

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.200960

三相多驱动系统带移相电流控制的谐波消除方法

郑春菊, 孟鑫, 周群, 徐方维

(四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要: 目前, 许多三相可调速驱动器仍采用二极管整流器(DR)或半可控硅整流器(SCR)作为前端整流。但是, 这种 AC-DC 整流会带来大量谐波电流, 使电网电流畸变。现有的谐波消除策略因为总成本高和复杂性难以运用到多驱动系统中。因此, 提出了移相电流控制和直流调制相结合的新方法来减轻多驱动系统中谐波电流。并且分析了并联驱动器之间不相等负载的影响, 运用负载自适应方案确保各个整流器从电网汲取的电流幅值相等, 从而增强了移相电流控制谐波消除效果。仿真和实验结果证明了该方案在三相多驱动系统中谐波消除的有效性。

关键词: 三相多驱动; 谐波消除; 移相电流控制; 直流调制; 负载自适应

Harmonic elimination method with phase-shifted current control in a three-phase multi-drive system

ZHENG Chunju, MENG Xin, ZHOU Qun, XU Fangwei

(School of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: At present, many three-phase adjustable speed drives still use a Diode Rectifier (DR) or a Semi-Controllable Rectifier (SCR) as the front-end rectifier. However, an AC-DC rectifier will bring a lot of harmonic currents and distort the grid current. The existing harmonic elimination strategy is difficult to apply to multi-drive systems because of its total cost and complexity. This paper proposes a new method combining phase-shift current control and DC modulation to mitigate harmonic currents in multi-drive systems, and the influence of unequal loads among parallel drivers is analyzed. The load adaptive scheme is used to ensure that the amplitude of the current drawn from the grid by each rectifier is equal, thereby enhancing the harmonic elimination effect of the phase shift current control. Simulation and experimental results prove the effectiveness of this scheme in harmonic elimination in a three-phase multi-drive system.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51877141).

Key words: three-phase multiple drives; harmonic elimination; phase shift current control; DC modulation; load adaptation

0 引言

谐波和效率始终是工业驱动器的主要问题^[1-15]。目前, 许多三相可调速驱动器仍采用不可控二极管整流器(DR)或半可控整流器(SCR)作为前端整流^[1], 主要是因为它们具有成本低、控制结构简单以及运行过程中的高可靠性等优点。但这种 AC-DC 整流器由于其较高的非线性会带来大量谐波电流^[7], 使电网电流畸变, 从而导致电能质量较差。电网中出现的谐波电流有可能导致: 1) 触发系统谐振; 2) 降低能量转换效率; 3) 连接到公共耦合点(PCC)的设备发生故障^[2]。目前针对驱动系统中的谐波问题开

发出了多种方案来解决^[1,5], 可以将其简单地分为四种类型。安装无源设备是最简单最直接的方法^[5], 但体积大、重量重和高谐振等原因限制了它的广泛应用, 尤其是在大功率驱动环境中。其次, 使用移相变压器来增加前端整流的输出电流脉波数, 此种方法将显著减轻电网侧的失真水平^[16-19], 例如, 文献[20]使用了带辅助电路的12脉波整流使电网电流的总谐波畸变(THD)降到了6%以下。文献[21]使用了24脉波整流使电网的THD更低, 但移相变压器的成本和体积仍是主要缺点。另外, 就降低谐波的有效性而言, 可以采用有源滤波技术^[22], 它是很有前途的解决方案, 文献[23]还提出了有源和无源相结合的谐波消除方案, 但是控制较为复杂。上述应用中, 无源滤波器只能消除特征次谐波, 因此谐波

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51877141)

抑制能力有限, 同时其潜在的串联、并联谐振的风险限制了其应用。有源和混合滤波技术往往需要很大容量的滤波器才能达到所要求的抑制效果, 有时附加滤波器的容量甚至可以达到整流器的容量等级, 加大了滤波的体积和成本, 同时也带来了额外的损耗。而多脉波整流技术随着移相变压器输出相数的增加, 其绕组结构会越来越复杂, 显著增加设计难度和制造成本。

文献[24-26]提出了一种用于多驱动系统的直流电流调制方案, 该调制方案是通过加上或减去特定的调制电平使得整流器输入的总电流变为多电平, 从而减轻了电流谐波。但是这种方法谐波消除的效果并不是很理想, 为了解决这些问题, 本文提出了移相电流控制与直流调制相结合的方案, 移相电流控制是通过控制可控整流单元的触发角对 SCR 的输入电流进行相移, 使各个整流器从电网汲取的电流控制为相同幅值的电流时, 总电网电流将变为多电平^[26-27], 同时结合直流侧的调制从而使电网电流 THD 降低, 并且采用了负载自适应控制方案, 确保每个驱动单元整流输入的电流幅值相等, 进而使得谐波消除达到最大化, 最终结果能将电网电流 THD 降低到 13% 左右, 根据 IEC6100 标准, 该结果的 THD 值和各次谐波的含量均是满足要求的^[27]。该方法解决了现有的三相多驱动系统中谐波消除方案的主要缺点, 不需要安装无源、有源滤波器, 也不需要采用移相变压器, 可以很大地节约成本和减小系统体积, 具有控制简单, 减小系统体积, 节约成本, 谐波消除效果明显的优点, 可以很好地用来代替多脉波整流, 可广泛用于三相多驱动系统中, 也可用于其他含有三相整流电路的领域, 如电机调速、高压直流输电、电化学加工、电池充电、不间断电源、大功率加热电源、可再生能源变换、等离子放电电源以及航空航天等领域。

1 移相电流控制

1.1 六脉波整流的谐波特性

为了说明移相电流控制方法, 首先对六脉波整流器的谐波特性进行如下分析。对于图 1 所示的双驱动系统, 当将整流后的输出电流控制为纯直流, 表示为 I_s 或 I_d 时, 两个整流系统相应的输入电流(即 $i_{s,abc}$ 或 $i_{d,abc}$)将是矩形波形。图 2 为三相可控整流单元的简化电路图及理想的三相输入电流。对于不可控整流单元, 可以通过将触发角 α_f 设置为 0 来获得相似的方波输入电流, 此时, 图 2(b)所示的方波应

该左移 α_f , 并且在这种情况下, 二极管整流单元的整流输出电压也如图 2(b)所示为六脉波。

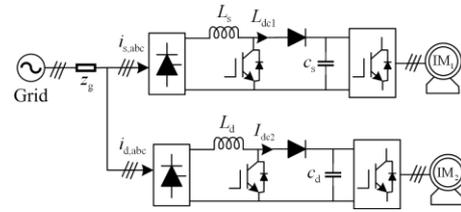
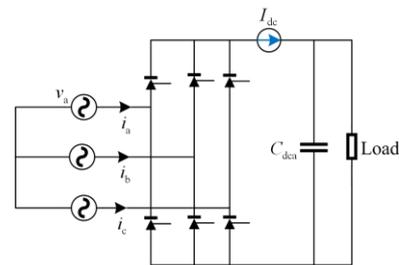
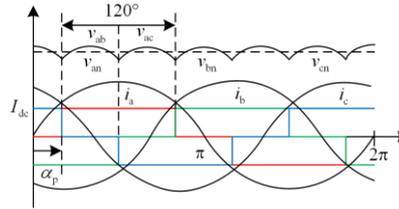


图 1 二极管整流器和可控整流器组成的双驱动系统
Fig. 1 Dual drive system composed of diode rectifier and controllable rectifier



(a) 简化电路图



(b) 理想的输入电流

图 2 三相可控整流单元的简化电路图及理想的三相输入电流

Fig. 2 Simplified circuit diagram of three-phase controllable rectifier unit and ideal three-phase input current

图 2(b)中的方波电流可以通过将所有谐波电流相加得到, 表示为

$$i_{sp}(t) = \sum_n i_{sp}^n(t) \quad (1)$$

式中: $n=1,2,3,\dots$ 为谐波阶数; p 为 a、b 或 c, 表示相数; i_{sp}^n 为 SCR 输入电流的 n 阶谐波分量, 可通过如下的傅立叶分析获得。

$$i_{sp}^n(t) = a_p^n \cos(n\theta) + b_p^n \sin(n\theta) \quad (2)$$

式中: $\omega = \omega t$, ω 为电网角频率; a_p^n 和 b_p^n 为相应的傅立叶系数。由于 $i_{sp}^n(t)$ 是半波对称的, 因此将不存在偶次谐波(即, 对于偶数 n , $a_p^n = b_p^n = 0$)。对于奇次谐波(即 $n=1,3,5,\dots$), 傅立叶系数可以表示为

$$\begin{cases} a_p^n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_{sp}^n(t) \cos(n\theta) d\theta \\ b_p^n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_{sp}^n(t) \sin(n\theta) d\theta \end{cases} \quad (3)$$

进一步得出

$$\begin{cases} a_p^n = \frac{2I_{dc}}{n\pi} [-\sin(n\alpha_p + \sin(n\alpha_p + n\beta))] \\ b_p^n = \frac{2I_{dc}}{n\pi} [\cos(n\alpha_p - \cos(n\alpha_p + n\beta))] \end{cases} \quad (4)$$

式中： α_p 为相对于 $\omega t = 0$ 的 p 相电流的相角(定义为在 a 相电压 v_{an} 的正零交叉处为零，如图 2(b)所示)， 120° 为导通角。根据图 2(b)，对于 a 相电流， $\alpha_a = \alpha_f + 30^\circ$ ，其中 SCR 触发角 $\alpha_f \geq 0$ ，三相电流平衡，因此 $\alpha_b = \alpha_a + 120^\circ$ ， $\alpha_c = \alpha_a + 120^\circ$ 。根据式(2)和式(4)，可以将整流器的输入电流表示为

$$i_{sa}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_s \sum_k \left\{ \frac{(-1)^h}{k} \sin[k(\theta - \alpha_f)] \right\} \quad (5)$$

式中： $k = 6h \pm 1$ 是谐波的阶数 ($k > 0, h = 0, 1, 2, \dots$)。则 a 相电流的第 k 次单个谐波分量(即 $i_{sa}^k(t)$)的幅值

可用式(6)表示。

$$I_{sa}^k = \frac{2\sqrt{3}}{k\pi} I_s \quad (6)$$

上式可用于分析谐波特性以及计算当前的 THD:

$$THD_{isa} = \frac{1}{I_{sa}^1} \sqrt{\sum_{k \neq 1} (I_{sa}^k)^2} \times 100\% \quad (7)$$

1.2 移相电流控制

如上所述，SCR 或 DR 的驱动系统的输入电流都含有高度失真的谐波电流。在此类应用中，尤其不需要低次谐波电流(例如，5、7、11 和 13 次谐波)，也就是说需要消除这些低次谐波电流，在多驱动系统的情况下，可以通过移相电流控制将谐波减弱到一定水平。

以基于图 3 所示的双驱动系统来说明这种谐波消除策略，其中可控整流单元的输入方波电流的 n 次谐波分量也可以表示为相量。

$$I_{sp}^n = I_{sp}^n e^{j\phi_{sp}^n} \quad (8)$$

式中： I_{sp}^n 和 ϕ_{sp}^n 分别是相应的幅值和相位。根据式(2)和式(4)，可以通过式(9)计算幅值 I_{sp}^n 和相位 ϕ_{sp}^n 。

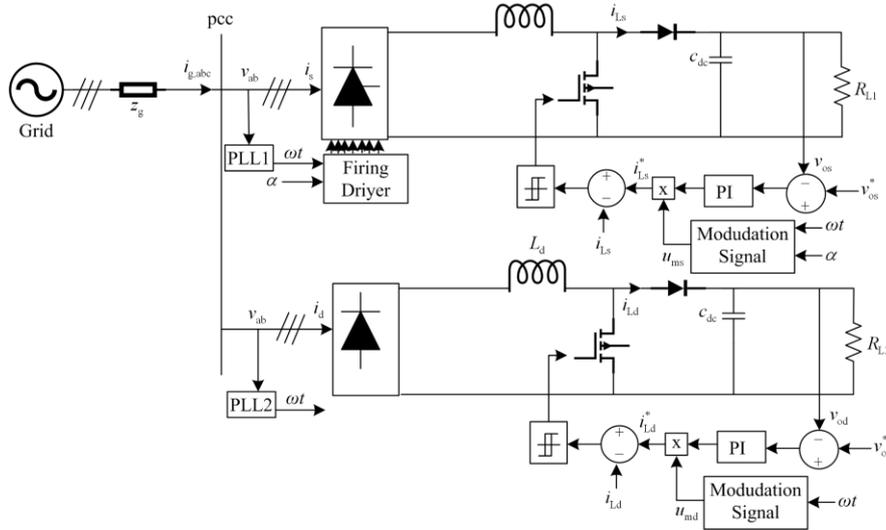


图 3 带直流控制的双驱动系统

Fig. 3 Dual drive system with DC control

$$\begin{cases} I_{sp}^n = [(a_p^n)^2 + (b_p^n)^2]^{1/2} \\ \phi_{sp}^n = \arctan(-b_p^n / a_p^n) \end{cases} \quad (9)$$

式中， $n = 1, 3, 5, \dots$ 为谐波阶数； a_p^n 和 b_p^n 为相应的 p 相电流的傅立叶系数。以类似的方式，可以通过将 $\alpha_f = 0$ 代入式(2)和式(4)来获得二极管整流单元的输入方波电流 i_{dp} 。因此，二极管整流单元的输入方

波电流的 n 次谐波可用相量表示为

$$I_{dp}^n = I_{dp}^n e^{j\phi_{dp}^n} \quad (10)$$

当 $\alpha_f = 0$ 时，可以通过式(4)和式(9)及叠加原理和图 3 得出电网中出现的总电流的第 n 次谐波分量的相量，可以表示为

$$I_{gh}^n = I_{dp}^n + I_{sp}^n = I_{dp}^n e^{j\phi_{dp}^n} + I_{sp}^n e^{j\phi_{sp}^n} \quad (11)$$

式(11)表明抵消电网电流的第 n 次谐波分量

是有可能的。但是只有在满足式(12)的情况下, 才能通过相移电流控制实现谐波消除。

$$I_{sp}^n = I_{dp}^n \text{ 且 } \phi_{sp}^n = \phi_{dp}^n - \pi \quad (12)$$

图 4 为向量表示的移相电流控制谐波消除原理, 当可控整流的触发角 $\alpha_f = 180^\circ/n$ 时, n 次谐波可得到消除。此时 $I_p^n = 0$ 即电网电流的第 n 次谐波分量为 0。

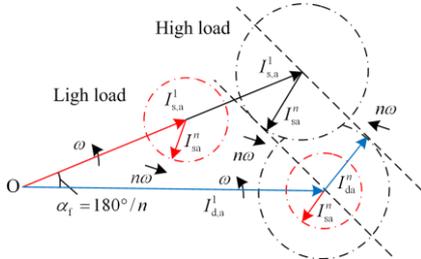


图 4 向量表示的移相电流控制谐波消除原理

Fig. 4 Principle of phase-shift current control harmonic elimination represented by vector

从以上分析可知, 移相电流控制能够降低电流谐波, 但是移相电流控制的有效性在很大程度上取决于并联驱动器的总数和这些驱动器单元的负载条件, 这些因素可能会使两个整流系统的输入电流不相等(就幅值而言), 这就降低了由相移电流控制实现的谐波抑制效果。所以为了进一步消除整流器所产生的谐波, 需要采用负载自适应的方法对移相电流控制进行改进。

2 负载自适应

2.1 两驱动中的负载自适应

显然, 使 SCR 的输入电流发生一定的位移能满足式(12), 即控制发射角 $\alpha_f = 180^\circ/n$, 此时 n 次谐波降低, 输入电流的 THD 有所减少。但是, 在实际应用中, 驱动器的负载是不相等的, 因此两个整流器的输入电流幅值不能保持在同一水平, 这会导致移相电流控制的性能受到影响。所以为了通过移相电流控制最大程度地消除谐波, 应确保两个整流器的输入电流幅值相等。

由于触发角 α_f 控制 SCR 输入电流的相位, 因此平均整流电压可以用式(13)表示。

$$\bar{v}_s = \bar{v}_d \cos \alpha_f = 1.35V_{LL} \cos \alpha_f \quad (13)$$

式中: \bar{v}_d 为二极管整流器输出的平均整流电压; V_{LL} 为电网线电压(例如 v_{ab})的均方根值。

两驱动系统功率比 γ 和负载电流比 λ 定义为式(14)。

$$\begin{cases} \gamma = \frac{P_s}{P_d} \\ \lambda = \frac{\bar{i}_{os}}{\bar{i}_{od}} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $P_s = \bar{v}_{os} \times \bar{i}_{os}$ 和 $P_d = \bar{v}_{od} \times \bar{i}_{od}$ 是升压输出功率; \bar{i}_{os} 和 \bar{i}_{od} 为升压转换器输出的平均负载电流; \bar{v}_{os} 和 \bar{v}_{od} 为整流器输出的平均电压。忽略升压转换器上的功率损耗, 得出

$$\begin{cases} P_s \approx \bar{v}_s \cdot I_s \\ P_d \approx \bar{v}_d \cdot I_d \end{cases} \quad (15)$$

进一步得到

$$\gamma = \frac{\bar{v}_{os} \cdot \bar{i}_{os}}{\bar{v}_{od} \cdot \bar{i}_{od}} \approx \frac{\bar{v}_s \cdot I_s}{\bar{v}_d \cdot I_d} \quad (16)$$

式中, I_s 和 I_d 是图 3 所示的整流器输出的平均电流。因此, 为了将整流电流保持在同一水平(即 $I_s = I_d$), 应满足条件式(17)。

$$\frac{\bar{v}_{os}}{\bar{v}_{od}} = \frac{\cos \alpha_f}{\lambda} \quad (17)$$

因此, 如果驱动器的负载可以调节, 则可以分别设置 DR 和 SCR 单元的直流参考电压 V_{od}^* 和 V_{os}^* 以满足式(17)中的条件。即要使系统谐波消除最大化, 两个整流单元需要满足式(18)。

$$P_s = P_d \cos \alpha_f \quad (18)$$

2.2 多驱动中的负载自适应

根据以上的分析考虑更多的驱动器是可行的, 可以将某些驱动器组合在一起以实现式(18)中的功率关系, 以四驱动器系统为例, 图 5 给出了四驱动器系统结构。与图 1 所示的双驱动器系统相比, 还有两个由 SCR 单元组成的驱动器连接到 PCC, 其参数应与两驱动中给出的参数相同。根据式(18)对驱动器进行分组, #1 和 #2 在一组中, 总功率表示为 P_1 , #3 和 #4 在另一组中的总功率表示为 P_2 , 形成一个等效的“双驱动”系统。

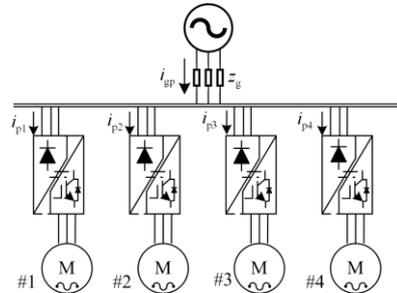


图 5 四驱动系统

Fig. 5 Four-drive system

虽然移相控制能使电网电流谐波降低, 但和带移相变压器的多脉波整流相比谐波含量仍然较大, 因此, 为了进一步降低电网电流谐波含量, 在直流侧采用了直流调制的方法。

3 直流调制

对于图 3 所示的双驱动系统。假设整流器直流侧的电流 I_{dc} 为恒定电流。图中 DC-DC 转换器为 boost 转换器, 该转换器可以模拟理想的电感器行为, 图 3 所示的两个整流器输入侧电流 i_s 、 i_d 为导通角 120° 的方波电流。其输入谐波含量可用傅立叶级数来表示。根据图 2(b), 在受控整流器(SCR)中, 方波输入电流的谐波 具有 120° 导通角和可调相位角 α_p ($\alpha_p = \alpha_f + 30^\circ$), 其傅立叶表达式为

$$i_s(n) = \sqrt{(a_n)^2 + (b_n)^2} \quad (19)$$

$$\begin{cases} a_n = \frac{2I_{dc}}{n\pi} \left[-\sin(n\alpha_p) + \sin(n\alpha_p + \frac{2\pi n}{3}) \right] \\ b_n = \frac{2I_{dc}}{n\pi} \left[\cos(n\alpha_p) - \cos(n\alpha_p + \frac{2\pi n}{3}) \right] \end{cases} \quad (20)$$

式中, n 为谐波次数。对于三相二极管整流器, 可将其作为 SCR 的特殊情况, 其固定相角为 $\alpha_p = 30^\circ$ (即 $\alpha_f = 0^\circ$), 在这种情况下, $a_n = 0$, 根据式(19)、式(20), 二极管整流器输入电流的谐波可表示为

$$i_d(n) = \frac{4I_{dc}}{n\pi} \cos(\frac{n\pi}{6}) \quad (21)$$

根据图 3, 总电流的谐波为 $i_g = i_s + i_d$, 可表示为

$$i_g(n) = \sqrt{(a_n)^2 + (i_d(n) + b_n)^2} \quad (22)$$

直流侧调制方案是通过加上和减去特定的调制电平使得整流器输入的总电流变为多电平, 接近正弦波形, 从而减轻电流谐波。图 6 展示了仅针对可控整流器单元提出的电流调制方法的基本思想(以 A 相为例)。为简单起见, 已将波形相对于电网电压进行了集中分析, 以分析谐波特性。

为了减轻三次谐波的影响, 应在基本周期的每 $1/6$ 处重复增加新的电平。例如, 在图 6 所示的 1 和 2 的两个扇区中, 每个扇区中的电流 i_a 从一相流向另一相时, 如果将新的电平添加到扇区 1 中, 则应在扇区 2 中准确重复, 这意味着直流侧所加脉冲的频率应为基频的六倍。如图 6 所示, 所需的电流波形由三个幅度和角度不同的方波信号组成。第一个电流波形幅值为 I_{dc1} , 其传导相位角为 α_p ($\alpha_p = \alpha_f + 30^\circ$)。对于三相二极管整流器, 此传导相位角恒定, $\alpha_f = 30^\circ$ 。第二个电流波形幅值为 I_{dc2} , 其传导相位角为 α_1 。第三个电流波形幅值为

I_{dc2} , 传导相位角为 α_2 。根据式(19)、式(20), 可以计算输入电流谐波。

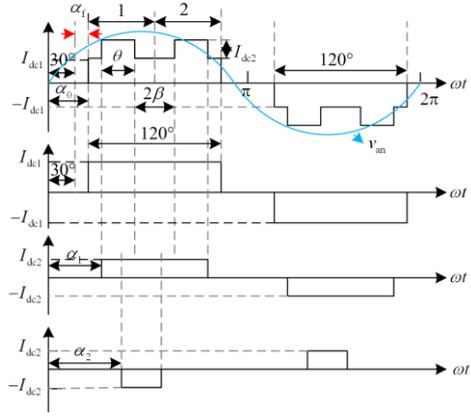


图 6 单个整流单元直流调制示意图
Fig. 6 Schematic diagram of DC modulation of a single rectifier unit

$$i_s(n) = \sqrt{(a_n + a'_n)^2 + (b_n + b'_n)^2} \quad (23)$$

$$\begin{cases} a'_n = \sum_{j=1}^2 \frac{2I_{dc}(-1)^{j+1}}{n\pi} \left[-\sin(n\alpha_j) + \sin(2n\alpha_0 - n\alpha_j + \frac{2\pi n}{3}) \right] \\ b'_n = \sum_{j=1}^2 \frac{2I_{dc}(-1)^{j+1}}{n\pi} \left[\cos(n\alpha_j) - \cos(2n\alpha_0 - n\alpha_j + \frac{2\pi n}{3}) \right] \end{cases} \quad (24)$$

式中: i_a 为电网的 A 相电流; a'_n 和 b'_n 分别为在 α_1 、 α_2 新增加电平的傅立叶系数, 且 $\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_0 + 60^\circ$ 。因此, 为了分别抵消两个低阶谐波, 例如 $i_a(m)$ 和 $i_a(k)$, 需满足以下条件。

$$2\beta + \theta = 60^\circ \text{ 或者 } 2(\alpha_1 - \alpha_2) + (\alpha_2 - \alpha_1) = 60^\circ \quad (25)$$

当整流器为三相二极管整流器时, $\alpha_p = 30^\circ$ ($\alpha_f = 0$), 在这种情况下, $a_n = a'_n = 0$ 。因此, 式(20)表示的输入电流的谐波可以简化为

$$i_d(n) = \frac{4}{n\pi} \begin{bmatrix} I_{dc1} \cos(\frac{n\pi}{6}) + I_{dc2} \cos(n\alpha_1) - \\ I_{dc2} \cos(\frac{2n\pi}{3} - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (26)$$

总电流的谐波表示为

$$i_g(n) = i_s(n) + i_d(n) = \sqrt{(a_n + a'_n)^2 + (i_d(n) + b_n + b'_n)^2} \quad (27)$$

当两个整流单元都采用直流调制后, 电网电流的总电流谐波就可显著降低。

4 仿真实验

为了验证方案的有效性, 首先在 Matlab/Simulink 上对两驱动系统进行了仿真实验。图 7、图 8 的仿

真结果证明了相移电流控制的有效性。当 SCR 整流单元的输入电流发生 36° 的相移时, 5 次谐波含量以及 5 次谐波的倍数, 即 25、35 次谐波分量明显减少, 其中 5 次谐波含量从 23.55% 降到 6.27%, 25、35 次谐波分量均得到明显的降低, 电网电流总谐波失真 THD_{iga} 从 37.88% 改善到了 24.34%。

以上仿真证明了移相电流控制消除谐波的有效性, 但由于两个驱动器的负载是不相等, 所以两个整流器的输入电流幅值不能保持在一幅值, 如图 8(a) 所示, 这就导致移相电流控制的性能受到影响, 谐波消除效果不是很理想。因此, 将改进的相移电

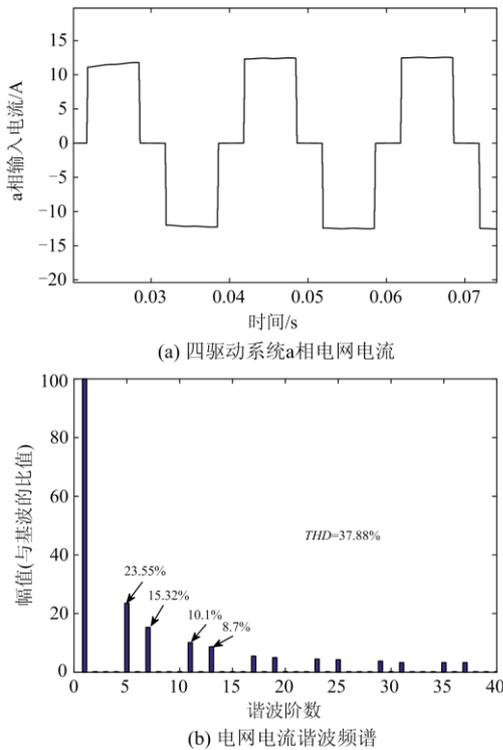
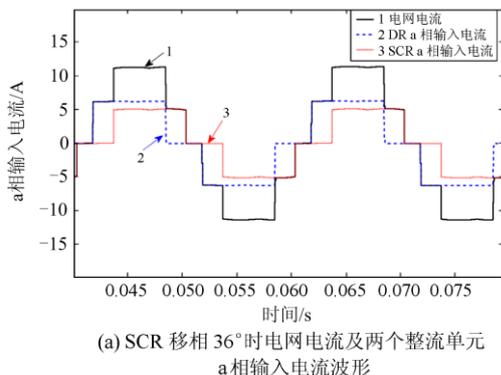
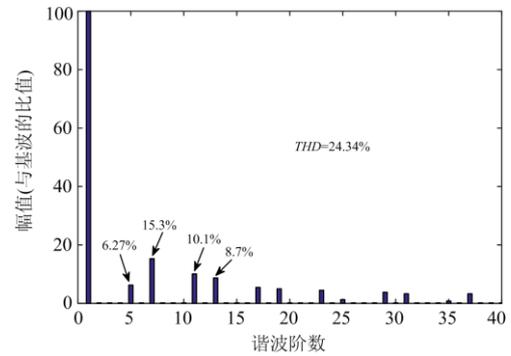


图 7 未采用移相电流控制时电网电流 a 相输入电流波形及其谐波频谱

Fig. 7 Grid current phase a input current waveform and its harmonic spectrum when phase shift current control is not used



(a) SCR 移相 36° 时电网电流及两个整流单元 a 相输入电流波形



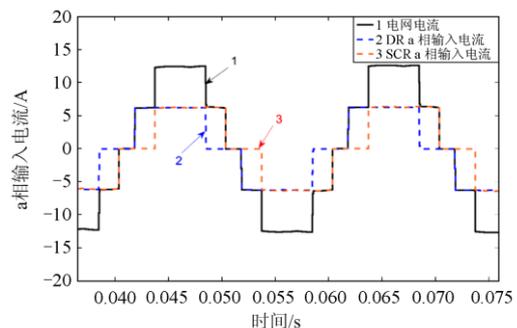
(b) 电网电流谐波频谱

图 8 SCR 移相 36° 时 a 输入电流波形及其谐波频谱

Fig. 8 a input current waveform and its harmonic spectrum when SCR phase shifting 36°

流控制方案应用于两个整流器单元, 并在直流侧采用了直流调制, 选择消除的特定次谐波为 7 次和 13 次谐波分量, 仿真根据式(17)设置直流部分参考电压, $v_{os}^* = 650 \text{ V}$, $v_{od}^* = 703 \text{ V}$, SCR 的触发角设为 32° (即 $\alpha_f = 32^\circ$), 此时 $P_d \approx 3.46 \text{ kW}$, $P_s \approx 2.90 \text{ kW} \approx P_d \cos \alpha_f$, 满足式(18), 仿真结果结果如图 9 所示。从仿真结果看出, 与传统的相移电流控制相比, 负载自适应方案可确保来自两个整流器的整流电流几乎处于同一水平(即, $I_s = I_d$), 此时, 5 次谐波含量进一步降低为 1.31%, 7 次、13 次谐波含量分别降到 0.73% 和 0.87%, THD_{iga} 降低到 12.57%。

对于图 5 所示四驱动的情况, 根据式(18)对驱动器进行分组, #1 和 #2 为一组, 总功率表示为 P_1 ; #3 和 #4 在另一组中, 总功率表示为 P_2 , 形成一个等效的“双驱动”系统。 P_1 设计为 8.55 kW, P_2 设计为 7.52 kW, 各个驱动器触发角分别设计为 0° 、 0° 、 32° 和 32° , 此时满足 $P_s \cos \alpha_f$, 仿真结果如图 10 所示, 5 次、7 次、13 次谐波含量分别为 1.15%、0.91%、1.01%, THD_{iga} 降低到 13.51%。



(a) 改进后的两驱动电网电流及两个整流单元 a 相输入电流

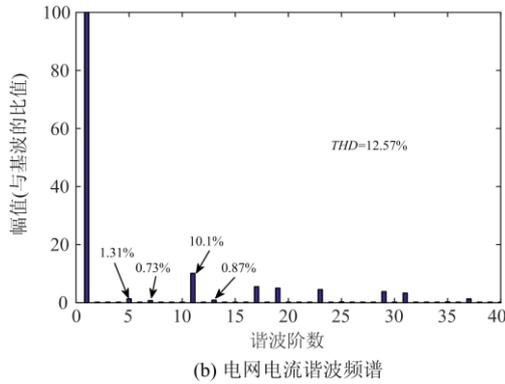
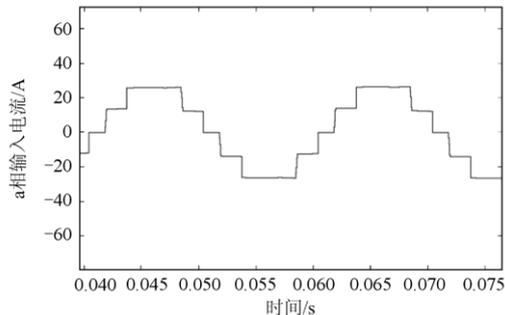


图 9 改进后两驱动电网电流及两个整流单元 a 相输入电流及谐波频谱

Fig. 9 Phase a input currents and harmonic spectrum of improved two-drive grid currents and two rectifier units



(a) 四驱动系统 a 相电网电流

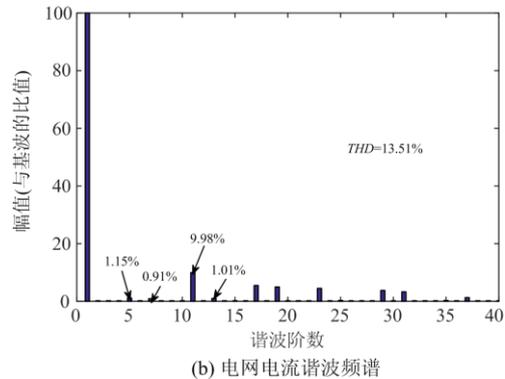
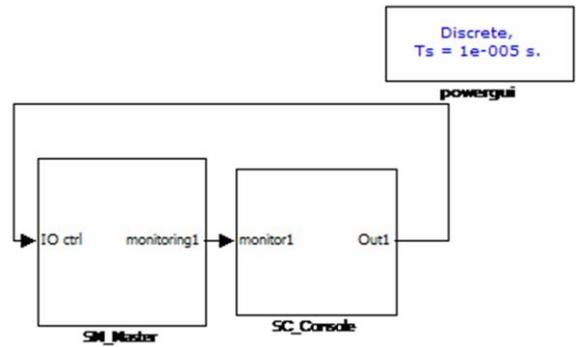


图 10 改进后四驱动电网电流及谐波频谱

Fig. 10 Improved four-drive grid current and harmonic spectrum

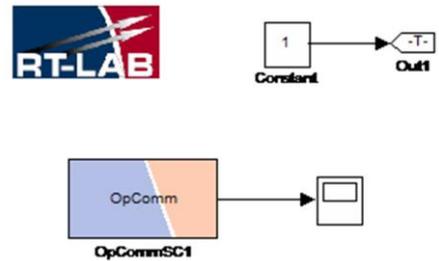
5 实验

为了进一步证明移相电流控制和直流调制相结合的方法减轻多驱动系统中谐波电流的有效性，在 RT-LAB 平台搭建了半实物仿真模型，其参数设置和 Matlab/Simulink 仿真参数相同。图 11 为 RT-LAB 半实物仿真模型部分界面，SM_Master 子系统放模型的运算，即拓扑结构部分，SC_Console 放子系统的观测部分。



(a) RT-LAB 模型第一层界面

Automatically generated by RT-LAB during compilation.

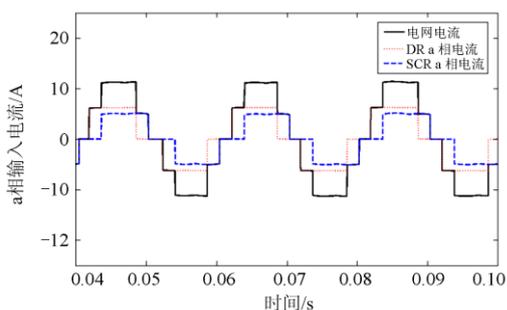


(b) RT-LAB 模型观察界面

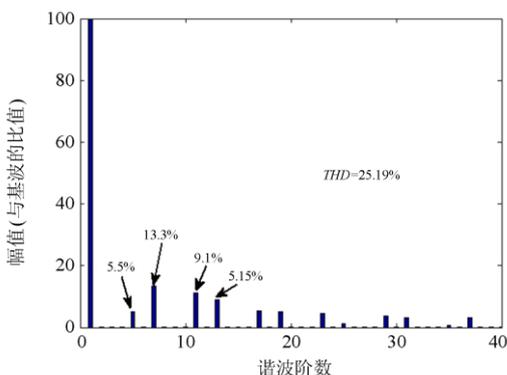
图 11 RT-LAB 半实物仿真模型部分界面

Fig. 11 Part of the interface of RT-LAB semi-physical simulation model

图 12 为 SCR 整流单元的输入电流发生 36° 的相移时电网电流及两个整流单元 a 相输入电流实验波形及电网电流谐波频谱图，图 13 为改进后两驱动电网电流及两个整流单元 a 相输入电流实验波形及电网电流谐波频谱。可以看出实验结果与仿真结果一致，与传统的相移电流控制相比，负载自适应方案可确保来自两个整流器的整流电流幅值几乎处于同一水平，5 次、7 次、13 次谐波分量分别降到 1.03%、0.95%、1.13%， THD_{iga} 从 25.19% 降低到 12.57%。

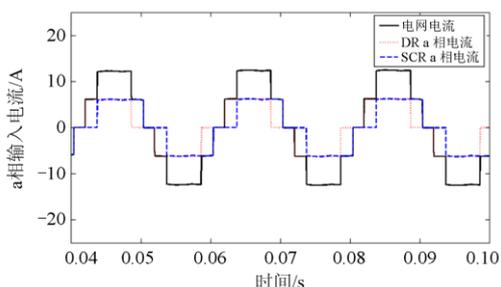


(a) SCR 移相 36° 时电网电流及两个整流单元 a 相输入电流实验波形

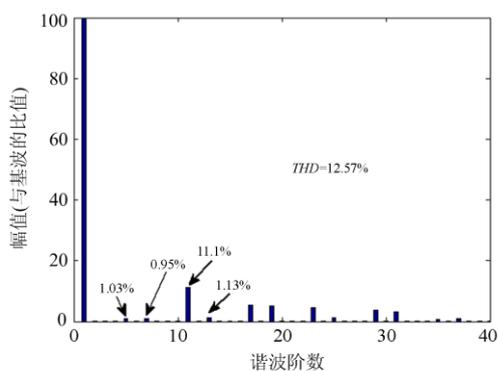


(b) 电网电流谐波频谱

图 12 SCR 移相 36° 时 a 输入电流实验波形及其谐波
Fig. 12 Experimental waveform of a input current and its harmonic spectrum when SCR phase shifting 36°



(a) 改进后的两驱动电网电流及两个整流单元 a 相输入电流实验波形

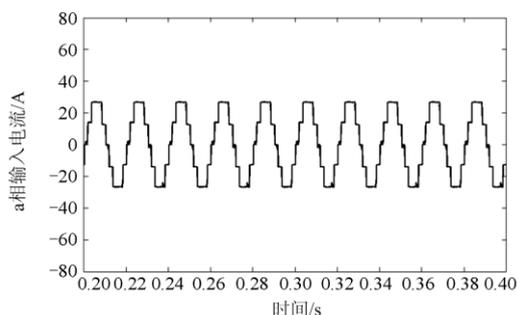


(b) 电网电流谐波频谱

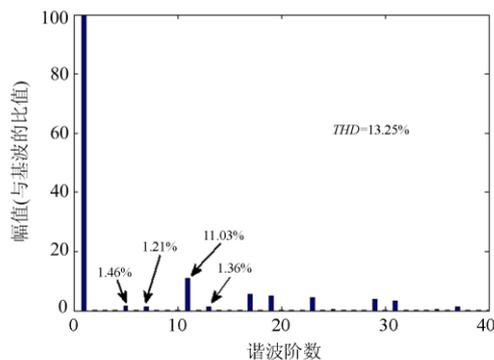
图 13 改进后两驱动电网电流及两个整流单元 a 相输入电流实验波形及谐波频谱

Fig. 13 Experimental waveforms and harmonic spectrum of the improved two-drive grid currents and the phase a input current of the two rectifier units

对于四驱动的情况, 与仿真一样, 也是根据式 (18)对驱动器进行分组, 实验参数和仿真参数一致, 其电网电流 A 相实验波形与谐波频谱如图 14 所示, THD_{iga} 为 13.25%, 与仿真结果的 13.51% 基本相同, 进一步验证了移相电流控制和直流调制相结合的方法减轻多驱动系统中谐波电流的有效性和正确性。图 15 为 RT-LAB 半实物仿真平台。



(a) 四驱动系统 a 相电网电流实验波形



(b) 电网电流谐波频谱

图 14 改进后四驱动电网电流实验波形及谐波频谱
Fig. 14 Improved four-drive grid current experimental waveform and harmonic spectrum



图 15 RT-LAB 半实物仿真平台

Fig. 15 RT-LAB semi-physical simulation platform

6 结论

本文针对三相多驱动系统提出了一种移相电流控制与直流调制相结合来消除谐波的新方法，所提出的方法可以通过调节可控整流的发射角来实现所选择的谐波消除，从而改善电网电流质量。并且为了进一步减少谐波，还对传统的移相电流控制进行了改进，解决了移相电流控制性能受到并联驱动单元之间的不平衡负载影响降低谐波消除效果的问题，可以始终确保整流器输出的电流幅值相等，使谐波消除达到最大化。该方法为多驱动系统提供了很大的灵活性以及成本效益，仿真与实验结果也证实了该方法的有效性。

参考文献

[1] KOLAR J W, FRIEDLI T. The essence of three-phase PFC rectifier systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 176-198 .

[2] STEIER P K. High power electronics innovation[C] // ICPE-ECCE Asia, 2015: 1-37 .

[3] WAIDE P, BRUNNER C U. Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems[R]. International Energy Agency, 2011.

[4] 高泽盟, 李卫国, 杨洪达, 等. 应用于配网的 MMC 直流双极短路无闭锁故障穿越控制策略[J]. 高压电器, 2020, 56(6): 274-281.

GAO Zemeng, LI Weiguo, YANG Hongda, et al. Non-locking fault ride-through control strategy under dc bipolar short circuit of mmc for distribution network[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(6): 274-281.

[5] 吴俊, 诸军, 沈海平, 等. 配电网三相不平衡度近似计算方法简析[J]. 高压电器, 2019, 55(12): 211-214.

WU Jun, ZHU Jun, SHEN Haiping, et al. Analysis of the three-phase voltage unbalance computing formula used

for distribution network[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(12): 211-214.

[6] 刘颖英, 冯丹丹, 林才华, 等. 电能质量综合评估研究现状及发展趋势[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(4): 167-176.

LIU Yingying, FENG Dandan, LIN Caihua, et al. Current status and development trend of power quality comprehensive assessment[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(4): 167-176.

[7] GIANNOUTSOS S V, MANIAS S N. A systematic power-quality assessment and harmonic filter design methodology for variable-frequency drive application in marine vessels[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1909-1919.

[8] 周净轩, 罗隆福, 王海龙. 基于双星型多电平潮流控制器与 YNvd 变压器的同相供电系统[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(8): 9-16.

ZHOU Jingxuan, LUO Longfu, WANG Hailong. Co-phase power supply system based on double star multilevel power flow controller and YNvd transformer[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(8): 9-16.

[9] 王红星, 刘军成, 李军, 等. 配电网电能质量监测数据简约方法探讨[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(6): 8-12.

WANG Hongxing, LIU Juncheng, LI Jun, et al. Discussion on the simple method of power quality monitoring data in distribution network[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(6): 8-12.

[10] 张树楠, 罗海云, 程晓娟, 等. 基于双 dq 变换正负序提取及锁相环的 FPGA 实现[J]. 高压电器, 2020, 56(3): 182-189.

ZHANG Shunan, LUO Haiyun, CHENG Xiaoxuan, et al. Realization of positive & negative sequence component picking up and phase locked loop using fpga based on dual-dq transform[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(3): 182-189.

[11] 马嘉秀, 徐玮浓, 何复兴, 等. 基于 WT 和 SVM 的电能质量分类识别方法[J]. 智慧电力, 2019, 47(3): 16-22, 37.

MA Jiaxiu, XU Weinong, HE Fuxing, et al. A novel power quality classification and identification method based on WT and SVM[J]. Smart Power, 2019, 47(3): 16-22, 37.

[12] 宋波. 谐波影响下电力电容器的协调无功降损方法[J]. 电网与清洁能源, 2019, 35(11): 7-12.

SONG Bo. Coordinated reactive power loss reduction method of power capacitors under the influence of

- harmonics[J]. *Power System and Clean Energy*, 2019, 35(11): 7-12.
- [13] ZHAO Wenjing, SHANG Liquan, SUN Jinfan. Power quality disturbance classification based on time-frequency domain multi-feature and decision tree[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2019, 4(4): 337-342. DOI: 10.1186/s41601-019-0139-z.
- [14] SENTHIL K, BANINGOBERA B E. IEC61850 standard-based harmonic blocking scheme for power transformers[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2019, 4(2): 121-135. DOI: 10.1186/s41601-019-0123-7.
- [15] 郑征, 金建新, 陶海军, 等. 交直流混合微电网虚拟 APF 的研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(9): 11-17.
ZHENG Zheng, JIN Jianxin, TAO Haijun, et al. Research on virtual APF of AC/DC hybrid microgrid[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(9): 11-17.
- [16] 陈鹏, 李晓帆, 宫力, 等. 一种带辅助电路的 12 脉波整流电路[J]. *中国电机工程学报*, 2006, 26(23): 163-166.
CHEN Peng, LI Xiaofan, GONG Li, et al. The utility model relates to a 12 pulse wave rectifier circuit with an auxiliary circuit[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2006, 26(23): 163-166.
- [17] 孟凡刚, 满忠诚, 高蕾, 等. 基于电力电子移相变压器的 12 脉波整流技术[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(18): 3865-3872.
MENG Fangang, MAN Zhongcheng, GAO Lei, et al. 12 pulse wave rectifier technology based on power electronic phase shift transformer[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(18): 3865-3872.
- [18] 孙盼, 赵镜红, 熊欣, 等. 用于多脉波整流的直线式移相变压器[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(增刊 1): 169-177.
SUN Pan, ZHAO Jinghong, XIONG Xin, et al. Linear phase-shifting transformer for multi-pulse rectification[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(S1): 169-177.
- [19] 孟凡刚, 徐晓娜, 高蕾. 一种使用无源谐波抑制方法的多脉波整流器[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(增刊 2): 77-86.
MENG Fangang, XU Xiaona, GAO Lei. A multi-pulse rectifier using passive harmonic suppression method[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(S2): 77-86.
- [20] CHINIFOROOSH S, ATIGHECHI H, JATSKEVICH J. A generalized methodology for dynamic average modeling of high-pulse-count rectifiers in transient simulation programs[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016, 31(1): 228-239.
- [21] 孟凡刚, 王琳, 高蕾, 等. 基于直流侧无源电压谐波注入法的串联型 24 脉波整流器[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(6): 1181-1187.
MENG Fangang, WANG Lin, GAO Lei, et al. A series 24 pulse wave rectifier based on dc side passive voltage

- harmonic injection method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(6): 1181-1187.
- [22] MENG F, YANG W, ZHU Y, et al. Load adaptability of active harmonic reduction for 12-pulse diode bridge rectifier with active inter-phase reactor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7170-7180.
- [23] ZARE F. Harmonics issues of three-phase diode rectifiers with a small DC link capacitor[J]. Proc PEMC, 2014: 912-917.
- [24] DAVARI P. A multipulse pattern modulation scheme for harmonic mitigation in three-phase multimotor drives[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 174-185.
- [25] DAVARI P. Pulse pattern-modulated strategy for harmonic current components reduction in three-phase AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3182-3192.
- [26] YANG Y. Enhanced phase-shifted current control for harmonic cancellation in three-phase multiple adjustable speed drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(2): 996-1004.
- [27] ANDERSEN G K, BLAABJERG F. Current programmed control of a single-phase two-switch buck-boost power factor correction circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 263-271.

收稿日期: 2020-08-08; 修回日期: 2020-11-09

作者简介:

郑春菊(1996—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电能质量与控制变换; E-mail: 1961981448@qq.com

孟鑫(1992—), 男, 博士, 助理研究员, 研究方向为微网变换器建模与控制; E-mail: mengxin_pe@163.com

周群(1966—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电工理论与新技术。E-mail: zhouqunsc@163.com

(编辑 姜新丽)