

混合级联式中频逆变器控制策略

何凯益 陈轶涵 龚春英 邓翔

(江苏省新能源发电与电能变换重点实验室,南京航空航天大学,南京,210016)

摘要:针对高功率密度航空中频逆变器研制要求,采用混合级联式多电平逆变器的方案在减小输出滤波器的重量和体积上有显著优势,同时还能保证较好的输出特性和减小电磁干扰。本文对 2H 混合级联结构传统混合调制工作原理及存在的功率倒灌问题进行了详细分析研究,获得倒灌功率大小与主要参数的关系,为消除功率倒灌问题采用了单极性载波层叠调制方法,并对单极性载波层叠调制混合级联逆变器调制原理和输出特性进行了分析,并通过仿真进行了验证。

关键词:混合级联逆变器;混合调制;功率倒灌;单极性载波层叠调制

中图分类号:TM46 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2615(2014)01-0078-08

Control Strategy of Hybrid Cascade Inverter with Medium Frequency

He Kaiyi, Chen Yihan, Gong Chunying, Deng Xiang

(Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: To satisfy the requirements of high power density for aeronautical static inverters, the hybrid cascaded multilevel inverter scheme is proposed because of its advantage in reducing the weight and the volume of the output filter. Meanwhile, it can also ensure the good output characteristic and reduce the electromagnetic interference. With the structure of 2H-bridges, the traditional hybrid modulation and the power intrusion problem are analyzed, and the relationship between the reverse power size and main parameters is obtained. According to the power intrusion problem, the modulation method of single multilevel level-shifted carrier-based modulation is adopted, and the modulation process and the output characteristics are analyzed. Finally, the control strategy is verified by simulation.

Key words: hybrid cascade inverter; hybrid modulation; power intrusion; single multilevel level-shifted carrier-based modulation

在航空领域,随着计算机网络技术、电力电子技术与电机理论的发展和结合,逐渐出现了多电/全电飞机。多电/全电飞机上电能变换装置(二次电源)功率大幅度增加,对功率变换装置的效率、体积重量及可靠性提出了更高的要求。

目前航空中频逆变器基本采用传统的全桥逆变拓扑,理论上可以通过提高开关频率来减小输出滤波器的体积和重量,但是实际上开关频率的提高会引起开关损耗的增加,这限制了逆变器开关频率从而限制了逆变器输出滤波器的进一步减小,输出

滤波器的体积重量仍然占整个逆变器的 30% 以上。在民用领域,为了实现高效高可靠的高压大容量功率变换,多电平逆变器的概念被提出^[1],多电平逆变器输出电压有多个电平,不但可以减小输出电压谐波含量从而减小滤波器体积,而且由于开关管的导通电阻和耐压的平方成正比,因此多电平逆变器还可以减小开关导通损耗,提高了变换效率,电磁干扰小。多电平逆变器主要结构有 3 类,即二极管箝位型^[1-2]、电容箝位型^[1,3]和级联型^[1,4]。二极管箝位型和电容箝位型逆变器在电平数较多的

情况下,需要箝位二极管/电容的数量大,系统控制也比较复杂,一般适用于高电压输入场合;级联型逆变器在相同电平数下所需的器件最少,而且容易模块化,特别适合能提供多路隔离输入电源的场合。机载航空中频逆变器一般要求输入输出电气隔离,由直直高频隔离变换和直交逆变两部分构成。因此,直直部分可以方便地形成多路隔离输出供后级逆变器使用,故级联型逆变拓扑适合应用在机载航空中频逆变器中。针对级联型逆变器,国内外对其拓扑结构和控制策略进行了一些研究。文献[5,6]中采用载波移相控制策略,对对称结构两路 H 桥级联逆变器进行了研究,可以产生五电平输出电压波形,有效提高了等效开关频率,从而减小了滤波器,但是所有开关管都工作在高频状态,总的开关损耗没有减小。文献[7~12]提出了 H 桥混合级联逆变拓扑,并对其控制策略进行了研究,两路 H 桥混合级联逆变器由两路不同输入电压的 H 桥逆变拓扑级联而成,使得输出电压可以调制成七电平。混合调制策略每路工作频率也不同,高压路功率管低频开关工作,低压路开关管高频开关工作,因此使得输出电压谐波大为减小的同时,还可以减小开关损耗。文献[7]研究分析发现混合调制策略存在功率倒灌的问题,这在一定程度上会影响系统变换效率。本文对 H 桥混合级联逆变器的混合调制工作原理及功率倒灌问题进行了详细分析,分析了功率倒灌产生机理及主要参数关系,提出采用单极性载波层叠调制策略,在不改变输出特性的情况下,可有效解决功率倒灌的问题。

1 混合级联逆变器结构及工作模式

本文所研究的 H 桥混合级联式逆变器由两个单相全桥逆变器串联构成,两个单元的输入直流源之间电气隔离,主电路拓扑结构如图 1 所示。单元 1 为高压单元,单元 2 为低压单元,两个单元的输入

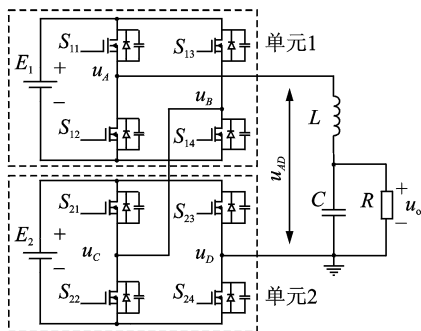


图 1 两个 H 桥串联的混合级联式逆变器结构

Fig. 1 Topology of hybrid cascade inverter with two H-bridges

直流源呈两倍关系, $E_1 = 2E_2 = 2E$ 。输出电压可以产生 7 个电平, $+3E, +2E, +E, 0, -E, -2E, -3E$, 如表 1 所示。

表 1 混合级联输出电压 7 个电平合成方式

Tab. 1 Output voltages for 7-level hybrid cascade inverter

合成电压	高压单元	低压单元
$+3E$	$+2E$	$+E$
$+2E$	$+2E$	0
$+E$	$+2E$	$-E$
0	0	$+E$
$-E$	0	0
$-2E$	$-2E$	$+E$
$-3E$	$-2E$	$-E$

2 混合调制原理及功率倒灌

常见的调制方法中,混合调制简单方便,易于实现,如图 2 所示。在混合调制方法中:基准参考信号 u_{ref} 与 $u_r, -u_r$ 交割,产生高压单元的方波调制信号 u_2 , 如图 2(a) 所示,高压单元主电路桥臂输出幅值为 $2E$ 的方波电压,如图 2(c) 所示;而低压单元的调制信号 u_{c1} 是由参考调制波信号 u_{ref} 减去高压单元调制信号 u_2 形成,再通过与三角高频载波信号 u_{r1} 和 u_{r2} 比较交割得到低压单元控制信号及输出电压波形如图 2(d) 所示, $u_{c1} > u_{r1}$ 时输出 $+E$, $u_{c1} < u_{r2}$ 时输出 $-E$ 。低压单元输出电压和高压单元输出电压串联可以得到高频调制的七电平

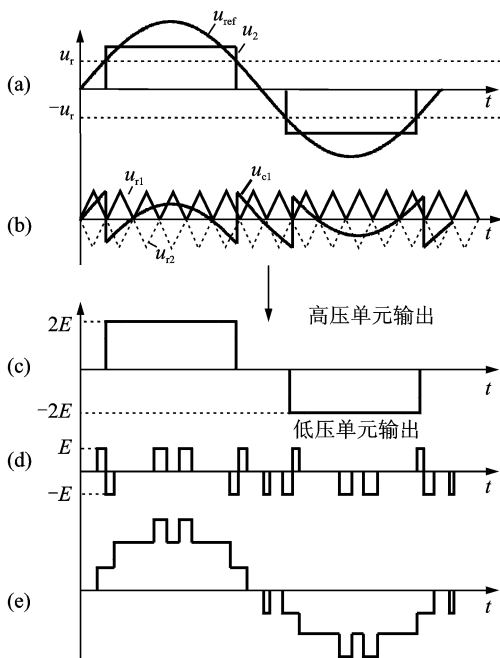


图 2 混合调制方法原理图

Fig. 2 Principle of hybrid modulation

输出电压波形,见图2(e)。从上面分析可得高压单元的开关管工作在低频状态,低压单元工作在高频状态,由于低压单元器件工作电压应力低,开关损耗小。与对称型两路载波相移级联逆变器相比,在相同的等效开关频率下,混合级联开关损耗小,因此可以提高低压单元开关频率来进一步减小滤波器。

从混合调制原理可以看到,在合成输出电压电平 $+E$ (或 $-E$)时,高压单元和低压单元串联,但是极性相反,从而在高压和低压输入电源之间存在能量交换即能量或功率倒灌的问题,该能量交换纯属无功,在一定程度上影响系统效率,还会增加两个电源电压的脉动。

通过分析发现:能量倒灌区间与 θ_0 、 θ_1 和 θ_2 有关,其中 θ_0 是电感电流滞后系统桥臂电压的角度, θ_1 是高压路输出方波的导通角, θ_2 是高压路调制波幅值 u_2 和基准调制波 u_{ref} 幅值相等时的角度。在正半个周期内, $[\theta_1, \theta_2]$ 和 $[\pi - \theta_2, \pi - \theta_1]$ 区间内低压路输出电压和高压路输出电压极性相反,当电感电流极性和高压单元输出电压极性相同时,则高压单元向低压单元灌入能量;当电感电流极性和低压单元极性相同时,则能量从低压单元反灌入高压单元。根据 θ_0 、 θ_1 、 θ_2 大小关系,能量倒灌区间可分3种情况(图3)。

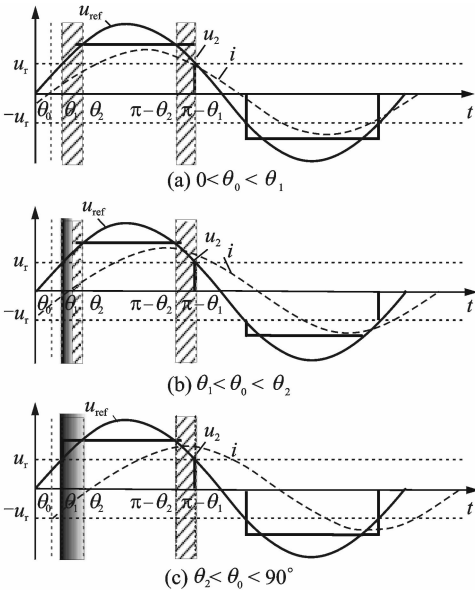


图3 混合调制功率倒灌分析图

Fig. 3 Analysis for power intrusion in hybrid modulation

(1) $0 < \theta_0 < \theta_1$ 情况

如图3(a)所示,在 $0 < \theta_0 < \theta_1$ 时,正半个周期内在 $[\theta_1, \theta_2]$ 、 $[\pi - \theta_2, \pi - \theta_1]$ 区间存在能量倒灌:

此时低压单元输出电压为 $-E$,高压单元输出电压为 $2E$,两个极性相反,电感电流方向和低压单元电压方向相反,能量倒灌进低压单元。通过累加半个基波周期内倒灌的能量除以半周期时间可以得到平均倒灌功率。

第 n 个开关周期低压单元传递能量可表示为

$$W_n = EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T \quad (1)$$

式中: E 为低压单位电压; I 为滤波电感电流基波幅值; $D(n)$ 是第 n 个开关周期的占空比; T 为开关周期。

则半个基波周期内高压单元向低压单元倒灌能量为

$$W_1 = \sum_{\theta_1}^{\theta_2} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T + \sum_{\pi - \theta_2}^{\pi - \theta_1} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T \quad (2)$$

(2) $\theta_1 < \theta_0 < \theta_2$ 情况

如图3(b)所示,在 $\theta_1 < \theta_0 < \theta_2$ 时,在 $[\theta_0, \theta_2]$ 、 $[\pi - \theta_2, \pi - \theta_1]$ 区间中存在两个单元极性相反,电感电流方向和低压单元电压方向相反,高压单元向低压单元灌入能量;而在 $[\theta_1, \theta_0]$ 区间里,电流方向和高压单元电压方向相反,低压单元向高压单元灌入能量。则半个周期内高压单元向低压单元灌入能量为

$$W_1 = \sum_{\theta_0}^{\theta_2} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T + \sum_{\pi - \theta_2}^{\pi - \theta_1} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T \quad (3)$$

低压单元向高压单元倒灌能量可表示为

$$W_2 = \sum_{\theta_1}^{\theta_0} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T \quad (4)$$

(3) $\theta_2 < \theta_0 < 90^\circ$ 情况

如图3(c)所示, $\theta_2 < \theta_0 < 90^\circ$ 时,在 $[\pi - \theta_2, \pi - \theta_1]$ 区间中存在两个单元极性相反,电感电流方向和低压单元电压方向相反,高压单元向低压单元灌入能量;而在 $[\theta_1, \theta_2]$ 区间里,电流方向和高压单元电压方向相反,低压单元向高压单元灌入能量。则半个周期内高压单元向低压单元灌入能量为

$$W_1 = \sum_{\pi - \theta_2}^{\pi - \theta_1} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T \quad (5)$$

低压单元向高压单元倒灌能量可表示为

$$W_2 = \sum_{\theta_1}^{\theta_2} EI \sin(\omega t_n + \theta_0) D(n) T \quad (6)$$

根据式(2~6),在 $E = 60 \text{ V}$, $I = 13 \text{ A}$, $\theta_1 =$

21.7°, θ₂ = 47.8° 的情况下对不同 θ₀ 时的倒灌功率计算得到图 4 所示的关系。可见, 低压单元灌入高压单元的功率 P₂ 随着 θ₀ 增大而增大, 最大达 54 W; 高压单元灌入低压单元的功率 P₁ 随着 θ₀ 变化如图 4 所示, 在区间 0 < θ₀ < 90°, θ₀ = θ₁ 时最小, 最小值也有 56 W; 总的倒灌功率 P 最高达到 108 W; 两个倒灌功率 P₁, P₂ 都和电感电流基波幅值成正比, 和高压路输出电压导通角 θ₁ 的关系是: 在相同 θ₀ 和电感电流下, 导通角 θ₁ 越小, 倒灌的能量越多, 反之变小。由于区间 [θ₁, θ₂] 和 [π - θ₂, π - θ₁] 是关于 90° 对称的, θ₀ 反方向变化和正方向变化是一样的, 倒灌功率波形是关于 0 对称的。

对以上分析结果进行了仿真验证: 仿真参数为滤波电感 100 μH, 滤波电容 6.8 μF, 低压路 and 高压路电压分别为 60 和 120 V, 输出电压幅值为 162 V, 高压路调制波幅值 u₂ = 4 V、基准参考波 u_{ref} 幅值为 5.4 V, 三角高频载波 u_{r1}, u_{r2} 幅值为 2 V, 电感电流基波幅值约为 13 A, 负载电阻为 13 Ω。用图 5 所示的控制逻辑分别在相位差 θ₀ = 14.4° 和 43.2° 两种情况下进行了开环仿真验证, 得到在相位差 θ₀ = 14.4° 时高压单元灌入低压单元的功率值约为 53 W, 低压单元灌入高压单元的功率为 0 W, 在相位差 θ₀ = 43.2° 时高压单元灌入低压单元的功率值约为 50 W, 低压单元灌入高压单元的功率约为 11.4 W, 和计算结果接近。图 6 为仿真得到的波形图, Δt₁ 和 Δt₂ 为能量倒灌的区域。

对两个单元的功率分配进行分析, 由于两个单元是串联的, 所以流过的电流是一样的, 功率的比值就是两个单元输出电压基波比值。

高压单元输出电压为方波, 幅值为 120 V, 导通角 θ₁ = 21.7° 时可以得到高压单元输出电压的基波幅值为

$$u_{1o1} = \frac{4 \times 120}{\pi} \cos \theta_1 \quad (7)$$

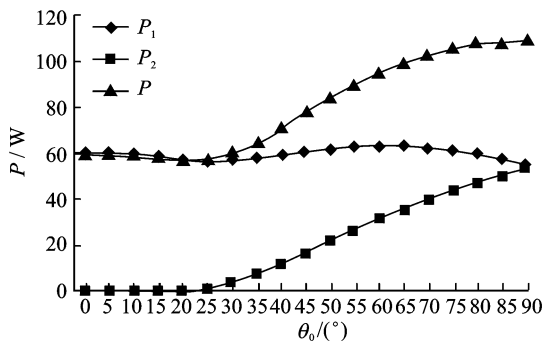


图 4 倒灌功率大小与 θ₀ 的关系

Fig. 4 Relationship between power intrusion and θ₀

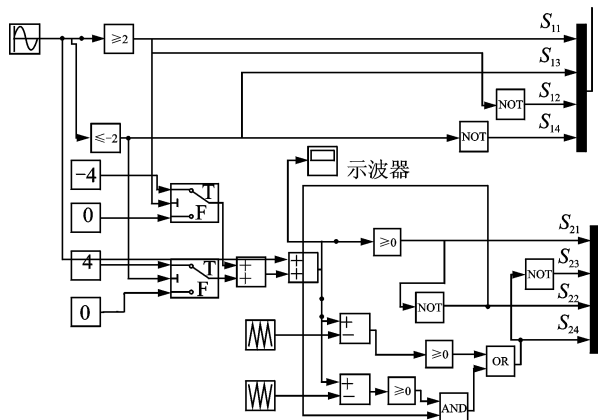


图 5 传统混合调制开环仿真控制模型

Fig. 5 Open-loop simulation control model for traditional hybrid modulation

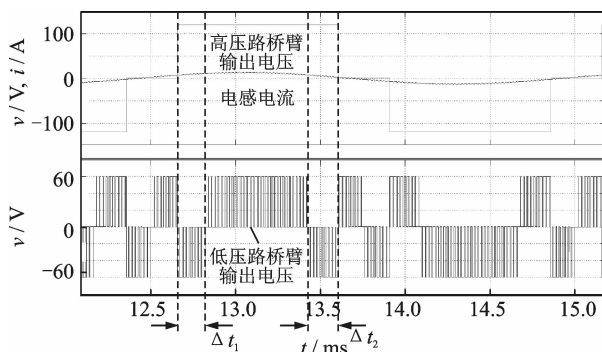


图 6 传统混合调制开环仿真波形

Fig. 6 Open-loop simulation waves for traditional hybrid modulation

则低压单元的基波幅值为期望输出电压幅值 162 V 减去高压单元的基波幅值

$$u_{2o1} = 162 - \frac{4 \times 120}{\pi} \cos \theta_1 \quad (8)$$

可以得到, 高压单元和低压单元的功率比值约为 7 : 1, 所以倒灌功率相对低压单元输出功率的比重大于 50%, 对低压单元输入电压以及效率的影响较大。所以, 需要避免功率倒灌问题。

3 单极性载波层叠调制方法

针对传统混合调制方法存在的功率倒灌问题, 本文采用单极性载波层叠调制方法来解决。

从表 1 可以看到, 输出电压 +E (或 -E) 的合成方式有两种, 其中另外一种: 高压单元输出 0, 低压单元输出 +E (或 -E), 不会产生两个单元串联, 极性相反的情况, 所以这种调制方法没有功率倒灌的问题, 而且对于波形质量没有影响。单极性载波层叠调制方法可以实现无功率倒灌调制, 调制原理如图 7 所示。

基准参考信号 u_{ref} 和其反向信号 -u_{ref} 与 3 个

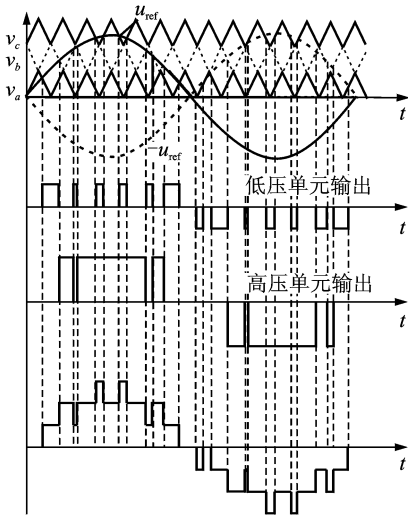


图7 载波层叠调制原理图

Fig. 7 Principle of multilevel level-shifted carrier-based modulation

正向的三角载波 v_a, v_b, v_c 相比较得到七电平输出, 当 $u_{ref} > v_a$ 时, 输出电平 $+E$; 当 $u_{ref} > v_b$ 时, 输出电平 $+2E$; 当 $u_{ref} > v_c$ 时, 输出电平 $+3E$; 当 $-u_{ref} > v_a$ 时, 输出电平 $-E$; 当 $-u_{ref} > v_b$ 时, 输出电平 $-2E$; 当 $-u_{ref} > v_c$ 时, 输出电平 $-3E$ 。从上面原理可以得到表 2 所需要的开关状态。

表 2 单极性载波层叠调制七电平输出电压和开关状态

Tab. 2 Output voltages and switching states for multilevel level-shifted carrier-based modulation

调制状态	选通的开关	断开的开关	高压单元	低压单元	输出电压组合	
正半周开关状态	$0 < u_{ref} < v_a$	$S_{11} S_{13}$ $S_{21} S_{23}$	$S_{12} S_{14}$ $S_{22} S_{24}$	0	0	0
	$v_a < u_{ref} < v_b$	$S_{11} S_{13}$ $S_{21} S_{24}$	$S_{12} S_{14}$ $S_{22} S_{23}$	0	E	E
	$v_b < u_{ref} < v_c$	$S_{11} S_{14}$ $S_{21} S_{23}$	$S_{12} S_{13}$ $S_{22} S_{24}$	$2E$	0	$2E$
	$v_c < u_{ref}$	$S_{11} S_{14}$ $S_{21} S_{24}$	$S_{12} S_{13}$ $S_{22} S_{23}$	$2E$	E	$3E$
负半周开关状态	$0 < -u_{ref} < v_a$	$S_{12} S_{14}$ $S_{22} S_{24}$	$S_{11} S_{13}$ $S_{21} S_{23}$	0	0	0
	$v_a < -u_{ref} < v_b$	$S_{12} S_{14}$ $S_{22} S_{23}$	$S_{11} S_{13}$ $S_{21} S_{24}$	0	$-E$	$-E$
	$v_b < -u_{ref} < v_c$	$S_{12} S_{13}$ $S_{22} S_{24}$	$S_{11} S_{14}$ $S_{21} S_{23}$	$-2E$	0	$-2E$
	$v_c < -u_{ref}$	$S_{12} S_{13}$ $S_{22} S_{23}$	$S_{14} S_{14}$ $S_{21} S_{24}$	$-2E$	$-E$	$-3E$

根据下面的开关状态量可以得到每个开关管的开关脉冲信号。由于每个桥臂上的两个开关管是互补导通的, 所以只要知道上管的开关量。 S_{11} 的开关逻辑为 $u_{ref} > 0$; S_{13} 的开关逻辑为 $0 < u_{ref} <$

v_b 或者 $v_b < -u_{ref}$; S_{21} 的开关逻辑为 $u_{ref} > 0$; S_{23} 的开关逻辑为 $0 < u_{ref} < v_a$ 或 $v_b < u_{ref} < v_c$ 或 $v_a < -u_{ref} < v_b$ 或 $v_c < -u_{ref}$ 。

下面对输出电压谐波分布进行分析。由于图 7 的输出电压波形可以认为是 3 个相同单相半桥的通过载波移相级联产生, 如图 8 所示, v_{c1}, v_{c2}, v_{c3} 是 3 个有相移的载波, 频率为原来的 $1/3$, 分别作为 3 个半桥的载波, 3 个半桥串联合成输出电压。

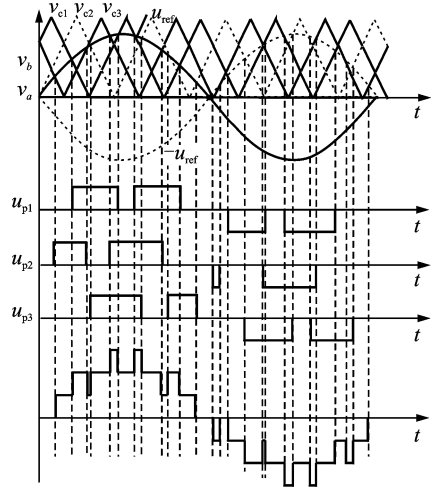


图8 桥臂输出电压等效图

Fig. 8 Equivalent output voltage

由文献[13]可以得到单相半桥 SPWM 逆变器的桥臂输出电压为

$$u_{p1} = EM \sin(\omega_0 t) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos m(\pi - \theta_{c1}) \right\} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m(\pi - \theta_{c1}) \right\} \cos[(mF+n)\omega_0 t] \quad (9)$$

式中: E 为直流侧输入电压; M 为调制比; F 为载波与调制波频率比; θ_{c1} 为三角载波的相移; ω_0 为调制波频率; $J_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k+n}}{2^{2k+n} k! (k+n)!}$ 是 n 阶贝塞尔函数。

3 个半桥调制波是同一个, 假设第一个半桥的载波相移为零, $\theta_{c1} = 0$; 则其他两个半桥的载波相移分别为 $2\pi/3, 4\pi/3$ 。可以得到其他两个半桥的输出电压

$$u_{p2} = EM \sin(\omega_0 t) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos m(\pi - 2\pi/3) \right\} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin[(mF+n)\omega_0 t] \right\}$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m(\pi - 2\pi/3) \right\} \left\{ \cos[(mF+n)\omega_0 t] \right\} \quad (10)$$

$$u_{p3} = EM \sin(\omega_0 t) +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos m(\pi - 4\pi/3) \right\} \left\{ \sin[(mF+n)\omega_0 t] \right\} -$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \left\{ \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m(\pi - 4\pi/3) \right\} \left\{ \cos[(mF+n)\omega_0 t] \right\} \quad (11)$$

则合成后的输出电压为

$$u_o = u_{p1} + u_{p2} + u_{p3} = 3EM \sin(\omega_0 t) \pm$$

$$\frac{6E}{\pi m} \sum_{m=3,6}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} J_n(mM\pi) \sin[(mF+n)\omega_0 t] \quad (12)$$

从式(12)可以看到,输出电压的谐波主要成分是开关频率的奇数次旁带谐波。由于混合级联逆变器的开关耐压不同,而输出电压的等效开关频率主要由低压单元的开关频率决定,而低压单元电压应力低,可以适当提高开关频率来减小滤波器。表 3 为主要谐波的理论计算值和仿真值。可见,传统混合

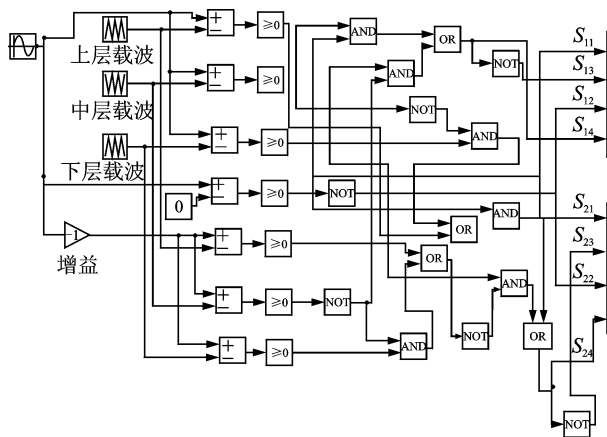


图 9 单极性多层载波层叠调制仿真逻辑图

Fig. 9 Simulation model for multilevel level-shifted carrier-based modulation

表 3 在调制比 $M=0.9$ 时,开关频率附近的旁带谐波分布

Tab. 3 Harmonic distribution at switching frequency for $M=0.9$					
n	1	3	5	7	9
计算值	6.16	6.11	1.48	7.45	3.42
新调制方法	6.44	6.25	1.67	7.94	3.98
传统混合调制	6.45	6.25	1.67	7.94	3.97

调制方法和新的调制方法的谐波含量相同,且仿真值和计算值一致,验证了以上谐波分析的正确性。

图 10 为多层载波层叠调制方法仿真波形。可见,新的控制方法不存在功率倒灌的问题。可以看出,原功率倒灌区域通过高压单元高频调制避免了功率倒灌。

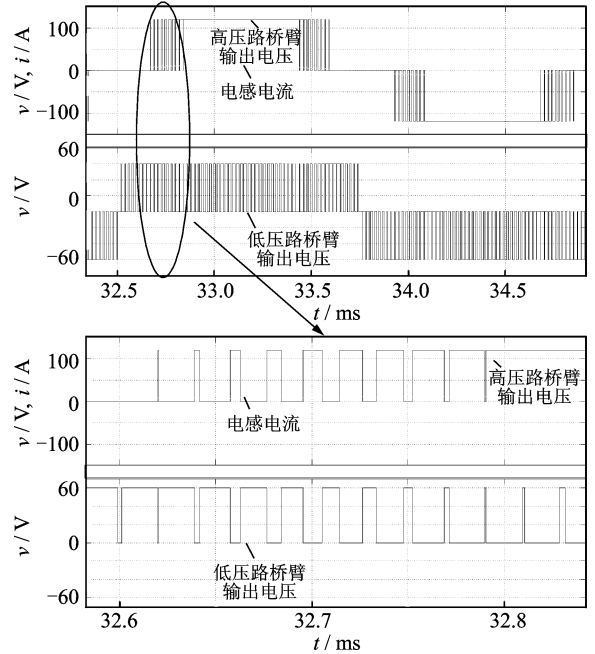


图 10 单极性多层载波层叠调制仿真图

Fig. 10 Simulation waveform for multilevel level-shifted carrier-based modulation

4 系统仿真分析和验证

利用 MATLAB 的 Simulink 对单极性多层载波层叠混合级联逆变器的电压电流双闭环系统进行了仿真验证。仿真参数如下:输入母线电压分别为 60 和 120 V;输出电压为 115 V/400 Hz;滤波电感为 100 μ H,滤波电容 6.8 μ F;电压反馈系数为 0.023;电流反馈系数为 0.05。载波频率为 50 kHz;负载电阻为 13 Ω ,电流环用比例控制器,电压环用准比例谐振控制器。仿真波形如图 11 可见所示,输出桥臂电压为七电平, dv/dt 较小,这有助于减小电磁干扰。图 12,13 为滤波前后输出电压谐波分布,和上面分析的一致,用较小的滤波器滤波后输出电压的 THD 很小。

图 14,15 为系统突加(或突卸)负载时的仿真波形,从中可以看到输出电压具有很好的动态性能。图 16 为负载短路时的波形,可以得到系统有很好的限流能力。

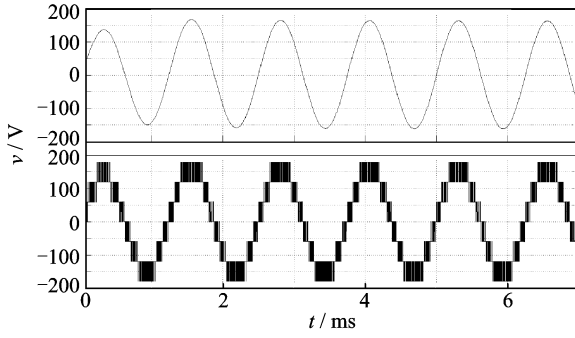


图 11 满载下输出电压(上)和桥臂电压(下)

Fig. 11 Output voltage waveform (up) and bridge voltage (down)

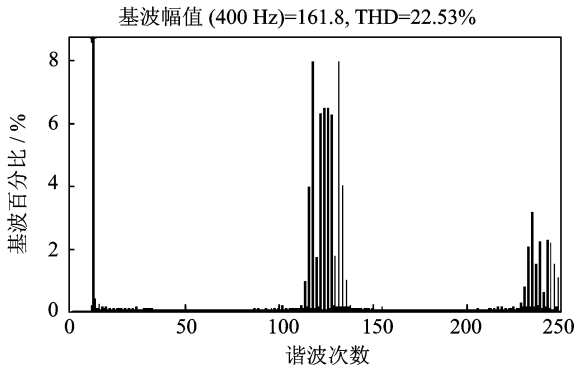


图 12 满载下桥臂输出电压的谐波分布

Fig. 12 Harmonic distribution of bridge output voltage

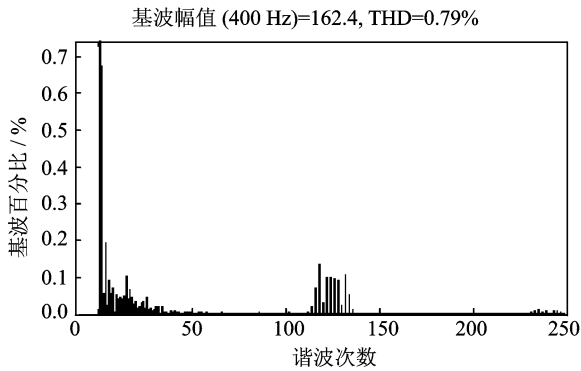


图 13 满载下滤波后输出电压的谐波分布

Fig. 13 Harmonic distribution of output voltage after filtering

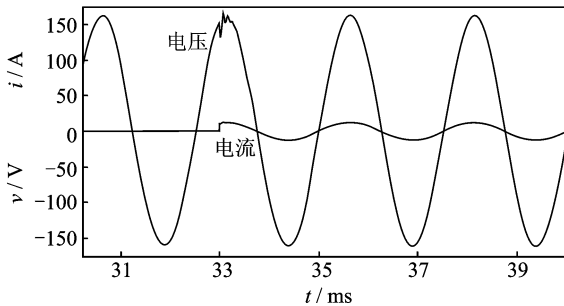


图 14 突加负载的输出电压电流波形

Fig. 14 Output voltage and current waveforms with load from 0 to 13 A

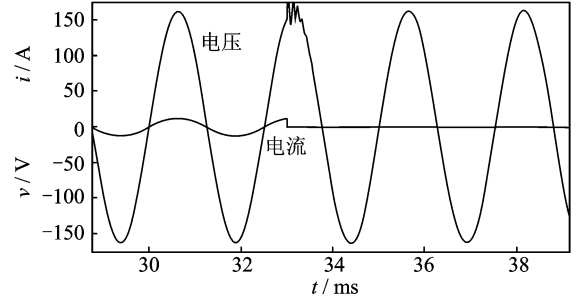


图 15 突减负载的输出电压电流波形

Fig. 15 Output voltage and current waveforms with load from 13 to 0 A

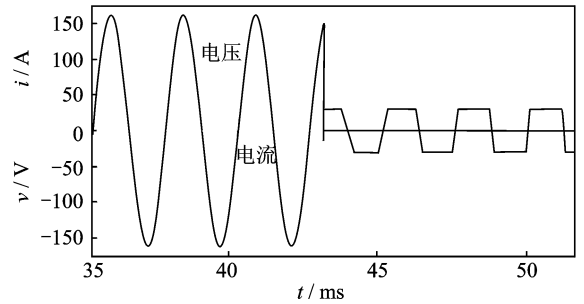


图 16 负载短路时输出电压和电感电流波形

Fig. 16 Output voltage and current waveforms with short-circuit load

5 结束语

本文研究了 2H 桥混合级联逆变结构和调制方法,分析了传统混合调制方法中存在功率倒灌的机理及倒灌能量大小变化规律,发现倒灌功率占低压单元总功率 50% 以上。针对该问题,提出采用多层载波层叠的调制方法,对该调制方法的工作原理及其产生的输出电压谐波进行了详细的分析。通过仿真验证,表明该方法可以完全避免功率倒灌问题,同时保持与传统混合调制方法同样大小的谐波等性能。最后,对整个系统进行了闭环仿真,输出电压不仅有较好的稳态输出特性,还有良好的动态性能。

参考文献:

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1981, IA-17(5):518-523.
- [2] Lai J S, Peng F Z. Multilevel converters—A new breed of power converters[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1996, 32(3):509-517.
- [3] Lai Y S, Shyu F S. Topology for hybrid multilevel inverter[J]. Electric Power Applications, IEE Proceedings, 2002, 149(6):449-458.

- [4] Hammond P. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1997, 33(1): 202-208.
- [5] 朱军卫. 级联型相移载波 SPWM 逆变器的研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2004.
Zhu Junwei. Research on cascade phase-shifting carrier SPWM inverter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2004.
- [6] Peng F Z, JilrSheng L, John W M, et al. A multi-level voltage source inverter with separate DC source for static var generation [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1996, 32(5): 1130-1137.
- [7] Rech C, Pinheiro J R. Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input and output harmonic performances[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22(3): 967-977.
- [8] Zhong Du, Tolbert L M. Hybrid cascaded H-bridges multilevel motor drive control for electric vehicles[C] // Power Electronics Specialists Conference. Jeju Korea; IEEE, 2006: 1-6.
- [9] Manjrekar M D, Steimer P K, Lipo T A. Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3): 834-841.
- [10] 李和明,王毅,石新春,等. 混合级联型多电平变频器拓扑结构研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2): 127-132.
Li Heming, Wang Yi, Shi Xinchun, et al. Research on the topology of hybrid cascaded multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 127-132.
- [11] 许赞,邹云屏,丁凯. 一种改进型级联多电平拓扑及其频谱分析[J]. 电工技术学报,2011,26(4): 77-85.
Xu Yun, Zou Yunping, Ding Kai. Topology and spectral analysis of an improved hybrid cascade multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(4): 77-85.
- [12] Govindaraju C, Baskaran K. Efficient sequential switching hybrid-modulation techniques for cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(6): 1639-1648.
- [13] 刘凤君. 混合级联式多电平逆变器的原理与控制[J]. 电源技术应用, 2007, 10(8): 1-8.
Liu Fengjun. Principle and control of hybrid cascaded multilevel inverters[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2007, 10(8): 1-8.