

Z 源 NPC 三电平变换器恒功率并网控制策略研究*

程启明¹, 沈磊¹, 程尹曼^{2,3}, 魏霖¹, 王玉娇¹

(1. 上海电力大学 自动化工程学院, 上海 200090;

2. 上海电力公司 市北供电分公司, 上海 200041;

3. 同济大学 电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘要: Z 源中点钳位式(NPC)三电平变换器把逆变和升压两种环节结合在一起, 结构简单、工作效率高, 但是针对这种结构输出的无功功率研究较少。提出了一种 Z 源 NPC 三电平变换器的恒功率并网控制策略。首先对这种变换器的结构及原理进行分析; 再把恒功率控制引入到这种变换器的并网控制中, 并采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)实现了变换器的并网控制。MATLAB/Simulink 软件仿真结果证明了这种变换器能够提高电压升压比。该控制策略可使变换器输出的有功功率、无功功率稳定于设定值, 且并网电流谐波较低。

关键词: Z 源变换器; 中点钳位式; 三电平逆变器; 恒功率控制; 空间矢量脉宽调制

中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)02-0025-07

Study on Constant Power Grid-Connected Control Method for Z-Source NPC Three-Level Inverter Based on SVPWM*

CHENG Qiming¹, SHEN Lei¹, CHENG Yinman^{2,3}, WEI Lin¹, WANG Yujiao¹

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. North Power Supply Branch, Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China;

3. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: Single stage Z-source three-level neutral point clamped (NPC) inverter combines voltage-boost and inversion functions, and it has the advantages of simple structure and high efficiency. A constant power grid-connected control method for Z-source NPC three-level inverter based on space vector pulse width modulation (SVPWM) was proposed. First, the structure and working principle of Z-source three-level NPC inverter was analyzed. Then, the constant power control strategy was introduced to Z-source three-level NPC inverter grid-connected system. Finally, simulation model of the system was built in MATLAB/Simulink software. The simulation results showed that Z-source NPC three-level inverter could boost the step-up ratio, this control method could made the output active and reactive power of the grid inverter track the set value effectively, and grid current harmonic content components were low.

Key words: Z-source inverter; neutral point clamped; three-level inverter; constant power control; space vector pulse width modulation (SVPWM)

0 引言

随着微电网和新能源的发展, 变换器的拓扑及其并网控制成为研究热点。Z 源逆变器(变换

器)由普通逆变器结构再加上一个 Z 源型阻抗网络组成, 使得变换器的直通状态成为一种正常的工作状态, 实现了电压的升降变换功能, 从而提高了变换效率^[1-4]。常规的 Z 源两电平变换器受到

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61304134); 上海市电站自动化技术重点实验室项目(13DZ2273800)

作者简介: 程启明(1965—), 男, 教授, 博士, 硕士生导师, 研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等。

沈磊(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等。

程尹曼(1990—), 女, 工程师, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等。

功率和耐压的限制,升压能力有限,不能用于大功率、高压的场合^[5]。

三电平(或多电平)变换器增加了变换电路电平数,从而能够减少输出电压谐波,开关管断开时的电压仅为直流侧电压的一半,开关管能够工作于低频状态,从而降低了开关损耗,已在大功率、高压场合得到广泛应用^[6-8]。中点钳位式(NPC)三电平变换器结构简单、易于控制,但直流分压电容均压相对困难。

Z源三电平变换器将三电平变换器和Z源网络相结合,发挥两者的各自优势^[9]。文献[10]分析了Z源NPC三电平变换器拓扑结构,其优势在于输出谐波含量、耐压等级、开关频率等方面。文献[11]提出了基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)的调制策略,能在有效矢量变化时插入直通状态,但该策略并不会提高开关频率。文献[12]提出了三电平NPC变换器的中点电位平衡控制方法,能抑制中点电位的振荡和偏移。但目前文献对Z源三电平NPC变换器的并网控制研究较少。

并网控制策略是新能源发电装置通过变换器并入电网的重要技术^[13-16]。目前学者一般采用先进的控制策略来提高输出的功率因数,但很少研究无功功率输出能力。恒功率控制(PQ控制)能使变换器输出的有功、无功功率跟踪其给定值,且输出的无功功率可稳定电网电压,从而提高电网质量^[17-20]。本文首先分析Z源NPC三电平变换器的结构和原理,再对Z源NPC三电平变换器采用恒功率并网控制,并采用SVPWM调制策略,最后通过MATLAB/Simulink软件平台对该控制策略进行试验验证。

1 Z源NPC三电平变换器

1.1 Z源NPC三电平变换器的拓扑结构

Z源NPC三电平变换器分为单个、双个Z源两种拓扑结构,其他结构基本均是这两种结构的改进型^[19]。由于双个Z源三电平NPC变换器储能元件更多、成本较高、调制算法复杂,因此一般采用结构简单的单个Z源三电平NPC变换器。图1所示为单个Z源三电平变换器的拓扑。图1中, C_{s1} 、 C_{s2} 为分压电容($C_{s1}=C_{s2}=C_s$), U_{dc} 为直流电源电压,电感 L_1 、 L_2 与电容 C_1 、 C_2 组成了Z源网络, C_{s1} 、 C_{s2} 的中点N与三电平变换器的中点相

连, U_i 为直流母线电压(也即Z源网络的输出电压),二极管VD1、VD2用于直通状态时反向阻断功能。

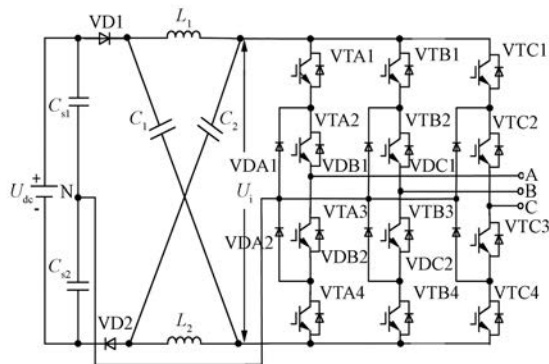


图1 单个Z源NPC三电平变换器的拓扑结构

1.2 Z源NPC三电平变换器的工作原理

由于加入了Z源网络,三电平NPC变换器具有升压和降压两种不同的工作模式。当插入直通时,变换器升压模式工作,此模式又可分为直通、非直通两种状态;当无直通插入时,变换器处于降压模式工作,此时的开关状态与一般三电平变换器类似。

升压模式下非直通状态与降压模式下状态相似,此时负载和逆变桥等效于2个等效电流源。图2所示为Z源NPC三电平变换器在非直通状态时等效电路。

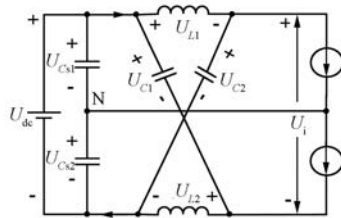


图2 非直通状态的等效电路

在非直通状态下,二极管VD1和VD2均导通,由于Z源网络具有对称性,因此 $U_{C1}=U_{C2}=U_C$, $U_{L1}=U_{L2}=U_L$ 。

根据Kirchhoff电压定理(KVL)可得:

$$\begin{cases} U_L = U_{dc} - U_C \\ U_i = U_C - U_L \end{cases} \quad (1)$$

Z源变换器存在直通状态,通过直通状态可提升其输出电压。直通状态的实现可以采用全直通、半直通两种方式。本文采用半直通方式,通过

上、下直通的组合实现。其中:在上直通中,同一相桥臂上的开关管都导通;在下直通中,同一相桥臂下开关管都导通。上直通时 VD2 反向阻断,下直通时 VD1 反向阻断。

图 3 所示为 Z 源 NPC 三电平变换器在上直通状态时等效电路。此时,二极管 VD1、VD2 分别处于导通、截止状态。根据 KVL 可得:

$$\begin{cases} U_L = U_{Cs1} = U_{Cs2} = U_{dc}/2 \\ U_i = U_C - U_L \end{cases} \quad (2)$$

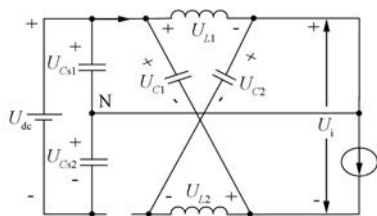


图 3 上直通状态的等效电路

图 4 所示为 Z 源 NPC 三电平变换器在下直通状态时等效电路。此时,二极管 VD1、VD2 分别处于截止、导通状态。根据 KVL 可得:

$$\begin{cases} U_L = U_{Cs1} = U_{Cs2} = U_{dc}/2 \\ U_i = U_C - U_L \end{cases} \quad (3)$$

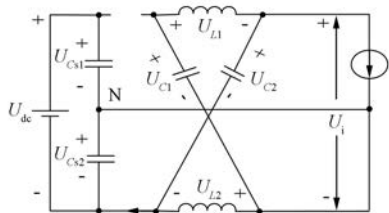


图 4 下直通状态的等效电路

为使上、下直通状态下输出电压平衡,如下关系需要成立:

$$T_{U0} = T_{L0} = T_0 \quad (4)$$

式中: T_{U0} 、 T_{L0} ——上、下直通时间。

根据电压的伏秒平衡原理,在开关周期 T_s 内电感 L 上电压的均值应为零,可得:

$$(U_{dc} - U_C)(T_s - 2T_0) + 2(T_0 U_{dc}/2) = 0 \quad (5)$$

由上可解出电容电压 U_C 为:

$$U_C = \frac{(1 - D_0) U_{dc}}{1 - 2D_0} \quad (6)$$

式中: D_0 ——直通占空比, $D_0 = T_0/T_s$ 。

将式(6)代入式(1)~式(3)可得,非直通状

态、上/下直通状态下 U_{dc} 和 U_i 之间存在如下关系:

$$U_i = \begin{cases} U_{dc}/(1 - 2D_0) & \text{非直通时} \\ U_{dc}/[2(1 - 2D_0)] & \text{上、下直通时} \end{cases} \quad (7)$$

表 1 所示为上/下直通和非直通时变换器 A 相的输出电压状态。同理可得到变换器 B 相、C 相的输出电压状态。

表 1 A 相桥臂的开关状态和输出电压

开关状态	导通的开关管	u_{AN}
上直通(U)	VTA1、VTA2、VTA3	0 或 $-U_i$
下直通(L)	VTA2、VTA3、VTA4	0 或 U_i
非直通(1)	VTA1、VTA2	$U_i/2$
非直通(0)	VTA2、VTA3	0
非直通(-1)	VTA3、VTA4	$-U_i/2$

由式(7)可知,上/下直通时直流母线电压为非直通时直流母线电压的一半,桥臂输出端的 3 种电压状态为

$$\begin{cases} U_{(+N)} = U_{dc}/[2(1 - 2D_0)] \\ U_{(N)} = 0 \\ U_{(-N)} = -U_{dc}/[2(1 - 2D_0)] \end{cases} \quad (8)$$

变换器输出的相电压峰值为

$$U_x = M \frac{U_{dc}/2}{1 - 2D_0} = MBU_{dc}/2 \quad (9)$$

式中: U_x ——变换器输出的相电压峰值,下标 $x = A, B, C$;

B ——升压比, $B = 1/(1 - 2D_0)$;

M ——调制比。

通过改变直通时间 T_0 可以选择合适的升压比 B ,可使变换器输出电压提高或降低。当 $T_0 = 0$ 时变换器处于降压工作模式;而当 $T_0 > 0$ (即 $B > 0$) 时变换器处于升压工作模式。

1.3 Z 源 NPC 三电平变换器的 SVPWM 调制策略

相比正弦脉宽调制策略, SVPWM 调制策略动态响应更快,波动更小,且直流电压利用率更高,谐波含量更少,但其复杂性有所增加。通过在普通的 SVPWM 中采用上、下直通的零矢量取代常规的零矢量,从而得到 Z 源 NPC 三电平变换器的 SVPWM 策略,并实现升压目的。

由于插入了上、下直通矢量,普通的 SVPWM

需要做一些改变。在矢量作用时间的计算中增加了直通矢量时间的计算,时间状态分配的波形由原来的 7 阶波形改为 11 阶波形,如图 5 所示。

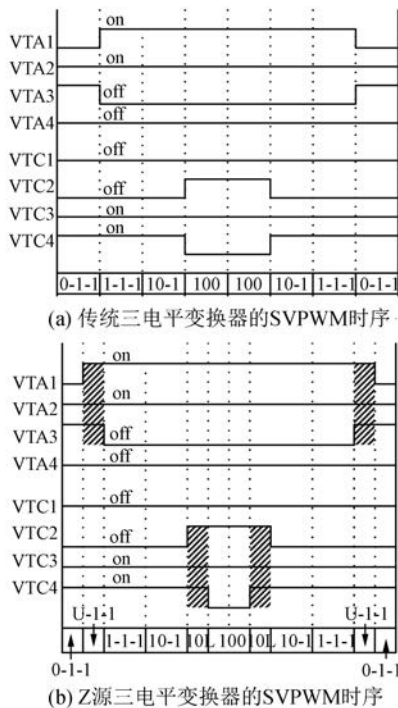


图 5 传统三电平变换器和 Z 源三电平变换器的 SVPWM 时序

2 Z 源 NPC 三电平变换器的并网控制策略

PQ 控制可使变换器输出有功、无功功率跟踪给定的参考值,可用于进行最大功率点追踪(MPPT)的光伏、风电等微电源。PQ 控制下的逆变器,按照有功、无功功率的给定值向电网提供电能,无需考虑频率或电压调节,并网运行后频率和电压会被自动拖入到同步状态^[20]。本文对 Z 源 NPC 三电平变换器采用 PQ 并网控制,不但可实现升压控制,而且可使变换器以有功、无功功率的给定值并网运行。

图 6 所示为 Z 源 NPC 三电平变换器 PQ 并网控制的系统框图。图 6 中, L_0 、 R_0 为三相线路电感、电阻, u_k 为电网的电压, i_k 为线路上电流, u_{ik} 为变换器输出滤波后的电压, $k = a, b, c$ 。Z 源 NPC 三电平变换器由直流电压源 U_{dc} 供电,经过 LC 滤波器滤波后再连接到电网上。PQ 控制由

3 个模块组成,即功率控制模块、电流控制模块和 abc-dq 变换模块。

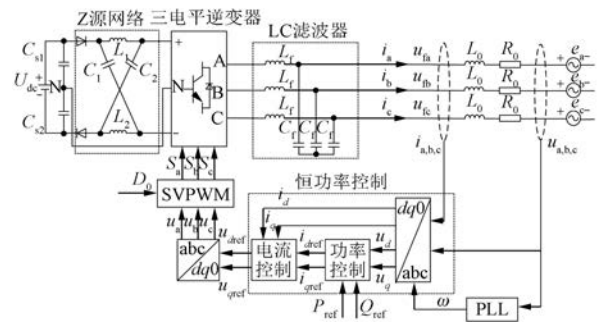


图 6 Z 源 NPC 三电平变换器恒功率并网控制的系统框图

由图 6 可见,并网母线电压为

$$u_k = u_{ik} - \left(R_0 i_k + L_0 \frac{di_k}{dt} \right) \quad (k = a, b, c) \quad (10)$$

式(10)由 abc 坐标系变换到 dq 坐标系,可得:

$$\begin{cases} u_d = u_{fd} - \left(R_0 i_d + L_0 \frac{di_d}{dt} - \omega L_0 i_q \right) \\ u_q = u_{fq} - \left(R_0 i_q + L_0 \frac{di_q}{dt} + \omega L_0 i_d \right) \end{cases} \quad (11)$$

式中: ω ——线路的角频率, $\omega = 2\pi f$; f 为电网频率。

dq 坐标系下有功、无功功率可表示为

$$\begin{cases} P = u_d i_d + u_q i_q \\ Q = -u_d i_q + u_q i_d \end{cases} \quad (12)$$

abc 坐标系变换到 dq 坐标系中,选择 d 轴与电压矢量相同方向,可使 q 轴上无电压分量,有功、无功功率仅与 d 轴有功电流、q 轴无功电流有关。功率关系式可简化为

$$\begin{cases} P = u_d i_d \\ Q = -u_d i_q \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,功率关系式得到了解耦,流过馈线的参考电流 i_{dref} 、 i_{qref} 可表示为

$$\begin{cases} i_{dref} = P_{ref} / u_d \\ i_{qref} = -Q_{ref} / u_d \end{cases} \quad (14)$$

整理式(11)可得:

$$\begin{cases} u_{fd} = u_d + R_0 i_d + L_0 \frac{di_d}{dt} - \omega L_0 i_q \\ u_{fq} = R_0 i_q + L_0 \frac{di_q}{dt} + \omega L_0 i_d \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)和式(15)可得本文的 PQ 控制器结构,如图 7 所示。

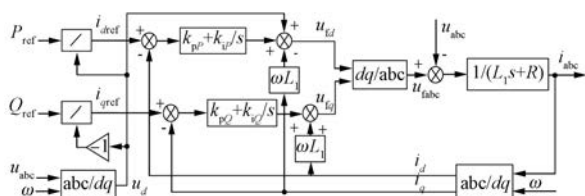


图 7 PQ 控制器的结构

3 仿真分析

为了通过试验来说明 Z 源 NPC 三电平变换器的并网控制策略的正确性和优越性,在 MATLAB/Simulink 软件平台上构建了 Z 源 NPC 三电平变换器并网控制的仿真模型。

具体仿真参数取值为: $U_{dc} = 800 \text{ V}$, $C_{s1} = C_{s2} = 100 \mu\text{F}$, $C_1 = C_2 = 220 \mu\text{F}$, $L_1 = L_2 = 1 \text{ mH}$, $D_0 = 0.167$, $L_f = 12 \text{ mH}$, $C_f = 0.06 \mu\text{F}$, 开关频率 $f = 2.5 \text{ kHz}$; PI 控制器的比例系数 $K_p = 55$, 积分系数为 $K_i = 110$; 电网的相电压、频率为 220 V 、 50 Hz 。

3.1 Z 源三电平变换器的输出波形

图 8 所示为变换器输出 a 相和 ab 两相的电压。由图 8 可见,由于插入了直通量 $D_0 = 0.167$ 且升压比 $B = 1.5$,线电压的最大值约为 1200 V ,相电压的最大值约为 600 V ,与前述的理论计算值相符。传统的三电平变换器的输出线电压最大值小于 800 V 。因此,Z 源三电平变换器能够进行升压输出。

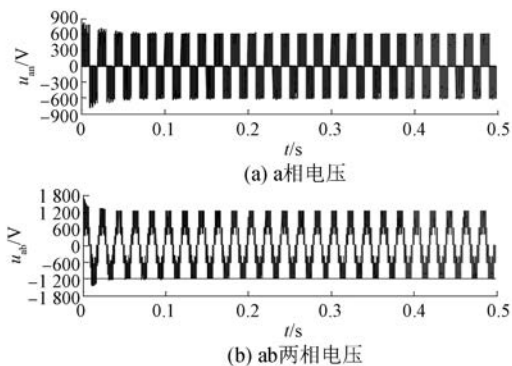


图 8 变换器输出 a 相电压和 ab 两相电压

3.2 变换器的恒功率并网控制波形

假设有功、无功功率的参考值 P_{ref} 、 Q_{ref} 在 1 s 时分别由 20 kW 升到 35 kW 、由 0 升到 5 kvar 。

图 9 所示为变换器输出的有功、无功功率。由图 9 可见,随着 1 s 时功率的给定值改变,有功、无功功率能跟随给定值变化,波形平滑稳定,且响应较快。

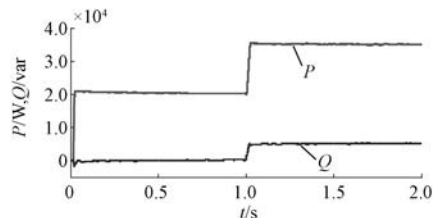


图 9 有功功率和无功功率的波形

图 10 所示为三相并网电流波形。图 10(b) 为图 10(a) 在仿真时间 $0.9 \sim 1.1 \text{ s}$ 放大波形。由图 10 可见,当功率给定值变化时,并网电流过渡平稳,波动时间很短,系统稳定后并网电流的总谐波失真率(THD)约 2% 。

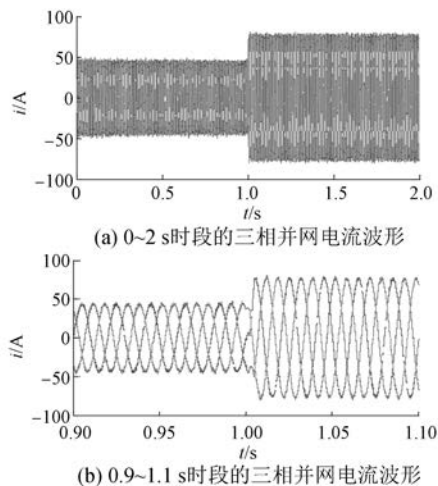


图 10 三相并网电流波形

图 11 所示为功率给定值改变时并网 a 相电压和电流波形。由图 11 可见,在大电网作用下,变换器输出电压能够稳定在 310 V ,电压谐波含量仅为 0.2% , $0.9 \sim 1.0 \text{ s}$ 时并网电流与电压相位

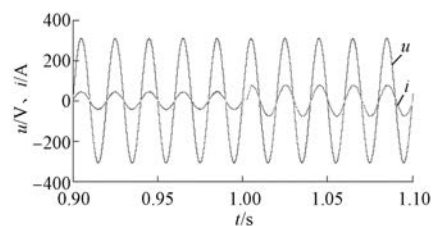


图 11 a 相并网电压电流波形

相同;1.0~1.1 s 时变换器输出了无功功率,此时并网电流与电压相位并不一致,功率因数为 0.99,相位差不大。

图 12 所示为并网频率波形。由图 12 可见,频率在开始阶段有较小波动,最大偏移量仅为 0.125 Hz,且很快稳定在 50 Hz,功率变化时并网频率出现细微波动,频率稳定性好。

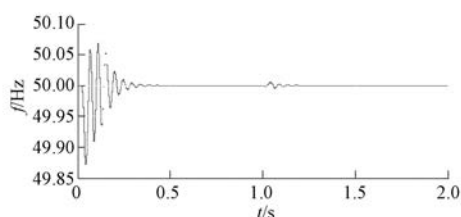


图 12 并网频率波形

3.3 与传统两电平变换器恒功率并网控制对比

为了说明 Z 源 NPC 三电平变换器恒功率并网策略的优势,本文对传统两电平变换器恒功率并网控制做了仿真试验,将两者比较分析。

在传统两电平变换器的恒功率并网控制仿真中,仿真时间为 2 s, $U_{dc} = 600$ V, PI 控制的控制参数 $K_p = K_i = 100$,其他参数与 Z 源三电平变换器并网系统的参数相同。

图 13、图 14 所示分别为 Z 源 NPC 三电平变换器恒功率并网控制、传统两电平变换器恒功率控制的并网电流及其谐波含量分析图。其中谐波含量分析图选择系统稳定后 5 个周期的电流波形。可见,Z 源 NPC 三电平变换器恒功率控制的并网电流 THD 为 2.19%,而传统两电平变换器恒功率控制的并网电流 THD 为 3.95%。因此,Z 源

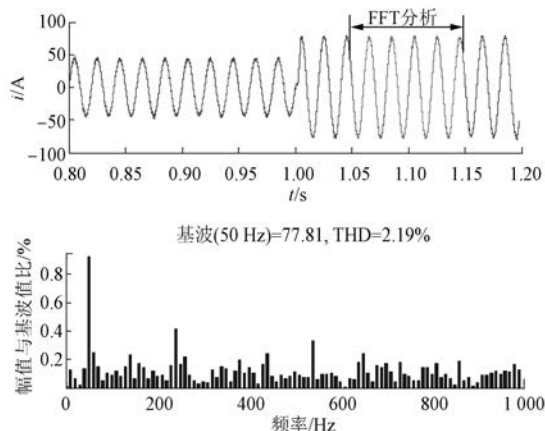


图 13 Z 源 NPC 三电平变换器恒功率控制的并网电流谐波

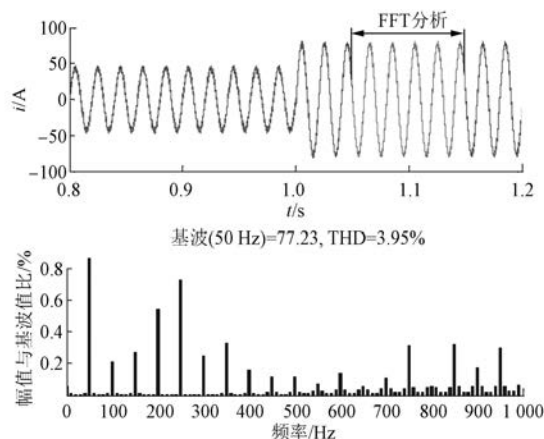


图 14 传统两电平变换器恒功率控制的并网电流谐波

NPC 三电平变换器恒功率控制并网策略能够降低并网电流的谐波畸变量,从而改善并网电能质量。

4 结 语

本文将恒功率控制策略引入到 Z 源 NPC 三电平变换器的并网控制上,采用 SVPWM 实现变换器的并网控制,并从理论和软件仿真上说明了该控制策略的稳定性和优势,由此得到如下结论:

(1) Z 源结构能够提升变换器的输出电压,并使直通状态成为一种常规的工作状态,从而消除死区的影响。

(2) 本文提出的 Z 源 NPC 三电平变换器恒功率并网策略能使变换器输出功率可控,必要时还可输出无功功率来稳定电网电压,提高电网质量。相比于传统两电平变换器恒功率控制策略,本文方法能够降低并网电流的谐波含量,提高并网电能品质。

【参考文献】

- [1] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504.
- [2] 彭方正,房绪鹏,顾斌,等. Z 源变换器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 47.
- [3] RAJAKARUNA S, JAYAWICKRAMA L. Steady-state analysis and designing impedance network of Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2483.
- [4] VINNIKOV D, ROASTO I. Quasi-Z-source-based

- isolated DC/DC converters for distributed power generation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 192.
- [5] TENNER S, HOFMANN W. A comparison of Z-source three-level NPC inverter versus Z-source two-level inverter [C] // IEEE Conference on Emobility-Electrical Power Train, 2010.
- [6] 王菲, 王勇, 傅旻帆. 新能源并网三电平逆变器中低功率区间效率优化 [J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 101.
- [7] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95.
- [8] 陈仲, 许亚明, 那显龙. 基于中点电流的三电平 NPC 逆变器电容电压均衡控制分析 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5308.
- [9] MARTIN S, STEFFEN B, JULIAN W, et al. Adaptive closed-loop state control system for a three-level neutral-point-clamped Z-source inverter [J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2016, 6(1): 12.
- [10] LOH P C, GAO F, BLAABJERG F. Topological and modulation design of three-level Z-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2268.
- [11] 张瑾, 齐铂金, 张少如. Z 源三电平中点钳位逆变器的空间矢量调制方法 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(9): 108.
- [12] 张瑾, 齐铂金. Z 源三电平中点钳位逆变器中点电位平衡控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(12): 7.
- [13] GAJANAYAKE C J, VILATGAMUWA D M, LOH P C, et al. Z-source-inverter-based flexible distributed generation system solution for grid power quality improvement [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009, 24(3): 695.
- [14] JASEM K, KEYHAN S, MOHSEN H, et al. Maximum constant boost approach for controlling quasi-Z-source-based interlinking converters in hybrid AC-DC microgrids [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(4): 938.
- [15] 王成山, 李琰, 彭克. 分布式电源并网逆变器典型控制方法综述 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2012, 24(2): 12.
- [16] 曾正, 李辉, 冉立. 交流微电网逆变器控制策略述评 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(9): 142.
- [17] LI Y, JIANG S, RIVERA J G C, et al. Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1532.
- [18] 李小叶, 李永丽, 张玮亚, 等. 基于多功能并网逆变器的电能质量控制策略 [J]. 电网技术, 2015, 39(2): 556.
- [19] 贺昱耀, 冯伟, 宋石磊. Z 源级联三电平中点钳位逆变器 [J]. 电网技术, 2012, 36(4): 219.
- [20] 易桂平. 电网电压不平衡条件下微网恒功率控制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 377.

收稿日期: 2018-09-18

(上接第 24 页)

- [15] 张少一, 刘华崧, 史贤俊, 等. 双 Y 移 30°PMSM 双电机串联系统的建模与仿真 [J]. 微特电机, 2015, 43(4): 14.
- [16] 刘华崧, 孙登亚, 刘陵顺, 等. 双 Y 移 30°PMSM 串联系统独立解耦控制 [J]. 船电技术, 2015, 35(11): 15.
- [17] 鲁晓彤. 非对称六相串联控制系统研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [18] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19.
- [19] 马新宇, 庄海, 张颖杰, 等. 基于自抗扰控制技术的 PMSM-DTC 控制 [J]. 电气传动, 2017, 47(7): 17.
- [20] 祁世民. 基于自抗扰控制的永磁同步电机直接转矩控制 [D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2016.
- [21] 刘陵顺, 韩浩鹏, 闫红广, 等. 基于自抗扰控制的对称六相 PMSM 与三相 PMSM 串联系统 [J]. 电力系统及其自动化, 2017, 39(1): 38.
- [22] 何京德, 刘陵顺, 赵国荣. 基于定子谐波电流的六相永磁同步电动机双电机串联系统的仿真 [J]. 电机与控制应用, 2011, 38(6): 11.
- [23] 邱立军, 付霖宇, 董琪, 等. 基于遗传算法优化参数 SVM 的备件需求预测研究 [J]. 兵器装备工程学报, 2018, 39(4): 88.

收稿日期: 2018-09-18