + i_{c1} - i_{a1}), \\ i_c = i_{c1} + i_{c2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}}(i_{b2} - i_{a2} + i_{a1} - i_{b1}). \end{cases} \quad (3)$$

图 3 所示为 AIPR 绕组结构。图 3 中, i_{d1} 和 i_{d2} 分别为两个整流桥的输出电流; 绕组 I 为副边绕组, 绕组 II 和 III 构成原边绕组; u_x 和 i_x 分别为副边绕组端电压和电流; N_x 为副边绕组匝数, 绕组 II 和 III 的匝数同为 N_m 。

图 3 中, 根据安匝平衡原理可得

$$N_m(i_{d1} - i_{d2}) = N_x i_x. \quad (4)$$

根据基尔霍夫电流定律, 负载电流可以表示为

$$i_d = i_{d1} + i_{d2}. \quad (5)$$

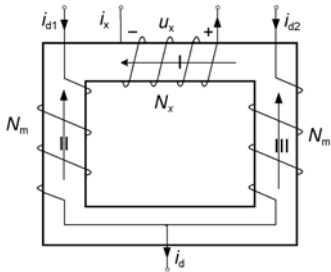


图 3 AIPR 绕组结构

根据(4)和(5)式, 两个整流桥的输出电流可以表示为

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{1}{2} \left(i_d + \frac{N_x}{N_m} i_x \right), \\ i_{d2} = \frac{1}{2} \left(i_d - \frac{N_x}{N_m} i_x \right). \end{cases} \quad (6)$$

整流桥的输入电流和输出电流满足

$$\begin{cases} i_{a1} = S_{a1} i_{d1}, & i_{a2} = S_{a2} i_{d2}, \\ i_{b1} = S_{b1} i_{d1}, & i_{b2} = S_{b2} i_{d2}, \\ i_{c1} = S_{c1} i_{d1}, & i_{c2} = S_{c2} i_{d2}, \end{cases} \quad (7)$$

式中 S_{a1} , S_{b1} , S_{c1} , S_{a2} , S_{b2} , S_{c2} 分别为整流桥各相开关函数。

图 4 所示为开关函数 S_{a1} 。

当系统结构对称时, 各整流桥开关函数之间满足

$$\begin{cases} S_{b1} = S_{a1} \angle -120^\circ, \\ S_{c1} = S_{a1} \angle +120^\circ, \\ S_{a2} = S_{a1} \angle -30^\circ, \\ S_{b2} = S_{b1} \angle -30^\circ, \\ S_{c2} = S_{c1} \angle -30^\circ. \end{cases} \quad (8)$$

在大电感负载下, 负载电流 i_d 可以认为是恒定值 I_d 。将(7)式带入(3)式得到

$$\begin{aligned} i_a = \frac{1}{2} I_d \left[S_{a1} + S_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}} (S_{b1} - S_{c1} + S_{c2} - S_{b2}) \right] \\ + \frac{N_x i_x}{2 N_m} \left[S_{a1} - S_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}} (S_{b1} - S_{c1} + S_{b2} - S_{c2}) \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

(9)式建立了大电感负载下输入电流和 AIPR 副边电流的关系, 表明可以通过调制 AIPR 副边电流使输入电流为零谐波。由(9)式可以得到 AIPR 副边电流为

$$i_x = \frac{i_a - \frac{1}{2} I_d \left[S_{a1} + S_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}} (S_{b1} - S_{c1} + S_{c2} - S_{b2}) \right]}{\frac{N_x}{2 N_m} \left[S_{a1} - S_{a2} + \frac{2-\sqrt{3}}{\sqrt{3}} (S_{b1} - S_{c1} + S_{b2} - S_{c2}) \right]}. \quad (10)$$

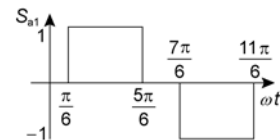


图 4 a1 相理想状态下开关函数

假设输入为标准正弦波

$$i_a = \sqrt{2}I_{a,1} \sin \omega t, \quad (11)$$

式中, $I_{a,1}$ 为基波电流有效值.

由于输入功率与输出功率近似相等, 所以

$$\sqrt{3}U_{LL}I_{a,1} = U_d I_d, \quad (12)$$

式中, U_{LL} 为输入线电压.

输入电压与输出电压之间满足

$$U_d = \sqrt{\frac{\pi+3}{\pi}} \frac{(2+\sqrt{3})U_{LL}}{4}. \quad (13)$$

将(13)式带入(12)式可以得到

$$I_{a,1} = \sqrt{\frac{\pi+3}{3\pi}} \frac{(2+\sqrt{3})}{4} I_d. \quad (14)$$

将(14)式带入(11)式得到 a 相输入电流为

$$i_a = \sqrt{\frac{\pi+3}{3\pi}} \frac{(2+\sqrt{3})}{2\sqrt{2}} I_d \sin \omega t. \quad (15)$$

将(15)式带入(10)式可以得到 a 相输入电流不含谐波时的 AIPR 副边电流.

图 5(a)所示为 a 相输入电流不含谐波时的 AIPR 副边电流, 图 5(b)为相应的 a 相输入电流. 由图 5(b)可知, 当 AIPR 副边电流和 a 相输入电流满足(10)和(15)式时, a 相输入电流不含谐波. 由于电流 i_x 理论上不流经负载, 可以认为其为环流. 另外, 由于 i_x 仅为 a 相输入电流不含谐波时的环流, 因此图 5(a)中用 i_{xa} 代替 i_x , 称之为理想环流.

1.2 可实现的环流

图 5(a)中的环流 i_{xa} 存在以下两个缺陷.

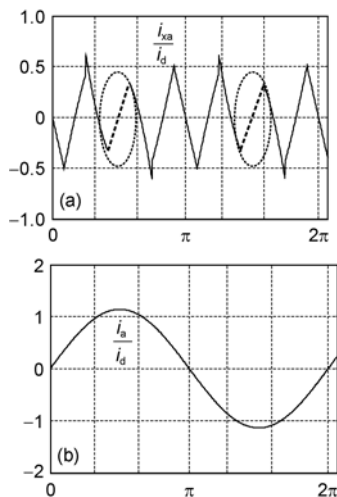


图 5 理想环流状态下副边绕组电流(a)及 a 相输入电流(b)

1) 在区间 $[5\pi/12, 7\pi/12]$ 和 $[17\pi/12, 19\pi/12]$ 内, 由于(10)式的分母为零, 所以在一个周期内环流存在两段不连续状态. 环流的不连续会增加实现的困难.

2) 图 6(a)所示为环流 i_{xa} 存在时的 b 相和 c 相输入电流波形, 可以看出 b 相和 c 相输入电流含有大量谐波且不连续. 因此, 环流 i_{xa} 仅能抑制 a 相输入电流谐波, 而对 b 相和 c 相无能为力. 图 6(b)所示为 b 相和 c 相输入电流为标准正弦波时所需的环流 i_{xb} 和 i_{xc} .

对比图 5(a)和图 6(b)可知, 若要使三相输入电流皆为正弦波, 环流 i_{xa} , i_{xb} , i_{xc} 应为不对称的三角波, 且彼此之间存在 120° 的相位差. 然而, 这种不对称的电流不仅很难产生, 而且在有源平衡电抗器副边注入任意一种理想环流时不能同时保证三相输入电流均为理想正弦波.

将图 5(a)和图 6(b)中环流不连续处连接起来可以发现, 波形近似为频率等于 300 Hz、幅值等于 $0.5I_d$ 的三角波, 如图 7(a)所示. 当 AIPR 副边电流是频率为 300 Hz、幅值为 $0.5I_d$ 的规则三角波时, 各相输入电流如图 7(b)所示. 由图 7(b)可知, 三相输入电流波形相同, 均已非常接近理想正弦波, 且彼此之间的相位相差 120° . 由于图 7(a)所示波形可实现, 称之为可实现环流.

当环流如图 7(a)所示时, 自耦变压器 a1 相与 a2 相输出电流及两组整流桥的输出电流如图 8 所示. 对图 8(a)中的 i_{a1} 进行傅里叶级数展开, 可得

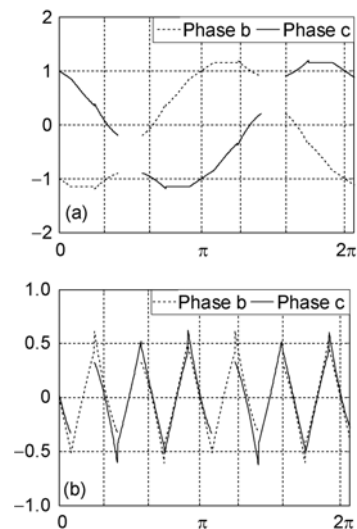


图 6 理想环流对 b 相和 c 相输入电流的影响(a)及 b 相和 c 相输入电流正弦波时所需环流(b)

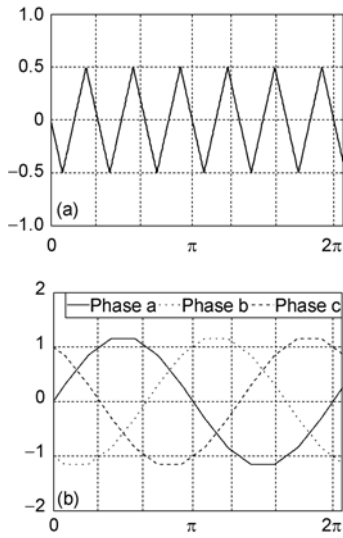


图 7 可实现的环流(a)及其对三相输入电流的影响(b)

$$i_{a1} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{24I_d}{(k\pi)^2} N \sin k \left(\omega t + \frac{\pi}{12} \right), \quad (16)$$

$$\text{式中, } N = \sin \frac{k\pi}{2} \left(2 \cos \frac{k\pi}{6} - \cos \frac{k\pi}{3} - 1 \right).$$

同理可得

$$\begin{cases} i_{a2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{24NI_d}{(k\pi)^2} \sin k \left(\omega t - \frac{\pi}{12} \right), \\ i_{b1} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{24NI_d}{(k\pi)^2} \sin k \left(\omega t + \frac{\pi}{12} - \frac{2\pi}{3} \right), \\ i_{b2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{24NI_d}{(k\pi)^2} \sin k \left(\omega t - \frac{\pi}{12} - \frac{2\pi}{3} \right), \\ i_{c1} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{24NI_d}{(k\pi)^2} \sin k \left(\omega t + \frac{\pi}{12} + \frac{2\pi}{3} \right), \\ i_{c2} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{24NI_d}{(k\pi)^2} \sin k \left(\omega t - \frac{\pi}{12} + \frac{2\pi}{3} \right). \end{cases} \quad (17)$$

因此, a 相输入电流 i_a 的表达式为

$$i_a = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{48I_d}{(k\pi)^2} \sin \frac{k\pi}{2} \left[2 \cos \frac{k\pi}{6} - \cos \frac{k\pi}{3} - 1 \right] \cdot \left[\cos \frac{k\pi}{12} \frac{2(2-\sqrt{3})}{\sqrt{3}} \sin \frac{2k\pi}{3} \sin \frac{k\pi}{12} \right] \sin k\omega t. \quad (18)$$

根据(18)式, 可得 a 相输入电流总谐波畸变率为 1.06%, 12k±1 次谐波几乎被完全抑制。

图 9 所示为可实现环流与整流桥输出电压之间的相位关系。

图 9 中, V_{p1n} 为二极管 D_{11}, D_{13}, D_{15} 阴极电位, V_{q1n}

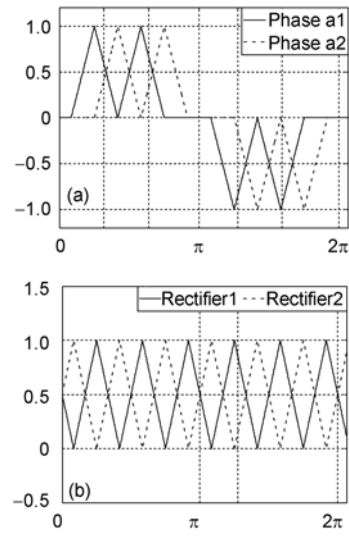


图 8 自耦变压器输出电流(a)与整流桥输出电流(b)

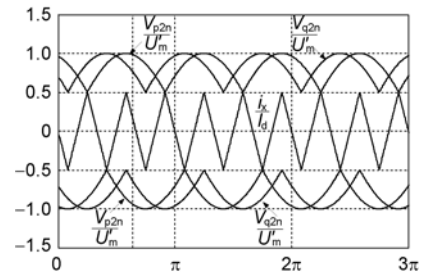


图 9 副边电流与整流桥输出电压相位关系

为二极管 D_{21}, D_{23}, D_{25} 的阴极电位, V_{p2n} 为二极管 D_{14}, D_{16}, D_{12} 的阳极电位, V_{q2n} 为二极管 D_{24}, D_{26}, D_{22} 的阳极电位。由图 9 可知, 可实现环流的峰-峰值时刻对应着其中一组桥的换相时刻, 即三角波的波峰对应 u_{a2}, u_{b2}, u_{c2} 的两两交点, 波谷对应 u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} 的两两交点。

由上述分析可知, 副边电流与系统存在如下匹配关系:

- 1) 副边电流频率为电网电压频率的 6 倍, 即 300 Hz;
- 2) 副边电流幅值为负载电流幅值的 0.5 倍;
- 3) 副边电流波峰对应 u_{a2}, u_{b2}, u_{c2} 的两两交点, 波谷对应 u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} 的两两交点。

上述 3 条匹配条件确定了副边电流三要素与系统之间的关系, 若副边电流不满足上述匹配条件, 不仅不能消除输入电流谐波, 还可能会导致系统不能正常工作。

1.3 直流侧谐波能量流向分析

图 10 所示为关联参考方向下 AIPR 副边电压与电流关系图. 图 10 中, $N_x: 2N_m=1$.

由图 10 可知, AIPR 副边对外表现为电源特性, 也就是说在 AIPR 副边串联电阻可以实现抑制输入电流谐波的目的. 根据负载电压和电流与输入电压的关系, 可得所串联的电阻满足

$$R_x = \frac{U_{x_rms}}{I_{x_rms}} = 0.0705 \left(\frac{N_x}{N_m} \right)^2 \frac{U_d}{I_d}. \quad (19)$$

由于 AIPR 副边电压是由 12 脉波整流系统电压特性决定的, 与负载无关, 因此, 由(19)式可知负载电流决定了所串联电阻的大小.

图 11(a)所示为副边串联电阻时的多脉波整流系统直流侧结构, 图 11(b)所示为 SABER 软件中有源平衡电抗器副边电压和电流仿真波形. 图 12 所示为相

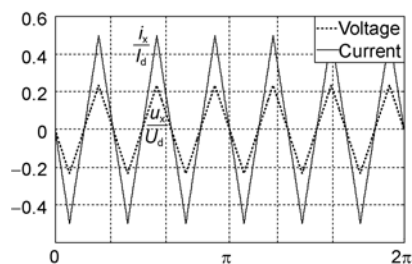


图 10 AIPR 副边电压与电流

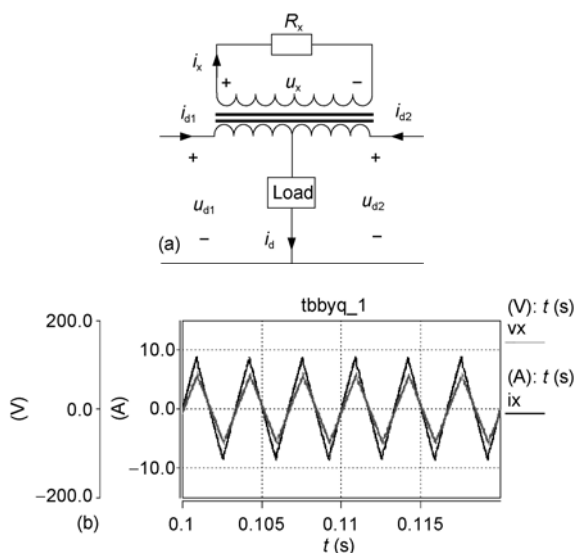


图 11 副边接电阻时多脉波整流系统直流侧结构(a)及副边电压与电流(b)

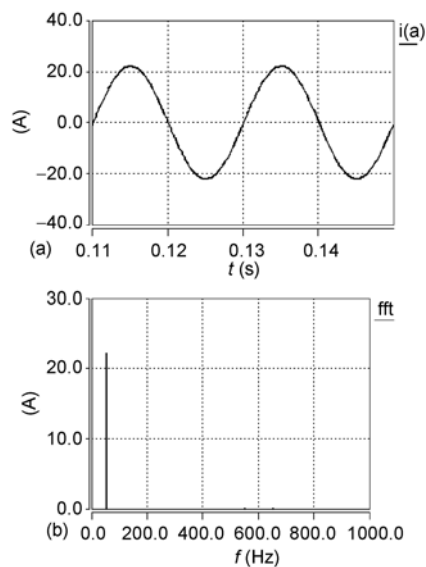


图 12 a 相输入电流(a)及其频谱(b)

同仿真条件下的 a 相输入电流及频谱. 经计算, 输入电流 THD 值为 0.4%.

通过上述理论分析和仿真结果可知, 输入电流谐波能量可以通过串联在 AIPR 副边的电阻提取出来. 因此, 为避免能源浪费, 可在 AIPR 的副边串联一个 PWM 整流电路, 通过该电路将谐波能量提取出来回馈给负载.

2 控制电路设计

为了回收串联电阻所消耗的能量, 直流侧有源谐波抑制系统必须控制 AIPR 副边电流与系统参数匹配, 即使 AIPR 副边电流的幅值、频率和相位满足上文所提匹配关系. 本文使用同步电路满足频率和相位的匹配关系, 使用模拟乘法器满足幅值与负载电流的匹配关系. 图 13 给出了系统的控制电路结构图. 整个系统的工作过程如下:

- 1) 电网对自耦变压器供电, 自耦变压器产生两组存在 30 度相位差的三相电压, 同步电路采集线电压过零点并通过积分电路生成同步单位三角波信号;
- 2) 模拟乘法器将负载电流信号和同步单位三角波信号相乘生成同步三角波信号, 并将该信号作为 PWM 信号生成电路的参考信号;
- 3) 同步三角波信号和平衡电抗器副边电流信号经 PI 调节器调节后, 送入 UC3637 生成两路带死区时间的互补 PWM 信号;

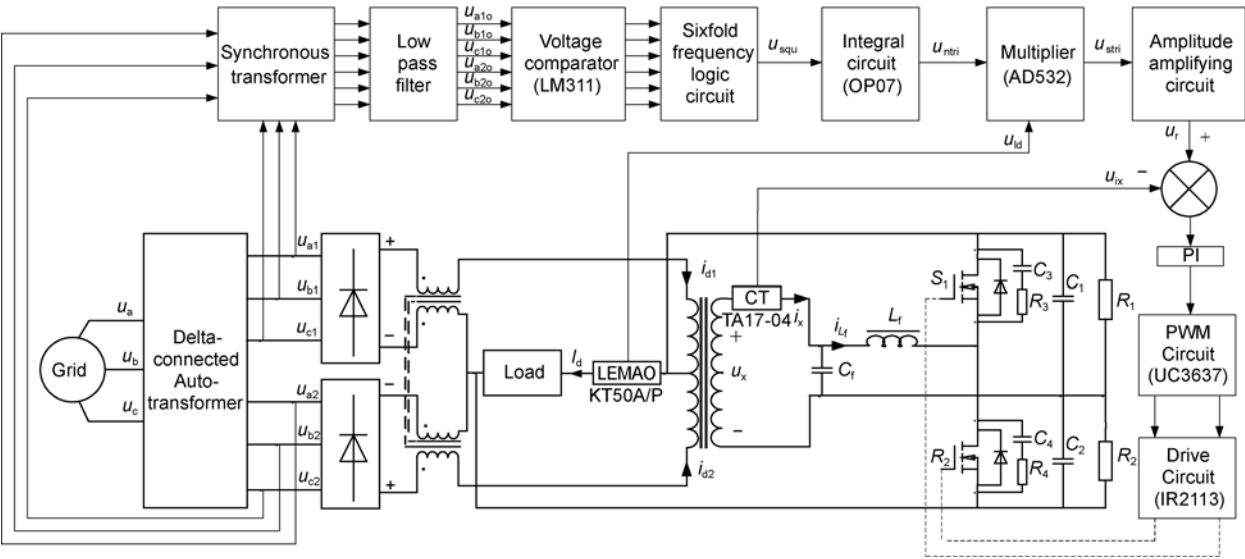


图 13 系统控制结构图

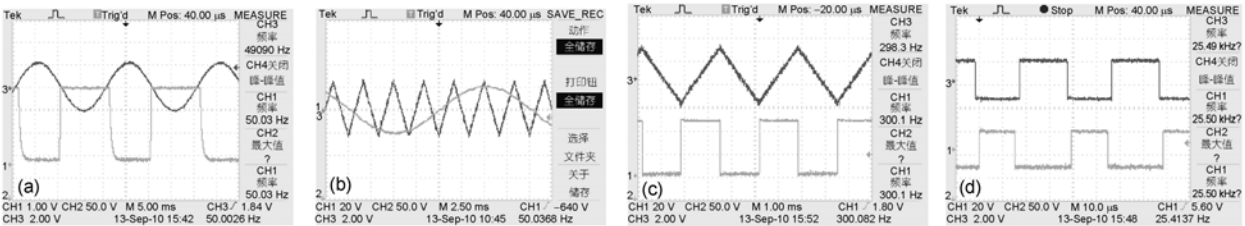


图 14 系统同步信号与驱动信号

(a) 步线电压与同步方波; (b) 步线电压与同步方波; (c) 步方波与单位三角波信号; (d) 驱动信号

4) 两路 PWM 信号送入驱动芯片 IR2113 生成两路驱动信号，用以驱动半桥电路生成三角波电流；

5) 当负载变化时，模拟乘法器输出的同步三角波信号将发生相应变化，同时驱动信号也将发生相应变化以生成满足一定条件三角波电流。

图 14 所示为同步信号与驱动信号，其中驱动信号死区时间为 $1\ \mu\text{s}$ 。

3 实验结果

3.1 谐波能量流向实验验证

图 15 所示为负载电压为 $241.8\ \text{V}$ 、负载电流为 $6.131\ \text{A}$ 、AIPR 副边串联电阻为 $11.2\ \Omega$ 时的输入电流及其频谱。从图 15 可知，当 AIPR 副边电阻与负载电流满足(19)式时，在 AIPR 副边串联电阻同样可以有效抑制输入电流谐波。

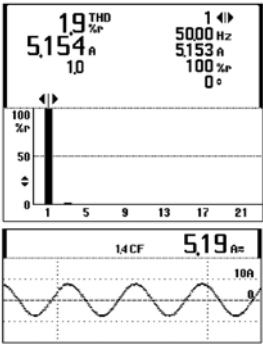


图 15 副边绕组串联电阻合适时输入电流及其频谱

图 16 为相同实验条件下 AIPR 副边电流与电压。因此，在 AIPR 副边串联电阻时，副边绕组对外表现为电源特性。由于串联电阻后输入电流谐波显著减小，可以确定 AIPR 副边对外输出的能量来源于输入电流谐波。

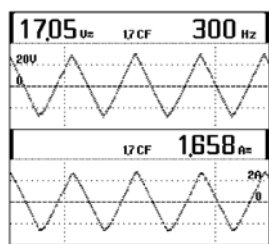


图 16 副边绕组串联电阻合适时副边绕组端电压及电流

在输入电压保持不变的前提下, 当负载电流与 AIPR 副边电阻不满足(19)式时, 输入电流中仍含有较多谐波。图 17(a)为负载电压为 241.8 V、负载电流为 6.131 A、AIPR 副边串联电阻为 20 Ω 时的输入电流及其频谱; 图 17(b)为负载电压为 241.8 V、负载电流为 6.131 A、AIPR 副边串联电阻为 5 Ω 时的输入电流及其频谱; 图 17(c)为负载电压为 241.8 V、负载电流为 11.9 A、AIPR 副边串联电阻为 11.2 Ω 时的输入电流及其频谱; 图 17(d)为负载电压为 241.8 V、负载电流为 4.12 A、AIPR 副边串联电阻为 11.2 Ω 时的输入电流及其频谱。

对比图 15 和图 17 可知, 当副边电阻与负载电流

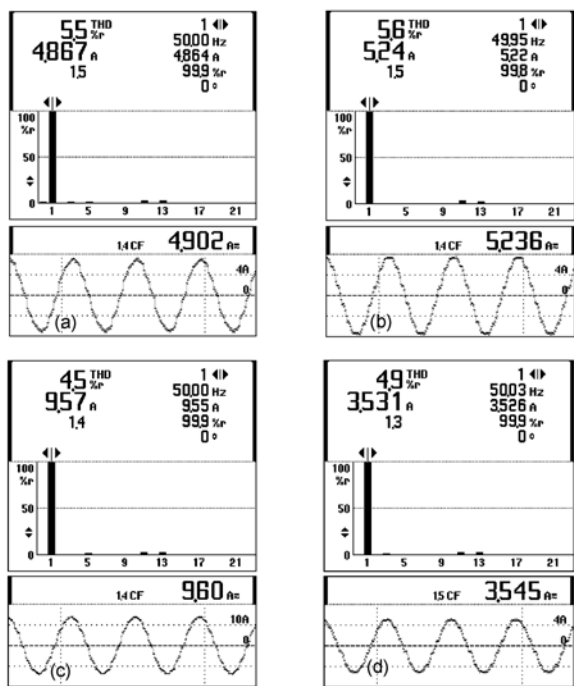


图 17 副边绕组串联电阻不合适时输入电流及其频谱

(a) 副边电阻为 20 Ω ; (b) 副边电阻为 5 Ω ; (c) 负载电流为 11.9 A; (d) 负载电流为 4.12 A

不满足(19)式时, 输入电流谐波得不到最大程度的抑制。当副边串联电阻时, 副边电压与电流同相位, 因此, 为尽可能提高系统的谐波抑制能力, AIPR 副边电流与电压需相位相同, 且为 300 Hz 的三角波, 同时副边电流幅值应为负载电流的一半。

由于电阻是无源耗能器件, 通过该实验可以确定输入电流谐波能量可以通过 AIPR 副边提取出来。进一步来说, 输入电流谐波能量可以通过串联在 AIPR 副边的 PWM 整流器提取出来, 该整流器起到和串联电阻相同的作用。

3.2 系统谐波抑制性能验证

为了回收被电阻消耗的谐波能量, 根据图 13 研制了谐波能量回收电路, 并进行了相应的实验。系统参数如下:

- 1) 输入线电压有效值为 320 V;
- 2) 负载电压有效值为 430 V;
- 3) 最大输出功率 9 kW;
- 4) $N_x: 2N_m=1$.

图 18(a)所示为 PWM 整流器不工作时的系统输入电流及其 THD 值, 此时系统工作于 12 脉波整流状态; 图 18(b)所示为 PWM 整流器正常工作时的输入电流及其 THD 值。实验时输入电压为 320 V、负载电阻为 25、负载电感 41.2 mH。因此, 当 PWM 整流器正常工作时, 输入电流 THD 值仅为 1.1%, 电流正弦因数近似等于 1。

图 19 所示为输入相电压、相电流和输入功率。由图 19 可知, 输入电压和电流同相位, 所以位移因数等于 1。又由于电流正弦因数近似等于 1, 因此可以认为整个系统的功率因数等于 1。

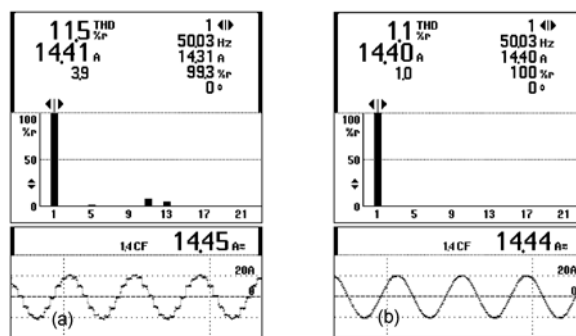


图 18 PWM 整流器不工作(a)与工作(b)时的系统电流及频谱

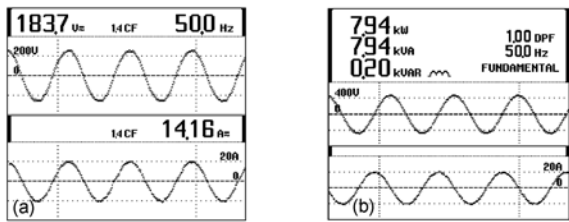


图 19 PWM 整流器工作时输入电流和电压(a)及输入功率(b)

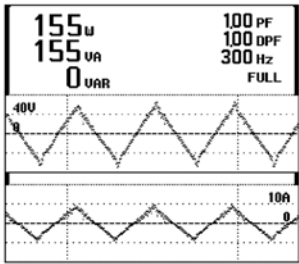


图 20 AIPR 副边绕组电压和电流

图 20 所示为 AIPR 副边电压和电流. 由图 20 可知, PWM 整流器通过该副边提取了 155 W 的输入电流谐波能量, 该能量占整个系统输出功率的 2% 左右. 文献[20]中, 作者使用两个逆变器实现了对整流桥输出电流的调制, 达到了抑制输入电流谐波的目的, 作者通过实验得到输入电流谐波 THD 值为 3.8%. 而本文所设计的直流侧有源谐波抑制系统输入电流 THD 值仅为 1% 左右, 小于文献[20]中的 THD 值; 同时, 文献[20]中两个逆变器需要 8 个开关管, 而本文的 PWM 整流器需要 2 个开关管.

3.3 负载变化对系统性能的影响

为分析系统的适应性, 3.3 节和 3.4 节将通过实验分析负载变化和输入电压变化对系统谐波抑制能力的影响.

分析负载变化对系统性能影响时, 实验条件设定为:

- 1) 输入线电压有效值为 250 V;
- 2) 负载电感为 41.2 mH.

实验时, 保持输入电压和负载电感不变, 改变负

载电阻使负载电流分别为 16, 14, 12, 10, 9, 8, 7, 6 A. 限于篇幅, 文中仅给出负载电流为 16, 10, 6 A 时的输入电流及其频谱. 图 21 和图 22 所示分别为 PWM 整流器不工作和工作时的实验结果.

由图 22 可知, 直流侧有源谐波抑制系统性能基本不受负载变化影响, 主要原因为: 当输入电压固定时, 负载电流随负载电阻变化, 电流互感器实时检测负载电流的变化, 并将新的电流信号送入乘法器, 以产生相应的同步三角波信号, 使 AIPR 副边电流随负载电流的变化而变化, 保证系统的谐波抑制能力不受负载变化影响.

图 23 所示为 12 脉波整流系统与直流侧有源谐波抑制系统在负载变化时的输入电流 THD 值和系统效率的对比. 图 23(a)中, THD 值为三相输入电流 THD 值的平均值. 由图 23 可知, 直流侧有源谐波抑制系统的谐波抑制能力明显强于 12 脉波整流系统; 同时, 由于直流侧有源谐波抑制系统所提取的谐波能量被返回给了负载, 其系统效率也高于 12 脉波整流系统. 另外, 实验结果还表明, 直流侧有源谐波抑制系统的能量变换效率和谐波抑制能力受负载变化影响较小.

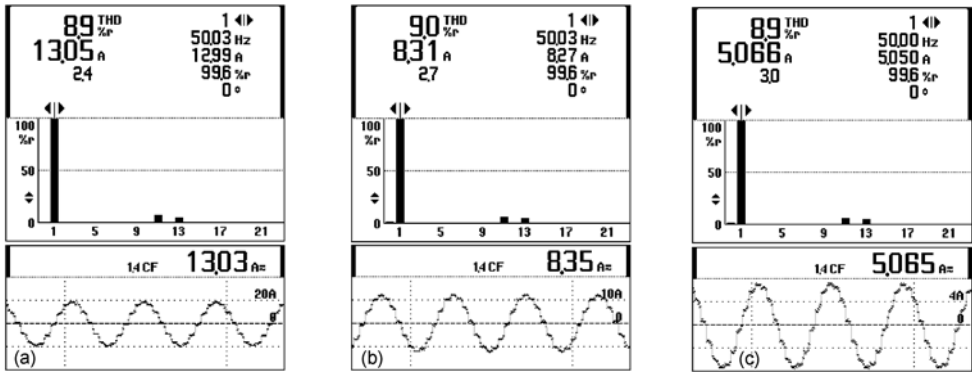


图 21 负载变化对 12 脉波整流系统输入电流影响
(a) 负载电流为 16 A; (b) 负载电流为 10 A; (c) 负载电流为 6 A

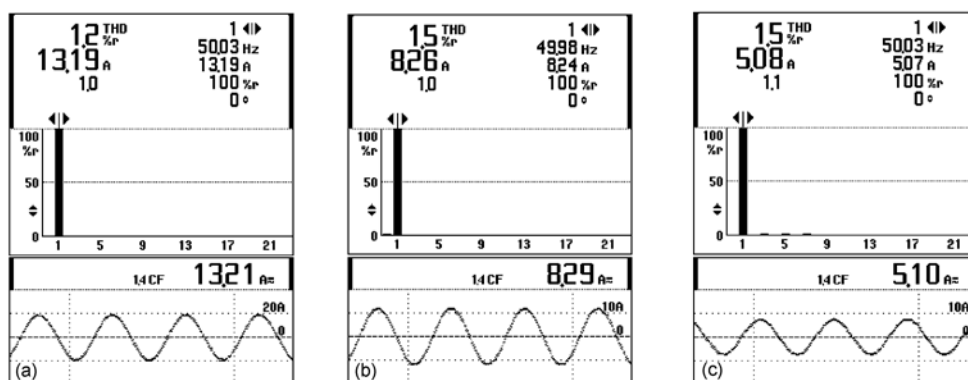


图 22 负载变化对直流侧有源谐波抑制系统的影响

(a) 负载电流为 16 A; (b) 负载电流为 10 A; (c) 负载电流为 6 A

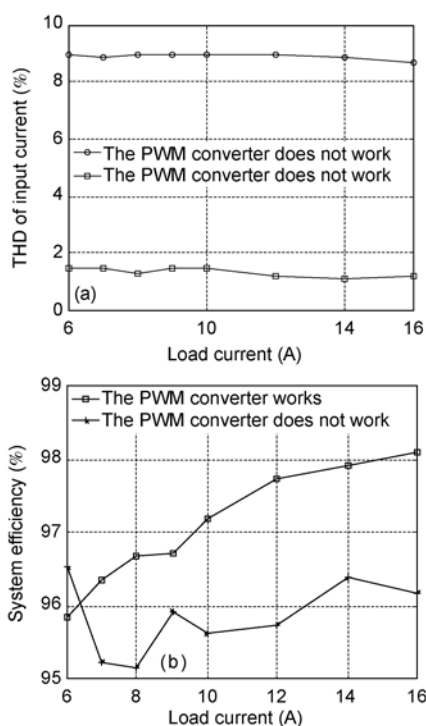


图 23 负载变化时 12 脉波整流系统与直流侧有源谐波抑制系统对比

(a) THD 值对比; (b) 系统效率对比

3.4 输入电压变化对系统性能的影响

分析输入电压变化对系统性能的影响时, 实验条件如下:

- 1) 负载电阻为 25Ω ;
- 2) 负载电感为 41.2 mH .

实验时保持负载不变, 改变输入线电压分别为

30, 60, 90, 120, 150, 180, 210, 240, 270, 300 V. 限于篇幅, 仅给出输入电压为 30, 150, 300 V 时的实验结果.

图 24 和图 25 分别为 PWM 整流器不工作和工作时的输入电流及其频谱.

由图 25 可知, 直流侧有源谐波抑制系统性能基本不受输入电压变化影响, 主要原因为: 当负载固定时, 负载电流随输入电压的变化而变化, PWM 整流器会根据乘法器的输出信号改变所提取的谐波能量, 以保证系统的谐波抑制性能不受影响.

图 26 给出了 12 脉波整流系统和直流侧有源谐波抑制系统在输入电压变化时的输入电流 THD 值和系统效率对比曲线. 同样, 图 26(a) 中的 THD 值为三相输入电流 THD 值的平均值. 由图 26 可知, 与 12 脉波整流系统相比, 直流侧有源谐波抑制系统在输入电压变化时保持了较高的能量变换效率和谐波抑制能力.

4 结论

本文研究了一种开关器件少且结构紧凑的多脉波整流系统直流侧有源谐波抑制方法. 得到的结论如下.

- 1) 可以使用电阻串联在 AIPR 副边提取输入电流谐波, 即 AIPR 副边对外变现为电源特性, 其能量来源于输入电流谐波.
- 2) 可以使用半桥 PWM 整流器串联于 AIPR 副边, 通过该副边将提取的电流谐波能量回馈给负载, 有利于提高系统的能量变换效率.

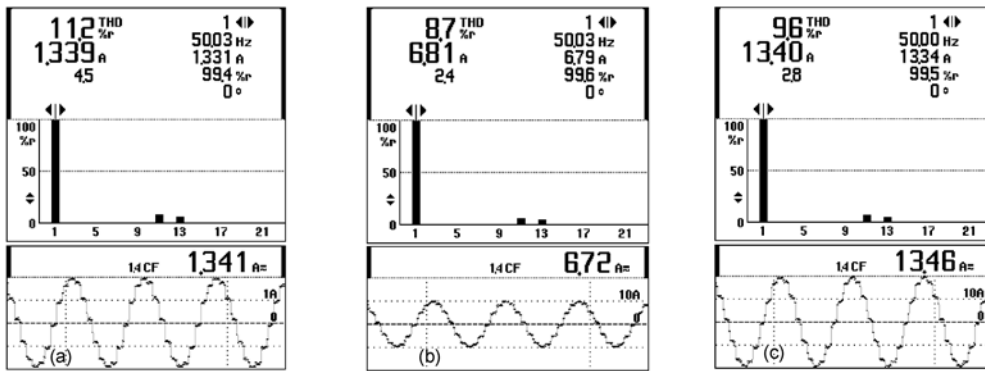


图 24 输入电压变化对 12 脉波整流系统的影响

(a) 输入电压为 30 V; (b) 输入电压为 150 V; (c) 输入电压为 300 V

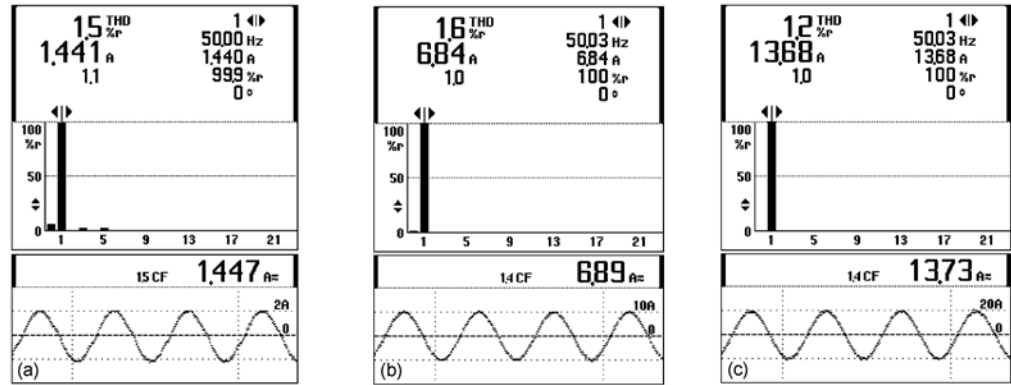


图 25 输入电压变化对直流侧有源谐波抑制系统的影响

(a) 输入电压为 30 V; (b) 输入电压为 150 V; (c) 输入电压为 300 V

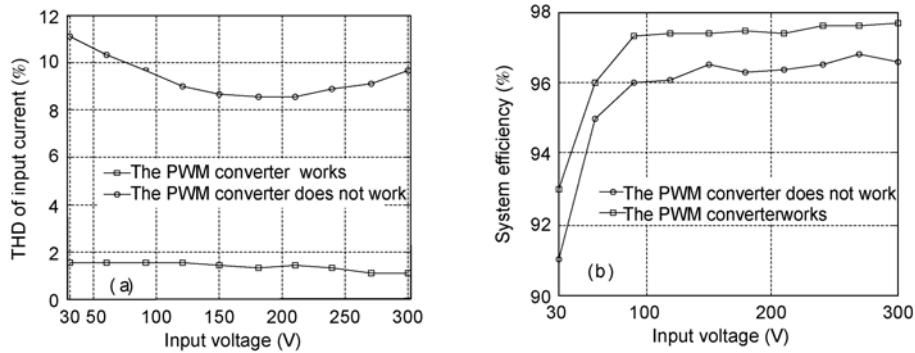


图 26 输入电压变化时 12 脉波整流系统与直流侧有源谐波抑制系统对比

(a) THD 值对比; (b) 系统效率对比

- 3) 只有当 PWM 整流器输入电流与系统参数满足一定匹配条件时, 输入电流谐波才能得到有效抑制。
- 4) PWM 整流器正常工作时, 所提取的谐波能量

仅占系统输出功率的 2%左右, 且所提取谐波能量的大小随负载电流和输入电压的变化而变化, 系统具有较好的适应性。

参考文献

- 1 Singh B, Gairola S, Singh B N, et al. Multi-pulse rectifiers for improving power quality: A review. *IEEE T Power Electr*, 2008, 23(1): 260–281
- 2 Meng F G, Yang S Y, Yang W. Modeling for a multitap interphase reactor in a multipulse diode bridge rectifier. *IEEE T Power Electr*, 2009, 24(9): 2171–2177
- 3 Paice D A. *Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*. New York: IEEE Press, 1996
- 4 Bing Z H, Kamariar J K, Sun J. Input impedance modeling and analysis of line-commutated rectifier. *IEEE T Power Electr*, 2009, 24(10): 2338–2346
- 5 Sun J, Bing Z H, Karimi J K. Input impedance modeling of multipulse rectifiers by harmonic linearization. *IEEE T Power Electr*, 2009, 24(12): 2812–2820
- 6 Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V. Harmonic mitigation in AC-DC converters for vector controlled induction motor drives. *IEEE T Energ Convers*, 2007, 22(3): 637–646
- 7 Singh B, Garg V, Bhuvaneswari G. A novel T-connected autotransformer-based 18-pulse AC-DC converter for harmonic mitigation in adjustable-speed induction-motor drives. *IEEE T Ind Electr*, 2007, 54(5): 2500–2511
- 8 Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V. T-connected autotransformer-based 24-pulse AC-DC converter for variable frequency induction motor drives. *IEEE T Energ Convers*, 2006, 21(3): 663–672
- 9 Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V. An improved power-quality 30-pulse AC-DC for varying loads. *IEEE T Power Deliver*, 2007, 22(2): 1179–1186
- 10 Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V. A novel polygon based 18-pulse AC-DC converter for vector controlled induction motor drives. *IEEE T Power Electr*, 2007, 22(2): 488–497
- 11 Sewan C, Lee B S, Enjeti N P. New 24-pulse diode rectifier systems for utility interface of high power AC motor drives. *IEEE T Ind App*, 1997, 33(2): 531–541
- 12 Miyairi S, Iida S, Nakata K, et al. New method for reducing harmonics involved in input and output of rectifier with interphase transformer. *IEEE T Ind App*, 1986, 22(5): 790–797
- 13 Yang S Y, Meng F G, Yang W. Optimum design of inter-phase reactor with double-tap-changer applied to multi-pulse diode rectifier. *IEEE T Ind Electr*, 2010, 57(9): 3022–3029
- 14 Pan Q J, Liu D Z. Analysis of six-phase rectifier with tap changer (in Chinese). *Proc CSEE*, 2003, 23(12): 146–152
- 15 Pan Q J, Ma W M, Liu D Z, et al. A new critical formula and mathematical model of double-tap interphase reactor in a six-phase tap-changer diode rectifier. *IEEE T Ind Electr*, 2007, 54(1): 497–485
- 16 Choi S, Enjeti N P, Lee H H, et al. A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface. *IEEE T Ind App*, 1996, 32(6): 1304–1311
- 17 Peterson M, Singh B N. Multipulse AC-DC thyristor converter with DC bus current shaper. In: *IEEE 2007 Power Engineering Society General Meeting*, Florida, USA, 2007. 1–8
- 18 Villablanca E M, Nadal I O, Bravo A M. A 12-Pulse AC-DC rectifier with high-input/output waveforms. *IEEE T Power Electr*, 2007, 5: 1875–1881
- 19 Peterson M, Singh B N. A novel load compensator for a 12-pulse diode converter. In: *IEEE Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, New Delhi, India, 2006. 1–6
- 20 陈鹏, 李晓凡, 宫力, 等. 一种带辅助电路的 12 脉波整流电路. *中国电机工程学报*, 2006, 23: 163–166