

矩阵变换器的谐波注入 PWM 控制策略

王汝田,王秀云,崔永恒

(东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012)

摘要: 在矩阵变换器间接变换法等效的交直和直交 2 个虚拟的环节上,分别采用不控整流和谐波注入 PWM (HIPWM) 2 种简单易实现的调制方式。在三相输入电压是对称或非对称的情况下,虚拟整流环节输出的是直流波动电压,为消除此直流波动电压对虚拟逆变环节 HIPWM 输出的电压波形的影响,利用开关函数概念推导了对 HIPWM 的调制波进行补偿的补偿函数,此控制策略的硬件实现电路非常简单。应用 MATLAB/Simulink 进行了仿真,仿真结果表明:应用 HIPWM 控制策略,矩阵变换器的电压增益能够达到理论最大值 0.866,输出电压中不含低次谐波,验证了所提控制算法的正确性和有效性。

关键词: 矩阵变换器; 谐波注入 PWM; 非对称; 补偿; PWM

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.08.013

0 引言

自从 1981 年 M Venturini 证明了矩阵变换器的存在定理后^[1],矩阵变换器就以其优良的输入/输出性能,以及能量双向传递、无中间储能元件、结构紧凑、输出频率不受输入频率限制、输入功率因数可调等优点,成为近年来研究的一个热点^[2-12]。矩阵变换器的研究对于开发高功率密度、高效率与高可靠性的电力变换系统具有重要意义,而且随着半导体技术的进步,在实际中将具有越来越广泛的应用场合。

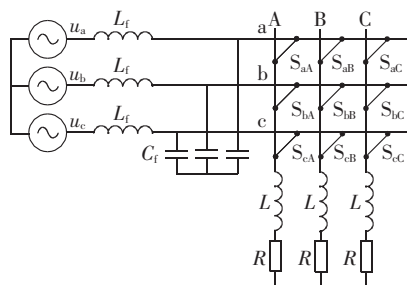
矩阵变换器的控制分为直接变换法和间接变换法,其各有优点,但也不同程度地存在问题,适用于不同的场合。间接变换法是目前研究比较多而且很有前途的一种方法,它是将矩阵变换器等效为虚拟的交直和直交 2 个环节,从而可以应用现有的比较成熟的整流和逆变的各种调制方法^[2]。相比于虚拟整流环节采用不控整流的调制方式,虚拟逆变环节采用 SPWM 方式是一种比较简单的控制策略^[13]。但是该方法有 2 个不足之处:一是 SPWM 方式电压利用率低,不能满足实际场合对电压幅值的要求;二是虚拟直流环节没有储能元件,即使交流输入是对称电压,整流输出的虚拟直流电压也是有波动的,逆变环节直接应用 SPWM 输出电压的波形会有畸变。

本文为解决 SPWM 电压利用率低的问题,对虚拟逆变环节采用谐波注入 PWM 方式,即 HIPWM (Harmonic Injected PWM) 方式,又为了解决虚拟直流电压波动致使输出电压波形畸变的问题,在三相输入电压对称或非对称的情况下,针对虚拟整流环节输出的直流波动电压,推导了对虚拟逆变环节 HIPWM 的调制波进行补偿的补偿函数,通过对调制

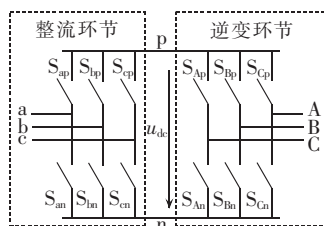
波调制比的补偿消除了直流电压波动对 HIPWM 输出的影响,保证了输出电压、电流波形的质量。最后应用 MATLAB/Simulink 进行了仿真,证明了所提出的控制策略的正确性。

1 矩阵变换器的拓扑结构及其等效拓扑

矩阵变换器的拓扑结构如图 1(a)所示,由 3 行 3 列的开关组成一个 3×3 的开关矩阵。输入三相电压源 u_a 、 u_b 、 u_c 经过三相输入滤波器 L_f 、 C_f 后,给变换器供电,变换后输出的三相电压 u_A 、 u_B 、 u_C 供给三相负载。矩阵变换器的等效拓扑结构如图 1(b)所示,由虚拟的整流环节和逆变环节组成。等效拓扑上的控制思想是首先对输入电压进行“整流”,以产生一个虚拟的直流环节,然后再对其进行“逆变”,逆变出所需频率和幅值的输出电压。



(a) 主电路拓扑



(b) 等效拓扑

图 1 矩阵变换器的拓扑

Fig.1 Topology of matrix converter

收稿日期:2012-12-08;修回日期:2013-06-19

基金项目:东北电力大学博士基金资助项目(BSJXM-201011)

Project supported by the Doctorial Fund of Northeast Dianli University(BSJXM-201011)

2 矩阵变换器的 HIPWM 控制原理

为了简化控制策略,对整流环节采用不控整流调制方式,对应地要把输入电压划分为 6 个区间,如图 2(a)所示;相应的整流输出的直流波动电压如图 2(b)所示。

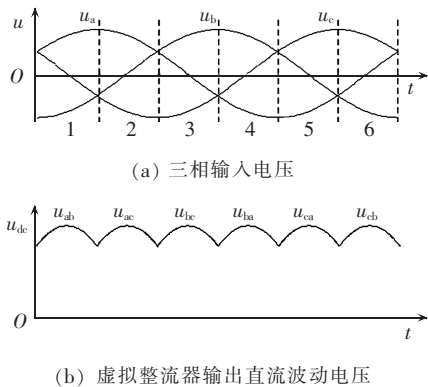


图 2 三相输入电压和虚拟整流输出的电压

Fig.2 Three-phase input voltage and output voltage of virtual rectifier

文献[13]给出了矩阵变换器的 SPWM 控制原理。HIPWM 是为克服 SPWM 直流电压利用率低的缺点而提出的改进措施。在正弦参考信号中注入 3 次谐波,对输出基波电压没有不利影响,但形成了波顶较平坦的参考信号,相对于 SPWM 而言调制深度可大于 1。只要参考信号最大值不超过载波峰值就不会进入非线性控制区,从而扩大了线性调制的范围。注入谐波的方法有很多,但是分析表明,各种注入方法所能改善的基波最大调制深度都为 1.154^[14]。而且随着注入谐波数的增加,计算会很困难,调制波的谐波分量变得复杂。鉴于此,本文采用只注入 17% 的 3 次谐波的方式,三相调制波的表达式为:

u_{trA}=M[sin x+0.17sin(3x)]
u_{trB}=M[sin(x-α)+0.17sin(3x)]
u_{trC}=M[sin(x+α)+0.17sin(3x)]

(1)

其中,x=ω₀t;α=2π/3;M 为调制比,其范围为 0≤M≤1.154。

按式(1)画出的调制波波形如图 3 所示。

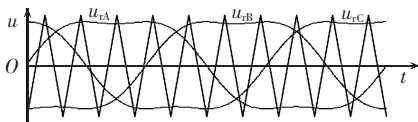


图 3 注入 3 次谐波的三相调制波

Fig.3 Three-phase modulation waves injected with third-order harmonic

三相调制波共用一个三角波作为载波,并分别与三角载波进行比较,输出 3 个等幅且宽度按调制波规律变化的脉冲序列来分别控制三相桥臂上的 6 个开关。矩阵变换器有 9 个双向开关,对虚拟整流环节采用不控整流调制方式,输出的直流波动电压有 6

种状态,在每一种状态下,等效逆变器三相桥臂上的 6 个开关对应矩阵变换器 9 个双向开关中的 6 个。如当输入电压在区间 1 时,整流输出的电压是 u_{ab},作为逆变器的直流输入电压,等效的电路如图 4 所示。

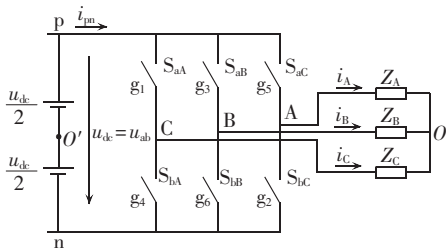


图 4 等效逆变电路

Fig.4 Equivalent inverter circuit

此状态下,等效逆变器三相桥臂上的 6 个开关 g₁、g₂、g₃、g₄、g₅、g₆ 分别对应矩阵变换器的 S_{aA}、S_{bC}、S_{aB}、S_{bA}、S_{aC}、S_{bB},而 S_{cA}、S_{cB}、S_{cC} 始终处于关断状态。其余 5 种状态下,g₁、g₂、g₃、g₄、g₅、g₆ 对应的开关见表 1。

表 1 虚拟逆变器对应的开关组

Tab.1 Switch group of virtual inverter

区间	u _{dk}	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆
1	u _{ab}	S _{aA}	S _{bC}	S _{aB}	S _{bA}	S _{aC}	S _{bB}
2	u _{ac}	S _{aA}	S _{cC}	S _{aB}	S _{cA}	S _{aC}	S _{cB}
3	u _{bc}	S _{bA}	S _{aC}	S _{bB}	S _{cA}	S _{bC}	S _{cB}
4	u _{ba}	S _{bA}	S _{aC}	S _{bB}	S _{aA}	S _{bC}	S _{aB}
5	u _{ca}	S _{cA}	S _{aC}	S _{cB}	S _{aA}	S _{cC}	S _{aB}
6	u _{cb}	S _{cA}	S _{bC}	S _{cB}	S _{bA}	S _{cC}	S _{bB}

3 HIPWM 的调制波补偿函数的推导

由图 2(b)可以看到,由于对整流环节采用不控整流调制方式,即使三相输入是对称电压,整流输出的虚拟直流电压 u_{dk} 也是有波动的。下面考虑一般情况,即三相输入电压可以是非对称的情况,对 u_{dk} 进行傅里叶展开,简化表示为:

u_{dk}=u_{dk}⁻+u_{dk}[~]

(2)

其中,u_{dk}⁻ 为直流分量,u_{dk}[~] 为交流分量。

下面对直流波动电压 u_{dk} 进行 HIPWM 的情况进行分析,从而推导出调制波的补偿函数。

图 3 中的三角波和调制波进行比较后,输出的脉冲序列可以看作为一开关函数,设开关函数为 F,对 F 作傅里叶级数展开,表达式为^[15]:

F_A(t)=M[sin x+0.17sin(3x)]+F_{Ah}(t)
F_B(t)=M[sin(x-α)+0.17sin(3x)]+F_{Bh}(t)
F_C(t)=M[sin(x+α)+0.17sin(3x)]+F_{Ch}(t)

(3)

其中,F_{Ah}(t)、F_{Bh}(t)、F_{Ch}(t)是载波倍数频率及其附近的谐波分量。由于载波频率远大于调制波的频率,所以 F_{Ah}(t)、F_{Bh}(t)、F_{Ch}(t)是高频分量。图 4 中 A、B、C 三相桥臂输出端对直流侧电源中点 O' 点的电压为:

$$u_{AO'} = \frac{u_{dc}}{2} \{M[\sin x + 0.17\sin(3x)] + F_{Ah}(t)\}$$

$$u_{BO'} = \frac{u_{dc}}{2} \{M[\sin(x-\alpha) + 0.17\sin(3x)] + F_{Bh}(t)\} \quad (4)$$

$$u_{CO'} = \frac{u_{dc}}{2} \{M[\sin(x+\alpha) + 0.17\sin(3x)] + F_{Ch}(t)\}$$

由文献[16]可知,三相桥臂输出的负载电压为:

$$u_{jO} = u_{jO'} - (u_{AO'} + u_{BO'} + u_{CO'})/3 \quad (5)$$

其中, $j \in \{A, B, C\}$, 将直流电压 u_{dc} 的傅里叶表达式(2)和式(4)代入式(5)中并化简,可得三相负载电压为:

$$\begin{aligned} u_{AO} &= \left(\frac{\bar{u}_{dc}}{2} + \frac{\tilde{u}_{dc}}{2} \right) M \sin x + F_{h1}(t) \\ u_{BO} &= \left(\frac{\bar{u}_{dc}}{2} + \frac{\tilde{u}_{dc}}{2} \right) M \sin(x-\alpha) + F_{h2}(t) \\ u_{CO} &= \left(\frac{\bar{u}_{dc}}{2} + \frac{\tilde{u}_{dc}}{2} \right) M \sin(x+\alpha) + F_{h3}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

$$F_{h1}(t) = u_{dc} [2F_{Ah}(t) - F_{Bh}(t) - F_{Ch}(t)]/2$$

$$F_{h2}(t) = u_{dc} [2F_{Bh}(t) - F_{Ch}(t) - F_{Ah}(t)]/2$$

$$F_{h3}(t) = u_{dc} [2F_{Ch}(t) - F_{Ah}(t) - F_{Bh}(t)]/2$$

其中, $F_{h1}(t)$ 、 $F_{h2}(t)$ 、 $F_{h3}(t)$ 分别为各相开关函数中载波倍数频率及其附近的谐波分量的代数和, 仍然为高次谐波。

由以上分析可知, 各相负载电压由三部分组成, 第一部分为直流电压 $\bar{u}_{dc}$ 经开关函数调制后输出的基波分量, 第二部分为波动电压 $\tilde{u}_{dc}$ 经开关函数调制后输出的低频分量和高频分量, 第三部分为开关频率倍数附近的谐波分量。可见负载电压中含有除基波以外的低频分量, 所以必须对三相调制波进行补偿, 来消除由波动电压 $\tilde{u}_{pm}$ 产生的低频和高频分量。在原三相调制波表达式(1)中分别加入函数项 $u_{rAcom}(t)$ 、 $u_{rBcom}(t)$ 和 $u_{rCcom}(t)$, 补偿后的各相调制波变为:

$$\begin{aligned} u'_{rA} &= M[\sin x + 0.17\sin(3x)] + u_{rAcom} \\ u'_{rB} &= M[\sin(x-\alpha) + 0.17\sin(3x)] + u_{rBcom} \\ u'_{rC} &= M[\sin(x+\alpha) + 0.17\sin(3x)] + u_{rCcom} \end{aligned} \quad (7)$$

各相开关函数相应地变为:

$$\begin{aligned} F'_A(t) &= M[\sin x + 0.17\sin(3x)] + u_{rAcom} + F'_{Ah}(t) \\ F'_B(t) &= M[\sin(x-\alpha) + 0.17\sin(3x)] + u_{rBcom} + F'_{Bh}(t) \\ F'_C(t) &= M[\sin(x+\alpha) + 0.17\sin(3x)] + u_{rCcom} + F'_{Ch}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $F'_{Ah}(t)$ 、 $F'_{Bh}(t)$ 、 $F'_{Ch}(t)$ 是载波倍数频率及其附近的谐波分量。

A、B、C 三相桥臂输出端对 O' 点的电压为:

$$\begin{aligned} u_{AO'} &= \frac{u_{dc}}{2} \{M[\sin x + 0.17\sin(3x)] + u_{rAcom} + F'_{Ah}(t)\} \\ u_{BO'} &= \frac{u_{dc}}{2} \{M[\sin(x-\alpha) + 0.17\sin(3x)] + u_{rBcom} + F'_{Bh}(t)\} \\ u_{CO'} &= \frac{u_{dc}}{2} \{M[\sin(x+\alpha) + 0.17\sin(3x)] + u_{rCcom} + F'_{Ch}(t)\} \end{aligned} \quad (9)$$

那么根据式(5)和(9)可以求得三相负载电压, 其中 A 相负载电压为:

$$\begin{aligned} u_{AO} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{2} M \sin x + \frac{u_{dc}}{2} u_{rAcom} + \frac{\tilde{u}_{dc}}{2} M \sin x + \\ &\quad \frac{u_{dc}}{2} (u_{rAcom} + u_{rBcom} + u_{rCcom}) + F'_{h1}(t) \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $F'_{h1}(t) = u_{dc} [2F'_{Ah}(t) - F'_{Bh}(t) - F'_{Ch}(t)]/2$, 为高次谐波。

式(10)中等号右边的第 4 项是三相调制波补偿函数调制输出电压的代数和, 若不为 0, 它必然含有低频分量, 则表示三相输出电压低频分量的调制是互相耦合的, 这不是所希望的结果, 所以该项必须等于 0, 即:

$$u_{rAcom} + u_{rBcom} + u_{rCcom} = 0 \quad (11)$$

式(10)中等号右边的第 1 项是所期望输出的基波电压; 第 2 项是补偿函数调制输出的电压, 它是一个未知量; 第 3 项是原调制波调制输出的含有低次谐波的电压项; 第 5 项是高次谐波分量。对调制波进行补偿的目的就是为了消除原调制波调制输出的低次谐波电压, 所以应该令第 2 项和第 3 项的代数和为 0, 即:

$$\frac{u_{dc}}{2} u_{rAcom} + \frac{\tilde{u}_{dc}}{2} M \sin x = 0 \quad (12)$$

由式(12)可以求得 A 相调制波的补偿函数为:

$$u_{rAcom} = -\frac{\tilde{u}_{dc}}{u_{dc}} M \sin x \quad (13)$$

同理可以求得 BC 两相调制波的补偿函数为:

$$\begin{aligned} u_{rBcom} &= -\frac{\tilde{u}_{dc}}{u_{dc}} M \sin(x-\alpha) \\ u_{rCcom} &= -\frac{\tilde{u}_{dc}}{u_{dc}} M \sin(x+\alpha) \end{aligned} \quad (14)$$

将三相调制波的补偿函数表达式代入式(11), 可以验证式(11)成立, 所以求得的三相调制波的补偿函数为有效解。经过补偿后, 三相负载电压变为:

$$\begin{aligned} u_{AO} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{2} M \sin x + F'_{h1}(t) \\ u_{BO} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{2} M \sin(x-\alpha) + F'_{h2}(t) \\ u_{CO} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{2} M \sin(x+\alpha) + F'_{h3}(t) \end{aligned} \quad (15)$$

这说明补偿后, 输出电压中除了基波电压外, 只含有载波频率及其倍数附近的谐波分量。将式(13)、(14)代入式(7)中可以得到补偿后的调制波表达式:

$$\begin{aligned} u'_{rA} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{u_{dc}} M \sin x + M 0.17 \sin(3x) \\ u'_{rB} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{u_{dc}} M \sin(x-\alpha) + M 0.17 \sin(3x) \\ u'_{rC} &= \frac{\bar{u}_{dc}}{u_{dc}} M \sin(x+\alpha) + M 0.17 \sin(3x) \end{aligned} \quad (16)$$

根据式(16)可知,只需把整流级输出电压 u_{dc} 的直流电压分量 $\bar{u}_{dc}$ 提取出来,便可以分别对各相调制波进行补偿。实际实现时,可以对三相输入电压进行不控整流,用模拟或数字滤波器提取直流电压分量 $\bar{u}_{dc}$,其硬件实现框图如图 5 所示。

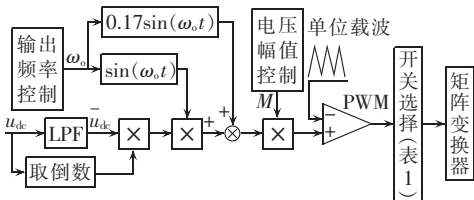


图 5 硬件实现电路
Fig.5 Hardware implementation circuit

4 电压增益分析

由式(16)可知,补偿后的调制波的基波分量的幅值为 $\frac{\bar{u}_{dc}}{u_{dc}}M$,根据 HIPWM 的调制原理,在线性调制区域内(不超调的情况)有:

$$\frac{\bar{u}_{dc}}{u_{dc}}M \leq 1.154 \tag{17}$$

由式(17)可得:

$$\frac{\bar{u}_{dc}}{2}M \leq 0.577u_{dc} \tag{18}$$

由式(15)可知式(18)中左侧 $\frac{\bar{u}_{dc}}{2}M$ 即为输出基波相电压的幅值,令其等于 U_{om} 。由式(18)可见,输出相电压幅值的最大值取决于整流级输出电压 u_{dc} 的最小值。当输入电压三相对称时,整流级输出的是一六脉动的电压,其最小值为 $1.5U_{im}$,其中 U_{im} 为输入相电压的幅值,将最小值代入式(18)可得:

$$U_{om} \leq 0.866U_{im} \tag{19}$$

由上式可得,在输入电压三相对称情况下,输出相电压的最大幅值可以达到输出相电压幅值的 0.866,达到了矩阵变换器理论上的最大电压增益;当输入电压非对称时,输出相电压幅值的最大值取决于整流级输出电压 u_{dc} 的最小值,其大小与输入电压的不对称程度有关。

5 仿真分析

本文基于 MATLAB/Simulink 建立了仿真模型,对提出的控制策略进行了仿真。仿真参数如下:负载为三相对称负载,每相电阻为 $5\ \Omega$,电感为 5 mH ;输入电网频率为 50 Hz ,输出三相电压频率为 100 Hz ;采样频率为 10 kHz ,仿真算法为 Ode23t。

仿真针对 2 种情况进行。

情况 1:对称三相输入电压,相电压幅值为 311 V ,

输出相电压幅值设为可输出的最大值 $311 \times 0.866 \approx 269(\text{V})$,仿真图形见图 6—8。

情况 2:非对称三相输入电压,假设输入 a 相的电压正常,b 相的相角有 30° 滞后,c 相的幅值有 20% 的跌落。根据第 4 节的分析可以计算出,输出相电压的最大值约 180 V ,仿真图形见图 9—11。

图 6 给出了情况 1 下补偿前后 A 相的调制波,其中虚线为补偿前的,实线为补偿后的,可见补偿后的调制波不再是标准的马鞍波。

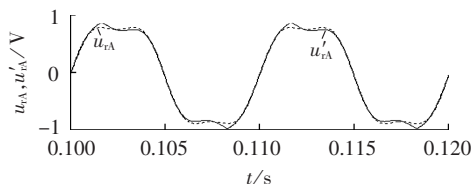
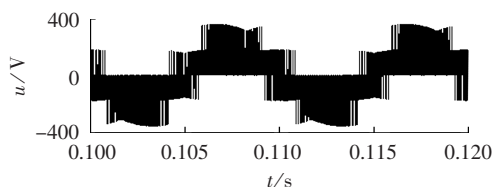


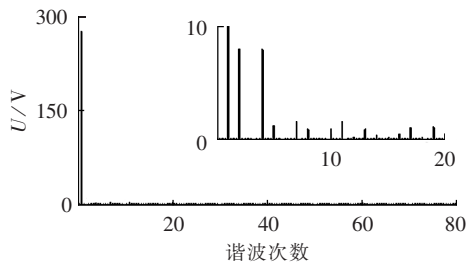
图 6 补偿前后的 A 相调制波 (情况 1)
Fig.6 Modulation waves of phase A before and after compensation(case 1)

图 7 给出了补偿前 A 相输出电压的波形及其频谱分析(由于 B、C 两相的谐波情况与 A 相相似,为了节省篇幅,B、C 两相只给出仿真计算数据而不给出具体波形,下同)。由图 7(b)给出的频谱,计算到 80 次谐波,A 相输出电压 THD 为 4.39%,B、C 两相的 THD 分别为 4.34%、4.32%。A 相的基波幅值为 268.7 V ,B、C 两相基波幅值分别为 268.6 V 、 268.6 V 。可见 A、B、C 三相的基波分量的幅值基本对称,三相输出电压的 THD 大小也基本相同。但是由图 7(b)中的局部放大图可以看出,输出电压中含有较大幅值的低次谐波,不利于输出滤波器的设计。

图 8 给出了补偿后 A 相输出电压的波形及其频谱分析。由图 8(b)给出的频谱,计算到 80 次谐波,A 相输出电压 THD 为 1.32%,由局部放大图可见,其



(a) A 相输出电压



(b) A 相输出电压频谱分析

图 7 补偿前 A 相输出电压及其频谱 (情况 1)
Fig.7 Output voltage of phase A and its spectrum before compensation(case 1)

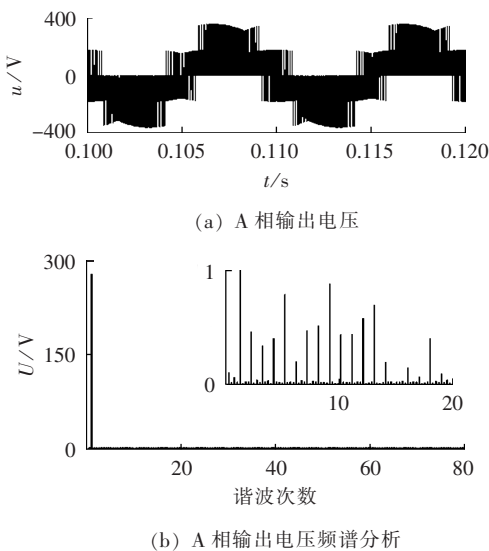


图 8 补偿后 A 相输出电压及其频谱(情况 1)
Fig.8 Output voltage of phase A and its spectrum after compensation(case 1)

含有的低次谐波幅值都很小。B、C 两相的 THD 分别为 1.31%、1.25%。A 相的基波幅值为 269.5 V,B、C 两相基波幅值分别为 269.1 V、269.5 V。可见,正是由于对调制波的实时补偿,才使得三相输出电压基波分量的幅值基本对称,且低次谐波 THD 都大幅减小。

图 9 给出了情况 2 下补偿前后 A 相的调制波,其中虚线为补偿前的,实线为补偿后的。

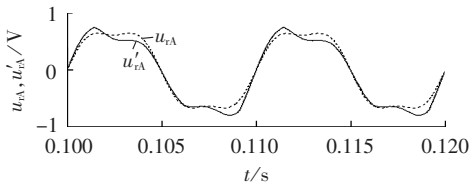


图 9 补偿前后的 A 相调制波(情况 2)
Fig.9 Modulation waves of phase A before and after compensation(case 2)

图 10 给出了补偿前 A 相输出电压的波形及其频谱分析。由图 10(b)给出的频谱,计算到 80 次谐波,A 相输出电压 THD 为 12.65%。由局部放大图可见,输出电压中不但含有较大幅值的低次谐波,而且还有直流分量。B、C 两相输出电压 THD 分别为 11.99%、13.84%。A、B、C 三相输出电压的基波分量的幅值分别为 181.1 V、176.6 V、181.5 V,可见输入电压的不对称还导致了输出电压基波分量的不对称。

图 11 给出了补偿后 A 相输出电压的波形及其频谱分析。由图 11(b)给出的频谱,计算到 80 次谐波,A 相输出电压 THD 为 1.85%。由局部放大图可见,输出电压中含有低次谐波的幅值都很小。B、C 两相输出电压 THD 分别为 1.83%、1.66%。A、B、C 三相输出电压的基波分量的幅值分别为 180.2 V、180 V、179.7 V,与期望的输出电压幅值基本相等,且三相基

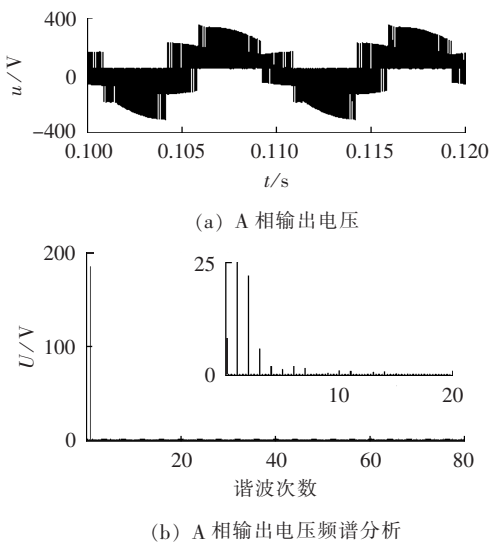


图 10 补偿前 A 相输出电压及其频谱(情况 2)
Fig.10 Output voltage of phase A and its spectrum before compensation(case 2)

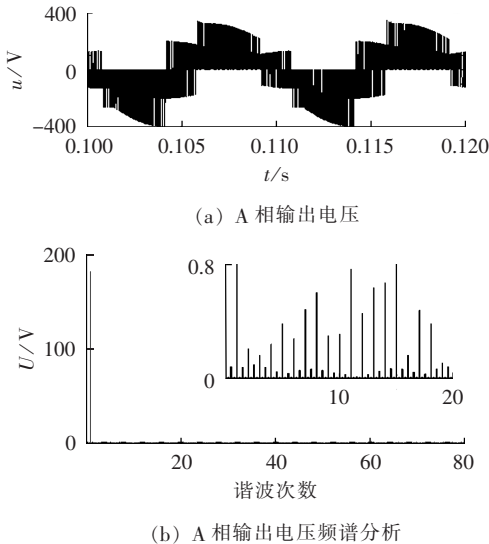


图 11 补偿后 A 相输出电压及其频谱(情况 2)
Fig.11 Output voltage of phase A and its spectrum after compensation(case 2)

波电压基本对称。

由上述仿真结果可以看出,当对调制波进行补偿后,无论输入电压是在对称还是非正常的情况下,总能输出电压对称的三相电压,且其低次谐波含量非常小。当三相输入电压对称时,设定电压增益为理论上的最大值 0.866,输出电压中没有幅值较大的低次谐波,这说明基于补偿函数 HIPWM 策略的电压增益可以达到 0.866 的理论分析是正确的。

6 结论

矩阵变换器是交交直接变换器,不但控制算法复杂而且无中间储能环节,输入电压的波动会造成输出电压、电流的畸变。本文提出了一种基于补偿函数的 HIPWM 控制策略,该控制策略对等效模型的整

流级采用不控整流方式,对逆变级应用基于补偿函数的 HIPWM 策略。此方法的优点是:控制简单、计算量小、易于硬件实现,尤其是对输入电压非正常情况同样适用。

参考文献:

- [1] ALESINA A, VENTURINI M. Solid-state power converter: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis [J]. IEEE Transactions on Circuits and System, 1981, 28(4): 319-330.
- [2] HUBER L, BOROJEVIC D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-1246.
- [3] WANG Rutian, TAN Guanghui, JI Yanchao. A novel control method for matrix converter using instantaneous input line-to-line voltages [C]//IEEE Conference on ICIEA. Harbin, China: IEEE, 2007: 1944-1949.
- [4] ISHIGURO A, FURUHASHI T. A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 38(3): 166-172.
- [5] OKA K, MATSUSE K. A robust current control method with disturbance observer for matrix converter under abnormal input voltage [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2007, 2(4): 476-478.
- [6] 权建洲, 吴保芳, 孙容磊, 等. 基于前馈补偿的 SPWM 矩阵变换器控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 88-94.
QUAN Jianzhou, WU Baofang, SUN Ronglei, et al. A compensation method for SPWM matrix converter based on feed-forward control [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 88-94.
- [7] 陈希有, 陈学允. 基于 Park 变换的空间矢量调制矩阵变换器的暂态分析 [J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 80-84.
CHEN Xiyu, CHEN Xueyun. Park transformation based the transient analysis for the space vector modulated matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 80-84.
- [8] 王汝田, 王建勋, 谭光慧, 等. 不平衡负载情况下矩阵变换器的拓扑改进及控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(36): 33-39.
WANG Rutian, WANG Jianze, TAN Guanghui, et al. Improvement of matrix converter's topology and study on its control strategy under unbalance load [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28

(36): 33-39.

- [9] 王汝田, 王建勋, 伏祥运, 等. 双级矩阵变换器的 SPWM 控制策略及无功功率控制的研究 [J]. 电网技术, 2006, 30(21): 66-70.
WANG Rutian, WANG Jianze, FU Xiangyun, et al. Study on SPWM method and reactive control power for two-stage matrix converter [J]. Power System Technology, 2006, 30(21): 66-70.
- [10] 王汝田, 严干贵. 矩阵变换器改进的双电压控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 39-43.
WANG Rutian, YAN Gangui. Improved control strategy of double line-to-line voltages for matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 39-43.
- [11] 王汝田, 王建勋, 纪延超, 等. 3×4 矩阵变换器 [J]. 电力自动化设备, 2009, 29(4): 96-100.
WANG Rutian, WANG Jianze, JI Yanchao, et al. 3×4 matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(4): 96-100.
- [12] 杨兴华, 姜建国. 矩阵变换器直接空间矢量调制策略的优化 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(11): 77-82.
YANG Xinghua, JIANG Jianguo. Optimization of direct space vector modulation for matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 77-82.
- [13] 汤宁平, 王建勋, 吴汉光. 矩阵变换器的 SPWM 控制技术及其实现 [J]. 电工技术学报, 2003, 18(4): 25-29.
TANG Ningping, WANG Jiankuan, WU Hanguang. SPWM control strategy on matrix converter and its implementation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(4): 25-29.
- [14] TSAI W I, SUN Y Y. Design and implementation of three phase HIPWM inverters with instantaneous and average feedback [C]//19th IEEE International Conference on Industrial Electronics. Maui, USA: IEEE, 1993: 800-805.
- [15] 刘凤君. 正弦波逆变器 [M]. 北京: 科学出版社, 2002: 129-135.
- [16] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 103-104.

作者简介:

王汝田(1979-), 男, 山东潍坊人, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用 (E-mail: wrtmail@163.com);

王秀云(1977-), 女, 吉林通化人, 副教授, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用 (E-mail: w-xiu-y@163.com);

崔永恒(1989-), 男, 山东菏泽人, 硕士研究生, 研究方向为矩阵变换器控制策略。

Harmonic injected PWM control strategy for matrix converter

WANG Rutian, WANG Xiuyun, CUI Yongheng

(School of Electrical Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China)

Abstract: The non-controlled rectification and HIPWM (Harmonic Injected PWM) are respectively applied to the virtual rectifier and virtual inverter of equivalent AC/DC/AC model for matrix converter. The virtual rectifier generates fluctuant DC voltage when symmetric or asymmetric three-phase voltages are supplied. The compensation function is deduced based on the concept of switching function for compensating the modulation wave to eliminate the effect of fluctuant DC voltage on the HIPWM output voltage of virtual inverter. Its hardware implementation is very simple. Results of simulation with MATLAB/Simulink show that, the voltage gain of matrix converter can reach to 0.866, the theoretical maximum, and there is no low-order harmonics in its output voltage, verifying the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: matrix converter; harmonic injected PWM; asymmetric; compensation; pulse width modulation