

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231653

基于牛顿-蚁群算法与选择性谐波调制的电网功率放大器宽频控制策略

代子阔¹, 史可鉴², 赵晨星³, 张天成⁴, 徐妍³, 汪诚⁵

(1. 国网辽宁省电力有限公司, 辽宁 沈阳 110006; 2. 国网辽宁电力科学研究院, 辽宁 沈阳 110006; 3. 国网铁岭供电公司, 辽宁 铁岭 112000; 4. 国网辽宁省抚顺供电公司, 辽宁 抚顺 113000; 5. 南京理工大学, 江苏 南京 210000)

摘要: 选择性谐波消除/生成脉宽调制技术与多电平电力电子变换器相结合, 实现低开关频率下的高频电网谐波功率复现。然而, 为生成特定次谐波, 需要求解非线性开关角方程, 其求解精度受开关角初值选取约束, 且实时性随着谐波次数的增加而降低。因此提出一种基于牛顿-蚁群算法的实时选择性谐波生成脉宽调制技术。通过建立开关角方程, 利用蚁群算法求解初值, 进一步结合牛顿算法获得不同开关频率及计算步长对应的最多谐波数目, 并分析得到调制比-开关角对应关系。通过查找表获得初始开关角, 并前馈至电压控制环路, 实现对特定次谐波的无静差跟踪。最后以级联H桥多电平变换器为例, 搭建仿真与实验平台, 验证了理论分析的正确性与所提策略的可行性。

关键词: 选择性电网谐波功率放大器; 级联多电平逆变器; 牛顿-蚁群算法; 实时选择性谐波生成脉宽调制

A control strategy for grid power amplifier broadband based on Newton-Raphson ant colony algorithm and selective harmonic modulation

DAI Zikuo¹, SHI Kejian², ZHAO Chenxing³, ZHANG Tiancheng⁴, XU Yan³, WANG Cheng⁵

(1. State Grid Liaoning Electric Power Co., Ltd., Shenyang 110006, China; 2. State Grid Liaoning Electric Power Research Institute, Shenyang 110006, China; 3. State Grid Tieling Power Supply Company, Tieling 112000, China; 4. State Grid Fushun Power Supply Company, Fushun 113000, China; 5. Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210000, China)

Abstract: Selective harmonic elimination/generation pulse width modulation technology can be combined with multilevel converters to achieve high-frequency grid harmonic power recurrence at a lower switching frequency. To generate a specific harmonic, it needs to solve nonlinear switching angle equations. However, the accuracy of the solutions is constrained by the initial value selection of switching angle. Also, the real-time performance is reduced with the increase of harmonic orders. Therefore, this paper proposes a selective harmonic generation pulse width modulation method based on the Newton-Raphson-ant-colony algorithm. First, it builds switching angle equations, utilizes ant-colony algorithm to calculate the initial values, and further combines the Newton-Raphson algorithm to get the maximum number of harmonics corresponding to different switching frequency and calculation time-step duration. The corresponding relation between modulation ratio and switching angle is analyzed and obtained. Then, by looking up the table to obtain the switching angle and feed-forward it to the voltage control loop, the non-static error tracking of specific harmonics is realized. Finally, taking H-bridge based cascaded multilevel converter as an example, the simulation and experiment platform is built. The correctness of the theoretical analysis and the feasibility of the proposed strategy are verified.

This work is supported by the Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No. BK20190461).

Key words: selective grid harmonics power amplifier; cascaded multilevel inverter; Newton Raphson-ant colony algorithm; real-time selective harmonic generation pulse width modulation

基金项目: 江苏省自然科学基金项目资助(BK20190461); 国网辽宁省电力有限公司科技项目资助(2021YF-63)

0 引言

可再生能源的间歇性并网会导致电网电压跌落、频率变化、高次谐波污染,危及用电设备的运行效率与可靠运行^[1-3]。基于电力电子变换器的功率放大器能够复现电网谐波电压、高动态模拟多种工况,从而充分测试关键用电设备在复杂电网工况下的运行能力^[4]。

通用电气全球研发中心的 Mark Cardinal 等最早提出电网模拟的概念^[5],并指出输出电压的快速响应和高跟踪精度是电网模拟性能的关键指标。准比例谐振(quasi-proportional resonance, QPR)控制利用内模原理达到谐振频率处的高增益,能实现无静差跟踪基波与谐波正弦交流量,但跟踪多个频率的谐波信号时需要设计多个控制器,增加了设计工作量和系统复杂程度^[6-8]。基于内模原理的重复控制^[9]通过矫正重复出现的外部信号、不断修正控制参数,从而实现精准控制,但无法抑制非周期性扰动,对于负载扰动的响应能力弱。无差拍控制策略动态响应快、跟踪精度高、波形畸变率小,但抗干扰能力弱,当建立的模型系统与实际存在较大误差时会引起输出振荡^[10-12]。并联结构分数阶重复控制器通过引入校正因子来定位基波和低阶谐波频率处的极点,有效地抑制了主谐波,但计算繁琐,控制系统的带宽低,无法控制高次谐波^[13]。选择性谐波调制具有开关频率低、输出波形质量高、开关损耗小等优点,与多电平变换器相结合更能体现电力电子开关的小时间尺度优势、呈现更多自由度^[14-19],提供了一种新的高动态电网模拟解决思路。因此本文将从调制策略维度出发,结合级联多电平变换器的拓扑优势,将选择性谐波调制技术应用到高动态电网模拟的场景中。

利用选择性谐波调制技术实现输出电压基波幅值跟踪、生成期望谐波的核心在于求解开关角非线性超越方程。牛顿迭代法^[20]在初始工作点给定一组初值,通过迭代求解出一组数值解并作为下一个工作点的开关角迭代初值,直到所有工作范围内的解都被解出。牛顿迭代法原理清晰、较易实现,但开关角初值难以确定,易使算法迭代方向错误致其无法收敛。同伦算法通过加入一个参数,建立一簇映射,将非线性方程组转变成另外一组微分方程,再通过牛顿迭代法予以计算求解。其优势是可以全局快速收敛,缺点是开关角的精确度不够高^[21]。为提高求解精度,有学者提出利用智能算法搜索初值。遗传算法^[22-23]依据“适者生存”的原理,通过不同种群同时进行遗传操作、随机选取初值,从而有效

地避免了算法陷于局部收敛,但后期算法种群多样性不够丰富,求出的解一般是局部最优解。

针对现有控制层面的电网电压模拟方案难以实现高次谐波模拟、现有调制层面的方案难以实现实时高精度求解非线性开关角方程等问题,本文提出一种基于牛顿-蚁群算法(newton raphson-ant colony algorithm, NR-ACA)的实时选择性谐波生成脉宽调制策略(selective harmonic generation pulse width modulation, SHGPWM)。首先建立开关角方程,利用蚁群算法求解初值,进一步结合牛顿算法获得不同开关频率及计算步长对应的最多谐波数目,并分析得到调制比-开关角对应关系;通过查找表获得初始开关角,并前馈至电压控制环路,实现对特定次谐波的无静差跟踪。最后通过仿真和实验验证了所提方法的有效性和优越性。

1 电网谐波放大器拓扑与选择性谐波调制

1.1 选择性电网谐波放大器拓扑结构与控制架构

所研究的选择性电网谐波功率放大器采用星型连接的三相 S 单元级联 H 桥多电平变换器,其拓扑结构及基本控制框图如图 1 所示。每相的 S 个相同模块皆具备两级式功率变换结构,其中模块直流功率源 v_s 可以由光伏电池板、储能电池甚至超级电容提供,再经过两级隔离功率变换:第一级采用具有高压绝缘的 CLLC 型谐振变换器进行升压,第二级采用 H 桥逆变器,通过控制 H 桥单元实现每个逆变器模块 $+E$ 、 $-E$ 和 0 三电平输出。交流输出侧通过滤波器(L_a 、 L_b 、 L_c 、 r_a 、 r_b 、 r_c)连接到公共耦合点(point of common coupling, PCC)。

图 1 给出了系统的控制架构示意图,在前馈路径中,通过提出的 NR-ACA 求解初始开关角 θ_0 ,采用具有单位增益的积分控制器补偿 θ_0 和实际开关角之间的误差。开关角计算环路的输出 θ 作为谐波生成 PWM 策略的输入,以生成开关信号作用于级联 H 桥实现多电平输出;除此之外,开关角计算环路的输出 θ 送往无暂态电压观测器,观测得到的谐波电压 V_{hm} (n 表示谐波次数)与指令值构成闭环控制,最终实现零稳态误差。

1.2 选择性电网谐波生成调制策略

所提级联型选择性电网谐波功率放大器的输出电压 v_o 波形呈 1/4 周期对称,可以控制特定频率的谐波。以每个 H 桥单元有三个开关角为例,可得级联输出电压的前 1/4 周期波形如图 2 所示。

输出电压 v_o 可用傅立叶级数表示为

$$v_o(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [V_{hm} \sin(n\omega t)], n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (1)$$

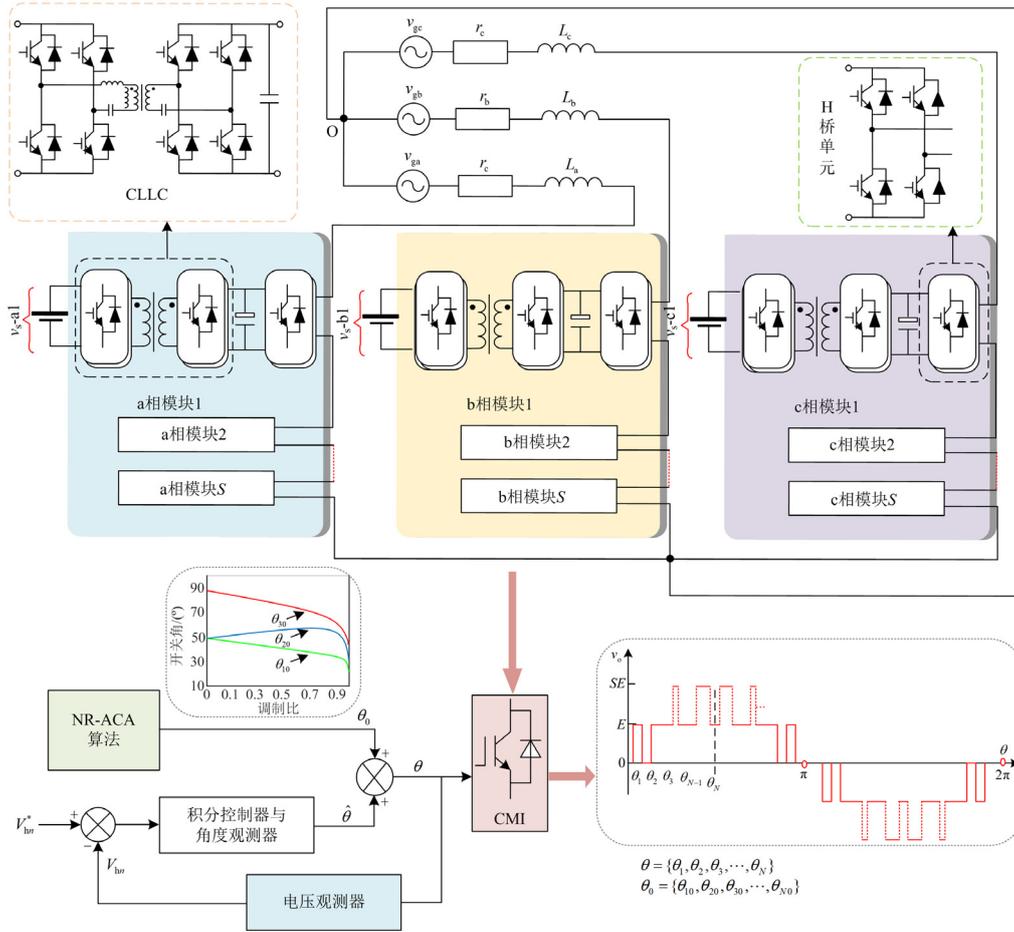


图 1 级联型选择性电网谐波功率放大器拓扑结构及其控制架构示意图

Fig. 1 Cascaded H-bridge selective grid harmonic power amplifier topology and its control structure

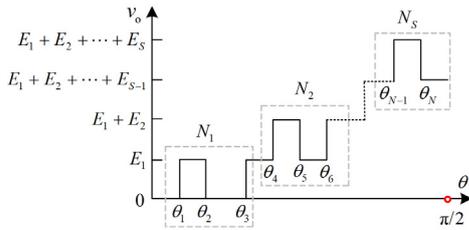


图 2 广义多电平脉宽调制的输出电压波形

Fig. 2 Output voltage waveform of a cascaded H-bridge with generalized multilevel pulse-width modulation

式中, V_{hn} 为 n 次谐波幅值, 如式(2)所示。

$$V_{hn} = \frac{4}{n\pi} \left(E_1 \sum_{i=1}^{N_1} (-1)^{i+1} \cos(n\theta_i) + E_2 \sum_{i=N_1+1}^{N_1+N_2} (-1)^i \cos(n\theta_i) + \dots + E_S \sum_{i=N_1+N_2+\dots+N_{S-1}+1}^{N_1+N_2+\dots+N_S} (-1)^i \cos(n\theta_i) \right) \quad (2)$$

式中: E_1, E_2, \dots, E_S 为各单元的直流侧电压; N_1, N_2, \dots, N_S 为各单元在 $1/4$ 周期中的开关角个数, $N = N_1 + N_2 + \dots + N_S$, N 为总开关角数目。为方便分析, 以两个级联单元、选择性生成 3、5、7、9 次谐波(不失一般性, 在三相四线制系统中存在 3 的倍数次谐波)为例, 且认为两个单元的直流电压相同 ($E_1 = E_2 = E$), 需要求解的非线性超越方程组为

$$\begin{cases} \cos\theta_1 - \cos\theta_2 + \cos\theta_3 = \pi m/8 \\ \cos\theta_4 - \cos\theta_5 + \cos\theta_6 = \pi m/8 \\ \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3 + \cos 3\theta_4 - \cos 3\theta_5 + \cos 3\theta_6 = 3\pi m_{h3}/4 \\ \cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 + \cos 5\theta_4 - \cos 5\theta_5 + \cos 5\theta_6 = 5\pi m_{h5}/4 \\ \cos 7\theta_1 - \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3 + \cos 7\theta_4 - \cos 7\theta_5 + \cos 7\theta_6 = 7\pi m_{h7}/4 \\ \cos 9\theta_1 - \cos 9\theta_2 + \cos 9\theta_3 + \cos 9\theta_4 - \cos 9\theta_5 + \cos 9\theta_6 = 9\pi m_{h9}/4 \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} m = V_{h1} / E \\ m_{h3} = V_{h3} / E \\ m_{h5} = V_{h5} / E \\ m_{h7} = V_{h7} / E \\ m_{h9} = V_{h9} / E \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 为第一个 H 桥前 1/4 周期对应的开关角; $\theta_4, \theta_5, \theta_6$ 为第二个 H 桥前 1/4 周期对应的开关角; $m, m_{h3}, m_{h5}, m_{h7}, m_{h9}$ 分别为级联输出电压的基波、3 次、5 次、7 次、9 次谐波调制比。显然, 选择性谐波生成调制策略的难点在于方程的求解精度易受开关角初值选取约束, 且实时性会随着谐波(求解方程)个数的增加而降低。将非线性方程组式(3)移项, 得到

$$\begin{cases} F = \{f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6\} = 0 \\ f_1 = \cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \pi m / 8 \\ f_2 = \cos \theta_4 - \cos \theta_5 + \cos \theta_6 - \pi m / 8 \\ f_3 = \cos 3 \theta_1 - \cos 3 \theta_2 + \cos 3 \theta_3 + \cos 3 \theta_4 - \\ \quad \cos 3 \theta_5 + \cos 3 \theta_6 - 3 \pi m_{h3} / 4 \\ f_4 = \cos 5 \theta_1 - \cos 5 \theta_2 + \cos 5 \theta_3 + \cos 5 \theta_4 - \\ \quad \cos 5 \theta_5 + \cos 5 \theta_6 - 5 \pi m_{h5} / 4 \\ f_5 = \cos 7 \theta_1 - \cos 7 \theta_2 + \cos 7 \theta_3 + \cos 7 \theta_4 - \\ \quad \cos 7 \theta_5 + \cos 7 \theta_6 - 7 \pi m_{h7} / 4 \\ f_6 = \cos 9 \theta_1 - \cos 9 \theta_2 + \cos 9 \theta_3 + \cos 9 \theta_4 - \\ \quad \cos 9 \theta_5 + \cos 9 \theta_6 - 9 \pi m_{h9} / 4 \end{cases} \quad (5)$$

式(5)可以简写为

$$f_n(\theta) = 0 \quad (6)$$

$$\theta = \{\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6\} \quad (7)$$

式中, $n=1, 2, 3, \dots, 6$ 。

利用牛顿-拉夫逊算法(newton-raphson method, NR)求解式(6)的开关角具体步骤如下所述。

1) 确定开关角初值 θ_0 。

$$\theta_0 = \{\theta_{10}, \theta_{20}, \theta_{30}, \theta_{40}, \theta_{50}, \theta_{60}\} \quad (8)$$

2) 将开关角初值 θ_0 代入式(6), 确定开关角函数初值 f_{n0} 。

$$f_{n0} = f_n(\theta_0) \quad (9)$$

3) 对式(6)线性化处理得到线性方程组。

$$f_n(\theta) \approx f_{n0} + f'_n(\theta_0) \cdot \Delta \theta \quad (10)$$

4) 求解线性方程组(10), 得到开关角的误差 $\Delta \theta$ 。

$$\Delta \theta = -(f'_n(\theta_0))^{-1} \cdot f_{n0} \quad (11)$$

5) 用 $\theta_0 + \Delta \theta$ 代替初值 θ_0 。重复步骤 2)~4), 直到解出符合精度要求的开关角。开关角误差 $\Delta \theta$ 可以设置为式(12)所示范围, 值得注意的是, 在实

际开关角计算中, 往往根据实际求解情况适当扩大此误差范围(按照每次放大 10 倍的速率)。

$$-10^{-6} \leq \Delta \theta \leq 10^{-6} \quad (12)$$

显然初值选取不合适, 就会导致求解速度降低。为了减小计算量和降低对初值的选取要求, 提出了 NR-ACA, 即利用蚁群算法(ant colony algorithm, ACA)不依赖初值、具有良好寻优能力和鲁棒性、较易与其他算法相结合的特点, 将蚁群算法求出的开关角作为牛顿迭代法的初值, 再利用 NR 进行迭代求解。

2 基于牛顿-蚁群算法的开关角迭代求解

2.1 基于蚁群算法的开关角初值求解

蚁群算法是一种正反馈学习系统, 最初被用于求解典型旅行商(traveling salesman problem, TSP)问题。实现 ACA 算法的具体步骤可以总结如下。

步骤 1: 初始化参数。设置信息素蒸发系数 γ 、节点数 n 、蚂蚁数 l 、最大迭代次数 N_{\max} 、信息素强度 Q 、初始时的信息素 $\Delta \tau_{ij}(0) = 0$ 、启发函数 $\eta_{ij}(t)$ 、启发式因子重要程度 β 以及信息启发因子 α 。

步骤 2: 迭代次数 N_c 加 1, 禁忌表索引号 k 加 1, 蚂蚁数目 l 加 1。

步骤 3: 依照式(13)概率计算公式决定每只蚂蚁走向。

$$p_{ij}^k = \begin{cases} \frac{[\tau_{ij}(t)]^\alpha [\eta_{ij}(t)]^\beta}{\sum_{s \in allow_k} [\tau_{is}(t)]^\alpha [\eta_{is}(t)]^\beta}, & s \in allow_k \\ 0, & s \notin allow_k \end{cases} \quad (13)$$

步骤 4: 修改储存蚂蚁移动等信息的禁忌表 $allow_k$ 。

步骤 5: 如 $k < l$, 返回步骤 4, 否则转至步骤 6。

步骤 6: 每完成一次循环, 按式(14)更新信息素浓度 τ_{ij} 。

$$\begin{cases} \tau_{ij}(t+1) = (1-\gamma)\tau_{ij}(t) + \Delta \tau_{ij} \\ \Delta \tau_{ij} = \sum_{k=1}^n \Delta \tau_{ij}^k \end{cases}, 0 < \gamma < 1 \quad (14)$$

式中: $\tau_{ij}(t+1)$ 表示第 $t+1$ 次循环后, 节点 i 到节点 j 上的信息素含量; $\Delta \tau_{ij}^k$ 为节点 i 和节点 j 之间新增的信息素浓度, 计算公式为式(15)。

$$\Delta \tau_{ij}^k = \begin{cases} \frac{Q}{L_k}, & \text{第 } k \text{ 只蚂蚁从节点 } i \text{ 访问节点 } j \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

式中, L_k 为蚂蚁经过所有节点的总长度。

步骤 7: 若没有达到设置的求解精度, 则返回步骤 2, 否则输出结果。

对于本文研究的用于高暂态电网模拟器场合的选择性谐波生成问题, 可将方程组(6)移项, 并构造函数 y_1 、 y_2 、 y_3 、 y_4 、 y_5 、 y_6 , 原式转化为

$$\begin{cases} y_1 = (\cos\theta_1 - \cos\theta_2 + \cos\theta_3 - \pi m/8)^2 \\ y_2 = (\cos\theta_4 - \cos\theta_5 + \cos\theta_6 - \pi m/8)^2 \\ y_3 = \begin{pmatrix} \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3 + \cos 3\theta_4 - \\ \cos 3\theta_5 + \cos 3\theta_6 - 3\pi m_{h3}/4 \end{pmatrix}^2 \\ \vdots \\ y_6 = \begin{pmatrix} \cos 9\theta_1 - \cos 9\theta_2 + \cos 9\theta_3 + \cos 9\theta_4 - \\ \cos 9\theta_5 + \cos 9\theta_6 - 9\pi m_{h9}/4 \end{pmatrix}^2 \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)转变为求适应度 y 的最小值, 得到

$$y = \frac{-1}{1 + y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5 + y_6} \quad (17)$$

定义可以反映解的精度高低的的目标函数 $f = y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5 + y_6$ 。如果采用蚁群算法能求出精确的开关角, 则 $y_1 \sim y_6$ 都逼近 0, y 的最小值是 -1。因此, 如果 y 越逼近 -1, 则求得的开关角越精确, 能实现的谐波控制效果越好。

2.2 基于牛顿-蚁群算法的开关角迭代求解策略

利用蚁群算法求出的解作为牛顿迭代法的初值, 不仅能大幅度缩短计算总时间, 而且能保证求解的高精度。

以三个 H 桥模块 ($N=3$) 系统为例, 其开关角脉冲驱动信号如图 3 所示。驱动脉冲的高、低电平角度间距有: $\theta_2 - \theta_1$ 、 $\theta_3 - \theta_2$ 、 $\pi - 2\theta_3$, 需满足驱动脉冲的高、低电平的最短时间间距大于等于计算步长 t_{\min} , 不妨取 $t_{\min} = 100 \mu\text{s}$ 进行分析, 即需要满足式(18)。

$$\frac{\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}}{2\pi} \times T_{\text{pwm}} = \frac{\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}}{2\pi f_{\text{pwm}}} \geq t_{\min} = 1 \times 10^{-4} \quad (18)$$

式中: $\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}$ 表示 m 取不同值时, 每个 m 对应的三个角度间距的最小值; T_{pwm} 表示输出波形的周期; f_{pwm} 表示输出波形的频率。

采用 NR-ACA 的求解开关角的流程图如图 4 所示。选取调制比区间内的某一具体调制比, 并用蚁群算法求解开关角, 再采用该开关角作为整个调制比区间的初值, 通过完整的 NR-ACA 开关角迭代过程, 即可求解得到整个区间范围内的开关角。

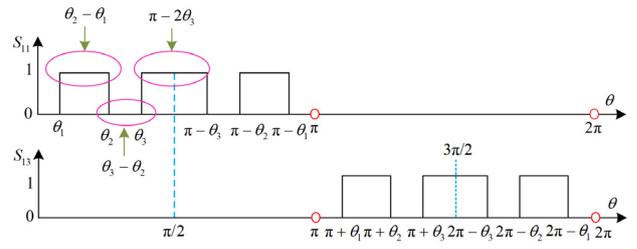


图 3 开关管驱动信号 S_{11} 、 S_{13}

Fig. 3 Switch tube driving signals S_{11} and S_{13}

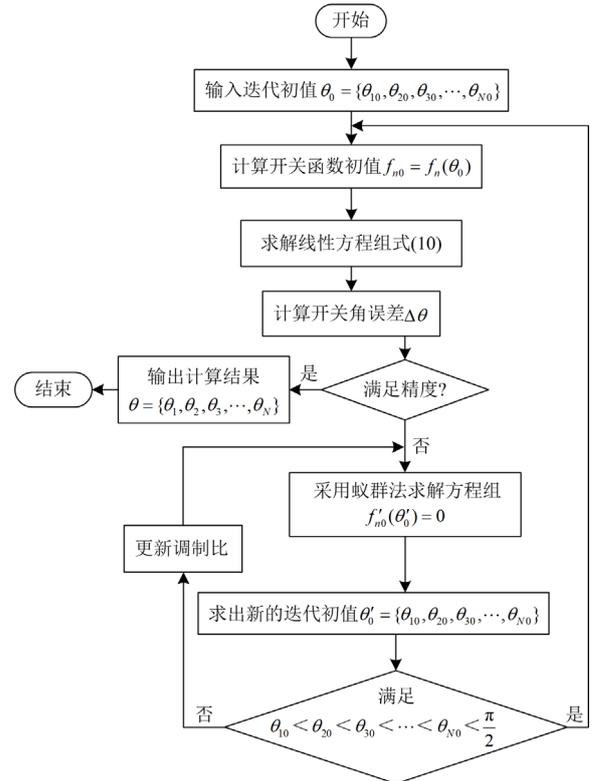


图 4 NR-ACA 求解开关角的流程图

Fig. 4 Flow chart of solving switching angles by NR-ACA algorithm

确定了调制比区间的流程图如图 5 所示。选取特定计算步长 t_{\min} , 首先用牛顿算法求出在调制比 m 取 0~1 范围内的多组开关角 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 (若选相邻调制比差值 0.01, 则需要求解 100 组开关角), 得到驱动脉冲的高、低电平角度间距。取每组 $\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}$ 绘制得到连续曲线 A , 如图 6 中的黑色虚线所示。进一步, 选取基波频率 $f = 50 \text{ Hz}$ 时的最小角度间距作为临界值, 得到曲线 B , 则曲线 A 和 B 的交点则为基波调制比 m 的范围, 此范围可以作为上述蚁群算法求解开关角初值时的调制比区间。

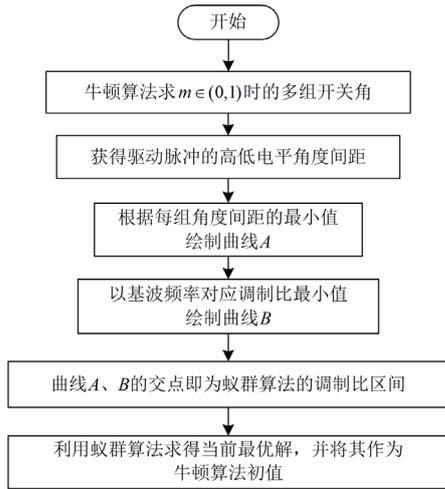


图 5 确定调制比区间的流程图

Fig. 5 Flowchart of determining the modulation ratio interval

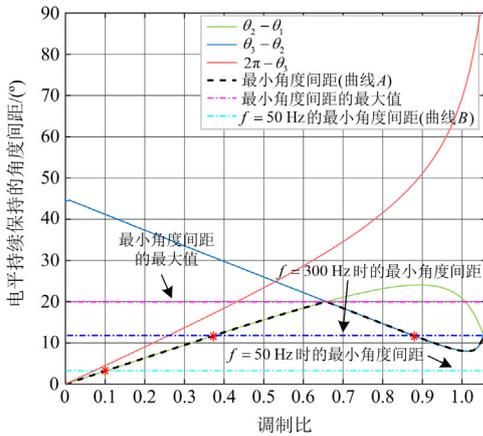
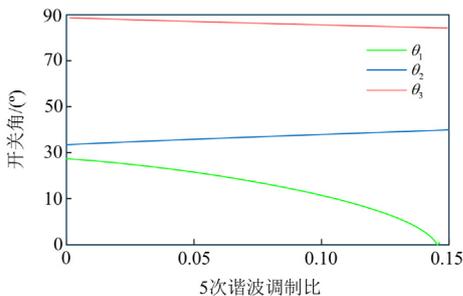


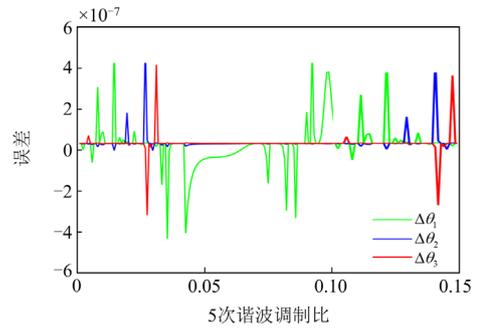
图 6 $N = 3$ 时驱动脉冲的高低电平的最小角度间距

Fig. 6 Minimum angular distance between high and low levels of driving pulses when $N = 3$

以生成 3、5 次谐波为例，采用牛顿-蚁群法得到：当 $m = 0.7$ 、 $m_{h3} = 0.06$ 时， m_{h5} 和开关角的关系曲线、开关角误差曲线如图 7 所示。由图 7 可知，开关角度轨迹具有连续性，3 个开关角的误差 $\Delta\theta_1$ 、 $\Delta\theta_2$ 、 $\Delta\theta_3$ 均介于 $-10^{-6} \sim 10^{-6}$ 范围内，验证了该算法具有高精度的显著优势。



(a) 开关角和调制比的关系

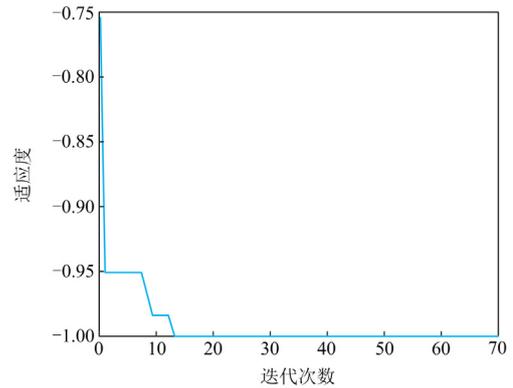


(b) 开关角的误差

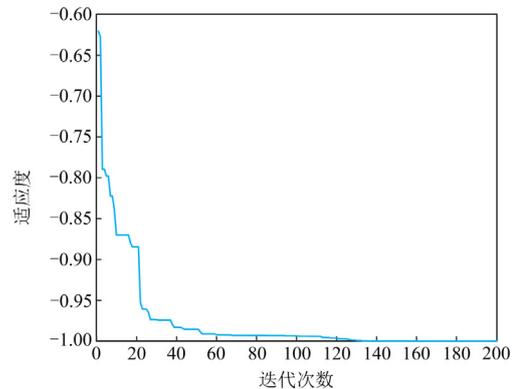
图 7 开关角及开关角误差

Fig. 7 Switching angle and its error

牛顿-蚁群法和牛顿迭代法的适应度曲线、解的误差范围曲线分别如图 8、图 9 所示。由图 8 可知，为使适应度 y 接近 -1，NR-ACA 迭代到第 40 代，牛顿法至少需要迭代到第 130 代，验证了 NR-ACA 具有更少迭代步骤和更快收敛速度的显著优势。由图 9 可知，NR-ACA 相较于牛顿法而言，其解误差范围更小，具有更高的求解精度。



(a) NR-ACA 的适应度曲线



(b) 传统牛顿算法的适应度曲线

图 8 适应度曲线

Fig. 8 Fitness curve

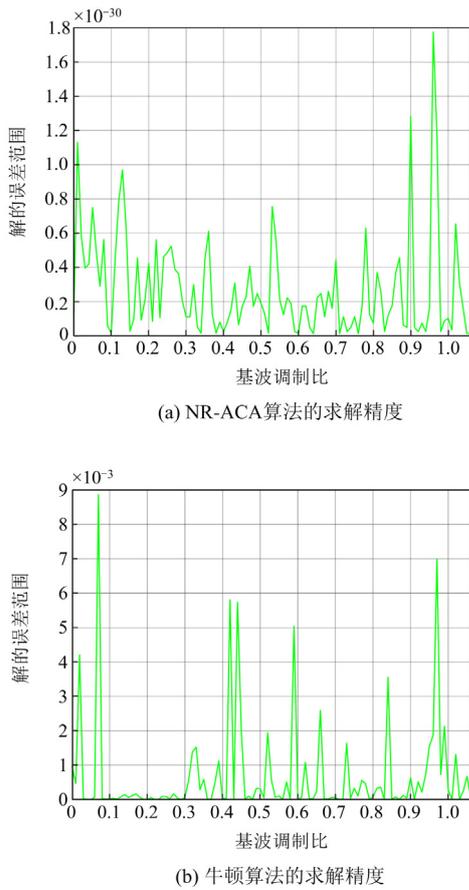


图9 NR-ACA算法和NR算法的求解精度对比
Fig. 9 Solving accuracy comparison between NR-ACA and NR method

2.3 基于牛顿-蚁群算法的选择性电网谐波放大器参数设计与优化

在数字化控制算法实现过程中, 采样、驱动、软件保护等已经占用大量计算资源, 预留给控制算法执行过程的硬件资源有限, 选择性谐波消除涉及非线性方程求解以及谐波控制, 对控制器的计算能力以及计算资源提出了更高的要求。采用 NR-ACA 能降低非线性方程求解难度, 下文将进一步考虑数字实现过程中开关角分布约束, 给出不同基波频率、不同基波调制比、不同生成谐波次数与算法执行步长之间的关系, 为不同谐波生成场合提供可选取的最优算法执行步长, 从而优化计算资源。

从式(18)可知输出波形的最大频率 f_{pwm_max} 为

$$f_{pwm_max} = \frac{\max\{\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}\}}{2\pi \times t_{min}} = \frac{\text{不同调制比下最小角度间距的最大值}}{2\pi \times t_{min}} \quad (19)$$

下面以 $N = 3$ 、 $t_{min} = 100 \mu s$ 为例说明 f_{pwm_max} 的求解过程。 $m \in [0, 1.15]$ 时, 利用 NR-ACA 算法求出多组开关角 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 ; 由开关角得到脉冲高低电平的角度间距 $\theta_2 - \theta_1$ 、 $\theta_3 - \theta_2$ 、 $\pi - 2\theta_3$; 取 m 不同值时的角度间距的最小值作为最小角度间距, 即 $\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}$, 由每组 $\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}$ 绘制得到连续曲线 A , 如图 6 中的黑色虚线所示。进一步, 考虑到实际情况中计算步长的限制, 将 $f = 50 \text{ Hz}$ 时的最小角度间距作为临界值, 得到黑色虚线 B , B 到达最高点时的值作为最小角度间距的最大值, 即 $\max\{\min\{\theta_2 - \theta_1, \theta_3 - \theta_2, \pi - 2\theta_3\}\}$ 。可以看出图 6 中最小角度间距的最大值为 19.929° , 根据式(19)计算得到 $f_{pwm_max} = 19.929 / (360 \times 100 \mu s) = 553.583 \text{ Hz}$ 。

由图 6 可知: 当给定 t_{min} 时, 随着 f_{pwm} 减少, 对应的基波调制比 m 的范围越宽, 可以调节的输出电压范围越宽 ($V_{h1} = m \times E$)。当 $t_{min} = 100 \mu s$ 时, 求解不同的开关角数目 N 对应的 f_{pwm_max} , 其流程图如图 10 所示。由流程图得到不同的 N 对应的输出波形最大频率 f_{pwm_max} 、可控制的谐波、基波调制比 m 的范围、输出 50 Hz 波形时 m 的范围, 如表 1 所示。

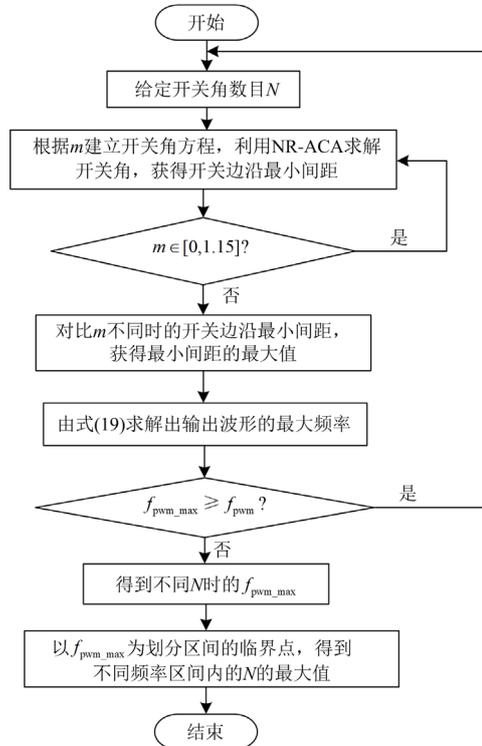


图10 求解不同输出波形频率对应 N 的最大值流程图
Fig. 10 Flow chart of solving the maximum value of N corresponding to different output waveform frequency

由表 1 可知： $N = 2$ 时，输出波形最大频率为 832.171 Hz； $N = 3$ 时，输出波形最大频率为 555.47 Hz； $N = 4$ 时，输出波形最大频率为 367.41 Hz。为实现控制特定的谐波次数及频率(例如 1500 Hz)的三次谐波， N 可以取 2 或 3。 $N = 3$ 相较于 $N = 2$ 时可以控制更多的谐波，因此输出波形频率范围取 (367.41,

555.47] 时， N 最大取 3，同理输出波形频率范围为 (555.47,832.171] 时， N 最大取 2。由此根据表 1 可反推得到：当 $t_{\min} = 100 \mu\text{s}$ 时，不同的输出波形频率 f_{pwm} 对应的 N 的最大值、最多可控制的谐波数目如表 2 所示。

表 1 t_{\min} 为 $100 \mu\text{s}$ 时不同的 N 对应的 $f_{\text{pwm,max}}$
Table 1 The $f_{\text{pwm,max}}$ corresponding to different N when t_{\min} is $100 \mu\text{s}$

N	控制的谐波	$f_{\text{pwm,max}}/\text{Hz}$	输出 50 Hz 波形时的 m 范围
2	3	832.171	[0.03,1.07]
3	3,5	555.47	[0.057,1.063]
4	3,5,7	367.41	[0.085,0.993]
5	3,5,7,9	276.65	[0.12,1]
6	3,5,7,9,11	206.71	[0.16,0.96]
7	3,5,7,9,11,13	167.39	[0.21,0.97]
8	3,5,7,9,11,13,15	134.66	[0.27,0.93]
9	3,5,7,9,11,13,15,17	112.86	[0.328,0.933]
10	3,5,7,9,11,13,15,17,19	94.52	[0.397,0.907]
11	3,5,7,9,11,13,15,17,19,21	80.87	[0.48,0.9]
12	3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23	70.05	[0.56,0.884]
13	3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23,25	61.35	[0.66,0.88]
14	3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23,25,27	54.19	[0.77,0.86]

表 2 $t_{\min} = 100 \mu\text{s}$ 时不同输出波形频率 f_{pwm} 对应的 N 的最大值与最多可控制的谐波数目

Table 2 The maximum value of N and the maximum number of the controllable harmonics of different f_{pwm} when $t_{\min} = 100 \mu\text{s}$

f_{pwm}/Hz	N 的最大值	最多可控制的谐波数目
[0,54.19]	14	13
(54.19,61.35]	13	12
(61.35,70.05]	12	11
(70.05,80.87]	11	10
(80.87,94.52]	10	9
(94.52,112.86]	9	8
(112.86,134.66]	8	7
(134.66,167.39]	7	6
(167.39,206.71]	6	5
(206.71,276.65]	5	4
(276.65,367.41]	4	3
(367.41,555.47]	3	2
(555.47,832.171]	2	1

同理可得 t_{\min} 分别取 $182 \mu\text{s}$ 、 $200 \mu\text{s}$ 、 $400 \mu\text{s}$ 、 $600 \mu\text{s}$ 、 $800 \mu\text{s}$ 时不同输出波形频率对应的最多可控制的谐波数目，如图 11 所示。

在硬件参数设计中，根据期望控制的谐波数目及对应的谐波频率来判断基波频率。由图 11 可知，

基波频率越大，为控制特定次数的谐波，要求步长 t_{\min} 就越小。例如，为控制基波频率为 150 Hz 的 9 次谐波，对应图 12 只能选择 $t_{\min} \leq 182 \mu\text{s}$ 的情况，其中对硬件设计要求最低的 $t_{\min} = 182 \mu\text{s}$ ；反之，给定特定步长以及特定谐波频率可以选择最经济(方程个数最少)的谐波生成方式。例如，步长为 $100 \mu\text{s}$ ，需要生成 1500 Hz 谐波，那么可以选择基波频率最优为 500 Hz。因此，在实际工程中可根据 2.3 节的原理选择所能采用的最优步长。

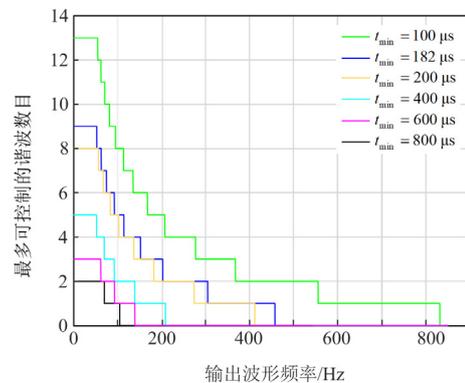


图 11 最多可控制的谐波数目

Fig. 11 Maximum number of harmonics that can be controlled

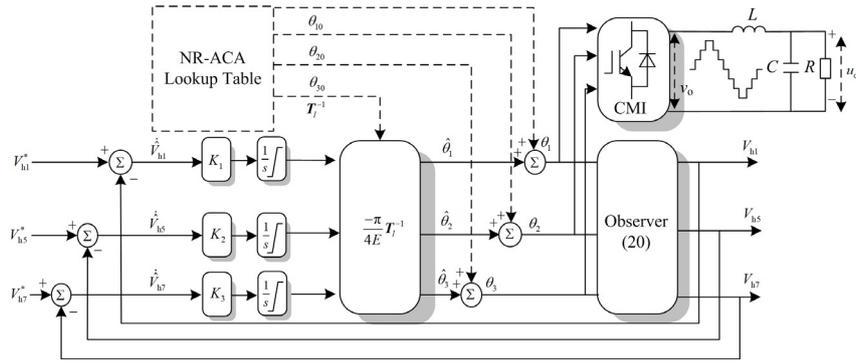


图 12 级联 H 桥实时 SHGPWM 的控制框图

Fig. 12 Control block diagram of real-time SHGPWM for cascaded H-bridge

3 基于牛顿-蚁群算法和选择性调制的电网功率放大控制

为实现同时控制级联输出电压 v_o 和滤波后的输出电压 u_o 的基波、指定次数的谐波幅值, 利用闭环控制策略来补偿输出 LC 滤波器对于谐波的衰减。基于电压外环控制的级联 H 桥实时 SHGPWM 控制框图如图 12 所示, 在前馈路径中, 采用 NR-ACA 算法求出的开关角作为初始开关角 θ_{10} 、 θ_{20} 、 θ_{30} , T_l 由式(20)给出并存储在查找表 LUT 中。 V_{h1}^* 、 V_{h5}^* 、 V_{h7}^* 表示给定的基波、5 次、7 次谐波的幅值; \hat{V}_{h1} 、 \hat{V}_{h5} 、 \hat{V}_{h7} 表示基波、5 次、7 次谐波电压的幅值扰动对于时间的导数; 控制器的比例系数 $K_1 = K_2 = K_3 = 1000$; $1/s$ 表示积分控制器; $\hat{\theta}_1$ 、 $\hat{\theta}_2$ 、 $\hat{\theta}_3$ 可写成矩阵形式由式(21)给出; θ_1 、 θ_2 、 θ_3 一路作为谐波生成 PWM 调制策略的输入, 以生成开关信号作用于级联 H 桥实现多电平输出; 另一路经过式(22)给出的无暂态观测器, 与输入量构成闭环控制, 最终实现零稳态误差。

$$T_l = \begin{bmatrix} \sin \theta_{10} & \sin \theta_{20} & \sin \theta_{30} \\ \sin 5\theta_{10} & \sin 5\theta_{20} & \sin 5\theta_{30} \\ \sin 7\theta_{10} & \sin 7\theta_{20} & \sin 7\theta_{30} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_1 \\ \hat{\theta}_2 \\ \hat{\theta}_3 \end{bmatrix} = -\frac{\pi}{4E} \begin{bmatrix} \sin \theta_{10} & \sin \theta_{20} & \sin \theta_{30} \\ \sin 5\theta_{10} & \sin 5\theta_{20} & \sin 5\theta_{30} \\ \sin 7\theta_{10} & \sin 7\theta_{20} & \sin 7\theta_{30} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{V}_{h1} \\ \hat{V}_{h5} \\ \hat{V}_{h7} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{cases} V_{h1} = \frac{4E}{\pi} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2 + \cos \theta_3) \\ V_{h5} = \frac{4E}{5\pi} (\cos 5\theta_1 + \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3) \\ V_{h7} = \frac{4E}{7\pi} (\cos 7\theta_1 + \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3) \end{cases} \quad (22)$$

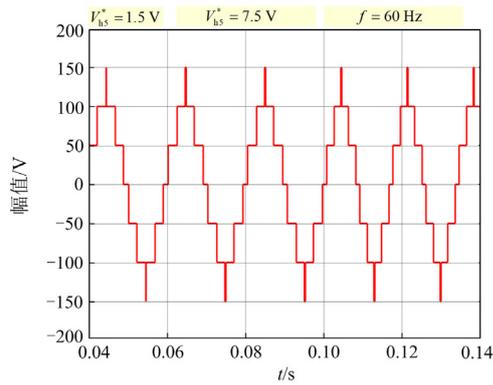
4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

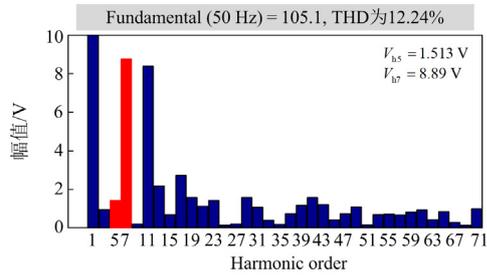
为了验证基于所提选择性电网谐波功率放大器宽频控制策略的正确性, 在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建单相三单元级联 H 桥逆变器模型。取直流母线电压 $E = 50 \text{ V}$, $R = 14 \Omega$; 基波调制比 $m = 0.7$, 5 次谐波调制比 $m_{h5} = 0.01$, 7 次谐波调制比 $m_{h7} = 0.06$; $V_{h1}^* = 105 \text{ V}$, $V_{h5}^* = 1.5 \text{ V}$, $V_{h7}^* = 9 \text{ V}$; 利用 NR-ACA 得到开关角 $\theta_1 = 11.87^\circ$, $\theta_2 = 48.71^\circ$, $\theta_3 = 89.38^\circ$ 。

工况一: 在 0.06 s 时, 令 m_{h5} 为 0.05, 即 V_{h5}^* 为 7.5 V; 开关角 $\theta_1 = 10.533656^\circ$, $\theta_2 = 51.383785^\circ$, $\theta_3 = 87.58784^\circ$ 。工况二: 在 0.1 s 时, 令基波频率 f 由 50 Hz 变成 60 Hz。级联输出电压 v_o 波形、FFT 分析如图 13 所示。由图 13 可知, 对于级联输出电压 v_o , 在 0.06 s 时, 5 次谐波幅值实际输出值 V_{h5} 由 1.513 V 变为 7.555 V, 基波幅值实际输出值为 105.1 V, 7 次谐波幅值实际输出值为 8.89 V, 与理论值一致。在 0.1 s 时基波频率由 50 Hz 变为 60 Hz, v_o 的基波及 5、7 次谐波幅值的实际输出值依次为 105.1 V、7.476 V、8.43 V, 与理论值一致。由此可得: SHGPWM 策略精确地控制了 v_o 的基波及 5、7 次谐波的幅值, 实现了实时零误差跟踪。

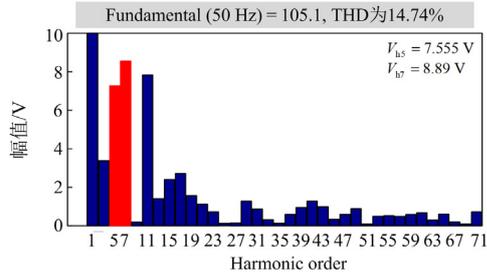
为进一步验证所提级联 H 桥实时 SHGPWM 策略相较于传统基于重复控制器的优越性, 取基波调制比、5 次谐波调制比、7 次谐波调制比与上述相同。基于重复控制器的级联输出电压波形的 FFT 分析如图 14 所示。5 次谐波幅值实际输出值为 1.54 V, 7 次谐波幅值实际输出值为 8.17 V。所提实时 SHGPWM 策略具有更高的控制精度。



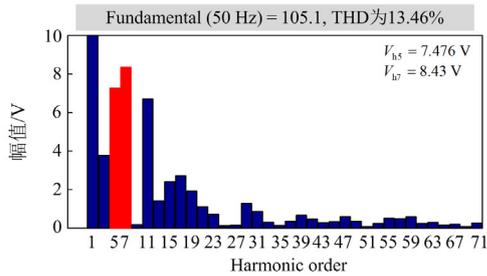
(a) SHGPWM的级联输出电压 v_o 波形



(b) $V_{h5}^* = 1.5$ V时 v_o 的FFT分析



(c) $V_{h5}^* = 7.5$ V时 v_o 的FFT分析



(d) 基波频率在0.1 s由50 Hz变成60 Hz后 v_o 的FFT分析

图 13 两种工况下级联输出电压 v_o 及其 FFT

Fig. 13 Cascade output voltage v_o and its FFT analysis in two conditions

上述仿真结果验证了 NR-ACA 在不同工况下均能保持高精度，从而保证了在线实现选择性谐波生成的准确性，可以精确地控制级联输出电压 v_o 的基波与谐波幅值，实现了电网电压的高动态模拟。

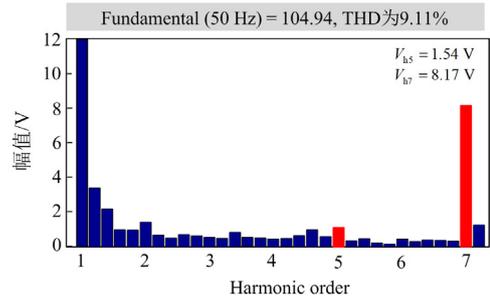
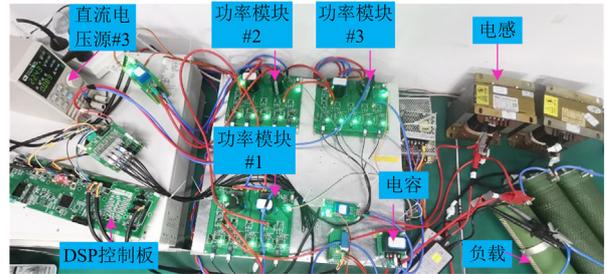


图 14 采用重复控制情况的级联输出电压 v_o 的 FFT 分析

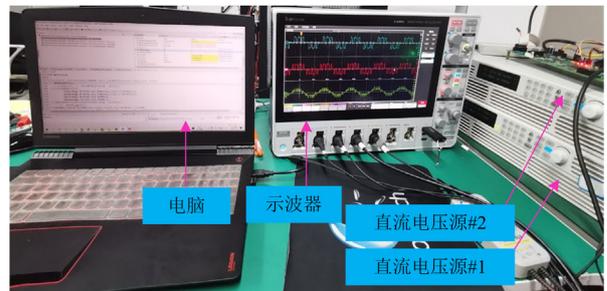
Fig. 14 FFT analysis of the cascade output voltage v_o using repetitive control

4.2 实验验证

为了进一步验证所提策略的正确性，搭建的硬件平台包括 DSP 控制板、直流可编程电源、可配置功率模块和相关测量仪器等，如图 15 所示。



(a) 实验台架



(b) 测试与测量仪器等



(c) 控制板

图 15 实验硬件电路

Fig. 15 Experimental hardware circuit

取直流母线电压 $E = 50$ V, $R = 14 \Omega$ 。 $m = 0.7$, $m_{h7} = 0.06$, m_{h5} 由 0.01 变为 0.05。即 $V_{h1}^* = 105$ V, $V_{h7}^* = 9$ V, V_{h5}^* 由 1.5 V 变为 7.5 V。牛顿-蚁群算法

得出的开关角从 $\theta_1 = 11.87^\circ$ 、 $\theta_2 = 48.71^\circ$ 、 $\theta_3 = 89.38^\circ$ 变为 $\theta_1 = 10.533656^\circ$ 、 $\theta_2 = 51.383785^\circ$ 、 $\theta_3 = 87.58784^\circ$ 。级联输出电压波形 v_o 、FFT 分析如图 16 所示。由图 16 可得: $V_{h1} = 104.94 \text{ V}$ 、 $V_{h7} = 9.045 \text{ V}$, 与理论一致; v_o 的 5 次谐波幅值 V_{h5} 从 1.531 V 变化到 7.569 V, 与理论一致。

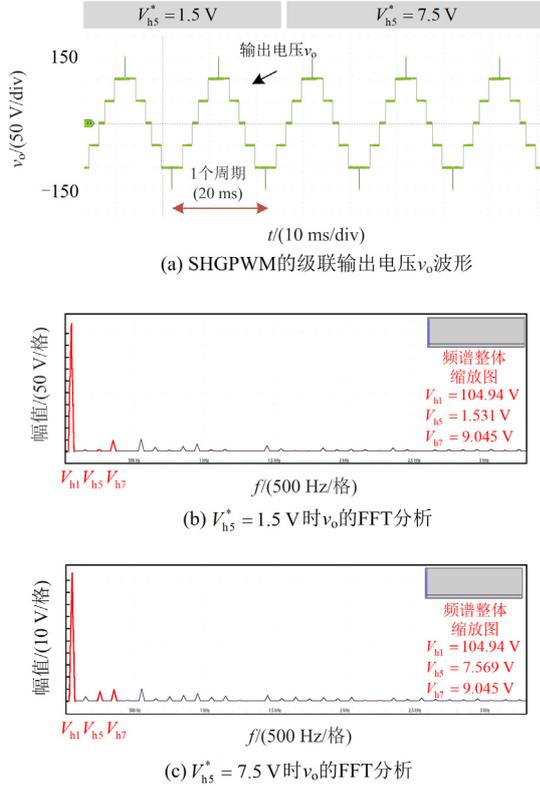


图 16 牛顿-蚁群算法下的级联输出电压 v_o 及其 FFT 分析

Fig. 16 Cascade output voltage v_o and its FFT analysis under NR-ACA

为了验证本文所提算法在大功率下的优势, 取相同直流母线电压、基波调制比 m 、7 次谐波调制比 m_{h7} , m_{h5} 由 0.01 变为 0.05。牛顿算法得出的开关角从 $\theta_1 = 103^\circ$ 、 $\theta_2 = 47.5^\circ$ 、 $\theta_3 = 89.65^\circ$ 变为 $\theta_1 = 10.4^\circ$ 、 $\theta_2 = 50.42^\circ$ 、 $\theta_3 = 86.83^\circ$ 。级联输出电压波形 v_o 、FFT 分析如图 17 所示。 $V_{h1} = 104.414 \text{ V}$, $V_{h7} = 8.307 \text{ V}$, v_o 的 5 次谐波幅值 V_{h5} 从 1.54 V 变为 7.368 V。

由图 16、图 17 可知, 采用传统牛顿算法的基波幅值、7 次谐波幅值误差分别为 0.558%、7.7%, 变化前后的 5 次谐波幅值误差分别为 3.33%、1.76%, 本文所提牛顿-蚁群算法的基波幅值、7 次谐波幅值误差分别为 0.057%、0.5%, 变化前后的 5 次谐波幅值误差分别为 2.06%、0.92%, 由此可见本文所提算法具有更高的求解精度。

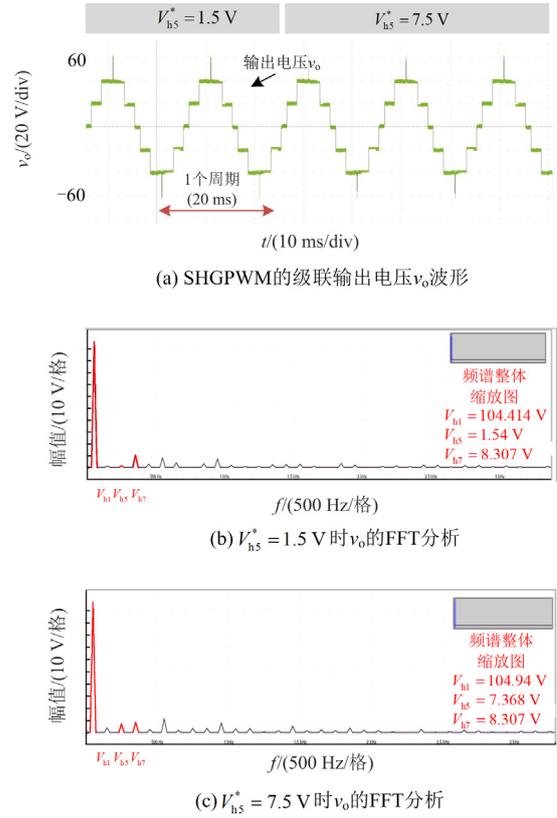


图 17 牛顿算法下的级联输出电压 v_o 及其 FFT 分析

Fig. 17 Cascade output voltage v_o and its FFT analysis under NR

为了进一步验证所提策略的有效性, 采用更少的模块生成或消除更多个、更高次的谐波。若采用两个模块生成基波与最高 17 次谐波, 则最多生成的基波/谐波个数为 9, 根据 2.3 节分析的基波频率、谐波个数与控制步长的关系, 可选择优化的控制步长为 $182 \mu\text{s}$ 。两个模块直流电压均取为 40 V , 交流负载 $R = 50 \Omega$ 。设定基波和各次谐波的期望调制比分别为 $m = 0.7$ 、 $m_{h5} = 0.08$ 、 $m_{h7} = 0.07$ 、 $m_{h11} = 0.07$ 、 $m_{h13} = 0.02$ 、 $m_{h17} = 0.02$, 即期望生成的基波/谐波幅值为 $V_{h1}^* = m \times 2E = 56 \text{ V}$ 、 $V_{h5}^* = m_{h5} \times 2E = 6.4 \text{ V}$ 、 $V_{h7}^* = m_{h7} \times 2E = 5.6 \text{ V}$ 、 $V_{h11}^* = m_{h11} \times 2E = 5.6 \text{ V}$ 、 $V_{h13}^* = m_{h13} \times 2E = 1.6 \text{ V}$ 、 $V_{h17}^* = m_{h17} \times 2E = 1.6 \text{ V}$ 。级联输出电压及其 FFT 如图 18 所示。

由图 18 可知, 级联输出电压的基波和 5、7、11、13 和 17 次谐波幅值分别为 56 V 、 6.7 V 、 5.5 V 、 4.8 V 、 1.8 V 和 1.7 V , 均与期望值相符, 验证了所提选择性谐波生成控制架构和策略向高频、多谐波次数场合良好的可扩展性。不仅如此, 在上述的实验验证中, 根据谐波个数、频率的不同以及 2.3 节的分析进行控制步长的优化, 从而在满足控制精度的基础上尽量耗费更少的计算资源, 反之, 尽量用现

有的硬件能力实现尽可能高性能的电压波形输出。

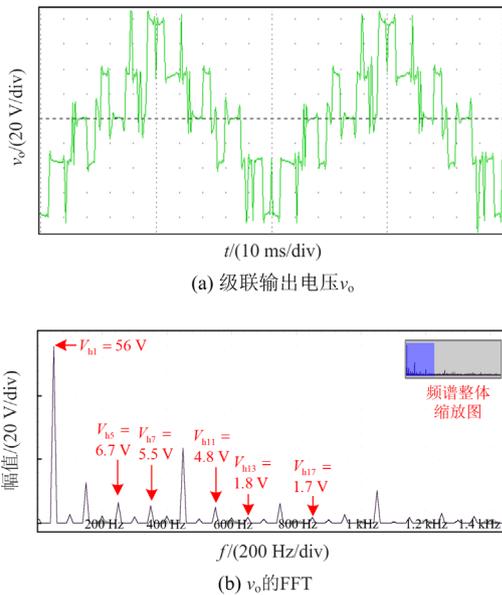


图 18 考虑更高次谐波生成的级联输出电压及 FFT 分析

Fig. 18 Output voltage and its FFT analysis considering higher-order harmonics generation

5 结论

可再生能源及其并网装置的规模化接入正在显著影响现代电网的供电质量，为提高用电设备适应性，需要高精度地复现各类复杂工况电网电压。本文提出了一种选择性谐波生成与级联多电平变换器相结合的高动态电网模拟方案，首先建立了考虑选择性谐波生成的级联多电平变换器数学模型并给出了牛顿迭代法的实现流程及其存在的问题。其次提出了蚁群算法协调的牛顿迭代开关角计算策略，相比牛顿迭代法，所提 NR-ACA 实现了更快的收敛速度。然后基于 NR-ACA 对级联选择性电网谐波功率放大器的参数进行了优化，具体给出了谐波个数、谐波频率与计算步长之间的约束关系，为工程实现提供了理论基础，基于此给出了所提策略的实时实现方法。最后，通过仿真和实验充分验证了所提策略的有限性和优越性。该策略的提出为基于多电平逆变器 SHGPWM 技术的高动态电网模拟方案的工程应用提供了可能。

参考文献

[1] 程杉, 傅桐, 李泮洋, 等. 含高渗透可再生能源的配电网灵活性供需协同规划[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 1-12.
CHENG Shan, FU Tong, LI Fengyang, et al. Flexible supply demand collaborative planning for distribution networks with high penetration of renewable energy[J].

Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 1-12.
[2] 高长伟, 黄翀阳, 郑伟强, 等. 虚拟阻抗制动可再生能源机组低电压穿越控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 142-152.
GAO Changwei, HUANG Chongyang, ZHENG Weiqiang, et al. Low voltage ride-through control of a renewable energy unit with virtual impedance braking[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 142-152.
[3] 杜敏, 刘绚, 周元刚. 考虑极端事件下的高比例可再生能源电力系统韧性增强策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(12): 19-27.
DU Min, LIU Xuan, ZHOU Yuangang. Resilience enhancement strategy for power system with high proportion of renewable energy considering extreme events[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(12): 19-27.
[4] 赵禹灿, 姜旭, 孙福寿, 等. 基于谐波特性的光伏孤岛与低电压穿越同步检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(3): 41-50.
ZHAO Yucan, JIANG Xu, SUN Fushou, et al. Simultaneous detection method for photovoltaic islanding and low-voltage-ride-through based on harmonic characteristics[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(3): 41-50.
[5] 刘晓玺. 兆瓦级电网模拟器系统拓扑及控制策略研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2020.
LIU Xiaoxi. Research on system topology and control strategy of megawatt power grid simulator[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2020.
[6] 许观达, 肖飞, 连传强, 等. 三相永磁同步电机单电流传感器矢量控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 104-111.
XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang, et al. A vector control strategy using a single current sensor for a three-phase permanentmagnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 104-111.
[7] 徐万万, 王斌, 刘江, 等. 混合微网中基于互联变换器的谐波补偿控制[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(5): 113-119, 127.
XU Wanwan, WANG Bin, LIU Jiang, et al. Harmonic compensation control through interlinking converter in hybrid microgrid[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(5): 113-119, 127.
[8] 黄俊滔, 杨苓. 基于粒子群算法的光储微电网谐波电流抑制参数寻优策略[J]. 智慧电力, 2023, 51(7): 44-50.
HUANG Juntao, YANG Ling. Parameter group optimization strategy to suppress harmonic current of PV-storage microgrid based on PSO algorithm[J]. Smart Power, 2023, 51(7): 44-50.
[9] 陈磊, 季亮, 杨兴武, 等. LCL 型并网逆变器新型频率自适应重复控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(23): 57-64.
CHEN Lei, JI Liang, YANG Xingwu, et al. A new frequency adaptive repetitive control approach for grid-connected

- inverter with LCL filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(23): 57-64.
- [10] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(10): 110-122.
- ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(10): 110-122.
- [11] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(6): 63-72.
- ZHOU Li, SHANG Zhibo, ZHOU Yuepeng, et al. Low complexity dual-vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(6): 63-72.
- [12] 阎彦, 赵梦圆, 陈志伟, 等. 辅助坐标系下永磁同步电机低载波比无差拍预测转矩控制[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(2): 761-770.
- YAN Yan, ZHAO Mengyuan, CHEN Zhiwei, et al. Low frequency ratio deadbeat predictive torque control of permanent magnet synchronous motor in auxiliary coordinate system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(2): 761-770.
- [13] LIU T, WANG D, ZHOU K. High-performance grid simulator using parallel structure fractional repetitive control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 31(3): 2669-2679.
- [14] 苑国锋, 张贵, 沈阳, 等. 基于脉冲插入方法的多模式调制切换策略[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(8): 2969-2979.
- YUAN Guofeng, ZHANG Gui, SHEN Yang, et al. Multi-mode modulation switching strategy based on pulse insertion method[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(8): 2969-2979.
- [15] 岳雨霏, 吴兴隆, 杨禧, 等. 非对称级联多电平功率放大器的虚拟载波移相 PWM 调制策略[J]. *电力科学与技术学报*, 2023, 38(5): 75-86.
- YUE Yufei, WU Xinglong, YANG Xi, et al. A virtual carrier phase shift pulse width modulation strategy for asymmetrical cascaded multilevel power amplifiers[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2023, 38(5): 75-86.
- [16] 董志强, 王琛琛, 周明磊, 等. 基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(4): 1147-1158.
- DONG Zhiqiang, WANG Chenchen, ZHOU Minglei, et al. Active neutral-point voltage balance control strategy for three-level three-phase inverter under SHEPWM[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(4): 1147-1158.
- [17] 李国华, 苑朝鸣. 低开关频率下五电平逆变器双波段特定谐波消除方法[J]. *电气工程学报*, 2023, 18(4): 171-178.
- LI Guohua, YUAN Zhaoming. Double-band selective harmonic elimination method for five-level inverter with low switching frequency[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2023, 18(4): 171-178.
- [18] IMAN-EINI H, SCHANEN J L, FARHANGI S, et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded H-bridge rectifiers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(5): 2428-2442.
- [19] 李永东, QAMAR A M, 房展超, 等. 多电平变换器简化虚拟矢量 PWM 及应用[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(14): 5221-5233.
- LI Yongdong, QAMAR A M, FANG Zhanchao, et al. Implementation of simplified virtual vector PWM for multilevel converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(14): 5221-5233.
- [20] 闫述涛, 康彤, 李凯. 级联型 H 桥变换器的消谐技术研究[J]. *中国传媒大学学报(自然科学版)*, 2020, 27(3): 41-44, 95.
- YAN Shutao, KANG Tong, LI Kai. Research on harmonic elimination technology of cascaded H-bridge converter[J]. *Journal of Communication University of China (Natural Science)*, 2020, 27(3): 41-44, 95.
- [21] 潘高强. 逆变器 PWM 谐波分析及谐波抑制方法研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2010.
- PAN Gaoqiang. Study on harmonic analysis and harmonic suppression method of PWM for inverter[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2010.
- [22] 李宁, 申盼盼, 肖子涵, 等. 基于遗传算法改进的 NLM 策略[J]. *电力电子技术*, 2024, 58(2): 132-136.
- LI Ning, SHEN Panpan, XIAO Zihan, et al. Improved NLM strategy based on genetic algorithm[J]. *Power Electronics*, 2024, 58(2): 132-136.
- [23] 王佐勋, 李亚洲, 李国庆. 基于遗传算法的 LCL 型逆变器双闭环参数设计[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(22): 1-7.
- WANG Zuoxun, LI Yazhou, LI Guoqing. Parameters optimization of double closed-loop for LCL-type inverter based on genetic algorithm[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(22): 1-7.

收稿日期: 2023-12-26; 修回日期: 2024-03-01

作者简介:

代子阔(1985—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为配电网供电可靠性管理; E-mail: dzk19851022@163.com

史可鉴(1986—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为智能配电网关键技术; E-mail: kejian1986@163.com

赵晨星(1986—), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为智能配电网关键技术、供电可靠性提升关键技术等; E-mail: 40946753@qq.com

汪 诚(1988—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 主要研究方向为模块化电力电子变换器主电路拓扑与性能控制。E-mail: chw714@njust.edu.cn

(编辑 姜新丽)