



基于模型预测控制的变模式 CLLLC 谐振 变换器设计

冯兴田, 郭玉江

(中国石油大学(华东) 新能源学院, 青岛 266580)

摘要: 针对传统变频控制的 CLLLC 谐振变换器在低电压增益时存在频率调节范围宽、运行效率低等问题, 设计一种基于模型预测控制的变模式谐振变换器。控制策略无需额外的辅助电路即可使变换器在宽范围输入情况下实现全桥模式和半桥模式的灵活切换, 在拓宽低电压增益的同时保持较窄的频率调节范围, 利于磁性元件的设计, 有效提升变换器在高输入电压下的运行效率。与比例积分(proportional-integral, PI)控制相比, 所提模型预测控制明显改善模式切换时出现的输出电压尖峰问题, 在稳态性能相近的前提下, 提升了变换器的动态性能。仿真和实验证明了设计的 CLLLC 谐振变换器及其控制策略的可行性和优越性。

关键词: CLLLC 谐振变换器; 模型预测控制; 宽范围输入; 变模式

中图分类号: TM46

文献标志码: A

DOI: 10.12179/1672-4550.20240044

Design of the Variable Mode CLLLC Resonant Converter Based on the Model Predictive Control

FENG Xingtian, GUO Yujiang

(College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China)

Abstract: Aiming at the problems of wide frequency adjustment range and low operating efficiency of the traditional variable frequency control CLLLC resonant converter at low voltage gain, a variable mode resonant converter based on the model predictive control is designed. The control strategy can make the converter switch between the full-bridge mode and half-bridge mode flexibly in a wide range of input without additional auxiliary circuits, which can broaden the low voltage gain and keep a narrow frequency adjustment range. This strategy is beneficial to the design of magnetic components and effectively improve the operating efficiency of the converter under high input voltage. Compared with the PI control, the proposed model predictive control obviously improves the output voltage spike problem during mode switching, and increases the dynamic performance of the converter on the premise of similar steady-state performance. Simulation and experiment prove the feasibility and superiority of the designed CLLLC resonant converter and its control strategy.

Key words: CLLLC resonant converter; model predictive control; wide range input; variable mode

随着分布式电源、车载充电机、光伏发电和不间断供电系统的蓬勃发展, 能够实现能量双向流动的直流/直流(direct current/direct current, DC/DC)变换器成为研究热点^[1-3]。CLLLC 谐振变换器正反向运行时均具备全桥 LLC 的软开关特性, 有开关损耗小、效率高、功率密度大的优点, 因而在上述领域得到广泛应用。但是其在电

压增益小于 1 时的调节能力有限, 需要的工作频率范围很宽, 导致变压器等磁性元件的设计难度增加、样机体积增大等一系列问题。

为了有效拓宽 CLLLC 谐振变换器的低电压增益范围, 国内外学者提出很多新的控制策略。文献[4-5]提出一种变频-移相混合控制方法来拓宽了部分低电压增益范围, 但当输入电压较高时,

收稿日期: 2024-02-26

基金项目: 山东省高等教育本科教学改革研究项目(M2023147); 山东省研究生优质专业学位教学案例库(SDYAL2023028); 中国石油大学(华东)教改项目(CM2024022)。

作者简介: 冯兴田, 博士, 副教授, 主要从事电力电子变换器控制与应用研究。E-mail: topfxt@163.com

会导致关断损耗和环流损耗变大, 效率下降。文献 [6-8] 采用不对称的脉冲宽度调制 (asymmetrical pulse width modulation, APWM) 策略来调节电压增益。然而此方法下变压器会产生偏置电流, 且软开关对占空比的限制较大, 效率也未见明显提升。文献 [9] 增加辅助双向开关达到了更宽的电压增益范围, 但控制复杂且成本增加。文献 [10] 提出全桥-半桥混合变频控制的策略, 可在不增加额外器件的前提下拓宽低电压增益至 0.5 倍, 成本低且控制简单。但由于两种模式下的电压增益曲线不连续, 采用 PI 控制方式在模式切换时会产生输出电压尖峰问题, 而且动态响应时间较长。文献 [11] 和文献 [12] 分别引入全桥脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 策略和分配权重的混合控制策略来解决全桥模式和半桥模式之间电压增益不连续的问题。虽然模式切换时的输出电压尖峰问题有所改善, 但是由于都引入了第 3 种策略, 导致控制系统设计较复杂。

以上文献采用的 PI 闭环控制对于系统参数变化或扰动的适应性相对较弱。近年来, 模型预测控制 (model predictive control, MPC) 因具有动态响应快、控制效果好和鲁棒性强等优点广泛应用于脉冲整流器、并网逆变器及电机驱动等领域^[13]。然而, 应用于双向 LLC 谐振变换器领域的模型预测控制策略却鲜有文献研究。

为此, 本文基于模型预测控制设计了一种变模式变频控制的 CLLLC 谐振变换器, 当输入电压小于切换电压时工作于全桥模式, 反之工作于半桥模式。两种模式下的频率可变范围一致且都工作在第二谐振频率与第一谐振频率之间, 利于磁性元件设计的同时均可实现软开关, 并且模式切换时输出电压基本无波动。

1 变换器拓扑与电压增益

CLLLC 谐振变换器电路拓扑如图 1 所示, 其中开关管 $K_1 \sim K_8$ 为主电路的 8 个开关管; L_m 为变压器的励磁电感; L_{r1} 和 C_{r1} 为原边谐振元件, L_{r2} 和 C_{r2} 为副边谐振元件, 且 $L_{r1} = n^2 L_{r2}$, $C_{r1} = C_{r2}/n^2$; 高频变压器 T 变比为 n 。 $C_{s1} \sim C_{s8}$ 分别为 $K_1 \sim K_8$ 并联寄生电容且均相等, C_{in} 和 C_o 为滤波电容; V_1 、 V_2 为变换器输入、输出侧直流电压。该变换器正反向结构完全对称, 因此只分析正向工作即可^[14]。

无论正反向运行, CLLLC 谐振变换器在全桥

模式或半桥模式均通过变频控制, 可以通过基波分析法求得不同模式下的电压增益表达式。如图 2 所示, $R_{eq} = 8n^2 R_o/\pi^2$, R_{eq} 为等效负载, R_o 为输出负载。可求得全桥模式下变换器的直流电压增益特性^[15]为:

$$G(f_m, Q, k) = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \quad (1)$$

$$M = \left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2 + \frac{Q^2}{k^2} \left((2k+1)f_n - \frac{2k+2}{f_n} + \frac{1}{f_n^3}\right)^2 \quad (2)$$

式中: f_n 为归一化频率, $f_n = f_r/f_s$; k 为电感比, $k = L_m/L_{r1}$; Q 为品质因数, $Q = (L_{r1}/C_{r1})^{1/2}/R_{eq}$ 。半桥模式下的电压增益表达式为全桥模式下的 0.5 倍。

定义第一谐振频率 f_{r1} :

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \quad (3)$$

定义第二谐振频率 f_{r2} :

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r1} + L_m)C_{r1}}} \quad (4)$$

当 $f_s \leq f_{r2}$ 时, 变换器处于容性工作区, 需避免工作在此区域; 当 $f_{r2} < f_s \leq f_{r1}$ 时, 变换器能够在宽负载变化范围内实现原边开关管的零电压开关 (zero voltage switch, ZVS) 导通和副边开关管的零电流开关 (zero current switch, ZCS) 关断; 当 $f_s > f_{r1}$ 时, 原边开关管能够实现 ZVS 导通, 但副边开关管无法实现 ZCS。因此应该使变换器更多地工作在 $f_{r2} < f_s \leq f_{r1}$ 这一频率范围内, 此时工作频率更低, 输入侧的关断电流更小, 具有更低的开关损耗, 效率更高。

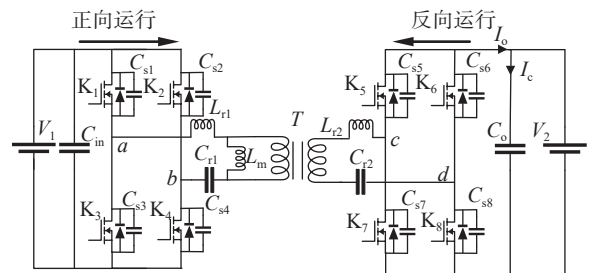


图 1 CLLLC 谐振变换器电路拓扑

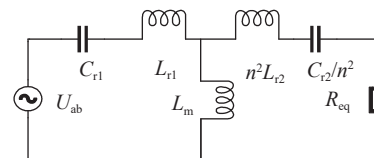


图 2 基波等效电路

2 变模式变频控制策略

本文提出一种变模式变频控制策略,选择额定输入电压为切换点,电压增益范围为 0.5~2。因此变换器最低输入电压为额定输入电压的 0.5 倍即 36 V(电压增益 $G=2$),此时工作在全桥模式。当输入电压升至额定电压 72 V 时,开关管 K_2 始终关闭, K_4 始终导通,即可无需其它的辅助电路就可使变换器工作于半桥模式,在相同的频率变化范围下输入电压范围可由 36~72 V 拓宽为 36~144 V。

两种模式随输入电压变化的频率曲线如图 3 所示。本文所提控制策略的频率在 $f_{r2} < f_s \leq f_{r1}$ 这一范围内变化,均处于感性工作区,并且增益曲线斜率为负,初级开关管可以实现 ZVS,次级开关管可以实现 ZCS。在拓宽低电压增益的同时,又保留了较窄的频率变化范围,简化了变换器的参数设计流程,可在宽输入电压范围内实现软开关和高效率运行。

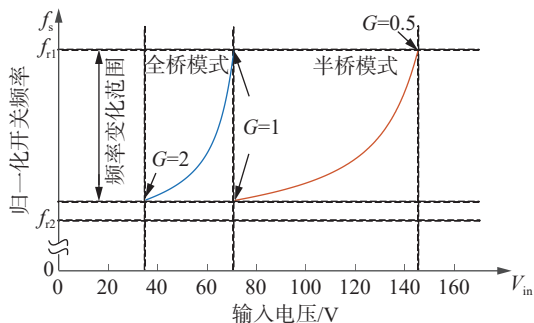


图 3 开关频率随输入电压变化曲线

在实际实验中,通常会出现输入电压纹波较大、在切换电压上下连续变化的情况,这样会导致模式不停地切换而产生较大的损耗。为避免模式切换频繁发生,需要采用滞回控制,对切换电压设置一定的回差。因此本文在额定输入电压上下设置了两个切换点 V_a 和 V_b ,且 $V_a < V_b$ 。其中回差设置为 $2V^{[16]}$ 。即当变换器处于全桥模式且输入电压大于 V_b 时,再切换为半桥模式;当变换器处于半桥模式且输入电压小于 V_a 时,再切换为全桥模式。

3 模型预测控制策略

由图 3 可以看出,两种模式在电压增益为 1 时的增益曲线不连续,模式切换时输出电压会产生电压尖峰问题。由于模型预测控制是在线求

解,通过不断进行模型预测、滚动优化、采样控制,得到每一时刻的最优解。所以模型预测控制下变换器的动态效果会大大提高。

由公式(1)可知全桥模式的输出电压为:

$$V_o = \frac{V_{in}}{n\sqrt{M}} \quad (5)$$

而变换器副边的滤波电容电流可经过离散化处理,得出:

$$I_c = C_o \frac{du}{dt} = C_o \frac{V_o(t+1) - V_o(t)}{T_s} \quad (6)$$

同时滤波电容电流又为:

$$I_c = I_o - I_R = \frac{V_{in}}{nR_o\sqrt{M}} - I_R \quad (7)$$

式中: I_R 为负载电流。在 k 、 Q 均为定值时,可以根据 t 时刻的输入电压和开关频率计算出 $(t+1)$ 时刻的输出电压预测值,由式(5)~式(7)得到 CLLLC 谐振变换器变频控制下全桥模式的输出电压预测模型:

$$V_o(t+1) = \frac{V_{in}}{nR_o C_o f_s \sqrt{M}} - \frac{I_R}{C_o f_s} + V_o(t) \quad (8)$$

同理可得 CLLLC 谐振变换器变频控制下半桥模式的输出电压预测模型:

$$V_o(t+1) = \frac{V_{in}}{2nR_o C_o f_s \sqrt{M}} - \frac{I_R}{C_o f_s} + V_o(t) \quad (9)$$

在 CLLLC 变换器的模型预测控制策略中,控制目标是使变换器实际输出电压对目标输出电压 V_{ref} 跟踪误差最小,因此相应的代价函数表达式均为:

$$J = |V_{ref} - V_o(t+1)|^2 \quad (10)$$

为了减小模型预测控制每一时刻在线求解的计算量,提出一种分级寻优方法,其原理如图 4 所示。

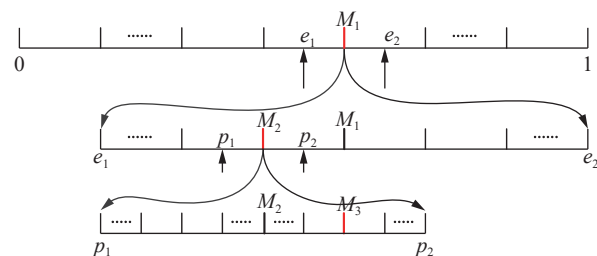


图 4 分级寻优原理图

将开关频率的可变范围即 $f_{r2} < f_s \leq f_{r1}$ 归一化,作为第一级模型预测控制程序的寻优集合等距分为 h_1 个备选频率。假设此时输出的最优频率为 M_1 ,则第二级模型预测控制程序寻优集合以

M_1 为 midpoint, e_1 和 e_2 为边界, 再次等距分为 h_2 个备选频率, 此时输出的最优频率为 M_2 , 则第三级模型预测控制程序寻优集合以 M_2 为 midpoint, p_1 和 p_2 为边界, 再次等距分为 h_3 个备选频率, 此时输出的最优频率为 M_3 , 以此类推。以三级模型预测寻优为例, 假设 $h_1=h_2=h_3=11$, 那么采用分级寻优方法只需要进行 33 次循环寻优, 否则需要 1001 次循环寻优, 计算量得到明显减少。

变换器系统首先根据输入电压的大小来选择工作在全桥或半桥模式, 然后将输入电压的值代入模型预测控制程序得到当前时刻的最优频率, 输出给变换器产生相应的脉冲信号, 得到下一时刻的输出电压预测值, 再与目标输出电压值作差, 检测是否满足所设置的误差标准 ϵ (根据实际精度要求设定, 此处设 $\epsilon=0.05$)。如满足, 则程序进入稳态, 否则将继续循环寻优, 控制流程图如图 5 所示。

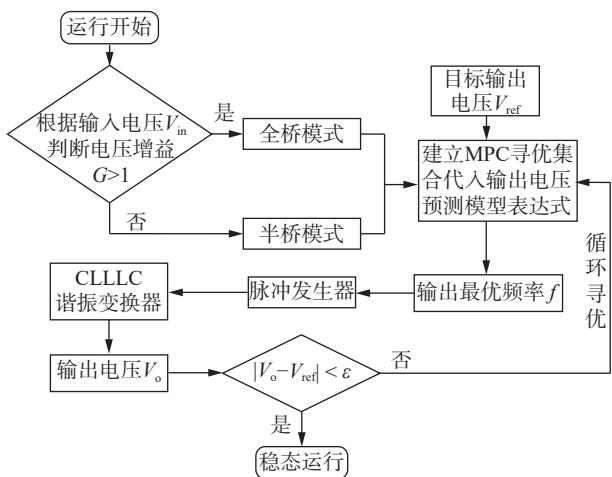


图 5 控制流程图

由以上分析可知, 模型预测控制是一种主动控制策略, 通过当前时刻的采样信息来预测出下一时刻的最优频率, 从而得到更接近目标输出电压的实际输出电压。当模式切换时, 输出电压远小于或远大于参考电压时, 变换器将以最低开关频率进行升压或最高开关频率进行降压, 以使得输出电压时刻稳定在参考值附近。模型预测控制没有使用积分器, 因此变换器的动态响应很快^[17], 极大地改善了输出电压尖峰问题。

4 仿真与实验

4.1 仿真分析

为了验证所提控制策略的有效性, 对 CLLC

谐振变换器进行仿真分析。由于切换点电压为 72 V, 本文设置输入电压从 60 V 突变为 80 V, 以此来观察 PI 控制和模型预测控制下变换器的动态性能。

图 6 为 PI 控制和模型预测控制下的输入电压和输出电压波形, 其中设置 0.5 s 时输入电压由 60 V 突增至 80 V, 变换器将由全桥模式变为半桥模式。输入电压为 60 V 对应的最优频率约为 69.5 kHz; 输入电压为 80 V 对应的最优频率约为 48.5 kHz。由 PI 控制下的输出电压波形可以看出变换器在模式切换时有峰值为 3 V 左右的波动, 输出电压恢复到参考值需要 30 ms, 而模型预测控制下可输出稳定的 48 V 电压, 在模式切换时基本无波动。

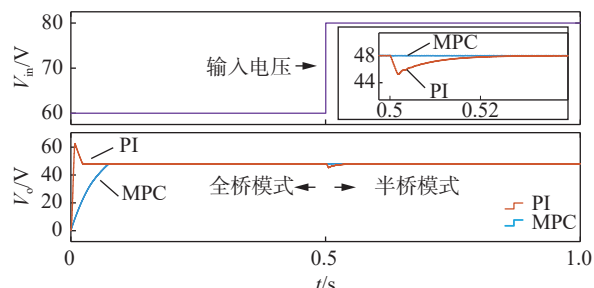


图 6 输入电压和输出电压波形

以三级寻优方法为例, 相同的条件下在 MATLAB 中读取模型实际运行时间即可比较采用与未采用分级寻优方法下计算量的大小。从图 7 中的 6 组数据均可以明显看出, 采用分级寻优方法下变换器系统的实际运行时间远小于未采用分级寻优方法, 即分级寻优方法可以大大减小循环寻优过程中的计算量。

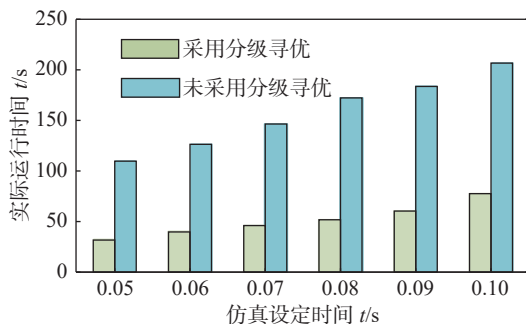


图 7 运行时间对比

4.2 实验验证

为验证所提控制策略的有效性, 搭建硬件平台进行实验。主要实验参数如表 1 所示, 样机如图 8 所示。

表 1 主要实验参数

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	72
输出电压 V_o/V	48
第一谐振频率 f_{r1}/kHz	100
第二谐振频率 f_{r2}/kHz	40.89
变压器变比 ($n:1$)	1.5:1
励磁电感 $L_m/\mu H$	80.47
原边谐振电感 $L_{r1}/\mu H$	16.29
副边谐振电感 $L_{r2}/\mu H$	7.21
原边谐振电容 C_{r1}/nF	154.7
副边谐振电容 C_{r2}/nF	350

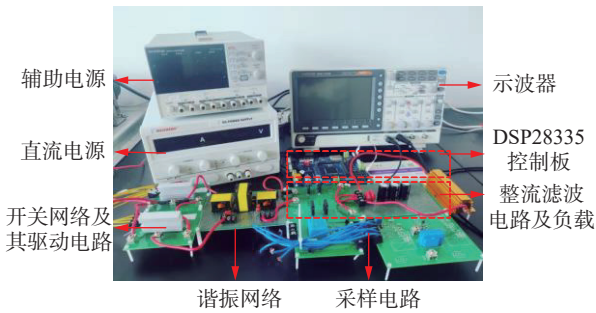


图 8 实验样机图

实验平台主要由数字信号处理器(digital signal processor, DSP)控制器、主电路、驱动电路、辅助电源模块和采样电路构成,如图 9 所示。采样电路主要负责检测主电路的输出电压或电流值,并将其调理为 0~3.3 V 的输入信号;该信号通过 DSP 的模数转换端口转化为数字信号;DSP 控制器进行分析计算,结合控制算法生成对应的 PWM 脉冲信号;PWM 信号再通过隔离驱动电路实现主电路开关管的有效驱动;辅助电源模块则提供各部分电路的工作电源。

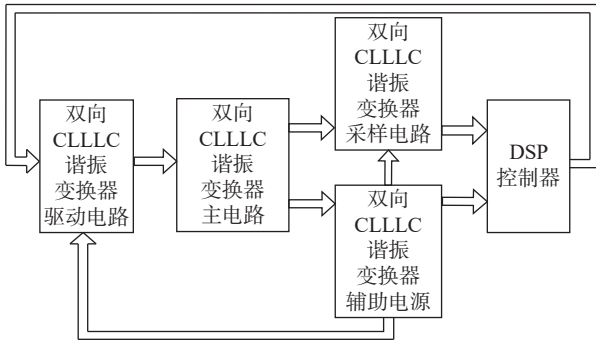
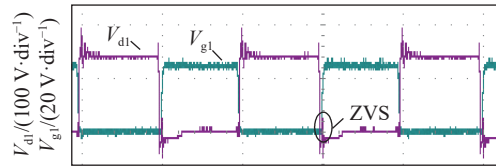


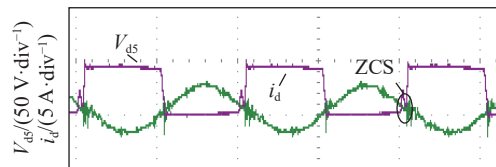
图 9 实验平台的架构框图

图 10(a)和 10(b)为变换器最高输入电压下(满足最低增益)的软开关实验波形。其中 V_{di} 为变换器原边开关管的漏源极电压, V_{gl} 为开关管的驱动

信号, V_{ds} 为整流二极管电压, i_d 为整流网络输入电流。从实验波形上可以看出,在驱动信号到来之前,金属-氧化物半导体场效应晶体管(metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOS)的漏源极电压已经为 0,说明变换器实现了原边侧开关管的 ZVS 导通;电流 i_d 和二极管电压基本无交叉,说明变换器实现了 ZCS 关断。



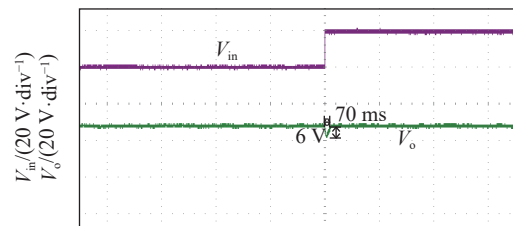
(a) ZVS 实现波形



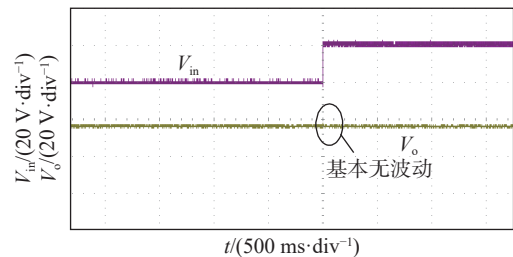
(b) ZCS 实现波形

图 10 144 V 输入时软开关实验波形

图 11(a)和 11(b)分别为 PI 控制和模型预测控制下输入电压和输出电压的实验波形,其中输入电压由 60 V 突增为 80 V。由实验波形可以看出,两种控制下稳态性能基本一致;模式切换时 PI 控制下的输出电压有峰值约为 6 V 左右的电压波动,动态响应时间为 70 ms,而模型预测控制下输出电压基本无波动,动态响应时间极小。



(a) PI 控制实验波形



(b) 模型预测控制实验波形

图 11 输入电压突增时不同控制的实验波形

图 12 给出了不同输入电压下 CLLC 谐振变换器两种控制的效率曲线。由图可以看出, 虽然变模式变频控制下有一部分区域的效率比传统变频控制较低, 但整体效率要高于传统变频控制。且在相同条件下, 传统变频控制下开关频率的变化范围为 46~397.3 kHz, 而变模式变频控制下开关频率的变化范围仅为 46~101.8 kHz, 有利于磁性元件的设计和变换器体积的降低。因此变模式变频控制策略同时具备调频范围窄和宽电压增益的优势。

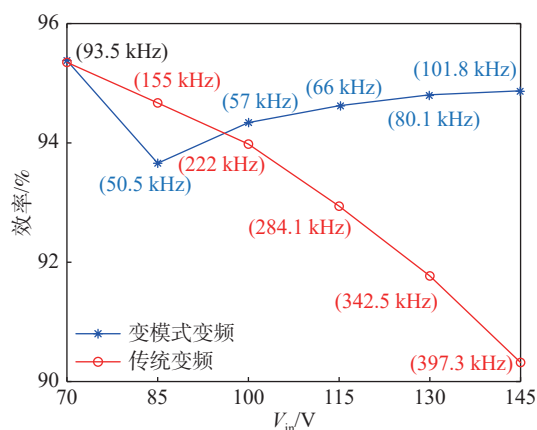


图 12 不同输入电压下两种控制策略的效率

5 结束语

本文采用基波分析法得到 CLLC 谐振变换器的电压增益特性, 提出一种基于模型预测控制的变模式变频控制策略。通过仿真和实验分析可以得出如下结论: 1) 控制策略和参数设计简单; 2) 相比于传统变频控制下的变换器而言, 相同开关频率范围内变模式变频控制下的输入电压范围为 36~144 V, 为传统变频控制下的输入电压变化范围 36~72 V 的 3 倍; 3) 相同输入电压范围下, 变模式变频控制下的开关频率变化范围远小于传统变频控制, 利于磁性元件的优化; 4) 相比于 PI 控制, 在稳态性能相近的前提下所提模型预测控制具有更好的动态性能, 模式切换时基本无电压波动产生, 动态响应时间极小。

参考文献

[1] BAI Z, SHAO J W, GU J Y, et al. Design and modeling of CLLC converter for bidirectional on-board charger[C]//2022 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific).

- New York: IEEE, 2022: 1-6.
- [2] 叶宗彬, 武展飞, 邓先明. 一种提高双向全桥 LLC 谐振变换器反向电压增益的设计及实现[J]. 实验室研究与探索, 2022, 41(3): 28-33.
- [3] GU Q, YUAN L Q, NIE J T, et al. Current stress minimization of dual-active-bridge DC-DC converter within the whole operating range[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(1): 129-142.
- [4] 陶文栋, 王玉斌, 张丰一, 等. 双向 LLC 谐振变换器的变频-移相控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5856-5863.
- [5] 胡存刚, 刘威, 朱文杰, 等. 宽范围输入三电平半桥 LLC 变换器混合控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(2): 120-128.
- [6] 陈桂涛, 王宇鹏, 任碧莹, 等. 双向 LLC 谐振变换器混合控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(5): 1-3.
- [7] 冯兴田, 万满满, 马文忠, 等. 基于负载匹配的三相交错并联 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 47-53.
- [8] JIANG T Y, ZHANG J M, WU X K, et al. A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(2): 757-770.
- [9] 杨东江, 段彬, 丁文龙, 等. 一种带辅助双向开关单元的宽输入电压范围 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 775-785.
- [10] 刘建强, 张泽辉, 艾宇, 等. 一种变拓扑 L-LLC 谐振变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8652-8664.
- [11] LIN H P, HU J, ZHOU F W, et al. A wide voltage input and high-efficiency hybrid-mode wind power converter with the mode transition optimized[C]//2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. New York: IEEE, 2014: 162-166.
- [12] 张杰, 张信, 刘尉, 等. 基于混合控制模式的宽范围 LLC 谐振变换器设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 10-19.
- [13] 程建材, 康龙云, 胡毕华, 等. 三电平并网逆变器恒定开关频率的模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 169-175.
- [14] 陈启超, 纪延超, 王建曠. 双向 CLLC 谐振型直流变压器的分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2898-2905.
- [15] 赵烈, 裴云庆, 刘鑫浩, 等. 基于基波分析法的车载充电机 CLLC 谐振变换器参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4965-4977.
- [16] 周艳. 宽范围输入 LLC 谐振变换器研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2018.
- [17] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 电力电子变压器的双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3921-3929.