

LLC 谐振变换器简化时域算法及其频率前馈控制

李佳昊, 陈捷, 邵志冲, 蔡璟珂, 余焱, 王勇*

(上海交通大学电气工程系, 上海市 闵行区 200240)

Simplified Time-domain Algorithm and Frequency Feedforward Control of LLC Resonant Converter

LI Jiahao, CHEN Jie, SHAO Zhichong, CAI Jingke, SHE Yan, WANG Yong*

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Minhang District, Shanghai 200240, China)

ABSTRACT: This paper proposes a frequency feedforward control method based on simplified time-domain analysis of LLC resonant converters to address the unsatisfactory dynamic response of traditional linear controllers. By simplifying the time-domain equations of LLC converters under three operating conditions - under resonance, over resonance near the resonance point, and over resonance far from the resonance point - we develop three simplified time-domain iterative algorithms that enable real-time calculation of the ideal switching frequency in digital controllers. These calculated frequencies are then fed forward to linear controllers, significantly improving the dynamic response of LLC converters. The proposed simplified time-domain algorithm can also compute working waveforms including voltage gain, resonant current, and resonant voltage in real time. Simulation results demonstrate that the algorithm's calculated working waveforms and voltage gain curves closely match those obtained from detailed time-domain analysis, confirming the algorithm's accuracy. An experimental prototype validates the dynamic response improvement achieved by the proposed feedforward control. Experimental results indicate that this feedforward control effectively optimizes performance across various LLC converter dynamic processes while imposing a relatively low computational burden on digital controllers.

KEY WORDS: LLC resonant converter; simplified time-domain equation; Taylor expansion; feedforward control; dynamic response

摘要: 针对 LLC 谐振变换器使用传统线性控制器时动态响应不理想的问题, 提出一种基于 LLC 变换器简化时域分析的频率前馈控制。通过对欠谐振、过谐振且接近谐振点和过谐振且远离谐振点的 3 种工况下的 LLC 变换器时域方程进行简化, 提出 3 种简化时域迭代算法, 可以在数字控制器中实时计算 LLC 变换器的理想开关频率并前馈至线性控制器, 从而改善 LLC 变换器的动态响应。提出的简化时域算法还可以实时计算电压增益、谐振电流和谐振电压的工作波形。仿真结果表明, 所提出的简化时域算法计算得到的工作波形和电压增益曲线与时域分析接近, 证明了算法的准确

性。搭建一台实验样机以验证所提出的前馈控制的动态响应。实验结果表明, 所提出的前馈控制可以实现对于 LLC 变换器各种动态过程的性能优化, 且对于数字控制器的计算负担较小。

关键词: LLC 谐振变换器; 简化时域方程; 泰勒展开; 前馈控制; 动态响应

0 引言

由于 LLC 谐振变换器具有高效率、高功率密度和低电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)等优点, LLC 谐振变换器在数据中心、分布式能源系统、储能、电动汽车等领域得到了广泛的应用^[1-6]。然而, 由于 LLC 变换器并不是一个线性系统, 传统线性控制器对 LLC 变换器的控制效果并不理想, 很难平衡动态过程的超调量和响应速度^[7]。因此, 近年来研究人员提出了诸如最优轨迹控制^[7]、电荷控制^[8]、砰-砰(Bang-Bang)电荷控制^[9]等非线性控制方法。

文献[7,10-11]基于 LLC 的时域方程, 将谐振参数作为状态变量, 运用状态平面的分析方法, 直观地刻画出 LLC 变换器动态的轨迹变化实现最优轨迹控制, 对 LLC 变换器的负载变化、软启动、轻载下的控制等动态变化过程的动态响应进行了改进。当 LLC 变换器发生负载变化, 理论上只需一个开关周期即可到达稳态。然而该方法仅适用于在谐振点运行的 LLC 变换器, 且对数字控制器性能的要求较高, 需要实现逐周期控制。文献[12-17]等对最优轨迹控制进行改进, 致力于降低最优轨迹控制对数字控制器要求与拓宽适用范围, 但也因此导致了控制效果的下降。

文献[8,18]将电荷控制应用于 LLC 变换器, 将

开关电流的总电荷与控制电压进行比较,以调制开关频率,然而电荷控制需要增加额外的电流采样电路,使得硬件设计更为复杂,也增加了成本,同时,电荷控制也仅针对 LLC 变换器的负载变化的动态响应进行优化,并未改善其他动态变化下的动态响应;文献[19]提出了电荷控制在数字控制器中的应用方法,减少了谐振电流采样电路,但仍然需要谐振电容电压的采样电路,且增加了控制器的复杂性;文献[9]提出了一种适用于 LLC 谐振变换器的砰-砰电荷控制方法,利用谐振电容的电压来对 LLC 变换器的开关管的开关状态进行控制,这种控制方法相对于电荷控制进一步加快了动态响应速度,但是可能导致开关状态不对称等问题,且同样仅对 LLC 变换器的负载变化的动态响应进行改进。

这些控制方法往往适用范围较窄,如无法对所有动态变化有效、仅在谐振点有效等,同时,对硬件电路也提出一定要求,如需要额外硬件电路、需要高性能数字控制器等。

文献[20]提出了一种基于状态平面分析法的前馈控制,通过对状态轨迹进行面向电压的几何简化,预测 LLC 变换器的开关频率波动,将计算得到的理想开关频率并加入前馈控制,提升了 LLC 变换器的电压增益动态响应。这种基于建模的开关频率前馈控制并不需要额外的硬件电路,且对数字控制器的要求也很低。然而,该控制方法仅对 LLC 变换器的输入、输出电压切换的动态响应进行了优化,无法对负载变化做出响应,因而该控制方法在不同负载条件下的动态响应优化效果会有较大差异。

为实现全动态响应优化,需要对 LLC 变换器进行精确的建模并对其进行简化。从而使其便于数字控制器的计算并直接应用于 LLC 变换器的控制中以提升 LLC 变换器的控制效果。相较于传统频域分析,时域分析法具有更好的精确性^[21-25],但时域方程的求解通常需要借助数学软件进行计算。为了简化时域方程的求解,目前一些文献对 LLC 变换器进行简化时域分析,如文献[26-30]对 LLC 变换器的电压增益、工作波形进行简化时域分析;文献[27]对欠谐振区的工作波形进行简化,得到了欠谐振区电压增益的解析解,并验证了其具有较高的精确性;文献[28]对 LLC 变换器的工作波形进行简化,考虑了谐振腔和负载对电压增益的影响,提出了修正后的电压增益曲线和相应的参数设计方法;文献[29]考虑了寄生参数和死区时间对 LLC 变换器实现零

电压开通(zero voltage switching, ZVS)的影响,在对时域模型简化后,提出了参数设计方法;文献[30]对 LLC 变换器的时域方程进行数学简化,但是简化后的方程仍然包含非线性项,形式比较复杂。LLC 变换器的简化时域分析仍然通常应用于 LLC 变换器的设计中,而忽略简化时域分析在 LLC 变换器的控制中的作用。

为实现全动态响应优化的 LLC 谐振变换器开关频率前馈控制,本文针对 LLC 谐振变换器的时域分析,推导欠谐振区和过谐振区下的时域方程并根据不同工作模式的特点进行简化,简化后的形式便于数字控制器进行实时迭代计算,且对数字控制器的要求不高。本文针对欠谐振、过谐振且接近谐振频率和过谐振且远离谐振频率提出 3 种 LLC 变换器简化时域迭代算法,可以实时计算出 LLC 变换器的工作参数,如工作频率、谐振电流和谐振电压工作波形等,并验证算法的准确性。本文利用简化时域迭代算法得到 LLC 变换器的工作频率,并将其应用于 LLC 变换器的频率前馈控制,实验结果表明,在各种动态变化情况下,该控制方法均能大幅度改善 LLC 变换器的动态响应。

1 LLC 变换器的时域分析

半桥 LLC 谐振变换器的结构如图 1 所示,其中: V_i 为输入电压; V_o 为输出电压; R_L 为输出负载等效电阻; n 为变压器匝数比; L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容; L_m 为励磁电感; Q_1 、 Q_2 分别为原边上管和下管; D_1 — D_4 为副边整流二极管; C_o 为输出滤波电容; i_{Lr} 、 v_{Cr} 以及 i_{Lm} 分别为谐振电感电流、谐振电容电压以及励磁电感电流。

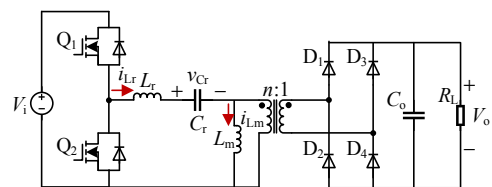


图 1 半桥 LLC 谐振变换器的结构

Fig. 1 Structure of half-bridge LLC resonant converter

以 Q_1 导通的半个周期为例,根据开关管以及谐振腔的状态,LLC 变换器的工作状态共有 3 种,分别为 P 状态、N 状态和 O 状态^[26],其等效电路如图 2 所示。当变压器的副边有电流流过时,变压器原边的电压被输出电压钳位。如果输出电压为正,则为 P 状态;如果输出电压为负,则为 N 状态。当变压器二次侧没有电流流过时,为 O 状态,此时变

压器励磁电感参与谐振。

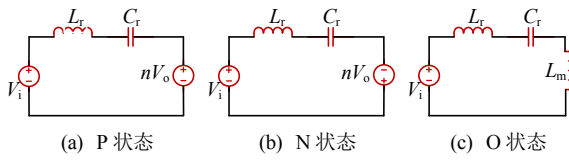


图 2 LLC 谐振变换器各工作状态的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits of various operating states of LLC resonant converter

根据工况的不同, LLC 变换器会工作在由 3 个状态排列组合而成的不同模式中。在实际应用中, 综合考虑效率以及功率密度等因素, LLC 变换器通常被设计工作在欠谐振区的 PO 和过谐振的 NP 模式。在 PO 模式 LLC 变换器可以实现原边开关管 ZVS 和副边二极管零电流关断 (zero current switching, ZCS), 同时具有升压输出的功能。NP 模式同样能实现原边开关管 ZVS, 具有降压输出的功能。PO 和 NP 模式的典型工作波形如图 3(a)、(b) 所示。

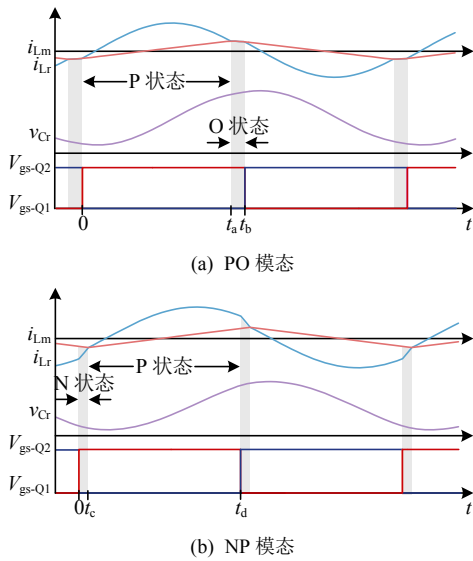


图 3 LLC 谐振变换器的工作波形

Fig. 3 The working waveform of LLC resonant converter

为简化 LLC 变换器的模式分析, 以下将对一些变量进行定义。

$$K = \frac{L_m}{L_r} \quad (1)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} = \frac{\omega_r}{\sqrt{K + 1}} \quad (3)$$

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

式中: K 为电感比; ω_r 为谐振角频率; ω_m 为励磁电感参与谐振时的角频率; f_r 为谐振频率。

时域方程基于各状态的等效电路方程, 各状态的电压、电流的连续性和对称性等作为约束条件。以下将对 PO 和 NP 模式的时域方程进行推导。

1.1 PO 模式的时域方程

根据图 2(a) 中 P 状态的等效电路, 由电容、电感的伏安特性, 可以列写方程:

$$\begin{cases} L_r C_r \frac{d^2 v_{Cr}}{dt^2} + v_{Cr} = V_i - nV_o, & 0 \leq t \leq t_a \\ i_{Lr} = i_{Cr} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

方程(5)的通解为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = k_1 \cos \omega_r t + k_2 \sin \omega_r t + V_i - nV_o, & 0 \leq t \leq t_a \\ i_{Lr}(t) = C_r \omega_r (-k_1 \sin \omega_r t + k_2 \cos \omega_r t) \end{cases} \quad (6)$$

式中 k_1 、 k_2 分别为与 P 状态初始时刻谐振电压、谐振电流有关的系数。

根据能量守恒定律, 可得零时刻谐振电容电压的初始值^[21]:

$$v_{Cr}(0) = \frac{C_r R_L V_i^2 f_s - V_o^2}{2R_L f_s C_r V_i} \quad (7)$$

在零时刻可得 k_1 的约束条件:

$$k_1 = v_{Cr}(0) + nV_o - V_i = \frac{C_r R_L V_i^2 f_s - V_o^2}{2R_L f_s C_r V_i} + nV_o - V_i \quad (8)$$

由于励磁电流 i_{Lm} 在 Q_1 导通的半个开关周期内线性上升, 因此励磁电流^[22]可以写作:

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(0) + \frac{V_o t}{L_m} \quad (9)$$

在 P 状态结束的 t_a 时刻, 记 $\theta = \omega_r t_a$, 有:

$$i_{Lr}(\theta) = C_r \omega_r (-k_1 \sin \theta + k_2 \cos \theta) \quad (10)$$

$$i_{Lm}(\theta) = i_{Lm}(0) + \frac{nV_o \theta}{\omega_r L_m} \quad (11)$$

在 P 状态开始和结束时刻, 即零时刻和 t_a 时刻, 谐振电流等于励磁电流, 可得:

$$k_2 = \frac{nV_o \theta}{K(\cos \theta - 1)} + \frac{k_1 \sin \theta}{\cos \theta - 1} \quad (12)$$

进入 O 状态后, 根据图 2(c) 中 O 状态的等效电路图, 列写方程:

$$\begin{cases} (L_r + L_m) \frac{d^2 v_{Cr}}{dt^2} + v_{Cr} = V_i, & t_a \leq t \leq t_b \\ i_{Lr} = i_{Cr} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

方程(13)的通解为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = k_3 \cos[\omega_m(t-t_a)] + \\ k_4 \sin[\omega_m(t-t_a)] + V_i \\ i_{Lr}(t) = C_r \omega_m \{-k_3 \sin[\omega_m(t-t_a)] + \\ k_4 \cos[\omega_m(t-t_a)]\} \end{cases}, \quad t_a \leq t \leq t_b \quad (14)$$

式中 k_3 、 k_4 分别为与 O 状态初始时刻谐振电压、谐振电流有关的系数。

根据电容电压和电感电流的连续性, 可得 k_3 、 k_4 的约束条件:

$$k_3 = k_1 \cos \theta + k_2 \sin \theta - nV_o \quad (15)$$

$$k_4 = \sqrt{K+1}(-k_1 \sin \theta + k_2 \cos \theta) \quad (16)$$

又由于半个开关周期内电容电压和电感电流的对称性, 记 $\varphi = \omega_m(t_b - t_a)$, 可得:

$$-k_3 \sin \varphi + k_4 \cos \varphi = \sqrt{K+1}(-k_2) \quad (17)$$

$$k_3 \cos \varphi + k_4 \sin \varphi = -k_1 - V_i + nV_o \quad (18)$$

消去式(17)、(18)中的变量 φ :

$$k_3^2 + k_4^2 = (K+1)k_2^2 + (nV_o - k_1 - V_i)^2 \quad (19)$$

由于 P、O 状态持续时间为半个开关周期, 有:

$$\frac{\theta}{\omega_r} + \frac{\varphi}{\omega_m} = \frac{1}{2f_s} \quad (20)$$

最终得到 PO 模态时域方程组:

$$\begin{cases} k_1 = \frac{C_r R_L V_i^2 f_s^2 - V_o^2}{2R_L f_s C_r V_i} + nV_o - V_i \\ k_2 = \frac{nV_o \theta}{K(\cos \theta - 1)} + \frac{k_1 \sin \theta}{\cos \theta - 1} \\ k_3 = k_1 \cos \theta + k_2 \sin \theta - nV_o \\ k_4 = \sqrt{K+1}(-k_1 \sin \theta + k_2 \cos \theta) \\ k_3 \cos \varphi + k_4 \sin \varphi = -k_1 - V_i + nV_o \\ k_3^2 + k_4^2 = (K+1)k_2^2 + (nV_o - k_1 - V_i)^2 \\ \frac{\theta}{\omega_r} + \frac{\varphi}{\omega_m} = \frac{1}{2f_s} \end{cases} \quad (21)$$

1.2 NP 模态的时域方程

根据图 2(b)中 N 状态的等效电路图, 可以列写方程:

$$\begin{cases} L_r C_r \frac{d^2 v_{Cr}}{dt^2} + v_{Cr} = V_i + nV_o \\ i_{Lr} = i_{Cr} = C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} \end{cases}, \quad 0 \leq t \leq t_c \quad (22)$$

方程(22)的通解为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = l_1 \cos \omega_r t + l_2 \sin \omega_r t + V_i + nV_o \\ i_{Lr}(t) = C_r \omega_r (-l_1 \sin \omega_r t + l_2 \cos \omega_r t) \end{cases}, \quad 0 \leq t \leq t_c \quad (23)$$

在零时刻, 可得:

$$l_1 = v_{Cr}(0) - nV_o - V_i = \frac{C_r R_L V_i^2 f_s^2 - V_o^2}{2R_L f_s C_r V_i} - nV_o - V_i \quad (24)$$

在进入 P 状态后, 根据方程(5), 可得:

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = l_3 \cos[\omega_r(t-t_c)] + \\ l_4 \sin[\omega_r(t-t_c)] + V_i - nV_o \\ i_{Lr}(t) = C_r \omega_r \{-l_3 \sin[\omega_r(t-t_c)] + \\ l_4 \cos[\omega_r(t-t_c)]\} \end{cases}, \quad t_c \leq t \leq t_d \quad (25)$$

l_1 — l_4 为与 N、P 状态初始时刻谐振电压、谐振电流有关的系数。

在 P 状态初始时刻, 励磁电感电流 i_{Lm} 达到负最大值, 且此时谐振电流 i_{Lr} 与励磁电感电流 i_{Lm} 相等, 即:

$$i_{Lr}(t_c) = i_{Lm}(t_c) = -\frac{nV_o}{4L_m f_s} \quad (26)$$

根据式(26), 有:

$$l_4 = -\frac{nV_o}{4C_r \omega_r L_m f_s} \quad (27)$$

记 $\alpha = \omega_r t_c$, 根据电容电压和电感电流连续性:

$$l_3 = l_1 \cos \alpha + l_2 \sin \alpha + 2nV_o \quad (28)$$

$$l_4 = -l_1 \sin \alpha + l_2 \cos \alpha \quad (29)$$

又根据电容电压和电感电流的对称性, 记 $\beta = \omega_r(t_d - t_c)$, 可得:

$$l_3 \cos \beta + l_4 \sin \beta = -l_1 - V_i \quad (30)$$

$$-l_3 \sin \beta + l_4 \cos \beta = -l_2 \quad (31)$$

消去式(30)、(31)中的 β 后得到:

$$l_3^2 + l_4^2 = l_2^2 + (l_1 + V_i)^2 \quad (32)$$

同时, N、P 状态的持续时间为半个开关周期, 有:

$$\alpha + \beta = \frac{\omega_r}{2f_s} = \frac{\pi f_r}{f_s} \quad (33)$$

最终得到 NP 模态时域方程组:

$$\begin{cases} l_1 = \frac{C_r R_L V_i^2 f_s^2 - V_o^2}{2R_L f_s C_r V_i} - nV_o - V_i \\ l_4 = -\frac{nV_o}{4C_r \omega_r L_m f_s} \\ l_3 = l_1 \cos \alpha + l_2 \sin \alpha + 2nV_o \\ l_4 = -l_1 \sin \alpha + l_2 \cos \alpha \\ -l_2 = -l_3 \sin \beta + l_4 \cos \beta \\ l_3^2 + l_4^2 = l_2^2 + (l_1 + V_i)^2 \\ \alpha + \beta = \frac{\pi f_r}{f_s} \end{cases} \quad (34)$$

式(21)和(34)尽管可以利用一些数学软件进行求解得到数值解,其针对开关频率没有统一的解析解。对于 DSP 等数字控制芯片来说,求解数值解会消耗大量的算力,而采用预制的查询表则会占用巨大的存储空间。因此想要在数字控制器中实时获取 LLC 变换器的工作参数,如开关频率等,必须对时域方程组进行简化,在不改变时域模型的特性的前提下,便于数字控制器求解。

2 LLC 变换器的简化时域分析

在对 PO 模态的时域方程组式(21)和 NP 模态的时域方程组式(34)进行简化时,需要将其转换为不含三角函数、各式之间不相互耦合的形式,便于数字控制器进行迭代计算。

2.1 PO 模态的简化时域迭代算法

观察 PO 模态的时域方程组, k_1 的表达式仅有未知量工作频率 f_s , 可将 f_s 作为迭代量, 则 k_1 可看作已知量。因而 k_2 的表达式仅含有未知量 θ 。

当工作频率 f_s 与谐振频率 f_r 相等时, 对式(20)变换, 可得:

$$\theta + \frac{\varphi}{\sqrt{K+1}} = \pi \quad (35)$$

电感比 K 根据电压增益范围、开关频率限制等条件进行设计。在工作频率接近谐振频率时, θ 接近于 π 。而当工作频率逐渐远离谐振频率时, θ 仍然接近于 π 。图 4 为利用时域方程组, 求解不同电感比 K 下, θ 与 π 的比值与工作频率 f_s 的变化情况。虽然 θ 与 π 的比值随着工作频率远离谐振频率呈发散状态, 但是仍然非常接近于 1。因此, 本文将 θ 近似简化为 π , 进而可将 k_2 、 k_3 和 φ 简化为:

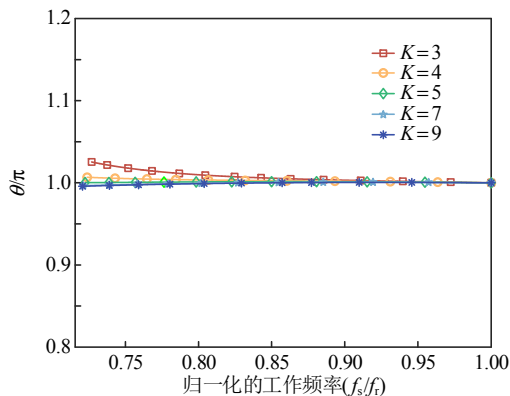


图 4 不同电感比 K 下, θ 与工作频率的关系

Fig. 4 The relationship between θ and operating frequency under different inductance ratios K

$$k_2 \approx \frac{nV_o\theta}{K(\cos\theta-1)} \approx \frac{nV_o\pi}{-2K} \quad (36)$$

$$k_3 \approx -k_1 - nV_o \quad (37)$$

$$\varphi \approx \left(\frac{1}{2f_s} - \frac{\pi}{\omega_r}\right) / \omega_m \quad (38)$$

在对 k_4 进行简化时, 需要利用式(17)或(18), 即考虑 φ 产生的影响。利用式(17)或(18)可以解得 k_4 的表达式, 为了消除三角函数项 $\sin\varphi$ 与 $\cos\varphi$, 可以利用泰勒展开式。随着工作频率逐渐远离谐振频率, θ 仍然接近于 π , φ 不断增大, 但是在 O 状态, 励磁电感参与谐振时的角频率 ω_m 远小于为谐振角频率 ω_r , 因此 φ 较小。为了简化迭代算法, 正弦函数在展开后保留一项即可保证准确性, 因此可以将 $\sin\varphi$ 与 $\cos\varphi$ 分别泰勒展开为

$$\begin{cases} \sin\varphi \approx \varphi \\ \cos\varphi \approx 1 - \frac{\varphi^2}{2!} \end{cases} \quad (39)$$

将式(39)代入式(18)可得:

$$k_4 = \frac{-k_3(1 - \varphi^2/2) - k_1 - V_i + nV_o}{\varphi} \quad (40)$$

由此, 可将 PO 模态的时域方程组转换为

$$\begin{cases} k_1 = \frac{C_r R_L V_i^2 f_s - V_o^2}{2R_L f_s C_r V_i} + nV_o - V_i \\ k_2 = \frac{nV_o\pi}{-2K} \\ k_3 = -k_1 - nV_o \\ \varphi = \left(\frac{1}{2f_s} - \frac{\pi}{\omega_r}\right) / \omega_m \\ k_4 = \frac{-k_3(1 - \varphi^2/2) - k_1 - V_i + nV_o}{\varphi} \end{cases} \quad (41)$$

将式(41)记作 I_{PO} , 工作频率 f_s 作为迭代变量时, 可以依次求得 k_1 、 k_2 、 k_3 、 φ 和 k_4 。观察到等式(19)仅含有系数 k_1 — k_4 , 可以转换为判断迭代完成的条件, 即:

$$\Delta_{PO} = |k_3^2 + k_4^2 - (K+1)k_2^2 - (nV_o - k_1 - V_i)^2| < \varepsilon \quad (42)$$

式中: Δ_{PO} 为迭代式 I_{PO} 的迭代误差; ε 为判断迭代完成的误差范围, 可以根据迭代步长进行调整。也可将两次迭代的误差之比也可以作为判断迭代完成的条件。将此时 PO 模态的迭代算法称作 STD-PO。

2.2 NP 模态的简化时域迭代算法

随着工作频率的变化, NP 模态下 LLC 的工作状态差距较大。因此, 在对 NP 模态的时域方程组

进行简化时, 需要分为接近谐振频率和远离谐振频率两个区域分别简化。观察 NP 模态的时域方程组, l_1 和 l_4 的表达式无需进一步简化。

2.2.1 接近谐振频率

当 LLC 变换器接近谐振频率时, N、P 状态的持续时间之和接近于半个开关周期, 且 N 状态的持续时间很短, 因而 α 接近于零, 而 β 接近于 π 。

首先, 可将 l_3 简化为

$$l_3 \approx l_1 + 2nV_o \quad (43)$$

虽然 β 接近于 π , 但是在求解 β 时, 直接将 β 当作 π 会造成较大的误差。因此, 对式(30)泰勒展开, 可得 β 的表达式:

$$\beta \approx \pi - \frac{l_3[1 - (\pi - \pi f_r / f_s)^2 / 2] - l_1 - V_i}{l_4} \quad (44)$$

进而可得 α 的表达式:

$$\alpha = \frac{\pi f_r}{f_s} - \beta \quad (45)$$

最后, 可将 $\sin \alpha$ 近似为 α , 得到 l_2 的表达式:

$$l_2 \approx l_1 \alpha - \frac{nV_o}{4C_r \omega_l L_m f_s} \quad (46)$$

由此, 可将 NP 模态的时域方程组转换为

$$\begin{cases} l_1 = \frac{C_r R_l V_i^2 f_s - V_o^2}{2R_l f_s C_r V_i} - nV_o - V_i \\ l_4 = -\frac{nV_o}{4C_r \omega_l L_m f_s} \\ l_3 = l_1 + 2nV_o \\ \beta = \pi - \frac{l_3[1 - (\pi - \pi f_r / f_s)^2 / 2] - l_1 - V_i}{l_4} \\ \alpha = \frac{\pi f_r}{f_s} - \beta \\ l_2 = l_1 \alpha - \frac{nV_o}{4C_r \omega_l L_m f_s} \end{cases} \quad (47)$$

将式(47)记作 I_{NP-n} , 通过 I_{NP-n} 可以在 f_s 的迭代过程中依次求得 l_1 、 l_4 、 l_3 、 β 、 α 与 l_2 , 同时将式(32)作为迭代完成的判断条件, 即:

$$A_{NP-n} = |l_3^2 + l_4^2 - l_2^2 - (l_1 + V_i)^2| < \varepsilon \quad (48)$$

将 NP 模态且接近谐振频率的迭代算法称作 STD-NP-n。

2.2.2 远离谐振频率

当 LLC 变换器远离谐振点时, 对 N、P 状态的持续时间作简单近似简化将造成较大的计算误差。因此需要另一种算法对远离谐振频率的情况进行

简化。

在计算 l_3 的表达式时, 直接对 N 状态的持续时间 α 进行近似将造成 l_3 的巨大误差。可以通过消去式(28)、(29)中的 α , 可得:

$$(l_3 - 2nV_o)^2 + l_4^2 = l_1^2 + l_2^2 \quad (49)$$

联立式(49)、(32)可得 l_3 的表达式:

$$l_3 = \frac{V_i^2 + 2l_1 V_i + 4n^2 V_o^2}{4nV_o} \quad (50)$$

在计算 α 时, 则可根据 α 接近于零来简化式(28)、(29), 有:

$$\begin{cases} l_3 \approx l_1 + l_2 \alpha + 2nV_o \\ l_4 \approx -l_1 \alpha + l_2 \end{cases} \quad (51)$$

解得 α 的表达式:

$$\alpha = \frac{-l_4 - \sqrt{l_4^2 - 4l_1(l_1 + 2nV_o - l_3)}}{2l_1} \quad (52)$$

进而可得 β 的表达式:

$$\beta = \frac{\pi f_r}{f_s} - \alpha \quad (53)$$

为了避免三角函数的计算, 由于 P 状态持续的时间相对较长, 利用泰勒展开对式(31)简化时, 正余弦函数均需保留两项方可保证准确性, 得到 l_2 的表达式:

$$\begin{aligned} l_2 &= l_3 \sin \beta - l_4 \cos \beta \approx l_3 \left[1 - \frac{(\beta - \pi/2)^2}{2} \right] - \\ & l_4 \left[-\beta + \frac{\pi}{2} + \frac{(\beta - \pi/2)^3}{3!} \right] \end{aligned} \quad (54)$$

由此, 可将 NP 模态的时域方程组转换为

$$\begin{cases} l_1 = \frac{C_r R_l V_i^2 f_s - V_o^2}{2R_l f_s C_r V_i} - nV_o - V_i \\ l_4 = -\frac{nV_o}{4C_r \omega_l L_m f_s} \\ l_3 = \frac{V_i^2 + 2l_1 V_i + 4n^2 V_o^2}{4nV_o} \\ \alpha = \frac{-l_4 - \sqrt{l_4^2 - 4l_1(l_1 + 2nV_o - l_3)}}{2l_1} \\ \beta = \frac{\pi f_r}{f_s} - \alpha \\ l_2 = l_3 \left[1 - \frac{(\beta - \pi/2)^2}{2} \right] - l_4 \left[-\beta + \frac{\pi}{2} + \frac{(\beta - \pi/2)^3}{3!} \right] \end{cases} \quad (55)$$

将式(55)记作 I_{NP-f} , 通过 I_{NP-f} 可以在 f_s 的迭代过程中依次求得 l_1 、 l_4 、 l_3 、 α 、 β 与 l_2 。由于此时的近似简化基于式(28)、(29), 因此将式(49)作为迭代

完成的判断条件, 即:

$$A_{NP-f} = |(l_3 - 2nV_o)^2 + l_4^2 - l_1^2 - l_2^2| < \varepsilon \quad (56)$$

将 NP 模态且远离谐振频率的迭代算法称作 STD-NP-f。

3 基于简化时域迭代算法的 LLC 变换器的频率前馈控制

根据对时域方程组的简化, 本文提出了 STD-PO、STD-NP-n 与 STD-NP-f 3 种迭代算法, 可以在数字控制器中实时迭代计算, 求得工作频率、谐振电流和谐振电压工作波形、各模态持续时间等参数, 应用于 LLC 变换器的实时控制中。

3.1 LLC 变换器简化时域迭代算法的计算流程

在计算本文提出的简化时域迭代算法时, 首先需要输入系统参数。随后根据 PO 模态、NP 模态以及与谐振频率的关系分别选取迭代式 I_{PO} 、 I_{NP-n} 与 I_{NP-f} 以及迭代误差 Δ_{PO} 、 Δ_{NP-n} 与 Δ_{NP-f} 。其中, STD-NP-n 与 STD-NP-f 算法的频率分界为两者计算结果相等处。将工作频率 f_s 作为迭代变量, 其中迭代的步长 Δf 和迭代误差判断量 ε 可以根据迭代精度和计算能力来设计, 两次迭代的误差之比也可以作为迭代完成的判断条件。迭代计算完成后, 可以进一步计算当前条件下的谐振电压与谐振电流工作波形等。在频率前馈控制中, 3 种迭代算法的计算结果将被作为前馈量加入控制器, 因此统称为 f_i 。总体计算流程如图 5 所示。

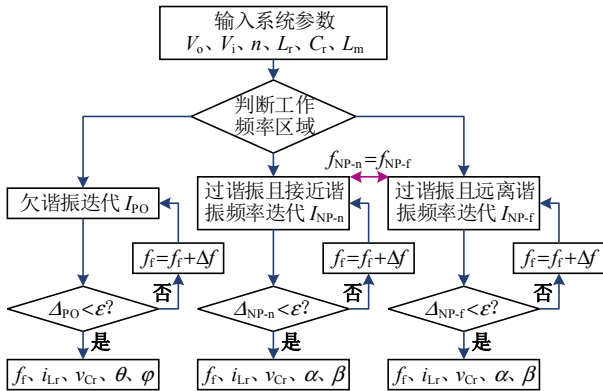


图 5 简化时域迭代算法的计算流程

Fig. 5 Calculating process of simplified time-domain iterative algorithm

3.2 基于简化时域迭代算法的 LLC 变换器的频率前馈控制

LLC 变换器传统的 PI 控制通过采样输出电压, 根据电压误差信号调节工作频率。虽然 PI 控制的设计简便, 但很难在各种动态变化下得到快速的动态

响应。利用本文提出的简化时域迭代算法, 通过对输入电压、输出电压、输出电流的采样, 基于图 5 的计算流程, 可以利用 3 种迭代算法实时计算出当前的工作频率 f_i , 作为频率前馈量, 叠加 PI 控制的输出, 得到 LLC 变换器的工作频率。频率前馈控制框图如图 6 所示。虽然 f_i 与实际的工作频率仍然存在一定误差, 但是误差较小, 经过频率前馈可以大大减轻 PI 控制器的负担, 改善 LLC 变换器的动态响应。

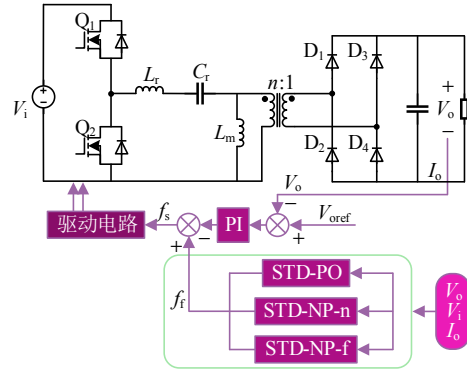


图 6 频率前馈系统控制框图

Fig. 6 System control block diagram with frequency feedforward

3.3 LLC 变换器简化时域迭代算法的验证

为验证本文提出的 LLC 变换器简化时域迭代算法的精确性, 本节将比较基于不同算法得到的谐振电压、谐振电流的工作波形以及电压增益曲线, LLC 变换器的相关参数如表 1 所示。

表 1 LLC 谐振变换器参数

Table 1 Parameters of LLC resonant converter

参数	数值	参数	数值
输入电压 V_m/V	170~260	变压器匝数比 n	8:1
输出电压 V_o/V	8~16	谐振电感 $L_r/\mu H$	6.462
额定输出功率 P_o/kW	1	谐振电容 C_r/nF	200
工作频率范围 f_s/kHz	100~250	励磁电感 $L_m/\mu H$	35

3.3.1 谐振电压与谐振电流工作波形

图 7 为额定输出功率下, 输出电压分别为 14、12、9 V 的谐振电压和谐振电流的工作波形。这些工作波形通过使用简化时域迭代算法和时域方程求解得到。由于谐振频率处的输出电压为 12.5 V, 因此, 分别使用 STD-PO、STD-NP-n 和 STD-NP-f 算法求解输出电压为 14、12 和 9 V 的情况。

STD-NP-n 算法对于工作波形的求解仍然非常准确, 工作波形曲线趋势接近。谐振电流最大值的误差为 -2.8%, 谐振电压峰值的误差为 3.2%。当工作频率远离谐振频率时, 由于可近似的条件减

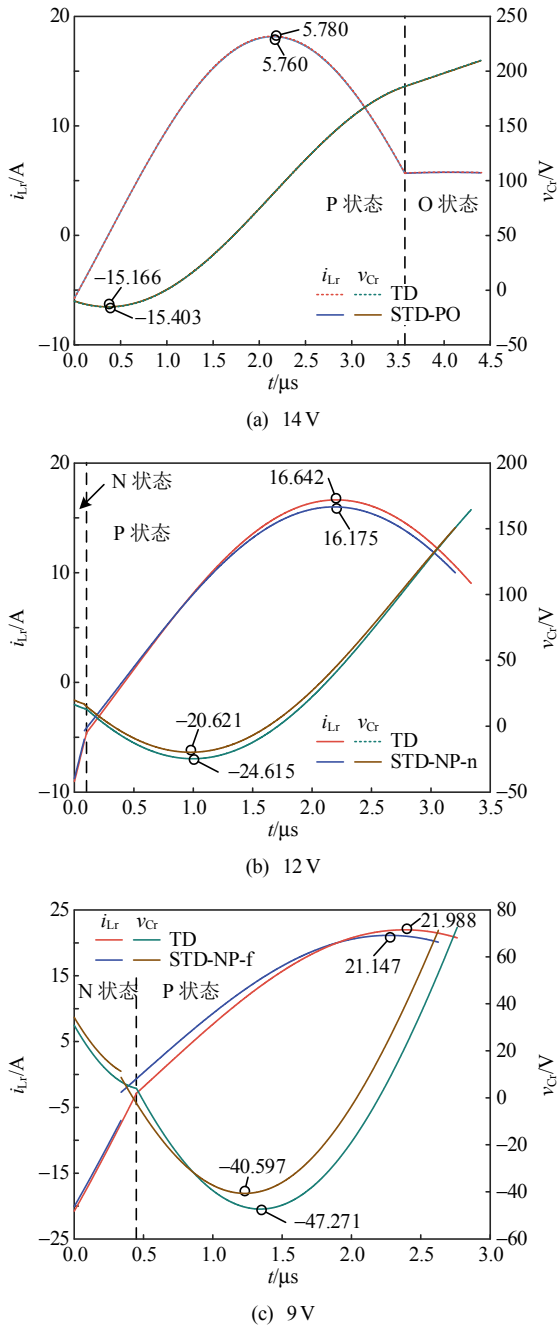


图7 额定输出功率下简化和精确时域方程求解得到的谐振电压和谐振电流波形

Fig. 7 Resonant voltage and resonant current waveforms obtained by solving simplified and accurate time-domain equations at rated output power

少, STD-NP-f 算法对于工作波形的求解准确性下降,但是波形曲线趋势仍然接近,此时的工作频率约为谐振频率的 1.3 倍。谐振电流最大值的误差为 -3.8%, 谐振电压峰峰值的误差为 4.5%。

根据对图 7 的分析,针对欠谐振、过谐振且接近谐振频率与过谐振且远离谐振频率,本文提出的 3 种算法 STD-PO、STD-NP-n 与 STD-NP-f 能较为精确地计算谐振电压和谐振电流的工作波形,且峰

值误差都在 5%以内,因此对于 LLC 变换器的控制和设计具有很好的应用价值。

3.3.2 电压增益曲线

相较于文献[27-30]中已知 LLC 变换器的工作频率,求解得到 LLC 变换器的增益曲线,本文所提出的简化时域模型基于已知的增益,求解其工作频率。因此,仅与求解精确时域方程和文献[20]所提方法计算得到的电压增益曲线相比较,如图 8 所示。其中,TD 代表求解精确时域方程得到的结果,可

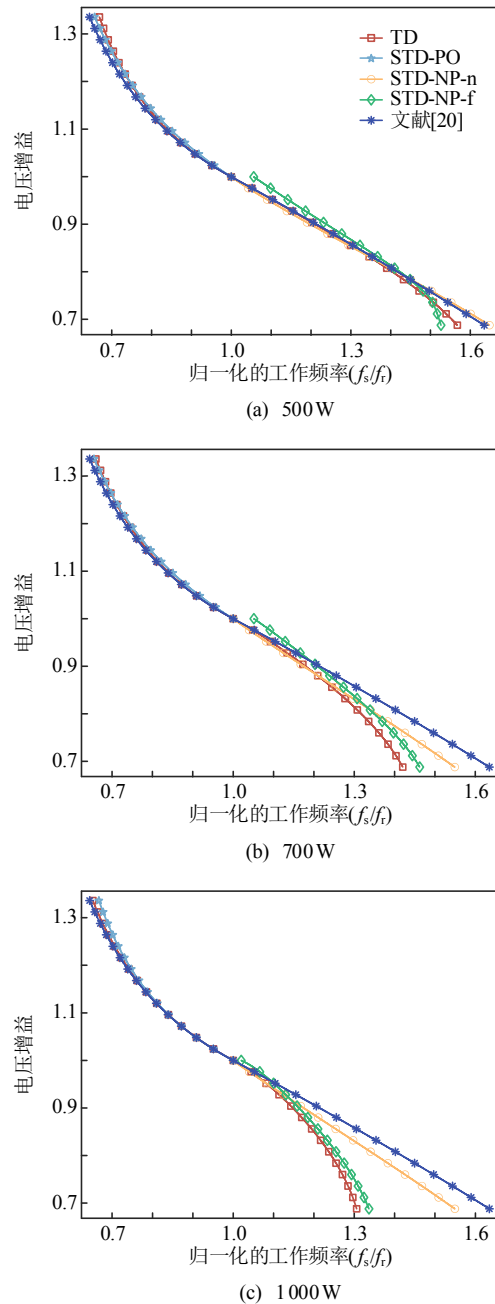


图8 不同 LLC 变换器模型下不同输出功率时的电压增益曲线

Fig. 8 Voltage gain curves under different output powers with different LLC converter mode

以视为精确的电压增益曲线。由图 8 可知, 在欠谐振区, STD-PO 算法的准确性较高。相较于文献[20]所提方法无法对不同负载条件做出响应, 本文所提出的简化时域模型在不同负载条件下均有较高的准确度。同时, 在过谐振且远离谐振频率的区域, STD-NP-f 算法仍然能较为准确地追踪电压增益, 这也证明了本文将过谐振区分为接近谐振频率和远离谐振频率两个区域分析的合理性。

总体而言, 相比于求解精确时域方程, LLC 变换器简化时域模型大幅降低了计算难度, 且保证了较高的电压增益准确性。

4 基于简化时域模型的 LLC 变换器的频率前馈控制及实验验证结果

实验样机如图 9 所示, 样机参数如表 1 所示, 控制芯片选用 GD32F427 系列。根据测试结果, 每进行一次 STD-PO、STD-NP-n、STD-NP-f 算法迭代仅需要耗时 960、1068、1310 ns。

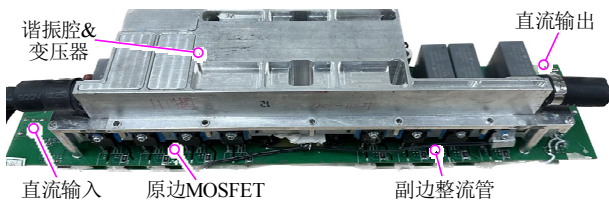


图 9 实验样机

Fig. 9 Experiment prototype

4.1 输入电压变化的动态响应

图 10—12 展示了输入电压变化时, 采用简化时域迭代算法进行频率前馈控制和 PI 控制下的动态响应, 输出电压为 12.5 V, 负载为 0.4 Ω。

在图 10 中, 输入电压的下降需要一定时间, 简化时域迭代算法 STD-PO 可以在输入电压下降的过程中, 实时跟踪输入电压, 计算出对应的前馈量 f_f , 因此动态响应的调整时间几乎与输入电压的下降时间一致, 几乎不产生超调, 如图 10(a)所示。而 PI 控制并不具备快速跟踪输入电压变化的能力, 因

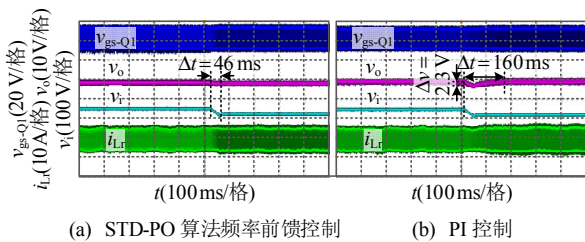


图 10 输入电压 200 V 变为 170 V 时的动态响应

Fig. 10 Dynamic response when input voltage changes from 200 V to 170 V

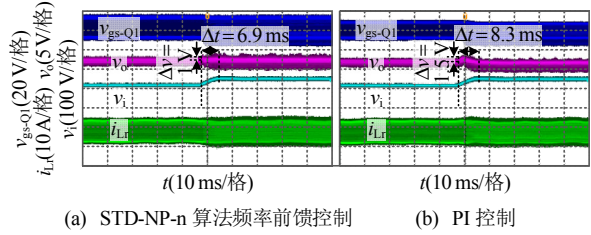


图 11 输入电压 200 V 变为 230 V 时的动态响应

Fig. 11 Dynamic response when input voltage changes from 200 V to 230 V

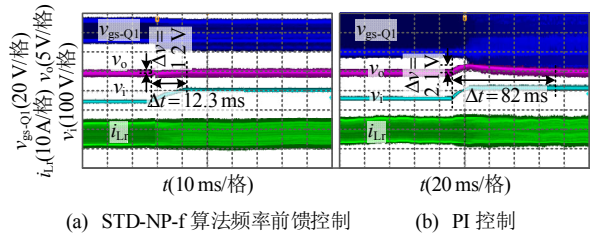


图 12 输入电压 200 V 变为 260 V 时的动态响应

Fig. 12 Dynamic response when input voltage changes from 200 V to 260 V

此动态响应的调整时间约为输入电压的下降时间的 3.5 倍, 同时, 输出电压产生约 2.3 V 的超调, 如图 10(b)所示。

在图 11 中, 迭代算法 STD-NP-n 同样可以实时跟踪输入电压, 动态响应的调整时间几乎与输入电压的上升时间一致。输入电压上升的速度远快于输入电压下降, 因此调整时间很短, 如图 11(a)所示。在图 11(b)中, PI 控制面对小范围的输入电压变化, 控制效果尚可, 但调整时间和超调量仍然明显逊色于频率前馈控制。

由图 12 可知, 在面对较大范围的输入电压变化时, 使用 STD-NP-f 迭代算法仍然具备很好的控制效果, 而 PI 控制的调整时间过长, 约为频率前馈控制的 6.3 倍。

4.2 输出电压变化的动态响应

图 13—15 展示了输出电压变化时, 采用简化时域迭代算法进行频率前馈控制和 PI 控制下的动

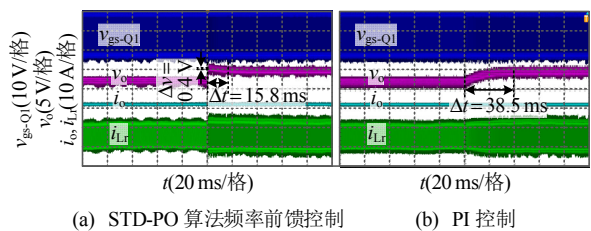


图 13 输出电压 12.5 V 变为 15 V 时的动态响应

Fig. 13 Dynamic response when output voltage changes from 12.5 V to 15 V

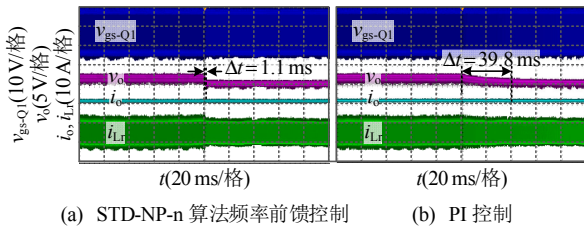


图 14 输出电压 12.5 V 变为 11 V 时的动态响应
Fig. 14 Dynamic response when output voltage changes from 12.5 V to 11 V

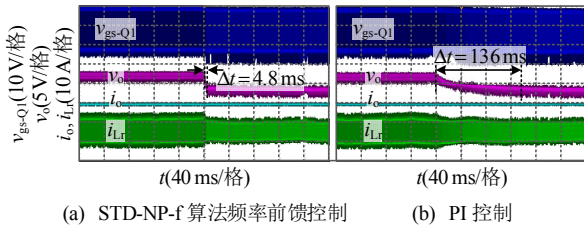


图 15 输出电压 12.5 V 变为 8.5 V 时的动态响应
Fig. 15 Dynamic response when output voltage changes from 12.5 V to 8.5 V

态响应，输入电压为 200 V，负载为恒流载。由于输出电压变化的指令瞬间给出，因此更能反映出不同控制算法下的控制效果的区别。对于输出电压变化的指令，简化时域迭代算法能迅速作出反应，快速改变 f_r ，使得系统快速到达稳态。

在图 13 中，迭代算法 STD-PO 使得工作频率快速下降，由此输出电压产生了一定超调，但调整时间仍然短于 PI 控制。

而当输出电压下降时，迭代算法 STD-NP-n 和 STD-NP-f 展现出了优势，调整时间短，且不产生超调，如图 14、15 所示，PI 控制的调整时间分别为其 36 倍和 28 倍。同时，在图 15 可以观察到，面对大范围的频率变化，PI 控制的调整时间很长，而利用迭代算法 STD-NP-f 同样能快速使系统达到稳态。

4.3 负载变化的动态响应

图 16—18 展示了负载变化时，利用简化时域

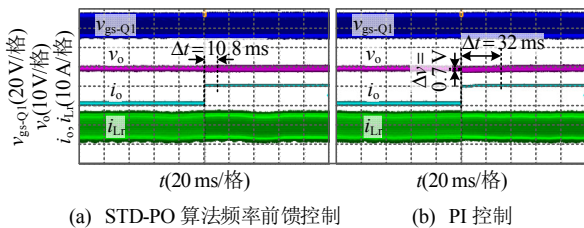


图 16 负载 0.8 Ω 变为 0.5 Ω 时的动态响应
Fig. 16 Dynamic response when load changes from 0.8 Ω to 0.5 Ω

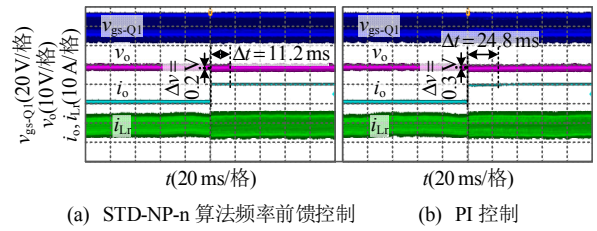


图 17 负载 0.8 Ω 变为 0.5 Ω 时的动态响应
Fig. 17 Dynamic response when load changes from 0.8 Ω to 0.5 Ω

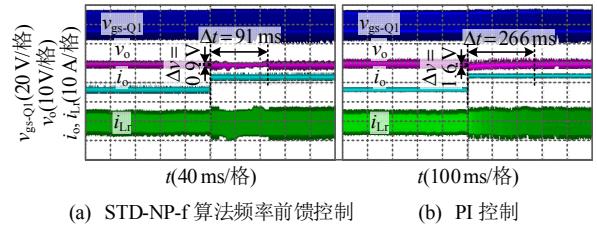


图 18 负载 0.55 Ω 变为 0.35 Ω 时的动态响应
Fig. 18 Dynamic response when load changes from 0.55 Ω to 0.35 Ω

迭代算法进行频率前馈控制和 PI 控制下的动态响应，输入电压为 200 V，输出电压为 12.5 V。

在图 16、17 中，此时的工作点相对接近谐振点，负载变化时，工作频率的变化不大，因此采用 PI 控制也能达到良好的控制效果，但利用迭代算法 STD-PO 和 STD-NP-n 同样能进一步缩短调整时间，减小超调量。

而在图 18 中，由于此时 LLC 变换器工作于过谐振且远离谐振频率，负载变化将导致工作频率大幅改变。因此，采用 PI 控制的调整时间达到了 266 ms，如图 18(b)。而利用迭代算法 STD-NP-f 虽然调整时间也达到 92 ms，如图 18(a)，但相比于 PI 控制仍有大幅缩短。

4.4 不同迭代速度对动态响应的影响

简化时域迭代算法的迭代速度选择受控制芯片性能、控制程序复杂程度等因素影响。图 19 和 15(a)

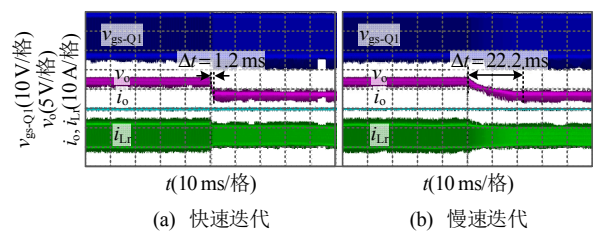


图 19 STD-NP-f 迭代算法频率前馈控制下输出电压 12.5 V 变为 8.5 V 时的动态响应
Fig. 19 Dynamic response under STD-NP-f iterative algorithm with frequency feedforward control when output voltage changes from 12.5 V to 8.5 V

展示了 STD-NP-f 算法在不同迭代速度下，输出电压从 12.5 V 变为 8.5 V 时的动态响应。其中，控制频率设置为 50 kHz，图 19(b)中每个控制周期迭代 1 次；图 15(a)中每个控制周期迭代 5 次；图 19(a)中每个控制周期迭代 12 次。由图可知，迭代速度越快， f_i 以更快速度接近实际工作频率，因而系统更快达到稳态。同时，即使在慢速迭代的情况下，相较于传统 PI 控制，系统的响应时间也大幅缩短。

4.5 不同迭代算法间的切换

由于篇幅限制，以下将部分输出电压变化时，不同迭代算法间切换的动态响应。

从图 20—22 可知，本文所提出的 3 种简化时域迭代算法 STD-PO、STD-NP-n 和 STD-NP-f 之间切换过程流畅，相比于传统 PI 控制，不同迭代算法间的切换仍然能大幅加快动态响应的速度。

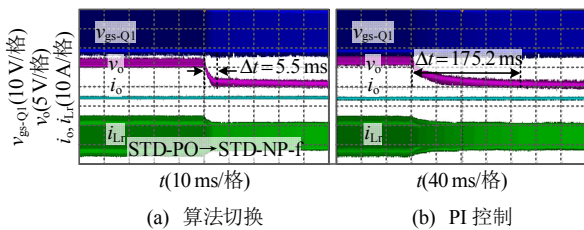


图 20 输出电压 15 V 变为 8.5 V 时的动态响应

Fig. 20 Dynamic response when output voltage changes from 15 V to 8.5 V

4.6 与其他方法的比较

表 2 展示了本文所提对 LLC 变换器利用简化时域迭代算法进行频率前馈控制与现有其他优化控

表 2 利用简化时域迭代算法的频率前馈控制与现有方法的比较

Table 2 Comparison between frequency feedforward control using simplified time-domain iterative algorithm and existing methods

比较内容	轨迹控制 ^[7]	电荷控制 ^[8]	砰-砰电荷控制 ^[9]	本文所提方法
动态响应的特点	仅对负载变化有效，动态响应速度极快	仅对负载变化有效，动态响应速度较快	仅对负载变化有效，动态响应速度很快	对负载、输入输出电压变化均有效，负载变化时的动态响应速度稍慢
是否需要额外硬件电路	否	是，需要谐振电流或谐振电压采样电路	是，需要谐振电压采样电路	否
对数字控制器的要求	较高，需要逐周期控制	一般，需要快速的采样	一般，需要快速的采样	一般，需要迭代计算
应用的工作频率范围	仅谐振点	全频率段	全频率段	全频率段

5 结论

本文提出一种基于 LLC 变换器简化时域分析的前馈控制。

1) 通过针对 LLC 变换器在欠谐振、近谐振点和远谐振点 3 种工况下的过谐振情况，本文提出了 STD-PO、STD-NP-n 和 STD-NP-f3 种简化时域迭代算法。这些算法能够在线计算 LLC 变换器的理想开

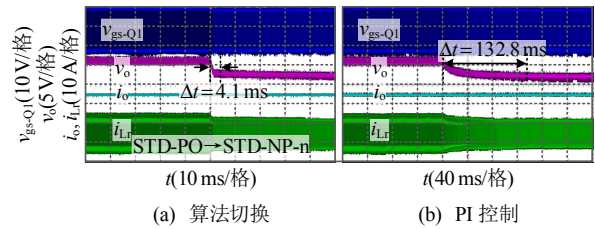


图 21 输出电压 15 V 变为 11 V 时的动态响应

Fig. 21 Dynamic response when output voltage changes from 15 V to 11 V

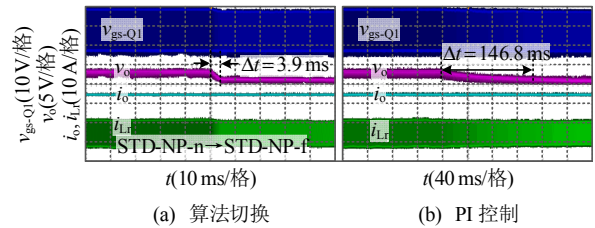


图 22 输出电压 11 V 变为 8.5 V 时的动态响应

Fig. 22 Dynamic response when output voltage changes from 11 V to 8.5 V

制方法的比较。相较于其他方法，本文所提方法无需额外硬件电路，对各种动态响应均有效且能应用于全频率段运行的 LLC 变换器。本文所提方法需要进行实时的迭代计算，控制芯片的计算速度将影响到控制效果。但对于更高工作频率的 LLC 变换器，本文所提方法在一般性能的控制芯片中仍能实现较好的控制效果，而轨迹控制、电荷控制和砰-砰电荷控制则对控制芯片的控制频率、采样频率等提出了更高的要求。

关频率，并将其前馈至线性控制器，以提高 LLC 变换器的动态响应能力。

2) 本文对 LLC 简化时域迭代算法计算得到的谐振电压、电流工作波形与电压增益曲线进行验证与比较，结果表明 LLC 变换器简化时域迭代算法准确度较高。

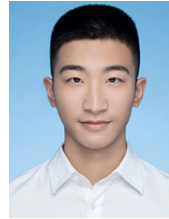
3) 本文搭建了一台实验样机，验证了数字控

制器可以快速计算本文提出的简化时域迭代算法,将计算结果应用于 LLC 变换器的频率前馈控制,相较于传统的 PI 控制,大幅度改善了 LLC 变换器在各种瞬态过程的动态响应。而相比于其他的 LLC 变换器优化控制方法,本文提出的方法更具简便性与通用性,表明了 LLC 变换器简化时域迭代算法有着良好的实际应用效果。

参考文献

- [1] LEE F C, BARBOSA P, XU Peng, et al. Topologies and design considerations for distributed power system applications[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2001, 89(6): 939-950.
- [2] AHMED M H, FEI Chao, LEE F C, et al. 48-V voltage regulator module with PCB winding matrix transformer for future data centers[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(12): 9302-9310.
- [3] 王德玉, 李沂宸, 赵清林, 等. 采用定频移相控制的宽输出范围多电平 LLC 谐振变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(5): 1973-1983.
WANG Deyu, LI Yichen, ZHAO Qinglin, et al. Wide output range multi-level LLC resonant converter with fixed-frequency phase-shift control[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(5): 1973-1983(in Chinese).
- [4] 江凌峰, 龚邻骁, 金新宇, 等. 基于遗传算法的多模块 IPOP 双有源全桥 DC-DC 变换器总电流有效值优化策略[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(24): 6782-6797.
JIANG Lingfeng, GONG Linxiao, JIN Xinyu, et al. Total root mean square current optimization of IPOP dual active bridge DC-DC converter based on genetic algorithm [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(24): 6782-6797(in Chinese).
- [5] MUSAVI F, CRACIUN M, GAUTAM D S, et al. An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(12): 5437-5445.
- [6] DENG Junjun, LI Siqu, HU Sideng, et al. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(4): 1581-1592.
- [7] FENG Weiyi, LEE F C, MATTAVELLI P. Simplified optimal trajectory control (SOTC) for LLC resonant converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(5): 2415-2426.
- [8] CHOI H. Charge current control for LLC resonant converter[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015: 1448-1452.
- [9] HU Zhiyuan, LIU Yanfei, SEN P C. Bang-bang charge control for LLC resonant converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(2): 1093-1108.
- [10] FENG Weiyi, LEE F C, MATTAVELLI P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(1): 457-466.
- [11] FENG Weiyi, LEE F C. Optimal trajectory control of LLC resonant converters for soft start-up[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(3): 1461-1468.
- [12] FEI Chao, FENG Weiyi, LEE F C, et al. State-trajectory control of LLC converter implemented by microcontroller [C]//2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014. Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2014: 1045-1052.
- [13] FEI Chao, LEE F C, LI Qiang. Soft start-up for high frequency LLC resonant converter with optimal trajectory control[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015: 609-615.
- [14] FEI Chao, LEE F C, LI Qiang. Multi-step simplified optimal trajectory control (SOTC) for fast transient response of high frequency LLC converters[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada: IEEE, 2015: 2064-2071.
- [15] FEI Chao, LEE F C, LI Qiang. Digital implementation of soft start-up and short-circuit protection for high-frequency LLC converters with optimal trajectory control (OTC)[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(10): 8008-8017.
- [16] 李佳昊, 陈捷, 侯俊峰, 等. 基于状态平面分析法的 LLC 谐振变换器四阶段软启动[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(16): 6597-6610.
LI Jiahao, CHEN Jie, HOU Junfeng, et al. Four-stage soft startup of LLC resonant converter based on state plane analysis[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(16): 6597-6610(in Chinese).
- [17] CHEN Jie, JIANG Lingfeng, GONG Linxiao, et al. State plane feedforward control for LLC converter with geometric simplification[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(10): 12469-12481.
- [18] XU Qingyuan, ZOU Rongyan, WEN Tingting, et al. A nonlinear load current feedforward strategy for the charge-controlled LLC converter and its digital implementation to improve the dynamic response[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(10): 10195-10203.
- [19] KANG S W, CHO B H. Digitally implemented charge control for LLC resonant converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(8): 6159-6168.
- [20] CHEN Jie, XU Junzhong, TANG Haiguo, et al. Second

- harmonic voltage suppression for LLC converter in dual-stage single-phase rectifier based on voltage-oriented state plane feedforward control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9329-9334.
- [21] WEI Yuqi, LUO Quanming, WANG Zhiqing, et al. A complete step-by-step optimal design for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3674-3691.
- [22] HU Zhiyuan, WANG Laili, WANG Hongliang, et al. An accurate design algorithm for LLC resonant converters (Part I)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5435-5447.
- [23] HU Zhiyuan, WANG Laili, QIU Yajie, et al. An accurate design algorithm for LLC resonant converters (Part II)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5448-5460.
- [24] 卢世蕾, 孙凯, 曹国恩, 等. 面向光伏直流升压系统的高压大功率 LLC 谐振变换器设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 5970-5982.
- LU Shilei, SUN Kai, CAO Guoen, et al. A design method of high voltage and high power LLC resonant converter for photovoltaic DC voltage boosting system [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(15): 5970-5982(in Chinese).
- [25] XU Hengshan, YIN Zhongdong, ZHAO Yushan, et al. Accurate design of high-efficiency LLC resonant converter with wide output voltage[J]. IEEE Access, 2017, 5: 26653-26665.
- [26] FANG Xiang, HU Haibing, SHEN Z J, et al. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1985-1995.
- [27] SHAFIEI N, SAKET M A, ORDONEZ M. Time domain analysis of LLC resonant converters in the boost mode for battery charger applications[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati: IEEE, 2017: 4157-4162.
- [28] LIU Jianqiang, ZHANG Jiepin, ZHENG T Q, et al. A modified gain model and the corresponding design method for an LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6716-6727.
- [29] XIAO Ziheng, HE Zhixing, GUAN Renfeng, et al. Piecewise-approximated time domain analysis of LLC resonant converter considering parasitic capacitors and deadtime[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 578-592.
- [30] NIU Jingkai, TONG Yibing, DING Qing, et al. Time domain simplified equations and its iterative calculation model for LLC resonant converter[J]. IEEE Access, 2020, 8: 151195-151207, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3016975.



李佳昊

在线出版日期: 2024-09-30。

收稿日期: 2024-01-30。

作者简介:

李佳昊(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为 LLC 谐振变换器的分析与控制, lijiahao666@sjtu.edu.cn;

*通信作者: 王勇(1975), 男, 教授, 研究方向为新能源变换与控制、汽车电子等, wangyong75@sjtu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)