

# (12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103166329 A

(43) 申请公布日 2013. 06. 19

(21) 申请号 201310067393. 3

(22) 申请日 2013. 03. 04

(71) 申请人 重庆大学

地址 400044 重庆市沙坪坝区沙正街 174 号

(72) 发明人 唐春森 王智慧 苏玉刚 戴欣

孙跃

(74) 专利代理机构 重庆为信知识产权代理事务

所(普通合伙) 50216

代理人 余锦曦

(51) Int. Cl.

H02J 17/00(2006. 01)

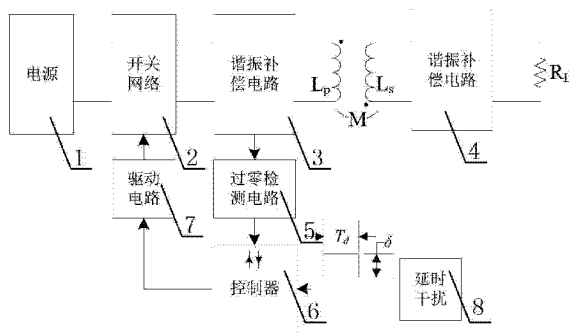
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

## (54) 发明名称

IPT 系统中的分岔频率输送控制电路及其控制方法

## (57) 摘要

本发明公开一种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路及其控制方法, 电路包括电源模块、开关网络、原边谐振补偿电路、发射线圈、接收线圈、副边谐振补偿电路以及负载, 其特征在于: 在控制器上连接有延时干扰模块, 控制器根据延时干扰模块输出的延时干扰信号和过零检测电路输出的过零信号控制开关网络的工作状态。其显著效果是: 电路结构简单, 控制方便, 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适时的延时干扰, 通过设计这种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路以及该电路的具体控制方法, 使得系统相轨迹流可以收敛到指定的稳定极限环吸引子上, 从而提高 IPT 系统的稳定性和可靠性。



1. 一种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路,包括电源模块(1)、开关网络(2)、原边谐振补偿电路(3)、发射线圈、接收线圈、副边谐振补偿电路(4)以及负载,其特征在于:所述原边谐振补偿电路(3)上连接有过零检测电路(5),该过零检测电路(5)的输出端连接有控制器(6),该控制器(6)的输出端经过驱动电路(7)与所述开关网络(2)相连,在所述控制器(6)上还连接有延时干扰模块(8),所述控制器(6)根据延时干扰模块(8)输出的延时干扰信号和过零检测电路(5)输出的过零信号控制所述开关网络(2)的工作状态。

2. 一种如权利要求 1 所述 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路的控制方法,其特征在于按照以下步骤进行:

步骤 1:确定 IPT 系统的两个稳定分岔频率为  $f_1$  和  $f_2$ ,且  $f_1 < f_2$ ;

步骤 2:设置两种延时干扰信号,分别为第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 和第二延时干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ),其中  $\delta_1$  为第一延时干扰信号的延时时间且  $\frac{1}{2f_1} < \delta_1 < \frac{1}{f_1}$ ,  $T_{d1}$  为第一延时干扰信号的持续时间,  $\delta_2$  为第二延时干扰信号的延时时间且  $0 < \delta_2 < \frac{1}{2f_2}$ ,  $T_{d2}$  为第二延时干扰信号的持续时间。

步骤 3:如果 IPT 系统需要从稳定分岔频率  $f_1$  控制到  $f_2$  时,由所述延时干扰模块(8)输出第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 到所述控制器(6)中;如果 IPT 系统需要从稳定分岔频率  $f_2$  控制到  $f_1$  时,由所述延时干扰模块(8)输出第二延时干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ) 到所述控制器(6)中;

步骤 4:在无干扰信号作用时,所述控制器(6)输出的控制信号与所述过零检测电路(5)输出的过零信号同频同相;

当控制器(6)接收到第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 时,输出的控制信号为所述过零信号滞后  $\delta_1$  时间长度的信号,且延时干扰作用的持续时间为  $T_{d1}$ ,当持续时间  $T_{d1}$  结束时,所述控制信号再恢复为与所述过零信号同频同相;

当控制器(6)接收到第二延时干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ) 时,输出的控制信号为所述过零信号滞后  $\delta_2$  时间长度的信号,且延时干扰作用的持续时间为  $T_{d2}$ ,当持续时间  $T_{d2}$  结束时,所述控制信号再恢复为与所述过零信号同频同相。

3. 根据权利要求 2 所述的 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路的控制方法,其特征在于:当原边谐振补偿电路(3)和副边谐振补偿电路(4)均为串联谐振回路时,按照如下步骤确定 IPT 系统的两个稳定分岔频率  $f_1$  和  $f_2$ :

$$\text{步骤 1-1: 组建方程} \begin{cases} Px^*(T) = 0 \\ Pf(\tau, x^*) \neq 0, \tau \in \left(0, \frac{T}{2}\right), \text{其中:} \end{cases}$$

$$\begin{cases} x^*(T) = \left[ I + \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right]^{-1} \left[ I - \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right] A^{-1} B E_{dc} \\ f(\tau, x^*) = \Phi(\tau) x^* + [\Phi(\tau) - I] A^{-1} B E_{dc} \\ \Phi(t) = e^{At} \end{cases}$$

且 P 为投影矩阵, A、B 为系统系数矩阵, I 为与 A 同阶数的单位矩阵,  $E_{dc}$  为电源模块(1)的输出电压, x 为系统状态向量,  $x^*$  为系统状态向量 x 的周期不动点, 且有:

$$x = [i_p, u_p, i_s, u_s]^T;$$

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

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

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

其中,  $i_p$  为原边谐振电流,  $u_p$  为原边谐振电压,  $i_s$  为副边谐振电流,  $u_s$  为副边谐振电压,  $L_p$  为发射线圈电感值,  $R_p$  为发射线圈等效电阻值,  $C_p$  为原边补偿电容值,  $L_s$  为接收线圈电感值,  $R_s$  为接收线圈等效电阻值,  $C_s$  为副边补偿电容值,  $R_L$  为负载电阻值, M 为发射线圈与接收线圈之间的互感值;

步骤 1-2: 根据上述方程解出系统分岔区域的三个根为  $T_1, T', T_2$  且  $T_1 > T' > T_2$ ;

步骤 1-3: 根据步骤 1-2 中的三个根确定稳定分岔频率  $f_1 = \frac{1}{T_1}$ ,  $f_2 = \frac{1}{T_2}$ 。

4. 根据权利要求 2 所述的 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路的控制方法, 其特征在于: 所述第一延时干扰信号的持续时间  $T_{d1} \geq \frac{20}{f_1}$ , 所述第二延时干扰信号的持续时间

$$T_{d2} \geq \frac{20}{f_2}。$$

## IPT 系统中的分岔频率输送控制电路及其控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及到感应电能传输技术(Inductive Power Transfer, 简称 IPT), 具体地说, 是一种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路及其控制方法。

### 背景技术

[0002] 感应电能传输技术(Inductive Power Transfer, 简称 IPT) 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, 在生物医电、轨道交通、电动汽车、消费电子等领域有着广泛的应用前景, 已成为电力电子领域的研究热点之一。

[0003] 如图 1 所示, 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, 副边能量接收线圈上感应到的电能经无功补偿和能量变换后输出给负载。结构的特殊性和复杂性导致系统呈现出典型的高阶非线性特性, 从而引起复杂的动力学行为, 增加了系统建模分析与控制的难度。

[0004] 文献研究表明, 在 IPT 系统中, 当系统参数如互感、原副边谐振网络参数以及负载阻抗等发生变化, 都可能引起系统谐振频率的分岔。在分岔区, 体现为系统存在三个谐振频率, 其中两个具有自治振荡稳定性, 而另一个不具有自治振荡稳定性, 且该频率值位于两个稳定频率值之间。关于非接触电能传输系统频率分叉现象研究可以参考文献《电工电能新技术》2005 年 4 月, 第 24 卷第 2 期公开的论文: 非接触电能传输系统频率分叉现象研究, 作者: 西安交通大学电气学院, 韩腾, 卓放, 等。

[0005] 综上所述, 现有技术的缺陷是: 在系统随参数变化进入存在超过一个稳定谐振频率的频率分岔区后, 究竟会工作于哪一个分岔频率, 具有一定的随机性, 目前尚无办法实现指定频率所对应极限环吸引子的相轨迹动态输送控制, 从而导致系统传输效率不稳定等问题。

### 发明内容

[0006] 为了克服上述缺陷, 本发明提供一种分岔频率的输送控制电路及其控制方法, 针对每个谐振频率点分别设置其输送控制参数, 然后即可像操作电视机换台一样控制 IPT 系统在其多个稳定谐振频率点上自由切换。

[0007] 为了实现上述目的, 本发明所采用的具体技术方案如下:

[0008] 一种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路, 包括电源模块、开关网络、原边谐振补偿电路、发射线圈、接收线圈、副边谐振补偿电路以及负载, 其关键在于: 所述原边谐振补偿电路上连接有 过零检测电路, 该过零检测电路的输出端连接有控制器, 该控制器的输出端经过驱动电路与 所述开关网络相连, 在所述控制器上还连接有延时干扰模块, 所述控制器根据延时干扰模块输出的延时干扰信号和过零检测电路输出的过零信号控制所述开关网络的工作状态。

[0009] 结合上述系统结构, 本发明还提出一种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路的控

制方法,具体按照以下步骤进行:

[0010] 步骤 1:确定 IPT 系统的两个稳定分岔频率为  $f_1$  和  $f_2$ ,且  $f_1 < f_2$ ;

[0011] 步骤 2:设置两种延时干扰信号,分别为第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 和第二延时

干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ),其中  $\delta_1$  为第一延时干扰信号的延时时间且  $\frac{1}{2f_1} < \delta_1 < \frac{1}{f_1}$ ,  $T_{d1}$  为第一

延时干扰信号的持续时间,  $\delta_2$  为第二延时干扰信号的延时时间且  $0 < \delta_2 < \frac{1}{2f_2}$ ,  $T_{d2}$  为第二

延时干扰信号的持续时间。

[0012] 步骤 3:如果 IPT 系统需要从稳定分岔频率  $f_1$  控制到  $f_2$  时,由所述延时干扰模块输出第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 到所述控制器中;如果 IPT 系统需要从稳定分岔频率  $f_2$  控制到  $f_1$  时,由所述延时干扰模块输出第二延时干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ) 到所述控制器中;

[0013] 步骤 4:在无干扰信号作用时,所述控制器输出的控制信号与所述过零检测电路输出的过零信号同频同相;

[0014] 当控制器接收到第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 时,输出的控制信号为所述过零信号滞后  $\delta_1$  时间长度的信号,且延时干扰作用的持续时间为  $T_{d1}$ ,当持续时间  $T_{d1}$  结束时,所述控制信号再恢复为与所述过零信号同频同相;

[0015] 当控制器接收到第二延时干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ) 时,输出的控制信号为所述过零信号滞后  $\delta_2$  时间长度的信号,且延时干扰作用的持续时间为  $T_{d2}$ ,当持续时间  $T_{d2}$  结束时,所述控制信号再恢复为与所述过零信号同频同相。

[0016] 作为进一步描述,当原边谐振补偿电路(3)和副边谐振补偿电路(4)均为串联谐振回路时,按照如下步骤确定 IPT 系统的两个稳定分岔频率  $f_1$  和  $f_2$ :

[0017] 步骤 1-1:组建方程 
$$\begin{cases} Px^*(T) = 0 \\ Pf(\tau, x^*) \neq 0, \tau \in \left(0, \frac{T}{2}\right) \end{cases}, \text{其中:}$$

[0018] 
$$\begin{cases} x^*(T) = \left[ I + \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right]^{-1} \left[ I - \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right] A^{-1} B E_{dc} \\ f(\tau, x^*) = \Phi(\tau) x^* + [\Phi(\tau) - I] A^{-1} B E_{dc} \\ \Phi(t) = e^{At} \end{cases}$$

[0019] 且  $P$  为投影矩阵,  $A$ 、 $B$  为系统系数矩阵,  $I$  为与  $A$  同阶数的单位矩阵,  $E_{dc}$  为电源模块的输出电压,  $x$  为系统状态向量,  $x^*$  为系统状态向量  $x$  的周期不动点,且有:

[0020]  $x = [i_p, u_p, i_s, u_s]^T$ ;

$$[0021] \quad A = \begin{bmatrix} \frac{L_s R_p}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_s}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M(R_s + R_L)}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M}{M^2 - L_p L_s} \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{MR_p}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_p(R_s + R_L)}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_p}{M^2 - L_p L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[0022] \quad B = \begin{bmatrix} \frac{-L_s}{M^2 - L_p L_s} & 0 & \frac{-M}{M^2 - L_p L_s} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$[0023] \quad P = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

[0024] 其中,  $i_p$  为原边谐振电流,  $u_p$  为原边谐振电压,  $i_s$  为副边谐振电流,  $u_s$  为副边谐振电压,  $L_p$  为发射线圈电感值,  $R_p$  为发射线圈等效电阻值,  $C_p$  为原边补偿电容值,  $L_s$  为接收线圈电感值,  $R_s$  为接收线圈等效电阻值,  $C_s$  为副边补偿电容值,  $R_L$  为负载电阻值,  $M$  为发射线圈与接收线圈之间的互感值;

[0025] 步骤 1-2: 根据上述方程解出系统分岔区域的三个根为  $T_1, T', T_2$  且  $T_1 > T' > T_2$ ;

[0026] 步骤 1-3: 根据步骤 1-2 中的三个根确定稳定分岔频率  $f_1 = \frac{1}{T_1}, f_2 = \frac{1}{T_2}$ 。

[0027] 作为优选, 所述第一延时干扰信号的持续时间  $T_{d1} \geq \frac{20}{f_1}$ , 所述第二延时干扰信号

的持续时间  $T_{d2} \geq \frac{20}{f_2}$ 。

[0028] 本发明的显著效果是: 电路结构简单, 控制方便, 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适当的延时干扰, 通过设计这种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路以及该电路的具体控制方法, 使得系统相轨迹流可以收敛到指定的稳定极限环吸引子上, 从而提高 IPT 系统的稳定性和可靠性。

#### 附图说明

[0029] 图 1 是原、副边均为串联谐振的 IPT 系统的主电路图;

[0030] 图 2 是本发明的系统原理框图;

[0031] 图 3 是本发明控制信号时序图;

[0032] 图 4 是具体实施例的系统振荡频率响应曲线。

#### 具体实施方式

[0033] 下面结合附图对本发明的具体实施方式以及工作原理作进一步详细说明。

[0034] 如图 1, 图 2 所示, 一种 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路, 包括电源模块 1、开关网络 2、原边谐振补偿电路 3、发射线圈、接收线圈、副边谐振补偿电路 4 以及负载, 所述原边谐振补偿电路 3 上连接有 过零检测电路 5, 主要用于检测原边谐振电流  $i_p$ , 该过零检测电路 5 的输出端连接有控制器 6, 该控制器 6 的输出端经过驱动电路 7 与所述开关网络 2 相连, 在所述控制器 6 上还连接有延时干扰模块 8, 所述控制器 6 根据延时干扰模块 8 输出的延时干扰信号和过零检测电路 5 输出的过零信号控制所述开关网络 2 的工作状态。

[0035] 结合上述电路结构, 本发明还提出一种所述 IPT 系统中的分岔频率输送控制电路的控制方法, 具体按照以下步骤进行:

[0036] 步骤 1: 确定 IPT 系统的两个稳定分岔频率为  $f_1$  和  $f_2$ , 且  $f_1 < f_2$ ;

[0037] 步骤 2: 设置两种延时干扰信号, 分别为第一延时干扰信号  $(\delta_1, T_{d1})$  和第二延时干扰信号  $(\delta_2, T_{d2})$ , 其中  $\delta_1$  为第一延时干扰信号的延时时间且  $\frac{1}{2f_1} < \delta_1 < \frac{1}{f_1}$ ,  $T_{d1}$  为第一延时干扰信号的持续时间,  $\delta_2$  为第二延时干扰信号的延时时间且  $0 < \delta_2 < \frac{1}{2f_2}$ ,  $T_{d2}$  为第二

延时干扰信号的持续时间。

[0038] 步骤 3: 如果 IPT 系统需要从稳定分岔频率  $f_1$  控制到  $f_2$  时, 由所述延时干扰模块 8 输出第一延时干扰信号  $(\delta_1, T_{d1})$  到所述控制器 6 中; 如果 IPT 系统需要从稳定分岔频率  $f_2$  控制到  $f_1$  时, 由所述延时干扰模块 8 输出第二延时干扰信号  $(\delta_2, T_{d2})$  到所述控制器 6 中;

[0039] 步骤 4: 在无干扰信号作用时, 所述控制器 6 输出的控制信号与所述过零检测电路 5 输出的过零信号同频同相;

[0040] 当控制器 6 接收到第一延时干扰信号  $(\delta_1, T_{d1})$  时, 输出的控制信号为所述过零信号滞后  $\delta_1$  时间长度的信号, 且延时干扰作用的持续时间为  $T_{d1}$ , 当持续时间  $T_{d1}$  结束时, 所述控制信号再恢复为与所述过零信号同频同相;

[0041] 当控制器 6 接收到第二延时干扰信号  $(\delta_2, T_{d2})$  时, 输出的控制信号为所述过零信号滞后  $\delta_2$  时间长度的信号, 且延时干扰作用的持续时间为  $T_{d2}$ , 当持续时间  $T_{d2}$  结束时, 所述控制信号再恢复为与所述过零信号同频同相。结合图 3 所示, 可以清晰的看出延时干扰信号对控制信号的干扰效果。

[0042] 在具体实施过程中, 按照如下步骤确定 IPT 系统的两个稳定分岔频率  $f_1$  和  $f_2$ , 本例仅对图 1 所示的原边谐振补偿电路 3 和副边谐振补偿电路 4 均为串联谐振回路的 IPT 系统进行分析, 具体步骤如下:

[0043] 步骤 1-1: 组建方程 
$$\begin{cases} Px^*(T) = 0 \\ Pf(\tau, x^*) \neq 0, \tau \in \left(0, \frac{T}{2}\right) \end{cases}, \text{其中:}$$

$$[0044] \quad \begin{cases} x^*(T) = \left[ I + \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right]^{-1} \left[ I - \Phi\left(\frac{T}{2}\right) \right] A^{-1} B E_{dc} \\ f(\tau, x^*) = \Phi(\tau) x^* + [\Phi(\tau) - I] A^{-1} B E_{dc} \\ \Phi(t) = e^{At} \end{cases}$$

[0045] 且 P 为投影矩阵, A、B 为系统系数矩阵, I 为与 A 同阶数的单位矩阵,  $E_{dc}$  为电源模块 1 的输出电压, x 为系统状态向量,  $x^*$  为系统状态向量 x 的周期不动点, 且有:

$$[0046] \quad x = [i_p, u_p, i_s, u_s]^T;$$

$$[0047] \quad A = \begin{bmatrix} \frac{L_s R_p}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_s}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M(R_s + R_L)}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M}{M^2 - L_p L_s} \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{M R_p}{M^2 - L_p L_s} & \frac{M}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_p(R_s + R_L)}{M^2 - L_p L_s} & \frac{L_p}{M^2 - L_p L_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[0048] \quad B = \begin{bmatrix} \frac{-L_s}{M^2 - L_p L_s} & 0 & \frac{-M}{M^2 - L_p L_s} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$[0049] \quad P = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

[0050] 其中,  $i_p$  为原边谐振电流,  $u_p$  为原边谐振电压,  $i_s$  为副边谐振电流,  $u_s$  为副边谐振电压,  $L_p$  为发射线圈电感值,  $R_p$  为发射线圈等效电阻值,  $C_p$  为原边补偿电容值,  $L_s$  为接收线圈电感值,  $R_s$  为接收线圈等效电阻值,  $C_s$  为副边补偿电容值,  $R_L$  为负载电阻值, M 为发射线圈与接收线圈之间的互感值, 对于原边谐振补偿电路 3 和副边谐振补偿电路 4 为其它形式的电压型拓扑结构而言, 只需改变上述方程组, 以及系统系数矩阵 A、B 中的各个表达式即可, 其它的控制步骤及工作原理与本实施例相同;

[0051] 步骤 1-2: 根据上述方程可以解出系统在分岔区域的三个根为  $T_1, T', T_2$  且  $T_1 > T' > T_2$ , 根据背景技术中所列的参考文献也可以看出, 系统在分岔区域的三个根  $T_1, T', T_2$  分别对应两个稳定频率和一个不稳定频率, 且不稳定频率在两个稳定频率之间;

[0052] 步骤 1-3: 因此根据步骤 1-2 中的三个根可以确定两个稳定分岔频率  $f_1 = \frac{1}{T_1}$ ,

$$f_2 = \frac{1}{T_2}。$$

[0053] 由于延时干扰信号持续时间取值范围较宽, 为了保证系统从一个稳定状态重新进入另一稳定状态, 作为优选, 所述第一延时干扰信号的持续时间  $T_{d1} \geq \frac{20}{f_1}$ , 所述第二延时干

扰信号的持续时间  $T_{d2} \geq \frac{20}{f_2}$ 。

[0054] 结合一个具体 IPT 系统而言,系统参数取值如表 1 所示,根据该系统组建的系统方程组可以求得系统的谐振工作点如表 2 所示,根据表 2 所得的两个稳定分岔频率点的频率值可以设定第一延时干扰信号 ( $\delta_1, T_{d1}$ ) 的延时时间  $\delta_1$  为  $15 \mu s$ ,持续时间  $T_{d1}$  设为  $500 \mu s$ ,第二延时干扰信号 ( $\delta_2, T_{d2}$ ) 的延时时间  $\delta_2$  为  $5 \mu s$ ,持续时间  $T_{d2}$  设为  $500 \mu s$ ,按照上述参数以及控制步骤对该 IPT 系统进行控制,可得图 4 所示的振荡频率响应曲线。

[0055] 通过图 4 分析可见,系统启动进入稳态后,工作在谐振点 3 上,其自治振荡工作频率为  $48.08 \text{ kHz}$ ,当加入时滞干扰信号后,系统振荡频率发生显著变化,由  $48.08 \text{ kHz}$  快速调整至  $64.52 \text{ kHz}$ ,时滞干扰结束后,系统自治振荡频率收敛到  $63.25 \text{ kHz}$ ,系统工作点转移到谐振点 1 上,谐振频率可控,保证系统的稳定性和可靠性。

[0056] 表 1 串联谐振型 IPT 系统参数表

参数	取值
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 $R_p (\Omega)$	0.16
副边串联等效阻抗 $R_s (\Omega)$	0.21
互感 $M (\mu\text{H})$	22.5
负载 $R_L (\Omega)$	5

[0058] 表 2 串联谐振型 IPT 系统谐振工作点

谐振工作点	周期值 ( $\mu\text{s}$ )	频率值 ( $\text{kHz}$ )	闭轨稳定性
谐振点 1	15.81	63.25	稳定
谐振点 2	17.75	56.34	不稳定
谐振点 3	20.80	48.08	稳定

[0059]

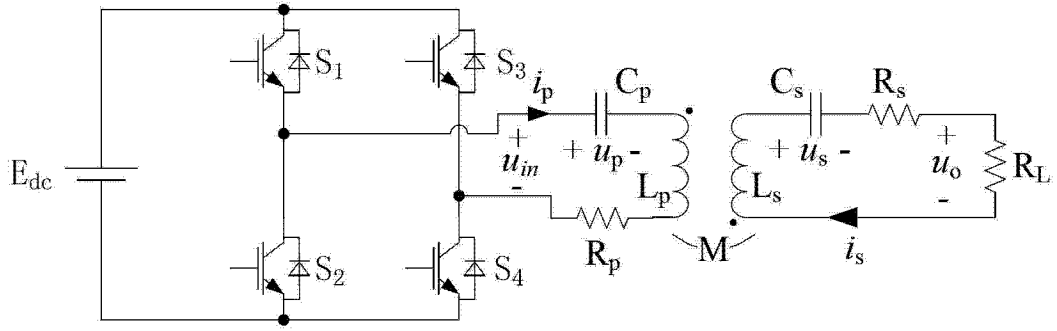


图 1

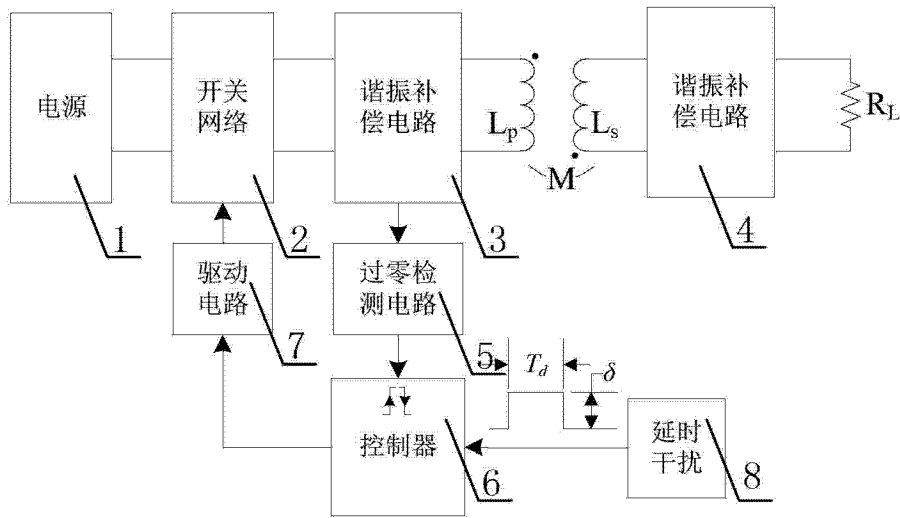


图 2

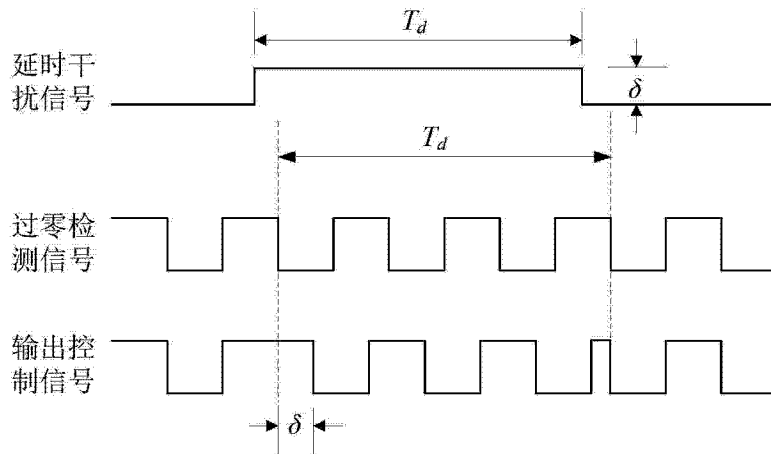


图 3

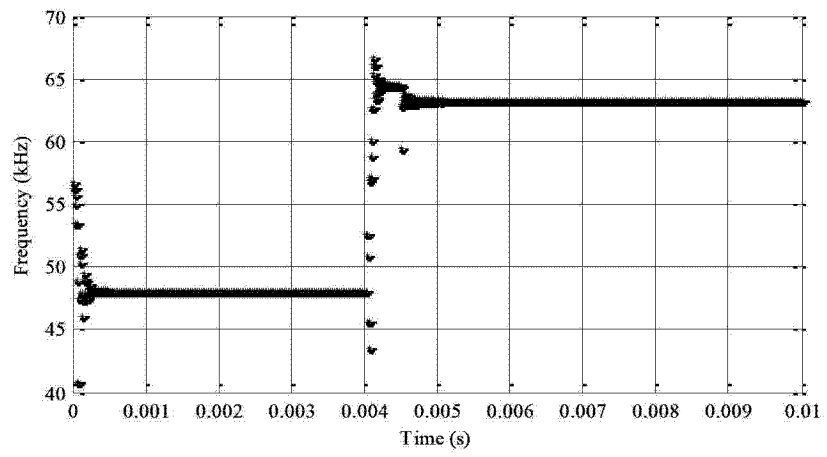


图 4