

9-1-2020

Large Signal Modeling for LLC Resonant Converter

Zheng Kai

1. Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China;;

Jianbing Li

1. Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China;;

Zhou Dongfang

1. Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China;;

Li Kai

1. Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China;;

See next page for additional authors

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Large Signal Modeling for LLC Resonant Converter

Abstract

Abstract: The large-signal model modeling issue of LLC resonant converter was dealt with by using averaged large-signal modeling method, on the basis of a full-bridge LLC voltage-multiplying resonant converter. The SSOC (self-sustained oscillation controller) was analyzed, and the operation mode of LLC resonant converter under the SSOC mode was investigated. *The nonlinear state space model of LLC resonant converter was established by analyzing linear approximation of nonlinear terms and harmonic balance, and the averaged large-signal model of LLC resonant converter was proposed.* Two curves of large signal model and nonlinear state space model were proved to be identical by simulation, indicating that the proposed large-signal model is accurate. This averaged large-signal model can be used to guide the design of the nonlinear control loop.

Keywords

LLC resonant converter, large-signal model, nonlinear system, SSOC

Authors

Zheng Kai, Jianbing Li, Zhou Dongfang, Li Kai, and Songzhen Zhang

Recommended Citation

Zheng Kai, Li Jianbing, Zhou Dongfang, Li Kai, Zhang Songzhen. Large Signal Modeling for LLC Resonant Converter[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(5): 921-926.

LLC 谐振功率变换器的大信号建模研究

郑锴¹, 李建兵¹, 周东方¹, 李凯¹, 张松振²

(1.信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2.71521 部队, 河南 新乡 453000)

摘要: 采用平均大信号建模法, 结合全桥 LLC 谐振倍压功率变换器, 开展 LLC 谐振功率变换器的大信号建模研究。分析了 SSOC(Self-sustained oscillation controller)调制方式, 在该调制方式下 LLC 谐振功率变换器的工作模式; 建立了 LLC 谐振功率变换器的非线性状态空间模型, 分析了非线性项的近似线性化、谐波平衡等处理环节, 推导出 LLC 谐振功率变换器的平均大信号模型; 通过仿真表明, 平均大信号模型与非线性状态空间模型的仿真曲线基本吻合, 验证了平均大信号模型的准确性。该大信号模型适用于指导 LLC 谐振功率变换器的现代非线性控制回路的设计。

关键词: LLC 谐振变换器; 大信号模型; 非线性系统; SSOC 调制

中图分类号: TP391.9 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2015) 05-0921-06

Large Signal Modeling for LLC Resonant Converter

Zheng Kai¹, Li Jianbing¹, Zhou Dongfang¹, Li Kai¹, Zhang Songzhen²

(1.Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China, 2.Unit 71521, Xinxiang 453000, China)

Abstract: The large-signal model modeling issue of LLC resonant converter was dealt with by using averaged large-signal modeling method, on the basis of a full-bridge LLC voltage-multiplying resonant converter. The SSOC (self-sustained oscillation controller) was analyzed, and the operation mode of LLC resonant converter under the SSOC mode was investigated. *The nonlinear state space model of LLC resonant converter was established by analyzing linear approximation of nonlinear terms and harmonic balance, and the averaged large-signal model of LLC resonant converter was proposed.* Two curves of large signal model and nonlinear state space model were proved to be identical by simulation, indicating that the proposed large-signal model is accurate. This averaged large-signal model can be used to guide the design of the nonlinear control loop.

Keywords: LLC resonant converter; large-signal model; nonlinear system; SSOC

引言

作为一种当前备受关注的功率变换器, LLC 谐振功率变换器能够实现宽运行范围内的零电压切换, 在输入电压和负载大范围变化时开关频率变化范围较小, 尤其适用于负载随机波动、突变的应

用场合。许多文献采用基波分析法对 LLC 功率变换器进行建模分析, 该方法建立的是稳态模型, 主要用于电路特性分析和参数设计^[1-3]。文献[4-5]采用扩展描述函数法建立了 LLC 功率变换器的小信号模型, 该模型可用于设计经典线性控制回路。然而, 功率变换器经常工作在大信号扰动条件下, 比如启动过程、负载突变、输入电压大范围波动等, 此时小信号模型的精确性遭到损失, 需要建立大信号模型以指导控制回路的设计^[6-7]。

西班牙学者 M. Castilla 提出了平均大信号建



收稿日期: 2014-04-22 修回日期: 2014-06-24;
作者简介: 郑锴(1983-), 男, 河南人, 博士生, 研究方向为谐振功率变换器建模与控制; 李建兵(1976-), 男, 湖北人, 副教授, 研究方向为功率变换技术; 周东方(1963-), 男, 浙江人, 教授, 研究方向为功率变换技术。

模法^[8], 该方法能够描述功率变换器的动态行为, 是一种功率变换器的大信号建模方法。文献[9-10]结合串联谐振、LCC 等具体功率变换器拓扑进一步研究了该建模方法, 建立了串联谐振、LCC 等功率变换器的大信号模型。如何利用平均大信号建模法对 LLC 功率变换器进行大信号建模, 值得进行探讨。此外, 现有的许多文献研究现代非线性控制理论在功率变换器中的应用^[7,11-13]。但是, 通常结合 BUCK, BOOST 等非谐振变换器电路拓扑进行研究^[14-15], 针对谐振变换器的非线性控制研究较少。其中一个重要的原因是, 谐振功率变换器的建模比较繁琐, 制约了非线性控制在谐振功率变换器中的应用研究。

针对 LLC 谐振功率变换器非线性控制的应用需求, 采用平均大信号建模法, 结合 SSOC (Self-sustained oscillation controller) 调制方式, 建立一种全桥 LLC 谐振倍压变换器的大信号模型。

1 LLC 谐振功率变换器的电路分析

图 1 为全桥 LLC 谐振倍压变换器, 主电路主要由全桥开关电路、LLC 谐振网络、倍压整流滤波网络等组成, 调制器采用 SSOC 调制, 控制算法采用非线性控制。

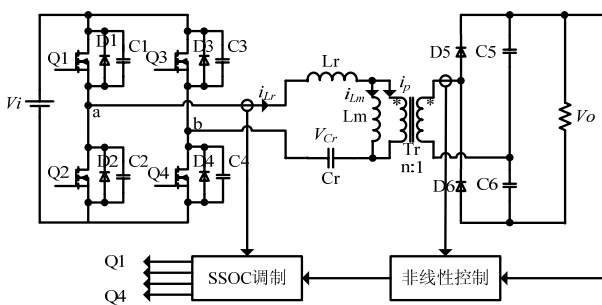


图 1 全桥 LLC 谐振倍压变换器

1.1 SSOC 调制分析

谐振变换器中应用最广泛的调制方式是变频调制, 但是变频调制在输入电压大范围变化、负载突变等大信号扰动下, 变换器的开关频率变化范围大, 变换器磁性元件优化设计困难。谐振变换器采

用移相调制时, 在大信号工作条件下, 开关网络输出方波的占空比变化范围大, 变换器的软开关特性不好, 效率较低。

文献[16]中提出了 SSOC 调制方式, 该方式是将谐振电感电流和变换器开关网络输出方波的相位差作为输入控制量的一种新的调制方式。如图 2 所示, v_{ab} 为全桥开关电路的输出电压, i_{Lr} 为谐振网络的谐振电流, v_{ab} 和 $-i_{Lr}$ 的相位差 γ 角为该调制器的输入控制量, i_{Lr} 作为参考信号参与控制开关管。通常 γ 角满足 $90^\circ < \gamma < 180^\circ$, 这样能够确保在负载和谐振参数动态变化的情况下, 开关管电流滞后于电压, 从而实现零电压切换。

与变频调制方式相比, SSOC 调制方式的开关频率变化范围大大减小; 与移相调制方式相比, 变换器的输出调整能力和效率提高^[17]。该调制方式具体的设计方法可参考文献[16,18-19]。

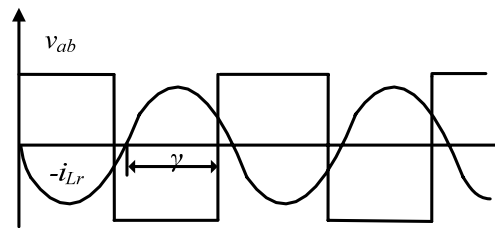


图 2 SSOC 调制原理

1.2 建模难点分析

LLC 谐振功率变换器是一个复杂的非线性系统, 其工作周期内包含两元件谐振和三元件谐振状态, 不同谐振状态的持续时间难以准确计算。图 3 为 SSOC 调制下 LLC 谐振功率变换器的典型工作波形。通过分析该工作波形, 可以发现, 开关管的开关切换与两元件谐振的开始时刻(即三元件谐振的终止时刻)有着对应关系, 如图 3 中 t_0 , t_2 和 t_4 时刻; 而两元件谐振的终止时刻(即三元件谐振的开始时刻)与开关管的状态没有直接对应关系, 且亦无法找到该转换时刻与其他变换器器件之间的直接关联, 如图 3 中 t_1 , t_3 时刻。因此, 难以结合工作波形, 对变换器模型中的切换非线性项进行几何近似。

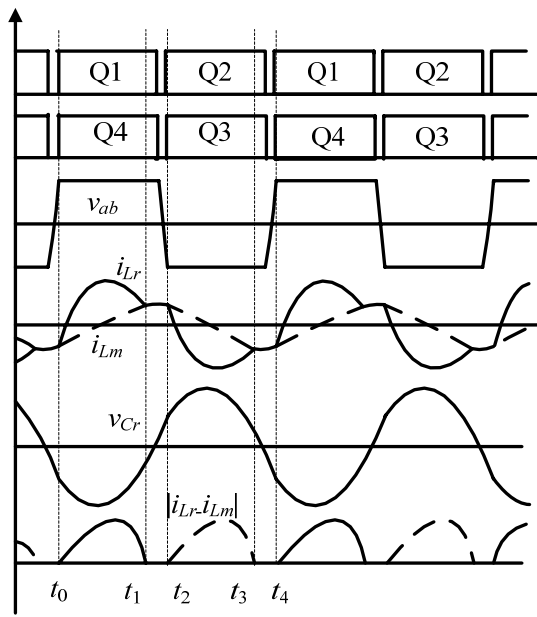


图 3 SSOC 调制下典型工作波形

此外, 不同于其他类型的谐振功率变换器, LLC 变换器谐振环节的能量以谐振电流和励磁电流的差值($i_{Lr}-i_{Lm}$)的形式向负载传递能量, LLC 谐振功率变换器的非线性状态方程组中包含该电流差值的非线性项。在建模过程中, 如何对该电流差值的非线性项进行处理, 是需要认真分析的问题。

2 LLC 谐振变换器的大信号建模

平均大信号模型法^[8]的主要思想是: 建立基于快变量和慢变量的非线性状态空间模型; 将状态变量用正弦函数近似地代替, 将非线性环节近似描述, 得到变换模型; 将慢变量求平均, 将快变量在一个工作周期内谐波线性化和谐波平衡处理, 并对幅度平均值进行形式转换, 进而得到平均大信号模型。

2.1 状态空间模型

假设全桥 LLC 谐振倍压变换器采用理想器件, 不考虑寄生因素。谐振电路的状态变量 i_{Lr} , i_{Lm} , v_{Cr} 频率高, 变化快, 为快变量; 输入输出电压频率低, 变化慢, 为慢变量。则基于快变量和慢变量的, 全桥 LLC 谐振倍压变换器非线性状态空间方程组可表示为:

$$\begin{cases} v_{Cr} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = v_{ab} \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = \text{sgn}(i_{Lr} - i_{Lm}) \frac{nv_o}{2} \\ \frac{v_o}{R} + \frac{C_o}{2} \frac{dv_o}{dt} = n \cdot \text{abs}(i_{Lr} - i_{Lm}) \end{cases} \quad (1)$$

其中: v_{ab} 为谐振环节输入电压; n 为变压器变比。

2.2 变换模型

谐振电路的状态变量 i_{Lr} , i_{Lm} , v_{Cr} 可近似表示为正弦函数的形式:

$$i_{Lr} = I_{Lr} \sin \omega_s t \quad (2)$$

$$v_{Cr} = V_{Cr} \sin(\omega_s t - \varphi_{Cr}) \quad (3)$$

$$i_{Lm} = I_{Lm} \sin(\omega_s t - \varphi_{Lm}) \quad (4)$$

在上述非线性状态空间方程中, 含有 v_{ab} , $\text{sgn}(i_{Lr}-i_{Lm})$, $\text{abs}(i_{Lr}-i_{Lm})$ 等非线性项, 需要对这些非线性项进行线性近似化处理。

v_{ab} 为开关网络的输出电压, 也是谐振槽路的输入信号。 v_{ab} 与谐振槽路的状态变量同频, 若将其展开成傅里叶级数, 只有基波分量是有效激励, 其他谐波将被谐振槽路衰减掉。结合 SSOC 调制, v_{ab} 与 $-i_{Lr}$ 相位差为 γ , 则 v_{ab} 的基波近似表示为:

$$v_{ab1} = -\frac{4V_i}{\pi} \sin(\omega_s t - \gamma) \quad (5)$$

$\text{sgn}(i_{Lr}-i_{Lm})nv_o/2$ 为整流滤波网络对谐振槽路的负载效应, 其频率与谐振槽路状态变量同频, 用其基波近似表示。计算 $\text{sgn}(i_{Lr}-i_{Lm})$ 的基波为:

$$\begin{aligned} [\text{sgn}(i_{Lr} - i_{Lm})]_1 &= \frac{4}{\pi} \frac{I_{Lr} - I_{Lm} \cos \varphi_{Lm}}{I_p} \sin \omega_s t + \\ &\frac{4}{\pi} \frac{I_{Lm} \sin \varphi_{Lm}}{I_p} \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $I_p = \sqrt{I_{Lr}^2 + I_{Lm}^2 - 2I_{Lr}I_{Lm} \cos \varphi_{Lm}}$, $i_p = i_{Lr} - i_{Lm}$ 。

$\text{abs}(i_{Lr}-i_{Lm})$ 为低通网络的输入, 主要由其直流分量产生激励, 取其直流分量为:

$$[\text{abs}(i_{Lr} - i_{Lm})]_0 = \frac{2}{\pi} \sqrt{(I_{Lr} - I_{Lm} \cos \varphi_{Lm})^2 + (I_{Lm} \sin \varphi_{Lm})^2} = \frac{2}{\pi} \sqrt{I_{Lr}^2 + I_{Lm}^2 - 2I_{Lr}I_{Lm} \cos \varphi_{Lm}} \quad (7)$$

将式(2)~(7)代入非线性方程组(1), 得到:

$$\left\{ \begin{aligned} &V_{Cr} \sin(\omega_s t - \varphi_{Cr}) + L_r \frac{d(I_{Lr} \sin \omega_s t)}{dt} + \\ &L_m \frac{d[I_{Lm} \sin(\omega_s t - \varphi_{Lm})]}{dt} = \\ &-\frac{4V_i}{\pi} \sin(\omega_s t - \gamma_{1a}) \\ &C_r \frac{d(V_{Cr} \sin(\omega_s t - \varphi_{Cr}))}{dt} = I_{Lr} \sin \omega_s t \\ &L_m \frac{d[I_{Lm} \sin(\omega_s t - \varphi_{Lm})]}{dt} = \\ &\frac{nV_o}{2} \left(\frac{4}{\pi} \frac{I_{Lr} - I_{Lm} \cos \varphi_{Lm}}{I_p} \sin \omega_s t + \right. \\ &\left. \frac{4}{\pi} \frac{I_{Lm} \sin \varphi_{Lm} \cos \omega_s t}{I_p} \right) \\ &\frac{V_o}{R} + \frac{C_o}{2} \frac{dV_o}{dt} = \\ &\frac{2n}{\pi} \sqrt{I_{Lr}^2 + I_{Lm}^2 - 2I_{Lr}I_{Lm} \cos \varphi_{Lm}} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

2.3 平均模型

将方程组(8)展开计算, 将变换模型中含慢变量的等式, 在周期趋于无穷大的情况下求平均, 得到慢变量的平均化表达式。对快变量等式进行谐波平衡处理, 令式子两边的正弦项和余弦项对应相等, 可得快变量的相位平均式及幅度平均式。

此处计算过程中需注意的, 依据平均大信号建模法, 若定义 $\overline{x_F}$ 为快变量的平均值, X_F 为快变量的幅度, 则满足: $\overline{x_F} = \langle |x_F| \rangle = X_F \pi / 2$ 。

最终, 得到平均大信号模型, 即方程组(9)。从方程组可以得出, 变换器输出量 v_o 与控制量 γ 之间的数学关系, 从而可用于指导非线性控制回路的设计。

$$\left\{ \begin{aligned} &L_r \frac{d\overline{i_{Lr}}}{dt} = -\frac{8v_i}{\pi^2} \cos \gamma - \\ &\frac{8}{\pi^2} \frac{n\overline{v_o}}{2} \frac{\overline{i_{Lr}} - \overline{i_{Lm}} \cos \varphi_{Lm}}{\overline{i_p}} - \\ &\overline{v_{Cr}} \cos \varphi_{Cr} \\ &C_r \frac{d\overline{v_{Cr}}}{dt} = \overline{i_{Lr}} \cos \varphi_{Cr} \\ &L_m \frac{d\overline{i_{Lm}}}{dt} = \frac{8}{\pi^2} \frac{n\overline{v_o}}{2} \frac{\overline{i_{Lr}} \cos \varphi_{Lm} - \overline{i_{Lm}}}{\overline{i_p}} \\ &\frac{C_o}{2} \frac{d\overline{v_o}}{dt} = n\overline{i_p} - \frac{\overline{v_o}}{R} \\ &\frac{d\overline{\varphi_{Cr}}}{dt} = \omega_s - \frac{\overline{i_{Lr}}}{C_r \overline{v_{Cr}}} \sin \varphi_{Cr} \\ &\frac{d\overline{\varphi_{Lm}}}{dt} = \omega_s - \frac{8}{\pi^2} \frac{n\overline{v_o}}{2} \frac{1}{L_m} \frac{\overline{i_{Lr}}}{\overline{i_{Lm}} \overline{i_p}} \sin \varphi_{Lm} \end{aligned} \right. \quad (9)$$

3 仿真分析

为了验证所建立的 LLC 谐振变换器平均大信号模型的正确性, 利用 MATLAB/SIMULINK 软件分别建立非线性状态空间仿真模型和平均大信号模型, 如图 4 和图 5 所示。其中, 非线性状态空间仿真模型是依据式(1)建立, 平均大信号模型依据式(9)建立。电路的基本参数设置为: $V_i = 270 \text{ V}$, $C_r = 59 \text{ nF}$, $L_r = 42.85 \text{ } \mu\text{H}$, $L_m = 300 \text{ } \mu\text{H}$, $C_o = 10 \text{ } \mu\text{F}$, $n = 1$ 。

图 6~7 中, 负载在 3 ms 处突变, 由 $100 \text{ } \Omega$ 突变为 $20 \text{ } \Omega$ 。图中实线为非线性状态空间模型的仿真曲线, 虚线为平均大信号模型的仿真曲线。

从图中可以看出, 大信号模型的谐振电流和输出电压的仿真曲线, 较好地包络了非线性状态空间模型的仿真曲线。此外, 大信号模型的仿真时间为 11 s, 非线性状态空间模型的仿真时间为 2 s, 非线性状态空间模型的仿真速度更快。

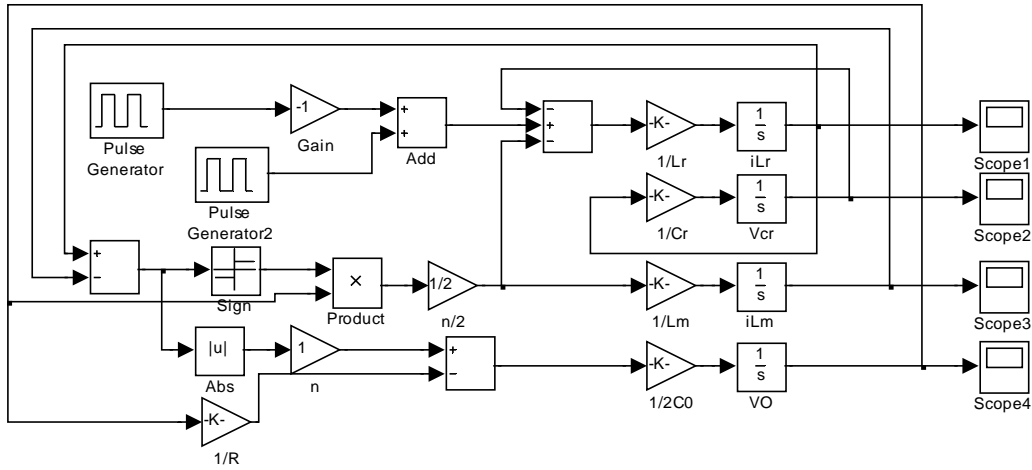


图 4 非线性状态空间仿真模型

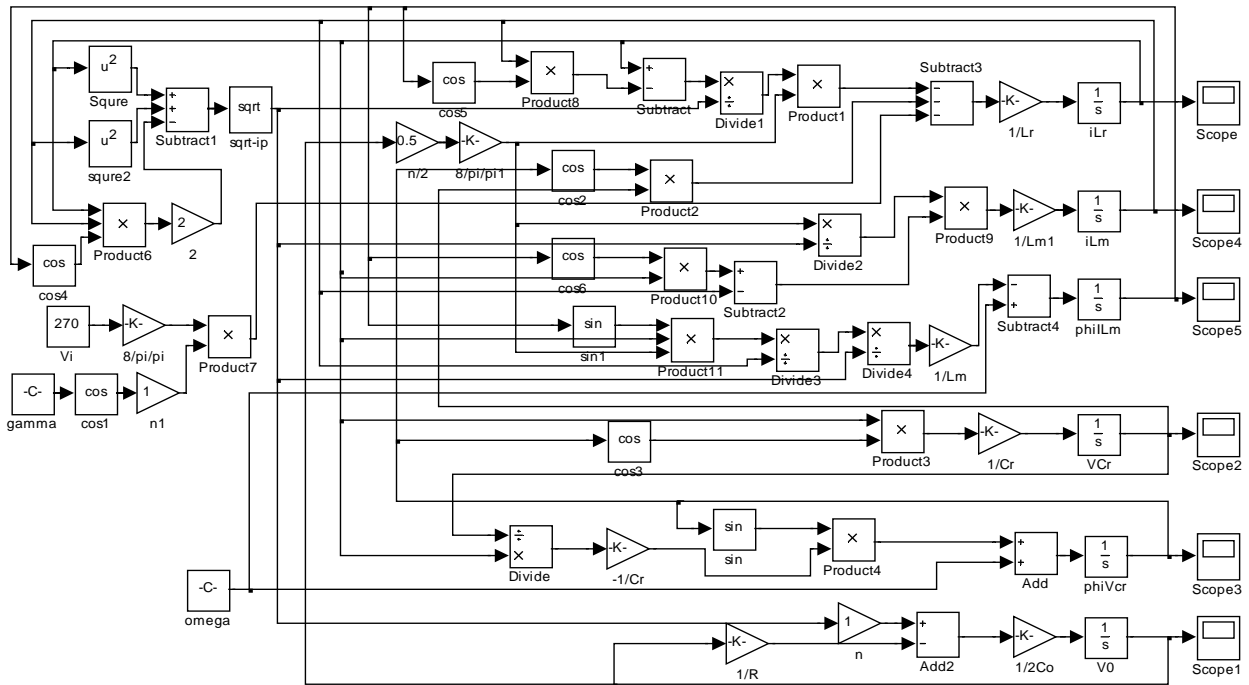


图 5 平均大信号仿真模型

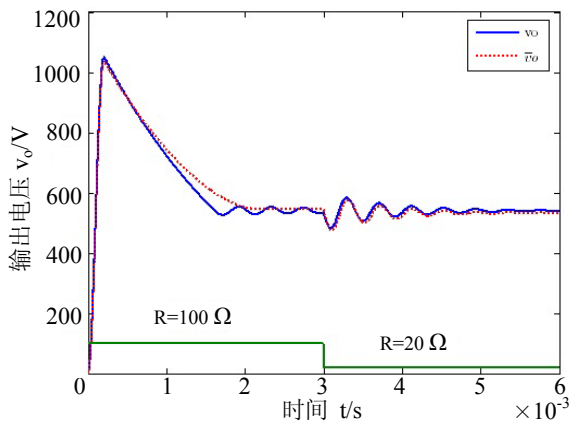


图 6 负载突变时输出电压 v_o 仿真波形

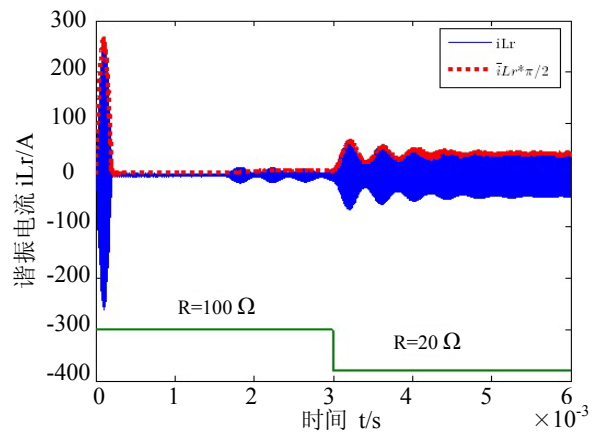


图 7 负载突变时谐振电流 i_{Lr} 仿真波形

4 结论

采用平均大信号模型法,建立了全桥 LLC 谐振倍压变换器的大信号模型,拓展了平均大信号建模法的应用范围。该大信号模型与非线性状态空间模型的仿真曲线吻合,且该模型仿真速度较快。该大信号模型适用于设计现代非线性控制回路,解决了制约非线性控制在 LLC 谐振功率变换器中应用的关键问题。在后续工作中,将基于该模型进行 LLC 谐振功率变换器的控制方法的研究。

参考文献:

- [1] Reza Beiranvand, Bizhan Rashidian, Mohammad Reza Zolghadri, *et al.* A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2012, 27(8): 3749-3763.
- [2] Byoung-Hee Leel, Moon-Young Kiml, Chong-Eun Kim, *et al.* Analysis of LLC Resonant Converter Considering Effects of Parasitic Components [C]// INTELEC 09 - 31st International Telecommunications Energy Conference, Incheon, Korea. USA: IEEE Conference Publications, 2009: 1-6.
- [3] S De Simone, C Adragna, C Spini, *et al.* Design-Oriented Steady-State Analysis of LLC Resonant Converters based on FHA [C]// International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Taormina, Italy. USA: IEEE Conference Publications, 2006: 200-207.
- [4] Chien-Hsuan Chang, En-Chih Chang, Chun-An Cheng. Small Signal Modeling of LLC Resonant Converters Based on Extended Describing Function [C]// 2012 International Symposium on Computer, Consumer and Control, Taichung, Taiwan, China. USA: IEEE Conference Publications, 2012: 365-368.
- [5] Hao Ma, Qinwei Liu, Jin Guo. A Sliding-Mode Control Scheme for LLC Resonant DC/DC Converter with Fast Transient Response [C]// IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, Canada. USA: IEEE Conference Publications, 2012: 162-167.
- [6] Ahmed A Aboushady, Khaled H Ahmed, Stephen J Finney, *et al.* Linearized Large Signal Modeling, Analysis, and Control Design of Phase-Controlled Series-Parallel Resonant Converters Using State Feedback [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2013, 28(8): 3896-3911.
- [7] 陈秀聪,黎沃铭,谢智刚. 电力电子变换器的滑模控制技术 with 实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [8] M Castilla, L Garcia de Vicuña, M Lopez, *et al.* An averaged large-signal modeling method for resonant converters [C]// 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, New Orleans, USA. USA: IEEE Conference Publications, 1997: 447-452.
- [9] Jorge Luis Sosa, Miguel Castilla, Jaume Miret. Modeling and Performance Analysis of the DC/DC Series-Parallel Resonant Converter Operating With Discrete Self-Sustained Phase-Shift Modulation Technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2009, 56(3): 697-705.
- [10] Jorge Luis Sosa, Miguel Castilla. Sliding Mode Control for the Fixed-Frequency Series Resonant Converter with Asymmetrical Clamped-Mode Modulation [C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Dubrovnik, Croatia. USA: IEEE Conference Publications, 2005: 675-680.
- [11] Kondratiev I, Santi E, Dougal R. Robust Nonlinear Synergetic Control for M-Parallel-Connected DC-DC Boost Converters [C]// Proc of IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, USA. USA: IEEE Conference Publications, 2008: 2222-2228.
- [12] Jiefeng Hu, Jianguo Zhu, Gang Lei. Multi-Objective Model-Predictive Control for High-Power Converters [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion (S0885-8969), 2013, 28(3): 652-663.
- [13] Frank F A van der Pijl, Miguel Castilla. Adaptive Sliding-Mode Control for a Multiple-User Inductive Power Transfer System Without Need for Communication [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2013, 60(1): 271-279.
- [14] 杨杰, 鄢登高, 师宇杰. 基于系统辨识 RLS 算法的 PWM 变换器小信号建模 [J]. 系统仿真学报, 2013, 25(7): 1460-1464.
- [15] 曹文思, 杨育霞. 基于状态空间平均法的 BOOST 变换器仿真分析 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19(6): 1329-1334.
- [16] Humberto Pinheiro, Praveen K Jain. Self-Sustained Oscillating Resonant Converters Operating above the Resonant Frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 1999, 14(5): 803-815.
- [17] Mohamed Z Youssef, Praveen K Jain. A Review and Performance Evaluation of Control Techniques in Resonant Converters [C]// The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan, Korea. USA: IEEE Conference Publications, 2004: 215-221.
- [18] Mohamed Z Youssef, Praveen K Jain. Series-Parallel Resonant Converter in Self-Sustained Oscillation Mode with the High-Frequency Transformer-Leakage-Inductance Effect: Analysis, Modeling, and Design [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2007, 54(3): 1329-1341.
- [19] Majid Pahlevaninezhad, Suzan Eren. Self-Sustained Oscillating Control Technique for Current-Driven Full-Bridge DC/DC Converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2013, 28(11): 5293-5310.