

基于动态方程的电流源感应耦合 电能传输电路的频率分析

周雯琪, 马 皓, 何湘宁

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Frequency Analysis of a Current Source Inductively Coupled Power Transfer System Based on Dynamic Circuit Equations

ZHOU Wen-qi, MA Hao, HE Xiang-ning

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: Dynamic analysis on current source inductively coupled power transfer (ICPT) system is introduced, and resonant frequency of the circuit is discussed. Based on the circuit equations of each stage in operation cycle, the general solution of circuit state variables is obtained, which helps to analyze resonant frequencies of different stages. Besides a common frequency of the circuit, the other two are resonant frequencies of each side of the transformer. Simplified forms of the frequency expression in different conditions are obtained according to actual parameters. It is found that in certain circumstance, the resonant frequencies of primary and secondary side of transformer are different and depend only on elements of their respective sides. Some suggestions about parameter selection are provided. The analytical analysis and considerations are verified by a practical ICPT system.

KEY WORDS: inductively coupled power transfer; resonant frequency; current source

摘要: 分析了一种电流源感应耦合电能传输(inductively coupled power transfer, ICPT)系统的动态特性,着重探讨了电路的谐振频率。基于其一个周期内各阶段的状态方程,得到每个阶段各状态变量的通解,详细讨论了其不同的谐振频率。除了一个共有的频率之外,在变压器的一次、二次侧还分别有各自的谐振频率,该文根据实际参数的取值范围,得到频率在不同条件下的简化表达式。经分析,这两个频率在某些条件下只与各自这一侧的参数相关。对电路的参数设计给出了一些限制条件,实验验证了分析的结果。

关键词: 感应耦合电能传输; 谐振频率; 电流源

0 引言

感应耦合电能传输技术作为一个较新的研究领域,近来受到了广泛关注。在 ICPT 系统中,能量

利用电磁场,通过一个可分离的变压器在设备间传输。在需要电隔离的场合或传递能量的两者之间需要能够相互移动时,ICPT技术由于消除了火花,不受灰尘、泥土、水等外界条件的影响,且不会被化学试剂腐蚀,免于维护,与利用导线或连接器的传统方式相比,有很大优越性。由于它安全可靠,可用于电动汽车的非接触式充电^[1-8]、材料处理系统、矿井或水下等危险环境^[9]及一些医疗领域^[10]。在这些应用中,变压器都是分离的,因此变压器的一次侧、二次侧之间有较大的气隙,漏感很大但励磁电感较小,与通常的变压器相比,耦合系数很低。为提高功率传输能力,一般采用谐振变换器。图1是一个电流源ICPT系统。 I_d 为直流电流源,全耦合的分相器 L_{p1} 、 L_{p2} 和互补工作的开关构成推挽式逆变器,在谐振单元的输入端形成近似方波的电流。通过变压器一次侧、二次侧的并联补偿,能量可高效的传输给负载。

对于电压源 ICPT 系统,文献[11-14]对系统在稳态或动态时的解分别进行了分析,文献[14]还指出系统在连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)与不连续导通模式(discontinuous conduction mode, DCM)模式间的边界条件。对于电流源 ICPT,文献[15-18]对系统的稳态解或直流等效模型进行了一些讨论,其中文献[17]还利用负载模型,假设负载为线性,指出谐振频率的分叉现象。然而,对于电流源 ICPT,在非线性负载条件下的分析以及在此分析下关于谐振频率的讨论,还未见有关文献报导。

本文针对电流源 ICPT,基于电路各阶段的状态方程对电路特性进行了讨论。由各状态方程的通解,

得到3个频率分量,分析了电路的不同谐振频率。在一定参数条件下,通过近似,得到了谐振频率在不同条件下的简化表达式,并指出在某些条件下,一次、二次侧的谐振频率分别近似只与各自这一侧的参数有关。讨论了可以进行简化的不同条件,对于电路参数设计、变压器设计给出了一些限制条件。

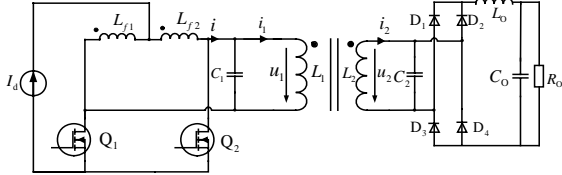


图1 电流源 ICPT 系统
Fig. 1 Current source ICPT system

1 电路模型和动态分析

基于图1的结构,简化电路模型如图2所示。其中变压器由其T型等效电路替代,所有的二次侧元件参数均折算到一次侧。为了简化分析,做以下假设:① \$i_s\$ 看作理想方波电流源;②所有电容、二极管、电感都看作理想元件;③负载电流视为恒定,即输出滤波电感看作无穷大;④忽略变压器损耗。

在这个T型模型中,变比 \$n\$ 定义为 \$n_1/n_2\$, \$n_1\$、\$n_2\$ 分别为变压器一次、二次侧的匝数。励磁电感和两侧折算到一次侧的漏感^[19-20]可表示为

$$L_m = Mn \tag{1}$$

$$L_{s1} = L_1 - L_m = L_1 - Mn \tag{2}$$

$$L'_{s2} = n^2(L_2 - M/n) \tag{3}$$

式中: \$M\$ 为两线圈 \$L_1\$、\$L_2\$ 间的互感, \$M = k\sqrt{L_1L_2}\$; \$k\$ 为耦合系数。

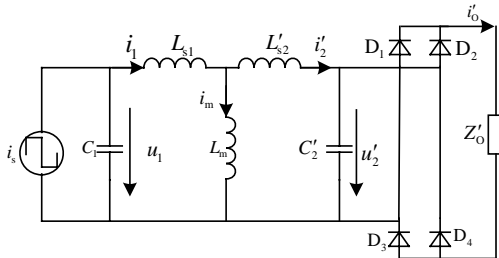


图2 ICPT 电路模型
Fig. 2 ICPT circuit model

图3给出电路在谐振频率时的主要波形。在该频率时,一次侧电压和电流近似正弦,而二次侧由于松散耦合的变压器和非线性的整流桥,波形产生畸变。根据二次侧电容电压及滤波电感电流极性的不同,整流桥中不同桥臂的二极管将导通。由于二次侧电容电压不连续,会产生一个附加的阶段,此时整流桥所有二极管导通使二次侧短路。因此,根

据输入电流的方向和整流桥不同桥臂的导通情况,一个稳态周期 \$T\$ 可以分为6个阶段。选取电感电流 \$i_1\$、\$i_2\$ 和电容电压 \$u_1\$、\$u_2\$ 为状态变量,由于波形的对称性,只分析一个周期的前半部分。

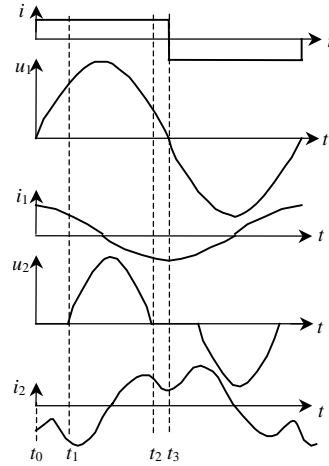


图3 ICPT 在谐振频率时的主要波形
Fig. 3 Key waveforms of ICPT at resonant frequency

(1) 阶段1(\$t_0-t_1\$)。在这一阶段,输入电流为正极性,而二次侧由于整流桥所有二极管都导通,处于短路状态。储存在 \$L_0\$ 里的能量通过二极管向负载释放,等效电路图如图4所示。电路方程为

$$\begin{cases} i_1 + C_1 du_1 / dt = i_s \\ u_1 = L_k di_1 / dt \\ u'_2 = 0 \end{cases} \tag{4}$$

式中 \$L_k = L_{s1} + L_m // L'_{s2}\$。式(4)写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di'_2}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du'_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_k} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_k - L_{s1}}{L'_{s2}L_k} & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i'_2 \\ u_1 \\ u'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i'_0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

式(5)也可表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1u \\ \text{初值 } x(t_0) \end{cases} \tag{6}$$

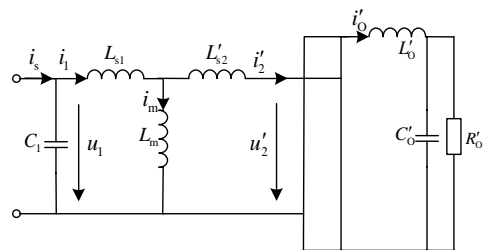


图4 阶段1等效电路
Fig. 4 Equivalent circuit of stage 1

(2) 阶段 $2(t_1-t_2)$ 。在这一阶段, D_1 和 D_3 导通, 等效电路如图 5 所示。电路方程为

$$\begin{cases} i_s = C_1 du_1 / dt + i_1 \\ u_1 = L_{s1} di_1 / dt + L_m di_m / dt \\ i_m = i_1 - i_2' \\ L_m di_m / dt = u_2' + L_{s2}' di_2' / dt \\ C_2' du_2' / dt = i_2' - i_o' \end{cases} \quad (7)$$

式(7)可写为矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2'}{dt} \\ \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2'}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{1}{L_d} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2'} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2' \\ u_1 \\ u_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_o' \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)也可表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \\ \text{初值} \mathbf{x}(t_1) \end{cases} \quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned} L_a &= \frac{L_{s1}L_{s2}' + (L_{s1} + L_{s2}')L_m}{L_{s2}' + L_m} \\ L_b &= L_c = \frac{L_{s1}L_{s2}' + (L_{s1} + L_{s2}')L_m}{L_m} \\ L_d &= \frac{L_{s1}L_{s2}' + (L_{s1} + L_{s2}')L_m}{L_{s1} + L_m} \end{aligned}$$

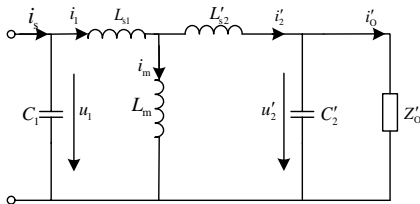


图 5 阶段 2 等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of stage 2

(3) 阶段 $3(t_2-t_3)$ 。这一阶段的等效电路与阶段 1 完全相同, 如图 4 所示。电路方程也与式(6)相同, 仅初值不同。这里为了保持连贯, 更换了下标:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 \mathbf{u} \\ \text{初值} \mathbf{x}(t_2) \end{cases} \quad (10)$$

由式(6)、(9)、(10), 在某一阶段 k 的通解为

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_k(t-t_{k-1})} \mathbf{x}(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^t e^{\mathbf{A}_k(t-\tau)} \mathbf{B}_k \mathbf{u}(\tau) d\tau \quad (11)$$

式中 $\mathbf{x}(t_{k-1})$ 为该阶段 k 的初值, 即上个阶段($k-1$)的终值。由通解式(11), 阶段 k 的终值可表示为

$$\mathbf{x}(t_k) = e^{\mathbf{A}_k(t_k-t_{k-1})} \mathbf{x}(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^{t_k} e^{\mathbf{A}_k(t_k-\tau)} \mathbf{B}_k \mathbf{u}(\tau) d\tau \quad (12)$$

这样, 由阶段 1~3 的动态方程式(6)、(9)、(10)及其初值, 可以得到每个状态变量的动态方程。由于是四阶微分方程组, 结果比较复杂, 其解较难给出显式表达, 可以用数值方法分析其解的特性。但是从其特征方程可以得到谐振频率的表达式。

2 谐振频率分析

2.1 各阶段的频率表达式

从式(6)、(10)可知, 在阶段 1 和阶段 3, 只有一个频率分量, 一次侧和二次侧都以这一频率工作:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_k}} \quad (13)$$

但在阶段 2, 解的形式里含有 2 个频率分量(由式(9)特征方程的根得到):

$$\omega_{2,3} = \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{C_1 L_a} + \frac{1}{C_2' L_d} \pm r \right) \right]^{1/2} \quad (14)$$

其中,

$$r = \left(\frac{1}{C_1^2 L_a^2} + \frac{1}{C_2'^2 L_d^2} + \frac{4}{C_1 C_2' L_b L_c} - \frac{2}{C_1 C_2' L_a L_d} \right)^{1/2} \quad (15)$$

2.2 阶段 2 中两个频率分量的化简和分析

从阶段 2 的频率表达式(14)、(15)中可以了解到波形中二次侧除了一个主要频率分量, 还有高频分量的原因。可以看到, 在这一阶段, 频率的表达式比较复杂, 为了得到在某些条件下的简化表达式, 先用图形分析其变化规律。

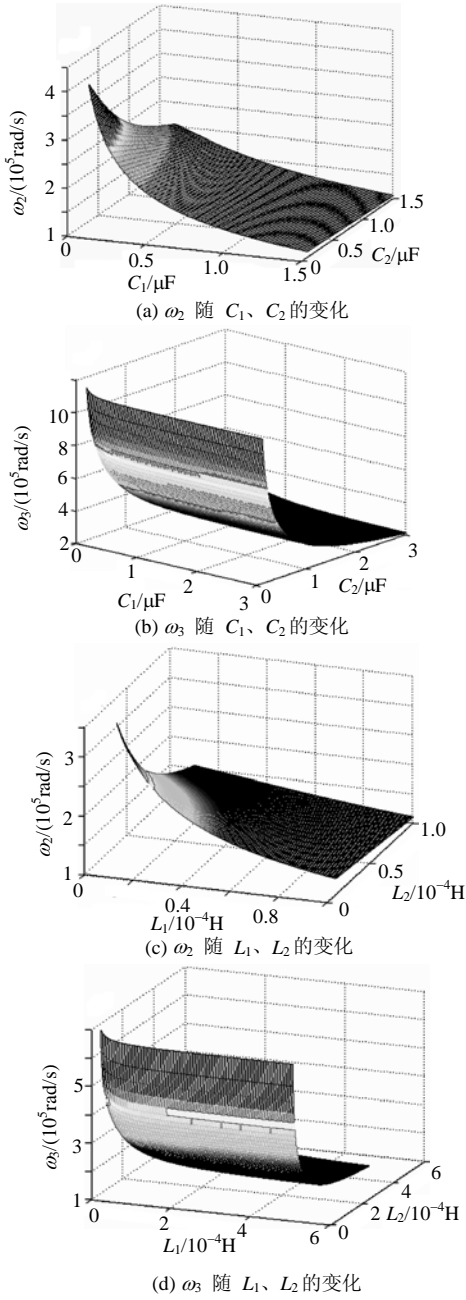
图 6 示出了不同参数变化时, 角频率的变化情况, 这里按 $n > 1$ 的情况作图。当电感值固定, 如果电容取值不是非常小, 频率主要依赖于一个电容: ω_2 主要依赖于 C_1 , 而 ω_3 主要依赖于 C_2 。类似的, 当电容值固定时, 如果电感取值不是非常小(大于 10 μH), 频率仅与一个电感相关: ω_2 主要与 L_1 相关, 而 ω_3 主要与 L_2 相关。这里所有参数的取值都考虑到把工作频率限定在合理范围之内。

仔细观察频率的表达式可以发现, 实际上在式(15)中, 如果由于某些项比较小而能够将其忽略, 则式(14)可以进行化简。如当 C_2' 或 L_d 较小时(小一个数量级), 式(15)中起主导作用的是 $1/C_2'^2 L_d^2$ 这一项, 因此式(14)可化为

$$\omega_{2,3} \approx \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{C_1 L_a} + \frac{1}{C_2' L_d} \pm \frac{1}{C_2' L_d} \right) \right]^{1/2} \quad (16)$$

这 2 个频率可化简为

$$\begin{cases} \omega_2 \approx 1 / \sqrt{2 C_1 L_a} \\ \omega_3 \approx 1 / \sqrt{C_2' L_d} \end{cases} \quad (17)$$

图6 ω 随不同参数的变化情况($n=2.4$)Fig. 6 ω varies when different parameters change ($n=2.4$)

此时, $\omega_2 < \omega_3$ 。

而另一种情况,若和 C_2' 相比, C_1 比较小,则式(15)中含 C_2' 的项可以忽略, $1/C_1^2 L_a^2$ 成为起主导作用的项。式(14)可化为

$$\omega_{2,3} \approx \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{C_1 L_a} + \frac{1}{C_2' L_d} \pm \frac{1}{C_1 L_a} \right) \right]^{1/2} \quad (18)$$

相应的2个频率分量为

$$\begin{cases} \omega_2 \approx 1/\sqrt{C_1 L_a} \\ \omega_3 \approx 1/\sqrt{2C_2' L_d} \end{cases} \quad (19)$$

此时 $\omega_2 > \omega_3$ 。

关于 L_a 和 L_d 的具体含义,可以从定义式经过等效变换得到,表示为

$$L_a = L_{s1} + L_m // L_{s2}' \quad (20)$$

$$L_d = L_{s2}' + L_m // L_{s1} \quad (21)$$

式(20)、(21)表明,在T型模型中, L_a 为二次侧短路时,一次侧看入的等效电感; L_d 为一次侧短路时,二次侧看入的等效电感。根据模型定义式(1)~(3),式(20)、(21)可化为

$$L_a = (1-k^2)L_1 \quad (22)$$

$$L_d = n^2(1-k^2)L_2 \quad (23)$$

因此,当 k 和 n 一定时, L_a 和 L_d 仅与各自这一侧的电感值相关。经过以上的分析,可知在某些条件下,一次、二次侧的谐振频率分别近似只与这一侧的参数相关。几种可以化简的条件如下所述。

(1) $\omega_2 < \omega_3$ 时的化简。由图6可以发现,如果 C_1 和 C_2 是同一数量级(或满足 $C_2 < 3C_1$),在 $n > 1$ 或 $n < 1$ 时,均近似有式(16)成立。这是因为当 $n > 1$,特别是大于2时,由于在漏感模型中,二次侧参数必须折算到一次侧, C_2' 变得相当小,式(16)里包含 C_1 的项比较小而可以忽略。而当 $n < 1$ 时(特别是 $n < 1/2$),由于 L_a 、 L_b 、 L_c 和 L_d 的影响, L_{s2} 较小,从而 L_a 较大而 L_d 较小,只要 C_2 不取很大的值(同上,满足 $C_2 < 3C_1$),式(14)中起主导作用的总是 $1/C_2'^2 L_d^2$ 这一项,因此可以得到式(17)的结果,其中 $\omega_2 < \omega_3$ 。

因此,当参数满足 C_1 和 C_2 处于同一数量级(或 $C_2 < 3C_1$),且 L_1 、 L_2 不能过小(应大于 $10 \mu\text{H}$),则一次、二次侧的谐振频率分别近似只与这一侧的参数相关,谐振频率可以简化为式(17)。

比较阶段1、3和阶段2的频率,可以得到有意义的结论。由式(4)、(20)可知, L_k 与 L_a 相等,因此当以上这些条件满足时, ω_1 和 ω_2 有如下关系:

$$\omega_1 \approx \sqrt{2}\omega_2 \quad (24)$$

因此,当一次侧处于谐振状态时,实际的工作频率通常位于 ω_1 和 ω_2 之间。

(2) $\omega_2 > \omega_3$ 时的化简。上述情况为一次侧的谐振频率较低,系统工作于此频率附近时,使一次侧处于谐振,而二次侧将有一个高频分量。

但是,当电容取值不满足 $C_2 < 3C_1$ 时,从频率的表达式(14)、(15)中可以看到,如果 C_2' 比较大,则表达式里包含 C_1 的项不能忽略, $1/C_1^2 L_a^2$ 成为起主导作用的项,表达式即化为式(19)。则这一情况下,二次侧谐振频率成为较小的频率分量,而且 $\omega_2 \approx \omega_1$ 。

(3) ω_2 和 ω_3 最接近时的化简。如果要使两侧的谐振频率较为接近, 获得较高的传输效率^[10], 需使 r 取最小值, 由式(15)得:

$$r = \left(\frac{1}{C_1^2 L_a^2} + \frac{1}{C_2^2 L_d^2} + \frac{4}{C_1 C_2 L_b L_c} - \frac{2}{C_1 C_2 L_a L_d} \right)^{1/2} = \left[\left(\frac{1}{C_1 L_a} - \frac{1}{C_2 L_d} \right)^2 + \frac{4}{C_1 C_2 L_b L_c} \right]^{1/2} \geq \frac{2}{\sqrt{C_1 C_2 L_b L_c}} \quad (25)$$

当 $1/C_1 L_a = 1/C_2 L_d$, 即

$$C_1 / C_2 = L_d / n^2 L_a = L_2 / L_1 \quad (26)$$

从而谐振频率可化简为

$$\omega_{2,3} = \left(\frac{1}{C_1 L_a} \pm \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 L_b L_c}} \right)^{1/2} = \sqrt{\frac{1 \pm k}{C_1 L_a}} \quad (27)$$

式(27)表明, 当耦合系数很低时, 若电容取值满足式(26), 其两侧的谐振频率较为接近, 此时可获得最大传输效率, 同时电源和开关器件的应力较小。但是当耦合系数不是很低(如大于 0.5)时, 满足式(26)时其两侧的谐振频率仍有一定差别。

3 实验结果

按图 1 的结构构建了一个 ICPT 实验系统, 参数参照第 2.2 节 $\omega_2 < \omega_3$ 的情况进行选取。变压器的参数如表 1 所示, 其他电路参数如表 2 所示。在输入电流 $I_d=4$ A 时进行了一组实验, 谐振频率处的最大输出功率约为 115 W。

图 7、8 为电路在主要谐振频率处, 一次侧处于谐振时的波形。谐振频率的理论值和实验结果比较如表 3 所示, 由式(14)计算的精确值与由简化式(17)

表 1 不同 k 时变压器的参数

Tab. 1 Transformer parameters for different k

参数	$k=0.603$	$k=0.635$	$k=0.694$
$L_1/\mu\text{H}$	55.2	61.1	61.9
$L_{1s}/\mu\text{H}$	10.5	9.8	8.83
$L_2/\mu\text{H}$	16.6	17.7	17.2
$L_{2s}/\mu\text{H}$	9.1	9.2	7.6
$L_m/\mu\text{H}$	44.7	51.3	57.1
$M/\mu\text{H}$	18.3	20.9	23.4
变比 $n_1:n_2$	22: 9	22: 9	22: 9

表 2 电路参数

Tab. 2 Parameters of the circuit

参数	数值
$L_{f1}, L_{f2}/\text{mH}$	2
$C_1/\mu\text{F}$	0.4
$C_2/\mu\text{F}$	0.6
R_0/Ω	5.3
磁心型号	EE55
Q_1, Q_2	SPW17N80C3

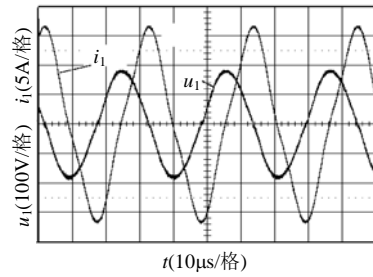


图 7 一次侧电压和电流

Fig. 7 Primary voltage and current

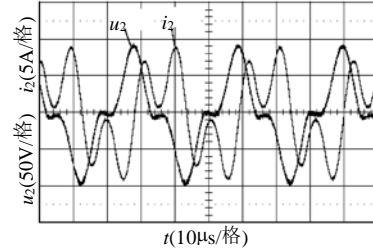


图 8 二次侧电压和电流

Fig. 8 Secondary voltage and current

计算出的近似值都列于表中。正如前面所分析的, 简化式计算出的近似值与理论精确值较为接近, 且实验结果也表明, 处于谐振状态时, 实际工作频率一般位于 ω_1 和 ω_2 之间, 这与前面的分析一致。

表 3 谐振频率的理论值和实验结果

Tab. 3 Theoretical and experimental resonant frequency

$\omega_1/(10^3\text{rad/s})$	$\omega_2/(10^3\text{rad/s})$		$\omega_3/(10^3\text{rad/s})$		实际工作频率/ (10^3rad/s)
	精确值	近似值	精确值	近似值	
217.9	167.0	154.1	506.2	486.5	191.5
229.0	158.4	151.3	507.6	486.8	190.3
220.8	156.1	152.2	553.1	529.4	188.4

4 结论

基于电流源 ICPT 系统的动态方程, 着重讨论了电路的几个谐振频率。由其等效电路, 从一个工作周期各阶段的动态方程出发, 讨论其通解, 方程的解有 3 个频率分量, 除了一个共有频率之外, 变压器两侧还分别有一个谐振频率。在一定参数条件下, 通过近似, 得到了谐振频率在不同条件下的简化表达式, 此时一次、二次侧的谐振频率分别只与各自这一侧的参数有关。文中给出了得到这一近似结果的元器件及变压器参数条件。实验结果对理论分析的结论进行了验证。

参考文献

[1] Esser A. Contactless charging and communication for electric vehicles [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 1995, 1(6): 4-11.
 [2] Kim C G, Seo D H, You J S, et al. Design of a contactless battery charger for cellular phone[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(6): 1238-1247.

- [3] Mecke R, Rathge C. High frequency resonant inverter for contactless energy transmission over large air gap[C]. IEEE PESC 2004, Archen, Germany, 2004.
- [4] Miura H, Arai S, Sato F, et al. A synchronous Rectification using a digital PLL technique for contactless power supplies[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(10): 3997-3999.
- [5] Lim W, Nho J, Choi B, et al. Low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device [C]. IEEE PESC, Cairns, Australia, 2002.
- [6] Alonso J M, Ribas J, Calleja A J, et al. Dynamic modeling of high frequency resonant inverters for the implementation of closed loop electronic ballasts[C]. IEEE CIEP 2000, Acapulco, Mexico, 2000.
- [7] 陈敏, 周邓燕, 徐德鸿. 注入高次谐波电流的磁悬浮列车非接触供电方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 104-108.
Chen Min, Zhou Dengyan, Xu Dehong. Contactless power supply of maglev using harmonic injection method[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25 (6): 104-108(in Chinese).
- [8] 钟和清, 徐至新, 邹云屏, 等. 寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 40-44.
Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zou Yunping, et al. Effects of parasitical capacitors on charging characteristic of series resonant CCPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 40-44(in Chinese).
- [9] Kojiya T, Sato F, Matsuki H, et al. Automatic power supply system to underwater vehicles utilizing non-contacting technology[C]. MTS/IEEE TECHNO-OCEAN, Kobe, Japan, 2004.
- [10] Diaz J, Lopera J M, Comas J V. Pulmonary blood flow regulation with contactless energy transmission system[C]. The EMBS/BMES conference, Houston (TX), United States, 2002.
- [11] Choi B, Nho J, Cha H, et al. Design and implementation of low-profile contactless battery charger using planar printed circuit board windings as energy transfer device[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 140-147.
- [12] Yungtaek Jang, Jovanovic M M. A contactless electrical energy transmission system for portable telephone battery chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(3): 520-527.
- [13] Jiang H J, Maggetto G. Identification of steady-state operational modes of the series resonant DC-DC converter based on loosely coupled transformers in below-resonance operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2): 359-371.
- [14] Jiang H J, Maggetto G, Lataire P. Steady-state analysis of the series resonant DC-DC converter in conjunction with loosely coupled transformer-above resonance operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(3): 469-480.
- [15] Boys J T, Covic G A, Yongxiang Xu. DC analysis technique for inductive power transfer pick-ups[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(2): 51-53.
- [16] Wang C S, Covic G A, Oskar H, et al. Investigating an LCL load resonant inverter for inductive power transfer applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 995-1002.
- [17] Wang C S, Covic G A, Stielau O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 148-157.
- [18] 武瑛, 严陆光, 徐善刚. 新型无接触电能传输系统的稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 63-66.
Wu Ying, Yan Luguang, Xu Shangang. Stability analysis of the new contactless power delivery system[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24 (5): 63-66(in Chinese).
- [19] Hayes J G, O'Donovan N, Egan M G, et al. Inductance characterization of high-leakage transformers[C]. IEEE APEC 2003, Miami Beach (FL), United States, 2003.
- [20] Ghahary A, Cho B H. Design of transcutaneous energy transmission system using a series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(2): 261-269.

收稿日期: 2007-06-21。

作者简介:

周雯琪(1979—), 女, 博士研究生, 研究方向为感应电能传输技术, zhou_wenqi@tom.com;

马皓(1969—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术及其应用、电力电子先进控制技术、电力电子系统故障诊断;

何湘宁(1961—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术及其在工业应用方面的研究和工程设计工作。

(编辑 王剑乔)