

基于 SP 谐振补偿网络的 ICPT 系统鲁棒控制研究

朱爽鑫, 曾国辉, 肖俊, 黄勃, 韦钰

(上海工程技术大学 电子电气工程学院, 上海 201620)

摘要: 针对系统参数摄动和外部扰动等不确定因素会影响感应耦合式电能传输系统的鲁棒性这一问题, 设计一种基于 H^∞ 优化控制方法的鲁棒控制器; 为方便系统鲁棒控制的研究, 首先采用广义状态空间平均方程和线性分式变换方法建立感应耦合式电能传输系统的结构化不确定性模型, 然后通过 H^∞ 优化控制方法设计基于该模型的鲁棒控制器并根据 μ 理论分析闭环摄动系统的鲁棒性, 最后仿真得到系统的开环和闭环暂态响应曲线; 结果表明采用 H^∞ 优化控制方法设计的控制器在保证该系统鲁棒性的同时, 也能使系统负载电压快速达到稳定状态。

关键词: 感应耦合式电能传输系统; 广义状态空间平均; 线性分式变换; H^∞ 优化; μ 理论

Study on Robust Control of ICPT System Based on SP Resonance Compensation Network

Zhu Shuangxin, Zeng Guohui, Xiao Jun, Huang Bo, Wei Yu

(School of electronic and electrical engineering, Shanghai University of Engineering Science, Shanghai 201620, China)

Abstract: Aiming at the problem that uncertainties such as parameter perturbation and external disturbance affect the robustness of induction coupled power transmission systems, the robust controller based on H^∞ optimization method is designed. In order to facilitate the study of robust control of the system, the generalized state space averaging equation and the linear fractional transformation method are used to establish the structured uncertain model of the induction coupled power transmission system. Then, the robust controller based on the model is designed by H^∞ optimization method, and the robustness of the closed-loop control is analyzed according to μ theory. Finally, the transient response curves of the open loop and closed loop systems are obtained by simulation. The results show that the The controller designed by H^∞ optimization method not only guarantees the robustness of the system, but also makes the load voltage of the system reach stable state quickly.

Keywords: inductively coupled power transmission system; generalized state space averaging; linear fractional transformation; H^∞ optimization; μ theory

0 引言

感应耦合式电能传输 (inductively coupled power transmission, ICPT) 系统利用交变磁场实现电能的无线传输, 其主要由交变电源、电磁耦合线圈、谐振补偿网络三部分构成。和传统的有线充电方式相比, ICPT 系统采用非接触方式实现电能的无线传输并具备安全、便捷、可靠、低维修成本等优势。随着国内外学者对 ICPT 系统中谐振补偿网络、磁耦合线圈、系统控制策略和辐射安全等方面的理论研究不断深入, 该系统在电动汽车、智能家居、器官移植

等设备的充电系统中得到广泛应用^[1]。

ICPT 系统为高阶非线性系统, 所以系统参数摄动和外部扰动等不确定因素都会对该系统的鲁棒性产生不可避免的影响。为提高 ICPT 系统在不确定因素影响下的鲁棒性, ICPT 系统需通过一定的控制方法实现系统的闭环控制。例如, 比例、积分、微分 (proportion, integral and differential, PID) 控制具有良好的信号跟踪能力, 然而在高阶非线性系统中 PID 的控制参数很难确定, 其控制结果不是很理想^[2]。李砚玲等人采用 μ 控制方法提高 π 型 ICPT 系统对谐振频率摄动的鲁棒性^[3], 然而通过该方法设计的控制器阶数较高, 因此无法得到实际应用。 H^∞ 优化控制方法通过跟踪外部扰动信号、不确定因素和实际系统与近似模型的误差来提高系统的鲁棒性, 然而利用该方法分析闭环摄动系统的鲁棒性较为保守。为避免系统鲁棒性的分析结果过于保守, 本文采用 μ 理论对系统的鲁棒性进行分析。

ICPT 系统中原边和副边线圈之间的空气隙较大, 故采用谐振补偿网络来提高系统能量传输的效率。谐振补偿网络主要有串/串联 (series series, SS)、串/并联 (series

收稿日期: 2018-06-28; 修回日期: 2018-07-25。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61603242), 上海工程技术大学实践教学项目 (P201702003), 上海工程技术大学控制工程正泰电气实践基地建设 (2018 高 5-106)。

作者简介: 朱爽鑫 (1994-), 女, 辽宁昌图人, 硕士研究生, 主要从事嵌入式系统、电力电子与电气传动方向的研究。

曾国辉 (1975-), 男, 江西南昌人, 博士研究生, 硕士生导师, 副教授, 主要从事电力电子与电气传动方向的研究。

parallel, SP)、并/并联 (parallel parallel, PP)、并/串联 (parallel series, PS) 四种形式^[4]。其中, SS 型谐振补偿网络的原边和副边的谐振补偿电容均与电磁耦合线圈串联; SP 型谐振补偿网络的原边谐振补偿电容与电磁耦合线圈串联, 而副边谐振补偿电容与电磁耦合线圈并联; PP 型谐振补偿网络的原边和副边谐振补偿电容均与电磁耦合线圈并联; PS 型谐振补偿网络的原边谐振补偿电容与电磁耦合线圈并联, 而副边谐振补偿电容与电磁耦合线圈串联。

本文选用 SP 型谐振拓扑作为 ICPT 系统的谐振补偿网络并利用广义状态空间平均 (generalized state space averaging, GSSA) 方程将该系统转为线性系统, 采用线性分式变换 (linear fractional transformation, LFT) 方法将 ICPT 系统中的标称和不确定因素分离并建立结构化不确定性模型。在结构化不确定性模型的基础上利用 $H\infty$ 优化控制方法设计鲁棒控制器, 仿真并分析 ICPT 闭环扰动系统的鲁棒性。

1 ICPT 系统的电路拓扑

图 1 为 SP 型 ICPT 系统的电路拓扑, 由图可知交变电源主要由直流电源 E_{dc} 和全桥逆变电路构成, 该电源产生的交变信号通过电磁耦合线圈产生交变磁场, 从而将原边产生的电能通过耦合线圈传输到副边。原边与副边电磁耦合线圈的电感量分别为 L_p 和 L_s , 由于两者存在一定的空气间隙, 互感 M 偏小使得电能传输过程中会有大量的能量损耗, 因此系统原边和副边均采用谐振补偿网络来减少 ICPT 系统的无功功率, 从而提高系统的能量传输效率, 原边谐振补偿电容和副边谐振补偿电容的电容量分别为 C_p 和 C_s 。副边谐振补偿网络输出的电压通过全桥整流电路、LC 滤波电路给负载供电, 该系统的负载可等效为电阻 R_d 。

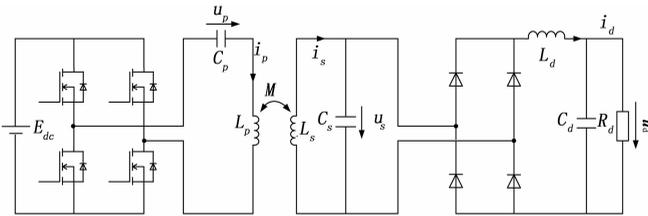


图 1 SP 型 ICPT 系统的电路拓扑

为实现 ICPT 系统原边与副边谐振补偿网络的相互独立, 可对该系统原边与副边耦合电路进行解耦。其中副边到原边的反射阻抗 Z_r 见公式 (1), 公式中 Z_s 为副边电路阻抗, ω 为系统工作频率。由全桥整流电路、滤波电路和系统负载构成的整体可等效为电阻 R_l , 该电阻的阻值见公式 (2)。

$$Z_r = \frac{-j\omega M i_s}{i_p} = \frac{(\omega M)^2}{Z_s} = R_r + j\omega L_r \quad (1)$$

$$R_l = \frac{8R_d}{\pi^2} \quad (2)$$

根据上述理论得到的系统解耦等效电路如图 2 所示。交变电源 u_{ac} 可等效为随时间周期性变化的方波信号。原边解耦等效电路中 R_r 和 L_r 构成反射阻抗 Z_r 。副边等效电路通过 Thevinin 定理实现电路拓扑的转换, 副边解耦补偿电路的电感 L_s 和电容 C_s 构成并联谐振补偿电路。

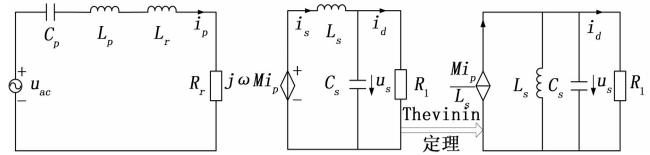


图 2 SP 型 ICPT 系统的解耦等效电路

ICPT 系统中谐振补偿网络产生的谐振频率对整个系统的工作状态产生重要影响, 只有当该系统的谐振频率与交变电源产生的交变频率基本一致时, 系统处于最佳工作状态。此时 ICPT 系统的工作频率即为系统谐振频率 ω_0 , 故其原边和副边谐振补偿网络的谐振频率见公式 (3)。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_p(L_p + L_r)}} = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} \quad (3)$$

当该系统处于谐振工作状态时, 原边谐振补偿网络可视为短路, 副边谐振补偿网络可视为断路, 副边补偿电容 C_s 两端的电压 u_s 的表达式见公式 (4)。

$$u_s = i_s R_l = \frac{j\omega_0 M i_p R_l}{j\omega_0 L_s} = \frac{M R_l u_{ac}}{R_r L_s} \quad (4)$$

2 ICPT 系统结构化不确定性模型的建立

2.1 广义状态空间平均方程

ICPT 系统对应的等效电路如图 3 所示。图中 $E_{dc} S_i(t)$ 为交变电源产生的方波信号, 其中 $S_i(t)$ 的初相角记为 0, 其表达式如公式 (5) 所示。方波信号的交变频率与全桥逆变电路中 MOS 管的开关频率相同, 其对应的角频率记为 ω ; 原边电磁耦合线圈的电感 L_p 和原边谐振补偿电容 L_s 串联构成原边谐振补偿网络, 副边电磁耦合线圈的电感 L_s 和副边谐振补偿电容 C_s 并联构成副边谐振补偿网络; 电压受控源 $j\omega M i_s$ 和 $j\omega M i_p$ 共同构成电磁耦合线圈的互感等效模型; 电流受控源 $i_d S_r(t)$ 和电压受控源 $u_d S_r(t)$ 共同构成全桥整流电路等效模型, 其中 $S_r(t)$ 的表达式见公式 (6)。

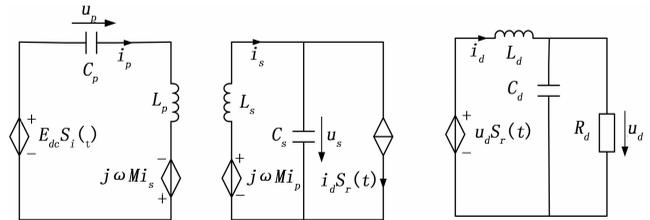


图 3 SP 型 ICPT 系统的等效电路

$$S_i(t) = \begin{cases} 1 & mT < t < (m + \frac{1}{2})T \\ -1 & (m + \frac{1}{2})T < t < (m + 1)T \end{cases} \quad (5)$$

$$S_r(t) = \text{sgn}(u_s) = \begin{cases} 1 & |u_s| > 0 \\ 0 & |u_s| = 0 \\ -1 & |u_s| < 0 \end{cases} \quad (6)$$

将 ICPT 系统中流经电感的电流和电容两端的电压作为状态变量, 得到的状态空间方程如公式 (7) 的方程组所示。因为方程中存在 $S_i(t)$ 和 $S_r(t)$ 这两个线性时变量, 故需建立 ICPT 系统的 GSSA 方程^[5]来使其线性化。

$$\begin{cases} \frac{du_p}{dt} = \frac{1}{C_p} i_p \\ \frac{di_p}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_p} [L_s u_p + M u_s - L_s E_{dc} S_i(t)] \\ \frac{di_s}{dt} = \frac{1}{M^2 - L_s L_p} [M u_p + L_p u_s - M E_{dc} S_i(t)] \\ \frac{du_s}{dt} = \frac{1}{C_s} [i_s - i_d S_r(t)] \\ \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} [u_s S_r(t) - u_d] \\ \frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_d} [i_d - \frac{1}{R_d} u_d] \end{cases} \quad (7)$$

为建立 GSSA 方程，首先需对系统中的状态变量和线性时变量进行傅里叶变换。当系统处于谐振工作状态时，流经原副边谐振网络的交变信号可视为正弦波，因此状态变量的基波分量和一次谐波可近似为直流和交流分量，其中交流分量可通过实部和虚部来体现。该模型的状态变量 x 见公式 (8)。

$$\begin{aligned} x = & [\text{Re} \langle u_p \rangle_1 \quad \text{Im} \langle u_p \rangle_1 \quad \text{Re} \langle i_p \rangle_1 \\ & \text{Im} \langle i_p \rangle_1 \quad \text{Re} \langle i_s \rangle_1 \quad \text{Im} \langle i_s \rangle_1 \\ & \text{Re} \langle u_s \rangle_1 \quad \text{Im} \langle u_s \rangle_1 \quad \langle i_d \rangle_0 \quad \langle u_d \rangle_0] \quad (8) \end{aligned}$$

由第一小节的公式 (4) 可知 u_s 和 u_d 的初相角均为 0，故这两个线性时变量经傅里叶变换后得到的一次傅里叶系数相同，即：

$$\langle S_i(t) \rangle_1 = \langle S_r(t) \rangle_1 = -\frac{2}{\pi} j \quad (9)$$

根据傅里叶变换的相关性质和公式 (7) 建立 ICPT 系统的 GSSA 方程，其对应的表达形式如公式 (10) 的方程组所示。其中该系统的输入量 u 为直流电源 E_{dc} ，输出量 y 为负载电阻 R_d 的两端电压 u_d ，广义矩阵 A 、 B 、 C 、 D 构成系统的广义传递矩阵 G 为线性常数矩阵^[6]，故 GSSA 方程将该非线性系统转为线性系统。

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (10)$$

2.2 结构化不确定性模型建立

ICPT 系统会受到系统参数扰动和外部扰动等不确定因素的影响，考虑到该系统的实际参数无法准确确定，故利用线性分式变换 (LFT) 的方法将系统的不确定因素从标称因素分离出来，建立 ICPT 系统结构化不确定性模型^[7]，其结构化不确定性模型方程为：

$$\Gamma(\Delta, M) = M_{22} + M_{12}(I - M_{11}\Delta^{-1})M_{21} \quad (11)$$

其中：分块矩阵 M_{11} 、 M_{12} 、 M_{21} 、 M_{22} 构成 ICPT 系统的标称矩阵 M ，该矩阵为系统标称因素的集合， Δ 为不确定因素构成的系统扰动矩阵。

取负载电阻 R_d 的阻值变化作为 ICPT 系统的参数扰动，其扰动形式为：

$$R_d = R_{\text{dnom}}(1 + p\varphi) \quad (12)$$

式中， R_{dnom} 为负载电阻 R_d 的恒定值； p 为负载电阻 R_d 的变化范围，在本文中 p 值取 1； φ 为负载电阻 R_d 的扰动量，其变化范围在 -1 和 1 之间。

由公式 (7) 可知负载电阻 R_d 的倒数为系统的状态空间系数，因此根据公式 (11) 对 R_d 的倒数进行 LFT 变换，其表达形式为：

$$\begin{cases} \Gamma(\varphi, M) = R_d^{-1} = [R_{\text{dnom}}(1 + p\varphi)]^{-1} = \\ R_{\text{dnom}}^{-1} + R_{\text{dnom}}^{-1}\varphi(1 + p\varphi)^{-1}(-p) \\ M = \begin{pmatrix} -p & R_{\text{dnom}}^{-1} \\ -p & R_{\text{dnom}}^{-1} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

将上述 R_d 扰动情况下的理论分析应用在 ICPT 系统中便得到该系统在参数扰动影响下的上 LFT 的结构化不确定模型，该模型如图 4 所示。由图可知，当 ICPT 系统存在参数扰动这一不确定因素时，在原系统的输入信号 w 和输出信号 z 的基础上新增了 y 和 u 作为扰动输入和输出信号。

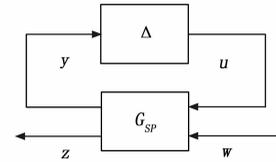


图 4 ICPT 系统的结构化不确定性模型

图中 Δ 为系统扰动矩阵，该扰动系统中 Δ 为 R_d 的扰动量 φ 并以对角矩阵的形式存在。考虑到 Δ 的具体形式未知，故需对 ICPT 系统标称因素构成的广义标称传递矩阵 G_{SP} 建立如公式 (14) 所示的 GSSA 方程，其下标 SP 表示 ICPT 系统采用 SP 型谐振补偿网络。

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{\text{nom}}x + B_{1u} + B_{2w} \\ y = C_{1x} + D_{11u} + D_{12w} \\ z = C_{2x} + D_{21u} + D_{22w} \end{cases} \quad (14)$$

根据分块矩阵的特性可将 G_{SP} 分成：

$$G_{SP} = \begin{pmatrix} G_{SP-11} & G_{SP-12} \\ G_{SP-21} & G_{SP-22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{\text{nom}} & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{pmatrix} \quad (15)$$

将公式 (15) 代入公式 (11) 便得到该扰动系统的参考模型，即：

$$\Gamma(\Delta, G_{SP}) = G_{SP-22} + G_{SP-12}(I - G_{SP-11}\Delta^{-1})G_{SP-21} \quad (16)$$

通过上述的理论分析得到的系统参数如表 1 所示。

表 1 ICPT 系统电气参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
直流电源 E_{dc} (V)	31	副边电感 L_s (μH)	127
开关频率 ω_0 (rad/s)	62800	互感 M (μH)	40
原边电容 C_p (μF)	2.21	负载电容 C_d (μF)	220
原边电感 L_p (μH)	127	负载电感 L_d (μH)	2
副边电容 C_s (μF)	2	负载电阻 R_d (Ω)	10

3 鲁棒控制器设计

外部扰动对 ICPT 系统的影响不容忽视，故对 ICPT 系统引入系统参数扰动和外部扰动等不确定因素并进行闭环控制^[8]，其设计框图如图 5 所示。由图可知， P_{SP} 为扰动系统的广义标称对象，其结果可根据第二小节的 G_{SP} 理论分析

计算得出; Δ 是系统扰动矩阵, 其大小可以通过矩阵范数来衡量; ref 为系统的参考量, 其与实际输出量的偏差通过控制器 K 进行控制来保证系统的稳定输出。

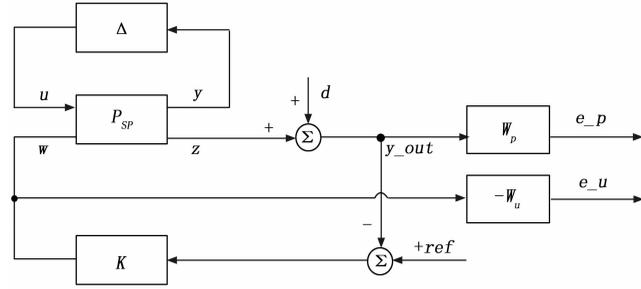


图 5 ICPT 闭环扰动系统的设计框图

d 为系统的外部扰动且其具体形式未知, 若仅用常数来表示扰动引起输出信号的不确定性, 则系统全频带不确定性的幅值变化相同, 这样扩大了系统的扰动范围从而无法得到高性能的控制效果。因此 ICPT 系统进行闭环控制时, 需要采用加权函数^[9] W_p 和 W_u 对扰动输出信号的范围进行限定, 得到:

$$W_p = \frac{0.2s + 100}{s + 1} \quad (17a)$$

$$W_u = \frac{0.0125s + 0.25}{s + 1} \quad (17b)$$

由于系统在不确定因素的作用下, 在 P_{SP} 变化的同时, 也对闭环传递函数 T_{SP} 造成影响, 故将 P_{SP} 的变化量对 T_{SP} 的影响程度视为系统敏感度^[6] S , 其定义为:

$$S = \lim_{\Delta G_{sp} \rightarrow \infty} \frac{\Delta T_{SP}}{\Delta P_{SP}} \cdot \frac{P_{SP}}{T_{SP}} = \frac{\partial T_{SP}}{\partial P_{SP}} \cdot \frac{P_{SP}}{T_{SP}} = \frac{1}{1 + P_{SP}K} \quad (18)$$

由于敏感度和加权函数对系统误差信号跟踪及干扰抑制等指标具有重要影响, 而这些指标对系统的稳定性和控制性能的评估起到决定性作用, 故由此可得到系统标称稳定和性能指标判定条件为:

$$\left\| \begin{bmatrix} W_p S \\ W_u K S \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (19)$$

考虑到系统不确定因素的大小是由扰动矩阵的无穷范数来衡量的, 因此本文采用 H_{∞} 优化控制方法设计闭环控制器, 用该方法设计的控制器不仅满足如公式 (19) 所示的判定条件, 还需保证 ICPT 系统中外部干扰输入 d 到评估输出 e_p 、 e_u 的传递矩阵无穷范数小于给定值 γ 。控制器 K 的设计流程如图 6 所示。

4 仿真结果

4.1 ICPT 系统的鲁棒分析

为验证闭环控制器的控制性能, 需对 ICPT 闭环控制系统的鲁棒性进行分析。为方便实际系统的鲁棒性分析, 可将图 6 所示的闭环控制结构框图简化为系统扰动矩阵 Δ 和标称闭环传递矩阵 G_{clp} 两部分并构成 ICPT 闭环系统的结构化不确定性模型, 故该系统鲁棒性的判定条件见公式 (19)。根据系统扰动矩阵 Δ 不确定因素的不同, 可通过鲁

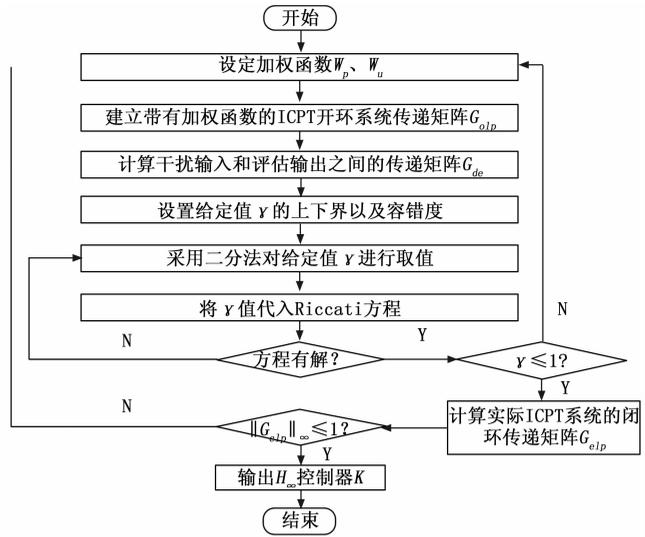


图 6 ICPT 系统的闭环控制器设计流程图

棒稳定性和鲁棒性能 [6] 两方面来综合衡量系统的鲁棒性。为避免结果的保守性和不必要性, 采用 μ 理论计算 G_{clp} 的结构奇异值大小作为该系统鲁棒性的判定依据并记为 $\mu\Delta(G_{clp})$ ^[10]。

$$\|\Gamma(\Delta, G_{clp})\|_{\infty} \leq 1 \quad (20)$$

当系统扰动矩阵 Δ 只有系统参数扰动引起的不确定因素时, 得到的 $\mu\Delta(G_{clp})$ 大小可作为系统鲁棒稳定性的衡量标准。图 7 为闭环系统的鲁棒稳定性, 其中的虚线和实线分别代表 μ 值随频率变化的上限和下限变化趋势。

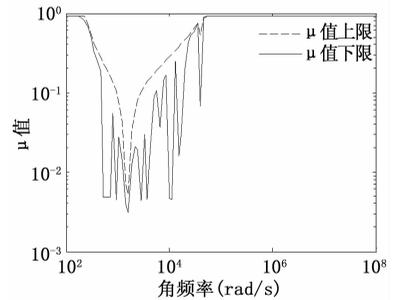


图 7 ICPT 闭环系统的鲁棒稳定性

由图可知, 当角频带在 $10^2 \sim 10^5$ rad/s 范围内, 因系统参数扰动和外部扰动的作用下 μ 值在 $10^{-3} \sim 1$ 之间呈现不规则变化趋势。在该范围内 μ 的最大值为 0.91, 即系统自身扰动矩阵的无穷范数满足小于 $1/0.91$ 这一条件时, μ 值小于 0.91。由第二小节可知系统自身扰动矩阵的无穷范数小于 1, 故 ICPT 系统中表征系统鲁棒稳定性的 μ 值均小于 1, 证明控制器 K 能够保证系统的鲁棒稳定性。

ICPT 系统的鲁棒性能可通过系统扰动对象集合的干扰抑制、误差信号跟踪等方面来体现。当系统扰动矩阵 Δ 在系统自身不确定因素的基础上加入性能不确定因素构成增广扰动矩阵时, 得到的 $\mu\Delta(G_{clp})$ 大小可作为系统鲁棒性能的衡量标准。

图 8 表征闭环系统的鲁棒性能, 其中的虚线和实线分别

代表征鲁棒性能的上限和下限变化趋势。由图可知,当角频带在 $10^2 \sim 10^4$ rad/s 范围内,因系统自身摄动的作用下 μ 值呈现不规则变化趋势,而当角频带在 $10^4 \sim 10^5$ rad/s 范围内 μ 值为恒定值,由此说明在加权函数和控制器的共同作用下,可抑制外部扰动 d 对系统的干扰。在 $10^2 \sim 10^5$ rad/s 角频带范围内, μ 的最大值为 0.92,即系统增广摄动矩阵的无穷范数小于 $1/0.92$ 这一条件时 μ 值小于 0.92,故该系统有效地实现误差信号的跟踪,并达到鲁棒性能的要求。

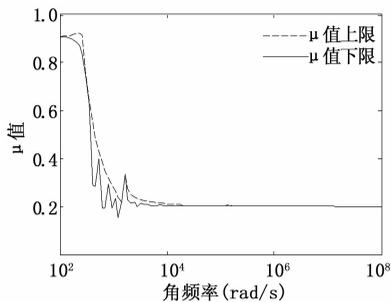


图 8 ICPT 闭环系统的鲁棒性能

4.2 ICPT 系统的暂态分析

为更好地验证控制器 K 对系统鲁棒性的影响,本文仿真得到该系统在不确定因素影响下的暂态响应并进行分析。图 9 为 ICPT 系统的开环和闭环暂态响应。从图中可以看出系统在开环状态下的响应时间为 0.03 s 且输出电压的超调量变大。加入控制器 K 后,输出电压的响应时间缩短为 0.01 s 左右且没有超调量,同时当负载电压达到稳定状态时的电压纹波减小,由此可见控制器 K 实现系统暂态响应的稳定输出。

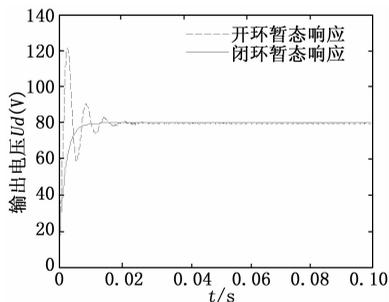


图 9 ICPT 开环和闭环系统的暂态响应图

5 结论

本文通过 H^∞ 优化控制方法设计的鲁棒控制器并建立 ICPT 闭环控制系统。首先采用 GSSA 方程将基于 SP 谐振补偿网络的 ICPT 系统线性化,然后通过 LFT 方法将 ICPT 系统中不确定因素从标称因素中分离并建立该系统的结构化不确定性模型。考虑到系统不确定因素的大小可通过系统摄动矩阵的无穷范数来衡量,故采用 H^∞ 优化控制方法

[7] 胡 艳. 计算机网络入侵环境下健康节点通信选择算法的研究与仿真 [J]. 微电子学与计算机, 2017, 34 (1): 141 - 144.
 [8] 张 飞. 旋转分区耦合簇头节点定位的 WSN 数据优化汇聚机

设计 ICPT 的鲁棒控制器,该控制器可消除系统参数摄动和外部扰动对 ICPT 系统的影响,与此同时,在该控制器基础上建立的 ICPT 闭环控制系统即使在不确定因素的影响下也能保证标称闭环传递矩阵的结构奇异值小于 1,具有很好的鲁棒性能。基于 H^∞ 鲁棒控制的 ICPT 闭环控制系统可广泛应用于电动汽车、智能家居等设备的电源充电领域,在提高电能传输效率的同时,也能提高系统输出的电能质量。

参考文献:

[1] Li Wenjing, Li Xiaokun, Zhang Junkun, et al. Research on Loosely Coupled Transformer's Structure for ICPT System [A]. International Conference on Industrial Informatics—Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration [C]. IEEE, 2016: 272 - 275.
 [2] Xia Chenyang, Wang Wei, Chen Guoping, et al. Robust Control for the Relay ICPT System Under External Disturbance and Parametric Uncertainty [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, PP (99): 1 - 8.
 [3] Li Yanling, Sun Yue, Dai Xin, et al. μ -Synthesis for Frequency Uncertainty of the ICPT System [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60 (1): 291 - 300.
 [4] Li Yanling, Du Hao, Yang Mingkai, et al. Two-Degree-Of-Freedom H^∞ Robust Control Optimization for IPT System with Parameter Perturbations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, PP (99): 1 - 1.
 [5] 孙 跃, 李砚玲. 非接触传输系统的广义状态空间平均法分析 [J]. 同济大学学报 (自然科学版), 2010, 38 (10): 1521 - 1524.
 [6] 刘康志, 姚 郁. 线性鲁棒控制 [M]. 北京: 科学出版社, 2013.
 [7] 黄 琳. 稳定性与鲁棒性的理论基础 [M]. 北京: 科学出版社, 2003.
 [8] Gu D. -W., Petkov P., Konstantinov M. -M. Robust Control Design with MATLAB [J]. Advanced Textbooks in Control & Signal Processing, 2013.
 [9] Oloomi H., Shafai B. Weight selection in mixed sensitivity robust control for improving the sinusoidal tracking performance [C]. Decision and Control, 2003. Proceedings. IEEE Conference on. IEEE, 2004 (1): 300 - 305.
 [10] 李砚玲. 基于 μ 综合的 ICPT 系统鲁棒控制研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2012.
 [11] Swain A, Almkhles D, Neath M J, et al. Robust H^∞ output feedback control of bidirectional inductive power transfer systems [J]. Archives of Control Sciences, 2017, 27 (1): 41 - 62.
 [12] 黄 莹, 陈恩策, 唐厚君. 模型跟踪控制应用于非接触感应电能传输 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2013, 18 (1): 80 - 84.
 [9] 苏树鹏, 张红军. 基于最优簇头节点数的 WSNs 自适应分簇方案 [J]. 控制工程, 2017, 24 (5): 1070 - 1074.