

基于能量成型的永磁同步直线电机控制研究

焦留成, 姚 涛

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

**摘 要:** 针对永磁同步直线电机(LPMSM)速度控制问题,从能量成型的观点出发,将其看作能量转换装置,采用端口受控耗散哈密顿(PCHD)理论推导出 LPMSM 系统的端口受控哈密顿模型.在哈密顿结构基础上利用互联和阻尼配置,给出闭环系统期望的哈密顿函数,对速度控制器进行了设计.设计中直接采用哈密顿函数作为存储函数,使系统在满足无源性的条件下达到了要求的性能,具有明确的物理意义.仿真结果表明,设计的闭环控制系统能够快速响应负载阻力的变化,具有良好的鲁棒性.

**关键词:** 永磁同步直线电机;能量成型;端口受控哈密顿;互联和阻尼配置;速度控制器

**中图分类号:** TP273      **文献标志码:** A      doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2015.03.001

0 引言

永磁同步直线电机(LPMSM)伺服系统要求设计的控制器能够实现高精度、高动态性能、大范围地调速或定位控制<sup>[1]</sup>.但 LPMSM 是一种结构不对称、非线性的机电能量转换装置,受到电机端部效应、负载扰动等不确定性因素的影响,采用常规控制器设计的系统难以达到理想的控制效果<sup>[2]</sup>.具有互联与能量成型的非线性控制方法的主要特征是被控系统具有端口受控耗散哈密顿(PCHD)结构,根据 PCHD 系统特有的反馈镇定方法,使系统的控制器设计与稳定性分析更加容易,因而受到广泛关注<sup>[3-5]</sup>.于海生等<sup>[5]</sup>采用 PCH 方法研究了 PMSM 的速度控制,具有较好的刚度阻尼和较强的鲁棒稳定性.基于 PCH 方法设计 LPMSM 的位置控制器,具有良好的可靠性和稳定性<sup>[6-8]</sup>.笔者从能量成型的观点出发,基于端口受控耗散哈密顿系统的无源控制实现方法,利用互联和阻尼配置,对永磁同步直线电机调速系统控制器进行了设计.

1 PCHD 系统无源控制实现方法

端口受控耗散哈密顿系统(被控对象)的模

型<sup>[9]</sup>可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x}(x) + g(x)u; \\ y = g^T(x) \frac{\partial H}{\partial x}(x). \end{cases} \quad (1)$$

式中:状态变量  $x \in X$  ( $X$  为欧式空间);  $u$  为输入变量;  $y$  为输出变量;  $R(x) \geq 0$  为依赖于  $x$  的半正定对称矩阵,反映了端口上附加的阻性结构;  $J(x) = -J^T(x)$  为负对称矩阵,反映了系统内部的互联结构;  $H(x)$  为能量函数<sup>[10]</sup>.若  $H(x)$  有下界,则式(1)为一无源系统.

对应的控制系统的模型可以表示如下:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = [J_c(\xi) - R_c(\xi)] \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi) + g_c(\xi)u_c; \\ y_c = g_c^T(\xi) \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi). \end{cases} \quad (2)$$

式中:状态变量  $\xi \in X_c$  ( $X_c$  亦为欧式空间).

将被控系统和控制系统通过端口互联,并满足如下条件:

$$\begin{cases} u = -y_c + e; \\ u_c = y + e_c. \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $e$ 、 $e_c$  为外部输入反馈信号.

互联端口受控耗散系统结构图如图 1 所示.

收稿日期:2015-01-07;修订日期:2015-02-23  
基金项目:河南省科技攻关计划项目(142102210487)  
作者简介:焦留成(1950-),男,河南浉池人,郑州大学教授,博士,博士生导师,主要从事直线电机建模与控制研究,  
E-mail: jiaole@zzu.edu.cn.

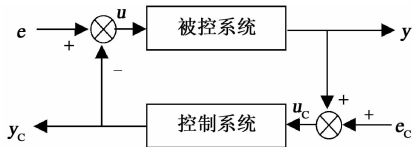


图1 互联结构端口受控耗散系统

Fig. 1 Interconnect port-controlled dissipative systems

从而得到闭环系统表达式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J(x) & -g(x)g_c^T(\xi) \\ g_c(\xi)g^T(x) & J_c(\xi) \end{bmatrix} - \\ \left[ \begin{array}{cc} R(x) & 0 \\ 0 & R_c(\xi) \end{array} \right] \times \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x}(x) \\ \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi) \end{bmatrix} + \\ \left[ \begin{array}{cc} g(x) & 0 \\ 0 & g_c(\xi) \end{array} \right] \begin{bmatrix} e \\ e_c \end{bmatrix}; \\ \begin{bmatrix} y \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g^T(x) & 0 \\ 0 & g_c^T(\xi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H}{\partial x}(x) \\ \frac{\partial H_c}{\partial \xi}(\xi) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (4)$$

在闭环系统(4)的互联结构基础上,采用阻尼配置的无源控制方法(IDA-PBC),即可完成对端口受控耗散哈密顿系统的控制.即通过反馈,对系统进行能量成型,通过阻尼注入将耗散加入到系统中,达到控制的目的<sup>[11]</sup>.

## 2 基于 IDA-PBC 控制方法的永磁同步直线电机模型

永磁同步直线电机在满足磁场不饱和,忽略磁滞损耗、黏滞摩擦系数的条件下,在  $d-q$  坐标变换下的电压方程和机械特性方程如下<sup>[12]</sup>:

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + L_q i_q \nu + u_d; \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - L_d i_d \nu - \psi_f \nu + u_q; \\ kM \frac{d\nu}{dt} = kF_e - kF_L = \psi_f i_q - (L_d - L_q) i_d i_q - kF_L. \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $i_d$ 、 $i_q$ 、 $u_d$ 、 $u_q$ 、 $R_s$  分别为  $d-q$  轴坐标下的定子电枢电流、定子电枢电压、定子电枢绕组电阻;  $L_d$ 、 $L_q$  为定子等效电枢电感;  $M$  为定子质量;  $\nu$  为电机速度;  $\tau$  为极距;  $\psi_f$  为定子永磁体磁链;  $p$  为电机极对数;  $k = \frac{2\tau}{3\pi p}$ ,  $k$  为将 LPMSM 表示成端口受控哈密顿系统引入的参数;  $F_e$  为电磁推力;  $F_L$  为负载阻力.

定义系统的状态  $x$ 、输入变量  $u$  和输出变量  $y$

分别为

$$\begin{aligned} x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \\ kM \nu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & kM \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix}; \\ u &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -kF_L \end{bmatrix}; \\ y &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

LPMSM 系统的能量哈密顿函数可以表示为

$$H(x) = \frac{1}{2} x^T D^{-1} x = \frac{1}{2} \frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{kM} x_3^2. \quad (7)$$

永磁同步直线电机的端口受控耗散哈密顿系统数学模型可以描述为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = [J(x) - R] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \nu \end{bmatrix} + g \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -kF_L \end{bmatrix}; \\ y = g^T \frac{\partial H}{\partial x}(x) = [i_d \quad i_q \quad \nu]. \end{cases} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{cases} J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_2 \\ 0 & 0 & -(x_1 + \psi_f) \\ -x_2 & x_1 + \psi_f & 0 \end{bmatrix}; \\ R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{cases}$$

## 3 PCHD 系统的控制器设计

### 3.1 系统稳定平衡点的确定和控制器设计

为了将 LPMSM 系统(5)渐近稳定在平衡点  $x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T$ , 需要构造一个反馈控制后的闭环期望能量函数  $H_d(x)$ , 使它在  $x^*$  处取最小值. 同时寻找反馈控制律  $u = \beta(x)$ , 使得闭环系统成为  $\dot{x} = [J_d(x) - R_d] \frac{\partial H_d}{\partial x}(x)$  的形式.

当采用  $i_d = 0$  电流控制方案, 电机稳定运行速度为期望值时, 有  $\dot{x}_3^* = \psi_f i_q^* + (L_d - L_q) i_d^* i_q^* - kF_L = 0$ , 可得  $i_q^* = \frac{kF_L^*}{\psi_f}$ , 即在平衡点处有

$$\mathbf{x}^* = [x_1^* \quad x_2^* \quad x_3^*]^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q k F_L^*}{\psi_f} & k M v^* \end{bmatrix}^T. \quad (9)$$

加入反馈控制  $\mathbf{u} = \boldsymbol{\beta}(\mathbf{x})$  后,选取闭环系统的哈密顿函数  $H_d(\mathbf{x})$  为

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*)^T \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*). \quad (10)$$

为不失一般性,选取

$$\begin{cases} \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & -J_{12} & J_{13} \\ J_{12} & 0 & -J_{23} \\ -J_{13} & J_{23} & 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $J_{12}$ 、 $J_{13}$ 、 $J_{23}$  为互联参数;  $r_1$ 、 $r_2$  为增益系数. 则有

$$\begin{aligned} & [\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - (\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}))] \mathbf{K}(\mathbf{x}) = \\ & -[\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \boldsymbol{\beta}(\mathbf{x}). \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$\begin{cases} \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}; \\ \mathbf{K}(\mathbf{x}) = \frac{\partial H_a}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) - \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = -\mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}^*. \end{cases}$$

可以得到:

$$\begin{aligned} & - \begin{bmatrix} -R_s - r_1 & -J_{12} & x_2 + J_{13} \\ J_{12} & -R_s - r_2 & -(x_1 + \psi_f) - J_{23} \\ -(x_2 + J_{13}) & (x_1 + \psi_f) + J_{23} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x}^* = \\ & - \begin{bmatrix} -r_1 & -J_{12} & J_{13} \\ J_{12} & -r_2 & -J_{23} \\ -J_{13} & J_{23} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -k F_L \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

将平衡点方程(9)代入式(13),有

$$-k F_L = -x_1 \left( \frac{J_{13}}{L_d} + \frac{k F_L^*}{\psi_f} \right) + J_{23} \left( \frac{x_2}{L_q} - \frac{k F_L^*}{\psi_f} \right) - k F_L^*. \quad (14)$$

在平衡点运行时,有  $F_e = F_e^* = F_L^*$ , 设定参数

$$J_{12} = 0, J_{13} = -\frac{L_d x_2^*}{L_q}, J_{23} = 0, \text{得到反馈控制器:}$$

$$\begin{cases} u_d = -\frac{r_1}{L_d} x_1 - \frac{L_d F_L^*}{M \psi_f} x_3 + \frac{L_d k F_L^*}{\psi_f} v^* - x_2 v^*; \\ u_q = -\frac{r_2}{L_q} x_2 + \frac{(R_s + r_2)}{\psi_f} k F_L^* + (x_1 + \psi_f) v^*. \end{cases} \quad (15)$$

### 3.2 稳定性分析

由式(10)可得

$$\begin{cases} \frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*); \\ \frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}^2}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1}; \\ \frac{\partial K}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = 0. \end{cases} \quad (16)$$

当  $\mathbf{x} = \mathbf{x}^*$  时,有  $\frac{\partial H_d}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}) = 0$ , 并且有  $H_d$  的海森矩阵

$\frac{\partial^2 H_d}{\partial \mathbf{x}^2}(\mathbf{x}) = \mathbf{D}^{-1} > 0$ , 因此满足稳定性判别条件<sup>[11]</sup>, 在反馈控制器(15)下的闭环系统是渐近稳定的.

### 4 系统实例仿真

经过理论推导得到的反馈控制器在 Matlab 环境中进行系统仿真实验如图 2 所示. 控制器模块如图 3 所示. 永磁同步直线电机参数如表 1 所示.

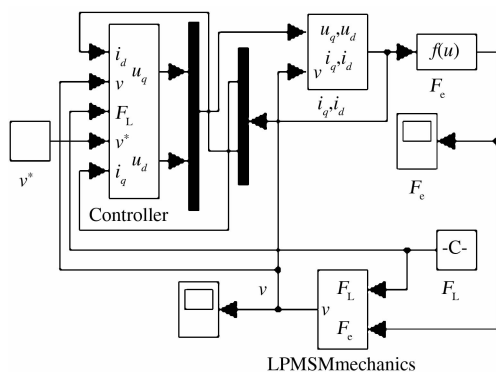


图2 PCH 控制系统仿真图

Fig.2 PCH control system simulation

调整增益参数  $r_1$ 、 $r_2$  可以使系统达到满意的运行性能. 选取  $r_1 = 5$ ,  $r_2$  分别为 0.05, 1.1, 2, 5.5, 结果如图 4 所示. 在几组增益参数下, 永磁同步直线电机速度控制系统都能够在期望速度值处保持稳定. 但当  $r_2$  过小时, 系统会产生超调;  $r_2$  过大时, 系统动态响应时间延长; 当  $r_1 = 5$ ,  $r_2 = 1.1$  时, 没有超调且动态响应时间较短.

对设计的速度控制系统进行突加负载阻力实验, 选取  $r_1 = 5$ ,  $r_2 = 1.1$ ,  $F_L$  初始值为 10 N, 当 0.1 s 时突变为 20 N. 由仿真结果图 5 和图 6 可以看出, 在系统突加负载阻力时速度变化幅度小且很快恢复到期望值, 系统能够快速响应负载阻力的变化, 具有良好的抗干扰能力.

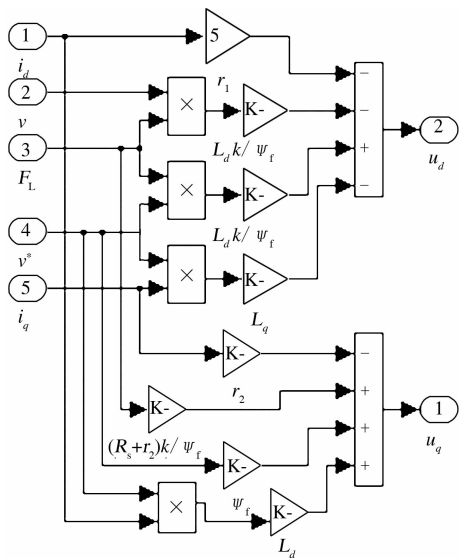


图3 控制器模块  
Fig.3 Controller module

表1 LPMSM 的模型参数  
Tab.1 Model parameters of LPMSM

参数	数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	2.875
极对数 $p$	4
定子质量 $M/\text{kg}$	2.32
永磁体磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.175
定子电感 $L_d, L_q/\text{H}$	0.008 5
速度期望值 $v^*/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	10

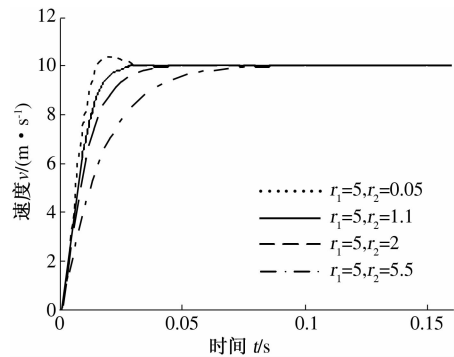


图4 不同增益参数下电机速度响应曲线  
Fig.4 The motor speed response curve based on different gain parameters

5 结论

针对 LPMSM 调速系统非线性特点,根据端口受控耗散哈密顿系统理论与无源性控制原理研究了系统的建模和控制.将 LPMSM 看作能量转换装置,推导出系统的端口受控耗散哈密顿模型.在哈密顿结构基础上,引入结构互联和阻尼配置,

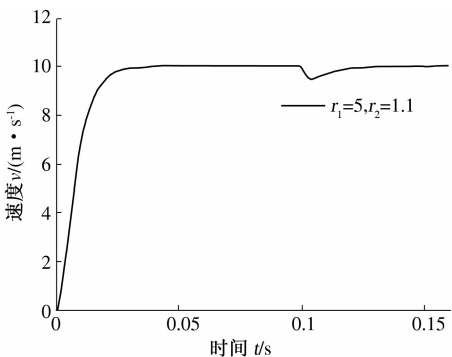


图5 负载阻力  $F_L$  增大时速度响应曲线  
Fig.5 Speed response curve of sudden more load resistance  $F_L$

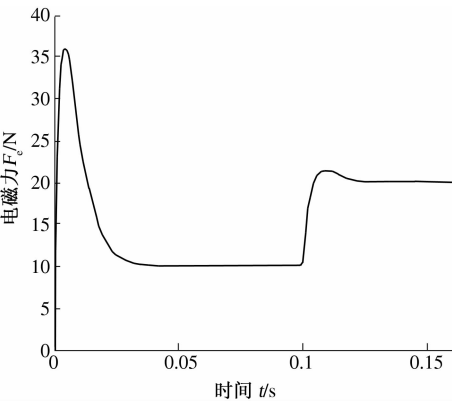


图6 电磁力  $F_e$  响应曲线  
Fig.6 Response curve of electromagnetic force  $F_e$

给出闭环系统期望的哈密顿函数,设计了 LPMSM 速度控制系统的无源控制器.仿真结果表明,系统具有较快的响应速度,并且对负载的变化具有良好的鲁棒性,控制器结构简单,只需调节 2 个参数,而且能够保证系统是渐进稳定的.因此,将能量成型方法应用到永磁同步直线电机调速系统中有很好的研究应用前景.

参考文献:

[1] 叶云岳.直线电机技术手册[M].北京:机械工业出版社,2003.

[2] 龙志强,洪华杰,周晓兵.磁浮列车的非线性控制问题研究[J].控制理论与应用, 2003, 20(3): 399 – 402.

[3] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A J, MAREELS I, et al. Putting energy back in control[J]. IEEE Control System Magazine, 2001, 21(2): 18 – 33.

[4] WANG Yu-zhen, CHENG Dai-zhan, LI Chun-wen, et al. Dissipative Hamiltonian realization and energy-based l2-disturbance attenuation control of multimachine power systems[J]. IEEE Transactions on Auto-

matic Control,2003,48(8):1428-1433.

[5] 于海生,赵克友,郭雷,等. 基于端口受控哈密顿方法的 PMSM 最大转矩/电流控制[J]. 中国电机工程学报,2006,26(8):83-86.

[6] 刘星桥,陈功,韩辉. 基于端口受控哈密顿的永磁同步直线电机控制方法研究[C]//中国自动化学会控制理论专业委员会 D 卷. 北京:中国自动化学会控制理论专业委员会,2011,624-628.

[7] 刘星桥,王燕,杨志华. 一种永磁同步直线电机端口受控哈密顿系统下的自适应阻尼注入控制方法[J]. 电机与控制应用,2013,40(11):32-36.

[8] 刘星桥,袁泉. 基于 PCH 的永磁直线同步电机  $L_2$  增益扰动抑制控制系统的研究[J]. 微电机,2014,47(4):43-48.

[9] 刘进,于海生,魏晓晨,等. 异步电动机的端口受控哈密顿控制与  $L_2$  增益扰动抑制[J]. 电机与控制应用,2011,37(10):10-15.

[10] OZKAN S. Hamilton decompositions of graphs with primitive complements[J]. EI Discrete Mathematics, 2009,309(14):95-98.

[11] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A, MASCHKE B, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica,2002,38(4):585-596.

[12] 韩明文. 永磁同步直线电机神经网络 PID 控制系统的研究[D]. 上海:华东理工大学电气学院,2013.

Research of LPMSM Control System Based on Energy Shaping

JIAO Liu-cheng, YAO Tao

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** In view of the speed control problem of the linear permanent magnet synchronous motor (LPMSM), which is viewed as an energy-transformation device, from the viewpoint of energy shaping, applying port-controlled Hamiltonian with dissipation and passivity-based control theory, the port-controlled Hamiltonian model of LPMSM is deduced. Based on the Hamiltonian structure, the desired Hamiltonian function of the closed-loop system is given, and the speed controller is designed by using the method of interconnection and damping assignment. In the design, the Hamiltonian function is used directly as the storage function, and the system can achieve the required performance and bring more definite physical meaning on the condition of satisfying passivity. The simulation results show that the closed-loop control system can respond quickly to changes in load resistance and has good robustness.

**Key words:** linear permanent magnet synchronous motor; energy shaping; port-controlled Hamiltonian; interconnection and damping configuration; speed controller