

基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的调制策略

郭 伽, 孙 力, 赵 克

(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: 针对统一电能质量调节器开关器件多、结构复杂的缺点, 提出应用九开关变换器替代传统电路拓扑, 并提出一种适用于统一电能质量调节器的混合调制策略。介绍了九开关变换器的电路拓扑及 2 种基本工作方式, 从理论上分析了基于九开关变换电路统一电能质量调节器的输出电压的变化规律, 并推导出所提调制策略的直流偏置的计算公式。介绍了与之相匹配的控制策略。通过仿真验证了所提替换方案及调制策略的正确性与有效性。所提出替换方案及调制策略能够降低统一电能质量调节器的成本。

关键词: 九开关变换器; 统一电能质量调节器; 稳态分析; 调制策略

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.10.012

0 引言

近年来, 配电网的电能质量越来越被重视。一方面原因是越来越多非线性负载向配电网中注入无功与谐波成分, 造成配电网电压与电流波形的畸变; 另一方面是因为计算机系统、自动化生产线等敏感负载对配电网电能质量提出了更高的要求。统一电能质量调节器 UPQC (Unified Power Quality Conditioner) 是一种综合的电能质量治理装置, 不但能够补偿非线性负载电流中的无功分量与谐波分量, 减少对配电网的影响; 而且能够消除电压谐波、电压跌落等配电网方面的故障, 维持负载端电压的稳定, 保护敏感设备。然而, 由于统一电能质量调节器开关器件使用量大、结构复杂等缺陷的存在, 限制了其进一步的推广应用。

九开关变换器是近年来提出的一种用较少开关器件替代背靠背双 PWM 变换器的电路拓扑^[1-2]。相较于后者, 九开关变换器开关器件的使用量减少了 25%, 具有开关器件使用量少、体积较小、损耗较低等优点。然而, 九开关变换器减少开关器件使用量最主要的代价就是需要更高的直流母线电压, 这不但增加了电路中各器件的电压等级, 而且增加了开关损耗, 在一定程度上削弱了开关器件使用量减少所带来的成本、损耗等方面的优势。

九开关变换器增加直流电压的程度, 因应用领域的不同而有很大区别。在要求转速不同的双电机驱动领域, 所需直流电压达到原拓扑方案的 2 倍^[2]; 而在不间断电源 UPS (Uninterruptible Power Supply)

的应用中, 其直流电压仅略有增加^[1]。

统一电能质量调节器是另一类九开关变换器的适用领域^[3-4]。本文首先对九开关变换器的工作原理、调制策略做了简要的介绍, 在此基础上提出混合调制策略; 其次通过稳态分析, 推导出九开关变换器 2 个端口输出电压与补偿对象的关系, 并在此基础上推导出所提调制策略所需最小直流电压及直流偏置的计算公式; 然后介绍了本文所采用的控制策略; 最后, 通过仿真验证了基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的正确性与有效性。本文研究对降低统一电能质量调节器的造价、扩大其应用领域具有一定的积极意义。

1 九开关变换器的原理与调制策略

1.1 九开关变换器的原理

九开关变换器由 3 组桥臂组成, 每组桥臂由 3 个开关器件串联而成, 其结构如图 1 虚线框中所示。其中, 开关器件 V_{TA} 、 V_{TB} 、 V_{TC} 、 V_{TAU} 、 V_{TBV} 、 V_{TCW} 组成上侧变换器, 开关器件 V_{TU} 、 V_{TV} 、 V_{TW} 、 V_{TAU} 、 V_{TBV} 、 V_{TCW} 组成下侧变换器。九开关变换器通过对中间 3 组开关器件 V_{TAU} 、 V_{TBV} 、 V_{TCW} 的分时复用, 实现减少开关器件用量的目的。在一个开关周期内, 首先令 V_{TU} 、 V_{TV} 、 V_{TW} 全部导通, 此时电流补偿端口输出电压为 0, 而电压补偿端口输出电压可以任意控制; 在该开关周期的剩余时间, 令 V_{TA} 、 V_{TB} 、 V_{TC} 全部导通, 此时电压补偿端口输出电压为 0, 而电流补偿端口得到了控制权。这种分时复用最主要的代价就是需要更高的直流电压使变换器能够用更少的时间完成期望电压的输出^[5]。

九开关变换器每一桥臂共有 8 种开关状态, 由于输出端口不能浮空、直流母线不能短路等原因, 其有效开关状态只有 3 种, 表 1 列出了这 3 种有效开关状态及对应的端口输出电压。由表 1 可以看到, 两端口输出电压间存在耦合, 即上侧端口输出电压不能低

收稿日期: 2015-12-18; 修回日期: 2016-08-29

基金项目: 中国石油科技创新基金资助项目 (2013D-5006-0310); 哈尔滨工业大学科研创新基金资助项目 (HIT.NSRIF.2013020)
Project supported by Science and Technology Innovation Foundation of CNPC (2013D-5006-0310) and National Scientific Research Innovation Foundation in Harbin Institute of Technology (HIT.NSRIF.2013020)

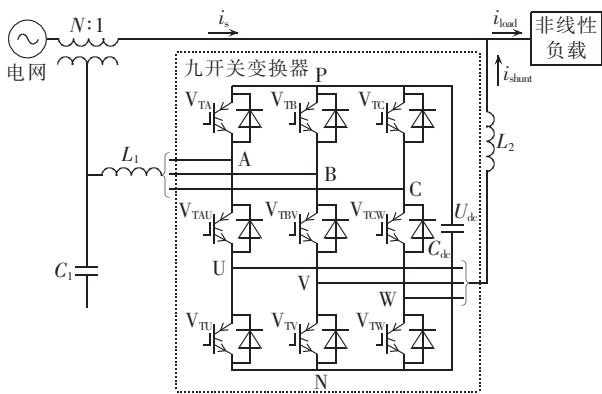


图 1 基于九开关变换器的统一电能质量调节器电路拓扑

Fig.1 Topology of UPQC based on nine-switch converter

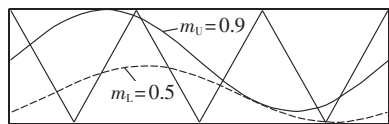
表 1 九开关变换器的有效开关状态及相应输出电压
Table 1 Effective switch statuses and corresponding output voltages of nine-switch converter

状态	V_{TA}	V_{TAU}	V_{TU}	U_{AN}	U_{UN}
1	导通	导通	关断	U_{dc}	U_{dc}
2	导通	关断	导通	U_{dc}	0
3	关断	导通	导通	0	0

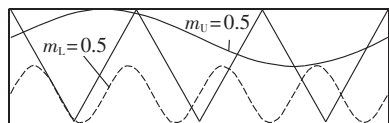
于下侧端口输出电压。为实现对两端口输出电压的独立控制,需要对调制信号进行特别的处理。

1.2 九开关变换器的 2 种工作模式

九开关变换器根据 2 个端口输出电压的频率相同与否,工作模式可以分为同频 CF(Constant Frequency)模式与异频 VF(Variable Frequency)模式^[6]。为实现对九开关变换器两端口输出电压的独立控制,总的原则是通过调制信号叠加适当直流偏置,使上侧端口调制信号始终高于下侧端口调制信号。但在直流偏置的处理上,CF 模式与 VF 模式存在一些差异,调制原理分别如图 2(a)、(b)所示。



(a) CF 模式示意图



(b) VF 模式示意图

图 2 九开关变换器调制策略示意图

Fig.2 Schematic diagram of modulation strategy of nine-switch converter

在 CF 模式中,两端口输出电压的频率相同,仅幅值、相位有所区别。为尽量减少直流母线电压,上移上侧端口调制信号,使其最大值与载波顶点对齐;下移下侧端口调制信号,使其最小值与载波底端对齐。在此模式中,输出期望电压波形所需的最小直流电

压与调制信号的相位差有关。2 组调制信号的调制比之和满足式(1)。

$$1.15 \times 2 \geq m_u + m_l \geq 1.15 \quad (1)$$

其中, m_u 、 m_l 分别为上侧端口与下侧端口调制信号的调制比。相位差越小,所需直流电压越小。2 组调制信号同相时,调制比之和达到最大值 2.3,此时其直流电压与背靠背双 PWM 变换器相同;反之,2 组调制信号反相时,调制比之和降为最小值 1.15,所需直流电压是背靠背双 PWM 变换器的 2 倍。

在 VF 模式中,两端口输出电压的频率、幅值与相位均可以不同,这种情况下的调制方式为对两端口调制信号分别叠加不同的直流偏置,使上端口调制信号的最小值始终不小于下侧调制信号的最大值,2 组信号的调制比之和满足式(2)。

$$m_u + m_l \leq 1.15 \quad (2)$$

一般情况下,当要求输出电压幅值相同时,CF 模式比 VF 模式所需的直流电压要小。

1.3 应用于统一电能质量调节器的混合调制策略

统一电能质量调节器与前文介绍的双电机驱动、UPS 均存在很大差异,其输出波形不但要包含基波分量,而且要包含低次谐波分量。1.2 节介绍的 2 种调制策略单独使用,效果均不理想。CF 模式只适用于两端口输出电压频率相同的情况,而统一电能质量调节器需要同时补偿基波分量与谐波分量。VF 模式虽然能够满足同时输出基波分量与谐波分量的要求,但其直流电压利用率只有传统拓扑方案的一半,对直流电容、开关器件的选型、散热设计提出了更高的要求。只有结合 2 种调制策略的特点,以 CF 模式调制基波分量、VF 模式调制谐波分量,才能充分利用 CF 模式能够有效降低九开关变换器所需直流电压、VF 模式能够自由输出不同频率电压的特点。

基于以上考虑,本文提出一种应用于统一电能质量调节器中九开关变换电路的混合调制策略,其调制原理如图 3 所示。其中, u_u 、 u_l 分别为九开关变换器上侧变换器与下侧变换器的调制信号。该调制策略将需要叠加到调制信号中的直流偏置分为 2 个部分:基波偏置,按照 CF 模式选取;谐波偏置,按照系统需要补偿的谐波容量事先确定。图中,①代表已叠加直流偏置的上端口调制信号中的基波分量,其

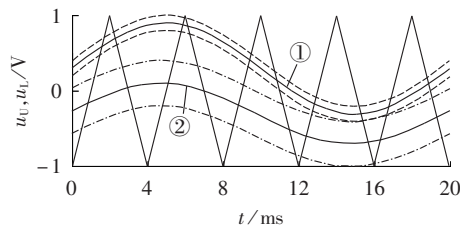


图 3 提出的混合调制策略原理示意图

Fig.3 Schematic diagram of proposed hybrid modulation strategy

上、下两侧的虚线表示上端口可以输出的谐波的上、下限;②代表已叠加直流偏置的下端口调制信号中的基波分量,其上、下两侧的虚线代表下端口能够输出的谐波的上、下限。

基波调制信号与指定次谐波调制信号分别由不同的控制器给出,但最终的调制信号是各控制器输出的代数和,已包含所需的基波分量和各次谐波分量。如前文所述,在开关周期的一部分时间调制模块令 V_{TU} 、 V_{TV} 、 V_{TW} 全部导通,而控制电压补偿端口输出期望的波形;在当前开关周期的剩余时间则令 V_{TA} 、 V_{TB} 、 V_{TC} 全部导通,而控制电流补偿端口输出期望的波形。

2 基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的建模与稳态分析

2.1 基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的建模

为论证所提调制策略的合理性,需要对调节器进行建模。为便于分析,做如下假设:变换器所用开关器件均为理想开关,忽略开关损耗;变换器中滤波电感、滤波电容、串联变压器三相完全对称,参数一致;串联变压器视为理想变压器,忽略原/副端电阻、漏感,不存在饱和现象;电压补偿单元能够维持负载电压幅值恒定,电流补偿单元保证电网电压与电网电流始终相位相同;忽略变换器本身的功率损耗^[7]。图 4 为调节器的稳态电路拓扑。

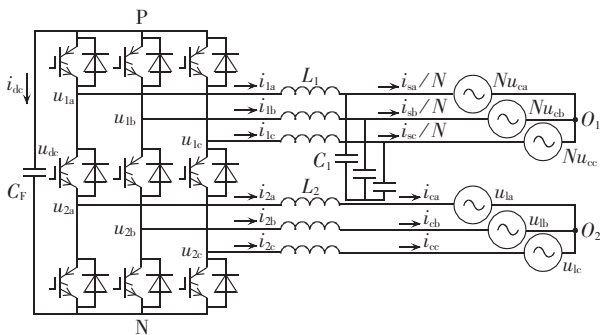


图 4 基于九开关变换电路的统一电能质量调节器电路拓扑
Fig.4 Steady-state topology of UPQC based on nine-switch converter

图中, u_{1a} 、 u_{1b} 、 u_{1c} 、 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 分别为负载电压与负载电流; i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 为电网电流; u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 为变换器输出的补偿电压; i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为变换器输出的补偿电流; L_1 、 L_2 、 C_1 分别为滤波电感与滤波电容; u_{dc} 、 i_{dc} 、 C_F 分别为直流电容的电压、电流与容值。负载电压、负载电流、电网电压、电网电流与补偿电压的定义见式(3)~(7)。

$$\begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_L \cos(\omega t - \varphi_U) \\ U_L \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_U\right) \\ U_L \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_U\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \cos(\omega t - \varphi_U - \varphi) \\ I_L \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_U - \varphi\right) \\ I_L \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_U - \varphi\right) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta U_L \cos(\omega t - \theta) \\ \delta U_L \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \\ \delta U_L \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_L \cos \varphi}{\delta} \cos(\omega t - \theta) \\ \frac{I_L \cos \varphi}{\delta} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \\ \frac{I_L \cos \varphi}{\delta} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sr} \cos(\omega t - \theta_{sr}) \\ U_{sr} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_{sr}\right) \\ U_{sr} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_{sr}\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, U_L 、 I_L 、 U_{sr} 分别为负载电压、负载电流与补偿电压的幅值; θ 为跌落电压的相角跳变; δ 为跌落电压幅值的变化; φ_U 为跌落发生后负载电压的初相角。

为了对九开关变换器进行建模,定义二值逻辑开关函数 S_{1k} 、 S_{2k} ($k=a, b, c$) 分别如式(8)、(9)所示。

$$S_{1k} = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{上桥臂关断} \end{cases} \quad (8)$$

$$S_{2k} = \begin{cases} 1 & \text{下桥臂关断} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad (9)$$

根据所定义的开关函数,可以得到九开关变换器端口输出电压如式(10)、(11)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{1aN} \\ u_{1bN} \\ u_{1cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1a} u_{dc} \\ S_{1b} u_{dc} \\ S_{1c} u_{dc} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} u_{2aN} \\ u_{2bN} \\ u_{2cN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{2a} u_{dc} \\ S_{2b} u_{dc} \\ S_{2c} u_{dc} \end{bmatrix} \quad (11)$$

在此基础上根据电路基本定律,可以得到基于开关函数的九开关变换器的数学模型,如式(12)~(15)所示。

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1a}}{dt} = u_{1a} - Nu_{ca} = \left(S_{1a} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_{1k} \right) u_{dc} - Nu_{ca} \\ L_1 \frac{di_{1b}}{dt} = u_{1b} - Nu_{cb} = \left(S_{1b} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_{1k} \right) u_{dc} - Nu_{cb} \\ L_1 \frac{di_{1c}}{dt} = u_{1c} - Nu_{cc} = \left(S_{1c} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_{1k} \right) u_{dc} - Nu_{cc} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} C_1 \frac{dNu_{ca}}{dt} = i_{1a} - \frac{i_{sa}}{N} \\ C_1 \frac{dNu_{cb}}{dt} = i_{1b} - \frac{i_{sb}}{N} \\ C_1 \frac{dNu_{cc}}{dt} = i_{1c} - \frac{i_{sc}}{N} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{2a}}{dt} = u_{2a} - u_{1a} = \left(S_{2a} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_{2k} \right) u_{dc} - u_{1a} \\ L_2 \frac{di_{2b}}{dt} = u_{2b} - u_{1b} = \left(S_{2b} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_{2k} \right) u_{dc} - u_{1b} \\ L_2 \frac{di_{2c}}{dt} = u_{2c} - u_{1c} = \left(S_{2c} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_{2k} \right) u_{dc} - u_{1c} \end{cases} \quad (14)$$

$$C_F \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} = \sum_{k=a,b,c} (S_{1k} i_{1k} + S_{2k} i_{2k}) \quad (15)$$

对比上述公式,九开关变换器的数学模型与背靠背双 PWM 变换器^[8]是一致的,其区别仅在于九开关变换器同一桥臂的开关函数存在约束关系,即状态 $S_{1k}=0, S_{2k}=1$ 不存在。依据前文所述,只要在调制信号中叠加适当直流偏置,使得上端口调制信号始终大于下端口调制信号,即可以避免该组开关状态的出现。

定义开关函数 S_{1k}, S_{2k} 的占空比分别为 d_{1k}, d_{2k} , 可以得到九开关变换器采用占空比描述的低频模型, 如式 (16) — (19) 所示。

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1a}}{dt} = u_{1a} - Nu_{ca} = \left(d_{1a} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_{1k} \right) u_{dc} - Nu_{ca} \\ L_1 \frac{di_{1b}}{dt} = u_{1b} - Nu_{cb} = \left(d_{1b} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_{1k} \right) u_{dc} - Nu_{cb} \\ L_1 \frac{di_{1c}}{dt} = u_{1c} - Nu_{cc} = \left(d_{1c} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_{1k} \right) u_{dc} - Nu_{cc} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} C_1 \frac{dNu_{ca}}{dt} = i_{1a} - \frac{i_{sa}}{N} \\ C_1 \frac{dNu_{cb}}{dt} = i_{1b} - \frac{i_{sb}}{N} \\ C_1 \frac{dNu_{cc}}{dt} = i_{1c} - \frac{i_{sc}}{N} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{2a}}{dt} = u_{2a} - u_{1a} = \left(d_{2a} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_{2k} \right) u_{dc} - u_{1a} \\ L_2 \frac{di_{2b}}{dt} = u_{2b} - u_{1b} = \left(d_{2b} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_{2k} \right) u_{dc} - u_{1b} \\ L_2 \frac{di_{2c}}{dt} = u_{2c} - u_{1c} = \left(d_{2c} - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} d_{2k} \right) u_{dc} - u_{1c} \end{cases} \quad (18)$$

$$C_F \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} = \sum_{k=a,b,c} (d_{1k} i_{1k} + d_{2k} i_{2k}) \quad (19)$$

其中, d_{1a}, d_{1b}, d_{1c} 可以作为电压补偿单元的调制信号, d_{2a}, d_{2b}, d_{2c} 是电流补偿单元的调制信号。对比式 (16) — (19), 可以看到与背靠背双 PWM 变换器的数学模型^[8-10]也是一致的, 唯一的区别是前者存在约束 $d_{1k} > d_{2k}$ 。

定义 d_{c1}, d_{c2} 分别表示电压补偿单元与电流补偿单元调制信号的直流偏置。

根据式 (20), 可以得到两端口调制信号的表达式如式 (21)、(22) 所示。

$$\begin{cases} d_{1a} + d_{1b} + d_{1c} = 3d_{c1} \\ d_{2a} + d_{2b} + d_{2c} = -3d_{c2} \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} d_{1a} = \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) N U_{sr}}{u_{dc}} \cos(\omega t - \theta_{sr}) - \frac{\omega L_1 I_L \cos \varphi}{\delta u_{dc} N} \sin(\omega t - \theta) + d_{c1} \\ d_{1b} = \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) N U_{sr}}{u_{dc}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_{sr}\right) - \frac{\omega L_1 I_L \cos \varphi}{\delta u_{dc} N} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + d_{c1} \\ d_{1c} = \frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1) N U_{sr}}{u_{dc}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_{sr}\right) - \frac{\omega L_1 I_L \cos \varphi}{\delta u_{dc} N} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + d_{c1} \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} d_{2a} = -\frac{\omega L_2 I_L \cos \varphi}{\delta u_{dc}} \sin(\omega t - \theta) + \frac{U_L}{u_{dc}} \cos(\omega t - \varphi_U) + \frac{\omega L_2 I_L}{u_{dc}} \sin(\omega t - \varphi_U - \varphi) - d_{c2} \\ d_{2b} = -\frac{\omega L_2 I_L \cos \varphi}{\delta u_{dc}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + \frac{U_L}{u_{dc}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_U\right) + \frac{\omega L_2 I_L}{u_{dc}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_U - \varphi\right) - d_{c2} \\ d_{2c} = -\frac{\omega L_2 I_L \cos \varphi}{\delta u_{dc}} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + \frac{U_L}{u_{dc}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_U\right) + \frac{\omega L_2 I_L}{u_{dc}} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_U - \varphi\right) - d_{c2} \end{cases} \quad (22)$$

2.2 基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的稳态分析

跌落事故发生时, 电网电压幅值发生跳变, 同时伴随一定幅度的相角跳变^[11]。为分析方便, 定义补偿电压幅值与相角如式 (23) 所示。

$$\begin{cases} \theta_{sr} = \varphi_U = \theta \\ U_{sr} = (\delta - 1) U_L \end{cases} \quad (23)$$

根据式 (23) 并结合前文推导出的数学模型, 可以得到两端口调制信号幅值、相角的表达式如式 (24) 所示。

$$\begin{cases} |d_1| = \sqrt{\frac{(1 - \omega^2 L_1 C_1)^2 N^2 U_L^2}{u_{dc}^2} (\delta - 1)^2 + \frac{\omega^2 L_1^2 I_L^2 \cos^2 \varphi}{u_{dc}^2 N^2} \frac{1}{\delta^2}} \\ |d_2| = \sqrt{\frac{\omega^2 L_2^2 I_L^2 \cos^2 \varphi}{u_{dc}^2} \frac{(1 - \delta)^2}{\delta^2} + \left(\frac{U_L - \omega L_2 I_L \sin \varphi}{u_{dc}} \right)^2} \\ \angle d_1 = -\theta + \arctan \frac{\omega L_1 I_L \cos \varphi}{(1 - \omega^2 L_1 C_1) N^2 U_L} \frac{1}{\delta(\delta - 1)} \\ \angle d_2 = -\theta + \arctan \frac{U_L - \omega L_2 I_L \sin \varphi}{\omega L_2 I_L \cos \varphi} \frac{\delta}{\delta - 1} \end{cases} \quad (24)$$

根据式 (24), 两端口调制信号的幅值只与电压跌落程度 δ 有关系, 并且两端口调制信号的相角差也

不受相角跳变 θ 的影响。代入第 4 节仿真参数,可以得到调制信号幅值(标么值)、相角差与电压跌落深度 δ 、负载功率因数角 φ 、负载电流 I_L 间的变化规律,如图 5 所示。

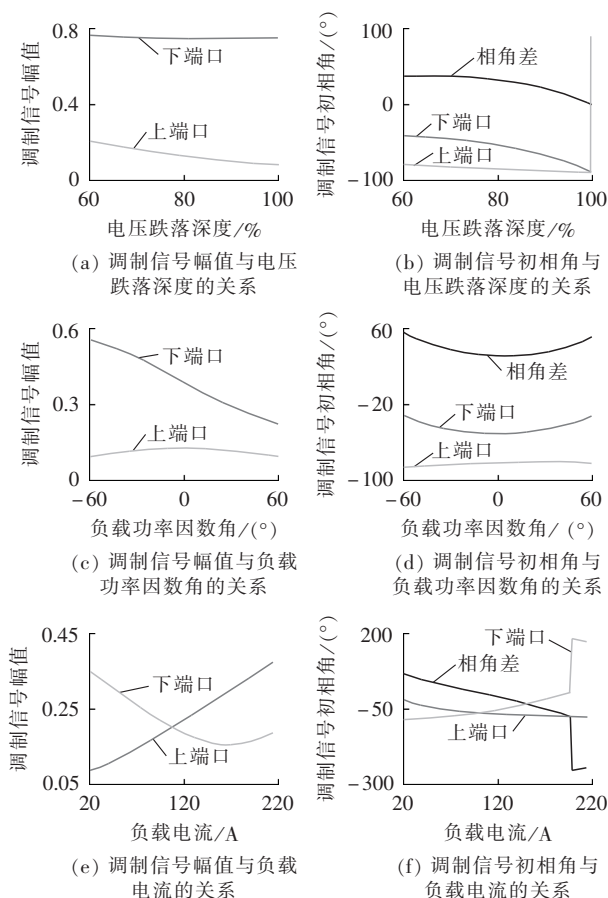


图 5 九开关变换器两端口调制信号的变化规律

Fig.5 Variation law of modulation signals at two terminals of nine-switch converter

图 5(a)说明电流补偿单元调制信号的幅值基本不受电压跌落深度变化的影响,与此相对,电压补偿单元调制信号的幅值随电压跌落深度的增加而增大。

图 5(b)、(d)、(f)显示尽管电压跌落深度、负载功率因数角、负载电流在较大范围内变化,两端口调制信号相角差始终较小,依据九开关变换器 CF 模式的规则,两端口调制信号的相角差与变换器所需直流电压成正比。

图 5(c)、(e)说明电压补偿端口调制信号幅值基本不受负载功率因数角的影响,但与负载电流成正比;而电流补偿端口调制信号幅值与负载功率因数角、负载电流成反比。

2.3 基于九开关变换电路的统一电能质量调节器直流偏置的计算方法

调制信号所需的直流偏置由两部分组成,如式(25)所示。

$$\begin{cases} d_U = d_{c1} + d_{1h} \\ d_L = d_{c2} + d_{2h} \end{cases} \quad (25)$$

其中, d_{c1} 、 d_{c2} 分别为两端口基波分量对应的直流偏置; d_{1h} 、 d_{2h} 为谐波分量对应的直流偏置。2 类偏置信号的产生方法是不同的, d_{c1} 与 d_{c2} 根据控制器输出计算产生,如式(26)所示;而 d_{1h} 与 d_{2h} 根据待补偿对象的特性事先确定。

$$\begin{cases} d_{c1} = 1.15 - \sqrt{u_{1fd}^2 + u_{1fq}^2} - d_{1h} \\ d_{c2} = 1.15 - \sqrt{u_{2fd}^2 + u_{2fq}^2} - d_{2h} \end{cases} \quad (26)$$

其中, u_{1fd} 、 u_{1fq} 为基波电压分量控制器输出; u_{2fd} 、 u_{2fq} 为基波电流分量控制器输出。

所提调制策略如图 6 所示。其中,两端口调制信号在叠加直流偏置、3 次谐波后,分别与载波信号比较产生驱动 V_{TA} 、 V_{TB} 、 V_{TC} 与 V_{TU} 、 V_{TV} 、 V_{TW} 的开关信号,2 组开关信号经异或运算(XOR)产生驱动 V_{TAU} 、 V_{TBV} 、 V_{TCW} 的开关信号。

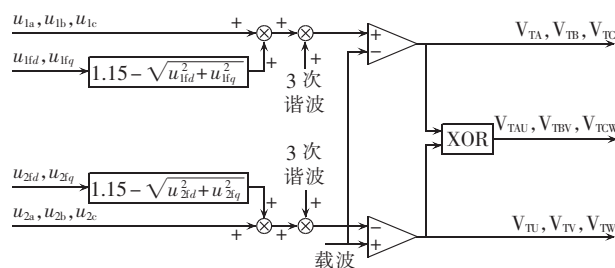


图 6 调制策略算法框图

Fig.6 Block diagram of modulation strategy

3 基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的控制策略

由前文得到的调节器数学模型可知,基于九开关变换电路统一电能质量调节器的控制器设计与传统方案没有区别。只要使用恰当的调制策略实现九开关变换器双组输出端口的解耦,统一电能质量调节器传统的控制算法在新拓扑方案中依然是有效的。本文使用多组控制器并联实现基波与指定次谐波的无静差补偿控制,每个控制单元采用 Park 变换基础上的 PI 控制器实现控制任务^[12-15]。电压补偿单元与电流补偿单元的控制框图分别如图 7(a)、(b)所示。

4 仿真实验

本节通过仿真验证基于九开关变换电路的统一电能质量调节器的可行性及所提调制策略的有效性。仿真模型的结构如图 1 所示。其中供电电源基波相电压有效值 220 V,频率 50 Hz;负载为二极管整流负载,直流侧为 1 Ω 、1 mH 的阻感负载;串联变压器变比 1:1,上侧电流补偿单元滤波电感 1 mH;下侧电压补偿单元滤波电感 4 mH,滤波电容 4.7 μ F;直流电容 1200 V、4700 μ F。仿真结果如图 8 所示。

电网电压在 0.1 s 时出现跌落,幅值变为额定值

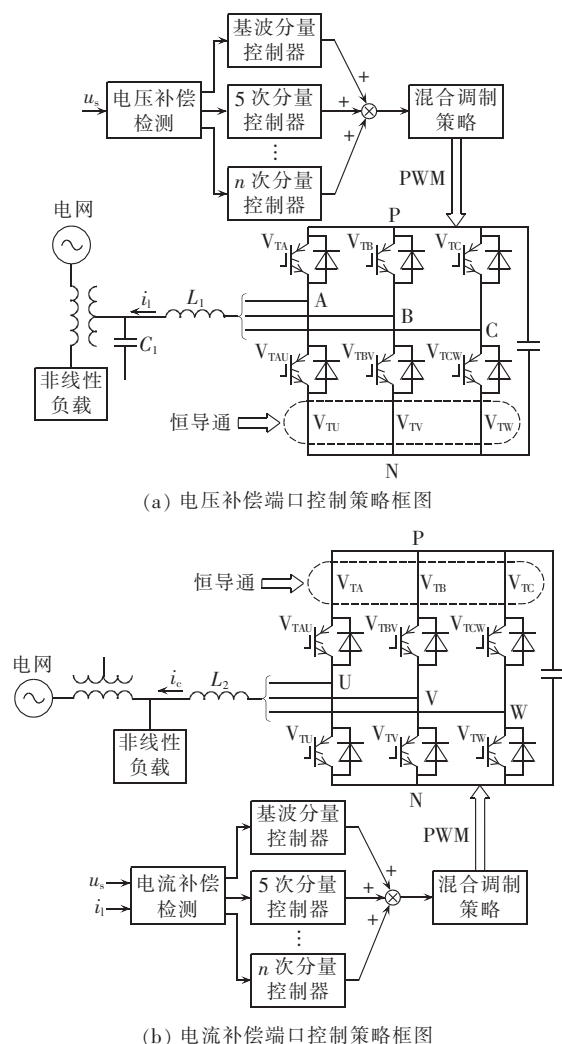
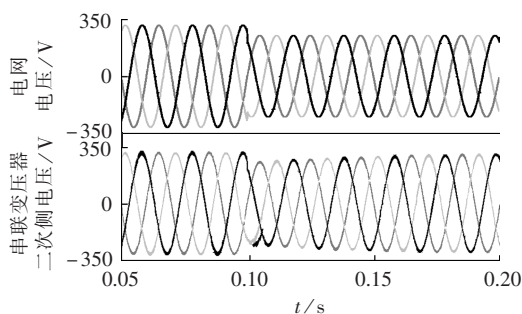
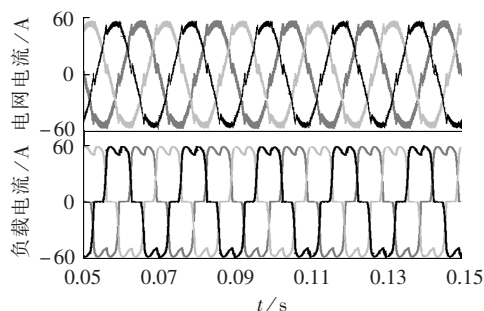


图 7 所提统一电能质量调节器的控制策略框图

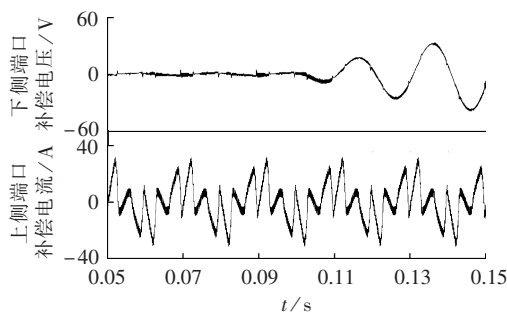
Fig.7 Block diagram of control strategy of proposed UPQC



(a) 电网电压与串联变压器二次侧电压波形



(b) 电网电流与负载电流波形



(c) 下侧端口补偿电压与上侧端口补偿电流波形

图 8 仿真结果

Fig.8 Simulative results

的 80%, 如图 8(a) 上侧波形图所示。与此同时, 九开关变换器下侧端口开始输出补偿电压以维持负载侧电压恒定, 在约 0.1 s 后负载电压恢复为额定值, 如图 8(c) 上侧波形、图 8(a) 下侧波形所示。

由于二极管整流器的存在, 负载需要从电网汲取大量谐波电流, 为避免其对电网的影响。九开关变换器上侧端口输出相应无功电流、谐波电流以避免电网电流的畸变, 其仿真结果如图 8(b) 所示。对比图 8(a)、(b) 还可以看到, 电网电流与电网电压同相位。

5 结论

本文提出应用九开关变换器替代传统背靠背双 PWM 变换器作为统一电能质量调节器主电路, 并提出一种新的混合调制策略。该调制策略综合了 CF 模式与 VF 模式的优点, 能够有效降低变换器所需直流电压, 从而可以有效降低开关器件耐压水平, 减小损耗, 降低设备成本。本文首先介绍了九开关变换器的工作原理与常用调制策略, 并在此基础上提出一种新的混合调制策略。其次, 通过稳态分析, 本文研究了端口输出电压幅值、相角的变化规律, 并推导出各直流偏置分量的计算公式。再次, 文章介绍了与之相适应的控制策略。最后, 通过仿真验证了本文所提调制策略的正确性与有效性。本文对于降低统一电能质量调节器的造价, 推广其应用具有积极的意义。

参考文献:

- [1] LIU Congwei, WU Bin, ZARGARI N, et al. A novel nine-switch PWM rectifier-inverter topology for three-phase UPS applications [C]//European Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg, Denmark; IEEE, 2007: 1-10.
- [2] KOMINAMI T, FUJIMOTO Y. A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads [C]//Industry Application Conference. New Orleans, USA; IEEE, 2007: 2346-2350.
- [3] ZHANG Lei, LOH P C, GAO F. An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1177-1190.

- [4] DIVATE D D,BHOSALE Y N. An improvement of power quality using nine-switch power conditioner with minimization of voltage sag[C]//IEEE Students' Electrical, Electronics and Computer Science(SCEECS). Bhopal, India: IEEE, 2014: 1-6.
- [5] 梁宗泽, 陈宇, 邹旭东, 等. 基于九开关变换器的双馈风电系统运行原理与控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(5): 1221-1227.
LIANG Zongze, CHEN Yu, ZOU Xudong, et al. Research on the operational principle and control of the nine-switch-converter-based doubly-fed wind generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(5): 1221-1227.
- [6] KHADIKAR V, CHANDRA A, BARRY A O, et al. Conceptual study of Unified Power Quality Conditioner(UPQC)[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Montreal, Canada: IEEE, 2006: 1088-1093.
- [7] LOH P C, BAHMAN A S, QIN Z, et al. Evaluation of switch currents in nine-switch energy conversion systems[C]//Annual Conference on the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna, Austria: IEEE, 2013: 753-758.
- [8] 周海亮. 统一电能质量调节器检测与补偿控制策略研究[D]. 天津: 天津大学, 2012.
ZHOU Hailiang. Research on detection and compensation control strategy for UPQC[D]. Tianjin: Tianjin University, 2012.
- [9] 段耀强. 统一电能质量调节器控制策略及工业装置研究[D]. 北京: 中国电力科学研究院, 2015.
DUAN Yaoqiang. Study on the control strategy and industrial device of the unified power quality conditioner[D]. Beijing: The Graduate School of China Electric Power Research Institute, 2015.
- [10] 张国荣. 电能质量综合调节器(UPQC)及其控制策略研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2008.
ZHANG Guorong. Research on the Unified Power Quality Conditioner(UPQC) and its control strategies[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2008.
- [11] 雷何. 动态电压恢复器控制技术若干关键问题研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
LEI He. Study on control technique of dynamic voltage restorer [D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2014.
- [12] 曹武, 江楠, 刘康礼, 等. 改进谐波分次检测结合集中电流环的 APF 谐波独立控制实现[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 387-396.
CAO Wu, JIANG Nan, LIU Kangli, et al. An improved control structure consisting of selective harmonic detection and centralized current loop for the independent harmonic control and implementation of APF[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 387-396.
- [13] AGANAH K, KARUGABA S, OJO O. Space vector and carrier-based PWM modulation schemes for maximum utilization of voltage sources of a nine-switch converter[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, North Carolina, USA: IEEE, 2012: 2521-2528.
- [14] DEGHAN S M, MOHAMADIAN M, YAZDIAN A. Current control of nine-switch inverter using integrated current sensors[C]//International Power Engineering and Optimization Conference. Shah Alam, Malaysia: IEEE, 2010: 95-100.
- [15] 蒋玮, 陈武, 胡仁杰. 基于超级电容器储能的微网统一电能质量调节器[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(1): 85-90.
JIANG Wei, CHEN Wu, HU Renjie. Unified power quality conditioner based on supercapacitor for microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 85-90.
- [16] 冯兴国, 张丽霞, 康忠健. 基于超级电容器储能的 UPQC 工作条件及控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(4): 84-89.
FENG Xingguo, ZHANG Lixia, KANG Zhongjian. Working conditions and control strategy of UPQC based on supercapacitor energy storage[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(4): 84-89.
- [17] 王小君, 巩超, 和敬涵, 等. 城轨车辆牵引过程对配电网电能质量的影响分析[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(3): 81-87.
WANG Xiaojun, GONG Chao, HE Jinghan, et al. Analysis on impact of urban rail vehicle traction on distribution network power quality[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(3): 81-87.

作者简介:



郭 伽

郭 伽(1984—),男,河北保定人,博士研究生,从事独立电网电能质量问题的检测与治理的研究(E-mail: goodmorningworld@sina.cn);

孙 力(1960—),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士研究生导师,博士,从事一体化电机驱动控制技术、电机驱动系统的电磁兼容与电力系统电能质量问题的检测与治理的研究。

Modulation strategy of UPQC based on nine-switch converter

GUO Jia, SUN Li, ZHAO Ke

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

Abstract: Aiming at the disadvantages of UPQC(Unified Power Quality Conditioner), such as large switch quantity and complex structure, the nine-switch converter is applied to replace its traditional topology and a hybrid modulation strategy suitable for it is proposed. The circuit topology and two basic operating modes of nine-switch converter are introduced. The output voltage variation law of the improved UPQC is analyzed and the formula for calculating the DC bias of the proposed modulation strategy is derived. The corresponding control strategy is presented. The correctness and effectiveness of the proposed replacement scheme and modulation strategy are verified by simulation, and the UPQC cost is thus reduced.

Key words: nine-switch converter; unified power quality conditioner; steady-state analysis; modulation strategy