基于粒子群优化的模块化多电平变换器阶梯波调制策略

申　科,王建赜,班明飞,纪延超,蔡兴国
(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:选取合适的开关角迭代初值是模块化多电平变换器(MMC)阶梯波调制方法实现的关键。为此提出一种基于粒子群优化(PSO)算法的阶梯波调制策略。该策略采用 PSO 算法得到优化的开关角初值,再运用牛顿迭代法快速计算出开关角的精确解。所提出的方法辅以电容电压排序平衡策略可以有效地解决子模块电容电压均衡问题,具有低复杂度和开关频率的优点。以三相五电平 MMC 系统为例,搭建了低压物理模型的验证平台。仿真和实验结果证明了所提方法的正确性和可行性。

关键词:可再生能源;模块化多电平变换器;阶梯波调制;电容电压均衡;粒子群优化;牛顿迭代法
中图分类号:TM 46　　**文献标识码**:A　　DOI:10.3969/j.issn.1006-6047.2014.04.014

0　引言

近年来,矿石能源日趋耗竭,为了节约能源和减少碳排放,寻求清洁的替代能源已是全球重要课题[1]。在众多可再生能源中,风能和太阳能已被广泛利用,且各种适用于可再生能源变换的电力电子接口拓扑相继被提出,其中多电平变换器技术为大功率可再生能源变换提供了优异的解决方案[2]。在众多的多电平拓扑中,功率单元的模块化逐渐成为主流选择之一。模块化多电平变换器 MMC(Modular Multilevel Converter)不仅具有模块集成度高、易于扩展和制造成本较低等优点,而且双星形拓扑结构[3]所构造的公共直流母线使之更加适合于直流-交流的双向可再生能源转换和柔性直流输电应用,因而受到工业和学术界的广泛关注[3-6]。

在当前功率半导体制造工艺无法进一步提高的背景下,为了实现具有优化输出谐波特性和低开关损耗的大容量电力电子变换系统,采用阶梯波调制的 MMC 控制方法越来越具有吸引力。阶梯波调制方法应用的最大难点是关于开关角的非线性超越方程组的求解,通常采用数值迭代方法,如牛顿迭代法[7],然而由于牛顿迭代法所固有的局部收敛性[8],对初值的选取有着苛刻的要求,此外开关角方程组在某些调制比区间不存在实数根,进一步增加了求解的难度。

文献[9]给出迭代初值的期望线性计算公式,涉及的计算量很小,缺点是个别开关角初值的误差较大,影响了收敛速度;文献[10]根据开关角的精确解在较宽调制比范围内连续变化的特点,推导出由特定调制比的开关角的精确解到全调制比范围的近似解的算法;文献[11]根据等面积原理计算开关角初值;文献[12]从简化运算量角度入手,提出了一种基于倍角余弦公式的多项式等效方法,将牛顿迭代法运算所需的 Jacobi 矩阵的元素由三角函数型转化为幂函数型,提高了计算效率;文献[13]采用粒子群优化 PSO(Particle Swarm Optimization)算法直接计算开关角,以非线性优化算法取代传统数值迭代法,但是存在收敛速度慢的劣势,并且无法避免早熟收敛。尽管各种智能算法不断地被应用到开关角方程组的求解中,算法收敛性、稳定性及复杂程度限制了它们的推广。

针对上述问题,本文整合 PSO 算法的全局优化特性和牛顿迭代法在精确解附近收敛性好的优点,提出一种基于 PSO 算法的随机搜索算法,来选择优化的阶梯波调制的开关角迭代初值,保证了牛顿迭代法的快速收敛性;利用电容电压排序平衡算法,可以使 MMC 工作在较低的开关频率下的同时,实现子模块 SM(Sub-Module)电压均衡。最后通过算例仿真和样机实验证实了本文所提出 MMC 阶梯波调制方案的正确性和有效性。

1　MMC 阶梯波调制原理

1.1　阶梯波调制策略

MMC 的基本单元,即 SM,是带有直流电容的单相半桥逆变器,如图 1 所示。任意 SM 的上开关管导通、下开关管关断时,该模块为投入状态;上开关管关断、下开关管导通时,为旁路状态。若干个 SM 串联成为桥臂,整个三相 MMC 系统包含 6 个桥臂,总共 $6n$ 个 SM。环流抑制电感 L 也是 MMC 中不可缺少的元件。

为了抑制 MMC 中的环流,在任意时刻某一相仅有 n 个电容处于活跃状态,即电容处于桥臂电流对其进行充放电的状态。SM 投入个数必须满足如下条件:$N_{upper}+N_{lower}=n$。其中,N_{upper} 为上桥臂中投入 SM 的

收稿日期:2013-01-30;修回日期:2013-12-11

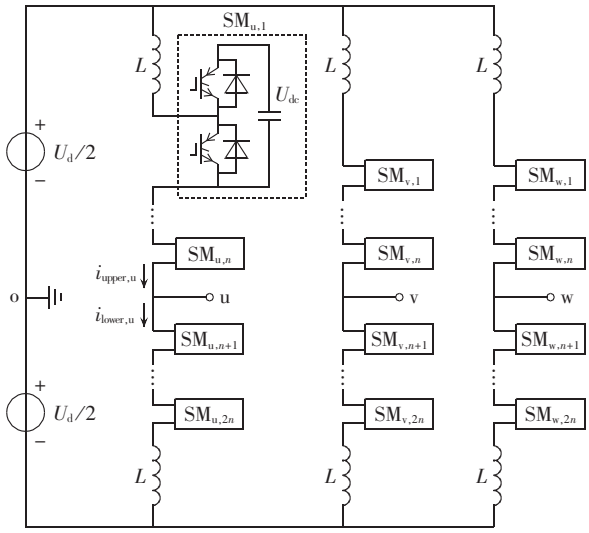


图 1　MMC 电路拓扑

Fig.1　Topology of MMC

个数,N_{lower} 为下桥臂中投入 SM 的个数,这样可以获得相应的整个基频周期内的各个 SM 的开关序列。符合上述的 SM 投切规则,即为 $N+1$ 电平调制模式[6],相比较于 $2N+1$ 电平调制,其环流小于后者,有利于降低开关损耗和实现电容电压均衡。$N+1$ 电平调制模式下,SM 个数 n 与开关角个数 s 之间满足如下的关系:$n=2s$。

图 2 所示为单相五电平 MMC($n=4$)阶梯波调制示意图,其中 PWM1、PWM2、…、PWM8 表示 u 相桥臂从上至下 8 个 SM 的开关信号,上、下桥臂相应的

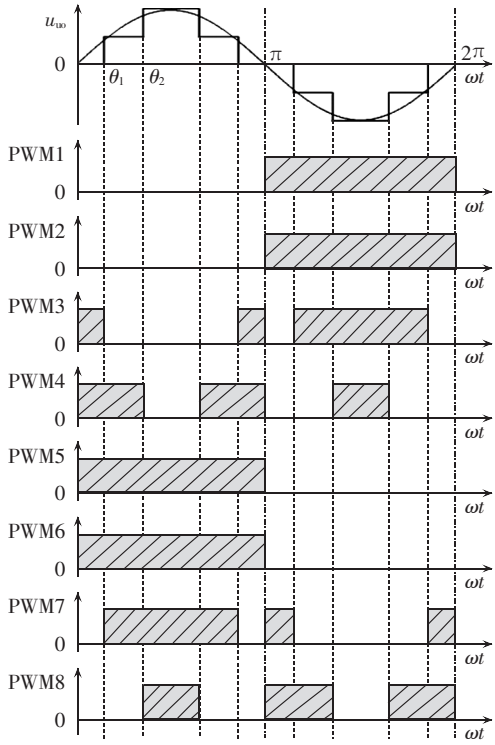


图 2　阶梯波调制方法示意图

Fig.2　Schematic diagram of staircase modulation

模块开关信号互补,例如(PWM1,PWM5)、(PWM2,PWM6)、…、(PWMx,PWM$x+n$)构成互补开关信号组合,这里 x 满足:$1\leqslant x\leqslant n$。阴影区域表示此 SM 被投入;非阴影区域表示此 SM 被旁路。

图 2 所示的阶梯波调制相电压 u_{uo} 可由傅里叶级数得到如下的表达式[14]:

$$u_{uo}=\sum_{m=1}^{\infty}[a_m\cos(m\omega t)+b_m\sin(m\omega t)] \tag{1}$$

其中,a_m 和 b_m 均为傅里叶系数。由于阶梯波输出波形的奇函数性质和 1/4 周期对称性,式(1)可以简化为:

$$u_{uo}=\sum_{m=1,3,5,\cdots}^{\infty}b_m\sin(m\omega t) \tag{2}$$

则相电压 u_{uo} 的详细表达式如下:

$$u_{uo}(\omega t)=\sum_{m=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{4U_{dc}}{m\pi}[\cos(m\theta_1)\pm\cos(m\theta_2)\pm \cos(m\theta_3)\pm\cdots\pm\cos(m\theta_s)]\sin(m\omega t) \tag{3}$$

其中,U_{dc} 为子模块电容电压理论值;三角余弦函数的符号由该开关角 θ_s 所对应的电平跳沿决定,上跳沿取+,下跳沿取−;所有开关角满足式(4)的条件。

$$0\leqslant\theta_1\leqslant\theta_2\leqslant\cdots\leqslant\theta_s\leqslant\pi/2 \tag{4}$$

在单相系统中,m 取奇数,最高可以消除 $2s-1$ 次以内的谐波;如果是三相系统,m 取不能被 3 整除的奇数,最高可以消除 $3s-2$ 次(s 为奇数)或 $3s-1$ 次(s 为偶数)以内的谐波。后文的算例仿真和实验设计都是针对三相五电平 MMC 系统,因此假设 $n=4$,则开关角个数 s 为 2,可消除偶数次、3 和 3 的倍数次以及 5 次谐波。若定义 U_1 为期望输出相电压 u_{uo} 的基波幅值,M_i 为逆变器的调制比,则有如下的关系:

$$M_i=\frac{U_1}{U_{dc}n/2}=\frac{2U_1}{nU_{dc}} \tag{5}$$

由式(3)和(5)可以得到如下开关角方程组:

$$\begin{cases}\cos\theta_1+\cos\theta_2=\dfrac{\pi U_1}{4U_{dc}}=\dfrac{\pi M_i}{2}\\ \cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)=0\end{cases} \tag{6}$$

开关角方程组左侧的函数向量可以用列向量 $\boldsymbol{\zeta}(\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_s)$ 或 $\boldsymbol{\zeta}(\boldsymbol{\theta})$ 表示,右侧的常数向量记为 $\boldsymbol{\psi}$,则式(6)可以改写为:

$$\boldsymbol{\zeta}(\boldsymbol{\theta})=\boldsymbol{\psi} \tag{7}$$

1.2　电容电压平衡控制

尽管图 2 给出了 MMC 理想状态的 SM 开关序列,但是桥臂电流的直流分量和 2 倍频分量的存在[15],使得 SM 电容在任意的工频周期内充放电的电荷不相等,因此若 MMC 以固定的如图 2 所示的开关序列运行时,必然不能保证 SM 电容电压的均衡。

目前比较有效的解决方法是文献[16]所设计的以电容电压的排序来选择 SM 导通的冗余选择方法。该方法的本质思想就是确保电压越高的 SM 被

放电的几率越大,同时电压越低的SM被充电的几率越大,最终达到所有SM充放电均衡的状态。图3(a)以单相系统为例给出了排序算法的工作原理图,具体可简化为3个步骤。

a. 采样:在每个排序控制周期 T_s 的起始时刻,所有电压和电流检测值被数字信号处理器(DSP)采样和保持,以离散化的数据储存到DSP的内存空间中。

b. 排序:根据桥臂电流的符号选择是升序或者降序排列,并存储每个SM排序后的序号。

c. 比较输出:在排序控制周期的结束时刻,将给定调制比 M_i 经离线查表和映射得到的当前所需投入SM数 N_{upper} 以及 N_{lower},与步骤**b**各个SM排序后的序号分别进行比较,得到的布尔型逻辑信号作为PWM驱动脉冲。这里的定时比较器外部时钟与排序控制时钟保持同步。

排序算法的时间序列示意图如图3(b)所示,排序控制频率 $f_s(=1/T_s)$ 为400 Hz,则每个工频周期执行8(=400/50)次排序算法。理论上,f_s 越高则平衡控制效果越好,但是 f_s 不能无限度地提高,这是因为:一方面,f_s 与DSP程序复杂程度有关,特别是当MMC的SM数目达到数百的量级,DSP需要较长时间才能完成一次排序;另一方面,每个排序控制周期内,所有SM都有可能动作1次,f_s 很大程度上决定了MMC的实际开关频率。

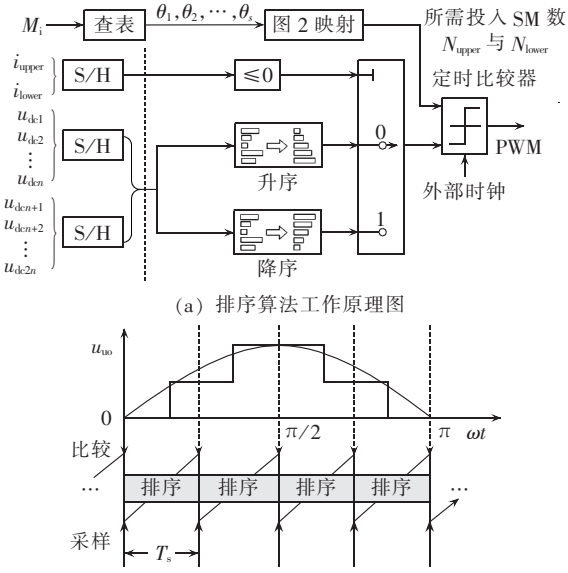


图3 电容电压排序平衡算法

Fig.3 Sorting balance strategy of capacitor voltage

2 开关角优化计算方法

2.1 PSO算法

求解式(6)所示的开关角方程组时,研究者们不断尝试引入各种非线性数值迭代优化算法。PSO算法是一种基于群体智能的搜索算法[17],其运算具有简单以及全局最优化的特点,可以解决连续非线性问题。在限定范围内以PSO算法可以得到良好的效果并得到最优化的解,在各种最优化问题中有着广泛的应用前景[13,18]。

在PSO算法中,搜寻问题空间中的每一个粒子都代表着最优化问题的一个解。每一个粒子目前的位置以 $\boldsymbol{\theta}(i,j)$ 表示,其中 i 表示第 i 个粒子,j 表示粒子迭代的次数;而粒子的移动速度则由 $\boldsymbol{v}(i,j)$ 来表示。每个粒子每一次运算之后都会有一个适应度,而每一个粒子都会知道自己目前的最佳位置的适应度,称之为粒子最优解($\boldsymbol{P}_{best}$)。在此同时每一个粒子也会知道群体中目前的最佳解和最佳位置,称为群体最佳解($\boldsymbol{G}_{best}$)。各粒子在问题空间移动搜索,以事先设定的适应度函数计算出粒子群中各个粒子的适应度来评估这些粒子的价值。所有粒子再经过依据群体最佳解 $\boldsymbol{G}_{best}$、粒子本身最优解 $\boldsymbol{P}_{best}$,粒子当前位置 $\boldsymbol{\theta}(i,j)$ 和移动速度 $\boldsymbol{v}(i,j)$ 4个向量而计算出粒子的下一迭代位置,持续一段时间后,促使粒子朝向最好的适应度位置移动。本文采用最常用的最大速度法[18]作为粒子的速度及位置更新法则。在最大速度法中,速度及位置的更新方式如式(8)及式(9)所示,$\boldsymbol{V}_{max}$ 为最大限制速度,C_1、C_2 是相关系数,rand()是介于0和1之间的随机数。

$$\boldsymbol{v}(i,j+1)=\boldsymbol{v}(i,j)+C_1\times\mathrm{rand}()[\boldsymbol{P}_{best}-\boldsymbol{\theta}(i,j)]+C_2\times\mathrm{rand}()[\boldsymbol{G}_{best}-\boldsymbol{\theta}(i,j)] \tag{8}$$

$$\boldsymbol{\theta}(i,j+1)=\boldsymbol{\theta}(i,j)+\boldsymbol{v}(i,j+1) \tag{9}$$

其中,如果 $\boldsymbol{v}(i,j)>\boldsymbol{V}_{max}$,则取 $\boldsymbol{v}(i,j)=\boldsymbol{V}_{max}$;同理,如果 $\boldsymbol{v}(i,j)<-\boldsymbol{V}_{max}$,则取 $\boldsymbol{v}(i,j)=-\boldsymbol{V}_{max}$。

2.2 开关角计算

由于牛顿迭代法的固有特点,开关角的初值需要满足如式(10)所示的条件,以确保快速收敛,其中 e 为收敛容限。

$$\|\boldsymbol{\zeta}(\boldsymbol{\theta})-\boldsymbol{\psi}\|_\infty<e \tag{10}$$

本文提出一种基于PSO算法的开关角方程迭代初值搜索策略如图4所示。根据前文的描述,开关角初值优化问题描述如下:随机得到的任意一组开关角向量均视为一个粒子,粒子在向量空间搜索过程中,满足式(10)的位置即为群体最优解。因此构造关于开关角的适应度函数(即优化目标函数)如下:

$$F(\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_s)=\left|\sum_{j=1}^{s}\cos\theta_j-\frac{\pi M_i}{2}\right|+\sum_{i=5,7,11,\cdots}^{2s-1}\left|\sum_{j=1}^{s}\cos(i\theta_j)\right| \tag{11}$$

以每个粒子目前位置 $\boldsymbol{\theta}(i,j)$ 的适应度与其本身粒子最佳位置 $\boldsymbol{P}_{best}$ 的适应度作比较。如果目前位置

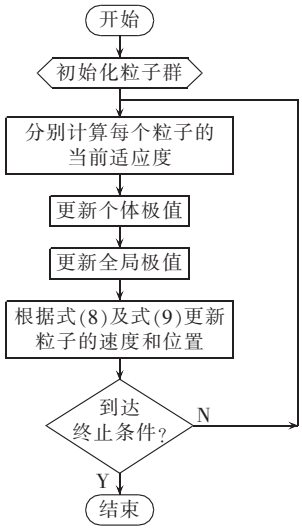


图 4 PSO 算法流程图

Fig.4 Flowchart of PSO algorithm

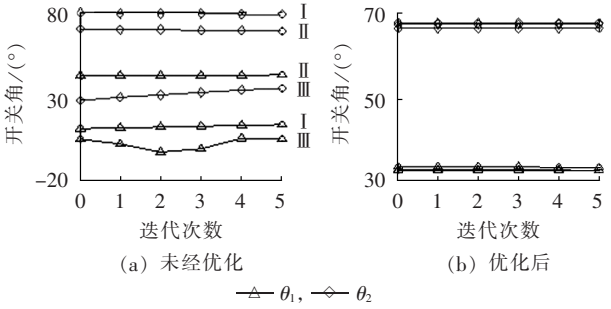
$\boldsymbol{\theta}(i,j)$的适应度优于 $\boldsymbol{P}_{\text{best}}$ 的适应度,则将目前较好的适应度位置 $\boldsymbol{\theta}(i,j)$取代既有的 $\boldsymbol{P}_{\text{best}}$,反之,则不取代。如果更新过后的 $\boldsymbol{P}_{\text{best}}$ 也优于现在群体最佳位置 $\boldsymbol{G}_{\text{best}}$ 的适应度,则将更新过后的 $\boldsymbol{P}_{\text{best}}$ 取代 $\boldsymbol{G}_{\text{best}}$,反之,则不取代。比较完所有粒子的适应度后,分别根据式(8)及式(9)更新各粒子的移动速度及位置。

以上算法得到优化的开关角初值向量记为 $\boldsymbol{\theta}^{(0)}$,将其代入式(12)给出的牛顿迭代公式中,可以快速收敛到精确解。

$$\boldsymbol{\theta}^{(k)}=\boldsymbol{\theta}^{(k-1)}-\boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}^{(k-1)})\boldsymbol{\zeta}(\boldsymbol{\theta}^{(k-1)}) \tag{12}$$

其中,$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{\theta})$为开关角函数 $\boldsymbol{\zeta}(\boldsymbol{\theta})$的 Jacobi 矩阵函数,上标 k 表示牛顿迭代过程的次数。

图 5 以调制比 $M_{\text{i}}=0.8$ 为例,给出了未经优化和优化后的开关角初值代入牛顿迭代法后的迭代效率对比。图 5(a)为 3 次随机得到的开关角初值的迭代过程(分别用Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ标示);图 5(b)为本文采用的 PSO 算法优化后得到的 3 组不同开关角初值的迭代过程。显然,经过优化的开关角初值已经很接近于精确解,因而迭代效率远高于未优化的开关角。图 6 所示为最终计算得到完整的调制比 M_{i} 所对应的开关角变化趋势示意图。



(a) 未经优化　　(b) 优化后

图 5 迭代效率对比示意图

Fig.5 Schematic diagram of iteration efficiency comparison

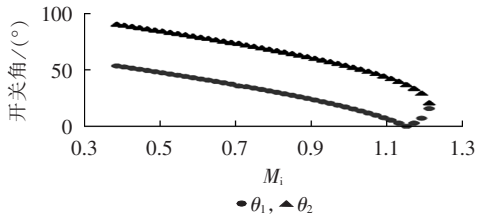


图 6 开关角计算结果

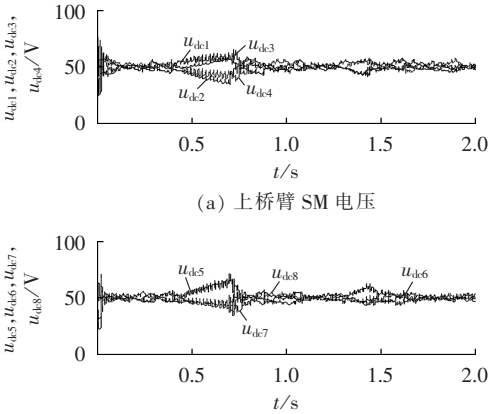
Fig.6 Calculated switching angles

3　仿真及实验验证

3.1　算例仿真

为了验证所提开关角优化算法的正确性和与其配合的 SM 电压排序均衡控制策略的有效性,采用 MATLAB/Simulink 软件对 MMC 系统进行数值仿真,使用不同的排序控制频率进行对比。仿真所用的主电路参数如下:额定功率为 4.5 kW,直流母线电压为 200 V,直流环节电容为 4700 μF,SM 电容为 2200 μF,SM 个数 n 为 4,环流限制电感为 0.32 mH,基波频率为 50 Hz。

图 7 是排序控制频率 f_{s} 为 50 Hz 工况下 MMC 系统 SM 电容电压波形。由图 7 可见,应用 $N+1$ 电平调制模式时,上、下桥臂的 SM 电容电压波动情况近似一致;当采样频率为基波频率时,排序算法的电容电压纹波较大。



(a) 上桥臂 SM 电压

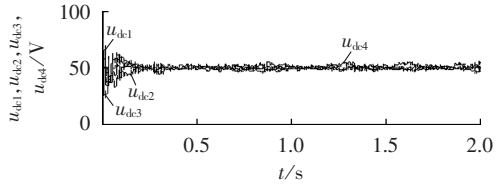
(b) 下桥臂 SM 电压

图 7 f_{s} 为 50 Hz 工况下 SM 电容电压

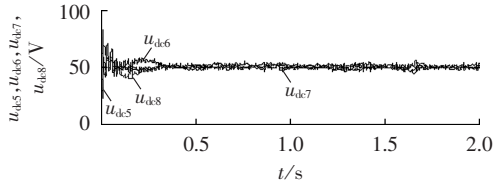
Fig.7 Voltage of SM capacitor when f_{s} is 50 Hz

图 8 是 f_{s} 为 200 Hz 工况下 MMC 系统 SM 电容电压波形。对比图 7 和图 8 可以看出,提高排序控制频率 f_{s} 可以改善电容电压的不平衡度。

图 9 是 f_{s} 为 200 Hz 工况、调制比为 1 时的 MMC 的满载输出电压波形,其中图 9(a)、图 9(b)分别为相电压 u_{uo}、线电压 u_{uv} 的输出波形及其频谱分析。相、线电压总谐波畸变率(THD)分别为 19.35%、14.67%。频谱分析显示线电压中仅含有 7、11 等低次谐波。



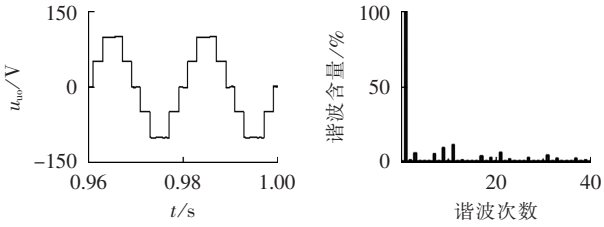
(a) 上桥臂 SM 电压



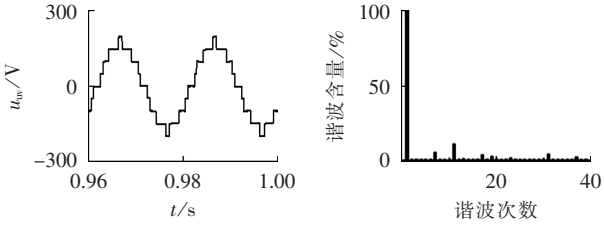
(b) 下桥臂 SM 电压

图 8 f_s 为 200 Hz 工况下 SM 电容电压

Fig.8 Voltage of SM capacitor when f_s is 200 Hz



(a) 输出相电压及其频谱分析



(b) 输出线电压及其频谱分析

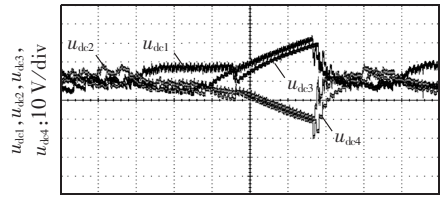
图 9 MMC 输出电压波形

Fig.9 Waveforms of MMC output voltage

3.2 实验验证

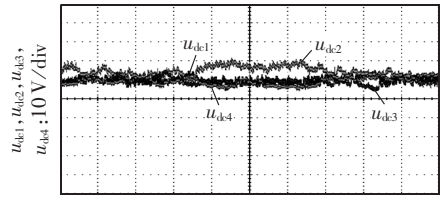
实验样机以 dSPACE 半实物仿真控制板 DS1103 为控制平台,主功率开关采用 IXYS 公司 IXFH70N20 型 MOSFET 分立器件。直流母线电压由可调节大功率直流稳压电源提供,电源的输出外接 2 个串联支撑电容以提供单相电路的中性点,三相电阻负载采用星形接法。实验所使用的电路参数与仿真完全相同。下文的实验波形中,图 10 是在满载条件下测得;图 11 和图 12 均是在空载条件下获取,且排序控制频率取 200 Hz。

图 10 给出了不同排序控制频率的 u 相上桥臂 SM 电容电压波动情况。需要说明的是,图 10 所获得的波形是经多次重复实验(对同一工况)得到的。图 10(a)是 f_s 为基波频率(50 Hz)时的实验结果,可看出此时电压平衡调节过程较长,甚至会出现短暂振荡的现象;图 10(b)是 f_s 为 4 倍基波频率(200 Hz)时的实验结果,可以看出平衡效果有显著改善,达到



t:200 ms/div

(a) f_s 为 50 Hz



t:200 ms/div

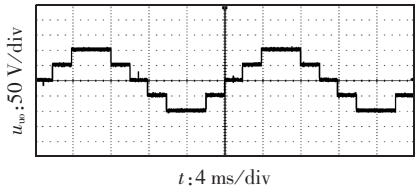
(b) f_s 为 200 Hz

图 10 电容电压平衡控制实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of capacitor voltage balancing control

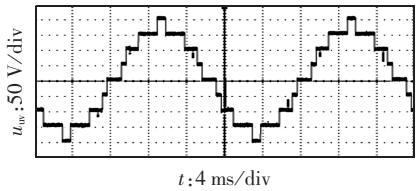
正常运行的要求。由于观测通道有限,仅给出 u 相上桥臂的电压波形,包括 u 相下桥臂在内的所有其他位置的电容电压波动情况与图 10 相似,限于篇幅不再赘述。

图 11 所示为阶梯波调制 MMC 在调制比 M_i 等于 1 时输出电压波形,其中图 11(a)和图 11(b)分别为 MMC 输出相电压和线电压波形。



t:4 ms/div

(a) 相电压



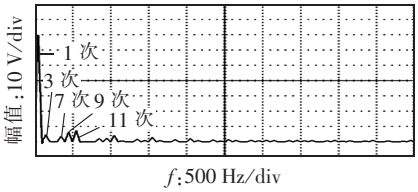
t:4 ms/div

(b) 线电压

图 11 MMC 输出电压波形

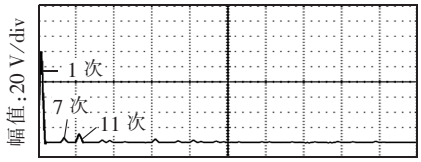
Fig.11 Waveforms of MMC output voltage

图 12 所示为调制比 M_i 等于 1 时,三相逆变器相电压和线电压频谱分析。由图 12(a)可见,相电压中不再有 5 次谐波,但是有 3、7、9、11 次等奇次谐波;在图 12(b)中,线电压中的 3 以及 3 的倍数次谐



f:500 Hz/div

(a) 相电压谐波分析



f:500 Hz/div

(b) 线电压谐波分析

图 12 输出电压频谱分析

Fig.12 Spectrum analysis of output voltage

波不再存在,低次谐波仅剩下 7、11 次谐波。频谱分析的结果与前文的理论分析吻合。

4 结论

本文提出一种基于 PSO 算法的 MMC 阶梯波调制策略。采用 PSO 算法随机搜索开关角方程的迭代初值,而不是直接用于求解开关角,是本文与以往非线性数值迭代优化算法直接计算开关角的区别之处。这样的算法既保留了牛顿迭代法在精确解附近快速收敛的优点,又避免了由于智能算法自身的局限性造成的迭代过程冗长甚至不收敛的弊端。为了验证所提方法的实用性,本文进行了低压物理模型的仿真与实验研究,结果表明,文中采用的电容电压平衡手段的控制效果受排序控制频率的影响;在给定调制比下,开关角的计算结果可以实现期望的变换器输出特性,具有较好的稳定性和动态性能。

参考文献:

[1] CHEN Wenying,WU Zongxin. Current status,challenges,and future sustainable development strategies for China energy[J]. Tsinghua Science and Technology,2004,9(4):460-467.

[2] BLAABJERG F,CHEN Zhe. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2004,19(5):1184-1194.

[3] HAGIWARA M,AKAGI H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,24(7):1737-1746.

[4] 何大清,蔡旭. 模块化多电平变流器的限幅控制和混合调制[J]. 电力自动化设备,2012,32(4):63-66.
HE Daqing,CAI Xu. Limitation control and hybrid modulation of modularized multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(4):63-66.

[5] 谢妍,陈柏超,陈耀军,等. 新型模块化多电平换流器串联电抗器的功能与取值分析[J]. 电力自动化设备,2012,32(9):55-59.
XIE Yan,CHEN Baichao,CHEN Yaojun,et al. Function analysis and parameter selection for series reactor of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(9):55-59.

[6] 雷鸣,李耀华,葛琼璇,等. 模块化多电平变流器低频控制方法[J]. 中国电机工程学报,2013,33(22):59-65.
LEI Ming,LI Yaohua,GE Qiongxuan,et al. A control scheme of modular multilevel converter operating at low frequency[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(22):59-65.

[7] SIRISUKPRASERT S,LAI J S,LIU T H. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2002,49(4):875-881.

[8] BURDEN R L,FAIRES J D. Numerical analysis[M]. Boston,USA:Brooks/Cole,2011:638-644.

[9] SUN Jian,GROTSTOLLEN H. Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values[C]//Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics,Control,Instrumentation,and Automation. San Diego,USA:IEEE,1992:259-264.

[10] ENJETI P,LINDSAY J F. Solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control[J]. Electronics Letters,1987,23(12):656-657.

[11] LI Qiang,HE Zhiyuan,TANG Guangfu. Investigation of the harmonic optimization approaches in the new modular multilevel converters[C]//Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Beijing,China:IEEE,2010:1-6.

[12] CHIASSON J N,TOLBERT L M,MCKENZIE K J,et al. Elimination of harmonics in a multilevel converter using the theory of symmetric polynomials and resultants[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2005,13(2):216-223.

[13] HAGH M T,TAGHIZADEH H,RAZI K. Harmonic minimization in multilevel inverters using modified species-based particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(10):2259-2267.

[14] DAHIDAH M S A,AGELIDIS V G. Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters:a generalized formula[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):1620-1630.

[15] ILVES K,ANTONOPOULOS A,NORRGA S,et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(1):57-68.

[16] SAEEDIFARD M,IRAVANI R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2010,25(4):2903-2912.

[17] KENNEDY J,EBERHART R. Particle swarm optimization[C]//IEEE Inf Conf Neural Networks. Perth,Australia:IEEE,1995:1942-1948.

[18] 何娜,黄丽娜,武健,等. 基于粒子群优化算法的混合有源滤波器中无源滤波器的多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报,2008,28(27):63-69.
HE Na,HUANG Lina,WU Jian,et al. Multi-objective optimal design for passive part of hybrid active power filter based on particle swarm optimization[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(27):63-69.

作者简介:

申　科

申　科(1984-),男,陕西汉中人,博士研究生,研究方向为可再生能源功率变换和柔性直流输电技术(**E-mail**:shenkehit@163.com);

王建赜(1972-),男,黑龙江齐齐哈尔人,研究员,博士,研究方向为无功功率补偿、清洁能源并网控制(**E-mail**:jianzewang@sina.com)。

(下转第 89 页 continued on page 89)

UPQC 补偿量检测方法[J]. 电力自动化设备,2012,32(5):50-56.
ZHOU Hailiang,WAN Jianru,LI Shuchao,et al. Compensation detection for UPQC without PLL under voltage distortion and unbalance[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(5):50-56.

[16] 冯兴田,韦统振,齐智平. 电压质量调节器功率流协调控制策略[J]. 电网技术,2013,37(1):218-223.
FENG Xingtian,WEI Tongzhen,QI Zhiping. Coordinated control strategy of power flow in voltage quality conditioner[J]. Power System Technology,2013,37(1):218-223.

作者简介:

冯兴田

冯兴田(1978-),男,山东东营人,讲师,博士,主要研究方向为分布式电力系统电能质量控制技术(**E-mail**:topfxt@163.com);

张丽霞(1978-),女,山东潍坊人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用;

康忠健(1971-),男,四川安岳人,教授,博士,主要研究方向为电力系统分析与控制、电力系统故障检测与诊断。

Working conditions and control strategy of UPQC based on supercapacitor energy storage

FENG Xingtian,ZHANG Lixia,KANG Zhongjian

(College of Information and Control Engineering,China University of Petroleum(East China),Qingdao 266580,China)

Abstract: Aiming at the instantaneous supply interrupt and deep voltage sag of conventional UPQC (Unified Power Quality Conditioner),SESS(Supercapacitor Energy Storage System) is recommended as its DC storage unit. According to the topology of SESS-based UPQC,the influencing factors and target function of its optimal allocation are studied and the best working conditions of its coordinated power flow control are obtained. The characteristics and performances of SESS's main circuit are studied and the storage unit capacity and SESS control strategy are determined. PI and repetitive control is proposed as the unit control strategy of UPQC according to the working requirements of its serial-parallel converters. Simulative and experimental results show that the coordinated control between serial-parallel converters and SESS is realized as well as the target of power quality management.

Key words: unified power quality conditioner; supercapacitor; energy storage; coordinated control; working condition; repetitive control; power quality

(上接第 83 页 continued from page 83)

Staircase modulation scheme based on PSO for modular multilevel converter

SHEN Ke,WANG Jianze,BAN Mingfei,JI Yanchao,CAI Xingguo

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

Abstract: The selection of appropriate iterative initial switching angles is the essential step of staircase modulation for MMC(Modular Multilevel Converter) and a staircase modulation scheme is proposed,which applies the PSO(Particle Swarm Optimization) algorithm to achieve the optimized initial switching angles and the Newton iteration method to calculate the exact switching angles. Combined with the sorting balance strategy,it effectively balances the sub-module capacitor voltage with low complexity and switching frequency. As an example,a low-voltage verification platform is developed for a physical model of three-phase five-level MMC system. Simulative and experimental results demonstrate the correctness and feasibility of the proposed scheme.

Key words: renewable energy; modular multilevel converter; staircase modulation; capacitor voltage balancing; particle swarm optimization; Newton iteration method