

计及 DCM 的电动汽车充电机 LLC 谐振变换器 参数设计与优化

张永明¹, 林嘉伟², 陈俊尧², 杜振东¹, 王志新², 徐世泽¹, 吴笛¹, 黄忠华¹

(1. 浙江华云电力工程设计咨询有限公司, 浙江 杭州 310014; 2. 上海交通大学电气工程系, 上海 200240)

摘要: 电动汽车充电技术是促进电动汽车发展与规模化应用的关键。LLC 谐振变换器具有效率高、输出电压范围宽、功率大等特点, 在电动汽车充电机中得到广泛应用。由于谐振过程十分复杂, 通常采用基波等效分析(First Harmonic Approximation, FHA)方法设计 LLC 谐振变换器。该方法由于没有考虑不连续导通(Discontinuous Conduction Mode, DCM), 从而存在较大的误差, 并且需要多次反复迭代寻找合适的电路参数。提出了一种计及 DCM 分析的电动汽车充电机参数设计与优化方法, 可以更精确地求解变换器电压增益, 并且设计过程不需要迭代。针对某容量 3.3 kW、输入 400 V、输出 250~430 V 的 LLC 谐振变换器进行仿真分析, 结果表明, 采用所提方法对 LLC 谐振变换器参数进行优化设计, 变换器的效率更高, 且电压增益误差比传统方法减小了 74.9%。

关键词: 电动汽车; DC-DC 功率变换; LLC 谐振变换器; 不连续导通; 参数设计; 电压增益

Parameter design and optimization of LLC resonant converter in electric car charger based on DCM analysis

ZHANG Yongming¹, LIN Jiawei², CHEN Junyao², DU Zhendong¹, WANG Zhixin², XU Shize¹, WU Di¹, HUANG Zhonghua¹

(1. Zhejiang Huayun Electric Power Engineering Design & Consultation CO., LTD., Hangzhou 310014, China;

2. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Electric vehicle charging technology is one of the important technologies of electric vehicle application. The LLC resonant converter is characterized by high efficiency, wide output voltage range, high power, etc., and is widely used in electric vehicle chargers. Due to the complexity of the resonant process analysis, the LLC resonant converter is usually designed using the First Harmonic Method (FHA) method. This method does not take into account Discontinuous Conduction Mode (DCM), thereby resulting in a large error, and needs repeated iteration to find the appropriate circuit parameters. This paper presents a parameter optimization design method based on DCM analysis, the gain of the converter circuit can be solved more precisely, and the design process does not require iteration. A 3 300 W LLC converter simulation model with 250~430 V outputs and 400 V inputs is built, results show that the LLC resonant converter parameters based on DCM analysis possesses high operation efficiency, meets the converter's voltage gain requirements, and reduces the voltage gain error by 74.9% than the traditional method.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2018YFB1503001), Technical Standard Project of Shanghai Science and Technology Commission (No. 18DZ2205700), and Industry-University-Research Cooperation Program of Minhang (No. 2017MH271).

Key words: electric vehicle; DC-DC power conversion; LLC resonant converter; discontinuous conduction mode; parameter design; voltage gain

0 引言

为维护能源安全、改善大气环境、提高汽车工

业竞争力及实现我国工业的跨越式发展, 电动汽车这种新型交通工具进入到高速发展的阶段。为了保证电动汽车的实用性, 应对电动汽车充电机建设数量的日益增长, 研究高效充电技术是电动汽车发展中必须解决的问题^[1-2]。

LLC-4 型(以下简称 LLC)谐振变换器兼具了串联谐振变换器和并联谐振变换器两者的优点, 可以

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2018YFB1503001);
上海市科委技术标准专项资助(18DZ2205700); 上海市闵行区产学研合作计划项目资助(2017MH271)

满足电能转换环节的高功率密度和高效要求^[3-4]。

LLC 谐振变换器具有谐振电感、谐振电容、励磁电感三个谐振元件, 励磁电感是否参与谐振由电路的工作模式决定。当负载或频率变化时, 电路的工作模式都会发生变化, 谐振状态难以准确地分析, 这也给 LLC 谐振变换器的参数设计带来了困难^[5-7]。

传统的 LLC 谐振变换器的设计主要以两个参数为自变量——谐振网络的品质因数 Q 、励磁电感 L_m 与谐振电感 L_r 的比值 h 。文献[8-14]从不同角度给出了 LLC 谐振变换器的参数设计方法, 这些方法都是基于传统的基波近似方法(Fundamental Harmonic Approximation, FHA)得到的。它把谐振电路的电压和电流近似为纯正弦波形, 并忽略高次谐波, 然后通过等效交流回路来获取电压增益的数学表达式。这种方法在实际设计时精确度较低, 并在电压输入范围、工作频率变换范围很宽的情况下更加明显。这是因为 FHA 分析方法在把负载电阻等效到一次侧时没有考虑不连续导通情况(Discontinuous Conduction Mode, DCM), 而是直接采用连续导通情况下的等效关系, 得到二次侧折算到一次侧的等效电阻。由于电压增益分析结果的不准确, 为满足电压增益的条件和更高效率的要求, 往往需要采用迭代和仿真试凑的方法, 并且在设计中谐振参数需要预先限定一个范围, 使参数的优化设计变得复杂。文献[15]按照峰值增益配置的方法进行参数设计, 但仍需要仿真试凑确定满足电压增益的励磁电感。文献[16]需要利用数值分析软件进行边界条件求解。文献[17]采用绘制并查询电压增益曲线的方式进行参数设计。这些都使参数设计方法变得复杂, 不便于直接应用。

基于上述分析, 本文提出一种基于 DCM 分析的电动汽车充电机 LLC 谐振变换器参数设计与优化方法, 首先分析 LLC 在不同电路参数、不同频率下的不连续导通情况, 并以等效电阻的方式对传统的 FHA 分析方法进行补偿, 得到改进的电压增益方程, 并设计变换器参数使之满足电压增益要求, 且具有最小的开关损耗, 从而使电路具有较高的效率。整个参数设计过程不需要迭代和仿真试凑。最后搭建了一个 3 300 W 的 LLC 仿真模型, 仿真结果表明, 电压增益分析误差比传统方法减小 74.9%, 变换器具有较高的效率、更窄的频率变化范围, 满足了变换器的电压增益要求, 验证了理论设计的有效性。

1 LLC 谐振变换器工作模式分析

LLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示, 其双谐振机

制使其工作模式复杂, 除了谐振元件 L_r 和 C_r 之外, 励磁电感 L_m 也可以加入谐振, 这时整流桥电路没有电流。当电路参数确定后, 励磁电感 L_m 是否加入谐振取决于开关频率和负载大小。随着开关频率和负载的变化, 在半个开关周期内, 如 Q1 导通、Q2 关断时, 变换器有三种基本工作模式: 1) 励磁电感 L_m 两端电压被输出电压钳位为 nU_o , 原边向副边输送能量, 为 P 模式; 2) 励磁电感 L_m 两端电压被输出电压钳位为 $-nU_o$, 原边向副边输送能量, 为 N 模式; 3) 励磁电感 L_m 两端电压绝对值小于 nU_o , 此时 L_m 与 L_r 、 C_r 谐振, 整流桥没有电流, 此时原边不向副边输送能量, 为 O 模式。由此可见, 只有在 O 模式时没有发生电能传送。

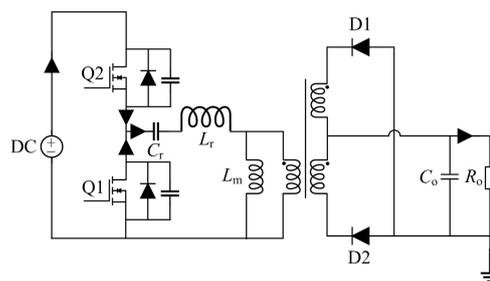


图 1 LLC 谐振变换器

Fig. 1 LLC resonant converter

LLC 谐振变换器的典型电压增益曲线如图 2 所示, 在峰值增益频率 f_m 与谐振频率 f_r 之间是变换器的零电压开关(Zero Voltage Switching, ZVS)工作区间, 一般设计变换器的工作频率在这一范围内^[18], 当开关频率小于 f_m 时变换器工作在零电流开关(Zero Current Switching, ZCS)区间。在谐振频率 f_r 处, 变换器工作在 P 模式, 随着频率降低, 变换器可能进入 PO、PON 或 PN 工作模式。此外, 当负载很小或工作频率大于谐振频率时还可能进入 NP、OP、NOP 或 OPO 工作模式, 但这不是变换器的典型工作区间, 在这里不予考虑。

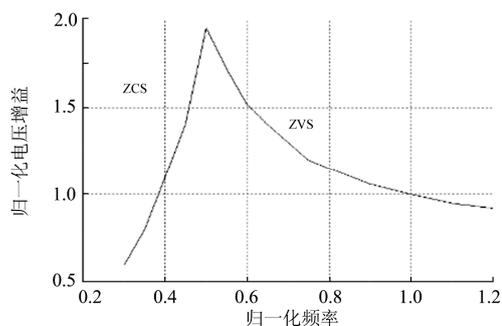


图 2 LLC 谐振变换器电压增益曲线

Fig. 2 LLC resonant converter voltage gain curve

在 P、PN、PO、PON 四种工作模式，只有 PO、PON 两种存在 O 模式，即存在电流不连续导通情况。PO 模式的 LLC 工作波形如图 3 所示，其横坐标为归一化弧度($2\pi f_s t$)，其中 f_s 为开关频率。首先在 P 基本工作模式，励磁电感 L_m 两端电压被输出电压钳位， L_r 和 C_r 参与谐振，谐振电流 i_r 是标准正弦波，励磁电流 i_m 线性上升，整流桥电流 $i_D = i_r - i_m$ ；之后进入 O 基本工作模式，此时 L_m 参与谐振，变压器与谐振电路断开，此时 i_r 与励磁电流 i_m 相等并按照正弦变化，整流桥电流 i_D 为 0，当 $L_m \gg L_r$ 时，可近似认为 i_r 不变。在 PO 模式下，电压增益与开关频率具有单调的对应关系，便于进行控制器设计，并且整个 PO 模式都工作在 ZVS 区间内。由于 O 模式的存在，二次侧二极管可以实现 ZCS，因此 PO 模式被认为是较好的工作方式^[19]。

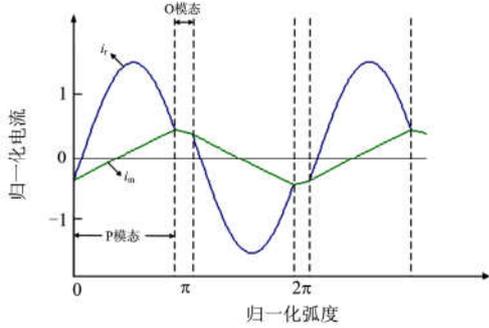


图 3 PO 模式的 LLC 工作波形

Fig. 3 LLC operation waveforms under PO mode

如果频率继续降低，或负载加重，LLC 将进入 PON 模式，如图 4 所示，即在 O 基本工作模式后，励磁电感两端电压达到 $-nU_o$ ，进入 N 模式，此时 i_r 与 i_m 不相等，在两者再次相等之前，Q1 关断，进入下半个开关周期。在 PON 模式下，LLC 一次侧可能进入 ZCS 工作区，电压增益与开关频率不再具有单调的对应关系，可能造成不稳定，且由于开关状态发生变化时，输出电流不为零，二次侧二极管无法实现 ZCS。

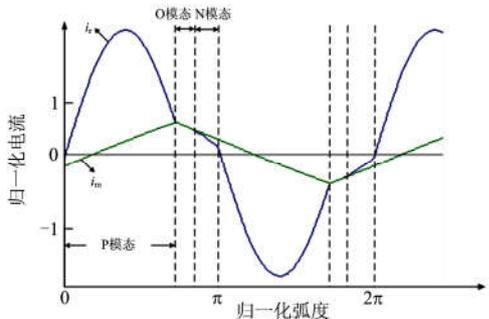


图 4 PON 模式的 LLC 工作波形

Fig. 4 LLC operation waveforms under PON mode

2 基于 DCM 分析的电压增益求解

由图 3 可见由于励磁电感 L_m 较大，励磁电流变化较为平缓，并且 O 基本模式时长相对较短。为便于分析，假设当谐振点路进入 O 基本模式时励磁电流 i_m 基本不变。

同时可以看出，在 P 基本模式下，谐振电流 i_r 为正弦波形，励磁电流 i_m 线性变化，两者的差值为变压器一次侧电流，这里假设 P 基本模式下变压器一次侧电流波形近似为正弦波，则二次侧整流桥电流 i_D 也为正弦波，半个周期的归一化弧度为 π ，设 i_D 非零的弧度为 δ ，则半个周期内整流桥电流 i_D 可表示为

$$i_D = \begin{cases} I_{Dm} \sin\left(\frac{\theta}{\delta}\pi\right), & 0 \leq \theta \leq \delta \\ 0, & \delta \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (1)$$

式中： $\theta = 2\pi f_s t$ 为归一化弧度； t 为实际时间； f_s 为开关频率； I_{Dm} 为 i_D 正弦变化的幅值。

在 Q1 导通、Q2 关断的半个周期内，逆变器输出电压有如下关系。

$$V_{in} = \omega L_r \frac{di_r}{d\theta} + \frac{1}{\omega C_r} \int i_r d\theta + \omega L_m \frac{di_m}{d\theta} + V_{C_r0} \quad (2)$$

式中： V_{C_r0} 为谐振电容上的初始电压；励磁电流 i_r 为 i_D/n 与 i_m 之和； $\omega = 2\pi f_s$ 。在 P 基本模式中，即当整流电路电流不为零时，励磁电感两端电压被钳位为 nV_o ，设励磁电感的初始电流为 i_{m0} ，有

$$\omega L_m \frac{di_m}{d\theta} = nV_o \quad (3)$$

$$i_m = i_{m0} + \frac{nV_o}{\omega L_m} \theta \quad (4)$$

将式(4)代入式(2)得到：

$$V_{in} = \omega L_r \frac{d\left(\frac{i_D}{n}\right)}{d\theta} + \frac{1}{\omega C_r} \int \left(i_{m0} + \frac{nV_o}{\omega L_m} \theta + \frac{i_D}{n}\right) d\theta + \left(\frac{L_r}{L_m} + 1\right) nV_o + V_{C_r0} \quad (5)$$

式中， V_{in} 、 V_{C_r0} 、 V_o 都是常量，两端对 θ 求导得：

$$0 = \omega L_r \frac{d^2\left(\frac{i_D}{n}\right)}{d\theta^2} + \frac{1}{\omega C_r} \left(i_{m0} + \frac{nV_o}{\omega L_m} \theta + \frac{i_D}{n}\right) \quad (6)$$

整流桥电流经过输出电容滤波，得到平稳的输出电流：

$$\int_0^\delta I_{Dm} \cdot \sin\left(\frac{\theta}{\delta}\pi\right) d\theta = \frac{V_0}{R_0} \pi \quad (7)$$

得到:

$$I_{Dm} = \frac{V_0}{R_0 \cdot \frac{2\delta}{\pi^2}} \quad (8)$$

考虑在 P 基本模态的情况, i_D 非零, 将式(1)及式(8)代入式(6)得到:

$$\left[1 - \omega^2 \cdot \left(\frac{\pi}{\delta}\right)^2 \cdot L_r \cdot C_r\right] \cdot \sin\left(\frac{\theta}{\delta}\pi\right) + \frac{n \cdot i_{m0}}{I_{Dm}} + \frac{2n^2 R_0}{\omega L_m} \cdot \frac{\theta \cdot \delta}{\pi^2} = 0 \quad (9)$$

根据对称性和式(4)可以得到:

$$i_{m0} = \frac{-nV_0\delta}{2\omega L_m} \quad (10)$$

将式(8)和式(10)代入式(9), 得:

$$\delta^4 - 2\delta^3\theta - \sin\left(\frac{\theta}{\delta}\pi\right) \cdot \frac{\omega L_m \pi^2}{n^2 R_0} \cdot \delta^2 + \sin\left(\frac{\theta}{\delta}\pi\right) \cdot \frac{\omega^3 L_r L_m C_r \pi^4}{n^2 R_0} = 0 \quad (11)$$

式(11)是一个瞬时值表达式, 对于任意的 $0 \leq \theta \leq \delta$ 均满足, 为便于计算, 不妨取 $\theta = \delta/6$, 得:

$$\delta = \sqrt{\frac{3\omega L_m \pi^2}{8n^2 R_0} + \frac{3}{4} \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{\omega L_m \pi^2}{n^2 R_0}\right)^2 - \frac{4}{3} \frac{\omega^3 L_r L_m C_r \pi^4}{n^2 R_0}}} \quad (12)$$

在二次侧导通时, 即 P 基本模态下, 根据功率平衡, 可以方便地得到输出电阻 R_0 折算到一次侧等效电阻为 $R'_{eq} = 8n^2 R_0 / \pi^2$ 。在二次侧关断时, 即 O 基本模态下, 相当于负载开路。考虑等效电阻 R'_{eq} 在半个周期内的导通时间, 得到等效电阻的表达式, 如式(13)所示。

$$R_{eq} = \frac{8n^2 R_0}{\pi^2} \cdot \frac{\pi}{\delta} \quad (13)$$

得到等效电阻后, 可以得到 LLC 谐振变换器一次侧基波等效电路如图 5 所示。经频域分析后可以方便地得到电压增益方程:

$$G_{dc}(f_s) = \frac{1}{n} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{L_r f_r^2}{L_m f_s^2}\right)^2 + \frac{L_r}{C_r R_{eq}^2} \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right)^2}} \quad (14)$$

式(14)的导出方法参见文献[8-11], 这里不再赘述。

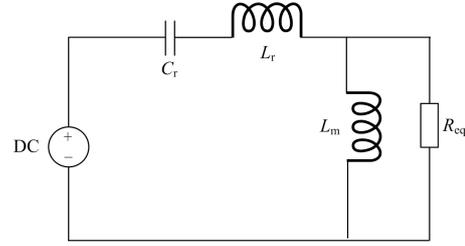


图 5 LLC 谐振变换器一次侧基波等效电路

Fig. 5 Primary side fundamental harmonic equivalent circuit of LLC resonant converter

式(14)采用 FHA 分析方法得到, 只有在 P 基本模态下是准确的, 但由于本方法考虑 DCM 情况对等效电阻进行了补偿, 使得通过式(14)求得的电压增益值比传统的 FHA 分析方法更加精确, 因此对参数设计更具有指导意义。

3 参数优化设计

根据 LLC 谐振变换器要求, 确定最大输出电压 V_{outmax} 、最小输出电压 V_{outmin} 、额定输出电压 V_{outnom} 、输入电压 V_{in} 、工作频率范围 $f_{min} \sim f_{max}$ 、额定工作频率 f_{nom} 、额定输出功率 p_n 。

待确定的参数有: 变压器变比 n 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 、死区时间 T_{dead} 、开关管输出电容 C_{oss} 。

通常, 将额定工作频率设定为谐振频率。 L_r 值选定后, 则 C_r 也随之确定。在谐振频率处, 根据式(14)电压增益为变压器变比 n , 为了使变换器工作在 ZVS 区间内, 一般使开关频率在 f_{min} 和 f_{nom} 之间, 这样在谐振频率处的增益应能满足额定电压增益要求, 即

$$n = \frac{V_{in}}{V_{outnom}} \quad (15)$$

根据谐振频率、电压等级选择合适的开关管, 根据器件的数据手册可以确定器件的死区时间 T_{dead} 、输出电容 C_{oss} , 为满足 ZVS 条件, 励磁电感 L_m 应足够小, 使开关管的电容在死区内能完成充放电, 需满足式(16)。

$$L_m \leq \frac{T_r T_{dead}}{16 C_{oss}} \quad (16)$$

而另一方面, 当 L_m 值越大, 开关管的导通损耗越小^[20], 将式(16)取等号, 励磁电感 L_m 即为满足 ZVS 条件的数值。

在空载情况下, 当输入电压最大时, 为满足输

出电压恒定, 开关频率需要达到最大, 此时该频率远大于谐振频率, 谐振电容的大小可以忽略。观察图 5 可以看出, 输出电压主要由谐振电感 L_r 与励磁电感 L_m 决定, 应能满足最小电压增益的要求。

$$\frac{L_m}{L_m + L_r} \leq \frac{nV_{outnom}}{V_{in}} \quad (17)$$

另一方面, 考虑额定负载情况下, 在最小工作频率 f_{min} 处, 电压增益应能满足最大增益要求。

$$G_{dc}(f_{min}) \geq \frac{nV_{outmax}}{V_{in}} \quad (18)$$

此时的电压增益 $G_{dc}(f_{min})$ 由式(14)确定, 由于采用 FHA 方法得到的电压增益没有考虑高次谐波的能量传递, 因此, 由式(14)得到的电压增益仍然比实际增益要小^[21]。于是由式(18)得到的电路参数一定可以满足实际电压增益要求, 因此不需要迭代和仿真试凑过程。选取满足电压增益的最小谐振电感 L_r , 在 L_r 确定后, C_r 也随之确定。

4 仿真验证

根据锂电池电动汽车充电电压范围为 250 ~ 430 V, 设计充电功率为 3 300 W, 得到某型号 LLC 谐振变换器电压增益及电路参数如表 1 所示。

表 1 某型号 LLC 谐振电路参数

Table 1 Parameters of a certain type of LLC resonant circuit

元件或参数	型号或取值
MOSFET	IPP65R110CFD
变压器变比 n	34.26
谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	45
谐振电容 $C_r/\mu\text{F}$	0.075
励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	320
输入电压 V_{in}/V	400
最大输出电压 V_{outmax}/V	430
最小输出电压 V_{outmin}/V	250
额定输出电压 V_{outnom}/V	300
最大工作频率 f_{max}/kHz	130
额定工作频率 f_{nom}/kHz	86
最小工作频率 f_{min}/kHz	48
额定输出功率 p_n/W	3 300
输出电容 $C_f/\mu\text{F}$	780
死区时间 T_{dead}/ns	200
开关管输出电容 C_{oss}/pF	160

根据表 1 所列参数, 建立 PSCAD 仿真模型, 从 V_{outmax} 到 V_{outmin} 改变参考输出电压, 并调整开关频率保持输出电压恒定, 得到不同开关频率下的电压增益, 并与传统 FHA 分析方法、考虑 DCM 的 FHA 分析方法以及文献[21]中结合时域仿真的优化方法得到的增益曲线对比, 如图 6 所示。

从图 6 中可以看出, 为了保持输出电压恒定, 频率需降低以获得较高的电压增益, 传统的 FHA 分析方法由于没有考虑不连续导通情况, 得到的电压增益值明显偏小, 最大增益误差为 8.707%, 而考虑 DCM 情况得到的电压增益曲线与实验结果符合得较好, 最大增益误差仅为 2.183%, 比传统方法减小了 74.9%。与结合时域仿真的优化方法进行对比时, 发现采用该方法进行参数设计, 电压增益范围比考虑 DCM 的电压增益更宽。因此, 需要进行参数优化设计。

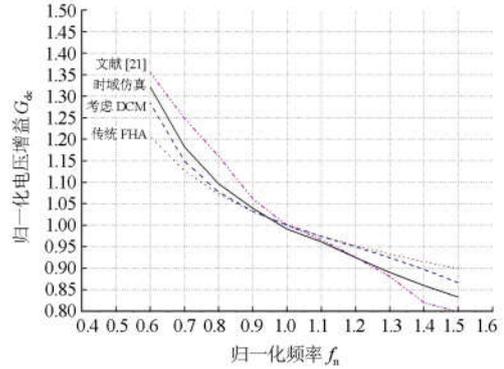


图 6 不同频率的电压增益曲线

Fig. 6 Voltage gain curve under varying frequencies

采用本文基于DCM分析的优化设计方法进行参数设计, 分别得到 $n=34.26$ 、 $f_r=86 \text{ kHz}$ 。为了满足电压和开关频率要求, 选取与原 LLC 谐振变换器相同型号的 MOSFET, 死区时间 $T_{dead}=100 \text{ ns}$ 、开关管输出电容 $C_{oss}=160 \text{ pF}$; 再根据式(16), 得到励磁电感 $L_m \leq 454 \mu\text{H}$ (取值 $454 \mu\text{H}$), 根据式(17), 得到谐振电感 $L_r \geq 90 \mu\text{H}$ 。额定负载情况可以将谐振电感适当调低。将 f_{min} 及以上参数代入式(14), 得到电压增益随谐振电感 L_r 变化的曲线, 与传统 FHA 分析方法及实验波形比较, 如图 7 所示。

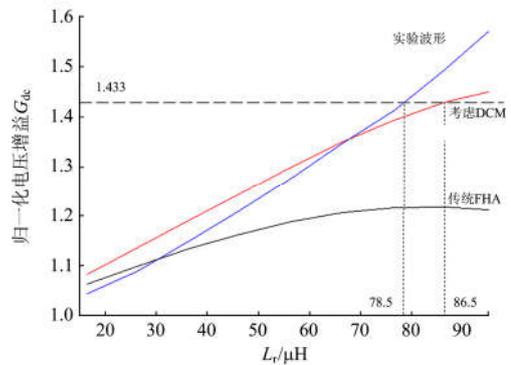


图 7 最小频率下不同谐振参数的电压增益曲线

Fig. 7 Voltage gain curve under minimum frequency with different resonant parameters

从图 7 中可以看出,传统的 FHA 分析方法得到的电压增益值明显偏小,无法满足最大增益要求。考虑 DCM 分析方法得到的增益曲线与实验波形较为接近,谐振电感值 $L_r \geq 86.5 \mu\text{H}$ (取值 $86.5 \mu\text{H}$)、 $C_r = 0.0390 \mu\text{F}$ 。如图 8 所示为采用本文优化参数、原参数以及结合时域仿真优化参数得到的电压增益曲线对比,可见,采用了优化参数的 LLC 电路满足了电压增益要求,频率变化范围变窄,且频率变化范围与时域仿真优化方法相接近。

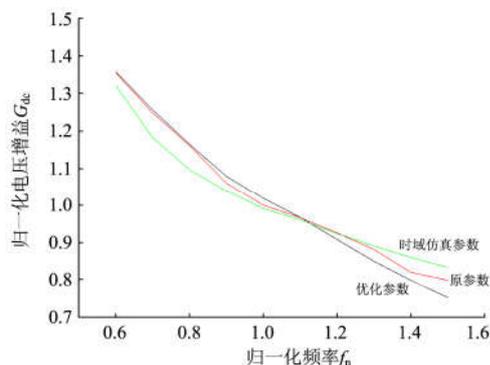


图 8 三种参数电压增益对比

Fig. 8 Comparison of voltage gain with the three parameters

图 9 给出了采用两种参数的 LLC 电路工作效率,这里的效率计算没有考虑变压器损耗。可以看出,由于选择了满足 ZVS 条件的最大励磁电感和满足电压增益的最小谐振电感,优化参数与时域仿真参数几乎具有相同的高工作效率。

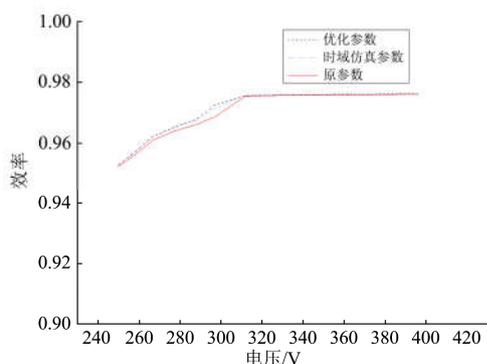


图 9 三种参数电压效率对比

Fig. 9 Comparison of efficiency with the three parameters

5 结论

本文提出的一种基于 DCM 分析的 LLC 参数优化设计方法,对传统 FHA 分析方法的等效电阻进行补偿,从而获得了更加精确的电压增益公式。整个设计过程为顺序设计,不需要进行迭代和仿真试凑,在参数选择中考虑电路的开关损耗,从而使

电路具有较高的工作效率,取得的优化参数可以满足谐振变换器的电压增益需求,但仍然可以根据需要进一步修改得到具有更优性能的参数。在仿真中,通过与传统 FHA 分析方法以及结合时域仿真的优化方法对比,验证了本文提出的电压增益分析的准确性,通过与某型号 LLC 电路进行对比,表明本文提出的参数设计方法具有较高的工作效率。

参考文献

- [1] 徐歌,肖仕武,丛明一. 电动汽车充电站的短路故障分析与保护[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(7): 150-156.
XU Ge, XIAO Shiwu, CONG Mingyi. Short-circuit fault analysis and protection for electric vehicle charging and discharging station[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(7): 150-156.
- [2] 吴志力,王旭阳. 关于“十三五”配电网规划实施的思考[J]. 中国电力, 2017, 50(1): 25-29.
WU Zhili, WANG Xuyang. Reflections on implementation of the 13th Five-Year distribution network planning[J]. Electric Power, 2017, 50(1): 25-29.
- [3] 卢林煜,王鲁杨,柏扬,等. 面向能源互联网的固态变压器中双有源桥直流变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 141-150.
LU Linyu, WANG Luyang, BAI Yang, et al. Research on dual-active-bridge DC-DC converter in solid state transformer for energy internet[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 141-150.
- [4] 潘海燕,贺超,蒋友明,等. 高效的 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 71-78.
PAN Haiyan, HE Chao, JIANG Youming, et al. Efficient variant mode control of LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 71-78.
- [5] 马春英,李学武. 一种高效率混合型全桥 DC/DC 转换器的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(14): 143-151.
MA Chunying, LI Xuewu. Design of a high efficiency hybrid full bridge DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14): 143-151.
- [6] 陈威,吕征宇. 第四类 LLC 谐振变流器模块功能准同构拓扑探求及变形研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 35-42.
CHEN Wei, LÜ Zhengyu. Investigation on set of quasi-isomorphic topologies and structural variations of type-4

- LLC resonant DC-DC converter based on module function identification[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(9): 35-42.
- [7] 徐恒山, 尹忠东, 黄永章. 考虑最大输出电压和效率的 LLC 谐振变换器的设计方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 331-341.
XU Hengshan, YIN Zhongdong, HUANG Yongzhang. Design method of LLC resonant converter considering maximum output voltage and efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 331-341.
- [8] 高铁峰, 张森, 朱朱, 等. 自持移相 LCC 谐振变换器稳态分析及参数设计[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(8): 122-129.
GAO Tiefeng, ZHANG Sen, ZHU Zhu, et al. Steady-state analysis and parameter design for SSPSM-LCC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8): 122-129.
- [9] 吴建雪, 许建平, 陈章勇. CLL 谐振变换器谐振电路参数优化设计[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 79-84.
WU Jianxue, XU Jianping, CHEN Zhangyong. Optimal design of resonant circuit parameters for CLL resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 79-84.
- [10] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1746-1756.
- [11] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.
CHEN Shen, LÜ Zhengyu, YAO Wei. Research and verification on LLC resonant soft switching DC-DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169.
- [12] LIU J, ZHANG J, 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.
- [13] HU Z, WANG L, QIU Y, et al. An accurate design algorithm for LLC resonant converters—part I[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5435-5447.
- [14] HU Z, WANG L, QIU Y, et al. An accurate design algorithm for LLC resonant converters—part II[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5448-5460.
- [15] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 462-472.
- [16] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56.
HU Haibing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56.
- [17] FANG X, HU H, 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.
- [18] IVENSKY G, BRONSHTEIN S, ABRAMOVITZ A. approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3274-3284.
- [19] YANG B, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[C] // Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 10-14, 2002, Dallas, TX, USA: 1108-1112.
- [20] LU B, LIU W, LIANG Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C] // Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 19-23, 2006, Dallas, TX, USA: 533-538.
- [21] 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.
MA Hao, QI Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 6-11.

收稿日期: 2019-04-10; 修回日期: 2019-06-17

作者简介:

张永明(1967—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统可靠性研究。E-mail: 439746008@qq.com

(编辑 张爱琴)