

Buck-Boost 变换电路 DCM 动态建模分析

孙雷强^{1,2}, 王冲¹, 王丽艳³, 赵银峰², 詹行行²

(1. 海军大连地区装备修理监修室, 辽宁 大连 116041;

2. 海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033;

3. 北部战区海军通信团 91033 部队, 山东 青岛 266000)

摘要: 以 Buck-Boost 电路为例, 求解了变换器的平均模型及其线性化后的小信号模型。利用 Simulink 软件分别搭建状态平均方程等效电路、线性化小信号模型等效电路。通过动态模型仿真与开关器件电路仿真结果对比, 验证了动态模型的正确性, 讨论了断续电流模式 (DCM) 平均模型的适用范围与存在的缺陷。理论分析结果表明: 大信号和小信号模型, 在宏观时间尺度上, 可以较好地模拟实际开关电路的动态特性。小信号模型只能用来求解扰动较小的情况, 即当扰动过大时, 小信号模型求解的误差将会很大。

关键词: Buck-Boost 电路; 平均模型; 小信号模型; 仿真对比

中图分类号: TM 46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)11-0088-06

Modeling and Simulation Analysis of Buck-Boost Converter Circuit in DCM

SUN Leiqiang^{1,2}, WANG Chong¹, WANG Liyan³, ZHAO Yinfeng², ZHAN Hangxing²

(1. The Office of Supervision of PLAN Dalian Equipment Maintenance, Dalian 116041, China;

2. School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

3. Naval Communications Corps of the Northern Theater of Operation, Qingdao 266000, China)

Abstract: Taking Buck-Boost circuit as an example, the average model of the converter and its linearized small-signal model were solved. Simulink software was used to build the equivalent circuits of state average equation and linearized small-signal model respectively. By comparing the simulation results of dynamic model with those of switching device circuit, the correctness of the dynamic model was verified. The application scope and shortcomings of discontinuous current mode (DCM) average model were discussed. The theoretical analysis results showed that the large-signal model and the small-signal model could better simulate the dynamic characteristics of the actual switching circuit on the macroscopic time scale. The small-signal model could only be used to solve the case of small disturbances, namely when the disturbance was too large, the error of the small-signal model solution would be large.

Key words: Buck-Boost circuit; average model; small-signal model; simulation comparison

0 引言

随着电力电子技术的迅速发展, 电力电子系统的建模与控制技术越来越重要。为了设计电力电子系统的反馈控制器, 需对动态模型进行分析, 采用 Simulink 的模型仿真缺乏理论指导^[1-2]。为使电力电子系统达到需要的静态和动态指标, 则需要建立电力电子系统的平均模型和小信号模型。文献[3]针对传统 DC/DC 汽车充电装置升

压比低、纹波大等问题, 提出了 2 种新的 DC/DC 拓扑结构, 通过提高带宽增益和升压比, 有效提高了升压比, 抑制了开关纹波。为了实现能量双向流动, 文献[4]介绍了 STM32 在 Buck-Boost 级联电路的具体实现方法, 但缺乏对电路动态模型的深入分析。文献[5]分析了考虑电阻和二极管寄生电感的断续电流模式 (DCM) Buck-Boost 的建模过程, 建立了大信号平均模型、小信号模型、全阶等效模型、直流等效模型, 但是对各种模型的缺陷

作者简介: 孙雷强 (1982—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为舰船质量验收等。

和适用范围分析存在不足。

DC/DC 变换器在轻载状态工作时,电感电流处于 DCM,而 DC/DC 变换器在 DCM 方式时的动态特性存在较大差异,因此需要探讨 DC/DC 变换器在 DCM 时的交流信号模型,以便掌握其动态特性和控制器的设计方法。本文分析了 Buck-Boost 电路变换器的平均模型及其线性化后的小信号模型。利用 Simulink 软件分别搭建了状态平均方程等效电路和线性化小信号模型等效电路^[6],通过对比动态模型仿真与开关器件电路的仿真结果,验证了该动态模型的正确性。根据仿真结果,分析了 DCM 平均模型的适用范围与存在的缺陷。

1 DCM 平均模型

图 1 所示为 Buck-Boost 电路。将线框部分看作一个二端口开关网络,其中 u_1 、 i_1 为输入端口变量, u_2 、 i_2 为输出端口变量, R 表示负载, u 表示负载电压。

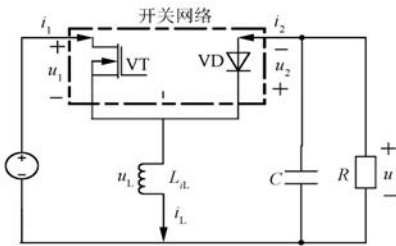


图 1 Buck-Boost 变换器

假设电路正常工作,VT 关断时,若电感 L 较小,其储存能量有限,在没有到达开关周期末尾时刻之前电感电流已经下降为零,电感电流断续,之后电感电流保持为零,直到下一周期开始。具体过程如图 2 所示。

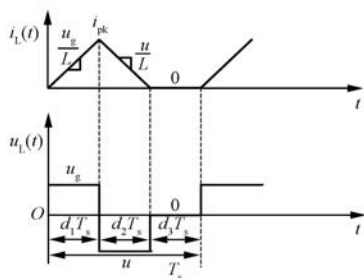


图 2 电感电流、电压波形

在 $(0, d_1 T_s)$ 期间,电感电流 i_L 线性上升;在 $[d_1 T_s, (d_1 + d_2) T_s]$ 期间, i_L 线性下降;在 $[(d_1 + d_2) T_s, T_s]$ 期间, i_L 保持为零,3 个阶段的占空比关系为

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (1)$$

开关网络各端口电量在一个周期内的波形如图 3 所示。

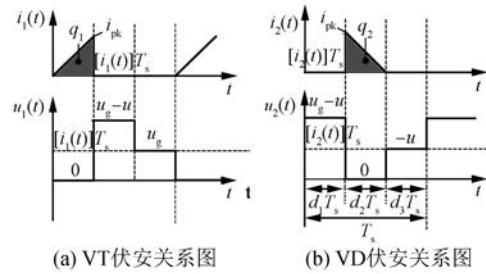


图 3 开关端口网络电压电流波形

在开关信号占空比 $d = d_1$ 时,求取 d_2 是建模的关键。一种简单的近似方法是对电感电流波形进行分析,直接求出 d_2 的长度。在 Buck-Boost 变换器中, d_2 结束时刻电感电流归零,二极管关断,有 $i_L(T_s) = i_L(0) = 0$ 。在一个开关周期里,电感电流的净变化量为零,在开关管导通瞬间的周期起始时刻,电感的净伏秒值也为零,因此可认为电感电压的周期平均值为零。该结论通过式(2)得到:

$$T_s \cdot [u_L(t)]_{T_s} = \int_0^{T_s} u_L(t) dt = \int_0^{T_s} L \frac{di_L(t)}{dt} \cdot dt = \int_{i=0}^{i=T_s} L di_L = i_L \Big|_{i=0}^{i=T_s} = 0 \quad (2)$$

即使变换器未工作在稳态,式(2)依然成立,可得 d_2 的表达式为

$$d_2(t) = -d_1(t) \frac{[u_g(t)]_{T_s}}{[u(t)]_{T_s}} \quad (3)$$

以此为基础,可以推导出开关端口网络的输入输出方程:

$$[i_1(t)]_{T_s} = \frac{[u_1(t)]_{T_s}}{R_e(d_1)} \quad (4)$$

其中, $R_e(d_1)$ 的表达式为

$$R_e(d_1) = \frac{2L}{d_1^2 T_s} \quad (5)$$

$R_e(d_1)$ 可看作输入端口的等效电阻,则可画出等效电路模型。

同理,有:

$$[i_2(t)]_{T_s} = \frac{[u_1(t)]_{T_s}^2}{R_e(d_1)[u_2(t)]_{T_s}} = f_i[(u_1)_{T_s}, (u_2)_{T_s}] \quad (6)$$

由式(4)、式(6)得到开关端口网络的等效电路,如图4所示。

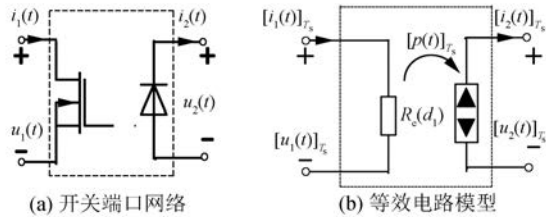


图4 DCM时的平均开关网络模型

输入端口的输入阻抗为 R_e , 被 R_e 所消耗的瞬时能量将转换到输出端口, 输出端口的特性为一受控电流源。将 DCM 模式下的 Buck-Boost 变换器的开关端口用图 4(b) 的等效电路替换, 可得变换器的平均模型如图 5 所示。将所有的周期平均电量替换成静态工作值, 同时将电感短路电容开路, 可得变换器的直流模型如图 6 所示。

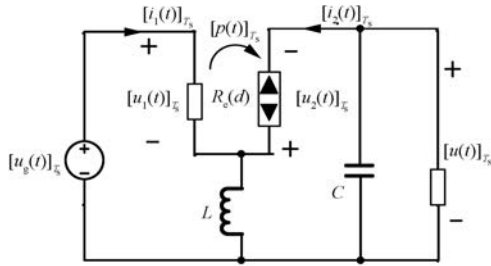


图5 DCM Buck-Boost 变换器平均模型

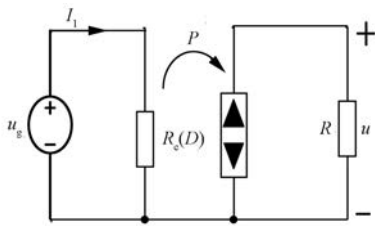


图6 Buck-Boost 变换器直流模型

DCM 方式下静态工作电压变比 $M = u/u_g$ 是电阻 $R_e(D)$ 的函数, 同时当负载电流 I 小于临界电流 I_{crit} 时, 变换器工作在断续状态。对于任意变换器, I_{crit} 为

$$I_{crit} = \frac{1-D}{D} \cdot \frac{u_g}{R_e(D)} \quad (7)$$

2 DCM 小信号模型

2.1 等效电路模型

引入扰动时, 电源电压和占空比可表示为

$$[u_g(t)]_{T_s} = u_g + \hat{u}_g(t) \quad (8)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (9)$$

式中: u_g, D ——静态工作点;

$\hat{u}_g(t), \hat{d}(t)$ ——扰动量。

将平均模型中各电量均以静态工作点加扰动量的形式代替, 并对网络中的非线性输入、输出方程在静态工作点作泰勒级数展开, 忽略展开式里的高阶项, 可得端口网络方程的小信号表达式。图 7 所示为交流小信号模型, 用其代替 Buck-Boost 电路的开关网络, 可得 Buck-Boost 变换器 DCM 模式下的交流小信号模型, 如图 8 所示。

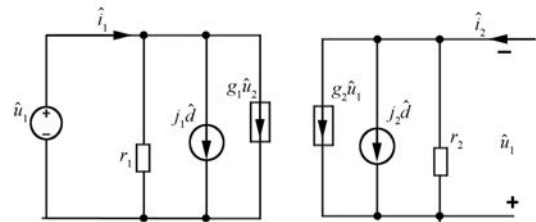


图7 开关网络小信号模型

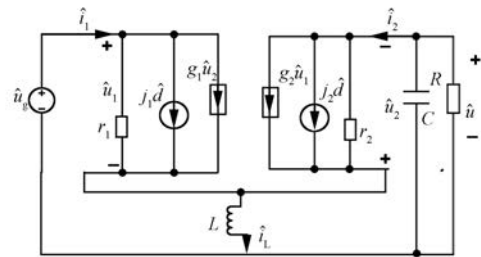


图8 Buck-Boost 变换器小信号交流模型

输入端电流表达式为

$$\hat{i}_1(t) = \hat{u}_1(t) \frac{1}{r_1} + \hat{u}_2(t) g_1 + \hat{d}(t) j_1 \quad (10)$$

其中: $r_1 = R_e(D)$; $g_1 = 0$; $j_1 = 2u_1/(DR_e)$ 。

输出端电流表达式为

$$\hat{i}_2(t) = \hat{u}_2(t) \left(-\frac{1}{r_2} \right) + \hat{u}_1(t) g_2 + \hat{d}(t) j_2 \quad (11)$$

其中: $r_2 = M^2 R_e$; $g_2 = -2/(MR_e)$; $j_2 = -2u_1/(DMR_e)$; $M = -\text{sqrt}(R/R_e)$ 。

2.2 高频动态特性

图 8 的小信号模型包含电感、电容 2 个储能元件, 得到的传递函数有 2 个极点。由电容 C 产生的极点出现在低频段, 另一个由电感 L 导致的极点出现在高频段, 通常可忽略电动态特性带

来的高频影响。Buck-Boost 变换器呈现的结果接近低频单极点系统。小信号模型在低频段的求解结果非常好,如果只关心系统的低频特性,可直接将图 7 中电感 L 短路,以简化模型求解。

上文推导的平均模型、小信号模型前提是电感 L 平均电压为零,但事实上,电路模型里仍然存在电感。这就使得带有电感的平均模型、小信号模型求解出的系统高频结果值得怀疑。若要准确反映电路高频特性,必须明确电感实时交流电压不为零。在建模中使用式(12)和式(13)来替换式(2)和式(3):

$$[i_L(t)]_{T_s} = \frac{1}{2} i_{pk} [d_2(t) + d(t)] \quad (12)$$

$$d_2(t) = \frac{2L[i_L(t)]_{T_s}}{d(t)T_s[u_g(t)]_{T_s}} - d(t) \quad (13)$$

使模型准确地反映电路的高频、低频、稳态工作特性,但是模型更加复杂,使得求解难度增加。

3 模型仿真

为了验证平均模型和小信号模型的准确性,在 Simulink 中对模型进行仿真验证。首先对比分析了电感对平均模型的影响,其次分别比较了带电感平均模型、小信号模型、开关电路模型的差异,电路参数为开关频率 $f_s = 100$ kHz,直流电压源 $u_g = 200$ V,电感 $L = 5$ μ H,电容 $C = 47$ μ F,负载 $R = 10$ Ω 。

3.1 电感对平均模型的影响比较

占空比变化情况为在 0.010 s 时刻,从 0.5 降至 0.4,并在 0.015 s 时刻回到 0.5。分别对无电感和有电感的平均模型进行仿真,结果如图 9 所示。

从图 9 可以看出,电感对输出电压和电流的稳态影响较小,在 Buck-Boost 变换器平均模型里,电感对电路低频段^[7]影响较小。缩小时间尺度,观察 0.014 98~0.015 03 s 时间段内 2 种模型的仿真结果,如图 10 所示。

由图 10 可以发现,在占空比突变时刻,无电感模型的电感支路电流发生突变;而有电感模型中的电感电流呈指数形式逐渐上升,有电感模型达到电流峰值的时刻有所延迟。

对比电流突变瞬间,电感对输出电压及电感电流的影响如图 11 所示。在幅值上,电感对模型的电量稳态结果没有影响,但对电感电流的上升

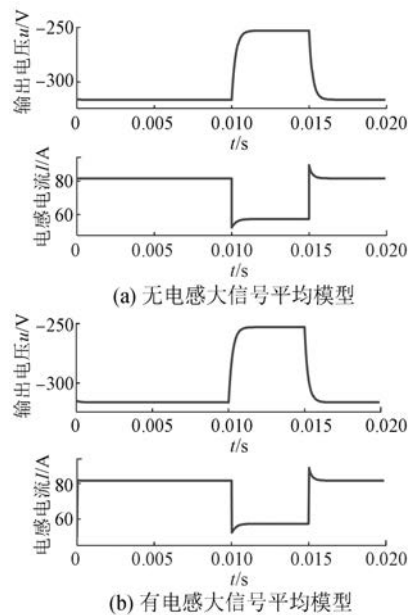


图 9 大信号平均模型

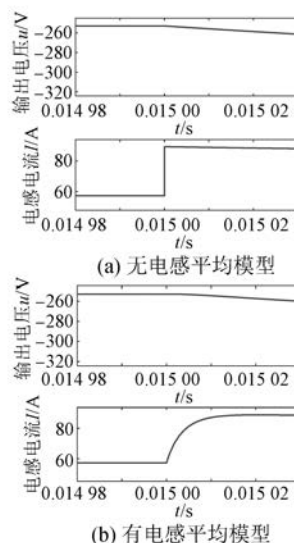


图 10 平均模型仿真对比(短时)

沿、下降沿峰值有较大影响。无电感模型的电流上升沿峰值为 89.5 A,有电感模型的电流上升沿峰值小于 89.0 A。同理,对于电流下降沿位置,无电感模型的电流超调也更大。根据控制理论,非主导极点对系统的动态性能的影响:增大峰值时间,系统响应速度变缓,但可以减少超调量。表明非主导极点可以增大系统阻尼^[8],且这种作用将随着闭环极点接近虚轴而加剧。在平均模型里,电感 L 造成了系统的非主导极点。可以看出,电感使电流峰值时间延迟,超调减少。电感越小,高

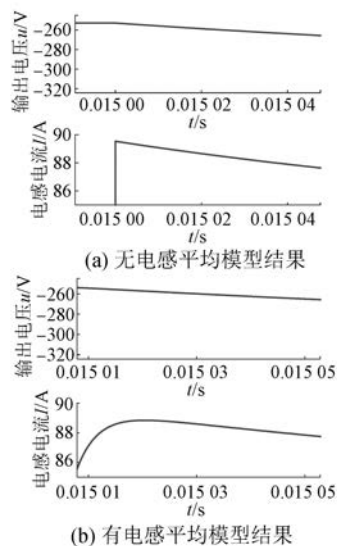


图 11 平均模型仿真电流上升沿对比

频非主导极点离虚轴越远,对系统的影响越小。

3.2 有电感平均模型与开关电路模型对比

为了验证有电感平均模型与开关电路模型的差异,分别对如下工况进行仿真分析:Buck-Boost 电路初始占空比为 0.50,在 0.010~0.011 s 时刻占空比跳变至 0.51,随后回到 0.50,如图 12 所示。

由图 12 可以看出,电路工作在断续状态时,开关电路输出电压和电流包含开关纹波,平均模型较好地反映了电路的瞬时特性,在大的时间尺度上能反映电路的过渡过程,但是平均模型的幅值与开关电路的纹波峰值^[9]接近,大于开关电路求取周期平均后的幅值。

3.3 小信号模型与开关电路模型对比

Buck-Boost 电路初始占空比为 0.50,在 0.10 s 时,占空比跳变至 0.49,在 0.11 s 时刻回到 0.50。设置开关电路模型中初始时刻电感电流 $I(0) = 0$,电容初始电压 $U_c(0) = -316$ V,小信号模型中电感电流、电容电压初始值为零。分别利用开关电路模型和小信号等效受控电路模型进行仿真,测量输出电压和电感电流波形,结果如图 13 和图 14 所示。

图 13 和图 14 表明,小信号模型的输出电压和电感电流波形在较大的时间尺度上与开关电路结果变化趋势相同,能在宏观时间尺度上反映开关电路的过渡过程;但小信号模型没有开关纹波,

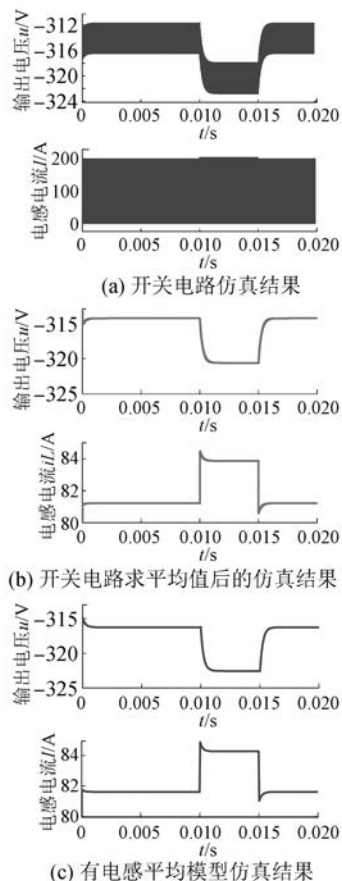


图 12 有电感平均模型与开关电路模型对比

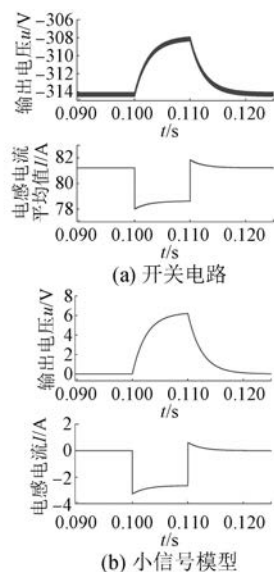


图 13 小信号模型与开关电路模型对比

不仅电路扰动更小,而且输出电压更接近开关电路的输出电压。

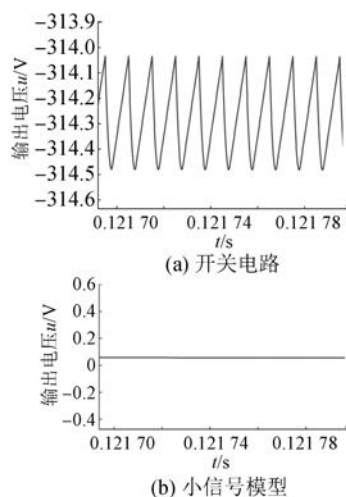


图 14 小信号模型与开关电路模型对比(短时)

4 结 语

本文建立了 Buck-Boost 电路 DCM 模式的大信号和线性化的交流小信号模型。利用 Simulink 软件,搭建了 2 种模型的受控源等效电路和实际的 Buck-Boost 开关电路。得出以下结论:

(1) 大信号模型和小信号模型在宏观时间尺度上可以较好地模拟实际开关电路的动态特性。由于没有开关纹波,数值仿真的步长可以设置得比开关电路模型更大,节省了计算量。

(2) 小信号模型只能用来求解扰动较小的情况,当扰动过大时,由于泰勒公式二阶交流项幅值较大,小信号模型求解的误差较大。

【参 考 文 献】

- [1] 徐德鸿.电力电子系统建模及控制[M].北京:机械工业出版社,2018.
- [2] KARIMI M, PICHAN M, ABRISHAMIFAR A, et al. An improved integrated control modeling of a high-power density interleaved non-inverting buck-boost DC-DC converter[J]. World Journal of Engineering, 2018, 15(6): 688.
- [3] 张勇敢,宋树祥,廖志贤,等.电动汽车新型光伏充电桩 DC-DC 变换器的研究与设计[J].广西大学学报(自然科学版),2018,43(5): 1765.
- [4] 牟健,何波贤,梅杰,等.基于 STM32F334 双向同步整流 BUCK-BOOST 数字电源设计[J].电子产品世界,2018,25(9): 52.
- [5] 徐慧芳,涂德凤,张帆.DCM 模式下非理想 BUCK 变换器的建模与仿真[J].赤峰学院学报(自然科学版),2017,33(21): 41.
- [6] 闻彰.微波 GaN HEMT 大信号模型参数提取研究[D].成都:电子科技大学,2018.
- [7] 侯春鹏.多频段平面 LTE 手机天线的研究与设计[D].重庆:重庆邮电大学,2017.
- [8] LOVE J S, HASKETT T C. Measuring inherent structural damping of structure-TMD systems[J]. Engineering Structures, 2019, 196: 109300.
- [9] 高青.低纹波输出的多相交错并联 Buck 变换器研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.

收稿日期: 2019-07-31

(上接第 42 页)

- [4] 杨明,郝亮,徐殿国.基于自适应陷波滤波器的在线机械谐振抑制[J].哈尔滨工业大学学报,2014,46(4): 63.
- [5] 康逸儒,沈汉林,罗欣.基于 SDFT 和自适应三参数陷波器的快速机械谐振抑制[J].微电机,2018,51(5): 25.
- [6] ZHENG E, LIU Z, MA L. Study on harmonic detection method based on FFT and wavelet transform [C] // 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, 2010, 3: 413.
- [7] 熊琰,李叶松.基于频率特性搜索的伺服系统谐振

控制[J].电气传动,2015,45(2): 39.

- [8] 马凯莉.基于自适应陷波滤波器的单相光伏并网逆变器无功和谐波补偿问题的研究[D].杭州:浙江大学,2015.
- [9] 许征杰,王正仕.应用自适应陷波滤波器进行电力系统谐波检测的改进算法[J].电源学报,2015,13(4): 64.
- [10] BAHN W, KIM T, LEE S, et al. Resonant frequency estimation for adaptive notch filters in industrial servo systems[J]. Mechatronics, 2017, 41: 45.

收稿日期: 2019-08-07