

文章编号:1005-0523(2014)03-0099-06

基于Saber的LLC电路仿真分析

高海生,艾军,王妍

(华东交通大学电气与工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:由于LLC电路的高效性、宽范围性、高电压增益等明显优势,而广泛使用在各种中小功率场所。针对LLC电路的多样性,采用了Saber对其进行仿真研究,全面分析其各个频率范围,同时在不同工作条件下的仿真结果,验证了LLC电压增益曲线的正确性。

关键词:Saber; LLC; 变频控制

中图分类号:TM464

文献标志码:A

随着更高的功率密度要求和高效DC/DC变换器的需求,更高的开关频率和高效的变换器不断被提出。因此,谐振型变换器由于其高效性、高开关频率和高功率密度而被广泛的关注。而串联谐振变换器(SRC)和并联谐振变换器(PRC)已被深入研究。这类变换器都有其各自的优缺点。例如,串联谐振变换器,轻载条件下的输出电压调节一直是控制设计难以解决的问题;而并联谐振变换器,环流损耗限制了负载的效率。文献中所述的LLC谐振变换器能够更好的满足上述需求。其具有以下几点优势:空载到满载都能够实现开关管ZVS导通,低的MOSFET关断电流,以达到变换器开关损耗低的效果;变换器在高的输入电压条件下能得到最高效率,可以方便我们优化工作条件;二次侧没有滤波电感,整流二极管的电压应力相对较小。因此,LLC电路得到了广泛的使用。针对Saber仿真能够很好的实现电路的分析和波形的观察,现使用Saber对LLC电路进行系统的仿真,从而得到LLC电路在各个频率范围,同时在不同工作条件下的仿真结果。验证了LLC电路的电压增益曲线的正确性。

1 LLC谐振变换器结构与工作原理

1.1 LLC谐振变换器结构分析

LLC谐振变换器的结构框图如图1所示。变换器原边由主开关管(S_1, S_2),变压器TX初次侧励磁电感 L_m 、变压器原边漏感 L_r 和 C_r 组成的谐振环路组成。副边由整流网络($D_{o1}, D_{o2}, D_{o3}, D_{o4}$)组成。其中 $D_{s1} \sim D_{s2}$ 为MOSFET $S_1 \sim S_2$ 的内部寄生二极管, $C_{s1} \sim C_{s2}$ 为其输出电容和外并电容之和, C_o 为输出电容。

此LLC电路有两个谐振频率,一是当谐振电容 C_r 和漏感 L_r 产生谐振时,励磁电感电压被箝住,励磁电感 L_m 不参与谐振,该谐振频率为 f_s 。二是当谐振电容 C_r 、漏感 L_r 和励磁电感 L_m 一起谐振时,其谐振频率为

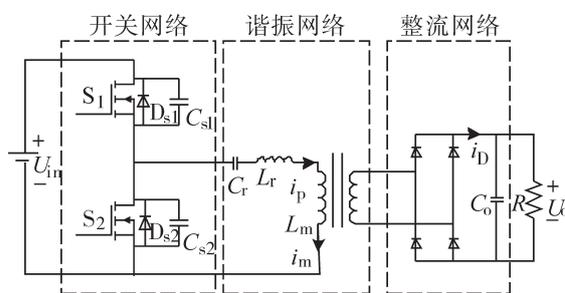


图1 半桥LLC谐振变换器模型

Fig. 1 Half-bridge LLC resonant converter model

收稿日期:2013-11-21

作者简介:高海生(1960—),男,教授,研究方向为电力电子与电力传动。

f_r 。其中： $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ ， $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r)C_r}}$ 。

1.2 LLC谐振变换器工作过程分析

1) 当谐振变换器的开关频率 $f < f_r$ 时,谐振网络呈容性,很难使功率开关管实现ZVS开通,因此会造成很大的开关损耗,所以在此不多加以研究。

2) 当谐振变换器的开关频率 $f_r < f < f_s$ 时,原边功率开关管可以实现ZVS开通,这样可以大大减少开关管的开通损耗,副边整流二极管工作在断续模式,此时整流二极管关断时的电流为零,因此大大降低了二极管的反向恢复损耗,提高了变换器的工作效率。

3) 当谐振变换器的开关频率 $f_s < f$ 时,副边二极管工作在连续模式,二极管关断时电流没有下降到零,属于硬关断,因此会造成二极管反向恢复损耗。

2 LLC谐振变换器的特性分析

该LLC谐振变换器的两个开关管相互轮流导通,因此谐振网络输入端的电压呈方波状,从而谐振网络的输出端即从变压器副边折算到原边的电压也应该为方波电压。以下研究LLC谐振变换器的输入特性时则可以运用交流分析法来研究,LLC谐振变换器的交流等效电路如图2所示。

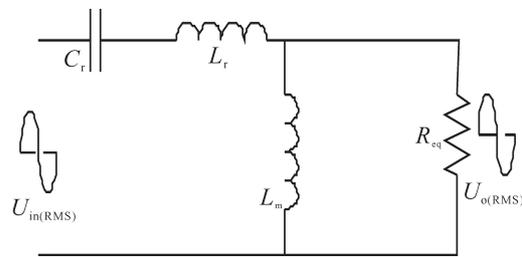


图2 LLC谐振变换器交流等效电路

Fig.2 AC equivalent circuit of LLC resonant converter

根据图2的等效电路,通过交流分析法可以计算出,谐振网络输入端的输入电压基波的有效值 $U_{in(RMS)}$ 和谐振网络输出端的输出电压基波的有效值 $U_{o(RMS)}$ 。图中 R_{eq} 是副边交流等效负载,是运用电路的等效原理将副边的实际负载折算到原边计算得到的。

通过计算得出公式： $U_{in(RMS)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{in}$ ， $U_{o(RMS)} = \frac{2\sqrt{2}n}{\pi} U_o$ ， $R_{eq} = \frac{8n^2 R}{\pi^2}$ 。其中： U_{in} 是输入直流电压； U_o 是输出直流电压； R 是负载电阻。

交流基波电压增益：

$$G_{ac}(jw) = \frac{R_{eq} // jwL_m}{\frac{1}{jwC_r} + jwL_r + R_{eq} // jwL_m} = \frac{1}{1 + \frac{1}{jwC_r(R_{eq} // jwL_m)} + \frac{jwL_r}{R_{eq} // jwL_m}} \tag{1}$$

$$= \frac{1}{1 - \frac{1}{w^2 C_r L_m} + \frac{1}{jwC_r R_{eq}} + \frac{L_r}{L_m} + \frac{jwL_r}{R_{eq}}} = \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{1}{w^2 C_r L_m} + (\frac{wL_r}{R_{eq}} - \frac{1}{wC_r R_{eq}})}$$

定义 $k = \frac{L_m}{L_r}$ ，串联谐振频率 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ ，串联谐振电路品质因数 $Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{eq}}$ ， $w = 2\pi f$ ，将以上参数代入(1)式可得

$$G_{ac} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k}(1 - \frac{f_s^2}{f^2}) + jQ(\frac{f}{f_s} - \frac{f_s}{f})} \tag{2}$$

则直流电压增益为

$$G_{dc} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2n} G_{ac} = \frac{1}{2n} \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{f_s^2}{f^2}\right) + jQ \left(\frac{f}{f_s} - \frac{f_s}{f}\right)} = \frac{1}{2n} \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{f_s^2}{f^2}\right)\right]^2 + \left[Q \left(\frac{f}{f_s} - \frac{f_s}{f}\right)\right]^2}} \quad (3)$$

3 LLC谐振变换器直流增益曲线分析

通过上述分析,得出了直流电压增益的公式,因此可以通过MATLAB工具绘制其直流电压增益曲线,分析不同的参数值对直流电压增益的影响。因为直流电压增益与多个变量有关,因此在分析具体一个变量对增益的影响时,应该先固定其它的变量。首先分析 k 值对增益的影响,从图3(a)可以看到固定匝比 n 和 Q 值时不同 k 值所对应的直流增益曲线,随着 k 值的增大,每条增益曲线在变缓,其对应的最大电压增益也在减小,当输入电压在最小值的情况下,变换器的输出电压可能无法调节到我们所需的稳定输出值。另外,我们还可以观察到4条增益曲线从左到右都是先增后减,其转折频率都是随着 k 值的减小而增大, k 值越小其直流增益越大,其转折频率也越靠近串联谐振频率 f_s 。从对输出端电压调节的效果来看,在设计电路时 k 值选择越小越好,但是,根据 $k=L_m/L_r$ 可知, k 值越小,意味着励磁电感的值也越小,则在相同输入电压的情况下,电感值越小其两端的励磁电流越大,因此变换器的损耗也越大,选择 k 值应在损耗和增益之间做权衡。

在谐振变换器中不同 Q 值所对应的直流增益曲线如图3(b)所示,图中5条直流增益曲线是在固定匝比 n 和 k 值的情况下变化 Q 值而得到的,从图中我们可以观察到,随着 Q 值的减小,其直流电压增益越大,每条曲线从左到右都是先增后减,转折频率依次向右边移动,但无论 Q 值增加到多大,最后都会经过一个点,即在 $f=f_s$ 时所有的 Q 值曲线对应的增益相等, $G_{ac}=1/2n$,这一现象说明谐振网络工作在频率 f_s , L_r 和 C_r 的谐振时槽路相当于短路,励磁电感两端的电压等于直流输入电压,所以不管负载工作在什么状态,其输出电压只与匝比 n 有关。所以,我们只要通过合理设计匝比 n 就可以满足变换器的最小增益要求,其最小增益为 $1/2n$,那么变换器就可以工作在我们所要求的工作范围 $f_r < f < f_s$ 内;如果所设计的匝比使得 $1/2n$ 大于变换器的最小增益,那变换器将有一部分时间工作在 $f > f_s$ 的区间内,那么变换器的副边整流二极管就不能实现ZCS关断了;如果所设计的匝比使得 $1/2n$ 小于变换器的最小增益,变换器将一直工作在 $f < f_s$ 区域,且 n 越大,变换器的工作频率离串联谐振频率 f_s 越远。从图中还可看出,当 $f < f_s$ 时,直流电压增益对频率变化的响应比较敏感,因此在此区间,通过频率控制来调节输出电压的效果比较理想,当 $f > f_s$ 时,直流电压增益对频率变化的响应比较迟钝,在此区间,通过频率控制来调节输出电压的效果不是很理想。综上所述,当在设计电路的工作频率时,我们应该选择 $f_r < f < f_s$ 范围内。

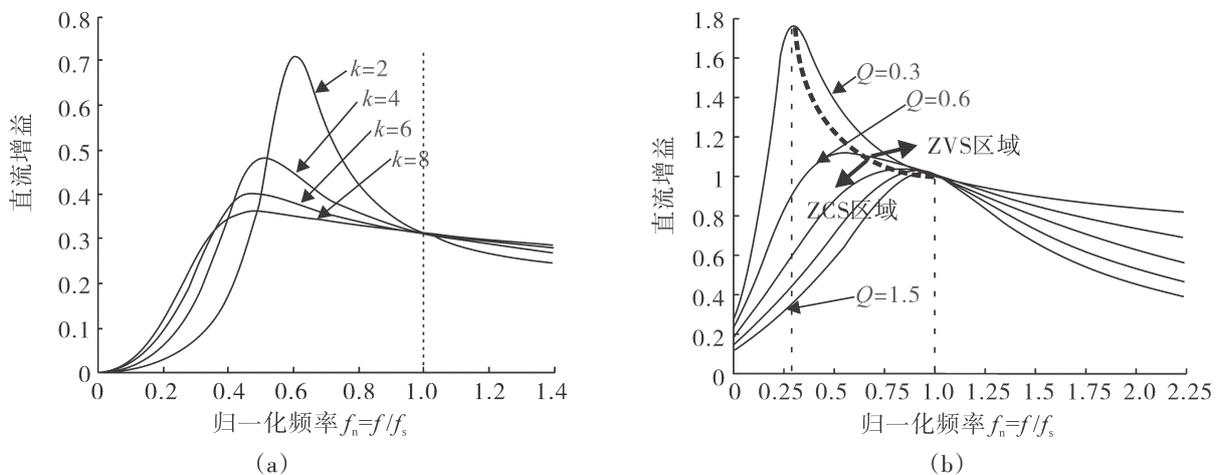


图3 LLC谐振变换器中不同 Q 和 k 值对应的直流增益曲线
Fig. 3 LLC resonant converter with different Q and k values corresponding to the DC gain curve

4 基于Saber的仿真分析

在Saber环境下,通过在不同频率和负载的条件下进行仿真,根据分析比较仿真结果中功率开关管的栅源电压 U_{GS} 、漏源电压 U_{DS} 和整流二极管上的电流 i_{D1} ,以及输入电压 U_{in} 、输出电压 U_o 之间的相互关系来验证直流增益曲线的正确性。

当输入电压 $U_{in}=48\text{ V}$, $L_r=18\text{ }\mu\text{F}$, $C_r=100\text{ nF}$, $L_m=60\text{ }\mu\text{H}$, $R=500$,开关频率 $f=70\text{ kHz}$,谐振频率 $f_s=118\text{ kHz}$,品质因数 $Q=0.2$ 。结论:当 Q 值较小时,如果开关频率小于串联谐振频率 f_s ,则电压增益呈增大趋势,功率开关管实现零电压开通,整流二极管实现零电流关断。其仿真波形如图4所示。

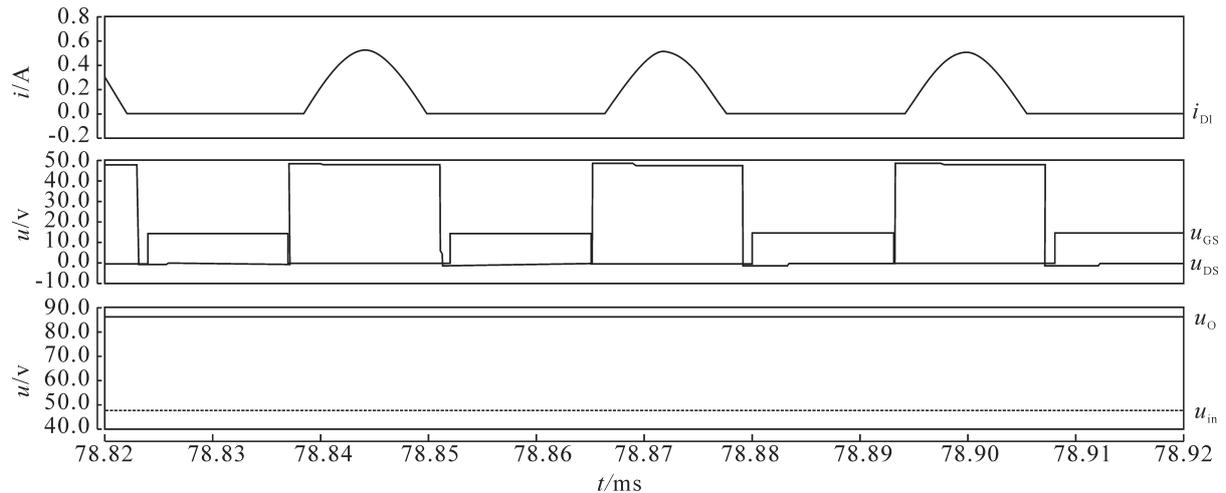


图4 当 $Q=0.2$, $f=70\text{ kHz}$ 时的仿真图

Fig. 4 The simulation diagram when $Q=0.2$, $f=70\text{ kHz}$

当输入电压 $U_{in}=48\text{ V}$, $L_r=18\text{ }\mu\text{F}$, $C_r=100\text{ nF}$, $L_m=60\text{ }\mu\text{H}$, $R=50$,开关频率 $f=70\text{ kHz}$,谐振频率 $f_s=118\text{ kHz}$,品质因数 $Q=2$ 。结论:当 Q 值较大时,如果开关频率小于串联谐振频率 f_s ,电压增益呈下降趋势,此时功率开关管不能实现零电压开通,整流二极管可以实现零电流关断。其仿真波形如图5所示。

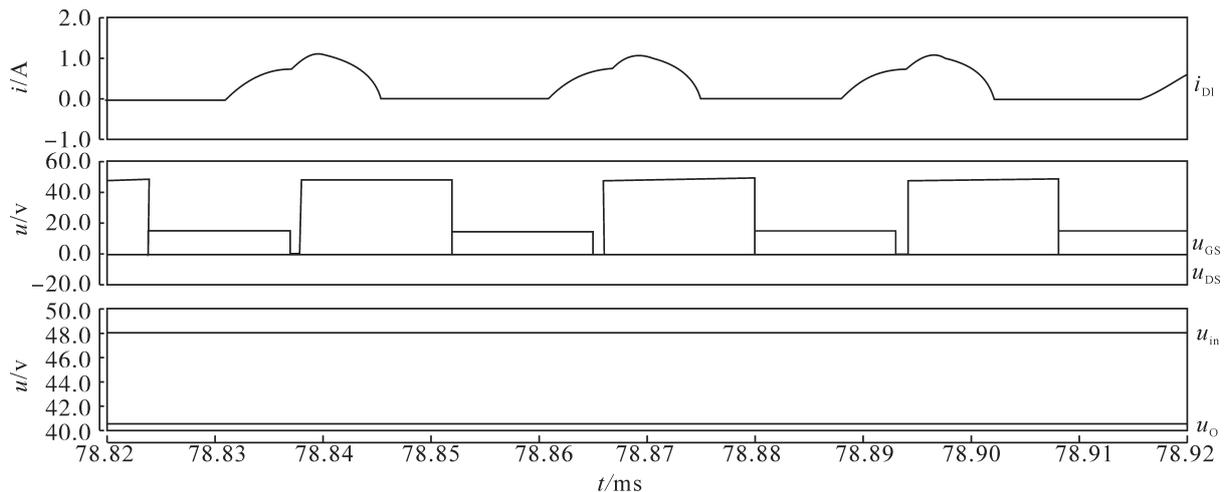


图5 当 $Q=2$, $f=70\text{ kHz}$ 时的仿真图

Fig. 5 The simulation diagram when $Q=2$, $f=70\text{ kHz}$

当输入电压 $U_{in}=48\text{ V}$, $L_r=18\text{ }\mu\text{F}$, $C_r=100\text{ nF}$, $L_m=60\text{ }\mu\text{H}$, $R=300$,开关频率 $f=30\text{ kHz}$,谐振频率 $f_s=118\text{ kHz}$ 。结论:当工作频率 f 小于谐振频率 f_s 时,无论 Q 值多大,电压增益均呈下降趋势,此时功率开关管不能实现零

电压开通,整流二极管可以实现零电流关断和零电流开通。其仿真波形如图6所示。

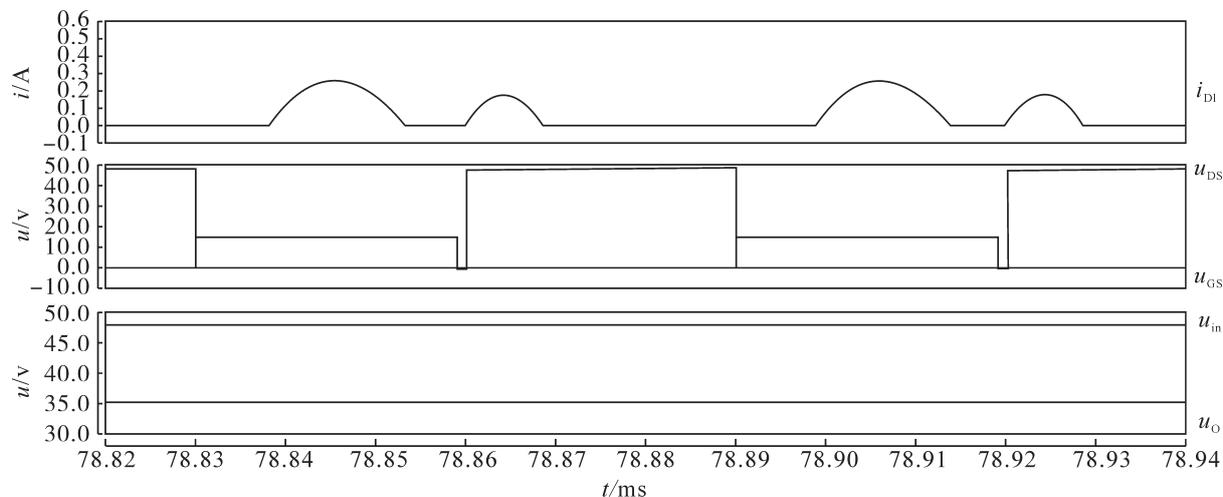


图6 当 $f=30\text{ kHz}$ 时的仿真图

Fig. 6 The simulation diagram when $f=30\text{ kHz}$

当输入电压 $U_m=48\text{ V}$, $L_r=18\text{ }\mu\text{F}$, $C_r=100\text{ nF}$, $L_m=60\text{ }\mu\text{H}$, $R=300$, 开关频率 $f=125\text{ kHz}$, 谐振频率 $f_s=118\text{ kHz}$ 。结论:当工作频率 f 大于串联谐振频率 f_s 时,无论 Q 值多大,电压增益随频率的增大而减小,此时功率开关管可以实现零电压开通,但整流二极管不能实现零电流关断。其仿真波形如图7所示。

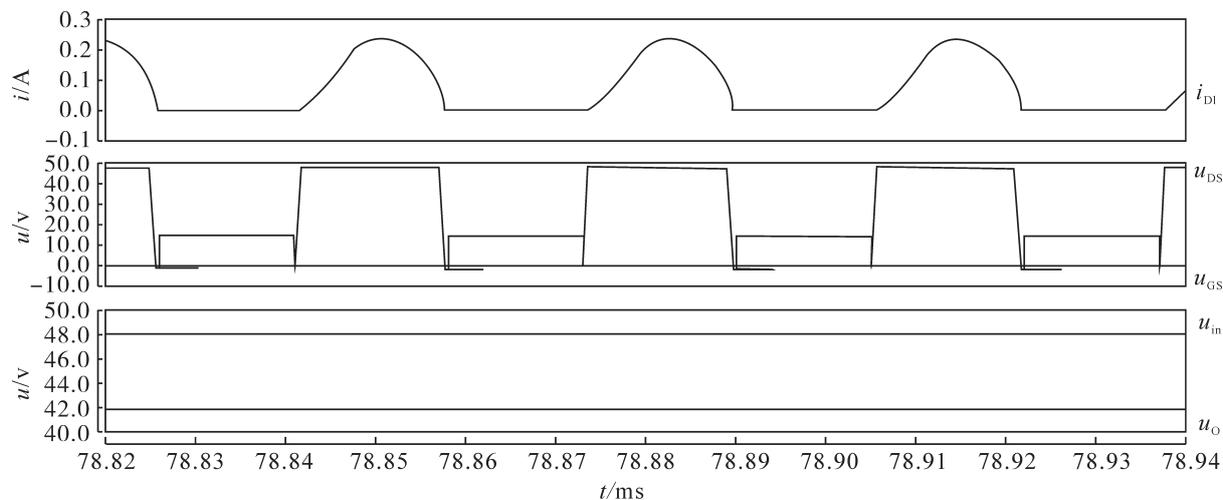


图7 当 $f=125\text{ kHz}$ 时的仿真图

Fig. 7 The simulation diagram when $f=125\text{ kHz}$

5 结论

基于Saber仿真软件,对LLC电路在不同工作条件下进行了仿真分析,分析出开关频率大于LC谐振频率时,电压增益无论在何工作条件下随开关频率增加均呈现出负电压增益特性;而在开关频率小于LC谐振频率且大于LLC谐振频率时,电压增益在 Q 值较小时,随开关频率减小呈正电压增益特性,在 Q 值较大时,随开关频率减小呈负电压增益特性;然而在开关频率小于LLC谐振频率时,无论在何工作条件下随开关频率减小均呈现负电压增益特性。Saber仿真波形所得结果与分析所得电压增益曲线相符,论证了其正确性。

参考文献:

- [1] 马皓,祁丰.一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J].中国电机工程学报,2008,28 (33):6-11.
- [2] 陈伟,王志强,半桥 LLC 谐振变换器稳态建模分析[J].通信电源技术,2008,25(4):35-40.
- [3] LU BING,LIU WENDUO,LIANG YANG,et al.Optimum design methodology for LLC resonant converter [C]//APEC 2006,2006: 533-538.
- [4] BO YANG,FRED C LEE, MATTHEW CONCANNON.Over current protection methods for LLC resonant converter [C]//APEC 03, 2003:605-609.
- [5] 任凌,王志强,不对称半桥谐振变换器[J].电力电子技术,2006,40(1):68-69.
- [6] 袁义生,蒋文军.一种新型 LLC 谐振软开关推挽式直流变换器[J].华东交通大学学报,2009,26(1):39-43.
- [7] 陈鸣,兰中文,吴鸿大,LLC 谐振变换器的原理与设计[J].实验科学与技术,2007,31(1):27-30.
- [8] 裴云庆,杨旭,王兆安,开关稳压电源的设计和应用[M].北京:机械工业出版社,2010:59-85.
- [9] 闫子波.基于 LLC 的半桥零电压开关谐振变换器[J].电子技术应用,2005(9):68-71.
- [10] 章勇高,高彦丽,刘焕,等.三相不平衡时的 PWM 整流器锁相环设计[J].华东交通大学学报,2011,28(5):14-17.

Saber-based Simulation Analysis of LLC Circuit

Gao Haisheng, Ai Jun, Wang Yan

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Owing to its obvious advantages of efficiency, wide range, high voltage gain, LLC circuit has been widely used in various places of medium power. In light of the diversity of LLC circuit, this paper, using Saber to conduct the simulation study, carries out comprehensive analysis of its various frequency ranges. The simulation results under different operating conditions have verified correctness of the LLC voltage gain curve.

Key words: Saber; LLC; frequency control