

基于矢量空间解耦的六相H桥逆变器模型预测控制研究

郑世婷*, 袁庆庆

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2025年9月30日; 录用日期: 2025年10月27日; 发布日期: 2025年11月4日

摘 要

针对六相H桥逆变器控制精度低、谐波成分较高等问题, 本文研究了基于矢量空间解耦(Vector Space Decomposition, VSD)的六相H桥逆变器模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)方法。该方法首先基于VSD将六相H桥逆变器输出矢量映射到 $\alpha\beta$ 基波平面、 xy 谐波平面和 o_1o_2 零序平面, 接着在对不同平面矢量关系深入分析的基础上, 以矢量空间分布为切入点进行电压矢量分层, 并以不同子平面的逐步优化为精简原则将逆变器729个电压矢量精简至12个, 在消除谐波及零序分量对六相H桥逆变器控制效果影响的同时大幅提高了运算速率。结果表明: 经过优化后的控制策略在电流波形的跟踪性能、谐波抑制及系统响应方面均表现出优异的效果。为复杂电力系统的高效控制提供了可行的解决方案。

关键词

六相H桥逆变器, 矢量空间解耦, 模型预测控制, 优化控制, 仿真验证

Study on Model Predictive Control for Six-Phase H-Bridge Inverters Based on Vector Space Decomposition

Shiting Zheng*, Qingqing Yuan

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: September 30, 2025; accepted: October 27, 2025; published: November 4, 2025

Abstract

Aiming at the problems of low control accuracy and high harmonic composition of six-phase H-bridge

*通讯作者。

文章引用: 郑世婷, 袁庆庆. 基于矢量空间解耦的六相H桥逆变器模型预测控制研究[J]. 建模与仿真, 2025, 14(11): 33-46. DOI: 10.12677/mos.2025.1411637

inverters, this paper studies a model predictive control (MPC) method for six-phase H-bridge inverters based on vector space decomposition (VSD). The method first maps the output vectors of the six-phase H-bridge inverter to the $\alpha\beta$ fundamental plane, xy harmonic plane and o_1o_2 zero-sequence plane based on VSD, and then, based on the in-depth analysis of the vector relationship between different planes, the voltage vector stratification is carried out with the vector space distribution as the entry point, and the 729 voltage vectors of the inverter are reduced to 12 based on the principle of gradual optimization of different subplanes. The operation rate is greatly improved while eliminating the influence of harmonics and zero-sequence components on the control effect of the six-phase H-bridge inverter. The results show that the optimized control strategy shows excellent effects in the tracking performance, harmonic suppression and system response of the current waveform. It provides a viable solution for efficient control of complex power systems.

Keywords

Six-Phase H-Bridge Inverter, Vector Space Decomposition, Model Predictive Control, Optimized Control, Simulation Verification

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

多相逆变器因其在低直流母线电压、大功率、高可靠性电力传输中的优势,近年来得到了广泛应用。国内外众多学者相继开始了关于多相逆变器在拓扑分析与创新、控制策略设计与优化等方面的研究。近年来,有限控制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)以模型清晰,响应快速,易于数字化实现等特点已被开发为一种简单有效的电压源型逆变器控制技术[1][2]。根据 FCS-MPC 的特点分析, MPC 具有考虑多目标函数、鲁棒性强、模型简单以及响应速度快的优势,这使其发展为现今主流控制之一。

随着多电平的发展,众多学者开始了对六相三电平逆变器模型预测控制及其改进研究[2][3],但均存在各自的局限性。文献[2]将 MPC 成功应用于 NPC 型六相逆变器,达到了更好的电流跟随效果。但 MPC 应用于多相逆变器后,因电平数与相数增加而造成的控制难度不容忽视。故在此基础上,文献[3]针对 T 型逆变器本身特点通过电压矢量综合策略简化算法来抑制电流谐波。但是以上两种拓扑都无法避免中点电压平衡问题[4]。应用于多相逆变器的 MPC 的进一步发展需要综合拓扑本身的特点及模型预测控制的优劣去考虑。

六相 H 桥逆变器实质上是典型的多相多电平逆变器结构,同样存在控制相对复杂问题,因此,本文将以六相 H 桥逆变器带 RL 负载为推广研究对象,进行基于 VSD 的 MPC 优化控制研究,旨在通过优化电压矢量和控制策略,提高系统的动态性能和控制精度。

2. 六相 H 桥逆变器的拓扑及工作原理

本文所研究的六相 H 桥逆变器拓扑结构如图 1 所示,逆变器由单直流源供电,直流母线电压为 V_{dc} 。以 RL 负载为例,六相桥臂由两套 Y 型连接的三相对称桥臂组成,其对应相在空间上互差 30° 电角度。六相 H 桥逆变器的每一相都为独立 H 桥,各相桥臂电气隔离、无中性点连接。

以图 2 所示的 A 相桥臂为例,每相桥臂的开关状态 S 定义如式(1)所示,每相可以有 V_{dc} 、0、 $-V_{dc}$ 三种输出电平,即 H 桥逆变器有三电平逆变器的输出效果。

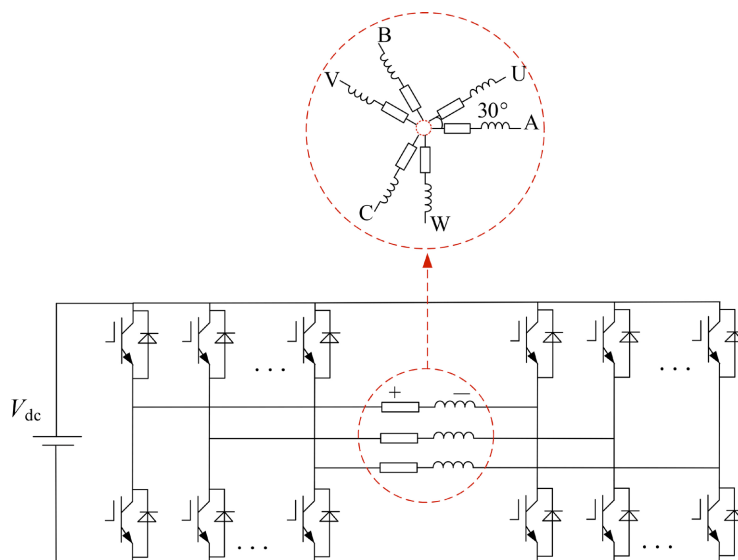


Figure 1. Topology diagram of a six-phase H-bridge inverter

图 1. 六相 H 桥逆变器的拓扑结构图

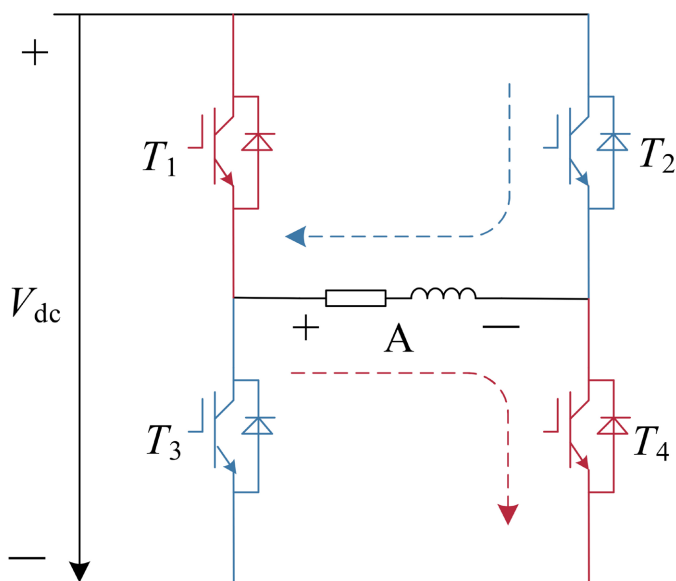


Figure 2. Topology of the A-phase bridge arm

图 2. A 相桥臂的拓扑结构

其中 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为 A 相的四个开关管。

$$S = \begin{cases} 1, V_{out} = +V_{dc} (T_1, T_4 \text{ 通}) \\ 0, V_{out} = 0 (T_1, T_2 \text{ 通 或 } T_3, T_4 \text{ 通}) \\ -1, V_{out} = -V_{dc} (T_2, T_3 \text{ 通}) \end{cases} \quad (1)$$

3. 基于 VSD 的逆变器输出电压矢量分析

单直流母线供电的六相 H 桥逆变器因共母线而存在零序回路, 如不加抑制会导致负载电流畸变, 故需要对三个子空间均进行考虑。整个逆变器的输出电压矢量个数为 $3^6 = 729$ 个, 被映射 $\alpha\beta$ 、 xy 及 o_1o_2

三个子空间如图 3 所示。输出电压矢量在 $\alpha\beta$ 与 xy 空间分布相同, 具有分层且每层接近圆形特性; 在 o_1o_2 子空间体现为直流分量。

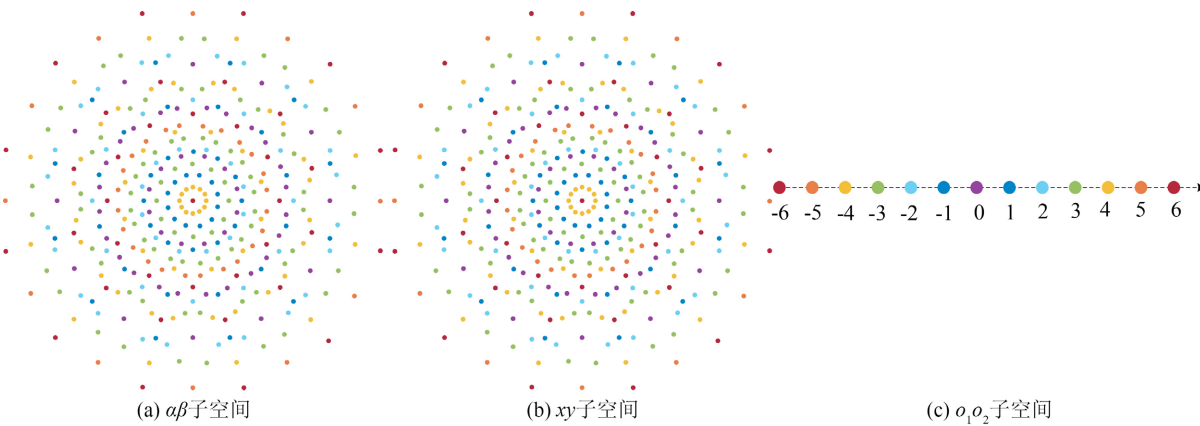


Figure 3. Subspace voltage vector distribution diagram

图 3. 子空间电压矢量分布图

对 729 个电压矢量进行 VSD 分析, 如表 1 所示。

Table 1. Switching states mapped to subspaces and their corresponding amplitudes $\alpha\beta$ ($1/3 * V_{dc}$ normalized)

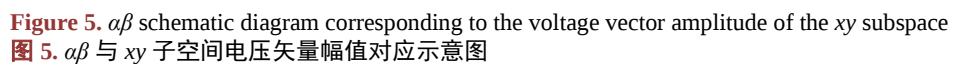
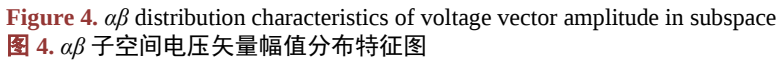
表 1. 映射于 $\alpha\beta$ 子空间的开关状态及其对应幅值($1/3 * V_{dc}$ 已归一化处理)

序号	电压幅值	矢量数目	序号	电压幅值	矢量数目
1	0	9	13	1.9319	48
2	0.2679	12	14	2.0000	36
3	0.5176	48	15	2.2361	48
4	0.7321	24	16	2.3942	48
5	0.8966	12	17	2.4495	12
6	1.0000	72	18	2.7321	24
7	1.0353	12	19	2.8284	12
8	1.2393	48	20	2.9093	48
9	1.4142	48	21	3.2348	24
10	1.5060	48	22	3.3461	12
11	1.7321	36	23	3.7321	12
12	1.8804	24	24	3.8637	12

由表可知, 映射到 $\alpha\beta$ 子空间的 729 个输出矢量中, 非冗余矢量共计 361 个, 电压幅值共 24 种。

以如图 4 所示的电压幅值为 3.8637、2.8284、2.0000 及 0.7321 四层为例, 可以看出在 $\alpha\beta$ 子空间的电压矢量呈现出分层、近圆形分布特征。图中 1~729 为开关状态[0 0 0 0 0 0]、[0 0 0 0 0 1]到[1 1 1 1 1 1]依次对应的矢量序号。

以图 4 中电压幅值为 3.8637 与 0.7321 的两层电压矢量为例, 将其开关状态映射在 xy 空间, 以进行同一开关状态在不同子空间的映射对比分析。如图 5 所示, 同一开关状态映射在 $\alpha\beta$ 与 xy 空间的幅值呈现不同、甚至是相反的特征。



将 729 个输出矢量在两个子空间的对应幅值分布整理如表 2 所示。

Table 2. Analysis and comparison of the same switch state mapped in two subspaces ($1/3 * V_{dc}$ normalized)
表 2. 同一开关状态在两个子空间映射的分析对比($1/3 * V_{dc}$ 已归一化处理)

层号	个数	$\alpha\beta$ 子空间电压幅值	xy 子空间电压幅值	差值
1	9	0	0	0
2	12	0.2679	3.7321	-3.4641
3	48	0.5176	1.9319	-1.4142
4	24	0.7321	2.7321	-2.0000
5	12	0.8966	3.3461	-2.4495
6	72	1.0000	1.0000	0
7	12	1.0353	3.8637	-2.8284
8	48	1.2393	2.9093	-1.6700
9	48	1.4142	1.4142	0
10	48	1.5060	2.3942	-0.8882
11	36	1.7321	1.7321	0
12	24	1.8804	3.2348	-1.3544
13	48	1.9319	0.5176	1.4142
14	36	2.0000	2.0000	0
15	48	2.2361	2.2361	0
16	48	2.3942	1.5060	0.8882
17	12	2.4495	2.4495	0
18	24	2.7321	0.7321	2
19	12	2.8284	2.8284	0
20	48	2.9093	1.2393	1.6700
21	24	3.2348	1.8804	1.3544
22	12	3.3461	0.8966	2.4495
23	12	3.7321	0.2679	3.4641
24	12	3.8637	1.0353	2.8284

对应图 3(c), 将 729 个开关状态在零序子空间的幅值分布整理如表 3 所示。

Table 3. Amplitude distribution of zero-sequence subspace ($1/3 * V_{dc}$ normalized)
表 3. 零序子空间幅值分布($1/3 * V_{dc}$ 已归一化处理)

序号	电压幅值	个数
1	0	141
2	1	252
3	2	180
4	3	100

续表

5	4	42
6	5	12
7	6	2

如表 3 所示, 零序子空间体现为直流分量, 其中只有 141 个矢量在零序子空间的映射为 0。经分析, 这 141 种开关状态对应分布在 $\alpha\beta$ 与 xy 子空间的各个幅值层, 较为分散。

通过以上 VSD 分析可知, 六相 H 桥逆变器系统存在输出电压矢量数目多、冗余情况复杂且矢量解耦后不同子平面互相制约、不同控制目标矢量约束等现象, 因此进行有效合理的矢量分类筛选, 将有利于驱动控制系统的设计。

4. 分层模型预测控制

4.1. 价值函数设计

对于六相 H 桥逆变器, 为保证电流的幅值、谐波含量及相位等均能满足系统期望, 需要同步控制各子空间的矢量, 即以更高的控制维度达到更好的控制效果。本文的控制系统以满足 $\alpha\beta$ 空间电压矢量输出幅值大为优先条件, 在此基础上考虑了 xy 及 o_1o_2 两个空间对于其电流跟随的影响, 将其作为约束条件引入价值函数, 如下式所示。

$$\begin{cases} g_{\alpha\beta} = (i_{\alpha}^* - i_{\alpha}(k+1))^2 + (i_{\beta}^* - i_{\beta}(k+1))^2 \\ g_{xy} = (i_x^* - i_x(k+1))^2 + (i_y^* - i_y(k+1))^2 \\ g_{o_1o_2} = (i_{o_1}^* - i_{o_1}(k+1))^2 + (i_{o_2}^* - i_{o_2}(k+1))^2 \end{cases} \quad (2)$$

$$g = g_{\alpha\beta} + \lambda_1 g_{xy} + \lambda_2 g_{o_1o_2} \quad (3)$$

式中: *代表期望电流。 λ_1 、 λ_2 分别为 xy 及 o_1o_2 两个空间电流控制的权重系数。

权重因子的选择直接影响了价值函数筛选的有效性, 进而影响系统的整体控制效果。本文通过大量的仿真数据对比选择权重因子的值, 这里以 $\lambda_1 \in (0,1)$ 和 $\lambda_2 \in (0,1)$ 范围内的任意组合所对应的 A 相电流 THD 为例进行分析说明, 如图 6 所示。

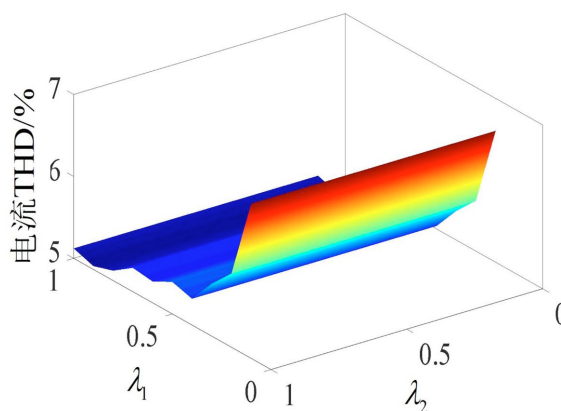


Figure 6. Analysis of THD of phase A current under different weight factor combinations

图 6. 不同权重因子组合下的 A 相电流 THD 分析图

从图中可以看出, 随着 λ_1 的增加, A 相电流 THD 呈现下降趋势。此外, 当 λ_1 为定值时, λ_2 的变化对 THD 几乎没有影响。与此同时, 观察相电压及线电压的输出表现。考虑三者的综合表现后, 通过大量仿真及实验、结合图 6 所示不同权重因子组合下相电流 THD 趋势, 折中选择 $\lambda_1 = 0.8$ 、 $\lambda_2 = 0.1$ 作为设定参数。

4.2. 分层寻优策略设计

将 729 个电压矢量均用于滚动寻优会造成很大的计算负担, 故需要基于上一节的矢量空间分布特征, 对电压矢量进行优化筛选。六相 H 桥逆变器需要综合考虑三个子空间, 电压矢量数目也繁杂, 下面将从第一阶段、第二阶段逐段进行优化。

(1) 第一阶段优化

在多电平逆变器 SVPWM 控制中, 一般选择的电压矢量需要满足: 在一个开关周期内, 在 $\alpha\beta$ 空间合成的电压矢量最大, 并且在 xy 空间合成的电压矢量最小。将同样的思想应用于本文的 MPC 优化控制中, 从中筛选出 $\alpha\beta$ 与 xy 子空间电压矢量幅值差为正的电压矢量层, 对应表 2 中序号为 13、16、18、20、21、22、23、24 八层(共 228 个矢量)。

利用第一阶段优化的 228 个电压矢量对式(3)进行滚动寻优, 得到如图 7 所示的 3 个子空间的电流波形。

如图 7(a)、图 7(b)所示, 第一阶段的处理在保证 $\alpha\beta$ 空间电流的良好跟随性能的同时减少了 xy 子空间的谐波影响, 但在零序子空间存在偏置问题, 如图 7(c)所示。

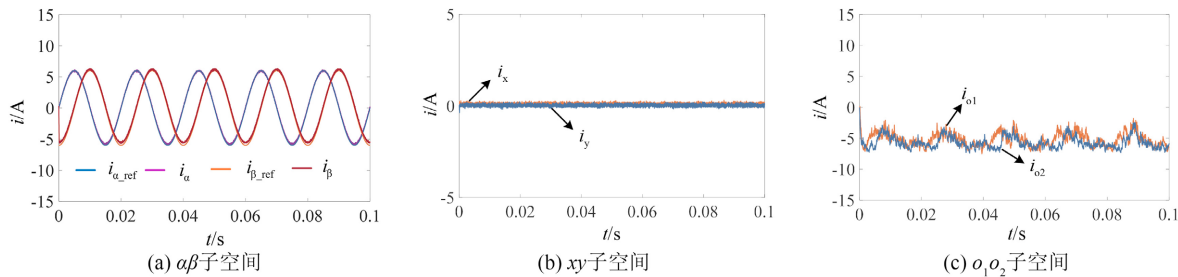


Figure 7. Optimization of the current waveform of the subspace in the first stage
图 7. 第一阶段优化子空间电流波形

将第一阶段处理后的矢量汇总表如表 4 所示, 其中括号内的个数为在此基础上零序总空间映射为零的矢量个数, 此时零序空间幅值为零的矢量分散在各层。

Table 4. Vector summary based on the first stage of processing ($1/3 * V_{dc}$ normalized)
表 4. 基于第一阶段处理后的矢量汇总($1/3 * V_{dc}$ 已归一化处理)

层号	$\alpha\beta$ 子空间幅值	xy 子空间幅值	差值	个数
13	1.9319	0.5176	1.4142	48 (12)
16	2.3942	1.5060	0.8882	48 (0)
18	2.7321	0.7321	2	24 (0)
20	2.9093	1.2393	1.6700	48 (12)
21	3.2348	1.8804	1.3544	24 (0)
22	3.3461	0.8966	2.4495	12 (12)
23	3.7321	0.2679	3.4641	12 (0)
24	3.8637	1.0353	2.8284	12 (6)

若以 $\alpha_1\alpha_2$ 子空间的定义去考虑该空间映射为零的电压矢量, 可以进一步对应得到表 4 中层数为 13、20、22、24 的部分矢量。但这样的电压矢量用于 MPC, 会出现如图 8 所示的效果, 即 $i_{com} = i_{\alpha_1} + i_{\alpha_2} \approx 0$, 但存在上下偏置。

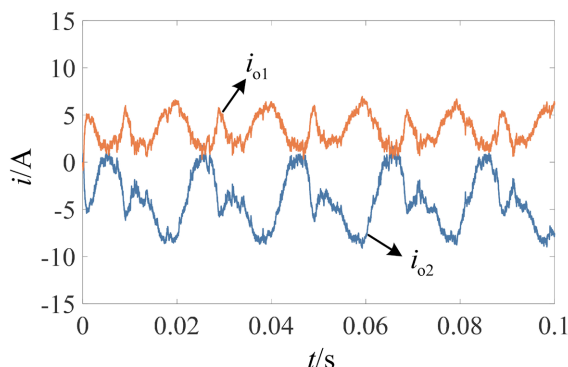


Figure 8. Zero-sequence space current waveform without second stage optimization

图 8. 未经第二阶段优化的零序子空间电流波形

(2) 第二阶段优化

考虑以上处理对六相电流的约束力较弱, 仍不利于系统控制, 需要进一步进行零序子空间的电压矢量筛选。故在第一阶段优化的基础上, 对零序子空间做进一步的拆分定义如式(4)、(5)所示。

$$v_{\alpha_1} = \frac{1}{3}V_{dc}(S_A + S_B + S_C) \quad (4)$$

$$v_{\alpha_2} = \frac{1}{3}V_{dc}(S_U + S_V + S_W) \quad (5)$$

结合以上约束, 最终将 729 个矢量筛选至 12 个(对应表 4 的第 22 层)。利用这 12 个电压矢量进行滚动优化寻优, 得到的子空间电流波形如图 9 所示。

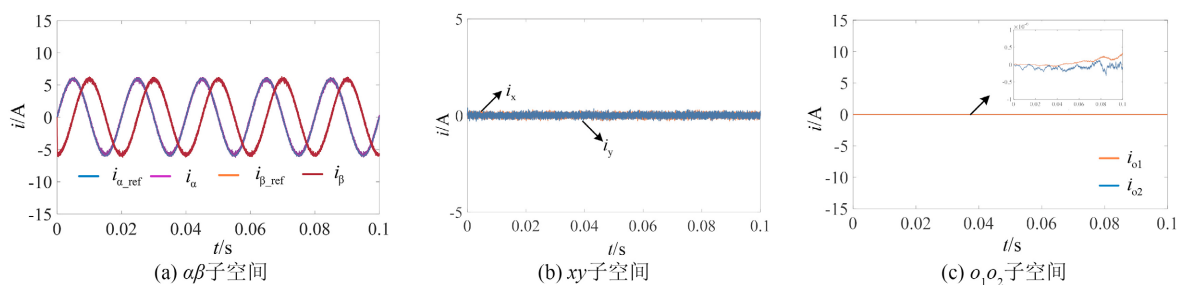


Figure 9. Optimization of the current waveform in the second stage

图 9. 第二阶段优化子空间电流波形

由图可知, 加入双零序约束后的 $\alpha_1\alpha_2$ 子空间的电流波形已经消除了偏置, 如图 9(c), 且依旧保留了其他子空间的跟随性能, 如图 9(a)、图 9(b)。通过三个子空间的综合考虑实现了电压矢量集的合理优化。

改变直流侧电压模拟不同调制度下的控制效果, 对比不同 V_{dc} (100 V、185 V、270 V、355 V 及 440 V) 时相电流的 THD 分析, 如图 10 所示。

由图 10 可知, 该优化方式在直流侧电压变化、即不同调制度工况下均能保证系统的稳定运行, 相电

流 THD 稳定在 5% 左右。结合前文动、静态仿真说明, 基于 VSD 的六相 H 桥逆变器的 MPC 优化算法在输出性能方面优势明显。

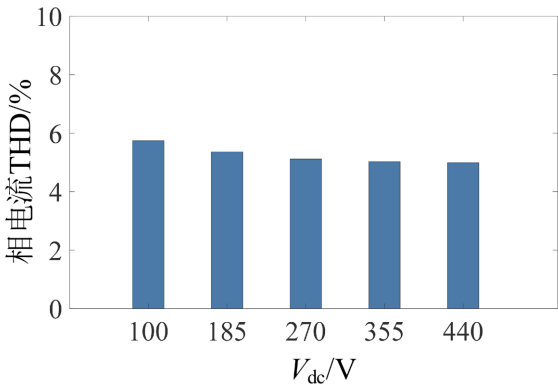


Figure 10. THD analysis under different modulation schemes
图 10. 不同调制度下的相电流 THD 分析图

4.3. 总体算法流程

综上, 以 RL 负载为例的六相 H 桥逆变器 MPC 优化控制框图如图 11 所示。如图所示, 基于 VSD 的六相 H 桥逆变器 MPC 优化控制与六相半桥逆变器的相同之处都是利用子空间的幅值分布做了分层, 并在此基础上利用同一种开关状态映射在 $\alpha\beta$ 子空间与 xy 子空间的差值筛选了部分矢量。

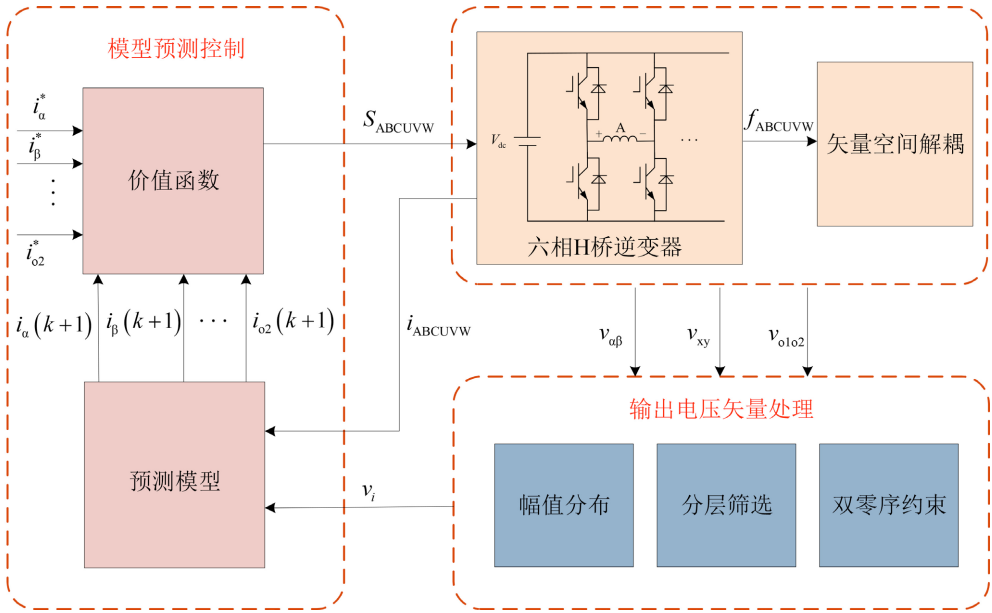


Figure 11. Predictive control block diagram of the six-phase H-bridge inverter model
图 11. 六相 H 桥逆变器模型预测控制框图

六相 H 桥逆变器 MPC 优化算法的详细实现流程如图 12 所示。

具体实现步骤如下:

- (1) 对当前时刻的六相电流 $i_j(k)$ 以及直流母线电压 V_{dc} 进行采集;
- (2) 利用矢量空间解耦将六相电流 $i_j(k)$ 转换为子空间电流值 $i_a(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 、 $i_x(k)$ 、 $i_y(k)$ 、 $i_{o1}(k)$ 、 $i_{o2}(k)$ 、

$i_{o_2}(k)$;

(3) 利用综合电压矢量定义得出三个子空间的幅值分布, 并按圈分层, 分别为 24、24 和 7 层;

(4) 分层判断, 同一开关状态在 $\alpha\beta$ 子空间与 xy 子空间的映射幅值不同, 保留差值为正的对幅值层的电压矢量集;

(5) 对零序子空间做拆分定义得到双零序的约束, 确保 v_{o_1} 与 v_{o_2} 均为零;

(6) 经(5)得到最终进行寻优的电压矢量有限集;

(7) 与当前子空间电流值的计算一样, 利用公式得到六相电流预测值 $i_j(k+1)$ 后, 经坐标变换得到子空间的电流预测值 $i_a(k+1)$ 、 $i_b(k+1)$ 、 $i_x(k+1)$ 、 $i_y(k+1)$ 、 $i_{o_1}(k+1)$ 、 $i_{o_2}(k+1)$;

(8) 将这 12 种状态对应的子空间电流预测值 $i_a(k+1)$ 、 $i_b(k+1)$ 、 $i_x(k+1)$ 、 $i_y(k+1)$ 、 $i_{o_1}(k+1)$ 、 $i_{o_2}(k+1)$ 代入价值函数评估;

(9) 选择出价值函数最小对应的开关状态(即最优开关状态)作用于逆变器;

(10) 往后的周期将重复以上步骤。

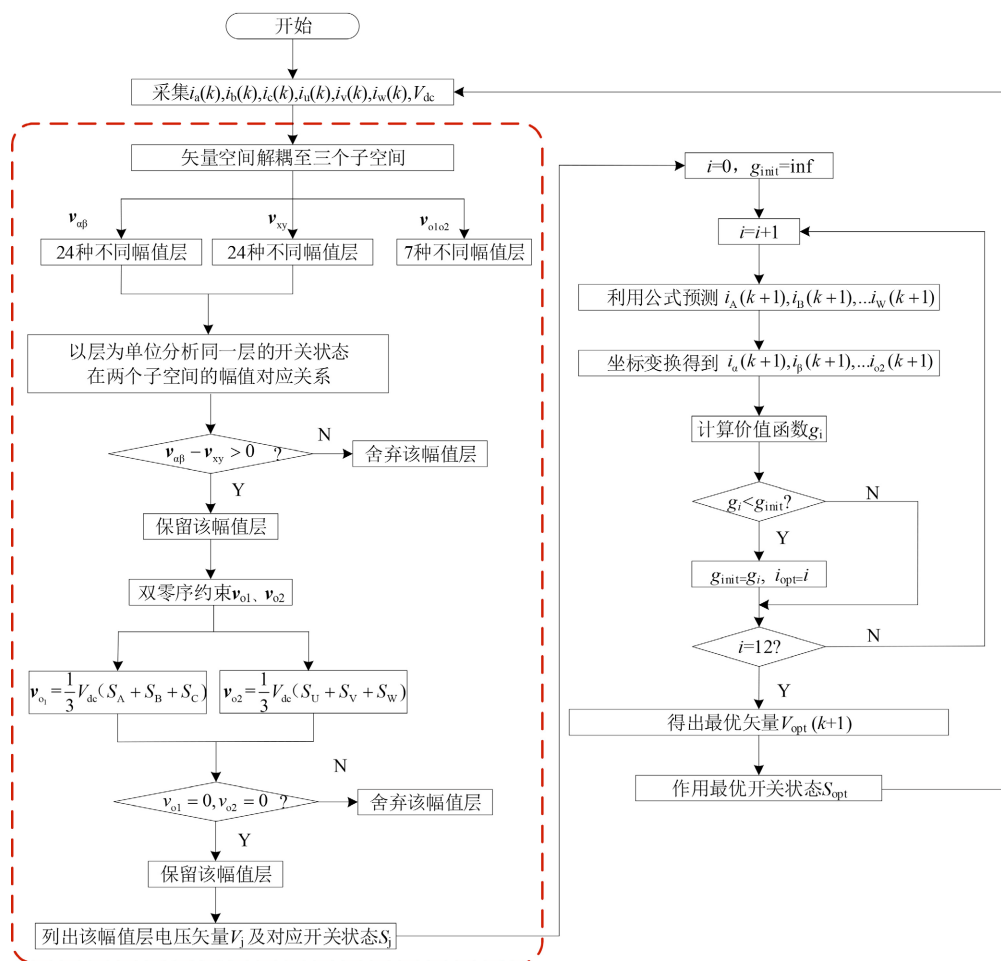


Figure 12. Detailed implementation flow chart of MPC optimization algorithm for six-phase H-bridge inverter

图 12. 六相 H 桥逆变器 MPC 优化算法的详细实现流程图

5. 试验结果分析

搭建如图 13 所示的实验平台, 具体实验参数如表 5 所示。利用 270 V 的直流电源对逆变器进行供

电, 通过离线处理得到简化后的电压矢量集、采集的相电流、相电流参考值均送入 FPGA 便于进行预测寻优, 利用寻优得到的最优开关状态作用于逆变器。

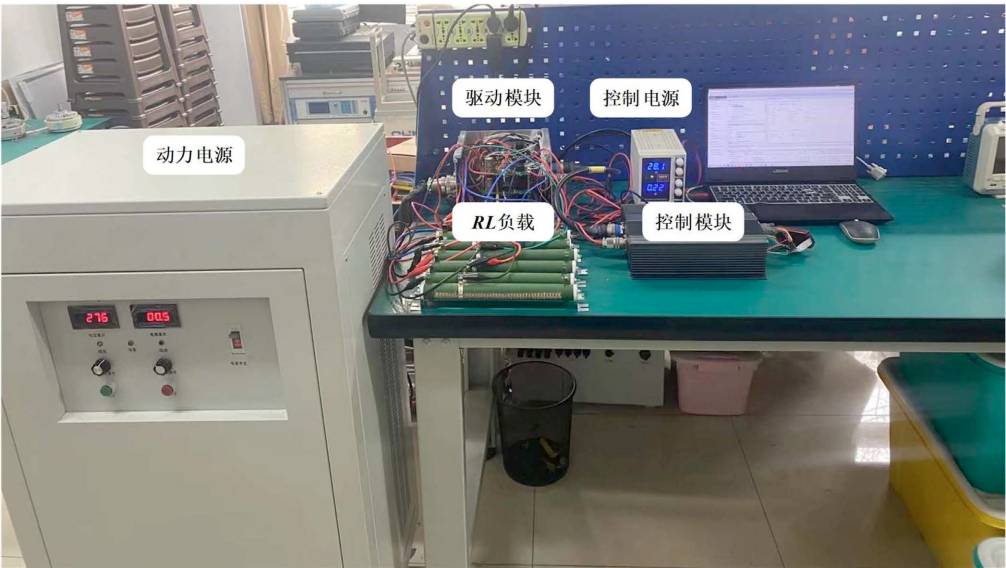
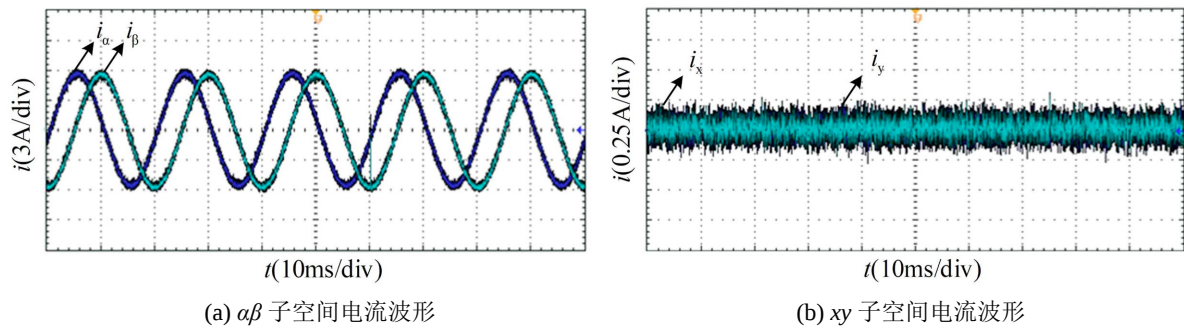


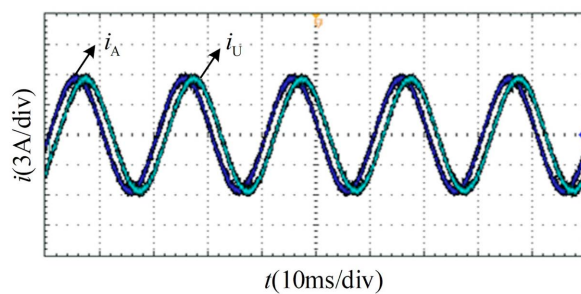
Figure 13. Experimental platform diagram
图 13. 实验平台图

Table 5. Experimental parameters
表 5. 具体实验参数信息

参数	数值
母线电压 V_{dc}	270 V
相电阻 R	20 Ω
相电感 L	0.005 H
参考电流幅值 i_{ref}	6 A
参考电流频率 f	50 Hz
权重因子 λ_1	0.8
权重因子 λ_2	0.1

如图 14 所示为 $\alpha\beta$ 子空间电流波形、 xy 子空间电流波形及 A、U 相电流波形。



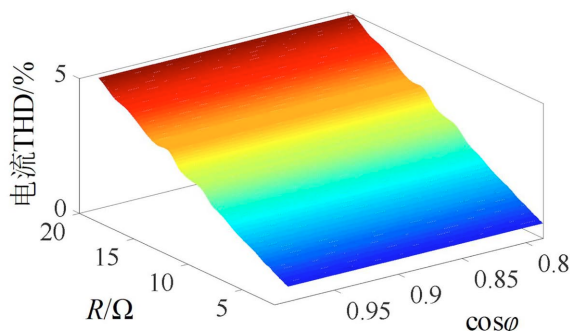


(c) 相电流波形

Figure 14. Current waveform diagram**图 14.** 电流波形图

通过图 14(a)所示的电流波形可知, 基于 VSD 的六相 H 桥 MPC 优化控制下的 $\alpha\beta$ 子空间电流、相电流波形基本接近正弦; 由图 14(b)可知, 此时谐波子空间电流波动较小, 谐波幅值抑制在 ± 0.25 A 以内, 表明第一阶段优化矢量选择能够有效抑制谐波分量。同时, A 相与 U 相电流满足 30° 电角度相位差关系。

为进一步验证使用第 22 层 12 个矢量进行滚动寻优的有效性, 对功率因数 0.7864 ($R = 2 \Omega, L = 0.005$ H) 到 0.9940 ($R = 20 \Omega, L = 0.005$ H) 进行实验对比分析, 汇总如图 15 所示。

**Figure 15.** Comprehensive analysis diagram of phase current THD with different power factors**图 15.** 不同功率因数的相电流 THD 综合分析图

结果表明随着功率因数的减小, 相电流 THD 大致呈下降趋势, 数值基本稳定在 5% 以内。

与此同时, 对不同调制度的相电流 THD 进行了统计分析。在高调制区控制效果良好, 在低调制度区域可能会存在谐波畸变问题, 这也是本文后续研究中需要进一步开展的。

综上, 通过六相 H 桥逆变器带 RL 负载为例的实验验证, 说明了本文所提策略的有效性与合理性。

6. 结论

本文提出的基于 VSD 的六相 H 桥逆变器 MPC 优化控制方法, 能够有效地选择、优化电压矢量, 以提高系统的电流跟踪精度, 减小谐波成分及零序分量对六相 H 桥逆变器控制效果的影响。实验结果表明, 优化后的 MPC 方法在负载发生变化时, 能够有效减少电流畸变, 特别是在功率因数较低的情况下, 相电流 THD 基本稳定在 5% 以内, 比传统控制方法更具有优越性。利用 RL 负载的测试表明, 系统的电流波形接近理想正弦波, 且谐波波动较小, 验证了该控制方法的可行性与有效性。同时, 通过对电压矢量进行优化选择可以大幅提高运算速度, 降低计算负担, 这对六相 H 桥逆变器的优化控制提供了一种新方法, 是今后提升系统稳定性和电能质量的有效途径之一。未来的研究将进一步拓展该方法的应用范围。

参考文献

- [1] Rong, X., Yong, Y., Jian, W., Rongfeng, Y., Dianguo, X., He, C., *et al.* (2015) Improved Model Predictive Control for H-Bridge Cascaded Statcom. 2015 9th *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul, 1-5 June 2015, 2545-2550. <https://doi.org/10.1109/icpe.2015.7168132>
- [2] Feng, L., Lv, Y.C. and Song, W. (2019) A Simplified Model Predictive Control Method Used in Three-Level Six-Phase Inverter. 2019 *IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRE-CEDE)*, Quanzhou, 1 May 2019-02 June 2019, 1-5. <https://doi.org/10.1109/precede.2019.8753355>
- [3] Xu, Z., Wang, Z. and Wang, X. (2019) Predictive Current Control Method for the T-Type Three-Level Inverters Fed Dual Three-Phase PMSM Drives with Reduced Current Harmonics. 2019 *IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Xi'an, 3-6 June 2019, 115-121. <https://doi.org/10.1109/pedg.2019.8807713>
- [4] Rodriguez, J., Kazmierkowski, M.P., Espinoza, J.R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H.A., *et al.* (2013) State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, **9**, 1003-1016. <https://doi.org/10.1109/tii.2012.2221469>