

考虑转换效率提升的两阶段光伏逆变器设计

冯磊,陈祖能,张跃文,张泽荣

(云南电网有限责任公司,云南 昆明 650011)

摘要:为提高光伏逆变器效率,提出了一种新型两阶段多功能光伏逆变器(QMFI),其借助于两阶段结构,使得部分有功功率可以在一个功率转换器内从光伏阵列直接传输到电网或负载,从而提高转换效率。除了有功功率传输外,还考虑了QMFI最大功率点跟踪(MPPT)的实现和非有功电流(即无功、谐波或不平衡电流)的补偿,提出了QMFI的数学模型,用于指导控制参数的设计。同时,提出一种基于旋转坐标系的分析模型,推导了QMFI的空间矢量脉冲宽度调制策略,直观揭示了非有功电流补偿对两阶段有功潮流的影响。与传统方案相比,QMFI既能实现更高效率的有功功率输送,又具有实现MPPT和提高电能质量的功能。最后,通过3 kV·A样机验证了方案的可行性和有效性。

关键词:最大功率点跟踪;多功能逆变器;功率转换级;电能质量

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed22016

Design of Two-stage Photovoltaic Inverter Considering the Improvement of Conversion Efficiency

FENG Lei, CHEN Zuneng, ZHANG Yuewen, ZHANG Zerong

(Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650011, Yunnan, China)

Abstract: In order to improve the efficiency of photovoltaic inverter, a new two-stage multifunctional photovoltaic inverter (QMFI) was proposed. With the help of the two-stage structure, part of the active power could be directly transmitted from the photovoltaic array to the grid or load in a power conversion stage, thus the conversion efficiency was significantly improved. In addition, the realization of maximum power point tracking (MPPT) of QMFI and the compensation of non-active current (i.e. reactive, harmonic or unbalanced current) were also considered. A mathematical model of QMFI was proposed to guide the design of control parameters. At the same time, an analysis model based on the rotating frame was proposed, and the space vector pulse width modulation strategy of QMFI was derived, which directly reveals the influence of non-active current compensation on the two-stage active power flow. Compared with the traditional scheme, QMFI can not only achieve more efficient active power transmission, but also realize MPPT and improve power quality. The feasibility and effectiveness of the scheme were verified by a 3 kV·A prototype.

Key words: maximum power point tracking (MPPT); multifunctional inverter (MFI); power conversion stage; power quality

随着能源短缺和环境污染问题的日益突出,光伏等分布式能源得到了前所未有的发展^[1-2]。接口并网逆变器是将分布式电源(distributed energy resources, DERs)接入电网的关键元件,随着越来越多的分布式电源接入配电网,电能质量问题成为相当大的问题^[3-4]。为了有效利用分布式电源并满足标准电能质量要求,多功能逆变器(MFI)受到广泛关注^[5-6]。

通常在单级结构中,MFI有DC-AC级,具有更

少的电子元件、更低的成本和更高的效率,光伏阵列直接连接到并网逆变器的直流母线上,当使用常用的电压反馈(Buck型)逆变器时,直流母线电压相对较高,这限制了光伏电压的最高值^[7-8]。在大多数应用中,两级结构是MFI的首选,因为前端DC-DC级可以灵活地提高PV电压,以适应电压馈电的DC-AC级^[9]。此外,多功能控制目标可以在两个独立的阶段分别实现,如最大功率点跟踪(MPPT)由DC-DC阶段执行,而有功功率注

基金项目:国家自然科学基金(61561007)

作者简介:冯磊(1983—),男,硕士,高级工程师,Email:a10294675@163.com

入和电能质量控制则由DC-AC阶段实现。因此,两级MFI具有更大的灵活性,但由于DC-DC级引入的附加功率转换,其有功功率传输效率较低。

为了提高转换效率,一些研究采用减少转换阶段实现。文献[10]中,当光伏电压超过交流线路电压的峰值振幅时,将一个二极管用于旁路前端DC-DC转换器。然而,由于采用串联结构,DC-DC转换器仍能承受全部有功功率。部分功率处理方法是减少转换级的有效解决方案,这一概念首先被引入到DC-DC应用中,称为部分功率转换器^[11]。在DC-DC转换器的输入和输出之间创建直接的功率流路径,因此,DC-DC转换器只需处理部分功率,就可以提高效率。类似的概念扩展到单相PFC和光伏逆变器的应用中,在文献[12]中,光伏电压用作一个电平,升压变换器的输出用作DC-AC级的第二个电平,实现了多级特性和部分功率处理,有利于提高效率。除了有功功率外,MFI还负责电能质量控制,即实现光伏系统的不同补偿特性。对于MFI的应用,一些研究还着眼于考虑容量限制的补偿特性,并尽可能地提出提高电能质量的最优控制策略^[13]。然而,很少有研究提到这些补偿特性和高效率的有功功率传输。文献[14]基于部分功率处理的概念,提出一种新型的两阶段双向储能DC-AC变换器。两阶段方案在灵活、控制简单、效率高等方面取得了较好的平衡。然而,其具有双直流端口和双功率流,建模和控制不同于传统的单级或两级MFI,且现有文献只讨论了纯有功功率传输,而非有功电流补偿可能会影响两阶段有功功率流的特性。

为解决以上问题,本文主要对两阶段MFI(QMFI)进行了全面分析,提出了QMFI的数学模型,用于指导控制参数的设计。此外,还提出了基于旋转坐标系的分析模型,推导了QMFI的空间矢量脉冲宽度调制(PWM)策略,直观揭示了非有功电流补偿对两阶段有功潮流的影响。

1 拓扑结构与控制

1.1 QMFI拓扑结构

QMFI结构如图1a所示。与传统的DC-AC转换器不同,DC-AC级采用双DC端口(dual-DC-port, DDP)转换器,其中一个低压(LV)DC端口(电压 U_L)直接连接到光伏阵列,而另一个高压(HV)DC端口(电压 U_H)连接到中间DC母线。电压 U_H 保持恒定,电压 U_L 由PV阵列决定,且可以在

很宽的范围内变化。与传统的两级MFI相比,其可以降低功耗,提高整体效率。QMFI的详细拓扑如图1b所示。注入电流 i_x 表示为

$$i_x = i_{+x} + i_{-x} + i_{hx} \quad (1)$$

式中: i_{+x} 为基波正序分量; i_{-x} 为基波负序分量; i_{hx} 为谐波分量; $x=a,b,c$,对应于A,B和C相。

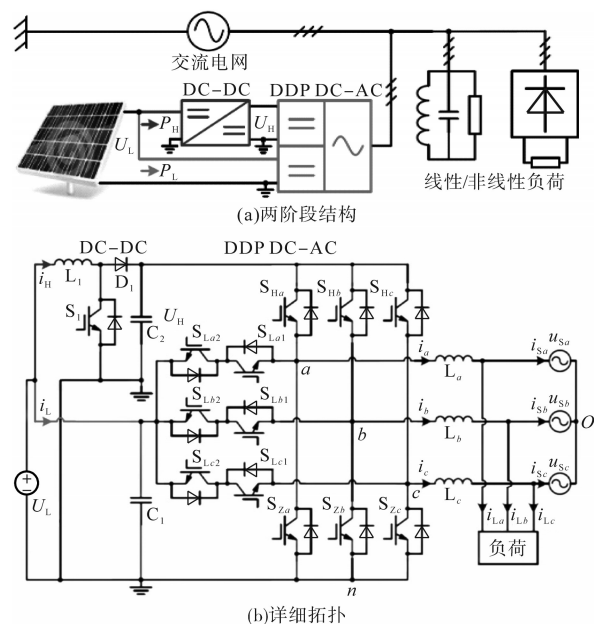


图1 所提QMFI结构

Fig.1 Proposed QMFI

1.2 建模与控制

QMFI控制框图如图2所示。此外,DDP变换器还负责电能质量控制。MPPT运行的电能质量控制可以通过独立调节DDP和Boost变换器来实现,采用传统的扰动观测MPPT算法^[15]。本文在同步旋转 $d-q$ 坐标系框架下实现了该控制算法,将基波正序电流变换为直流分量,而将负序电流或谐波电流变换为交流分量,并采用低通滤波器进行简单的分离。负载电流交流分量定义为 i_{Ld_ac} 。对于不平衡电流补偿, i_{Ld_ac} 为 d 轴上的负序负载电流,即 $i_{Ld_ac} = -i_{-Ld}$;对于谐波电流补偿, i_{Ld_ac} 为 d 轴

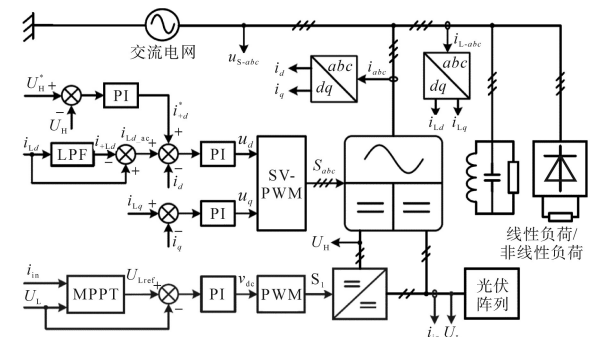


图2 QMFI控制框图

Fig.2 QMFI control block diagram

上的负载谐波电流,即 $i_{Ld_ac}=i_{hLd}$ 。因此,将交流分量 i_{Ld_ac} 与直流分量 i_{+d}^* (i_{+d}^* 为直流母线电压回路的输出电流)相加作为参考电流,表明QMFI实现了电能质量控制和有功功率供应。为跟踪参考电流,本文采用了比例积分(PI)调节器。图2中,电流和电压回路的控制参数设计基于QMFI的建模情况。对于DDP变换器,与传统的DC-AC变换器的主要区别在于只有部分有功功率通过直流母线传输,因此,直流母线电流和交流侧电流之间的关系为

$$i_{dc_H} = \frac{3u_{sd}i_d}{2U_H} \cdot P_{Hr} = \frac{3u_{sd}i_d}{2U_H} \cdot (1 - P_{Lr}) \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} P_{Lr} &= P_L / P_{in} \\ P_{Hr} &= 1 - P_{Lr} \end{aligned}$$

式中: i_{dc_H} 为直流母线电流; i_d 为交流侧 d 轴电流; u_{sd} 为 d 轴电网电压; U_H 为直流母线电压; P_{Hr} , P_{Lr} 为功率分配比,分别定义为 P_L , P_H 相对于总输入功率 P_{in} 的比值。

与传统解决方案相比,DDP转换器的控制装置包含一个额外的项 $(1-P_{Lr})$,电流环和电压环的开环传递函数导出为

$$G_{L_open}(s) = G_i(s) \cdot G_d(s) \cdot K_{PWM} \cdot \frac{1}{sL_x} \cdot H_i \quad (3)$$

$$G_{u_open}(s) = G_u(s) \cdot \frac{G_{i_open}(s)}{1 + G_{i_open}(s)} \cdot \frac{3u_d}{2U_H} \cdot (1 - P_{Lr}) \cdot \frac{1}{sC_2} \cdot H_u \quad (4)$$

式中: $G_d(s)$ 为数字延迟; K_{PWM} 为PWM单元; $G_i(s)$, $G_u(s)$ 分别为电流和电压回路的PI调节器; H_i , H_u 分别为电感电流和直流母线电压的反馈系数。

2 考虑非有功电流补偿影响的调制策略及特性

调制策略是确定功率分布 P_L 和 P_H 值的关键,为了提高效率,需要将单级有功功率 P_L 最大化。本节中,建立了在 $d-q$ 旋转坐标系下,单级有功电流 i_L (间接表示单级有功功率 P_L)与各电压矢量和相电流的数学模型,在此基础上导出了QMFI的调制策略。

2.1 $d-q$ 旋转坐标系下的数学建模

对于DDP变换器,电压 U_H 保持恒定,而电压 U_L 是可变值。假设 $U_H=2E$,可变电压 U_L 可表示为 $lE(0<l\leq 2)$ 。每个相位的开关状态可以描述为

$$S_{ix} = \begin{cases} 2 & (S_{Hx}, S_{Lx1}, S_{Lx2}, S_{Zx}) = (1, 1, 0, 0) \\ l & (S_{Hx}, S_{Lx1}, S_{Lx2}, S_{Zx}) = (0, 1, 1, 0) \\ 0 & (S_{Hx}, S_{Lx1}, S_{Lx2}, S_{Zx}) = (0, 0, 1, 1) \end{cases} \quad (5)$$

参考电压表示为

$$\begin{aligned} U_{ref} &= \frac{2}{3} (u_a + u_b \cdot e^{j2\pi/3} + u_c \cdot e^{j4\pi/3}) \\ &= \frac{1}{3} E \cdot [(2S_{ta} - S_{tb} - S_{tc}) + j\sqrt{3} (S_{tb} - S_{tc})] \end{aligned} \quad (6)$$

如图1所示,单级有功功率 P_L 由电流 i_L 确定。为了探讨不同电压矢量对有功潮流的影响,引入了电流开关函数(CSF),并将其定义为

$$S_{ix} = \begin{cases} 1 & S_{ix} = l \\ 0 & S_{ix} = 2 \text{ 或 } 0 \end{cases} \quad (7)$$

CSF的物理意义是只有当开关状态等于 l 时,相应的相臂才连接到LV端口,相电流 i_x 才会影响电流 i_L 。由每个电压矢量产生的电流 i_{Ly} 可以表示为

$$i_{Ly} = d_y \cdot [S_{i_{ey}} S_{i_{by}} S_{i_{cy}}] \cdot I \quad (8)$$

其中

$$I = [i_a \ i_b \ i_c]^T$$

式中: d_y 为电压矢量的占空比。

在每个开关周期中,参考电压矢量 U_{ref} 可以由最近的三个电压矢量合成。

最终通过所提模型实现如下功能:1)基于此模型得出QMFI的调制策略。可通过判断线路周期内影响因子(AVIF)的平均值是否等于零,可以方便地分析不同电压矢量的影响。2)非有功电流补偿对电流 i_L 的影响可以很容易地分析。在 $d-q$ 坐标系下,相电流的有功和无功分量被解耦,无功电流补偿的影响可以独立分析。

2.2 调制策略

为了简化分析,假设QMFI只输出有功电流,随后将讨论非有功电流补偿的影响。相电流矩阵 I 表示为

$$I = \begin{bmatrix} i_{+a} \\ i_{+b} \\ i_{+c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_+ \cos(\theta + \varphi) \\ I_+ \cos(\theta - 2\pi/3 + \varphi) \\ I_+ \cos(\theta + 2\pi/3 + \varphi) \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: I_+ 为基波电流的峰值; φ 为功率因数角,仅考虑有功电流时, $\varphi=0$ 。

基波正序分量的变换矩阵为

$$T_{3s/2r}^{+1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

在调制指数为0.77的情况下,与中间矢量有

关的影响因子的曲线,即 $d_m \cdot m_{+d}$,如图 3a 所示。影响因子由各电压矢量的占空比和 CSF 决定。图 3a 中,中间矢量的影响因子曲线相对于零轴对称地偏移,并且 AVIF 在线周期中等于零。由于 i_{+d} 是一个常数,由中间矢量产生的电流 i_L 等于零,这意味着中间矢量没有能力控制有功潮流。

图 3b 给出了仅使用正小矢量($k=1$)即 $d_s \cdot s_{+pd}$ 时的影响因子曲线和仅使用负小矢量($k=0$)即 $d_s \cdot s_{+nd}$ 时的影响因子曲线。在此基础上,给出了电压矢量选择的指导原则。对于 QMFI,目标是尽可能增加电流 i_L ,以最大化单级有功功率。

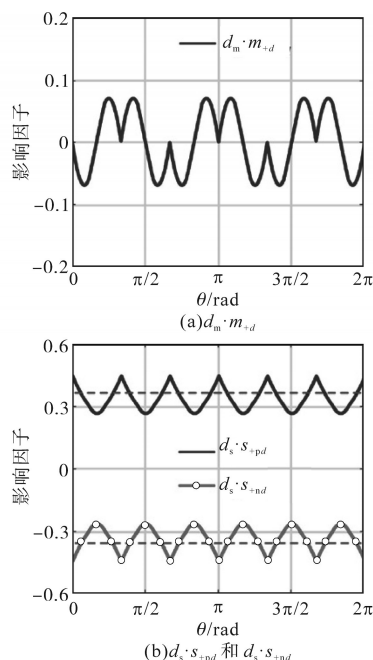


图3 有功电流影响因子曲线

Fig.3 Curves of influence factors for active current

2.3 非有功电流补偿的影响

除相电流的有功分量外,MFI 应用中还必须考虑非有功分量,即无功分量、负序分量和谐波分量。通过判断 i_{+q} 的 AVIF 来分析无功电流补偿的影响是可行的。考虑到负小矢量被丢弃(即 $k=1$),绘制了无功电流的影响因子如图 4 所示。

在三相三线制系统中,不平衡负载会产生负序电流。为了简单起见,本文只考虑基波电流不平衡的情况。

负序电流产生的电流 i_{-L} 表示为

$$i_{-L} = d_m \cdot [m_{-d} \ m_{-q}] \cdot \begin{bmatrix} i_{-d} \\ i_{-q} \end{bmatrix} + d_s \cdot [s_{-pd} \ s_{-pq}] \cdot \begin{bmatrix} i_{-d} \\ i_{-q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: i_{-d}, i_{-q} 为基本负序旋转坐标系中的常数。

负序电流影响因子曲线如图 5 所示,可以看

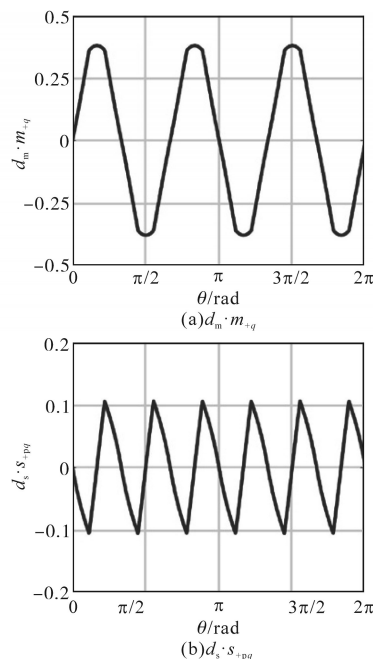


图4 无功电流影响因子曲线

Fig.4 Curves of influence factors for reactive current

出,影响因子 $d_m \cdot m_{-d}, d_m \cdot m_{-q}$ 和 $d_s \cdot s_{-pq}$ 与 AVIF 为 0 是对称的。此外,通过积分计算,可以得到 $d_s \cdot s_{-pd}$ 的 AVIF 在 1 个线周期内也等于零,因此,负序电流不会影响电流 i_L 。

在考虑谐波补偿时,非线性负载会引入多个谐波,很难对所有谐波进行详细分析。为了简化分析,选取了几种典型的谐波。谐波电流的幅值随谐波频率的增加而减小,因此,高频谐波电流的影响一般可以忽略不计。本文主要对低频奇次谐波电流进行了分析,同时,在三相三线制系统中,不存在 $3n(n=1,2,3,\dots)$ 次谐波。因此,主要考虑 $(6n+1)$ 和 $(6n-1)$ 次谐波,例如 5, 7, 11 和 13 次。谐波电流表示为

$$\begin{cases} i_{ha} = \sum_{h=6n \pm 1}^{\infty} I_h \cos(h\theta + \varphi_h) \\ i_{hb} = \sum_{h=6n \pm 1}^{\infty} I_h \cos[h(\theta - 2\pi/3) + \varphi_h] \\ i_{hc} = \sum_{h=6n \pm 1}^{\infty} I_h \cos[h(\theta + 2\pi/3) + \varphi_h] \end{cases} \quad (12)$$

式中: I_h, φ_h 分别为谐波电流的振幅和相位角; h 为谐波次数。

为了分析谐波对电流 i_L 的影响,引入谐波旋转坐标系。值得注意的是, $h=3n-1$ 的 h 次谐波和 5 次谐波一样,被定义为负序列,而 $h=3n+1$ 的 h 次谐波和 7 次谐波一样是正序列。因此,转换矩阵为

$$T_{3s/2r}^{h=3n+1} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta) & \cos[h\theta - (2\pi/3)] & \cos[h\theta + (2\pi/3)] \\ -\sin(h\theta) & -\sin[h\theta - (2\pi/3)] & -\sin[h\theta + (2\pi/3)] \end{bmatrix} \quad (13)$$

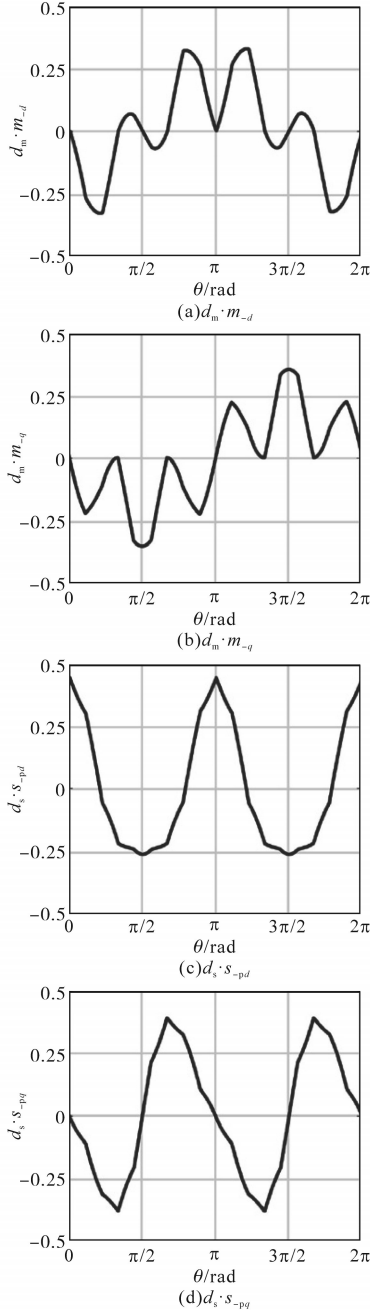


图5 负序电流影响因子曲线

Fig.5 Curves of influence factors for negative-sequence currents

$$T_{3n/2r}^{h=3n-1} = \begin{bmatrix} \cos(h\theta) & \cos[h\theta+(2\pi/3)] & \cos[h\theta-(2\pi/3)] \\ -\sin(h\theta) & -\sin[h\theta+(2\pi/3)] & -\sin[h\theta-(2\pi/3)] \end{bmatrix} \quad (14)$$

根据变换,产生的谐波电流 i_L 表示为

$$i_{hL} = d_m \cdot [m_{hd} \ m_{hq}] \cdot \begin{bmatrix} i_{hd} \\ i_{hq} \end{bmatrix} + d_s \cdot [s_{hpd} \ s_{hpq}] \cdot \begin{bmatrix} i_{hd} \\ i_{hq} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: i_{hd}, i_{hq} 为谐波旋转坐标系中的常数。

以5次谐波为例,各影响因子的曲线如图6所示。

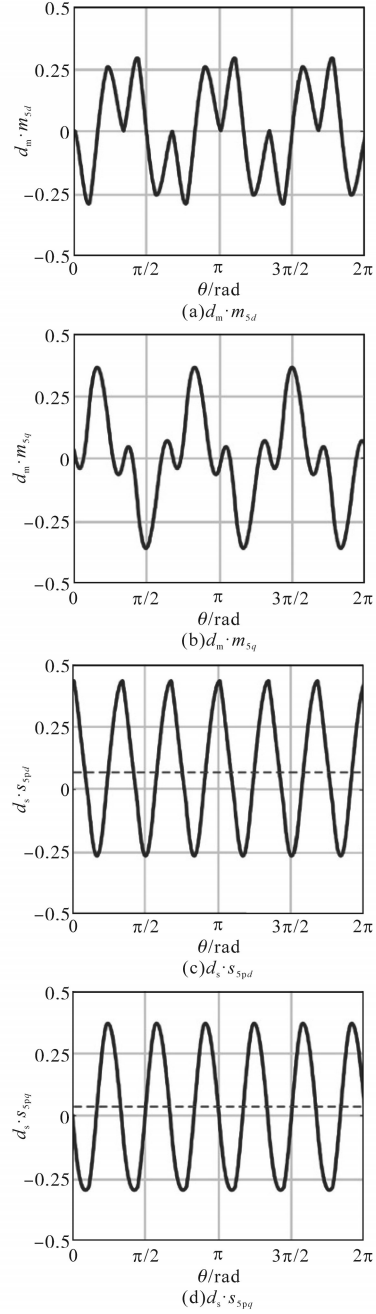


图6 5次谐波电流影响因子曲线

Fig.6 Curves of influence factors for fifth-order harmonic current

结果表明,中间矢量 $d_m \cdot m_{5d}$ 和 $d_m \cdot m_{5q}$ 的AVIF为零,而正小矢量 $d_s \cdot s_{5pd}$ 和 $d_s \cdot s_{5pq}$ 的AVIF具有直流偏移,这意味着5次谐波将通过正小矢量的作用影响电流 i_L 。同样,其他次谐波的影响也可以通过判断相应的AVIF来分析。

3 实验验证

3.1 系统概述

为验证QMFI的有效性,本文建立一个3 kV·A的实验样机。为了进行比较,本文还设计并测试了一种由Boost变换器和三电平T型DC-AC变换

器组成的传统两级 MFI, 关键参数如表 1 所示。在电压范围方面, 根据交流线路电压峰值幅度和调制指标的要求, 设计了高压端口电压 U_H 。同时, U_L 是 DDP 变换器的中性点电压, 不能大于 U_H , 因此, 高压端口的电压 U_H 设计为 700 V, 以确保 U_H 始终高于交流线电压的峰值振幅, U_L 在 250 V 到 700 V 之间。对于电源设备的选择, 在所提解决方案中, S_{Hx} 和 S_{Lx} 的电压应力为 U_H , 而 S_{Lx1} 和 S_{Lx2} 的电压应力为 U_L 和 $(U_H - U_L)$ 。因此, 当考虑 S_{Lx1} 的电压应力时, U_L 的最大值被视为最坏情况, 而当考虑 S_{Lx2} 的电压应力时, U_L 的最小值被视为最坏情况。本文为每个拓扑选择了两组交换机, HGTG10N120BND 和 HGTG20N60B3D 是来自 Fairchild 的相同系列产品, 而 IHW30N120R 和 IHW30N65R5 是来自 Infineon 的相同系列产品。前端 DC-DC 变换器的功率容量应根据最坏的条件确定。此外, DC-DC 变换器的最坏情况还与 DDP 变换器的整个功率容量用于有功功率传输的情况有关。对于实验样机的规格, $U_L = 250$ V 是最坏的情况, 其中 $P_L = 0.79$ 。这表明, 与传统方案相比, DC-DC 变换器的功率容量可降低 21%。

表 1 实验装置参数

Tab.1 Experimental setup parameters

参数	数值	
	所提解决方案	传统解决方案
直流电压 U_L /V	250~700	250~700
直流电压 U_H /V	700	700
滤波电容器	4×220 μ F, 450 V	6×220 μ F, 450 V
	4×470 μ F, 450 V	2×470 μ F, 450 V
电感器 L_l /mH	2.5	2.5
电感器 L_x ($x=a, b, c$)/mH	1.6	1.6
Boost 变换器的 开关频率 f_{s1} /kHz	50	50
DDP 或 T 型变换器 的开关频率 f_{s2} /kHz	20	20
转换器 S_1	CMF20120D	CMF20120D
二极管 D_1	C2D20120D	C2D20120D
转换器 S_{Hx} , S_{Lx} ($x=a, b, c$)	(1)HGTG10N10BND (2)IHW30N120R	(1)HGTG10N10BND (2)IHW30N120R
转换器 S_{Lx1} , S_{Lx2} ($x=a, b, c$)	(1)HGTG10N10BND (2)IHW30N120R	(1)HGTG10N10BND (2)IHW30N120R

3.2 效率比较

首先, 用纯有功功率测试 QMFI 的效率, 然后在三种情况下进行测试, 其中 50% 的容量用于有功功率传输, 而另外 50% 的容量分别用于

无功、负序和谐波补偿, 测试结果如图 7 所示。图 7 中, S_1 表示使用 Fairchild 功率器件, 即 HGTG10N120BND 用作所提 QMFI 的中间开关, 而 HGTG20N60B3D 用作传统解决方案的中间开关。 S_2 表示使用 Infineon 电源设备, 即 IHW30N120R 用作所提 QMFI 的中间开关, 而 IHW30N65R5 用作传统解决方案的中间开关。

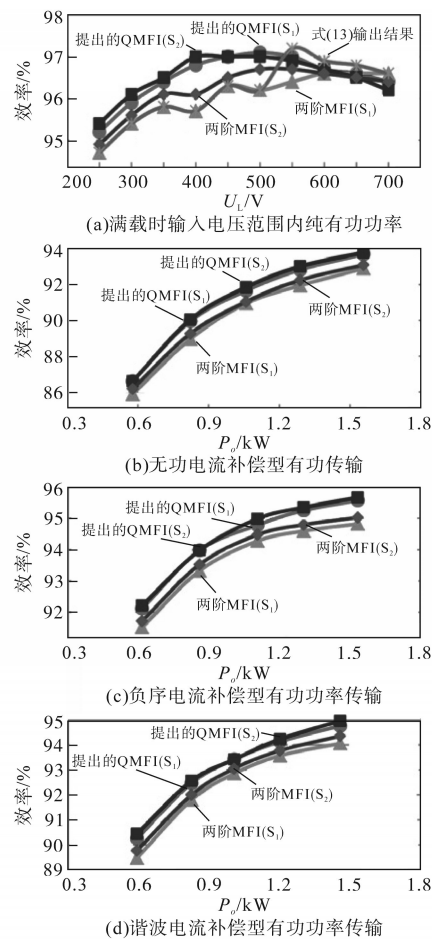


图 7 传输效率比较

Fig.7 Transmission efficiency comparison

在整个输入电压范围内的纯有功功率传输的效率如图 7a 所示。在较宽的电压范围 (250~600 V) 内, 无论使用哪种类型的功率器件, 与传统的两级方案相比, 所提出的方案都能获得更高的效率。此外, 文中还将本文方案解与文献[10]中提出的解进行了效率比较。文献[10]中, 当 PV 电压超过交流线电压的峰值振幅时, 使用二极管绕过 DC-DC 级。从图 7a 可以看出, 当 PV 电压超过 AC 线电压的峰值振幅时, 效率可以提高。然而, 在较宽的电压范围内, 当光伏电压低于交流线电压的峰值幅度时, 效率仍然低于所提出的解决方案。此外, 在文献[13]中, 由于串联结构, 流过 DC-DC 转换器的有功功率等于输入功率, 因

此,DC-DC转换器的额定功率将高于所提出的解决方案。

由电能质量控制的有功功率传输效率如图7b~图7d所示。可以看出,所提QMFI可以实现更高的效率。这是因为QMFI的部分有功功率可以在一个功率转换级内转移,而非有功电流补偿对两阶段有功功率流的影响相对较小。因此,QMFI既能实现电能质量控制,又能实现高效的有功功率传输。

4 结论

本文研究了一种新型的QMFI,通过对QMFI的建模,发现电压环的控制对象不同于传统的DC-AC变换器,其参数需要根据功率传输比进行自适应调整。针对QMFI的调制策略,在旋转坐标系下建立了单级有功电流与各电压矢量之间的数学模型,在此基础上选择电压矢量,使单级有功功率最大。此外,通过讨论非有功电流补偿对有功功率传输特性的影响因素,可以简单地分析非有功电流补偿对有功功率传输特性的影响。理论分析和实验结果表明,无功电流、负序电流和谐波电流对两阶段有功潮流的影响是有限的。与传统的两级方案相比,QMFI可以保持提高电能质量的功能,提供更高效率的有功功率传输性能。

参考文献

- [1] 苏康博,杨洪明,余千,等.考虑多类型水电协调的风光电站容量优化配置方法[J].电力系统保护与控制,2020,48(4):80-88.
Su K, Yang H, Yu Q, *et al.* Optimal capacity allocation method of wind turbine power station considering multi type hydropower coordination[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(4):80-88.
- [2] 张峰,谢运祥,胡炎申,等.临界模式混合光伏微型逆变器的特性分析[J].电工技术学报,2020,35(6):1290-1302.
Zhang F, Xie Y, Hu Y, *et al.* Characteristic analysis of critical mode hybrid photovoltaic micro inverter[J]. Journal of Electrotechnics, 2020, 35(6):1290-1302.
- [3] Dong H, Yuan S, Han Z, *et al.* A comprehensive strategy for power quality improvement of multi-inverter-based microgrid with mixed loads[J]. IEEE Access, 2018, 6:30903-30916.
- [4] 谢琳宇,唐忠,黄星宇.考虑分布式电源和电动汽车不确定性的双层动态配网重构[J].电力系统保护与控制,2020,48(10):1-11.
Xie L, Tang Z, Huang X. Double layer dynamic distribution network reconfiguration considering distributed generation and electric vehicle uncertainty[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(10):1-11.
- [5] 孙广宇,李永丽,靳伟,等.基于三相多功能逆变器的微电网电能质量综合治理策略[J].电网技术,2019,43(4):1211-1221.
Sun G, Li Y, Jin W, *et al.* Comprehensive control strategy of microgrid power quality based on three-phase multifunctional inverter[J]. Power System Technology, 2019, 43(4):1211-1221.
- [6] Shang L, Zhu W, Li P, *et al.* Maximum power point tracking of PV system under partial shading conditions through flower pollination algorithm[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018(4):400-406.
- [7] Wang L, Lam C S, Member S, *et al.* Analysis, control and design of a hybrid grid-connected inverter for renewable energy generation with power quality conditioning[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8):6755-6768.
- [8] Singh B, Jain C, Goel S. ILST control algorithm of single-stage dual purpose grid connected solar PV system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10):5347-5357.
- [9] Wang X, Zhuo F, Li J, *et al.* Modeling and control of dual-stage high-power multifunctional PV system in $d-q-o$ coordinate[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2013, 60(4):1556-1570.
- [10] Serban E, Paz F, Ordonez M. Improved PV inverter operating range using a miniboot[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2017, 32(11):8470-8485.
- [11] 杜永,张亚光,李丽宏.双向有源直流变换器回流功率优化控制研究[J].现代电子技术,2020,43(11):172-175.
Du Y, Zhang Y, Li L. Research on optimal control of return power of bidirectional active DC converter[J]. Modern Electronic Technology, 2020, 43(11):172-175.
- [12] Wu H, Zhu L, Yang F, *et al.* Dual-DC-port asymmetrical multi-level inverters with reduced conversion stages and enhanced conversion efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 64(3):2081-2091.
- [13] 卜立之,李永丽,孙广宇,等.基于改进型重复控制算法的多功能并网逆变器设计[J].电力系统自动化,2017,41(12):48-55.
Bu L, Li Y, Sun G, *et al.* Design of multifunctional grid connected inverter based on improved repetitive control algorithm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12):48-55.
- [14] Wang J, Wu H, Yang T, *et al.* Bidirectional three-phase DC-AC converter with embedded DC-DC converter and carrier-based PWM strategy for wide voltage range applications[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2019, 66(6):4144-4155.
- [15] Killi M, Samanta S. Modified perturb and observe MPPT algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2015, 62(9):5549-5559.

收稿日期:2020-06-04

修改稿日期:2020-08-03