

自限幅电路建模及在无线电能传输中的应用

刘 硕, 苏建徽, 张 健, 赖纪东, 杜 燕
(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 在一些无线电能传输(WPT)技术的应用场合,对供电的可靠性与能量接收端的体积有严苛要求。回顾了用于LLC谐振变换器的自限幅电路,提出了基于基波法、通用于这些自限幅电路的非线性电容-非线性电阻等效电路模型。利用自限幅电路构建了本质安全且有利于减小接收端体积的WPT变换器拓扑。基于所提模型的计算结果表明,该拓扑具有本质安全性,并估算了自限幅电路工作后其电压增益变化规律。仿真与实验也验证了该拓扑是本质安全的,且提高了WPT装置的偏移容忍度,所提模型可用于估算其电压增益等指标。

关键词: 无线电能传输;自限幅;LLC谐振变换器;基波法;非线性

中图分类号: TM46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.epae.202309018

0 引言

基于松耦合变压器(loosely coupled transformer, LCT)及谐振网络的磁场耦合式无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术广泛应用于胶囊内窥镜^[1]、植入式医疗设备^[2]、管道机器人^[3]、无人机^[4]、无人潜航器^[5]等工程领域,上述场合往往特别强调WPT装置的可靠性与缩小能量接收端体积。最常用的WPT谐振网络有串联-串联(series-series, SS)、双边LCC、LCC-S这些谐振频率不受负载与LCT互感影响的拓扑类型^[6-8],而上述场合多采用SS或LCC-S拓扑以减小接收端体积。

在开环特性方面,当负载开路时,采用SS或双边LCC拓扑的WPT变换器输出电压和谐振网络中的电压与电流应力会剧烈增加^[8];当负载短路时,采用LCC-S拓扑的WPT变换器输出电流和谐振网络中的电压与电流应力也会剧烈增加。LCT互感改变会导致开环的WPT变换器传输功率波动,对于SS拓扑结构,当LCT初级与次级线圈偏离导致互感严重减小时,功率损耗与谐振网络中的电压与电流应力会急剧上升^[9-10]。

为增强WPT装置实用性,一般通过闭环控制WPT变换器之前或之后的另一级DC-DC变换器,使WPT装置在正常工况下输出保持稳定而在异常工况下受到保护^[8,11]。若该DC-DC变换器位于WPT变换器前级,则有利于减小接收端的体积,但因依赖无线通信,故可靠性较低;若该DC-DC变换器位于

WPT变换器后级,则增加了能量接收端的体积。此外,文献[9,12-13]采用失谐的谐振网络参数配置,以牺牲部分效率为代价,抑制LCT互感变化对传输功率的影响。

文献[14-17]针对LLC谐振变换器的短路保护与启动过流抑制,提出了一系列自限流电路,它们都是与谐振电容相连的二极管网络,都有相同的机理:过流导致谐振电容电压振幅升高,但最终被自限流电路箝位,谐振网络阻抗增加,过流被抑制。之后一系列文献将含自限流电路的LLC谐振变换器应用在直流变压器、电动汽车充电等领域^[18-21],文献[18-20]以时域法说明该拓扑在限幅模式下具有恒功率特性。

这种自限流(即自限幅)电路技术路线也适用于WPT变换器。与增加一级DC-DC变换器方案相比,引入自限幅电路有利于增加WPT装置可靠性(与LLC谐振变换器不同,WPT变换器前级DC-DC变换器的反馈信号依赖可靠性较差的无线通信),同时减小能量接收端体积。与失谐的谐振网络参数配置方案相比,自限幅电路工作之前,WPT变换器的特性与无自限幅电路的原拓扑相同。

本文回顾了3种用于LLC谐振变换器的自限幅电路,基于基波法(fundamental harmonic analysis, FHA),提出了通用于这些自限幅电路的非线性电容-非线性电阻正弦稳态等效模型;将自限幅电路与WPT谐振网络中的SS拓扑相结合,构成一种本质安全的WPT变换器拓扑;利用所提模型进行数值计算,论证了所提拓扑的本质安全性,并估算了自限幅电路工作后变换器电压增益随LCT互感与负载变化的规律;仿真与实验验证了所建本质安全型WPT变换器拓扑的可行性与所提自限幅电路模型的正确性。

收稿日期:2023-01-19;修回日期:2023-07-05

在线出版日期:2023-09-21

基金项目:国家重点研发计划项目(2021YFB2601403)

Project supported by the National Key Research and Development Program of China(2021YFB2601403)

1 自限幅电路的拓扑形式与基于FHA的通用等效模型

1.1 LLC谐振变换器中的自限幅电路拓扑

文献[14-17]提出的自限幅电路分别见附录A图A1(a)~(c)。文献[14]电路(图A1(a))中,半桥的两电容($C_{r1}=C_{r2}$)为谐振电容,其并联的箝位二极管使其电压不小于0。将其等效为图A1(d)的形式,其中电容 $C_H=C_L$ 容量足够大,电压都稳定为 $U_1/2$ (U_1 为直流电源电压),谐振电容 $C_r=2C_{r1}$,故 C_r 上的电压被限制在 $[-U_1/2, U_1/2]$ 。

文献[15]电路(图A1(b))中,箝位电容 C_{clamp} 足够大,其电压被限制为 U_{clamp} (由功率稳压管决定且须大于 U_1),故二极管网络使 C_{r1} 与 C_{r2} 上的电压不大于 U_{clamp} 。将其等效为图A1(e)的形式,则 C_r 上电压被限制在 $[-U_{clamp}+U_1/2, U_{clamp}-U_1/2]$ 。

文献[16-17]电路(图A1(c))中,若变压器 T_2 为匝比 $n_1:n_2:n_2$ 的理想变压器,则 C_r 上电压被限制在 $[-n_1U_2/n_2, n_1U_2/n_2]$,其中 U_2 为输出电压。

综上,图A1(a)~(c)中3种自限幅电路的本质相同,差别在于谐振电容电压的箝位值不同。

1.2 自限幅电路-谐振电容的非线性RC正弦稳态等效模型

1.1节的分析说明,图A1中3种自限幅电路的机理相同,故它们应具有形式相同的模型。即使存在失谐,WPT变换器的谐振网络也往往对谐波具有较好的抑制能力^[12-13],故本节基于FHA研究这些自限幅电路的通用模型。

图A1(c)~(e)中谐振电容 C_r 及自限幅电路可以等效为图1(a)虚线框内的非线性网络,图中 E 为箝位电压值,对于图A1(c)~(e)情形, E 分别等于 $U_1/2$ 、 $U_{clamp}-U_1/2$ 与 n_1U_2/n_2 。图1(b)为振幅 I_m 足够大、角频率是 ω 的正弦电流 $i_s(t)=I_m \cos(\omega t)$ 激励下的端口电压 $u_c(t)$ 波形。

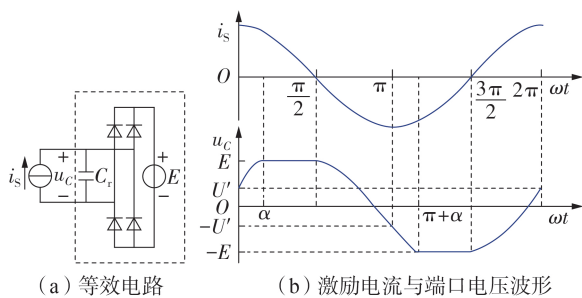


图1 自限幅电路及谐振电容对正弦电流激励的电压响应

Fig.1 Voltage response of resonant capacitor and self-amplitude-limitation circuits to sinusoidal current excitation

定性分析图1(a)所示非线性网络,对于 $i_s(t)$ 为任意周期性激励的一般情形,若 $i_s(t)$ 幅度较小,则

二极管桥路与电压源 E 构成的自限幅电路不起作用;若 $i_s(t)$ 幅度较大,则二极管在某些时刻导通, $i_s(t)$ 对 E 做功,相当于网络中存在电阻。

图1(a)所示非线性网络的端口伏安关系为:

$$u_c(t) = \begin{cases} -E & \frac{1}{C_r} \int_{-\infty}^t i_s(\tau) d\tau \leq -E \\ \frac{1}{C_r} \int_{-\infty}^t i_s(\tau) d\tau & -E < \frac{1}{C_r} \int_{-\infty}^t i_s(\tau) d\tau < E \\ E & \frac{1}{C_r} \int_{-\infty}^t i_s(\tau) d\tau \geq E \end{cases} \quad (1)$$

故对于图1(b)所示正弦稳态,若 $I_m \leq \omega C_r E$ ($\omega C_r E$ 为使自限幅电路工作的 I_m 限值),则自限幅电路不起作用, $u_c(t)=[I_m/(\omega C_r)] \sin(\omega t)$ 。若 $I_m > \omega C_r E$,则在 $u_c(t)$ 的正半周期, $\omega t = \alpha$ 时自限幅电路将 $u_c(t)$ 箝位为 E , $\omega t \in (\alpha, \pi/2)$ 时无电流通过 C_r , $\omega t = \pi/2$ 时因 $i_s(t)$ 反向,自限幅电路停止工作; $u_c(t)$ 的正、负半周具有对称性。

在图1(b)中 $\omega t \in (0, \alpha)$ 、 $\omega t \in (\pi/2, \pi + \alpha)$ 与 $\omega t \in (3\pi/2, 2\pi)$ 这3个子区间,自限幅电路未工作,根据式(1), $u_c(t)$ 波形可用振幅为 $U_m = I_m/(\omega C_r)$ (其中 $U_m > E$)的正弦函数叠加常数项表示。 $\omega t = \pi/2, 3\pi/2$ 是 $i_s(t)$ 的过零点,故 C_r 电流未在这两点跃变, $u_c(t)$ 在这两点是光滑连接的,因此 $\omega t \in (\pi/2, \pi + \alpha)$ 与 $\omega t \in (3\pi/2, 2\pi)$ 时 $u_c(t)$ 的起始斜率为0; $\omega t = 0, \pi, 2\pi$ 处是 $i_s(t)$ 的波峰或波谷($di_s/dt = 0$),故 $u_c(t)$ 中的正弦分量在这些点过零。如图1(a)上所标注,设 $u_c(0) = u_c(2\pi) = U'$ 、 $u_c(\pi) = -U'$,则有:

$$u_c(\omega t) = \begin{cases} U_m \sin(\omega t) + U' & \omega t \in (0, \alpha) \cup \left(\frac{3\pi}{2}, 2\pi\right) \\ E & \omega t \in \left[\alpha, \frac{\pi}{2}\right] \\ U_m \sin(\omega t) - U' & \omega t \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi + \alpha\right) \\ -E & \omega t \in \left[\pi + \alpha, \frac{3\pi}{2}\right] \end{cases} \quad (2)$$

再由 $u_c(t)$ 在 $\omega t = \alpha, \pi/2$ 处的连续性得:

$$\begin{cases} U_m \sin \alpha + U' = E \\ U_m - U' = E \end{cases} \quad (3)$$

解出:

$$\begin{cases} U' = U_m - E \\ \alpha = \arcsin\left(\frac{2E}{U_m} - 1\right) \end{cases} \quad (4)$$

$u_c(t)$ 的基波为:

$$u_c(\omega t) = a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) \quad (5)$$

式(5)中等号右侧第一项与 $i_s(t)$ 同相,相当于电阻上的压降;第二项比 $i_s(t)$ 滞后 $\pi/2$,相当于电容上的压降。系数 a_1 与 b_1 表现出非线性,和 $i_s(t)$ 的振

幅 I_m 相关,具体如下:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{4}{\pi} E \left(1 - \frac{E}{U_m}\right) \\ b_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ U_m \left[\arcsin\left(\frac{2E}{U_m} - 1\right) + \frac{\pi}{2} \right] + \right. \\ \left. 2(2E - U_m) \sqrt{\frac{E}{U_m} \left(1 - \frac{E}{U_m}\right)} \right\} \end{cases} \quad (6)$$

式(5)和式(6)的详细推导见附录B。

式(5)说明,若忽略谐波,则图1(a)虚线框内的非线性网络可等效为相串联的非线性电阻 R' 与非线性电容 C' ,故有:

$$\begin{cases} a_1 = R' I_m \\ b_1 = \frac{I_m}{\omega C'} \end{cases} \quad (7)$$

由式(6)、(7)可解出:

$$\begin{aligned} R' &= \frac{4}{\pi} \frac{E}{I_m} \left(1 - \frac{E}{I_m} \omega C_r\right) \\ C' &= \pi C_r \left[\arcsin\left(\frac{2\omega C_r E}{I_m} - 1\right) + \frac{\pi}{2} + \right. \\ &\quad \left. 2 \left(\frac{2\omega C_r E}{I_m} - 1\right) \sqrt{\frac{\omega C_r E}{I_m} \left(1 - \frac{\omega C_r E}{I_m}\right)} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)、(9)说明,稳态时自限幅电路与谐振电容构成的非线性网络可用相串联的非线性电阻与非线性电容描述,相应阻值与容量是输入电流振幅 I_m 的函数,且当 $I_m \rightarrow \infty$ 时, $R' \rightarrow 0$, $C' \rightarrow \infty$ 。

取 $\omega = 2\pi \times 100\,000$ rad/s, $C_r = 13$ nF,依据式(8)、(9)绘制出 E 为 800、1000、1200 V(使自限幅电路工作的 I_m 限值分别为 6.5、8.2、9.8 A)时 R' 与 C' 随 I_m 变化的规律曲线簇,分别如图2(a)、(b)所示。

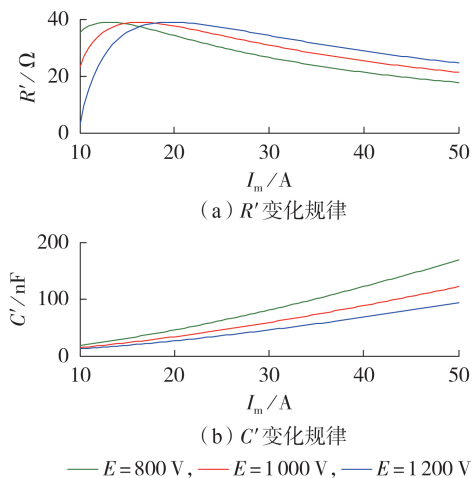


图2 非线性RC等效模型参数变化规律

Fig.2 Changing regular of parameters of nonlinear RC equivalent model

由图2可知:自限幅电路工作后,所提模型中的

非线性电阻 R' 随输入电流振幅 I_m 的增加先增加后减小;非线性电容 C' 大于谐振电容 C_r 本身,并随 I_m 的增加而增加,随箝位电压 E 的增加而减小。由定性分析也可得到,图1(a)虚线框内非线性网络在通过同样电流时,其电压在自限幅电路工作时低于无自限幅电路情形,相当于电容增加。

2 应用:基于自限幅电路的本质安全型WPT变换器拓扑及其特性

2.1 本质安全型WPT变换器拓扑及其时域物理过程

在WPT领域,SS拓扑结构具有谐振频率稳定、有利于能量接收端小型化的优点,但当其输出开路或LCT互感减小时,谐振网络电压、电流应力和功率损耗会剧烈上升。为克服上述缺点,借鉴LLC谐振变换器而引入自限幅电路,增加WPT装置的可靠性。

附录A图A1(a)~(c)所示3种LLC谐振变换器自限幅电路中,图A1(a)的谐振电容电压的箝位值仅与变换器输入电压相关,而相比于LLC谐振变换器,WPT变换器的谐振电容容量不易调整,故难以改变该自限幅电路恰好工作时对应的功率;图A1(b)、(c)则分别有设计自由度 U_{clamp} 与 n_1/n_2 。图A1(b)电路简单但有损耗,适用于输入电压固定的小功率WPT变换器;因WPT变换器的能量发射端与能量接收端是分离的,故图A1(c)经变形,将自限幅电路的输出改为接变换器直流输入,得到如图3所示的一种本质安全型WPT变换器拓扑,适用于输入电压固定的场合。

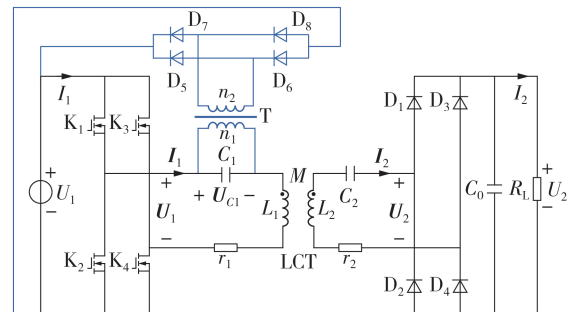


图3 基于自限幅电路的本质安全型WPT变换器拓扑

Fig.3 Topology of intrinsically safe WPT converter based on self-amplitude-limitation circuit

为简单起见,将图3中的变压器T近似为理想变压器,且不计谐波。图中: L_1 、 L_2 与 M 分别为LCT的初级线圈自感、次级线圈自感与互感; C_1 与 C_2 为谐振电容; r_1 与 r_2 分别为初级侧与次级侧内阻; I_1 为变换器输入电流; I_2 为变换器输出电流; C_0 为输出滤波电容; K_1 — K_4 构成的逆变电路输出对称方波电压,其角频率设置为电容与LCT自感决定的固有角频率(简称谐振频率),即 $\omega = (L_1 C_1)^{-1/2} = (L_2 C_2)^{-1/2}$; U_1 为逆

变电路输出电压的基波幅值相量,且 $|U_1|=4U_1/\pi$; I_1 为逆变电路输出电流基波幅值相量,且 $I_1=2|I_1|/\pi$; U_2 与 I_2 分别为 D_1-D_4 构成的整流电路输入电压与电流的基波幅值相量,且 $|U_2|=4U_2/\pi$, $I_2=2|I_2|/\pi$;在对谐振网络进行稳态分析时,可将负载电阻 R_L 与整流电路用交流等效电阻 R_{AC} 替换,且 $R_{AC}=8R_L/\pi^{2[18]}$ 。

当LCT传输距离较小、对齐度较高时, C_1 上电压 U_{C1} 幅值 $|U_{C1}|$ 较小,自限幅电路中的二极管 D_5-D_8 没有机会导通,该工作模式称为正常模式,此时变换器的传输特性与无自限幅电路时SS拓扑的特性相同(本文不做讨论);当负载电阻过大甚至开路,或是LCT的一对线圈互相远离或出现较大横向或角度偏移导致互感严重下降时,自限幅电路工作,该工作模式称为限幅模式,具体物理过程见附录C。

图3中 U_1 与 I_1 的相位关系影响逆变电路中开关管的软开关情况:若开关管要实现零电压开通(zero voltage switching, ZVS),则至少需 I_1 滞后于 U_1 ;若 I_1 超前于 U_1 或二者同相,则开关管可实现零电流关断(zero current switching, ZCS)。图2(b)说明 $C' > C_1$,故限幅模式下图3中谐振网络产生感性失谐,有利于实现ZVS。

2.2 限幅模式下本质安全型WPT变换器特性

在自限幅电路恰好工作的正常、限幅2种模式临界工况, $|I_1|$ 的临界值 $|I_1|_{\text{cri}}$ 为:

$$|I_1|_{\text{cri}} = \omega C_1 \frac{n_1}{n_2} U_1 \quad (10)$$

临界工况下 U_1 与 I_1 仍同相,故由式(10)也可得到附录C式(C1)。此时,SS拓扑相关公式仍适用,故有^[10]:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{U_1}{r_1 + \omega^2 M^2 / (r_2 + R_{AC})} \\ I_2 = \frac{j\omega M I_1}{r_2 + R_{AC}} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)的第一式与式(10)得该临界工况对应的负载-互感关系为:

$$\omega^2 M_{\text{cri}}^2 = (r_2 + R_{AC_{\text{cri}}}) \left(\frac{4n_2}{\pi n_1 \omega C_1} - r_1 \right) \quad (12)$$

式中: M_{cri} 与 $R_{AC_{\text{cri}}}$ 分别为2种工作模式临界工况下的LCT互感与负载交流等效电阻。

式(12)说明,2种工作模式在 $R_{AC}(R_L)-M$ 平面上的边界线是一条抛物线。再由式(11)第二式得到该临界工况下变换器输出电流 $I_{2_{\text{cri}}}$ 为:

$$I_{2_{\text{cri}}} = \frac{2}{\pi} \frac{\omega M_{\text{cri}}}{r_2 + R_{AC_{\text{cri}}}} |I_1|_{\text{cri}} \quad (13)$$

由式(12)消去式(13)中的 $R_{AC_{\text{cri}}}$,可得该临界工况下变换器的电压增益 $G_{U_{\text{cri}}}$ 为:

$$G_{U_{\text{cri}}} = \frac{R_{L_{\text{cri}}} I_{2_{\text{cri}}}}{U_1} = \frac{\pi}{4} \frac{n_1}{n_2} \omega^2 C_1 M_{\text{cri}} + \frac{r_2}{M_{\text{cri}}} \left(\frac{\pi}{4} \frac{n_1}{n_2} C_1 r_1 - \frac{1}{\omega} \right) \quad (14)$$

式中: $R_{L_{\text{cri}}}$ 为2种工作模式临界工况对应的 R_L 。

式(14)说明,若不计线圈内阻,则2种工作模式边界线上变换器的电压增益 $G_{U_{\text{cri}}}$ 随 M_{cri} 增加而增加,因 M_{cri} 不可能无限制增加,且考虑内阻后 $G_{U_{\text{cri}}}$ 肯定更低,故 $G_{U_{\text{cri}}}$ 有限。

在限幅模式下,自限幅电路工作使谐振网络初级侧失谐,式(11)的第一式应改为:

$$I_1 = \frac{U_1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C'} + R' + r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + R_{AC}}} \quad (15)$$

式中: R' 与 C' 分别如式(8)、(9)所建模型(需将这两式中的 E 换成 $n_1 U_1 / n_2$ 、 C_1 换成 C_1 、 I_m 换成 $|I_1|$)。

将式(15)等号两边取模,可得:

$$|I_1| = \frac{4U_1/\pi}{\sqrt{\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C'} \right)^2 + \left(R' + r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + R_{AC}} \right)^2}} \quad (16)$$

将式(8)、(9)进行上述变量符号替换后代入式(16),并利用数学分析软件MATLAB中的fsolve(·)函数,采用高斯-牛顿最小二乘法迭代求解,可确定未知数 $|I_1|$,其初始值设为按式(11)第一式计算得到的结果(对应无自限幅电路的SS拓扑)。

自限幅电路工作并未破坏次级侧的谐振,故式(11)的第二式仍然成立,可利用所求 $|I_1|$ 求出限幅模式下变换器电压增益 G_U 为:

$$G_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{2}{\pi} \frac{R_L |I_2|}{U_1} = \frac{2R_L}{\pi U_1} \frac{\omega M}{r_2 + R_{AC}} |I_1| \quad (17)$$

取图3中谐振网络参数、T的匝比、电源同下文第3章仿真模型,即 $L_1=L_2=196 \mu\text{H}$ 、 $r_1=r_2=0.5 \Omega$ 、 $C_1=C_2=12.9 \text{ nF}$ 、 $n_1:n_2=6:1$ (理想变压器)、 $U_1=200 \text{ V}$,绘制出正常与限幅2种模式下 $|I_1|$ 随 M 与 R_L 变化地形图(等值线图)如附录D图D1(a)所示;无自限幅电路而其他参数相同的SS拓扑相应的地形图如图D1(b)所示。绘制出正常与限幅2种模式下 G_U 随 M 与 R_L 变化地形图如附录D图D2(a)所示;无自限幅电路而其他参数相同时相应的地形图如图D2(b)所示;图D1(a)与图D2(a)中黑色的抛物线为由式(12)得到的2种模式的边界线。

由图D1、D2可知,无论 M 与 R_L 如何变化,基于自限幅电路的WPT变换器的谐振网络电压与电流应力、输出电压等物理量都受到有效限制,具有本质安全性。由图D1(a)可知,自限幅电路工作后,所提拓扑的逆变电路输出电流幅值先随 M 减小或 R_L 增加而迅速增加,然后很快稳定,即等值线间距变宽。

由图 D2(a)可知,所提拓扑在限幅模式的广阔区域 G_0 等值线几乎平行于 R_L 轴且等间距,即 R_L 对 G_0 的影响很小,接近电压源输出特性, G_0 几乎随 M 线性增长。

图 D1(a)、D2(a)可指导设计本质安全型 WPT 变换器,具体步骤如下:①考虑到效率(见下文第3章),适当的(额定附近) R_L 与 LCT 两线圈相对位置(与 M 相关)范围内变换器应工作在正常模式且输出电压在合理范围(额定附近),据此按一般 SS 拓扑初步设计线圈与谐振电容;②依据式(12)、(14)所述边界线及边界上增益,及按一般 SS 拓扑计算出的该范围内变换器输出电压上限,设计 T 的匝比,使该范围变换器工作在正常模式;③依据图 D2(a),验证可能出现的最大 R_L 、最大 M 工况下变换器输出电压是否超过负载最大耐压,依据图 D1(a),验证最大 R_L 、最小 M 工况下 LCT 初级电流是否会导致线圈严重发热,若两者都满足要求则设计结束,若任意一者不满足要求则适当增大线圈尺寸,然后重复上述设计步骤,直到满足要求。

3 仿真与实验验证

为验证基于自限幅电路的本质安全型 WPT 变换器拓扑的可行性,并检验所提自限幅电路模型的正确性,按照图 3 拓扑利用软件 Simulink 进行仿真,并搭建了如附录 E 图 E1 所示实验装置。

实验装置的 LCT 初级与次级线圈都采用串联(使磁场方向相反)的 2 盘电磁炉线圈(辐射状磁芯圆形平面螺旋线圈)固定在矩形环氧板上;固定气隙间距,而改变在 2 盘电磁炉线圈圆心连线方向上的偏移,使互感从 0 至 54.7 μH 变化,此时初级线圈自感 L_1 与次级线圈自感 L_2 的变化范围都为 195~197 μH ,故数值计算与仿真中近似取 $L_1=L_2=196 \mu\text{H}$ 。在 100 kHz 的固定开关频率下 LCT 初级与次级线圈内阻都为 263 $\text{m}\Omega$ 。这种简易 LCT 不宜用于工业产品,但在上述方向上抗偏移能力差,有利于在原理性实验中模拟互感大范围变化时,方便测量两线圈相对位置,且工艺简化、成本低。

实验装置电源电压 $U_1=200 \text{V}$ 。逆变电路(这是一款自制的谐振变换器实验通用逆变器,机箱面板上液晶屏的作用是调节与监视参数)机箱中开关管 K_1-K_4 为 C2M0160120D 碳化硅(silicon carbide, SiC) MOSFET,其内阻为 160 $\text{m}\Omega$ 。 D_1-D_4 选用 SiC 二极管 C4D02120A; D_5-D_8 无需反向恢复过程,故选用廉价的 Si 快恢复二极管 RHRP8120。考虑线圈交流内阻、半导体器件内阻与二极管死区,数值计算与仿真中取 $r_1=r_2=0.5 \Omega$ (仿真表明它们对变换器特性影响较小)。变压器 T 采用有利于降低漏感的 POT4020 磁芯绕制,其匝比为 $n_1:n_2=6:1$ (初级线圈采用 $\phi 0.5$

三层绝缘线绕 78 匝、次级线圈采用 $\phi 0.1 \times 90$ 股丝包线绕 13 匝,三明治绕法),测得变压器 T 的初级自感为 $L_m=20.6 \text{mH}$,漏感全部折算到初级为 $L_s=14.4 \mu\text{H}$ (数值计算与仿真中变压器 T 是理想变压器)。若不考虑 L_m 的影响,则谐振状态下 C_1 与 C_2 的容量都应为 12.9 nF,但考虑到 L_m 并联效应影响,实验中 C_1 的容量选为 13.0 nF (使 100 kHz 正弦激励下, C_1 与 L_m 的并联等效电容为 12.9 nF),而 C_2 的容量选为 12.9 nF, C_1 与 C_2 都采用耐压 3 kV 的聚丙烯薄膜谐振电容器并联而成(使用 LCR-6300 测试仪在 100 kHz 频率下挑选)。数值计算与仿真中取 $C_1=12.9 \text{nF}$ 。

3.1 限幅模式下变换器特性验证

取 R_L 为 30 Ω ($R_{Ac}=24.3 \Omega$) 与 50 Ω ($R_{Ac}=40.5 \Omega$) 2 组参数,按式(12)与式(14),正常与限幅 2 种工作模式的临界互感 M_{cri} 分别为 40.0、51.4 μH , $G_{U_{\text{cri}}}$ 分别为 0.947、1.230。 $R_L=30 \Omega$ 时仿真与实验分别得到 M_{cri} 为 40.2、40.3 μH , $G_{U_{\text{cri}}}$ 为 0.944、0.945; $R_L=50 \Omega$ 时仿真与实验分别得到 M_{cri} 为 51.5、50.3 μH , $G_{U_{\text{cri}}}$ 为 1.22、1.21。限幅模式下,为表示 G_0 随 M 的变化规律,由 2.2 节方法估算值、仿真值、实验测试值、无自限幅电路时的理论值绘制曲线簇如附录 E 图 E2(a) 所示;逆变电路输出电流峰值 $|I_1|$ 与电容 C_1 电压峰值 $|U_{C1}|$ 随 M 变化规律分别如附录 E 图 E3(a)、E4(a) 所示。

取 M 为 30 μH 与 50 μH 2 组参数,按式(12)与式(14),正常与限幅 2 种工作模式的临界负载电阻 $R_{L_{\text{cri}}}$ 分别为 16.5、46.8 Ω , $G_{U_{\text{cri}}}$ 分别为 0.694、1.180。 $M=30 \mu\text{H}$ 时仿真与实验分别得到 $R_{L_{\text{cri}}}$ 为 16.5、16.7 Ω , $G_{U_{\text{cri}}}$ 为 0.695、0.690; $M=50 \mu\text{H}$ 时仿真与实验分别得到 $R_{L_{\text{cri}}}$ 为 47.0、49.4 Ω , $G_{U_{\text{cri}}}$ 为 1.19、1.19。限幅模式下, G_0 随 R_L 变化规律曲线簇如附录 E 图 E2(b) 所示; $|I_1|$ 与 $|U_{C1}|$ 随 R_L 变化规律分别如附录 E 图 E3(b)、E4(b) 所示。

由图 E2—E4 可知,所提本质安全型 WPT 变换器可有效消除原 SS 拓扑 LCT 互感降低、负载电阻增大等因素导致的电压、电流激增现象。由图 E2 可知,所提模型在估算限幅模式下变换器增益方面,其计算结果非常接近仿真值。 G_0 实验测试结果低于计算结果(实验与仿真的最大不同是后者不计变压器 T 的漏感,故该误差是由变压器 T 的漏感引起的);两者相对误差在自限幅电路刚开始工作时较小,但随 M 的降低而增加(如图 E2(a) 所示), $M=5 \mu\text{H}$ 时,该误差达 17%;该相对误差随 R_L 的增大先缓慢增加后缓慢减小(如图 E2(b) 所示),图中 2 条曲线在 $M=30 \mu\text{H}$ 、 $R_L=80 \Omega$ 时达最大 6.4%。限幅模式下 G_0 与 M 几乎成线性正比关系,且 G_0 受 R_L 影响较小。由图 E3、E4 可知,所提模型在估算 $|I_1|$ 与 $|U_{C1}|$ 方面存在低估,绝对误差都是随 M 的减小而增大,随 R_L 的增大

而增大。

3.2 限幅模式下整机效率与损耗测试

实验装置限幅模式下(正常模式效率更高,本文不作讨论)的整机效率 η (直流电源到电阻负载)随 M 与 R_L 变化规律分别如图4(a)、(b)所示。整机功率损耗 P_{loss} (U_1 向逆变电路提供的功率减 R_L 从整流电路得到的功率)随 M 与 R_L 变化规律分别如图5(a)、(b)所示。

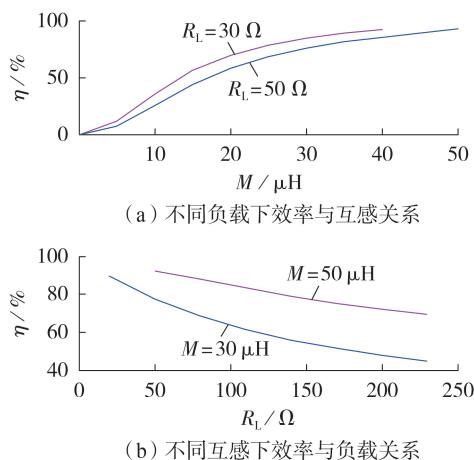


图4 限幅模式下效率随互感与负载变化规律

Fig.4 Changing regular of efficiency varying with mutual inductance and load under amplitude limiting mode

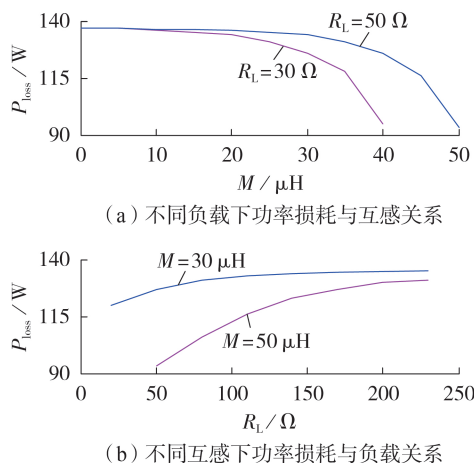


图5 限幅模式下功率损耗随互感与负载变化规律

Fig.5 Changing regular of power loss varying with mutual inductance and load under amplitude limiting mode

由图4可知,自限幅电路工作使WPT变换器效率下降。效率随 M 的减小而降低,且降低的速率增加;效率随 R_L 的增大而降低,且降低的速率减小。但限幅模式下一定 M 与 R_L 变化范围内效率也可被接受(特别是对于效率要求不太高的场合),例如如图4(a)中 $M=35\mu\text{H}$ 时,也有超过80%的效率。结合图E2可知,自限幅电路的引入提高了原拓扑的偏移容忍度。 M 过小导致 η 与 G_V 过低的工况应停机,

故 M 过小的工况下,所提模型对 G_V 估算精度低也无关系要。

由图5可知,整机功率损耗随 M 的降低而增加,随 R_L 的增大而增加,但最后都趋于稳定。解释为在逆变电路与自限幅电路之间环流的功率随 M 的降低或 R_L 的增大而增加,从而使箝位二极管损耗增加。使用热像仪观察也发现,自限幅电路主要在箝位二极管 D_5 — D_8 上消耗功率。若自限幅电路采用文献[16-17]中的全波整流器,则二极管死区损耗更低,但代价是变压器T体积更大、结构较复杂。

3.3 限幅模式下稳态波形

在 $R_L=50\Omega$ 、 $M=30\mu\text{H}$ 工况,逆变电路输出电压 $u_1(t)$ 与电流 $i_1(t)$ 、 C_1 两端电压 $u_{C1}(t)$ 、变压器T初级(C_1 侧)电流 $i'(t)$ 波形如图6(a)所示;在 $R_L=50\Omega$ 、 $M=0$ 工况或 $R_L=\infty$ 、 $M=30\mu\text{H}$ 工况,波形如图6(b)所示。图6中红色虚线横线表示理论上的电压箝位值 $E=U_1n_1/n_2=1200\text{V}$,红色虚线竖线表示理论上的 D_5 — D_8 导通时刻。

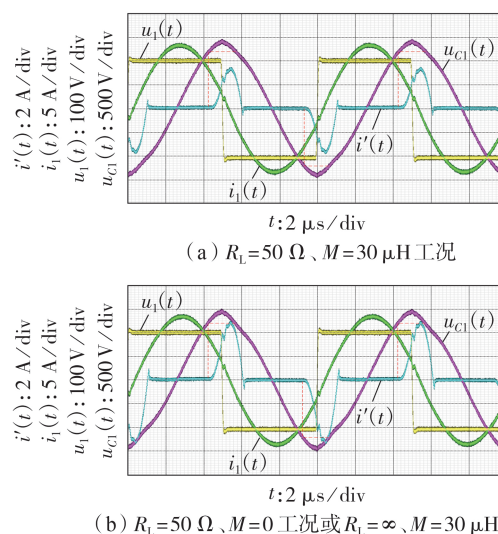


图6 限幅模式典型工况实验波形

Fig.6 Experimental waveforms under typical operation conditions of amplitude limiting mode

由图6可知,受变压器T的漏感影响, $u_{C1}(t)$ 并未如图1(b)被箝位在 $E=U_1n_1/n_2=1200\text{V}$,而是略高于 E ,且其峰值随 M 的降低或 R_L 的增大而增加,但即使在 $M=0$ 或 $R_L=\infty$ 时, $u_{C1}(t)$ 幅值也就是1440V。变压器T的漏感延缓了 $i'(t)$ 上升、推迟了其到0, $i'(t)$ 峰值随 M 的降低或 R_L 的增大而增加; $i'(t)$ 与横轴围成的面积大于理论分析(对比附录C图C1),说明漏感使更多的能量经自限幅电路回馈,导致图E2中限幅模式实际增益低于理论值。

3.4 正常模式至限幅模式切换过渡过程波形

之前稳态分析与实验已说明,所提拓扑的输出电压、谐振网络电压与电流应力在各工况下都被有

效限制。正常模式至限幅模式的过渡过程难以理论分析,仅以实验排除不安全因素。

一般地,自限幅电路工作由LCT互感减小与负载电阻增大引发,但互感与负载突变难以操作,原因是谐振网络电磁惯性远小于线圈机械惯性且线圈移动速度难控制,从直流侧切断负载电弧燃烧时间长。故用正常模式运行时LCT次级突然开路(相当于 $M=0$)然后过渡到限幅模式这种极端情形来模拟。

实验中使用63 A的2P直流空开(选择大额定电流的直流空开有利于快速灭弧与降低脱扣器线圈电感)切断LCT次级回路,过渡过程 $i_1(t)$ 波形如附录E图E5所示。实验中初始的正常模式 $R_L=30\ \Omega$ 、 $M=50\ \mu\text{H}$ (此时 $G_U=0.745$ 、 $\eta=93.7\%$);过渡时间离散性很大,原因是电弧燃烧时间的离散性,图E5是灭弧最快的一张波形(最慢的过渡时间约是该图的7倍)。由图E5可知,即使是最极端的过渡过程,也未出现谐振电流过冲,未发现不安全因素。

4 结论

为提升WPT装置的可靠性,同时不至于增加能量接收端体积,借鉴用于LLC谐振变换器的自限幅电路,将该思路应用于WPT领域。提出了这些自限幅电路的通用正弦稳态模型与一种基于自限幅电路的本质安全型WPT变换器拓扑。估算了自限幅电路工作后变换器电压增益随LCT互感与负载的变化规律。仿真与实验结果表明,所提拓扑具有本质安全性,且可提高WPT装置的偏移容忍度,所提模型可用于估算所提拓扑在限幅模式下的电压增益。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 邝帅,颜国正,王志武,等. 无线胶囊内窥镜新型接收线圈结构设计与分析方法[J]. 仪器仪表学报,2019,40(11):55-63.
KUANG Shuai, YAN Guozheng, WANG Zhiwu, et al. Design of novel structure and analysis method for receiver coil of wireless capsule endoscope[J]. Chinese Journal of Scientific Instrumentation, 2019, 40(11): 58-66.
- [2] 闫孝姮,黄明鑫,陈伟华. 无SAR评估条件下心脏起搏器谐振式无线供能系统研究[J]. 仪器仪表学报,2020,41(5):185-195.
YAN Xiaoheng, HUANG Mingxin, CHEN Weihua. Research on the resonant wireless energy supply system of pacemaker without SAR evaluation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrumentation, 2020, 41(5): 185-195.
- [3] 姜萍萍,付文浩,王志武,等. 用于胃肠道微型机器人的组合螺旋管式无线能量发射系统研究[J]. 仪器仪表学报,2021,42(2):114-122.
JIANG Pingping, FU Wenhao, WANG Zhiwu, et al. Research on combined solenoid wireless power transmitting system for gastrointestinal micro robot[J]. Chinese Journal of Scientific Instrumentation, 2021, 42(2): 114-122.
- [4] 辛本钊,马秀娟,蔡春伟,等. 基于空间旋转磁场的全方向无人机无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报,2023,43(12):4769-4778.
XIN Benzao, MA Xiujuan, CAI Chunwei, et al. Omnidirectional wireless power transfer system for unmanned aerial vehicle based on spatial rotating magnetic field[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(12): 4769-4778.
- [5] 闫争超,胡谦宇,赵晨旭,等. 水下航行器感应式无线电能传输技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2023,43(24):9668-9681.
YAN Zhengchao, HU Qianyu, ZHAO Chenxu, et al. Review on inductive wireless power transfer technology for underwater vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(24): 9668-9681.
- [6] 刘晓胜,顾轩溥,姚友素,等. 基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输[J]. 电力自动化设备,2018,38(3):140-146.
LIU Xiaosheng, GU Xuanpu, YAO Yousu, et al. Synchronous transmission of signal and power in WPT system based on capacitor modulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(3): 140-146.
- [7] 杨金明,邓梓颖,孙杰杉. 一种动态无线电能传输系统的线圈切换方法[J]. 电力自动化设备,2022,42(11):198-203.
YANG Jinming, DENG Ziyang, SUN Jieshan. Coil switching method for dynamic wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(11): 198-203.
- [8] 邓钧君. 用于电动汽车的车载充电机高效率谐振变换器研究[D]. 西安:西北工业大学,2015.
DEN Junjun. Efficient resonant converter for on board chargers of electric vehicles[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2015.
- [9] 康锦萍,葛佳蔚,刘坤,等. 用于提高无线充电抗偏移能力的补偿参数确定方法及控制策略[J]. 电力自动化设备,2022,42(1):193-198.
KANG Jinping, GE Jiawei, LIU Kun, et al. Determining method and control strategy of compensation parameters to improve misalignment tolerance of wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(1): 193-198.
- [10] 刘坤,葛佳蔚,杨富尧,等. 用于电动汽车无线充电的电压源型ICPT系统最优电容补偿参数选择方法[J]. 电力自动化设备,2021,41(6):53-58.
LIU Kun, GE Jiawei, YANG Fuyao, et al. Selection method of optimal capacitance compensation parameter for voltage source type ICPT system used in wireless charging of electric vehicles[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(6): 53-58.
- [11] HUANG Z, WONG S, TSE C K. Control design for optimizing efficiency in inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4523-4534.
- [12] FENG H, CAI T, DUAN S, et al. A dual-side detuned series-series compensated resonant converter for wide charging region in wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2177-2188.
- [13] 胡宏晟,蔡涛,段善旭,等. 用于WPT系统的一次侧失谐SS型补偿拓扑及其参数设计方法[J]. 电工技术学报,2017,32(18):73-82.
HU Hongsheng, CAI Tao, DUAN Shanxu, et al. Study of the primary side detuned series-series compensated topology and parameter design for WPT system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(18): 73-82.
- [14] YANG B, LEE F C, CONCANNON M. Over current protection methods for LLC resonant converter[C]//18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Miami Beach, USA: IEEE, 2003: 605-609.
- [15] FIGGE H, GROTE T, FRÖHLEKE N, et al. Overcurrent protection for the LLC resonant converter with improved hold-up time[C]//27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Fort Worth, USA: IEEE, 2011:

- 13-20.
- [16] XIE Xiaogao, ZHUO Zhao, CHEN Zhao, et al. Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel over-current protection circuit [C]//IEEE INTELEC 27th International Telecommunications Conference. Berlin, Germany: IEEE, 2005:487-490.
- [17] 谢小高,张军明,钱照明. 一种具有自限流功能的LLC谐振变流器拓扑[J]. 电力系统自动化,2006,30(1):64-67.
XIE Xiaogao,ZHANG Junming,QIAN Zhaoming. New LLC resonant converter topology with self current-limitation[J]. Automation of Electric Power Systems,2006,30(1):64-67.
- [18] CHEN X, XU G, XIE S, et al. A natural bidirectional input-series output-parallel LLC-DCX converter with automatic power sharing and power limitation capability for Li-ion battery formation and grading system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3618-3632.
- [19] XU G, HUANG J, DAN H, et al. A bidirectional symmetrical C4LC-DCX resonant converter with power limitation capability [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1):868-880.
- [20] WU J, LI S, TAN S C, et al. Capacitor-clamped LLC resonant converters operating in capacitive-region for high-power-density EV charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10):11456-11468.
- [21] WU J, LI S, TAN S C, et al. Fixed-frequency phase-shift modulated capacitor-clamped LLC resonant converter for EV charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11):13730-13742.

作者简介:

刘 硕(1988—),男,实验师,博士,研究方向为谐振DC-DC变换器、无线电能传输技术(**E-mail**: liushuo2010@126.com);

苏建徽(1963—),男,教授,博士研究生导师,主要研究方向为太阳能发电技术、电力变换节能技术(**E-mail**: su_chen@126.com);

张 健(1977—),男,助理研究员,硕士,主要研究方向为无线电能传输技术、电力电子变换节能技术(**E-mail**: zhangjian_pv@sohu.com)。

(编辑 李莉)

Modeling of self-amplitude-limitation circuit and its application in wireless power transfer

LIU Shuo, SU Jianhui, ZHANG Jian, LAI Jidong, DU Yan

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: In some application areas of wireless power transfer (WPT) technology, there are strict requirements on the reliability of power supply and the volume of energy receiver. The self-amplitude-limitation circuits for LLC resonant converter are reviewed, and based on the fundamental harmonic analysis, a nonlinear capacitor-nonlinear resistor equivalent model common to these self-amplitude-limitation circuits is proposed. An intrinsically safe WPT converter topology is constructed based on the self-amplitude-limitation circuit, which is beneficial to reduce the volume of the receiver. The numerical calculation results based on the proposed model show that this topology is intrinsically safe, and the variation law of voltage gain after the self-amplitude-limitation circuit operates is estimated. Simulation and experiment also verify that the topology is intrinsically safe, and the misalignment tolerance of the WPT device is improved, performance indexes such as the voltage gain of the converter can be estimated by the proposed model.

Key words: wireless power transfer; self-amplitude-limitation; LLC resonant converter; fundamental harmonic analysis; nonlinear

附录 A

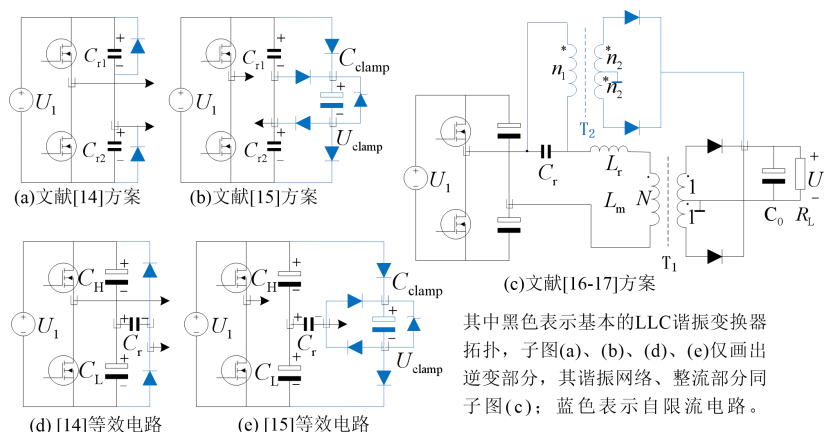


图 A1 LLC 谐振变换器的自限流电路

Fig.A1 Self current-limitation circuits of LLC resonant converter

附录 B 式(5)、(6)的推导

周期性的电压 $u_C(\theta)$ (其中 $\theta=\omega t$)可傅里叶分解为:

$$u_C(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\theta) + b_k \sin(k\theta)$$

其中分解系数:

$$\begin{cases} a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\theta) \cos(k\theta) d\theta \\ b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\theta) \sin(k\theta) d\theta \end{cases}$$

对于基波:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\theta) \cos \theta d\theta = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} (U_m \sin \theta + U_m - E) \cos \theta d\theta + \int_{\alpha}^{\pi/2} E \cos \theta d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{\pi/2}^{\pi+\alpha} (U_m \sin \theta - U_m + E) \cos \theta d\theta + \int_{\pi+\alpha}^{3\pi/2} -E \cos \theta d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{3\pi/2}^{2\pi} (U_m \sin \theta + U_m - E) \cos \theta d\theta \right] = \frac{1}{\pi} [(1 + \sin \alpha)^2 U_m - 4 \sin \alpha E] \\ b_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_C(\theta) \sin \theta d\theta = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} (U_m \sin \theta + U_m - E) \sin \theta d\theta + \int_{\alpha}^{\pi/2} E \sin \theta d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{\pi/2}^{\pi+\alpha} (U_m \sin \theta - U_m + E) \sin \theta d\theta + \int_{\pi+\alpha}^{3\pi/2} -E \sin \theta d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{3\pi/2}^{2\pi} (U_m \sin \theta + U_m - E) \sin \theta d\theta \right] = \\ &\quad \frac{1}{\pi} \left[U_m \left(\alpha + \frac{\pi}{2} \right) - U_m \cos \alpha (2 + \sin \alpha) + 4E \cos \alpha \right] \end{aligned}$$

对 a_1 和 b_1 , 再由正式(4)第二式消去 α , 即得到正式(6)。

附录 C 限幅模式下本质安全型 WPT 变换器时域工作过程

自限幅电路工作之后, 变换器理想化的相关时域波形如图 C1 所示。图中: $u_1(t)$ 、 $i_1(t)$ 、 $u_{C1}(t)$ 、 $i'(t)$ 与 $i_2(t)$ 分别为逆变电路输出电压、逆变电路输出电流、 C_1 两端电压、变压器 T 初级(C_1 侧)电流与整流电路输

入电流； I_1' 为电源 U_1 平均输出电流，分别标注在图 C2 中。

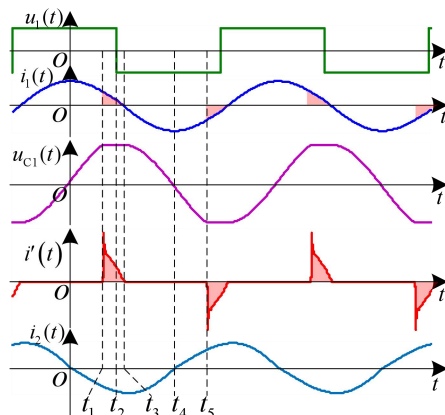


图 C1 限幅模式下理想化工作波形

Fig.C1 Ideal operation waveform of converter under amplitude limiting mode

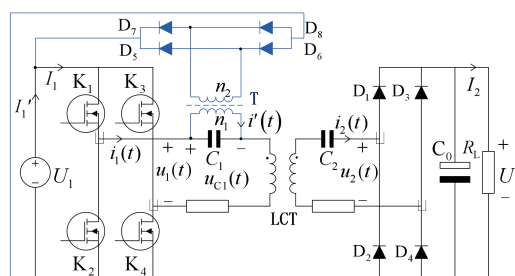


图 C2 基于自限幅电路的本质安全型 WPT 变换器

Fig.C2 Intrinsicly safe WPT converter based on self amplitude-limitation circuit

图 C1 描述的限幅模式下变换器工作波形都具有半波对称性，故仅需要分析半个工作周期内的物理过程。忽略逆变电路的死区时间，近似认为 T 是理想变压器。取 $i_1(t)$ 达最大值的时刻，即 $u_{C1}(t)$ 的上升过 0 点为 $t=0$ 时刻。

0~ t_1 子区间： $u_1(t)>0$ ， $i_1(t)(>0)$ 减小， $u_{C1}(t)(\geq 0)$ 增加，但未达到箝位值，自限幅电路未工作。

$t_1\sim t_2$ 子区间： $u_{C1}(t)$ 在 t_1 时刻达到箝位值 n_1U_1/n_2 ，自限幅电路开始将能量回馈给 U_1 ， C_1 被自限幅电路旁路， $i'(t)=i_1(t)(>0)$ 减小， $u_{C1}(t)$ 被维持。

$t_2\sim t_3$ 子区间：方波 $u_1(t)$ 在 t_2 时刻过 0 并反向，变换器其它电压与电流波形特征同 $t_1\sim t_2$ 子区间。因 $i_1(t)$ 比 $u_1(t)$ 推迟过 0，故有利于实现逆变电路开关管 ZVS。

$t_3\sim t_4$ 子区间： $i_1(t)$ 在 t_3 时刻减小到 0，自限幅电路停止工作，之后 $i_1(t)(\leq 0)$ 反向增加， $u_{C1}(t)(\geq 0)$ 减小， t_4 时刻 $u_{C1}(t)$ 减小到 0， $i_1(t)$ 达到反向最大值，下半个工作周期开始。

以上分析说明， $t_1\sim t_3$ 区间内自限幅电路将谐振网络中的部分电磁能量回馈给 U_1 ，但 C_1 不参与能量交换。

考虑 $n_1:n_2=1$ 特殊情形，此时 T 的初级与次级电流相同，且 $t_1\sim t_3$ 期间 $i'(t)=i_1(t)$ ，刚进入限幅模式时 $i_1(t)$ 与 $u_1(t)$ 的相位差较小即 $t_3-t_2 \ll T_s (T_s=2\pi/\omega)$ 是开关周期)，则该区段 U_1 与谐振网络之间交换的电荷 ≈ 0 ；又因 $0\sim t_1$ 、 $t_3\sim t_4$ 、 $t_4\sim t_5$ 子区间 $i_1(t)$ 完全流经 C_1 ，而 $t_3\sim t_5$ 区间内 $u_{C1}(t)$ 的变化量(即箝位值的 2 倍)与 U_1 向谐振网络传递的电荷 Δq 有关，即 $2C_1(n_1U_1/n_2)=2C_1U_1=\Delta q \approx I_1'T_s/2$ ，故自限幅电路工作后若 U_1 固定则 I_1' 几乎恒定，功率几乎恒为 $P=U_1I_1' \approx 2C_1\omega U_1^2/\pi$ 。文献[18-20]指出，采用附录 A 图 A1(a)逆变电路的 LLC 谐振变换器在限幅模式也具有恒功率特性(图 C2 中 U_1 换为 $U_1/2$ ，并取 $C_1=2C_{r1}=2C_{r2}$)。当负载电阻继续增大或 LCT 互感继续减小导致 $i_1(t)$ 与 $u_1(t)$ 相位差增大后， $t_1\sim t_3$ 区间内 U_1 通过 I_1 向谐振网络提供的电荷明显小于谐振网络

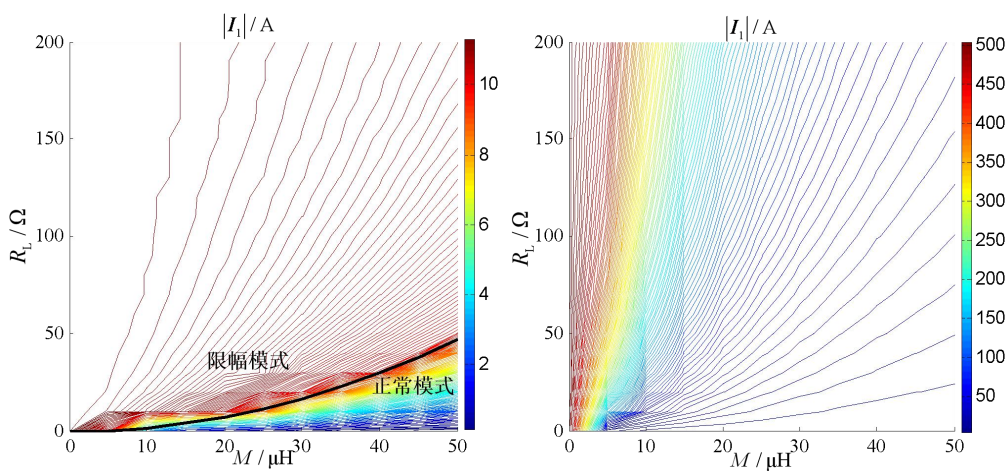
通过自限幅电路向 U_1 返回的电荷，故变换器输入电流下降， $P < 2C_1\omega U_1^2/\pi$ 。

工程实际中 $u_{C1}(t)$ 幅值 $> U_1$ ，故 $n_1:n_2 > 1$ ，故自限幅电路工作后， $t_1 \sim t_3$ 区间内谐振网络经自限幅电路回馈给 U_1 的电流大于 U_1 通过逆变电路向谐振网络提供的电流，整体上谐振网络向 U_1 提供电荷，故传输功率 $P < 2C_1\omega n_1 U_1^2/(\pi n_2)$ ，且 P 随 $t_1 \sim t_3$ 区间的增长而快速下降。最大功率即恰好进入限幅模式的临界功率：

$$P_{\text{cri}} = 2C_1\omega n_1 U_1^2/(\pi n_2) \quad (C1)$$

实际由于 T 的漏感影响， $i'(t)$ 与 $u_{C1}(t)$ 波形和图 C1 存在一定差异，具体见正文图 6。

附录 D

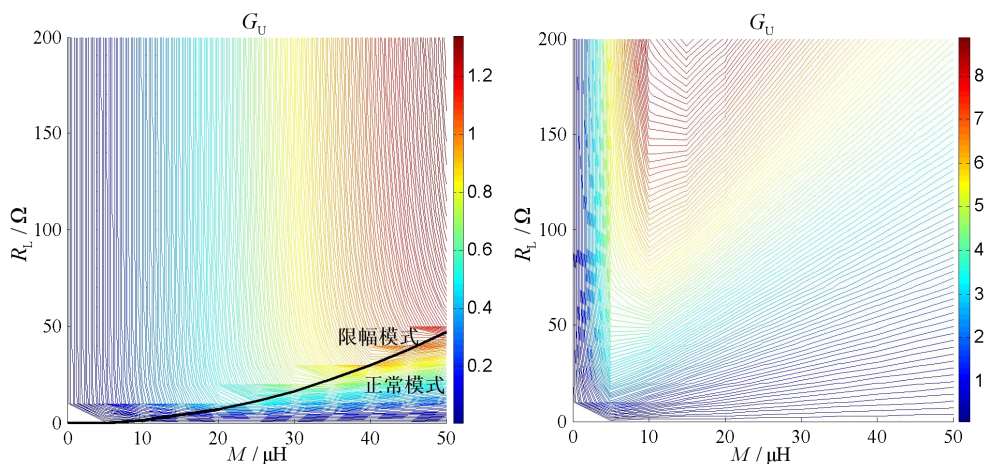


(a) 有自限幅电路

(b) 无自限幅电路

图 D1 逆变电路输出电流峰值随互感与负载电阻变化规律地形图

Fig.D1 Relief map of output peak current of inverter varying with M and R_L



(a) 有自限幅电路

(b) 无自限幅电路

图 D2 增益随互感与负载电阻变化规律地形图

Fig.D2 Relief map of gain varying with M and R_L

附录 E

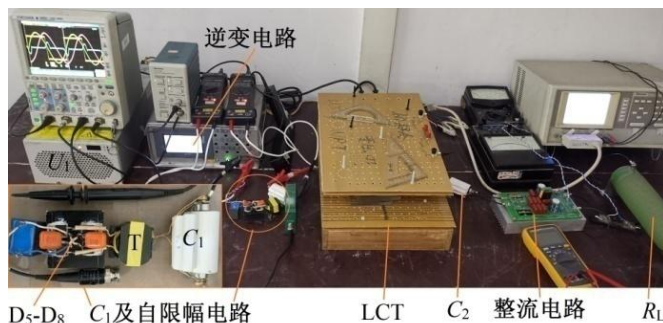


图 E1 实验装置照片

Fig.E1 Photograph of experimental platform

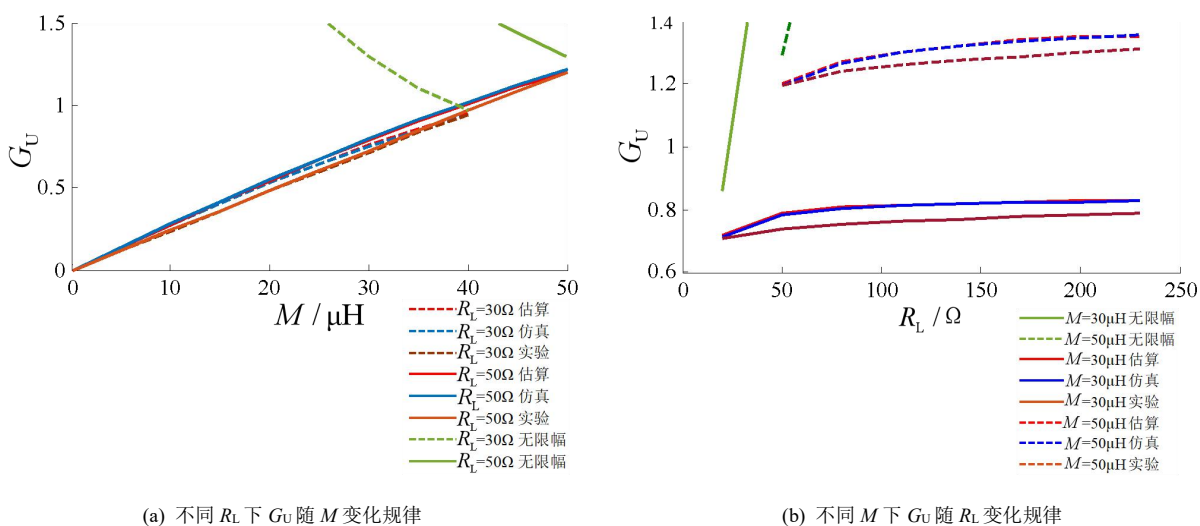


图 E2 限幅模式下变换器增益

Fig.E2 Gain of converter under amplitude limiting mode

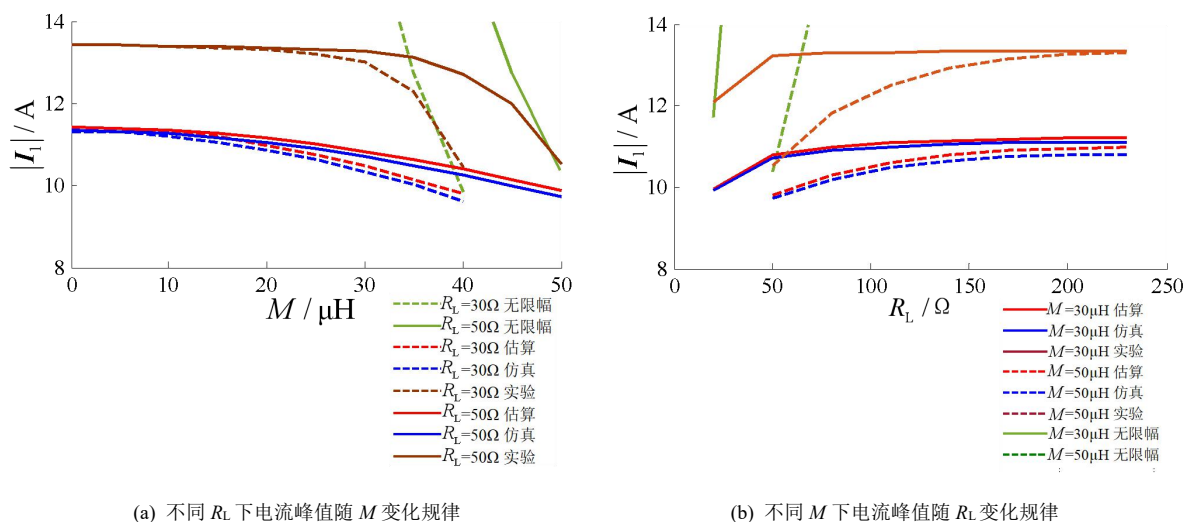
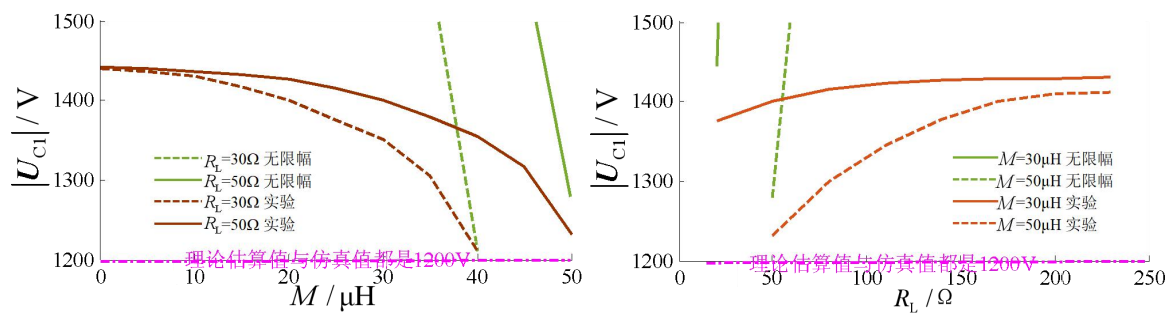


图 E3 限幅模式下逆变电路输出电流峰值

Fig.E3 Output peak current of inverter under amplitude limiting mode



(a) 不同 R_L 下电压峰值随 M 变化规律

(b) 不同 M 下电压峰值随 R_L 变化规律

图 E4 限幅模式下谐振电容电压峰值

Fig.E4 Peak voltage of C_1 under amplitude limiting mode

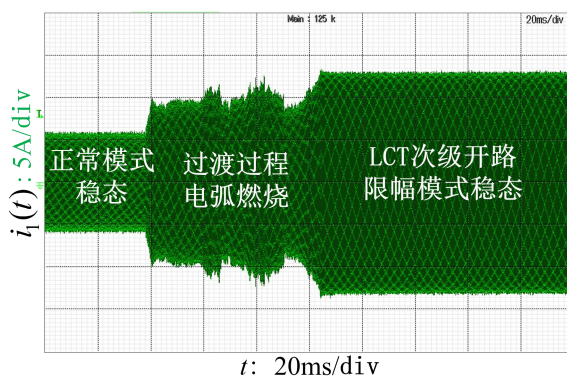


图 E5 LCT 次级开路引发自限幅电路工作时 LCT 初级暂态电流波形

Fig.E5 Transient current waveform of primary side when self amplitude-limitation circuit operates caused by LCT secondary side open