

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.211720

基于最优占空比原则的脉频调制策略的应用

肖丽平¹, 吕超², 和青芳¹, 程光¹

(1. 北京联合大学前沿智能技术研究院, 北京 100101; 2. 哈尔滨工业大学
电气与自动化工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 传统的开关器件脉频调制(Pulse Frequency Modulation, PFM)控制方法, 存在开关频率高、频率不固定且稳定性能不好的缺点, 使得它在 APF 的应用中增加了滤波器的设计难度。为此提出了以最优占空比为原则的改进脉频调制方法。该方法通过最小二乘法获得最优占空比, 并依此合理选择控制参数, 且在控制器中, 引入电网及补偿电压的实时特性, 参与开关器件的导通时间、关断时间及滞环宽度的控制, 从而实现定频、降损、提高控制精度及动态性能。通过对 PFM 的传统与改进控制策略的仿真与实验, 验证了所提方法的有效性, 且该方法易于控制电路的设计。

关键词: 脉频调制; 滞环电流控制; COT 控制; CFT 控制; 最优占空比

Application of PFM strategy based on the principle of optimal duty cycle

XIAO Liping¹, LÜ Chao², HE Qingfang¹, CHENG Guang¹

(1. Frontier Intelligent Technology Research Institute, Beijing Union University, Beijing 100101, China;
2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: In traditional control methods of pulse frequency modulation (PFM) there exists a high and variable switching frequency, and stability is poor. The challenge of filter design is multiplied when they are used in APF. Therefore, an improved PFM method based on the principle of an optimal duty cycle is proposed. The optimal duty cycle is obtained by the least squares method. From this, reasonable control parameters are selected. Real-time characteristics of power grid and compensation voltages are introduced into the controller to control the on-time, off-time and hysteresis loop width of the switching device, so as to achieve constant frequency, reduce switching loss, improve control accuracy and dynamic performance. Simulation and experiment of the traditional and the improved methods of PFM verify the effectiveness of the proposed method, and it is easy to design the control circuit with this method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61871028).

Key words: pulse frequency modulation; hysteresis current control; COT control; CFT control; optimal duty cycle

0 引言

经过近 60 年的发展, 开关变换器及其控制电路种类繁多^[1]。其中开关变换器的控制是影响并联有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)性能至关重要的因素之一。由于开关变换器的控制电路中含有控制器和调制器两部分^[2], 因此控制电路可以按照

调制技术的不同, 也可称为“按照占空比的实现方式”的不同, 分为定频调制和不定频调制两种基本类型以及两种类型一起采用的组合型调制技术^[3-5]。定频调制即为脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM), 通过调节一个周期内脉冲宽度即功率器件的导通时间来调节输出电压, 该调制方式的特点是开关周期恒定不变, 技术原理简单、易实现。传统的 PWM 控制有正弦脉宽调制(Sinusoidal PWM, SPWM)^[6-8]和载波调制, 正弦脉宽调制控制较为复杂, 但逆变器电压谐波较小, 被广泛采用。载波调制分为载波层叠 PWM^[9]和载波移相 PWM^[10], 载波

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61871028); 北京市自然科学基金-丰台轨道交通前沿研究联合基金(L191006); 北京联合大学校级科研项目资助(ZK202205)

层叠调制的特点是实现简单且零序分量的加入可以增大调制比,从而减小开关损耗^[11];载波移相法具有输出电能质量高、适用于电平数较多的变频器、易于控制各单元输出功率以及易于实现模块化分布式控制等优点^[12]。空间矢量脉宽调制(Space Vector PWM, SVPWM)^[13-14]是一种建立在空间矢量合成概念上的 PWM 法,它的优点在于:概念清晰,反映了 SPWM 的本质,电压利用率高,易于数字实现等。不足之处在于:当电平数超过 5 时,算法过于复杂。最近电平逼近控制(Nearest Level Modulation, NLM)^[15]适合高电平数换流器的阶梯波调制,优化的 PWM 调制技术有特定谐波消除算法(Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation, SHE-PWM),该算法可以很好地消除输出电压和电流中的特定次谐波^[16-17]。

不定频调制是指通过改变开关变换器的频率以达到调节输出电压的目的,也称为脉频调制(Pulse Frequency Modulation, PFM)。PFM 调制技术主要有恒定导通时间(Constant On-time, COT)控制、恒定关断时间(Constant off-time, CFT 或称作 Fix off-time, FOT)控制以及滞环电流控制(Hysteresis Current Control, HCC)。COT 控制具有有效降低开关频率及损耗的特点^[18],目前的研究主要集中在增加轻载时开关导通时间,以实现开关损耗最小,有学者提出模拟时间最优控制(Analog Time-optimized on-time Control, OTC)^[19],该方法改善了高速电机负载电流瞬态响应,提高了轻载效率。此外,COT 控制应用在 BUCK 电路中,广泛采用纹波补偿法,该方法存在着潜在的不稳定性及过载瞬态响应问题,因此学者提出精准的自适应 COT 控制方案^[20]。CFT 控制的优点是动态响应快,但它与 COT 的离散时间模型不同,当输出电容等效串联电阻较小时,变换器可能存在次谐波振荡等不稳定的工作状态,为解决此问题,采用斜坡补偿技术,通过采集电感电流信息来实现补偿^[21],也可采用峰值电流模式准 PWM 控制方法来提高变换器系统的稳定性和快速性^[22]。HCC 控制方法的优点是简单易实现,受负载参数影响小,鲁棒性好,缺点是输出电压中谐波分量不含特定频率,且滞环宽度对开关损耗与控制精度影响不一致。为提高控制精度的同时减少开关损耗,学者将自适应^[23-24]、变环宽^[25]及双环宽^[26]等引入到滞环宽度控制。与 PWM 技术相比,PFM 技术的开关变换器瞬态性能好,轻载效率高,因此适用于瞬态性能要求高的场合。

目前国内外学者对定频调制控制策略在有源电力滤波器中的应用研究较多,对基于滞环电流控制的不定频控制技术的研究也较多,但是鲜有将不

定频控制技术应用在有源电力滤波器的对比分析研究中。为此,本文对几种常见的不定频控制技术在有源电力滤波器中的应用进行分析,并根据 PFM 控制技术不定频的特点,采用改进的基于最优占空比原则的控制方法,以期获得较好的跟踪精度和补偿效果。

1 APF 的结构模型

1.1 APF 主电路拓扑结构

有源电力滤波器的系统拓扑结构如图 1 所示,本文以此为平台进行 PFM 控制策略的对比分析。图 1 中,主电路为三相电压型逆变器,由于 APF 主要用来解决电能质量的动态问题,开关频率高,因而采用的开关器件由 IGBT 构成。

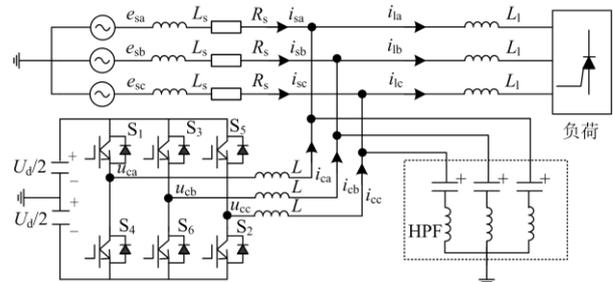


图 1 三相四线 APF 主电路拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of three-phase four-wire APF main circuit

图中 e_{sa} 、 e_{sb} 、 e_{sc} 为三相系统电源电压, i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为 APF 产生的三相补偿电流, u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 为逆变电路输出端电压。为分析方便,此处忽略电网侧线路阻抗,得到式(1)所示方程。

$$L \frac{di_{ci}}{dt} = u_{ci} - e_{si} \quad (i = a, b, c) \quad (1)$$

对 u_{ci} 有

$$u_{ci} = \begin{cases} \frac{U_d}{2} \text{ 上桥臂导通, 下桥臂关断, 即 } S_i = 1 \\ -\frac{U_d}{2} \text{ 上桥臂关断, 下桥臂导通, 即 } S_i = 0 \end{cases} \quad (i = a, b, c) \quad (2)$$

式中: U_d 为直流侧电压; S_i 为开关函数。

1.2 APF 数学模型

由于三相逆变器采用的是三相四线半桥逆变拓扑,当电源电压和负载均为对称时,每一相都是独立的,没有耦合关系,可以把三相逆变器看作由 3 个输出电压相位互差 120° 的独立的单相半桥逆变器组成^[27]。因此,只需对单相半桥式电路进行分析即可。单相半桥式电路如图 2 所示,图中: $\frac{U_d}{2}$ 、 $-\frac{U_d}{2}$ 表示正、负直流母线电压; S_1 、 S_2 为半导体开关器

件; L 为输出滤波电感, 忽略线路阻抗; Z 为负载。

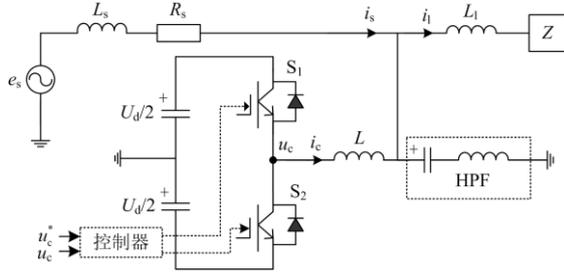


图2 单相半桥式电路

Fig. 2 Single phase half bridge circuit

由图2可知: 当半桥单元处于 S_1 关断 S_2 开通状态时, 电感电流 i_c 的变化率为正值, 即 $(e_s + U_d/2)/L$, 电流处于上升阶段, 由此可得

$$DT = (\Delta i_c \times L)/(e_s + U_d/2) \quad (3)$$

式中: T 为开关周期; D 为占空比。当半桥单元处于 S_1 开通 S_2 关断状态时, 电感电流 i_c 的变化率为负值, 即 $(e_s - U_d/2)/L$, 电流处于下降阶段, 由此可得

$$(1-D)T = -(\Delta i_c \times L)/(e_s - U_d/2) \quad (4)$$

由式(3)、式(4)可得

$$T = \Delta i_c \times L \left(\frac{1}{e_s + U_d/2} - \frac{1}{e_s - U_d/2} \right) \quad (5)$$

式中, Δi_c 为纹波电流的峰峰值, 即各控制方法的上下边界的差值。由式(5)可知, 当控制策略的参数确定后 Δi_c 是不变的, 那么周期 T 的变化受 e_s 影响, 这也是开关频率不固定的主要原因。

2 网侧电压叠加的逆变器 PFM 控制

PFM 技术改变开关频率的方式为: 恒定导通时间、恒定关断时间和导通与关断时间均变化的滞环控制。本文对这3种调制方法进行对比分析, 并引入改进的控制策略, 基于最优占空比原则的 PFM 控制方法, 将其与传统方法进行对比分析。

图2中, u_c^* 为逆变器输出电压参考值, u_c 为逆变器输出的补偿电压。

$$u_c = \frac{U_d}{2} (2S - 1) \quad (6)$$

开关周期的平均电压值为

$$\langle u_c \rangle_{T_s} = \frac{U_d}{2} (2\langle S \rangle_{T_s} - 1) \quad (7)$$

$$Q \langle S \rangle_{T_s} = D(t) \quad (8)$$

$$\therefore D(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_c^*}{u_c} \right) \quad (9)$$

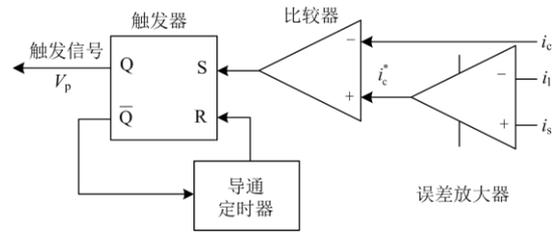
式中: $D(t)$ 为占空比; u_c 为 t 时刻补偿电压的幅值; u_c^* 为 t 时刻参考电压的幅值。

2.1 COT 调制及控制方法

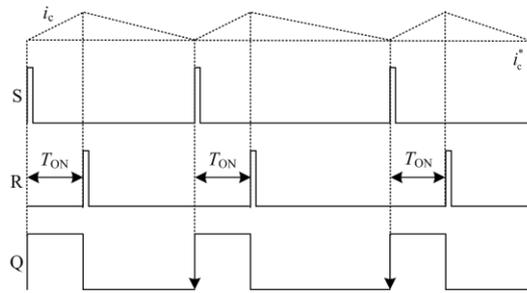
COT 调制即恒定导通时间、变化关断时间调制方式。COT 调制与控制方式相结合, 根据控制参数选取类型分为 COT 调制电压型控制和 COT 调制电流型控制两种基本形式。本文选取的控制参数为电流, 因此讨论 COT 调制电流型控制策略。

2.1.1 COT 调制电流型控制

图3为 COT 调制电流型控制简化电路, 其基本原理为: 将变换器的输出补偿电流 i_c 与控制电流 i_c^* 比较, 根据比较结果控制开关管的通断。当变换器的输出补偿电流 i_c 低于控制电流 i_c^* 时, 比较器输出高电平, 使得触发器 Q 输出高电平, V_p 对功率开关管输出触发脉冲, 功率管导通, 输出补偿电流 i_c 上升, 此时, u_c 为低电平, 定时器导通开始定时, 定时结束时, 定时器对 R 端输出高电平, RS 触发器复位, 开关管关断, 输出补偿电流 i_c 下降, 当变换器的输出补偿电流 i_c 下降到控制电流 i_c^* 时, 一个周期结束, 开关管再次导通。



(a) COT控制原理图



(b) 主要控制信号

图3 COT 调制电流型控制简化电路图

Fig. 3 Simplified circuit of COT modulated current mode control

设 COT 控制的电流纹波峰值为 $\Delta i = (i_h/2)$, 根据式(5)可得

$$T = L \times (i_h/2) \left(\frac{1}{e_s + U_d/2} - \frac{1}{e_s - U_d/2} \right) \quad (10)$$

在定导通时间控制中, COT 控制电路一经确

定, 定时器的导通时间就是定值。因此, 开关周期会随着交流侧电压的变化而变化, 即开关频率是变化的, 滤波器设计较为困难。目前学者为解决开关频率变化引起滤波器设计困难的问题, 提出了许多保持开关频率恒定的控制策略^[28-30]。

2.1.2 改进的 COT 电流型控制

图 4 为导通定时器原理图, 本文在已有文献的基础上^[31]引入网侧电压到定时器电路中, 如图 5 所示。为消除交流侧电压引起开关周期变化的影响, 通过最优占空比原则合理选择参数, 达到开关周期不受网侧电压影响的目的, 且实现开关次数最优, 从而减少了开关损耗。

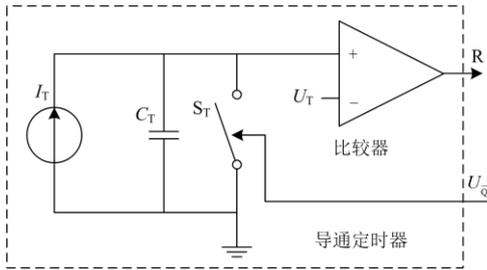


图 4 导通定时器原理图

Fig. 4 Schematic diagram of the on-timer

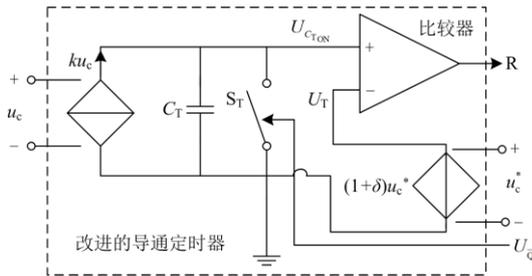


图 5 网侧电压叠加导通定时器原理图

Fig. 5 Schematic diagram of the grid-side voltage superposition on-timer

1) 合理选择控制量、反馈量, 以期频率保持恒定。将 u_c 、 u_c^* 作为控制量引入到定时器中, 其中 $u_c^* = U_m \sin 314t - e_s$ 。

$$U_{CTON} = ku_c T_{ON} / C_T \quad (11)$$

$$T_{ON} = \frac{U_{CTON} C_T}{ku_c} \quad (12)$$

$$T_{ON} = DT = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_c^*}{u_c} \right) T \quad (13)$$

将式(12)代入式(13), 可得

$$f = \frac{(u_c + u_c^*)k}{2U_{CTON} C_T} \quad (14)$$

令 $\frac{u_c^*}{u_c} = \frac{1}{1+\delta}$, 其中 δ 为控制精度, $U_{CTON} = (1+\delta)u_c^*$, 得到频率与电路参数的关系为

$$f = \frac{(2+\delta)k}{2(1+\delta)C_T} \quad (15)$$

2) 利用最小二乘法求得占空比的最小值点 D_i , 达到减小开关损耗的目的。

在图 1 的三相电路中, u_{ci} 的周期平均值为

$$[u_{ci}] = U_d \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [D_i] - \begin{bmatrix} U_d/2 \\ U_d/2 \\ U_d/2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中, $i = a, b, c$ 。设输出参考电压为 $[u_{ci}^*] = [u_{ca}^* \ u_{cb}^* \ u_{cc}^*]^T$; 实际逆变器输出电压为 $[u_{ci}] = [u_{ca} \ u_{cb} \ u_{cc}]^T$, $D_i = [D_a \ D_b \ D_c]^T$, 则由最小二乘法求占空比极小值:

$$f(D_i) = [u_{ci} - u_{ci}^*]^T [u_{ci} - u_{ci}^*] \quad (17)$$

解得最优占空比为

$$D_i = \frac{u_{ci}^*}{U_d} \quad (18)$$

在单相半桥式电路中, 式(18)可以表示为

$$D = \frac{u_c^*}{U_d} = \frac{T_{ON}}{T} \quad (19)$$

当开关周期 T 一定时, 将最优占空比式(19)代入式(11)可得

$$U_{CTON} = \frac{ku_c T u_c^*}{U_d C_T} \quad (20)$$

将 $U_{CTON} = (1+\delta)u_c^*$ 代入式(20)可得

$$k = \frac{(1+\delta)U_d C_T}{T u_c} \quad (21)$$

进行控制器设计时, 一旦频率确定, 可由式(21)确定受控系数 k 的值。

2.2 CFT 调制及控制方法

CFT 调制是恒定关断时间、变化导通时间的调制方式。CFT 调制与电压型或电流型控制相结合形成不同的调制控制方法。本文采用 CFT 调制电流型控制方法进行分析。

2.2.1 CFT 调制电流型控制

CFT 调制电流型控制方法如图 6 所示。由图 6 可知, CFT 调制与 COT 调制的不同之处在于, 关断定时器取代了导通定时器, 当补偿电流 i_c 上升到控制电流 i_c^* 时, 触发开关管截止, 由关断定时器确定关断时长, 直至下一周期开始。

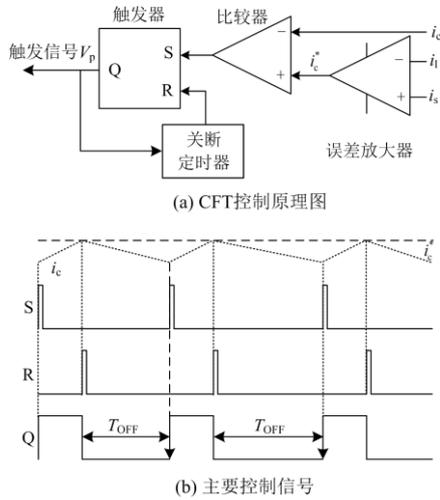


图 6 CFT 调制电流型控制简化电路

Fig. 6 Simplified circuit of CFT modulated current mode control

设 CFT 控制的电流纹波峰值为 $\Delta i = (-i_h / 2)$, 根据式(5)可得

$$T = L \times \left(-\frac{i_h}{2} \right) \left(\frac{1}{e_s + U_d/2} - \frac{1}{e_s - U_d/2} \right) \quad (22)$$

同样, 在定关断时间控制中, CFT 控制电路一经确定, 定时器的关断时间就是定值, 会出现与 COT 控制类似问题, 即开关频率是变化的, 滤波器设计较为困难。

2.2.2 改进的 CFT 电流型控制

图 7 为关断定时器原理图, 与 COT 电流控制类似, 引入网侧电压到定时器电路中, 如图 8 所示。合理地选择参数, 使开关周期不受交流侧电压变化的影响, 同时降低开关损耗。

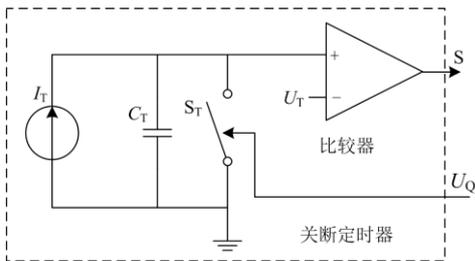


图 7 关断定时器原理图

Fig. 7 Schematic diagram of the off-timer

同 COT 控制分析, 可得

$$f = \frac{(u_c - u_c^*)ku_c}{2u_c U_{CTOFF} C_T} \quad (23)$$

令 $U_{CTOFF} = (1 + \delta)u_c^*$, 可得频率与电路参数的关系为

$$f = \frac{\delta k}{2(1 + \delta)C_T} \quad (24)$$

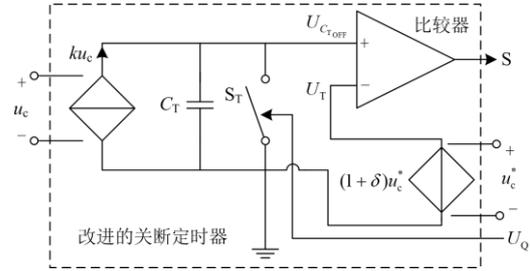


图 8 网侧电压叠加关断定时器原理图

Fig. 8 Schematic diagram of the grid-side voltage superposition off-timer

同样, 把由最小二乘法获得的最优占空比值代入 T_{OFF} 中, 求得控制系数 k 。

$$k = \frac{(1 + \delta)C_T}{T \left(\frac{U_d}{u_c^*} - 1 \right)} \quad (25)$$

进行控制器设计时, 一旦频率确定, 可由式(25)确定控制系数 k 的值。

2.2.3 COT 与 CFT 控制方法中 U_d 的控制

由于在逆变器工作时, U_d 会发生波动, 而 U_d 保持恒定是维持逆变器输出结果准确的重要条件。因此, 采用反馈控制方法以维持 U_d 电压恒定。

$$\begin{aligned} Q \langle u_{ci} \rangle_{T_s} &= \frac{U_d}{2} \frac{u_{ci}^*}{u_{ci}} \\ \therefore U_d &= 2 \langle u_{ci} \rangle_{T_s} \frac{u_{ci}}{u_{ci}^*} \end{aligned}$$

其控制示意图如图 9 所示, 其中 t 表示当前时刻, $t-1$ 表示逆变器工作的上一时刻。

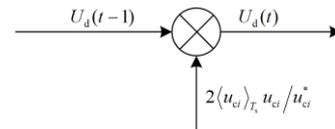

 图 9 U_d 控制示意图

 Fig. 9 Schematic diagram of the control of U_d

2.3 滞环调制及控制方法

2.3.1 传统滞环调制电流控制方法

滞环电流控制方法电路如图 10 所示。其基本原理是对补偿电流与控制电流的上下界进行比较, 控制电流的上下界由带宽决定。当补偿电流增大至控制电流的上界时, 触发器 R 置零, 开关管关断, 直至补偿电流下降到控制电流的下界时, 触发器 S 置位, 开关管导通至下一个关断信号到来。滞环控制是变导通时间和变关断时间的组合, 它的特点是

稳定性良好, 系统内硬件构造清晰易于实现, 动态响应快, 对负载参数不敏感, 因而获得了广泛的应用和发展。滞环电流控制的缺点是开关频率不固定, 当电流变化率过大或过小时将无法跟踪, 在电流过零点, 开关频率出现极值。因此许多学者提出改进的滞环电流控制方法, 采用变环宽的方法使得开关频率保持恒定^[23]。

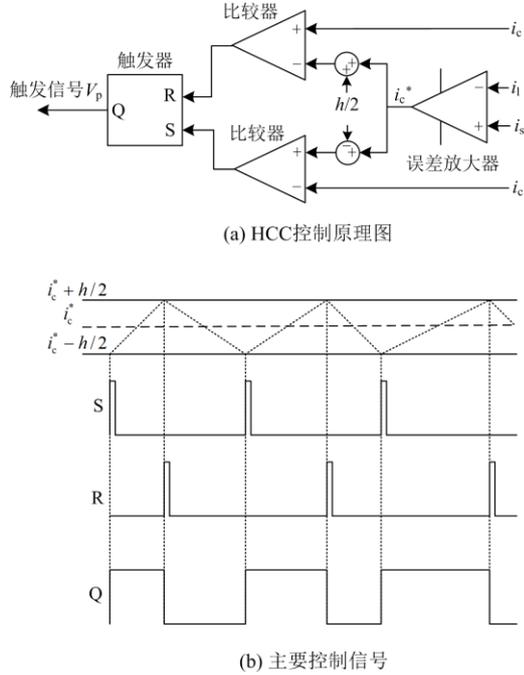


图 10 滞环电流控制法电路及波形

Fig. 10 Hysteresis current control circuit and waveform

2.3.2 改进的 HCC 电流控制

本文所采用的改进的 HCC 电流控制, 是将网侧电压按一定比例叠加在给定电流上, 从而实现环宽的变化, 其表达式为

$$\left(\frac{h}{2}\right)' = \left(\frac{h}{2}\right) - k|e_s| \quad (26)$$

式中, k 的取值满足 $0 < k < \left(\frac{h}{2|e_s|}\right)$ 。滞环的上下限

分别为 $i_{up} = i_c^* + \left(\frac{h}{2}\right)'$, $i_{low} = i_c^* - \left(\frac{h}{2}\right)'$ 。

通过将电网电压叠加到给定电流上, 可使电流在过零点处有较大环宽, 适当降低了开关频率的峰值; 而在电压峰值点附近环宽较小, 适当增加了开关频率。网侧电压的叠加, 使得整个滞环的控制宽度和过零点的值可以更好地按照电网所需补偿的电流来调整, 达到开关频率的有效控制。当式(26)中的 k 取不同值时, 滞环的宽度不同, 而 k 的大小根

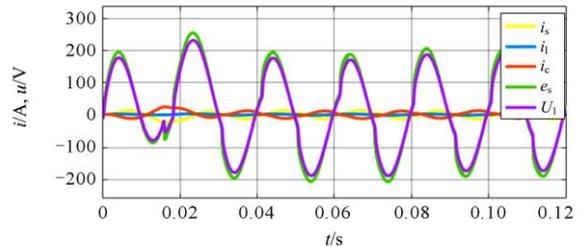
据 $h/|e_s|$ 进行调节。当电网中的谐波较多, 且此时需降低开关频率, 则可通过增大 k 值来调节滞环宽度, 实现降低开关频率的目的, 反之亦然。

3 仿真与实验验证

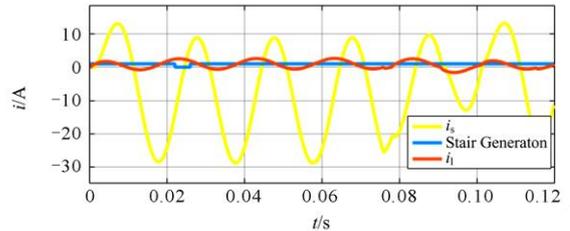
为了验证上述几种 PFM 调制技术不同控制方法的特性, 本文在 Matlab/Simulink 中搭建了三相电压型变频器的仿真模型。系统仿真参数设为: 相电压为 220 V 的工频交流电, L_s 为 2 mH, L_l 为 5 mH, L 为 2 mH, R_s 为 10 Ω , 滤波电容为 14.7 μ F, 滤波电感为 400 μ H, U_d 为 800 V, 负荷采用三相不控桥。

3.1 COT 电流控制策略对比仿真分析

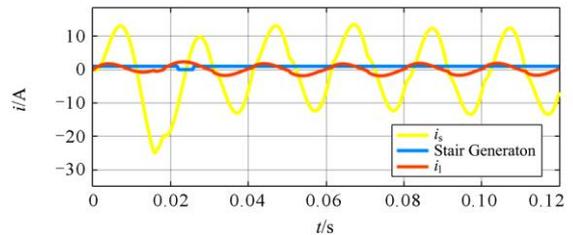
图 11 为 COT 电流控制仿真对比图, 图 11 分别是补偿前电流电压、COT 电流控制和网侧电压叠加的 COT 控制。由图 11 可知, 当电源电压在 $t = 0.022$ s 至 $t = 0.026$ s 间发生电压暂降时, 两种方法几乎都在一个周期内达到稳定状态, 具有很好的瞬态响应能力, 其中改进的 COT 电流控制方法的电流畸变率更低。



(a) 补偿前电流电压



(b) COT 电流控制

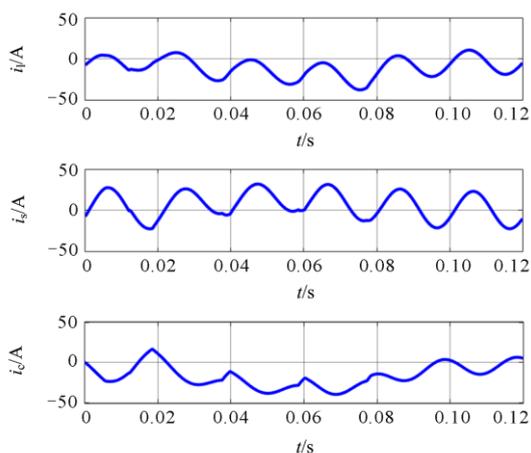
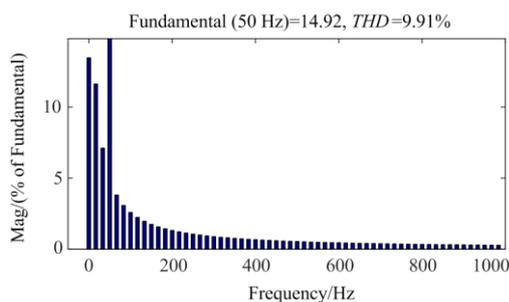
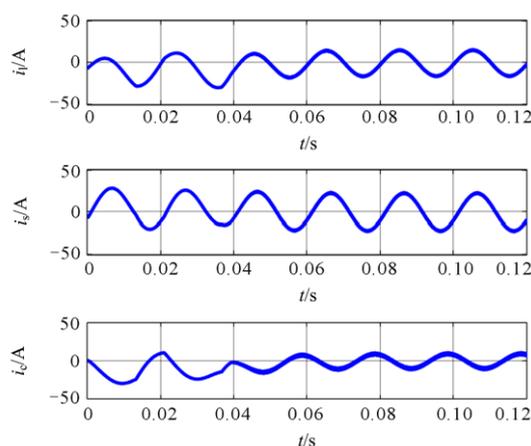


(c) 网侧电压叠加的 COT 电流控制

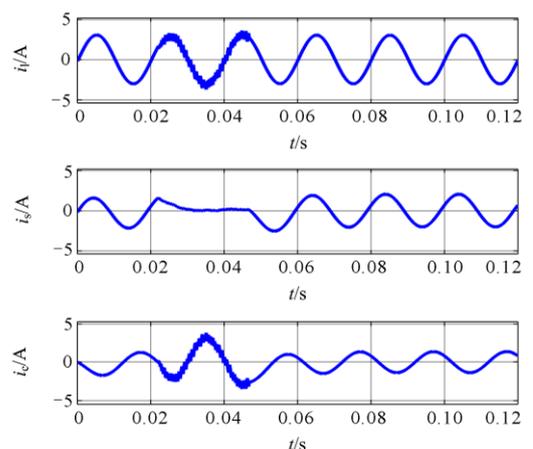
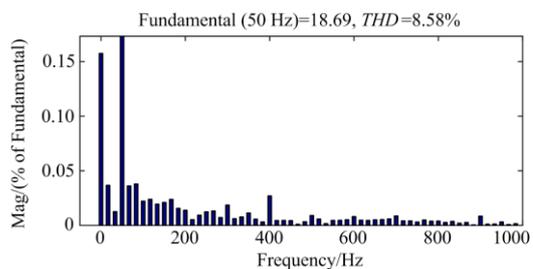
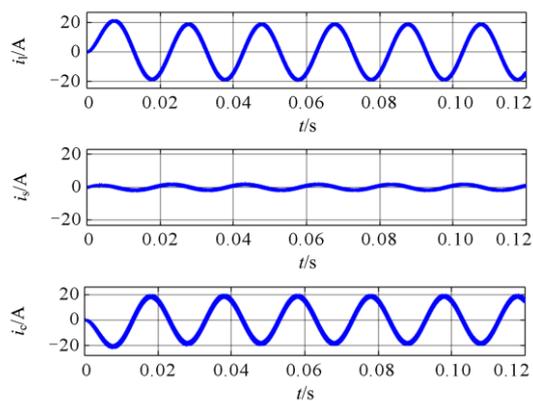
图 11 COT 电流控制策略仿真对比
Fig. 11 Simulation comparison of COT current control strategies

3.2 CFT 电流控制策略对比仿真分析

图 12 为 CFT 电流控制仿真结果, 图 12(a) 为传统 CFT 电流控制方法补偿结果及电网电压在 $t = 0.012 \text{ s}$ 至 $t = 0.016 \text{ s}$ 间发生电压暂降时电流的瞬态响应。图 12(b) 为改进 CFT 电流控制方法补偿结果及电网电压在 $t = 0.022 \text{ s}$ 至 $t = 0.026 \text{ s}$ 间发生电压暂降时电流的瞬态响应。由图 12 可知, 传统 CFT 控制方法补偿后电流的 THD 值为 9.91%, 而改进的 CFT 控制方法补偿后电流的 THD 值为 8.58%; 当电压跌落时, 改进的 CFT 控制方法电流动态响应也优于传统 CFT 控制方法。



(a) CFT 电流控制



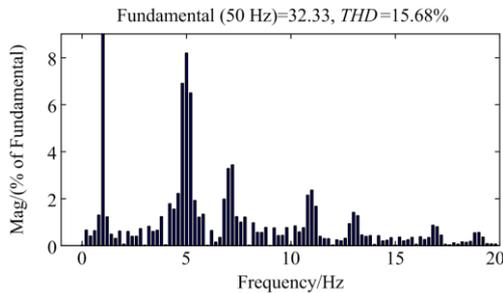
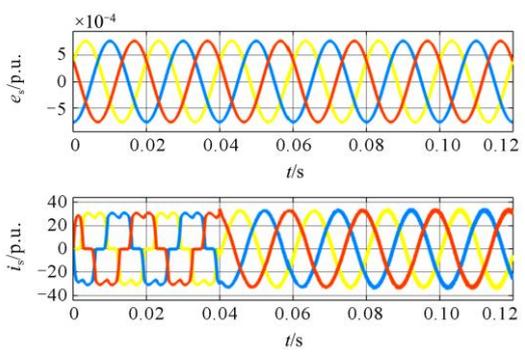
(b) 网侧电压叠加的 CFT 电流控制

图 12 CFT 电流控制仿真对比

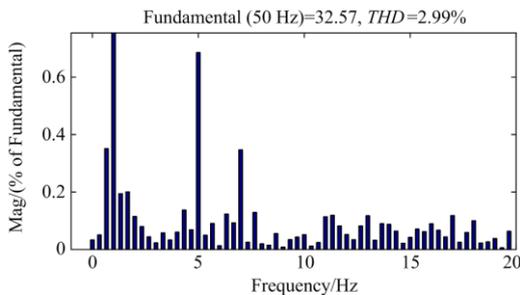
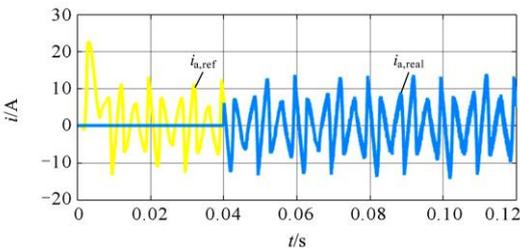
Fig. 12 Simulation comparison of CFT current control strategies

3.3 HCC 电流控制策略对比仿真分析

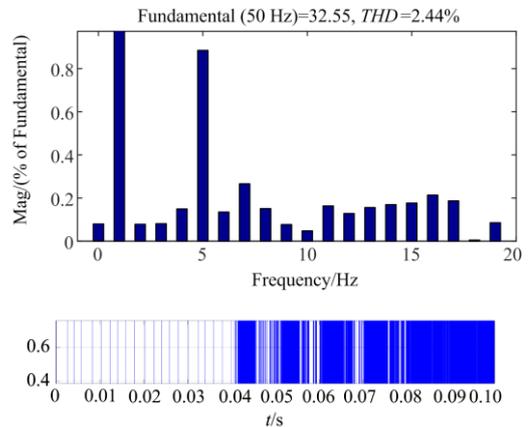
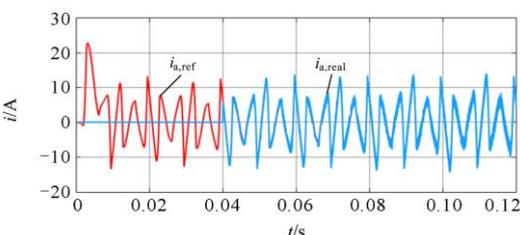
图 13 为 HCC 控制方法的仿真结果, 图 13(a) 为三相电源电压波形、改进的 HCC 方法补偿电源电流波形及电网电流补偿前 THD 。由图 13(b)、图 13(c) 可知, 经传统的 HCC 控制方法和改进的 HCC 控制方法补偿后, 电源电流的 THD 值分别由补偿前的 15.68% 变为 2.99% 和 2.44%, 改进的 HCC 控制方法补偿效果略优于传统方法。由图中所示两种控制方法的开关脉冲分布结果可知, 改进的 HCC 方法开关频率分布利于降低开关损耗。



(a) HCC补偿前电流a相THD



(b) 传统HCC电流控制方法补偿后结果



(c) 网侧电压叠加的HCC电流控制

图 13 HCC 控制策略仿真对比

Fig. 13 Simulation comparison of HCC current control strategies

以上为对 PFM 调制技术 3 种不同控制方法的仿真对比。由上述结果可知，PFM 调制技术具有良好的动态性能，适用于瞬态性能要求高的场景。本文提出的基于最优占空比原则的改进逆变器 PFM 控制策略，引入补偿电压、网侧电压至控制器，并利用最优占空比原则选取系数，达到保持开关频率恒定的目标，从而益于控制电路的设计。

4 实验结果分析

为了进一步对比分析上述 3 种 PFM 控制策略的特点，搭建实验平台进行实验分析。实验系统主电路如图 14 所示，其中控制器分别采用 COT 控制、CFT 控制和 HCC 控制法进行实验。实验参数与各仿真实验参数一致，开关变换器采用 EUPEC 公司的 IGBT 模块，控制单元采用 TI 公司的 DSP 芯片完成运算功能。实验采用霍尔元件检测负荷电流，经电流信号调理后送入指令电流产生电路，该电路以 DSP 为核心建立。DSP 计算出需要补偿的电流信号经 D/A 模块输出，电流检测回路获得的主电路补偿电流经过比较后输入控制器，经控制器计算后送出栅极开关驱动信号。

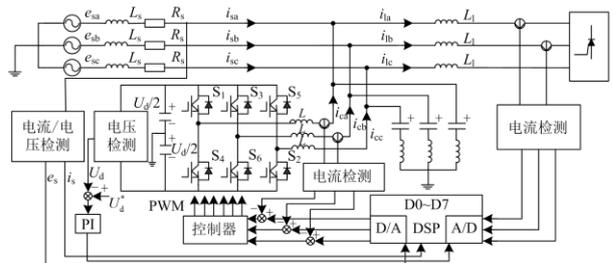


图 14 并联型有源电力滤波器 PFM 控制简化电路

Fig. 14 Simplified PFM control circuit for shunt APF

图 15 为补偿前电网 a 相电流, 其 THD 值为 24.71%, 图 16—图 18 分别为经传统 COT、CFT、HCC 控制策略和改进的 COT、CFT 及 HCC 控制策略补偿后电网电流的 a 相波形。表 1 所示为补偿前后电网电流的频谱分析结果, 由表 1 可知, 改进的 HCC 控制策略补偿后, 电网电流的 THD 为 2.69%, 且在电压暂降时电流纹波增加, 很快达到稳定状态, 具有较好的动态响应速度和补偿精度。

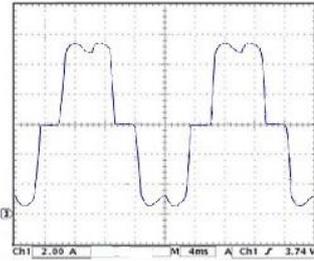
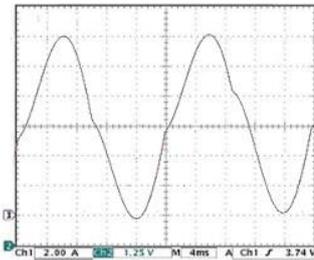
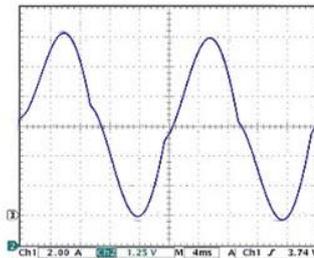


图 15 APF 补偿前电网电流

Fig. 15 Grid-current before APF compensation



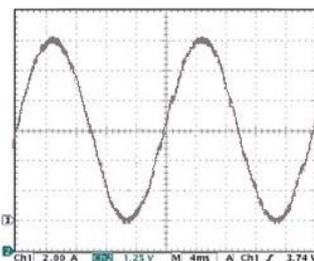
(a) 传统 COT 控制策略补偿后电网电流



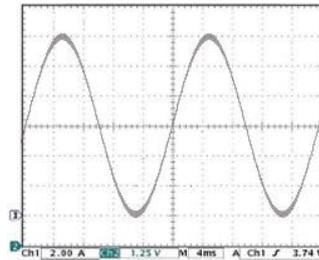
(b) 改进的 COT 控制策略补偿后电网电流

图 16 COT 控制策略补偿后电网电流

Fig. 16 Grid-current after APF compensation by COT control strategy



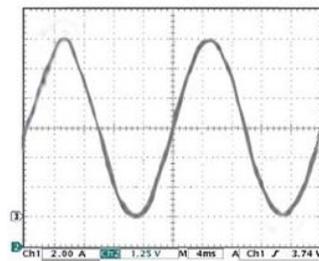
(a) 传统 CFT 控制策略补偿后电网电流



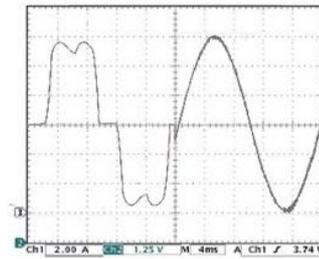
(b) 改进的 CFT 控制策略补偿后电网电流

图 17 CFT 控制策略补偿后电网电流

Fig. 17 Grid-current after APF compensation by CFT control strategy



(a) 传统 HCC 控制策略补偿后电网电流



(b) 改进的 HCC 控制策略补偿后电网电流

图 18 HCC 控制策略补偿后电网电流

Fig. 18 Grid-current after APF compensation by improved-HCC control strategy

表 1 补偿前后电网电流的频谱分析

Table 1 Spectrum analysis of grid-current before and after compensation

电源相电流	谐波含有率/%				总的谐波畸变率/%
	5次	7次	11次	13次	
装置补偿前	21.34	9.05	7.53	4.56	24.71
传统 COT 控制法补偿后	7.34	3.76	3.43	2.58	8.43
改进 COT 控制法补偿后	5.34	2.99	3.11	2.99	5.56
传统 CFT 控制法补偿后	5.72	2.31	1.37	1.23	7.29
改进 CFT 控制法补偿后	2.35	1.51	1.03	1.15	4.29
传统 HCC 控制法补偿后	0.97	0.42	0.21	0.19	3.25
改进 HCC 控制法补偿后	0.78	0.31	0.18	0.16	2.69

5 结论

本文对 PFM 的 3 种控制技术: COT、CFT、HCC 在有源电力滤波器中的应用进行了对比分析。通过对 COT、CFT、HCC 控制原理及数学模型的分析可知, COT、CFT 可以认为是半滞环或单滞环控制。为了增加控制精度和动态响应, 控制器中引入电网电压及输出电压反馈, 使 PFM 的导通时间、关断时间均与网侧电压相关, 增加了控制器的实时信息。利用最小二乘法获得最优占空比, 通过最优占空比选择控制参数可实现恒定频率和降低开关频率的目的。仿真和实验验证了改进的 PFM 控制方法—基于最优占空比原则的网侧电压叠加控制方法的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 周国华, 冷敏瑞, 李媛, 等. 开关变换器及其控制环路的建模综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 183-199, 386.
ZHOU Guohua, LENG Minrui, LI Yuan, et al. A review on modeling of switching converters and their control loops[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 183-199, 386.
- [2] 盘宏斌, 阮浩浩, 张佳乐. 基于参数化镇定控制器和误差信号 H2 范数的 LCL 型并网逆变器电流控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(4): 1-12.
PAN Hongbin, RUAN Haohao, ZHANG Jiale. A parameterized stabilizing controller and H2 norm-based control scheme for LCL-filtered grid-tied inverters[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(4): 1-12.
- [3] OGHORADA O J K, ZHANG Li, HAN Huang, et al. Inter-cluster voltage balancing control of a delta connected modular multilevel cascaded converter under unbalanced grid voltage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(3): 289-299.
- [4] KAPAT S, BANERJEE S, PATRA A. Discontinuous map analysis of a DC-DC converter governed by pulse skipping modulation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2010, 57(7): 1793-1801.
- [5] KHAN S, SHA D, JIA X S, et al. Resonant LLC DC-DC converter employing fixed switching frequency based on dual-transformer with wide input-voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 607-616.
- [6] HOLTZ J. Pulse width modulation—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992, 39(5): 410-420.
- [7] SARKER R, DATTA A, DEBNATH S. FPGA-based high-definition SPWM generation with harmonic mitigation property for voltage source inverter applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(2): 1352-1362.
- [8] 巫付专, 陈蒙娜, 周元浩, 等. 考虑死区效应单相逆变器开关频率分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(24): 96-104.
WU Fuzhuan, CHEN Mengna, ZHOU Yuanhao, et al. Analysis of switching frequency of single-phase inverters considering dead-time effect[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(24): 96-104.
- [9] WANG Kui, ZHENG Zedong, XU Lie, et al. A generalized carrier-overlapped PWM method for neutral-point-clamped multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9095-9106.
- [10] 叶满园, 陈乐, 康力璇. 基于载波自由度的改进载波移相 PWM 技术[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3): 134-142.
YE Manyuan, CHEN Le, KANG Lixuan. Improved carrier phase shift PWM technology based on carrier degrees of freedom[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 134-142.
- [11] VAHID D, ARASH K S, KEITH A C, et al. A new control technique for improved active-neutral-point-clamped(I-ANPC) multilevel converters using logic-equations approach[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 488-497.
- [12] 夏岩, 邹见效, 李凯, 等. 微网中载波移相并流变流器环流抑制[J]. 高电压技术, 2019, 45(3): 855-862.
XIA Yan, ZOU Jianxiao, LI Kai, et al. Circulating current inhibition of parallel converters with carrier phase-shifting in microgrid[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(3): 855-862.
- [13] 马星河, 任鑫, 闫炳耀, 等. 抑制三电平矩阵变换器共模电压调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(21): 49-57.
MA Xinghe, REN Xin, YAN Bingyao, et al. Strategy of reducing the common mode voltage modulation of a three-level matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(21): 49-57.
- [14] YAN Qingzeng, ZHOU Zanrong, WU Mingbo, et al. A simplified analytical algorithm in abc coordinate for the three-level SVPWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3622-3627.
- [15] WANG Weiyao, MA Ke, CAI Xu. Flexible nearest level modulation for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13686-13696.
- [16] 李国华, 李文悍. 基于差分进化算法的逆变器 SHEPWM 方法的研究[J]. 电力系统保护与控制,

- 2019, 47(17): 32-38.
- LI Guohua, LI Wenhan. Research on the SHEPWM technique applied to inverter based on differential evolution algorithms[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(17): 32-38.
- [17] PEREZ-BASANTE A, CEBALLOS S, KONSTANTINOU G, et al. A universal formulation for multilevel selective-harmonic-eliminated PWM with half-wave symmetry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 943-957.
- [18] WANG Laili, PEI Yunqing, YANG Xu, et al. Improving light and intermediate load efficiencies of buck converters with planar nonlinear inductors and variable on time control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 342-353.
- [19] LI Y C, CHEN C J, TSAI C J. A constant on-time buck converter with analog time-optimized on-time control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3754-3765.
- [20] LIU W C, CHEN C J, CHENG C H, et al. A novel accurate adaptive constant on-time buck converter for a wide-range operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3729-3739.
- [21] ZHANG Xi, XU Jianping, BAO Bochong, et al. Asynchronous-switching map-based stability effects of circuit parameters in fixed off-time controlled buck converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6686-6697.
- [22] 杨苹, 石安辉, 胡郴龙. 控制关断时间的峰值电流模式准 PWM 控制方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2010, 22(3): 73-77.
- YANG Ping, SHI Anhui, HU Chenlong. Off-time modulated peak current mode quas-i PWM control[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(3): 73-77.
- [23] FAN Boran, WANG Qiong, BURGOS R, et al. Adaptive hysteresis current based ZVS modulation and voltage gain compensation for high-frequency three-phase converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 1143-1156.
- [24] 莫跃, 刘思远, 李泽滔, 等. 模块化多电平换流器功率模块故障鲁棒检测[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(23): 114-121.
- MO Yue, LIU Siyuan, LI Zetao, et al. Robust fault detection of a power module in a modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(23): 114-121.
- [25] 肖丽平, 董朝南, 高润泉. 改进的有源电力滤波器滞环电流控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(12): 119-124, 135.
- XIAO Liping, TONG Chaonan, GAO Runquan. An improved hysteretic current method for active power filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(12): 119-124, 135.
- [26] SINGH J K, BEHERA R K. An improved hysteresis current controller for grid-connected inverter system to address power quality issues at reduced switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(2): 1892-1901.
- [27] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [28] XIONG Cong, XU Haiping, GUAN Tao, et al. A constant switching frequency multiple-vector-based model predictive current control of five-phase PMSM with nonsinusoidal back EMF[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1695-1707.
- [29] CHEN J J, HWANG Y S, KU Y, et al. A current-mode-hysteretic buck converter with constant-frequency-controlled and new active-current-sensing techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3126-3134.
- [30] 杨兴武, 杨帅, 王涛, 等. 基于功率跟踪目标函数定频模型预测控制的三相 PWM 整流器[J]. 电网技术, 2021, 45(3): 1125-1131.
- YANG Xingwu, YANG Shuai, WANG Tao, et al. Three phase PWM rectifier under constant-frequency model predictive control based on power tracking objective function[J]. Power System Technology, 2021, 45(3): 1125-1131.
- [31] 徐杨军, 许建平, 王金平, 等. 动态电压调节开关变换器的定频导通时间控制[J]. 电工电能新技术, 2014, 33(7): 28-32.
- XU Yangjun, XU Jianping, WANG Jinping, et al. Constant frequency turn-on time control of dynamic voltage scaling switching converters[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2014, 33(7): 28-32.

收稿日期: 2021-12-16; 修回日期: 2022-04-05

作者简介:

肖丽平(1973—), 女, 博士, 高级工程师, 研究方向为电力电子, 电能质量, 智能电网; E-mail: xliping@bnu.edu.cn

吕超(1979—), 男, 博士, 教授, 研究方向为动力/储能电池管理新理论与新技术;

程光(1964—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为智能控制, 机械制造. E-mail: zhuandniu@126.com

(编辑 许威)