

级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法

章勇高,熊 健

(华东交通大学 电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:提出一种适用于级联 H 桥逆变器的新型同相层叠(IPD)型正弦脉宽调制(SPWM)脉冲分配方法。根据多电平级联 H 桥的一般模型,分析了功率不平衡的产生原因,引入功率失衡度的概念,推导出新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配原理。该方法将各 H 桥单元的触发信号进行周期轮换,经过 3/4 个输出周期便可实现功率平衡,而且保证了线电压的波形质量,具有比载波移相(CPS)法更低的总谐波畸变率。以 7 电平级联 H 桥逆变器为例,仿真和实验结果证明了所提新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配方法的可行性以及理论分析的正确性。

关键词:逆变器;同相层叠型 SPWM;级联 H 桥;周期轮换;总谐波畸变率

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.07.022

0 引言

级联多电平逆变器广泛用于高压大功率传动系统中^[1-2],多电平逆变器可以分为二极管箝位型、飞跨电容型和级联型 3 种^[3]。多电平逆变器具有开关电压应力小、输出电平数多、可降低开关频率、 du/dt 小、能减小输出滤波器尺寸等优点。其中级联型逆变器具有易于模块化和相电压冗余的优点,但是需要独立电源供电,使得它非常适用于光伏发电系统^[4],模块化多电平变换器(MMC)继承了 H 桥级联结构的优点,在柔性直流输电等特殊场合应用较多^[5]。

多电平逆变器中,同相移幅载波层叠法因其输出线电压谐波畸变率(THD)低而受到越来越多的关注。然而,由于各级联模块单元相互独立,同相层叠(IPD)法具有其固有缺陷,即逆变器在传递有功功率时各级联模块存在功率不均衡问题^[6-8]。为解决这一问题,文献[9]采用了一种循环脉冲的 IPD 控制,实现了逆变器各级联单元功率平衡,并通过理论推导证明了 IPD 法相对于其他移幅载波层叠(CD)法输出的线电压波形更优。文献[10]根据相电压开关组合冗余的特点,通过随机分配法决定电源和开关的工作状态,以保证每个模块的工作机会相等。因此,循环脉冲 IPD 法往往需要经过较长的工作时间后,各单元利用率才能趋于相等,实现各模块的功率平衡,然而该方法对于需要频繁起停的场合效果不佳。文献[11]提出在调制比较低时通过增加其他位置载波的频率以均衡各开关器件的工作频率,但是调制比过低时,有的开关无法获得脉冲信号,导致部分 H 桥

单元无电压输出,即使增加载波频率也无法改变这一缺陷,所以该方法存在局限。在飞跨电容多电平逆变器中,通过增加零电平选择环节,合理分配零电平向量,改进后的 IPD 法能很好地平衡飞跨电容电压^[12-13]。

本文提出了一种新型 IPD 型正弦脉宽调制(SPWM)脉冲分配方法,每 1/4 输出周期对触发脉冲进行轮换,经过 3 次轮换便可达到各级联单元间功率平衡,保证了线电压 THD 基本不变,同时分析了功率平衡的影响因素和输出线电压的谐波特性。该方法不仅在时间上比已有方案更短,而且对低调制比情形同样适用。仿真和实验验证了方案的可行性。

1 级联多电平逆变器的 IPD 控制法

对于如图 1 所示的 m 电平 H 桥逆变器,每相级联 n 个 H 桥,由直流电压源 E 独立供电。相电压为:

$$U_p = U_{Hp1} + U_{Hp2} + U_{Hp3} + \cdots + U_{Hpn} \quad (1)$$

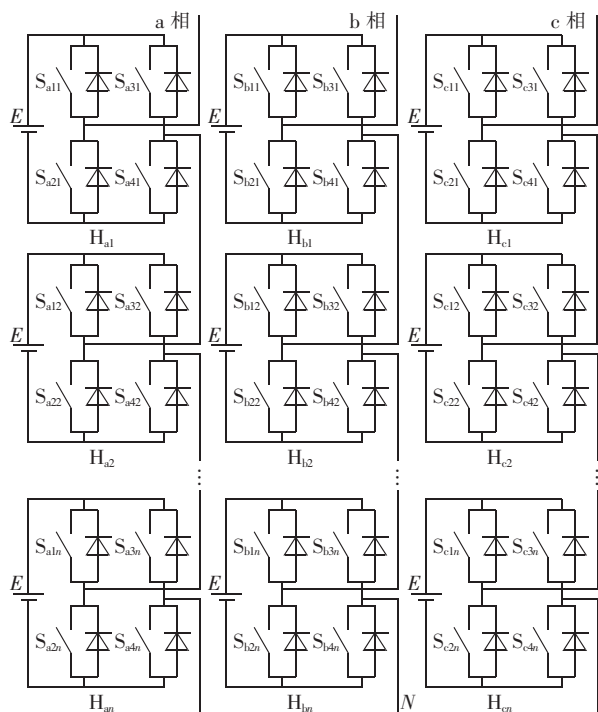
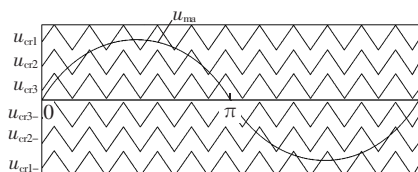
其中, $p=a,b,c$; U_p 为 p 相电压; U_{Hpn} 为 p 相的第 n 个 H 桥单元的输出电压。由于每个 H 桥可以输出 $0, \pm E$ 3 种电平,使得相电压对电平的选择非常灵活。

一般而言, m 电平的逆变器需要 $m-1$ 个三角波,对于 7 电平逆变器,需要 6 个三角载波。以 a 相为例,其调制原理如图 2 所示,图 2(a)为 IPD 正弦调制波 u_{ma} 和三角载波波形的关系,图中 6 个载波相位一致,上下相互层叠, u_{cr1} 和 u_{cr1-} 分别用于产生 H_{a1} 左、右 2 个桥臂的上开关 S_{a11} 、 S_{a31} 的控制脉冲,下开关 S_{a21} 、 S_{a41} 的控制脉冲分别与对应上开关的互补。结合图 2(b),当 $u_{ma} > u_{cr1}$ 时, S_{a11} 导通, S_{a31} 关断, H_{a1} 输出正向电压;当 $u_{ma} < u_{cr1-}$ 时则相反;同理,其余 4 个载波分别用于产生 H_{a2} 、 H_{a3} 上对应开关的控制脉冲。所以, H 桥输出电压波形与对应的脉冲时序一致,根据调制原理, a 相 3 个 H 桥输出电压 $U_{Hpn}(n=1,2,3)$ 的波形如图 2(b)所示。图中输出电压的频率和时长直

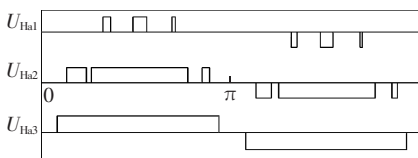
收稿日期:2017-02-22;修回日期:2017-05-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51467006);江西省科技厅专项(20151BBE50118,20161BBH80032)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51467006) and the Science and Technology Foundation of Jiangxi Province(20151BBE50118,20161BBH80032)

图 1 级联 m 电平 H 桥逆变器拓扑Fig.1 Topology of cascaded m -level H-bridge inverter

(a) IPD 调制波形和载波的关系



(b) a 相不同 H 桥的输出电压

图 2 IPD 调制原理图

Fig.2 Schematic diagrams of IPD-SPWM

反映了对应的开关频率和导通时长,而且调制比 m_a 不同将影响其开关频率和开关时长。同样,将调制波移相 $+120^\circ$ 、 -120° 就可以得到 b 相和 c 相对应开关的控制脉冲信号。

由图 2(b)可以看出,前半周期与后半周期的波形对称。前半周期($0 \sim \pi$)内, U_{Ha1} 、 U_{Ha2} 输出 3 个脉冲电压,而 U_{Ha3} 只输出 1 个,频率不相等,半个周期内三者的输出电压时长之和也不相等,从而使各 H 桥单元的输出功率和开关总损耗失衡。为了进一步揭示 H 桥单元功率失衡的本质,将对上述 2 种失衡状况分别进行分析。

定义功率失衡度函数,如式(2)所示,分为 2 个部分,实部是由导通损耗差异决定的开关总损耗失衡部分,虚部是由开关损耗差异决定的开关总损耗

失衡部分。 $t_{Hp\alpha}$ 、 $t_{Hp\beta}$ 和 $n_{Hp\alpha}$ 、 $n_{Hp\beta}$ 分别为 p ($p=a,b,c$) 相中 2 个级联 H 桥单元 $H_{p\alpha}$ 、 $H_{p\beta}$ 在前半个周期内的输出时间和输出频数,实部、虚部最大值都为 1。

$$S(\alpha, \beta) = \left[1 - \frac{\min(t_{Hp\alpha}, t_{Hp\beta})}{\max(t_{Hp\alpha}, t_{Hp\beta})} \right] + j \left[1 - \frac{\min(n_{Hp\alpha}, n_{Hp\beta})}{\max(n_{Hp\alpha}, n_{Hp\beta})} \right] \quad (2)$$

定义前半周期内 H 桥单元的输出功率为 $P_{Hp\alpha}$,假设相电压与相电流同相位,可得:

$$P_{Hp\alpha} = U I_p = E I_p \sqrt{\frac{2 t_{Hp\alpha}}{T}} \quad (3)$$

其中, U 为 H 桥单元输出电压有效值; I_p 为相电流有效值; T 为输出周期。当电路固有参数确定时,输出功率 $P_{Hp\alpha}$ 正比于 $\sqrt{t_{Hp\alpha}}$,若 $t_{Hp\alpha} = t_{Hp\beta}$,可以推出两 H 桥单元的输出功率 $P_{Hp\alpha} = P_{Hp\beta}$ 和功率失衡度函数的实部 $\text{Re}[S(\alpha, \beta)] = 0$,反推亦成立。

另外,定义前半周期内 p 相中 H 桥单元 $H_{p\alpha}$ 的开关总损耗为 $E_{Hp\alpha}$,H 桥单元每次导通输出脉冲电压,其两桥臂各有 1 个开关管导通,总共开关 4 次。

$$E_{Hp\alpha} = 2 t_{Hp\alpha} w_{Hp\alpha} + 4 n_{Hp\alpha} k_{Hp\alpha} \quad (4)$$

其中, $w_{Hp\alpha}$ 为平均导通损耗; $k_{Hp\alpha}$ 为平均开关损耗。由式(3)知,当 $t_{Hp\alpha} = t_{Hp\beta}$ 时,桥 $H_{p\alpha}$ 、 $H_{p\beta}$ 的输出功率相等,其电压有效值都为 U ,流过的电流有效值都为 I_p ,可以近似认为 $t_{Hp\alpha} = t_{Hp\beta}$ 且 $n_{Hp\alpha} = n_{Hp\beta}$,若同时满足这 2 个条件,可以推断,半个周期内,桥 $H_{p\alpha}$ 、 $H_{p\beta}$ 的开关总损耗相等,功率失衡度函数 $S(\alpha, \beta) = 0$ 。式(2)——(4)的关系可以表示为:

$$S(\alpha, \beta) = 0 \Leftrightarrow E_{Hp\alpha} = E_{Hp\beta} \Rightarrow P_{Hp\alpha} = P_{Hp\beta} \quad (5)$$

低调制比时的 a 相 H 桥单元输出电压如图 3 所示。考虑一种特殊情况,当调制比 $m_a \in (0.33, 0.66)$ 时,整个周期内桥 H_{a1} 的开关管不导通,基本无损耗产生,此时, $S(1, 2) = 1$, $S(1, 3) = 1$, $\text{Re}[S(2, 3)] < 1$, $\text{Im}[S(2, 3)] < 1$,说明桥 H_{a1} 与 H_{a2} 、 H_{a1} 与 H_{a3} 的功率失衡度极高,而 H_{a2} 与 H_{a3} 的功率失衡度相对较低。当 $m_a < 0.33$ 时, H_{a2} 的开关管也不再导通,此时, $S(1, 3) = 1$, $S(2, 3) = 1$,所以调制比 m_a 会给功率失衡度的变化带来不确定性,增大功率均衡的难度。

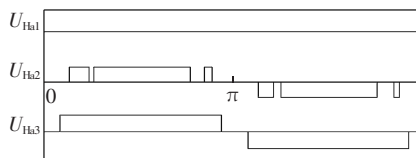


图 3 低调制比时的 a 相 H 桥单元输出电压

Fig.3 Output voltage of phase-a H-bridge units with low modulation rate

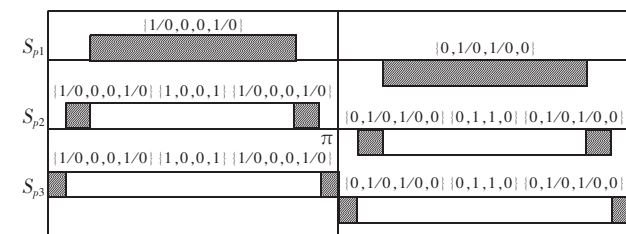
由以上分析可知,IPD 法控制的各 H 桥单元的输出时间、输出频率不相等是导致各 H 桥单元开关总损耗失衡的根本原因;而输出时间不相等是影响 H 桥单元输出功率的直接原因,使每相级联的 H 桥单

元无法均分负载,所以一般情况下不能直接应用,否则易使开关器件寿命降低、开关老化,使输出电压波形质量受到影响。

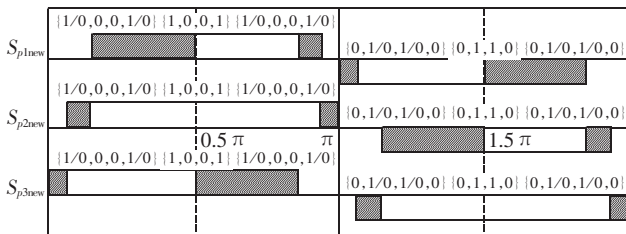
2 新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配策略

为避免 IPD 控制下各 H 桥单元的输出时间、输出频率不相等导致的各桥间的功率失衡,需要对开关脉冲生成法进行改造或重组,已有研究表明,脉冲循环分配法和载波改造法是目前主要的 2 种功率均衡调制策略方法^[14-16]。然而,载波改造法的设计比较复杂,本文所提方法的思路源自脉冲循环分配法,即每 1/4 个周期轮换一次脉冲顺序。

图 4 为传统 IPD 和新型 IPD 应用在 7 电平逆变器时的其中一相级联 H 桥对应的开关脉冲时序。图中, S_{pn} 为 $p(p=a,b,c)$ 相第 n 个 H 桥上的开关脉冲信号集合,波形对称,它的正负只是为了与此时对应的 H 桥输出电压极性保持一致。 S_{pn} 包含 4 个开关的脉冲信号。将分配给该相的第 1 个 H 桥的脉冲集合定义为 S_{p1} ,则 $S_{p1}=\{S_{p11},S_{p12},S_{p13},S_{p14}\}$,集合中各元素的下标与图 1 中各开关管的下标对应,表示对应开关的脉冲信号,依此类推,第 2 个 H 桥脉冲集合为 $S_{p2}=\{S_{p21},S_{p22},S_{p23},S_{p24}\}$,第 3 个 H 桥脉冲集合为 $S_{p3}=\{S_{p31},S_{p32},S_{p33},S_{p34}\}$ 。



(a) 传统 IPD 的 H 桥单元脉冲时序



(b) 新型 IPD 的 H 桥单元脉冲时序

图 4 级联 H 桥单元脉冲时序

Fig.4 Pulse sequences of CHB units

图 4(a)为传统 IPD 控制下 7 电平逆变器 H 桥的开关脉冲时序。图中表明,用于产生 U_{Hp1} 、 U_{Hp2} 、 U_{Hp3} 的开关脉冲信号分别是 S_{p1} 、 S_{p2} 、 S_{p3} ,前、后半周期对称,其中阴影区表示有密集的脉冲束,载波比越高,阴影区中的脉冲束越密,空心区域表示对应开关管持续导通。除 S_{p1} 外, S_{p2} 、 S_{p3} 每半个周期都会经历 3 个阶段,如在前半个周期内,阴影区内的 $S_{p2}=\{1/0,0,0,1/0\}$,空心区域内 $S_{p2}=\{1,0,0,1\}$,0 表示不产生触

发脉冲,开关断开,1 表示有持续的触发脉冲,开关导通,1/0 表示开关脉冲 S_{p21} 、 S_{p23} 同步导通关断;而在后半周期,阴影区内的 $S_{p2}=\{0,1/0,1/0,0\}$,空心区域内 $S_{p2}=\{0,1,1,0\}$,与前半周期相比,同桥臂的上、下 2 个开关管的触发脉冲相互替换。 S_{p2} 的前后半周期内阴影区、空心区对称,根据 SPWM 的特点,每个载波周期产生一次新的脉冲,所以 S_{p2} 对应的 H 桥单元前后半周期内的输出电压时长和频率分别相等,但 S_{p1} 、 S_{p2} 、 S_{p3} 三者的阴影或空心区域并不分别相等,阴影区域时长不相等说明 H 桥单元输出电压频率不相等,阴影区域内,由于开关频繁导通关断,所以 H 桥单元的有效输出时间应该大于空心部分时长,小于阴影和空心部分的总时长,据此判断 3 个级联的 H 桥单元输出时间和频率不相等。

图 4(b)为新型 IPD 下 H 桥脉冲信号时序。图中 0~1/4 周期内,将脉冲信号保持与传统 IPD 脉冲一致,同相级联的 3 个 H 桥对应的开关脉冲信号是 S_{p1} 、 S_{p2} 、 S_{p3} ,对应表 1 的第 1 行;然后,从 1/4 周期后对脉冲信号时序进行轮换,即在 1/4~1/2 周期内,对应的开关脉冲信号分别变为 S_{p2} 、 S_{p3} 、 S_{p1} ,对应表 1 的第 2 行;同理,在 1/2~3/4 周期内,对应的脉冲信号是 S_{p3} 、 S_{p1} 、 S_{p2} ,对应表 1 的第 3 行;在最后 1/4 周期, H 桥对应的开关脉冲信号与传统 IPD 脉冲一致,即 3/4 周期完成一次循环,如此循环。由于各 H 桥开关脉冲信号每 1/4 周期轮换一次,使得各 H 桥单元的输出时间和输出频率分别相等。

表 1 脉冲分配顺序

Table 1 Pulse distribution sequences

时段	脉冲信号		
	H_{p1}	H_{p2}	H_{p3}
$(0 \sim 1/4)T$	S_{p1}	S_{p2}	S_{p3}
$(1/4 \sim 1/2)T$	S_{p2}	S_{p3}	S_{p1}
$(1/2 \sim 3/4)T$	S_{p3}	S_{p1}	S_{p2}
$(3/4 \sim 1)T$	S_{p1}	S_{p2}	S_{p3}

图 4(b)和表 1 均表明,各 H 桥开关管脉冲信号每 1/4 周期轮换一次,7 电平级联逆变器经过 3/4 周期各 H 桥脉冲信号完成一次轮换,则可定义最小轮换周期 $T_m=3T/4$,一个 T_m 内,脉冲信号集合 S_{p1} 、 S_{p2} 、 S_{p3} 的作用时间和频率平均分配,使得各 H 桥单元的输出时间和输出频率分别相等,假设一个 1/4 周期内脉冲信号 S_{pn} 产生的导通损耗和开关损耗之和为 $E(S_{pn})$,则一个 T_m 内有:

$$\begin{cases} E_{Hp1}=E(S_{p1})+E(S_{p2})+E(S_{p3}) \\ E_{Hp2}=E(S_{p2})+E(S_{p3})+E(S_{p1}) \\ E_{Hp3}=E(S_{p3})+E(S_{p1})+E(S_{p2}) \end{cases} \quad (6)$$

显然,式(6)中 $E_{Hp1}=E_{Hp2}=E_{Hp3}$,表明在一个最小轮换周期 T_m 内,每相的 3 个级联 H 桥单元的开关总损耗相等,且各 H 桥输出功率也相等,实现了功率均衡。结合式(5),式(6)还可以表示为:

$$E_{Hp n}=\sum_{n=1}^3 2 t_{Hp n} w_{Hp n}+4 n_{Hp n} k_{Hp n} \quad (7)$$

即使式(7)中 3 种平均导通损耗 $w_{Hp n}$ 、平均开关损耗 $k_{Hp n}$ 不近似相等,式(7)仍是一个常量,满足恒等式 $E_{Hp 1}=E_{Hp 2}=E_{Hp 3}$,因此,本文所提新型 IPD 方法是严格意义上的功率平衡。

3 新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配策略与其他方法的优势对比

新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配策略改变了各 H 桥单元输出电压的时序,由第 1 节中的 IPD 特性分析可知,H 桥输出电压波形与对应的脉冲时序一致,结合第 2 节对开关脉冲时序的分析可以总结出新型 IPD 的输出电压规律,表 2 为脉冲轮换后的新型 IPD 方法下 H 桥输出电压序列。

表 2 输出电压顺序
Table 2 Output voltage sequences

时段	输出电压		
	$U_{Hp 1new}$	$U_{Hp 2new}$	$U_{Hp 3new}$
$(0 \sim 1 / 4) T$	$U_{Hp 1}$	$U_{Hp 2}$	$U_{Hp 3}$
$(1 / 4 \sim 1 / 2) T$	$U_{Hp 2}$	$U_{Hp 3}$	$U_{Hp 1}$
$(1 / 2 \sim 3 / 4) T$	$U_{Hp 3}$	$U_{Hp 1}$	$U_{Hp 2}$
$(3 / 4 \sim 1) T$	$U_{Hp 1}$	$U_{Hp 2}$	$U_{Hp 3}$

新型 IPD 下任意相的输出电压 U_{pnew} 可以表示为:

$$U_{pnew}=U_{Hp 1new}+U_{Hp 2new}+U_{Hp 3new} \quad (8)$$

其中, $U_{Hp 1new}$ 、 $U_{Hp 2new}$ 、 $U_{Hp 3new}$ 为新型 IPD 下 p 相的 3 个 H 桥的输出电压。由于新型 IPD 输出电压仅仅是传统 IPD 输出电压的顺序轮换,因此每个时刻下三桥输出电压之和并没有发生改变。故新型 IPD 下多电平逆变器的输出相电压和线电压与传统 IPD 完全一致,新型 IPD 法具有和传统 IPD 法一致的相电压或线电压谐波特性。

由于基于 SPWM 控制的逆变器输出电压谐波主要集中在载波频率附近,对输出滤波器的影响最大^[17],文献[18]给出了载波频率 ω_c 处,IPD 法和 CPS 法谐波含量的计算方法,计算结果如图 5 所示,其中 H_{aV} 、 H_{ab} 分别为相电压、线电压谐波含量, m_a 为调制比。

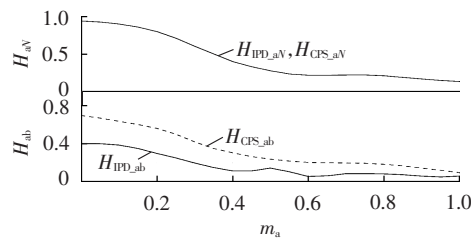


图 5 IPD 和 CPS 法下输出电压谐波
Fig.5 Comparison of output voltage harmonic between IPD and CPS

图 5 上图中两谐波曲线基本重合,可以判断 2 种调制方法的相电压在 ω_c 处的谐波含量基本相同;而在图 5 下图中,IPD 调制法的线电压谐波曲线明显

低于 CPS 法,说明 IPD 调制法的线电压波形质量更高,而新型 IPD 法的输出相、线电压与传统 IPD 法一致,所以继承了这一优点。

脉冲循环分配法和载波改造法是目前主要的 2 种功率均衡调制策略方法^[14-15]。

文献[10]根据级联多电平逆变器相电压冗余的特点,以输出电压周期作为循环周期,每隔一个开关周期在满足输出电压电平数要求的开关组合中随机选择一组,以期对每个开关组合的利用达到均衡,随机算法的质量直接决定了功率均衡所需的时间,且功率平衡所需的时间无法估量。文中通过随机算法仿真,模拟每个开关周期产生的开关组合,当模拟次数达到 10000 次以上时,各开关的利用率趋于相等,接近功率平衡,然而根据 SPWM 的特点,至少需要 1 个载波周期才能发生新的脉冲,产生一组新的开关组合,大功率场合下开关频率不能太高,若调制波频率为 50 Hz,载波频率为 10 kHz,则每个工频周期产生 200 次开关组合,需要至少 50 个工频周期的时长才能实现功率均衡,功率平衡周期长,这在需要频繁起停的工况下是无法接受的,且实现方法严重依赖算法的效能,不利于估计实际工况下的效果。

基于载波改造法的功率平衡策略^[18]将 CPS 法和 IPD 法的载波进行重组,以继承 IPD 法优点为目的,对 CPS 法的载波进行改造,使 CPS 法下的线电压谐波质量接近 IPD 法,同时具备了 CPS 法本身能在一个输出周期 T 内实现功率均衡的特点,效果显著,但是该方法由于改变了载波,使输出电压的谐波特性发生变化,需要通过严格的数学方法验证,稍显复杂。

综上,本文所提新型 IPD 法具有实现功率平衡周期短、实现方法简单易用的特点。

4 仿真与实验

4.1 仿真分析

为了验证理论分析的可行性与可靠性,通过 MATLAB/Simulink 仿真平台对 7 电平级联 H 桥逆变器进行仿真分析。设计容量 2 MV·A,逆变器输出基波线电压有效值 2300 V,逆变器输出频率 50 Hz,每相负载 200 Ω ,调制波频率 50 Hz,载波频率 10 kHz。调制比设置为 0.99 和 0.6,分别进行仿真。

当调制比为 0.99 时,新型 IPD 法下 H 桥单元输出电压仿真波形如图 6 所示。对比图 6 和图 4(b),证明了开关脉冲时序与 H 桥输出电压时序一致,说明了理论分析的正确性,图 7 为新型 IPD 法输出电压和线电压仿真波形。

如图 8 所示,改变调制比为 0.6,对比传统 IPD 法和新型 IPD 法下级联 H 桥单元输出电压。由于调制比较低,图 8(a)中 $U_{Hp 1}$ 无电压输出,结合式(2),

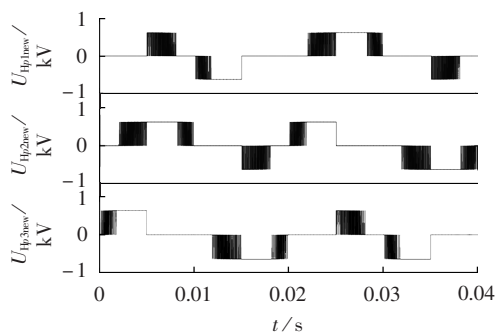


图 6 $m_a=0.99$ 时新型 IPD 法下 H 桥单元输出电压

Fig.6 Output voltage of H-bridge units for IPD-SPWM($m_a=0.99$)

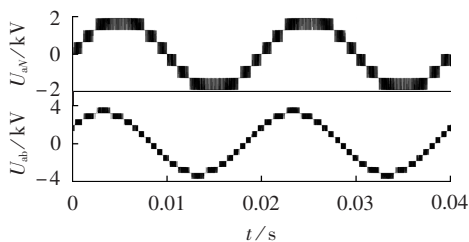
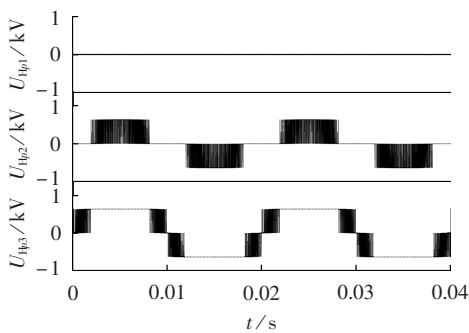
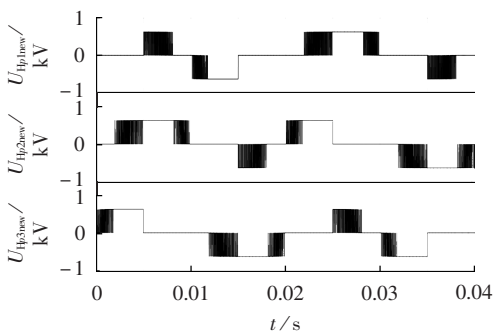


图 7 $m_a=0.99$ 时新型 IPD 法下输出相电压和线电压波形

Fig.7 Output phase and line voltages with IPD-SPWM($m_a=0.99$)



(a) 传统 IPD 法下 H 桥单元输出电压波形



(b) 新型 IPD 法下 H 桥单元输出电压波形

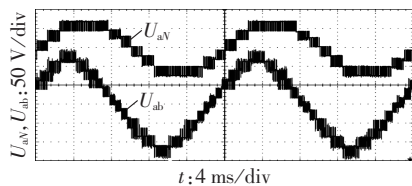
图 8 $m_a=0.6$ 时 2 种方法下 H 桥单元输出电压

Fig.8 Output voltage of H-bridge units for two IPD strategies($m_a=0.6$)

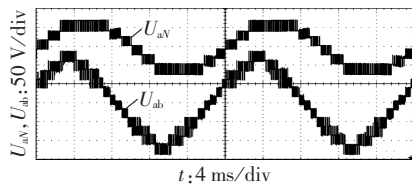
得 $S(1,2)=1, S(1,3)=1$, 功率失衡度极高, 再结合式 (6), $E(S_{p1})=0$, 即该相第 1 个 H 桥的开关不产生损耗; 图 8(b) 中利用新型 IPD 法使 U_{ip1} 有电压输出, 经 0.15 s (即最小轮换周期 T_m), 可使 $S(1,2)=S(1,3)=S(2,3)=0$ 。另一方面 $E_{ip1}=E_{ip2}=E_{ip3}$, 表示同相的 3 个 H 桥单元开关管总损耗相等, 达到功率均衡。

4.2 样机实验

为了验证基于新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配策略的正确性, 本文建立 7 电平级联 H 桥实验样机。H 桥单元的供电电源由新星电气公司的 S-350-24 提供, 为 24 V 。控制芯片采用 TI 公司的 TMS320F2812, 示波器采用 Tectronix DPO3014, 功率分析仪采用 YOKOGAWA WT310, 调制波频率 50 Hz , 载波频率 10 kHz , 负载电阻 $200\ \Omega$ 。图 9 为新型和传统 IPD 法输出相电压和线电压波形, 由于新型 IPD 法本质上不改变合成电压, 所以图 9(a) 中相电压 U_{aV} 、线电压 U_{ab} 波形和 9(b) 中几乎相同。图 10 为图 9 中线电压 U_{ab} 在 10 kHz 附近的谐波分布, 图中 10 kHz 载波频率处的谐波已完全抑制, 边带谐波基本相似, 说明新型 IPD 法继承了传统法线电压的谐波特性。图 11 为 a 相中 3 个级联 H 桥单元输出电压波形, 图 11(a) 为新型 IPD 法下, 输出电压 U_{Ha2new} 在一个最小轮换周期 T_m 经历了同时段内传统法下的 3 种级联单元的输出电压, 按顺序依次为 $U_{Ha2}, U_{Ha3}, U_{Ha1}$, 其余 2 个级联 H 桥单元类似, 仿真结果与表 2 输出电压时序一致。



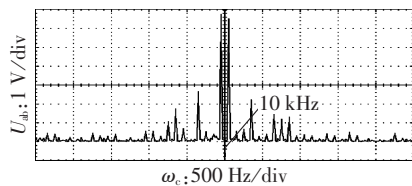
(a) 新型 IPD 法下 H 桥单元输出电压波形



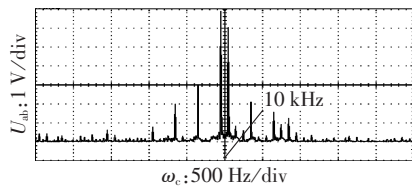
(b) 传统 IPD 法下 H 桥单元输出电压波形

图 9 输出相电压和线电压波形

Fig.9 Output phase and line voltages for two IPD strategies



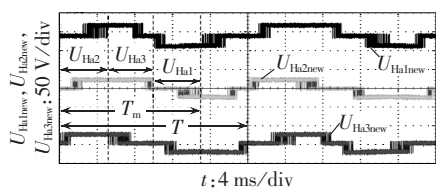
(a) 新型 IPD 法下 U_{ab} 在 10 kHz 附近的谐波分布



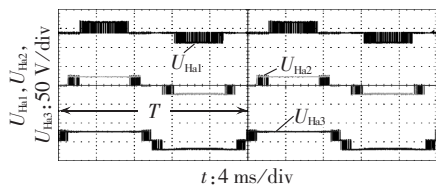
(b) 传统 IPD 法下 U_{ab} 在 10 kHz 附近的谐波分布

图 10 线电压 U_{ab} 的频谱分布图

Fig.10 Spectrogram of line voltage U_{ab} for two IPD strategies



(a) 新型 IPD 法下 H 桥单元输出电压波形



(b) 传统 IPD 法下 H 桥单元输出电压波形

图 11 a 相 H 桥单元输出电压

Fig.11 Output voltage of phase-a H-bridge units for two IPD strategies

由前述分析可知,级联 H 桥单元输出电压时序是由其对应的脉冲轮换时序决定的。一个最小轮换周期 T_m 内,新型 IPD 法脉冲的作用时间和频率平均分配,使同相级联的 3 个 H 桥单元的输出电压时间和输出电压频率分别相等,功率失衡度为 0,3 个 H 桥单元的开关总损耗相等,达到功率均衡。实验波形与理论一致,通过功率分析仪,新型 IPD 法下 a 相级联的 3 个 H 桥输出功率基本都为 3 W,进一步验证了理论分析的正确性。

5 结论

针对传统 IPD 法不能实现功率平衡这一缺陷,提出新型 IPD 型 SPWM 脉冲分配方法,每 1/4 周期将触发脉冲轮换。在不影响线电压波形质量的前提下,该方法经过 3/4 输出周期即可实现功率平衡,控制方法简单,易于实现,还可适用于调制比较低场合。引入功率失衡度的概念,方便比较两两 H 桥单元功率不平衡的程度,分析了开关管功率损耗与 H 桥单元输出功率的关系。最后搭建了 MATLAB/Simulink 仿真平台和实验样机,仿真和实验结果皆达到预期的效果,证明了理论的可行性。该信号轮换的思想同样适用于其他类型的多电平逆变器。

参考文献:

- [1] 张云,孙力,赵克,等. 混合 H 桥级联型多电平逆变器调制策略优化控制[J]. 电力自动化设备,2010,30(5):63-66.
ZHANG Yun,SUN Li,ZHAO Ke,et al. Optimized control of modulation strategy for hybrid H-bridge cascaded multilevel inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(5):63-66.
- [2] 徐榕,于泳,杨荣峰,等. H 桥级联 STATCOM 直流侧电容电压平衡控制方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):15-22.
XU Rong,YU Yong,YANG Rongfeng,et al. DC capacitor voltage balance control of H-bridge cascaded STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):15-22.
- [3] MITTAL N,SINGH B,SINGH S,et al. Multilevel inverters:a li-

terature survey on topologies and control strategies[C]//IEEE Power,Control and Embedded Systems(ICPCES). Allahabad,India: IEEE,2012:1-11.

- [4] 王书征,赵剑锋,姚晓君,等. 级联型光伏并网逆变器在光照不均匀条件下的功率平衡控制[J]. 电工技术学报,2013,28(12):251-261.
WANG Shuzheng,ZHAO Jianfeng,YAO Xiaojun,et al. Power balanced controlling of cascaded inverter for grid-connected photovoltaic systems under unequal irradiance conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(12):251-261.
- [5] 喻锋,王西田. 基于冒泡原理的模块化多电平换流器快速电压均衡控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(9):81-86.
YU Feng,WANG Xitian. Fast voltage balancing control based on bubbling principle for modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(9):81-86.
- [6] 薛畅,申科,纪延超,等. 模块化多电平换流器的电容电压平衡方法[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):27-31.
XUE Chang,SHEN Ke,JI Yanchao,et al. Capacitor voltage balancing of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(7):27-31.
- [7] 孙毅超,赵剑锋,季振东. 并网型级联 H 桥变换器直流电压平衡和功率均衡控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(1):55-60.
SUN Yichao,ZHAO Jianfeng,JI Zhendong. Control strategy of DC voltage balance and power equilibrium for grid-connected cascaded H-bridge converters[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(1):55-60.
- [8] ZHAO T,WANG G,ZENG J,et al. Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Palm Springs,USA:IEEE,2010:761-767.
- [9] 王学华,张欣,阮新波. 级联多电平逆变器最优 SPWM 控制策略及其功率均衡方法[J]. 电工技术学报,2009,24(5):92-99.
WANG Xuehua,ZHANG Xin,RUAN Xinbo. Optimal SPWM control strategy and its power balance scheme for cascaded multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(5):92-99.
- [10] 单庆晓,潘孟春,李圣怡,等. 一种新型的级联型逆变器 PWM 信号随机分配方法研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(2):157-161.
CHAN Qingxiao,PAN Mengchun,LI Shengyi,et al. Random PWM distribution of cascaded inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(2):157-161.
- [11] WANG Hongyan,ZHAO Rongxin,DENG Yan,et al. Novel carrier-based PWM methods for multilevel inverter[C]//IEEE IECON'03. Roanoke,USA:IEEE,2003:2777-2782.
- [12] 王琨,冯琳,李国杰. 一种适用于飞跨电容型多电平逆变器的新型载波同相层叠 PWM 方法[J]. 电力系统保护与控制,2014,42(14):8-13.
WANG Kun,FENG Lin,LI Guojie. A novel carrier-based disposition PWM method with voltage balance for flying-capacitor multilevel inverter[J]. Power System Protection and Control,2014,42(14):8-13.
- [13] 徐军,王琨,翟登辉,等. 一种基于新型载波同相层叠 PWM 方法的飞跨电容型光伏发电并网技术[J]. 电力系统保护与控制,2015,43(12):134-139.
XU Jun,WANG Kun,ZHAI Denghui,et al. A novel carrier-based disposition PWM method with voltage balance for flying capacitor multilevel inverter[J]. Power System Protection and

- Control, 2015, 43(12):134-139.
- [14] 单晓庆,李永东,潘孟春. 级联 H 桥新进展[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2):1-9.
- CHAN Qingxiao, LI Yongdong, PAN Mengchun. A review on cascaded inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2):1-9.
- [15] 江友华,曹以龙,龚幼民. 串联 H 桥多电平变换器平衡特性研究[J]. 电力自动化设备, 2004, 24(8):34-37.
- JIANG Youhua, CAO Yilong, GONG Youmin. The research of balance characteristic about cascaded connected H bridge multilevel converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(8):34-37.
- [16] 杨兴武,高淳,姜建国. 混合多电平逆变器调制技术研究[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(10):47-51.
- YANG Xingwu, GAO Chun, JIANG Jianguo. Modulation technology of hybrid multi-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(10):47-51.
- [17] MCGRATH B P, HOLMES D G. A comparison of multi-carrier

PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters[C]//IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Galway, Ireland:IEEE, 2000:674-679.

- [18] 吴之卓,李胜,邓君丽,等. 改进的同相层叠型 SPWM 控制级联多电平逆变器[J]. 电力电子技术, 2014, 48(10):22-25.
- WU Zhizhuo, LI Sheng, DENG Junli, et al. Research on a improved SPWM strategy control for cascaded multi-level inverter[J]. Power Electronics, 2014, 48(10):22-25.

作者简介:



章勇高

章勇高(1975—),男,江西抚州人,副教授,博士,主要研究方向为分布式发电技术、光伏微逆变技术(E-mail: ygzhang@ecjtu.jx.cn);

熊健(1993—),男,江西南昌人,硕士研究生,主要研究方向为光伏微逆变技术、调制技术(E-mail: xj0791@foxmail.com)。

Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter

ZHANG Yonggao, XIONG Jian

(School of Electrical Engineering and Automation, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A strategy of pulse distribution for IPD(In-Phase Disposition)-SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) of CHB(Cascaded H-Bridge) inverter is presented. The cause of CHB power imbalance is analyzed based on its general structure and the concept of power imbalance degree is introduced to deduce the pulse distribution principle of IPD-SPWM, which cyclically changes the trigger signals of every CHB unit to realize the power balance of every 3/4 output cycle for ensuring the waveform quality of line voltage and lower THD (Total Harmonic Distortion) than CPS(Carrier Phase Shift) strategy. With seven-level three-unit CHB inverter as an example, the feasibility of the proposed pulse distribution strategy for IPD-SPWM and the correctness of theoretical analysis are verified by the simulative and experimental results.

Key words: electric inverters; in-phase disposition SPWM; cascaded H-bridge; cycle interchanging; THD

(上接第 147 页 continued from page 147)

Self-powered fault damper for realizing fast recovery of VSC-HVDC system

XIE Yeyuan¹, CAO Dongming¹, LI Jihong², ZHU Minglian¹, JIANG Tianguai¹, LIAN Jianyang¹

(1. Nanjing NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China;

2. State Grid Zhejiang Electric Power Company, Hangzhou 310007, China)

Abstract: The fault path and current waveform of half-bridge MMC (Modular Multi-level Converter) are analyzed for two typical faults: DC bipolar short circuit and single-arm short circuit, a corresponding bridge-arm damping scheme is proposed and the design rule of its damping resistor is deduced. A topology of self-powered modular fault damper is proposed, its operating modes are presented and its influence on MMC is analyzed. The fault damper is inserted in the bridge arm of MMC to power itself at high potential, which limits and damps the fault current during the DC bipolar short circuit to speed up the trip of faulty terminal for the fast recovery of VSC-HVDC system; while it decays the DC component of valve-side AC during the single-arm short circuit to speed up the trip of valve-side AC switch. A plug-and-play scheme of modular fault damper is proposed according to the structure of MMC applied in project. Zhoushan five-terminal VSC-HVDC simulation system is used to verify the effectiveness of the proposed topology of self-powered modular fault damper.

Key words: modular multilevel converter; fast recovery; DC bipolar short circuit; single-arm short circuit; self-powered; fault damper