

基于延时干扰的感应电能传输系统分岔 频率输送控制*

唐春森^{1)†} 孙跃¹⁾ 戴欣¹⁾ 王智慧¹⁾ 苏玉刚¹⁾ 呼爱国²⁾

1) (重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

2) (奥克兰大学工程学院, 奥克兰 1010, 新西兰)

(2013年3月15日收到; 2013年4月7日收到修改稿)

本文针对感应电能传输系统分岔频率的输送控制问题, 提出一种基于延时干扰的变轨控制方法. 该方法在反馈控制环节中加入一段延时干扰, 通过调节延时参数, 可使系统相轨迹流在各稳定极限环吸引子间自由切换. 文中以原副边均为串联谐振的感应电能传输系统为例, 对该方法的机理及实现方案进行了研究, 并通过仿真和实验验证了其有效性. 论文的研究结果对类似多吸引子分岔行为的输送控制可提供一定的理论参考.

关键词: 感应电能传输, 频率分岔, 输送控制, 延时干扰

PACS: 84.30.Jc, 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.62.158401

1 引言

感应电能传输 (inductive power transfer, IPT) 技术是一种以高频电磁场为能量载体, 将电能以磁能的形式从电源端无线传送到负载端的电能传输新技术. 该技术具有安全、可靠及灵活等优点, 在轨道交通、电动汽车、消费电子以及生物医电等领域有着广泛的应用前景, 已成为电气工程领域的研究热点之一^[1-3].

从系统结构上看, IPT 系统包括原边和副边两个部分, 原边通过谐振变换器在发射线圈上产生高频交变电流, 从而在其附近激发高频交变磁场, 副边接收线圈在该磁场中获取的感应电能经无功补偿与电能变换后输出给负载. 因此, IPT 系统是一类集高频电力电子变换器、功率电磁耦合机构、信号处理与控制环节于一体的能量变换与传输系统, 其结构的特殊性和复杂性导致系统存在频率分岔、频率跳变、次谐波振荡等复杂非线性动力学行为, 由此带来系统工作状态不稳定, 功率传输能力降低

等问题, 给系统的分析、设计与实现造成了很大的困难^[4-7].

目前, 在 BUCK、BOOST 等电力电子变换电路的分岔、混沌现象的机理认识与控制方面, 人们利用非线性动力学的相关理论进行了大量的研究, 揭示了其发生机理, 并提出了延迟反馈、比例反馈、谐振参数扰动等混沌控制方法^[8-11]. 但是在 IPT 系统中, 其非线性动力学行为的研究, 还主要体现在开关网络及高阶谐振电路引起的频率分岔现象的机理认识上. 文献 [4, 12] 基于交流阻抗分析方法分析和讨论了几种典型 IPT 系统存在的零相角频率分岔问题, 文献 [13] 基于耦合模方法分析了 IPT 系统的频率分岔现象, 文献 [7] 基于广义离散映射建模方法分析了电流型 IPT 系统的频率分岔及跃变问题, 文献 [5, 6] 基于频散映射建模方法分析了电压型 IPT 系统中多软开关工作频率分岔问题. 通过运用不同的分析方法对 IPT 系统频率分岔现象进行研究后, 我们不难发现其分岔频率的典型分布规律为: 在频率分岔区, 系统将出现三个谐振频率, 其中两个频率自治稳定, 一个频率非自治稳定,

* 国家自然科学基金 (批准号: 51007100, 51277192) 和中国博士后科学基金特别资助项目 (批准号: 201104317) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: cstang@cqu.edu.cn

且该频率值位于另两个频率值之间.

在系统状态向量所张的相空间中, 三个分岔频率分别对应了相轨迹流的三个极限环吸引子. 高维相空间中, 各吸引子的吸引域的分布规律非常复杂, 这将导致相轨迹流对参数扰动具有一定的敏感性, 体现在工作频率上则是系统在不同频率间切换或者跳变, 从而导致功率传输不稳定 [7]. 由于缺乏对分岔区系统动力学行为特性的深入了解, 为了避免分岔行为对功率传输能力的不利影响, 人们往往通过参数设计使系统正常运行时避开分岔区. 但是前期研究结果表明, 在分岔区, 在频率受控的情况下, 系统还有可能获得更好的功率传输能力 [4]. 因此, 在分岔区实施有效的频率控制, 对提升系统性能具有重要的价值.

本文将以前副边均采用串联谐振网络的 IPT 系统为对象, 基于离散映射建模分析方法, 针对频率分岔区的系统动力学行为特性进行研究. 并从高维相空间相轨迹流的演变规律探讨分岔频率对应的多极限环吸引子对相轨迹流的影响出发, 参考人造卫星变轨控制的思想, 提出一种基于延迟干扰的稳定极限环吸引子的输送控制方法, 从而为频率分岔区的频率稳定控制提供一个有效的解决方案.

2 系统工作原理及其迭代映射模型

图 1 所示为典型的原副边均采用串联谐振网络的感应电能传输系统主电路拓扑. 开关管 S_1 — S_4 组成的 H 桥将输入直流电压逆变为交流方波电压, 原边谐振网络在此电压激励下在原边能量发射线

圈 L_p 上产生高频交变电流, 从而激发出高频交变电磁场, 副边能量拾取线圈 L_s 上感应出的高频交变电压经补偿电容 C_s 补偿后输出给负载 R_L . 图中 R_p 和 R_s 为线圈等效串联阻抗. 为简化分析, 这里假设所有开关管均为理想开关, 即开通和关断过程在瞬间完成, 导通压降为零.

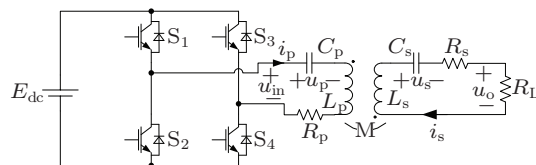


图 1 串联谐振型 IPT 系统主电路

为了保证开关管始终工作在软开关状态下, 以减小开关损耗, H 桥的开关切换时刻要求与原边谐振电流的过零时刻同步, 即原边谐振电流 i_p 正向过零时, 控制开关管对 (S_1, S_4) 导通, (S_2, S_3) 关断; i_p 反向过零时, 控制开关管对 (S_2, S_3) 导通, (S_1, S_4) 关断. 因此, 可以用符号函数 $\text{sgn}()$ 将 H 桥逆变输出的交流方波电压表示为

$$u_{in}(t) = E_{dc} \text{sgn}(i_p). \quad (1)$$

分别取系统原副边的谐振电流及谐振电压组成系统状态向量, 取谐振回路输入电压为系统输入向量, 即 $x = [i_p, u_p, i_s, u_s]^T$, $u = [u_{in}]$, 则根据电路原理可得系统状态空间模型为

$$\dot{x} = Ax + BE_{dc} \text{sgn}(Px), \quad (2)$$

式中

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_s R_p}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_s}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M(R_s + R_L)}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M}{M^2 - L_p L_s} \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{M R_p}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_p(R_s + R_L)}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_p}{M^2 - L_p L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{-L_s}{M^2 - L_p L_s} & \frac{-M}{M^2 - L_p L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$P = [1 \ 0 \ 0 \ 0].$$

方程 (2) 中符号函数的取值与系统状态变量相关, 这里将其进行分段线性化处理, 结合分段边界条件的求解, 以分析系统的非线性动力学行为特性.

考虑到系统的分段线性化特性, 假设相邻两个开关切换时刻之间的持续时间为 ξ_i , ($i = 1, 2, \dots, n$), 则在输入电压 E_{dc} 恒定的情况下, 方程 (2) 在各线

线性化时间段内的相轨迹映射函数可表示为

$$f(t, x_{0i}) = \Phi(t)x_{0i} + (\Phi(t) - I)A^{-1}BE_{dc}\text{sgn}(Pf(t, x_{0i})),$$

$$t \in [0, \xi_i], i = 1, 2, \dots, n, \quad (3)$$

式中 $\Phi(t) = e^{At}$, x_{0i} 为第 i 个线性化时间段的初始状态, I 为 4 阶单位矩阵.

基于复合映射方法, 可得系统以 x_0 为初始状态的状态迭代映射模型为

$$x_n = f_1 \circ f_2 \circ \dots \circ f_{n-1} \circ f_n(x_0)$$

$$= f(\xi_n, f(\xi_{n-1}, \dots, f(\xi_2, f(\xi_1, x_0))))), \quad (4)$$

式中, 时间 ξ_i 满足以下边界条件:

$$\xi_i = \{t | Pf(t, x_{i-1}) = 0, Pf(\tau, x_{i-1}) \neq 0, \tau \in (0, t), t \in R^+, i = 1, 2, \dots, n\}. \quad (5)$$

系统进入稳态后, 原副边谐振电路的电压和电流将作等幅振荡, 系统状态向量的相轨迹流收敛到极限环吸引子上, 状态周期性重复. 假设周期为 T , 且 x_n 与 x_{n+2} 分别为稳态振荡周期的初始状态及终止状态, 则由 (3) 和 (4) 式可得系统在该振荡周期内的频散映射模型为

$$x_{n+2} = F(\xi_{n+2}, \xi_{n+1}, x_n)$$

$$= f(\xi_{n+2}, f(\xi_{n+1}, x_n))$$

$$= \Phi(\xi_{n+2} + \xi_{n+1})x_n + (\Phi(\xi_{n+2} + \xi_{n+1}) - 2\Phi(\xi_{n+1}) + I)A^{-1}BE_{dc}. \quad (6)$$

稳态时, 方程 (6) 存在周期不动点, 即 $x_{n+2} = x_n = x^*$, 且前、后半周期的振荡具有对称性, 持续时间相等, 即 $\xi_{n+2} = \xi_{n+1} = T/2$. 则由 (6) 式可得以 T 为周期的系统状态周期不动点为

$$x^*(T) = \left(I + \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right)^{-1}$$

$$\times \left(I - \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right) A^{-1}BE_{dc}. \quad (7)$$

结合谐振软开关的边界条件, 可得系统的稳态等幅振荡周期集合 Γ 可表示为

$$\Gamma = \{T | Px^*(T) = 0, Pf(\tau, x^*) \neq 0, T \in R^+, \tau \in (0, T/2)\}. \quad (8)$$

集合 Γ 非空时, 在各振荡周期不动点处, 系统频散映射模型 (6) 的雅可比矩阵可计算如下 [6]:

$$D_{x^*}F = \frac{\partial F}{\partial x^*} + \frac{\partial F}{\partial \xi_{n+2}} \cdot \left(\frac{\partial \xi_{n+2}}{\partial x^*} \right)$$

$$+ \frac{\partial F}{\partial \xi_{n+1}} \cdot \left(\frac{\partial \xi_{n+1}}{\partial x^*} \right). \quad (9)$$

根据雅可比矩阵 (9) 的特征值的分布情况, 可以判断其对应自治振荡的周期闭轨稳定性. 当所有特征值均位于单位圆内, 则对应自治振荡的周期闭轨是稳定的; 当至少有一个特征值位于单位圆外, 则对应自治振荡的周期闭轨是不稳定的.

根据 (4), (5) 式所示的迭代映射模型及其边界条件, 可得任意初始状态 x_0 下, 系统相轨迹流穿过庞加莱截面 $\Sigma : \{x | Px = 0, x \in R^{4 \times 1}\}$ 时的截点及其往复穿越该截面的动态演变过程. 根据 (6)–(8) 式所示的频散映射模型及其周期不动点与周期解集合, 可以获得系统的稳态特性. 当系统稳态等幅振荡周期集合 Γ 元素个数大于 1 时, 系统中发生频率分岔现象, 因为每个振荡周期对应了系统相轨迹流在其相空间中的一个极限环吸引子, 因此, 频率分岔的实质是系统存在多吸引子分岔. 下一节, 将进一步研究系统多吸引子分岔的动力学行为特性, 并提出一种输送控制方法, 对系统相轨迹流进行诱导, 使其收敛到指定的稳定吸引子.

3 多吸引子分岔的输送控制

假设 (8) 式所示的稳态等幅振荡周期集合 Γ 的元素数量为 j , 则与集合 Γ 相对应的系统状态周期不动点集合可表示如下:

$$X^* = \{g | g = x^*(T_i), T_i \in \Gamma, i = 1, 2, \dots, j\}. \quad (10)$$

假设 $x(t)$ 对应系统的瞬态相轨迹流, $g(t)$ 对应周期为 T 的极限环吸引子轨迹, t_0 为系统的初始时刻, $x(t_0)$ 为系统的初始状态, 则极限环吸引子的吸引域可定义为所有能收敛于目标极限环吸引子 $g(t)$ 的相轨迹流 $x(t)$ 的初始状态 $x(t_0)$ 的集合, 即

$$\Psi(g|t_0) = \{x(t_0) | \lim_{t \rightarrow \infty} |x(t) - g(t)| = 0\}. \quad (11)$$

在 IPT 系统中, 系统各主要参数的变化均可能导致系统产生多个自治振荡频率, 即发生多吸引子分岔. 由于系统的高阶非线性特性, 导致各极限环吸引子的吸引域在高维空间的分布异常复杂, 一个小的参数扰动就可能引起系统相轨迹流在各稳定极限环吸引子间转移, 体现在系统外特性上即是工作频率跳变, 从而使得系统工作频率具有一定的不确定性. 因此, 让系统能稳定收敛到指定的工作频率上, 对 IPT 系统具有十分重要的意义.

极限环吸引子的输送控制即是通过采用一定的控制措施,使得系统相轨迹流进入目标极限环吸引子的吸引域,并最终收敛到目标极限环吸引子.输送控制作用的时间为从当前状态到进入目标极限环吸引子吸引域并被其“俘获”的时间.针对 IPT 系统的多吸引子分岔问题,本文提出一种基于延时干扰 (time delay perturbation, TDP) 的输送控制方法,使得系统相轨迹可以收敛到任何指定的稳定极限环吸引子上.

该方法的思想是通过在反馈信号 (即原边谐振电流的检测信号) 上加入一段延时干扰,使得系统相轨迹脱离当前极限环吸引子的吸引域,而进入目标极限环的吸引域.加入干扰作用后,系统的数学模型为

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + BE_{dc} \text{sgn}(Px(t - \tau_d)), \quad (12)$$

式中

$$\begin{aligned} \tau_d &= (u(t_c) - u(t_c - T_d))\delta, \delta \in (0, T_0), \\ T_d &\geq \min \{ \tau | x(\tau) \in \Psi(g|t_0) \}, \end{aligned} \quad (13)$$

为以单位阶跃信号 $u(t)$ 描述的宽度为 T_d , 幅值为 δ , 开始时刻为 t_c 的矩形脉冲函数.值得注意的是,该矩形脉冲函数的“宽度” T_d 及“幅值 δ ”均为时间量,其中, δ 参数描述了对反馈信号进行延时移相的时间长度,其取值决定了相轨迹脱离当前吸引子吸引域的程度,取得太小,则其产生的逃脱力不足以使相轨迹离开当前吸引子吸引域,最小取值是使得相轨迹能刚好逃逸的延迟时间; T_d 参数描述了延时干扰的持续时间,其取值与目标极限环吸引子的吸引域相关,其最小取值是使得相轨迹能进入目标极限环吸引子吸引域并不再逃逸的时间.

基于延时干扰的 IPT 系统分岔频率输送控制框图如图 2(a) 所示.控制器根据外加的宽度为 T_d 、幅值为 δ 的延时干扰信号对过零检测信号进行延时,并输出延时后的控制信号给开关网络的驱动电路,当延时干扰持续时间结束,输出控制信号又恢复至与过零检测信号同频同相.

根据延迟时间 δ 与当前运行周期 T_0 的大小关系,可将系统控制时序分为两种典型情况: 1) $0 < \delta < 0.5T_0$ 和 2) $0.5T_0 < \delta < T_0$, 其控制时序图分别如图 2(b) 和 (c) 所示.

对于第一种情况,即 $0 < \delta < 0.5T_0$, 当延时干扰起作用时,控制器从反馈信号的当前过零时刻开始延迟 δ 时间长度后输出控制信号,即初始脉冲宽

度为 $\delta + 0.5T_0$, 如图 2(b) 所示.对于第二种情况,即 $0.5T_0 < \delta < T_0$, 由于延迟时间长度超过了半个周期,将使得当延时干扰起作用时,控制器是从反馈信号当前过零时刻的上一次过零时刻开始延迟 δ 时间长度后输出控制信号.因此相对于当前过零时刻而言,其下一次开关切换时刻发生在其后的 $\delta - 0.5T_0$ 时刻,随后的第二次开关时刻则发生在当前过零时刻后的 δ 时刻,即初始脉冲宽度为 $\delta - 0.5T_0$, 如图 2(c) 所示.

如果延时干扰信号的持续时间足够长,则系统将在延时作用下进入稳态,设新的稳态周期为 T_p .则当延时干扰作用结束时,根据延迟时间 δ 与稳态周期 T_p 的大小关系,如果 $0 < \delta < 0.5T_p$, 输出控制脉冲的宽度为 $0.5T_p - \delta$, 如图 2 (b) 所示; 如果 $0.5T_p < \delta < T_p$, 情况相对复杂一些,干扰信号结束后的第一个脉冲将持续到谐振电流振荡回零为止,令谐振电流振荡半周的时间为 t_p , 其大小可以以干扰结束后的第一个开关时刻的系统状态为初始状态,根据 (3) 式所示的映射函数数值计算获得.则输出控制脉冲的宽度为 $t_p + T_p - \delta$, 如图 2(c) 所示.

延时干扰作用下,根据 (7) 式可得稳态周期不动点的表达式为

$$\begin{aligned} x^*(T_p) &= \left(I + \Phi \left(\frac{T_p}{2} \right) \right)^{-1} \\ &\quad \times \left(I - \Phi \left(\frac{T_p}{2} \right) \right) A^{-1} BE_{dc}. \end{aligned} \quad (14)$$

由于控制信号与原边谐振电流的过零检测信号存在固定的时间延迟,因此,在延时干扰作用下,系统不再工作在零电流软开关模式,而是在开关电流非零的情况下强制换流.结合 (12) 式所示的输送控制策略,根据延迟时间 δ 与稳态周期 T_p 的大小关系,可得系统存在两种典型的稳态波形,分别如图 3(a) 和 (b) 所示.

根据图 3 所示的典型稳态波形,可得系统的稳态振荡周期 T_p 需满足如下边界条件:

$$\begin{aligned} &P \left(\Phi \left(\frac{T_p}{2} - \delta \right) x^* + \left(\Phi \left(\frac{T_p}{2} - \delta \right) - I \right) A^{-1} BE_{dc} \right) \\ &= 0, \quad \delta \in \left(0, \frac{T_p}{2} \right), \\ &P \left(\Phi(T_p - \delta) x^* + \left(\Phi(T_p - \delta) - I \right) A^{-1} BE_{dc} \right) \\ &= 0, \quad \delta \in \left(\frac{T_p}{2}, T_p \right). \end{aligned} \quad (15)$$

由 (14), (15) 式联立可以解得系统在延时干扰

作用下进入稳态时可能的运行周期. 值得注意的是, 所求得的周期解中只有在相邻两次开关切换动作间谐振电流 i_p 单次过零的解才是有效的周期解. 更

严格一点则需要满足:

- 1) $0 < \delta < 0.5T_p$, i_p 在正半周单次反向过零;
- 2) $0.5T_p < \delta < T_p$, i_p 在正半周单次正向过零.

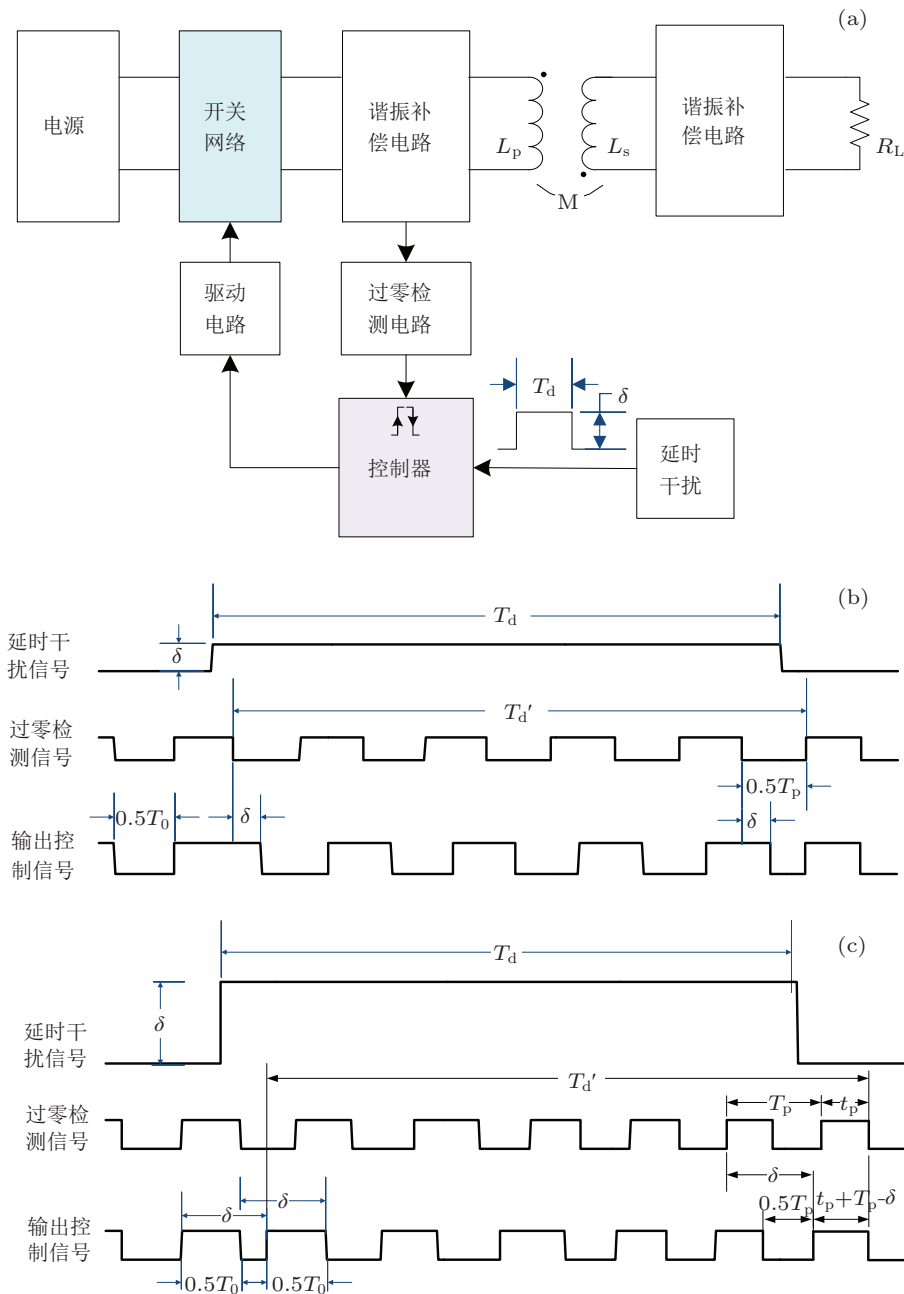


图2 (a) 基于延时干扰的 IPT 系统分岔频率输送控制框图; (b) 控制时序图 ($0 < \delta < 0.5T_0$); (c) 控制时序图 ($0.5T_0 < \delta < T_0$)

4 多吸引子分岔的输送控制仿真研究

4.1 系统仿真模型

这里将对一个串联谐振型 IPT 系统的多极限环吸引子分岔及其输送控制进行仿真研究. 根据图

2(a) 所示的控制框图建立图 1 所示 IPT 系统的输送控制仿真模型, 如图 4 所示. 系统的初始状态根据 (10) 式计算的结果进行设置, 延时干扰的参数根据 (15) 式进行设置. 系统主要参数取值如表 1 所示.

根据稳态等幅振荡周期集合 (8) 式与周期不动点处的雅可比矩阵的特征值 (9) 式的分布情况, 可

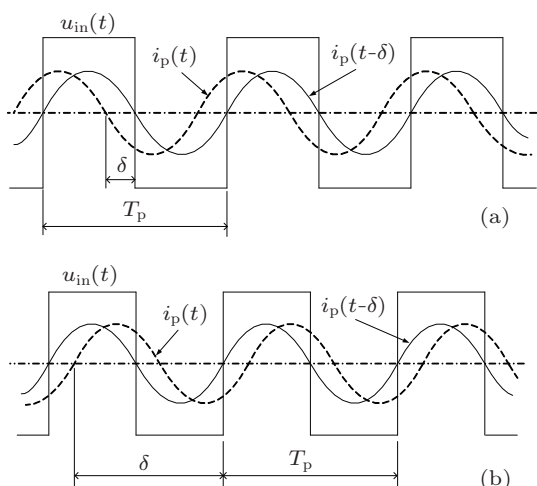


图3 延时干扰作用下的典型稳态波形 (a) $0 < \delta < 0.5T_p$; (b) $0.5T_p < \delta < T_p$

得在如表 1 所示参数下, IPT 系统具有如表 2 所示的三个谐振软开关工作点, 其中两个点具有闭轨稳定性, 一个点不具有闭轨稳定性, 因此系统在该组

参数下存在多吸引子分岔.

由于谐振点 2 不具有闭轨稳定性, 因此这里只考虑谐振点 1 和 3 的输送控制. 根据前面所讨论的延时干扰参数的取值方法, 这里针对谐振点 1 的输送控制, 设置延时干扰信号参数为: $\delta = 15 \mu\text{s}$, $T_d = 1 \text{ ms}$, 针对谐振点 3 的输送控制, 设置延时干扰信号参数为: $\delta = 5 \mu\text{s}$, $T_d = 1 \text{ ms}$.

4.2 输送控制特性分析

因为在系统进入稳态后, 其工作点只可能是谐振点 1 或者 3, 因此, 这里分别以这两个稳态工作点的周期不动点为初始状态, 仿真分析其相应的输送控制问题. 在所设定的延时干扰信号作用下, 系统在几种典型情况下的输出控制信号频率曲线分别如图 5(a)—(d) 所示. 图中, 谐振点 1 的频率值为 63.29 kHz, 与表 2 中 63.25 kHz 间的偏差是由于仿真步长为 $0.01 \mu\text{s}$ 所带来的截断误差导致的.

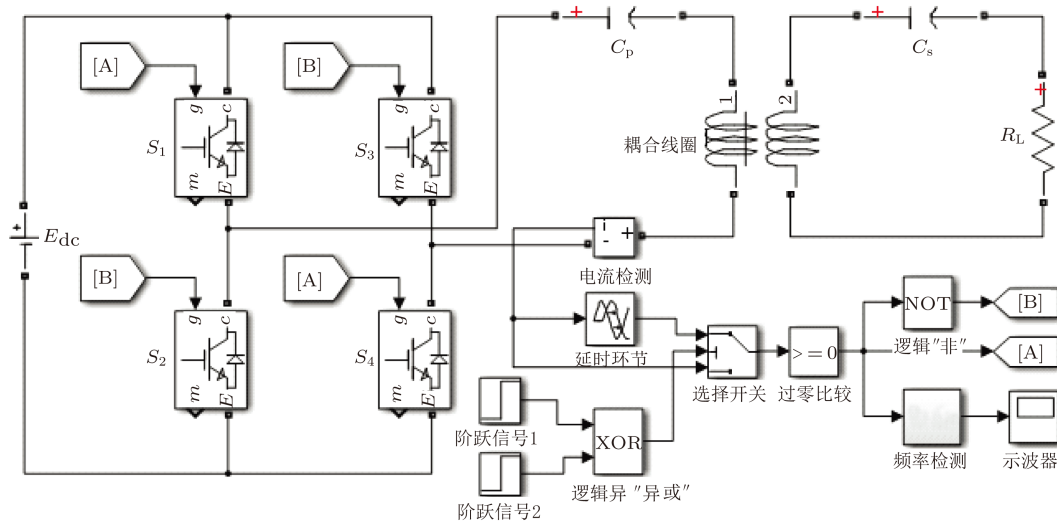


图4 基于延时干扰的 IPT 系统分岔频率输送控制系统仿真模型

表 1 串联谐振型 IPT 系统参数表

参数	取值
输入直流电压 E_{dc}/V	5
原边谐振电感 $L_p/\mu\text{H}$	58.8
原边谐振电容 $C_p/\mu\text{F}$	0.15
副边谐振电感 $L_s/\mu\text{H}$	84.7
副边谐振电容 $C_s/\mu\text{F}$	0.10
原边串联等效阻抗 R_p/Ω	0.16
副边串联等效阻抗 R_s/Ω	0.21
互感 $M/\mu\text{H}$	22.5
负载 R_L/Ω	5

表 2 串联谐振型 IPT 系统谐振软开关工作点

谐振工作点	周期值/ μs	频率值/kHz	$ \lambda _{\max}$	闭轨稳定性
谐振点 1	15.81	63.25	0.9323	稳定
谐振点 2	17.75	56.34	4.0370	不稳定
谐振点 3	20.80	48.08	0.7972	稳定

由图 5(a), (b) 可知, 在所设定的谐振点 1 的输入控制参数作用下, 不管系统初始工作点在谐振点 1 还是 3, 最后系统都稳定到谐振点 1. 由图 5(c), (d) 可知, 在所设定的谐振点 3 的输入控制参数作用下,

不管系统初始工作点在谐振点 1 还是 3, 最后系统都稳定到谐振点 3. 因此, 本文所提出的基于延时干扰的分岔频率输送控制方法是有效的.

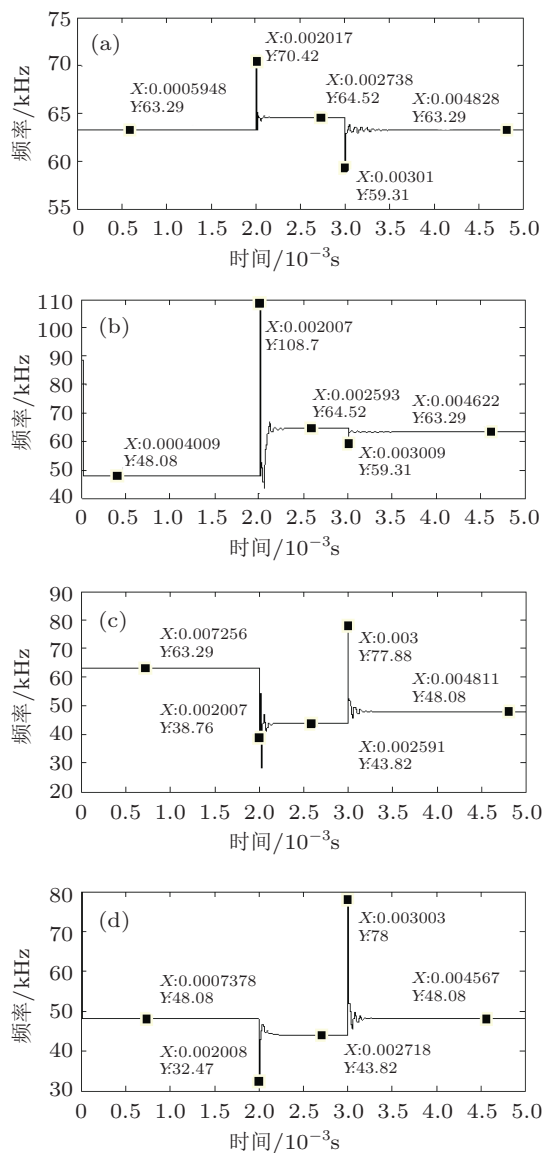


图 5 输送控制作用下的控制信号频率曲线 (a) 初始工作点为谐振点 1, 扰动参数为 $\delta = 15 \mu\text{s}$, $T_d = 1 \text{ ms}$; (b) 初始工作点为谐振点 3, 扰动参数为 $\delta = 15 \mu\text{s}$, $T_d = 1 \text{ ms}$; (c) 初始工作点为谐振点 1, 扰动参数为 $\delta = 5 \mu\text{s}$, $T_d = 1 \text{ ms}$; (d) 初始工作点为谐振点 3, 扰动参数为 $\delta = 5 \mu\text{s}$, $T_d = 1 \text{ ms}$

根据图 2(b), (c) 所示的两种延时干扰控制时序图及其相关讨论可知, 对谐振点 1 的输送控制, 当延时干扰信号起作用时, 其初始脉冲宽度为 $\delta - 0.5T_0$, 初始点为谐振点 1 时, $T_0 = 15.81 \mu\text{s}$, 则该脉冲频率为 $0.5/(\delta - 0.5T_0) = 70.47 \text{ kHz}$; 初始点为谐振点 3 时, $T_0 = 20.80 \mu\text{s}$, 则该脉冲频率为 $0.5/(\delta - 0.5T_0) = 108.7 \text{ kHz}$, 与图 5(a), (b) 所示的结果一致. 类似地, 对谐振点 3 的输送控制, 当延

时干扰信号起作用时, 其第一个脉冲信号的宽度为 $\delta + 0.5T_0$, 初始点为谐振点 1 时, $T_0 = 15.81 \mu\text{s}$, 则该脉冲频率为 $0.5/(\delta + 0.5T_0) = 38.74 \text{ kHz}$; 初始点为谐振点 3 时, $T_0 = 20.80 \mu\text{s}$, 则该脉冲频率为 $0.5/(\delta + 0.5T_0) = 32.47 \text{ kHz}$, 与图 5(c), (d) 所示的结果一致.

由于所设置的延时干扰持续时间 T_d 足够长, 因此, 在图 5 所示的四种情形中, 系统在延时干扰作用下均进入了稳态. 根据 (14), (15) 式及其单次过零的筛选条件, 可以通过数值求解得到系统在延时干扰作用下的稳态周期. 当 $\delta = 5 \mu\text{s}$ 时, 解得 $T_p = 22.81 \mu\text{s}$, 则频率为 $1/T_p = 43.84 \text{ kHz}$; 当 $\delta = 15 \mu\text{s}$ 时, 解得 $T_p = 15.50 \mu\text{s}$, 则频率为 $1/T_p = 64.52 \text{ kHz}$; 分别与图 5(a)—(d) 所示的结果一致.

当延时干扰信号结束时, 根据前面的讨论可知, 其输出控制信号脉冲的宽度为 $0.5T_p - \delta$ ($0 < \delta < 0.5T_p$) 或 $t_p + T_p - \delta$ ($0.5T_p < \delta < T_p$). 当 $\delta = 5 \mu\text{s}$ 时, $T_p = 22.81 \mu\text{s}$, 则输出控制脉冲初始频率为 $0.5/(0.5T_p - \delta) = 78.06 \text{ kHz}$; 当 $\delta = 15 \mu\text{s}$ 时, $T_p = 15.50 \mu\text{s}$, 可以算得 $t_p = 7.93 \mu\text{s}$, 则输出控制脉冲频率为 $0.5/(t_p + T_p - \delta) = 59.31 \text{ kHz}$; 分别与图 5(a)—(d) 所示的结果一致.

综上所述, 通过设置合适的延时干扰参数, 可以有效地实现各稳定分岔频率的输送控制. 在延时干扰的开始和结束时刻, 都会产生幅值不等的频率跃变, 跃变的幅值由延时参数 δ 、当前运行周期 T_0 或者 T_p 等参数决定.

4.3 延时干扰参数分析

根据前面的分析与讨论可知, 选择合适的延时参数 δ 及干扰持续时间 T_d , 即可实现分岔频率的输送控制. 因此, 选取合适的控制参数, 对控制器的设计具有十分重要的作用.

干扰持续时间 T_d 的选择范围相对较大, 其最小值为使系统相轨迹流进入目标极限环吸引子吸引域并不再逃逸所需的时间, 理论上没有上限. 但是, 如果 T_d 足够大, 系统将在延时干扰作用下进入稳态, 其状态将周期性重复, 继续维持延时干扰并不会对系统能否进入目标极限环吸引子的吸引域带来任何好处, 相反, 由于延时干扰作用下系统工作在硬开关模式, 开关损耗较大, 因此, 为了尽可能减小损耗, T_d 应以延时干扰作用下系统进入稳态所需的时间为最大值.

延时参数 δ 对系统动态过程的影响最为直接. 根据前面的分析可知, 在 T_d 一定的情况下, 只需改变 δ 即可实现谐振点 1 或者 3 的输送控制. 因此, 该参数对系统相轨迹流脱离当前运行状态并进入目标极限环吸引子吸引域的变轨过程起着关键的作用. 前面分析了典型取值下的控制特性, 这里根据仿真模型在不同 δ 参数下的数值分析结果, 得到 δ 参数与延时干扰作用下的稳态周期 T_p 之间的关系曲线如图 6 所示, 图中, $0.9 \mu\text{s} < \delta < 9.79 \mu\text{s}$ 的区域, 最终收敛至谐振点 3, 而 $9.79 \mu\text{s} < \delta < 16 \mu\text{s}$ 的区域, 最终收敛至谐振点 1.

由图 6 可知, δ 与 T_p 之间存在着非常复杂的非线性关系. $\delta < 0.9 \mu\text{s}$ 时, 将会失去变轨作用, 即延时干扰作用结束后, 系统仍收敛到初始工作点; 且在此取值范围内, 延时干扰作用下的稳态周期出现分岔, 从数值分析结果来看, 上、下分支分别对应于初始工作点为谐振点 3 和 1. $0.9 \mu\text{s} < \delta < 9.79 \mu\text{s}$ 时, 系统能实现谐振点 3 的输送控制. 其中 $8.49 \mu\text{s} < \delta < 8.63 \mu\text{s}$ 时, 延时干扰作用下的稳态周期再次出现分岔, 且谐振点 1 为初始

点时, 进入高频稳态点, 谐振点 3 为初始点时, 进入低频稳态点, 但干扰结束后, 系统相轨迹流均收敛到谐振点 3 的极限环上. $9.79 \mu\text{s} < \delta < 16 \mu\text{s}$ 时, 系统能实现谐振点 1 的输送控制. $\delta > 16 \mu\text{s}$ 时, 延时时间内谐振电流将多次过零, 导致动态响应更加复杂, 这里不予进一步考虑.

因此, 由图 6 可以看出, δ 参数的取值对系统的影响非常大, 取值太小, 可能导致变轨作用失效, 取值太大, 将会导致过于复杂的动态响应过程. 对于给定的系统参数, 可以通过数值求解的方式获得最优的 δ 参数取值范围.

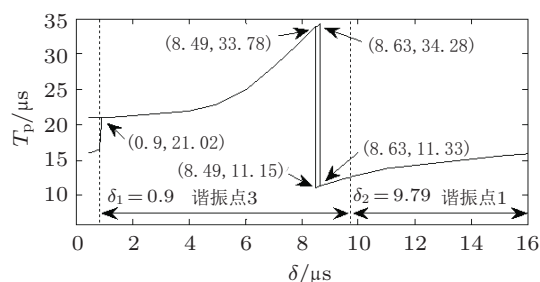


图 6 延时干扰作用下 δ 与 T_p 的关系曲线

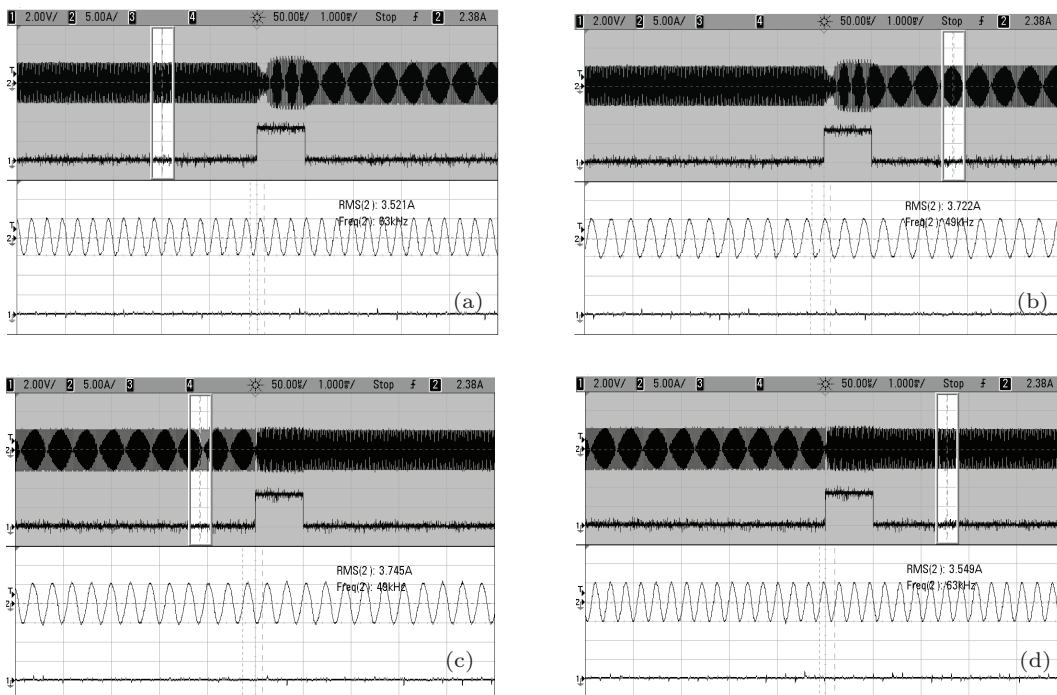


图 7 基于延时干扰的输送控制实验波形图 (a) 高频到低频的高频区局部展开图; (b) 高频到低频的低频区局部展开图 (c) 低频到高频的高频区局部展开图; (d) 低频到高频的低频区局部展开图

5 实验研究

为了进一步验证所提出的分岔频率输送控制

方法, 我们搭建了相应的实验系统进行研究. 实验系统各谐振元件参数及负载参数与仿真模型一致. 输入电压采用安捷伦直流电源提供, 全桥逆变器采

用 MOSFET 作为开关器件. 延时干扰及控制逻辑的产生由 FPGA 实现. 实验时延时干扰持续时间 T_d 设置为 1 ms, 延时参数 δ 分别设置为 5 μ s 和 15 μ s, 并可通过拨动开关进行选择. 实验中, 分别测试了谐振点 1 (高频) 和 谐振点 3 (低频) 的输送控制效果, 这里给出两个工作点相互变轨过程的实验波形, 分别如图 7 所示. 各子图中, 波形上半部分为全过程的整体波形, 下半部为上半部光标选择区的局部展开图. 实验所测试的波形分别是原边谐振电流 (上) 及延时干扰控制信号 (下).

由图 7(a)—(d) 可知, 在所设置的延时干扰控制参数下, 系统有效地实现了谐振点 1 和 谐振点 3 之间的相互变轨, 因此, 本文所提出的基于延时干扰实现分岔频率输送控制的方法是完全可行的.

6 结论

本文以串联型感应电能传输 (IPT) 系统为例, 研究了 IPT 系统的多谐振软开关频率分岔现象的输送控制问题, 提出了基于延时干扰的分岔频率输送控制方法. 文中建立了系统的迭代映射模型, 根据不动点理论推导出了系统的软开关谐振周期集合, 给出了系统谐振工作点的稳定性理论判据, 并详细分析了延时干扰过程的动力学行为特性, 讨论了延时参数的取值范围. 结合具体实例系统, 对所提出的输送控制方法进行了仿真和实验验证. 本文所提出的延时干扰分岔频率输送控制方法具有简单可靠的特点, 不需要在主电路上增加额外的电路, 只需在检测反馈信号上加入合适的延时干扰即可. 尤其适合于 IPT 系统的频率稳定控制.

-
- [1] Cha H, Park W, Je M 2012 *IEEE Trans. CAS II* **59** 409
- [2] Liu X, Hui S Y R 2007 *IEEE Trans. Power Electron* **22** 21
- [3] Huh J, Lee S W, Lee W Y, Cho G H, Rim C T 2011 *IEEE Trans. Power Electron* **26** 3666
- [4] Wang C S, Covic G A, Stielau O H 2004 *IEEE Trans. Ind. Electron* **51** 148
- [5] Tang C S, Sun Y, Su Y G, Nguang S K, Hu A P 2009 *IEEE Trans. Power Electron* **24** 416
- [6] Tang C S, Sun Y, Dai X, Wang Z H, Su Y G, Hu A P 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 745 (in Chinese) [唐春森, 孙跃, 戴欣, 王智慧, 苏玉刚, 呼爱国 2011 物理学报 **60** 745]
- [7] Dai X, Huang X Y, Sun Y 2006 *Transactions of China Electrotechnical Society* **21** 78 (in Chinese) [戴欣, 黄席樾, 孙跃 2006 电工技术学报 **21** 78]
- [8] Wang F Q, Zhang H, Ma X K, Li X M 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6838 (in Chinese) [王发强, 张浩, 马西奎, 李秀明 2009 物理学报 **58** 6838]
- [9] Maity S, Suraj Y 2012 *IEEE Trans. Power Electron.* **27** 4914
- [10] Sha J, Bao B C, Xu J P, Gao Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 120501 (in Chinese) [沙金, 包伯成, 许建平, 高玉 2012 物理学报 **61** 120501]
- [11] Yang R, Zhang B 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3789 (in Chinese) [杨汝, 张波 2007 物理学报 **56** 3789]
- [12] Han T, Zhuo F, Yan J K, Liu T, Wang Z A 2005 *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy* **24** 45 (in Chinese) [韩腾, 卓放, 闫军凯, 刘涛, 王兆安 2005 电工电能新技术 **24** 45]
- [13] Niu W Q, Gu W, Chu J X, Shen A D 2012 *Electro. Letters* **48** 723

Transition control of bifurcated frequencies in inductive power transfer systems through time delay perturbation*

Tang Chun-Sen^{1)†} Sun Yue¹⁾ Dai Xin¹⁾ Wang Zhi-Hui¹⁾
Su Yu-Gang¹⁾ Hu Aiguo²⁾

1) (College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

2) (School of Engineering, The University of Auckland, Auckland 1010, New Zealand)

(Received 15 March 2013; revised manuscript received 7 April 2013)

Abstract

Frequency bifurcation is the most typical nonlinear phenomenon in inductive power transfer (IPT) systems. Two stable and one unstable resonant frequencies exist in a bifurcated IPT system while the unstable one lies between the two stable frequencies. To achieve the transition control of the bifurcated frequencies, this paper proposes an orbit shift method through a time delay perturbation, which is applied to the feedback signal. The phase trajectory can be shifted among the stable limit cycle attractors by adjusting the parameters of the time delay perturbation. The operation principle and implementation of the proposed method have been investigated in detail on an example IPT system with series tuned primary and secondary circuits. Both simulation and experimental results have verified the validation of the proposed method. The research results can provide useful theoretical reference for transition control of other similar multiple-attractor bifurcation behaviors.

Keywords: inductive power transfer, frequency bifurcation, transition control, time delay perturbation

PACS: 84.30.Jc, 05.45.–a

DOI: 10.7498/aps.62.158401

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51007100, 51277192), and the China Postdoctoral Science Special Foundation (Grant No. 201104317).

† Corresponding author. E-mail: cstang@cqu.edu.cn