

具有双级 LC 滤波器的恒功率负载系统 在大扰动下的稳定性

刘欣博, 周元钧

(北京航空航天大学自动化科学与电气工程学院, 北京市 海淀区 100191)

Large Signal Stability Criteria for Constant Power Loads With Double-stage LC Filters

LIU Xinbo, ZHOU Yuanjun

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University

Haidian District, Beijing 100191, China)

ABSTRACT: In a 270 V DC power system of advanced aircraft, most of electrical motor drives and power electronic converters behave as constant power loads (CPLs) when tightly regulated, and usually cause negative impedance instability problems. This paper investigated the stability of the CPL with double-stage LC filters, and constructed the mixed potential model of the system based on Brayton-Moser's mixed potential theory, and then derived large signal stability criteria for the system. The presented criteria utilize the dynamic negative incremental impedance of the CPL to place design constraints on the filter parameters and thus prevent instabilities. Experimental results confirm that the simple and easily implemented criteria can guarantee the system stability under large disturbances.

KEY WORDS: constant power loads (CPLs); Brayton-Moser's mixed potential model; negative incremental impedance; large disturbances

摘要: 现代军用多电飞机 270 V 直流供电系统中的功率电子负载和电动机负载不断增加, 这种负载因内部闭环控制而呈现恒功率的特性, 即呈现出负阻抗特性, 该特性与滤波元件间的相互作用会严重危害系统的稳定性。研究具有双级 LC 滤波器的恒功率负载系统的稳定性, 建立基于混合势函数理论的数学模型, 推导得到系统在大扰动条件下的稳定性判据。该判据是在考虑恒功率负载负阻抗大小的基础上, 给出了滤波器元件参数的约束条件。分析及实验结果表明, 该判据能够保障系统在大扰动下的稳定性, 且结构简单, 便于应用。

关键词: 恒功率负载; 混合势函数模型; 负阻抗; 大扰动

0 引言

为节约能源以及改善机载系统的性能, 现代飞机越来越多地采用电能取代原有的液压、气压能源。由此提出了多电飞机和全电飞机概念, 其目标就是将原来发动机直接驱动的机械、液压和气动驱动的负载更换为电气驱动负载。在现代军用多电飞机 270 V 高压直流供电系统中^[1], 功率电子装置驱动的电动机负载和变换器负载不断增加, 这些负载由于内部实现了闭环控制而具有恒功率负载 (constant power loads, CPLs) 特性, 即呈现出负阻抗特性, 这会影响到系统的稳定性^[2-3]。另一方面, 该类负载常常采用脉宽调制信号驱动, 为抑制开关噪声, 需在负载输入端加入滤波器, 然而参数不恰当的滤波元件与恒功率负载之间的相互作用, 会严重危害系统的稳定性^[4]。

增强恒功率负载系统稳定性的方法有: 有源法、无源阻尼法和直接法 3 类。有源法基于系统小信号模型^[5-9], 通过在控制回路加入稳定模块^[10-13]、阻抗补偿器^[14-16]等方式改变恒功率负载的负阻抗, 从而抑制系统的不稳定。无源阻尼法通过为恒功率负载加入阻尼电路以增强系统的稳定性^[17-18]。上述方法增加了系统的体积、重量和控制难度, 且无法保障系统在大扰动下的稳定性, 不适用于可靠性要求较高的飞机供电系统。直接法^[19-20]根据混合势函数理论, 无需附加电路, 提出了具有单级 LC 滤波器的恒功率负载系统在大扰动下的稳定性判据。为

基金项目: 国家自然科学基金项目(50677001)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50677001).

保障系统稳定, 基于该判据需选用较大的滤波电容, 实际应用中需用电解电容来实现, 且该判据未考虑恒功率负载的负阻抗特性, 因此在应用于可靠性要求较高的场合时存在一定局限。

实际上, 与单级 LC 滤波器相比, 双级 LC 滤波器的滤波效果更好, 且滤波电容小, 能够避免使用电解电容, 更适用于高可靠性飞机供电系统的恒功率电子负载。本文应用混合势函数理论^[21-22], 研究了具有双级 LC 滤波器的恒功率负载系统的混合势函数模型, 并基于恒功率负载的动态负阻抗特性, 合理选择滤波器的元件参数, 保障了系统在大扰动条件下的稳定性。

1 恒功率负载系统的稳态平衡工作点

在飞机直流供电系统中, 闭环控制的电动机负载和变换器负载均可视为恒功率负载。这些负载的功率在系统电压波动时依然保持恒定, 也就是说, 当电压上升时, 恒功率负载的电流会随之下降; 当电压下降时, 电流会随之上升。恒功率负载的电压与电流乘积为常数, 阻抗 $U/I > 0$, 但增量阻抗为负, 即 $dU/dI < 0$, 这便是影响系统稳定性的负阻抗特性, 该特性与滤波元件间的相互作用甚至会导致整个供电系统无法正常工作。

为研究恒功率负载的特性, 本文搭建了图 1 所示的等效电路模型。图中: U_s 、 R_s 分别为等效电源电压和等效电源内阻; L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_2 构成输入滤波器; 恒功率负载用典型的非线性模型 $P_o = U_o I_o$ (P_o 为常数) 来表示。

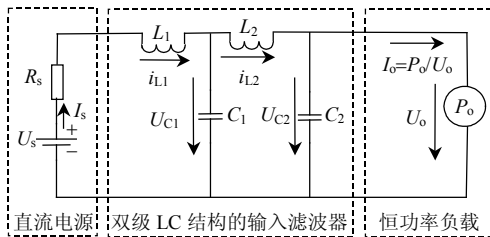


图 1 具有双级 LC 滤波器的恒功率负载系统

Fig. 1 Constant power load system with double-stage LC filters

图 1 所示系统的稳态方程满足:

$$\begin{cases} U_o = U_s - I_o R_s \\ I_o = P_o / U_o \end{cases} \quad (1)$$

根据式(1)可得该电路的负载特性曲线和电源

特性曲线, 分别如图 2 中曲线 I 和曲线 II 所示。当电源电流等于负载电流时可得到系统的平衡工作点, 即曲线 I 和 II 的交点 A、B。若系统工作在平衡工作点时在发生微小扰动的条件下能够恢复正常工作, 则可认为该平衡工作点是稳定的。首先检验平衡工作点 A 在电源电压发生小扰动时是否稳定。当电压略微升高和略微降低时的电源特性曲线分别如图 2 中曲线 III 和曲线 IV 所示, 这两条曲线与负载特性曲线的交点分别为 C、D 和 E、F。当系统工作在 A 点时, 若电压突然降低, 即电源特性曲线由曲线 II 变为曲线 IV, 平衡工作点也随之由 A 点变为 E 点。此时工作点 A 的电压比同一电流条件下曲线 IV 上对应点的电压高, 因此 A 点电压呈下降趋势, 即沿着曲线 I 不断向远离 E 点的方向移动, 电路表现出正反馈特性, 最后负载电压趋于 0, 负载电流趋于无穷大, 系统不稳定。若电压突然升高, 即电源特性曲线由曲线 II 变为曲线 III, 平衡工作点也由 A 点变为 C 点。此时 A 点电压比同一电流条件下曲线 III 上对应点的电压低, 所以负载电压呈上升趋势, 即沿着曲线 I 持续向远离 C 点的方向移动, 同样无法重新达到稳态。基于上述分析, A 点不是稳态平衡工作点。用同样的方法分析可知, B 点是稳态平衡工作点。

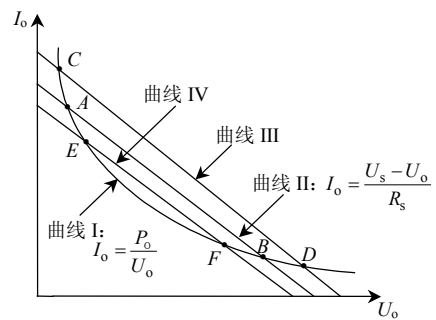


图 2 电源特性曲线和负载特性曲线

Fig. 2 Source and load curves

根据式(1)可得 B 点的电压和电流:

$$\begin{cases} U_L = U_s / 2 + \sqrt{(U_s / 2)^2 - R_s P_o} \\ I_L = P_o / U_o \end{cases} \quad (2)$$

为避免式(2)出现无物理意义的复根, 需对恒功率负载的功率作出限制, 即 P_o 需满足:

$$P_o < \frac{U_s^2}{4R_s} \quad (3)$$

式(3)是系统的稳态平衡工作点判据。该判据给出了等效电源电压、等效电源内阻和恒功率负载功率间的关系，是系统稳定工作的前提条件。

2 混合势函数理论的稳定性定理

本文应用混合势函数理论^[22]研究恒功率负载系统在大扰动下的稳定性。该理论由 R.K.Brayton 和 J.K.Moser 提出，特别适用于分析包含负阻抗元件的电路稳定性^[23]。混合势函数是一种李雅普诺夫类型的能量函数，包括电压势函数和电流势函数^[24]。应用混合势函数方法时分为 2 步：1) 构造系统的混合势函数模型；2) 根据模型特点，应用相应的稳定性定理得到大扰动下的稳定性判据。

混合势函数模型 P 可以直接依据非线性电路中的电阻、电容、电感构造。若用 i_1, \dots, i_r 分别表示通过第 r 个电感的电流， U_{r+1}, \dots, U_{r+s} 分别表示 s 个电容两端的电压，其余非储能元件的电压和电流分别用 U_μ, i_μ 表示，可定义 P 为

$$P = P(\mathbf{i}, \mathbf{U}) = \int \sum_{\mu > r+s} U_\mu di_\mu + \sum_{\sigma=r+1}^{r+s} U_\sigma i_\sigma \quad (4)$$

式(4)中，等号右边第 1 项代表电路中所有非储能元件的电流势函数，第 2 项代表电路中所有电容的能量和。对于无法表示出电流势函数的非储能元件，可依据 $\int U_\mu di_\mu = U_\mu i_\mu - \int i_\mu dU_\mu$ 的关系，将电流势函数转化为电压势函数的形式表示。在建立混合势函数模型时，可以根据模型 P 与电路的状态方程之间是否满足式(5)来检验模型的正确性。

$$\begin{cases} L_\rho \frac{di_\rho}{dt} = \frac{\partial P}{\partial i_\rho}, & \rho = 1, 2, \dots, r \\ -C_\sigma \frac{dU_\sigma}{dt} = \frac{\partial P}{\partial U_\sigma}, & \sigma = r+1, r+2, \dots, r+s \end{cases} \quad (5)$$

根据上述分析，混合势函数 P 可统一表示为

$$P(\mathbf{i}, \mathbf{U}) = -A(\mathbf{i}) + B(\mathbf{U}) + D(\mathbf{i}, \mathbf{U}) \quad (6)$$

式中： $-A(\mathbf{i})$ 表示电路中部分非储能元件的电流势函数； $B(\mathbf{U})$ 表示非储能元件的电压势函数； $D(\mathbf{i}, \mathbf{U})$ 表示电路中电容的能量和部分非储能元件的能量。

根据统一表达式中 $A(\mathbf{i})$, $B(\mathbf{U})$ 的特点，可将混合势函数模型分为 3 类：

1) 若 $A(\mathbf{i})$ 与 i_1, \dots, i_r 所有变量都相关，可应用混合势函数第 1 条稳定性定理得到系统在大扰动条件下的稳定性判据；

2) 若 $A(\mathbf{i})$ 仅与 i_1, \dots, i_r 中的部分变量相关，而 $B(\mathbf{U})$ 与 U_{r+1}, \dots, U_{r+s} 均相关，可应用混合势函数第 2 条稳定性定理；

3) 对于 $A(\mathbf{i})$ 仅与 i_1, \dots, i_r 中的部分变量相关， $B(\mathbf{U})$ 也仅与 U_{r+1}, \dots, U_{r+s} 中的部分变量相关的模型，则应用混合势函数第 3 条稳定性定理得到系统在大扰动下的稳定性判据，该定理给出了电压势函数、电流势函数与系统稳定性的关系，适用于分析含负阻抗元件的系统的稳定性。

3 具有双级 LC 滤波器的恒功率负载系统的稳定性分析

3.1 混合势函数模型

对于图 1 所示电路，为构造其混合势函数模型，可将元件分为 3 类：1) 电源电压 U_s 和内阻 R_s 的电流势函数为 $\int_0^{i_{L1}} (-R_s i_{L1}) di_{L1} + \int_0^{i_{L1}} U_s di_{L1}$ ；2) 恒功率负载 P_o 的电流势函数可以转化为用电压势函数表示的形式 $\int_0^{U_{C2}} (-P_o / i) di = -(P_o / i) \times i + \int_0^{U_{C2}} (P_o / U) dU$ ；3) 电容 C_1, C_2 的能量为 $-U_{C1}(i_{L1} - i_{L2}) - U_{C2}(i_{L2} - P_o / U_{C2})$ 。因此，整个电路的混合势函数模型为

$$P(\mathbf{i}, \mathbf{U}) = -\frac{1}{2} R_s i_{L1}^2 + U_s i_{L1} + \int_0^{U_{C2}} \frac{P_o}{U} dU - U_{C1} i_{L1} - U_{C2} i_{L2} + U_{C1} i_{L2} \quad (7)$$

应用式(5)检验模型，根据式(7)的模型参数与图 1 所示电路，可得

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial i_{L1}} = U_s - R_s i_{L1} - U_{C1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{\partial P}{\partial i_{L2}} = U_{C1} - U_{C2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{\partial P}{\partial U_{C1}} = i_{L2} - i_{L1} = -C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{\partial P}{\partial U_{C2}} = \frac{P_o}{U_{C2}} - i_{L2} = -C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} \end{cases} \quad (8)$$

式(8)满足式(5)，由此验证该模型表达式是正确的。将式(7)转化为混合势函数统一表达式的形式：

$$P(\mathbf{i}, \mathbf{U}) = -\frac{1}{2} R_s i_{L1}^2 + \int_0^{U_{C2}} \frac{P_o}{U} dU + [i_{L1}, i_{L2}] \left\{ \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -U_s \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (9)$$

3.2 稳定性判据

式(9)中，电流势函数 $A(\mathbf{i}) = 0.5 R_s i_{L1}^2$ ，电压势

函数 $B(\mathbf{U}) = \int_0^{U_{C2}} (P_0/U) dU$ 。由于 $A(\mathbf{i})$ 表达式仅与 i_{L1} 相关, 故不适用混合势函数第1条稳定性定理; $B(\mathbf{U})$ 表达式仅与 U_{C2} 相关, 也不适用混合势函数第2条稳定性定理。该条件下, 需应用混合势函数的第3条稳定性定理, 才能得到系统在大扰动下的稳定性判据。

为应用方便, 这里重述第3条稳定性定理, 定义: $\mathbf{i}=[i_{L1} \ i_{L2}]^T$, $\mathbf{U}=[U_{C1} \ U_{C2}]^T$, $\mathbf{P}_U=\partial P(\mathbf{i}, \mathbf{U})/\partial \mathbf{U}$, $\mathbf{P}_i=\partial P(\mathbf{i}, \mathbf{U})/\partial \mathbf{i}$, $A_{ii}(\mathbf{i})=\partial^2 A(\mathbf{i})/\partial \mathbf{i}^2$, $B_{UU}(\mathbf{U})=\partial^2 B(\mathbf{U})/\partial \mathbf{U}^2$, $\mathbf{L}=\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}=\begin{bmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{bmatrix}$, 其中 μ_1 表示矩阵 $\mathbf{L}^{-1/2} A_{ii}(\mathbf{i}) \mathbf{L}^{-1/2}$ 的最小特征值, μ_2 表示矩阵 $\mathbf{C}^{-1/2} B_{UU}(\mathbf{U}) \mathbf{C}^{-1/2}$ 的最小特征值。若对电路中的 \mathbf{i} 、 \mathbf{U} 均有

$$\mu_1 + \mu_2 > 0 \quad (10)$$

且当 $|\mathbf{i}| + |\mathbf{U}| \rightarrow \infty$ 时, 满足:

$$P^*(\mathbf{i}, \mathbf{U}) = \frac{\mu_1 - \mu_2}{2} P(\mathbf{i}, \mathbf{U}) + \frac{1}{2} \mathbf{P}_i^T (\mathbf{L}^{-1} \mathbf{P}_i) + \frac{1}{2} \mathbf{P}_U^T (\mathbf{C}^{-1} \mathbf{P}_U) \rightarrow \infty \quad (11)$$

则当 $t \rightarrow \infty$ 时, 式(5)的所有解都会趋于稳态平衡工作点, 也就是说不论电流、电压如何变化, 系统最终均可达到稳态。

根据式(9)的混合势函数模型可得: $A_{ii}(\mathbf{i})=R_s$, R_s 为等效电源内阻; $B_{UU}(\mathbf{U})=-P_0/U_0^2$ 。根据恒功率负载特性, 满足 $U_0=P_0/I_0$, 因此 $dU_0/dI_0=-P_0/I_0^2=-U_0^2/P_0=-R$, 其中 $-R$ 为恒功率负载的动态负阻抗, 因此 $B_{UU}(\mathbf{U})=1/(dU_0/dI_0)=-1/R$ 。显然, $B_{UU}(\mathbf{U})$ 为恒功率负载动态负阻抗的倒数, 而负阻抗特性是影响整个系统稳定性的重要因素。根据 $A_{ii}(\mathbf{i})$ 和 $B_{UU}(\mathbf{U})$, 可得最小特征值 μ_1 与 μ_2 分别为

$$\begin{cases} \mu_1 = \min(\frac{R_s}{L_1}, \frac{R_s}{L_2}) \\ \mu_2 = \min(\frac{1}{-RC_1}, \frac{1}{-RC_2}) \end{cases} \quad (12)$$

对于工作在稳态平衡工作点的系统, 为使其在大扰动下能恢复稳定工作, 参数 μ_1 、 μ_2 需满足式(10)和式(11), 即

$$\frac{C_\alpha}{L_\beta} > -\frac{1}{-RR_s}, \quad \alpha, \beta \in \{1, 2\} \quad (13)$$

稳定性判据式(13)给出了滤波器 L 、 C 参数的约束条件, 它与恒功率负载的负阻抗 $-R$ 大小相关。

对于稳态平衡工作点为 (U_L, I_L) 的系统, 稳态平衡点处的负阻抗满足: $-R_L=-U_L/I_L$, 因此大扰动下的稳定性判据式(13)可转化为

$$\frac{C_\alpha}{L_\beta} > -\frac{1}{-R_L R_s}, \quad \alpha, \beta \in \{1, 2\} \quad (14)$$

将大扰动下稳定性判据式(14)与稳态平衡工作点判据式(3)结合, 可得

$$\begin{cases} P_0 < \frac{U_s^2}{4R_s} \\ -\frac{1}{-R_L R_s} < \frac{C_\alpha}{L_\beta}, \alpha, \beta \in \{1, 2\} \end{cases} \quad (15)$$

式(15)的第1行提供了具有双级 LC 滤波器的恒功率负载系统工作在稳态的前提条件, 第2行给出了大扰动下保证系统能够重新恢复稳定的条件。实际上, 该稳定性判据也适用于具有单级 LC 滤波器的恒功率负载系统。

3.3 滤波器约束条件分析

文献[20]给出的具有单级 LC 滤波器的恒功率负载系统的稳态平衡工作点判据和大扰动下稳定性判据:

$$\begin{cases} P_0 < \frac{U_s^2}{4R_s} \\ \frac{1}{R_s^2} < \frac{C}{L} \end{cases} \quad (16)$$

式(15)、(16)具有相同的稳态平衡工作点判据。式(16)的大扰动判据表明滤波器的电感(L)、电容(C)参数只与等效电源内阻相关, 由于内阻很小, 滤波器一般采用容量较大的电解电容和较小的电感, 且式(16)未考虑恒功率负载的负阻抗特性对系统稳定性的影响。相对于式(16)所示的过于保守的判据, 式(15)所示的大扰动下稳定性判据从负阻抗角度给出设计滤波器元件参数的约束条件, 以解决恒功率负载的负阻抗与滤波元件之间相互作用引起的系统不稳定问题, 并大大扩展了滤波元件的取值范围。采用该判据时, 在保障系统稳定的前提下, 滤波器可以选用较小的电容, 避免了应用电解电容, 提高了系统的可靠性。

4 设计实例

某型飞机供电系统采用 270 V 直流电源, 等效

电源内阻为 $0.01\ \Omega$ ，恒功率负载功率为 $5\ \text{kW}$ ，开关频率为 $20\ \text{kHz}$ 。试验电路如图 3 所示，控制器 TMS320F2812 通过实时调节 IGBT 模块的占空比，保障通过负载电阻的电流恒定，这意味着 Buck 变换器从直流电源吸收恒定的功率，从而实现恒功率负载特性。根据标准 MIL-STD-704F，为了抑制开

关噪声，滤波器需在 $20\ \text{kHz}$ 达到 $25\ \text{dB}$ 的噪声衰减。在该条件下，设计表 1 所示的 3 个滤波器，其中双级 LC 滤波器 I 的参数满足判据式(15)，滤波器 II 的参数不满足判据式(15)，单级 LC 滤波器 III 选用了大电容和小电感，其参数满足式(16)，当然也满足式(15)。

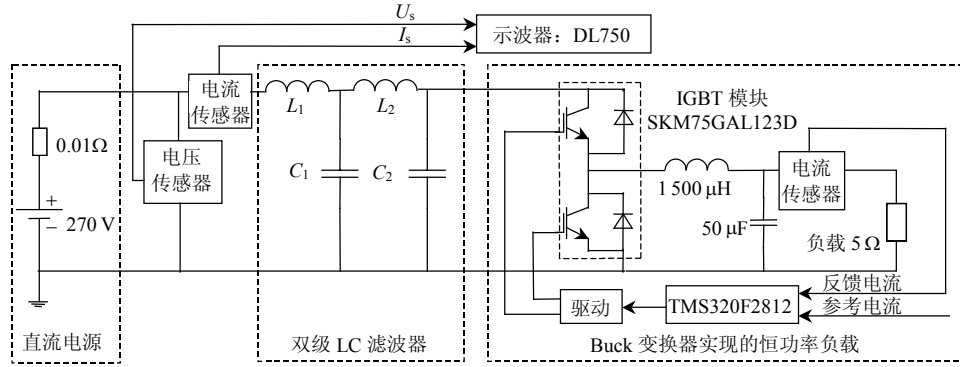


图 3 试验电路图

Fig. 3 Experimental circuit diagram

表 1 滤波器参数特性

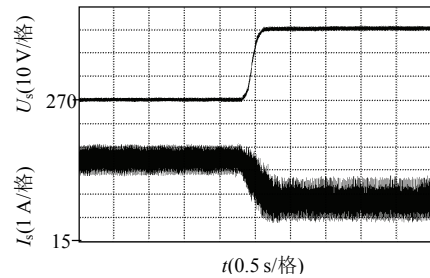
Tab. 1 Parameters of filters

滤波器参数	双级 LC 滤波器 I	双级 LC 滤波器 II	单级 LC 滤波器 III
滤波电感/ μH	$L_1=7, L_2=5$	$L_1=200, L_2=100$	$L=0.4$
滤波电容/ μF	$C_1=55, C_2=102$	$C_1=4.7, C_2=2$	$C=4\ 100$
稳态平衡点判据: $P_o < U_s^2 / (4R_s)$	满足	满足	满足
判据式(16): $C/L > (1/R_s^2 = 10^4)$	不满足	不满足	满足
判据式(15): $C_\alpha / L_\beta > (1/R_1 R_s = 6.8) (\alpha, \beta \in \{1, 2\})$	满足	不满足	满足

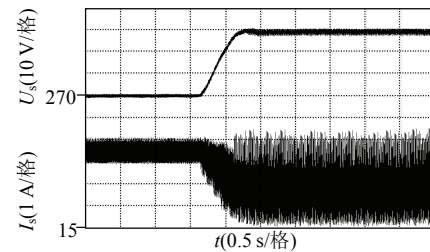
在相同的大扰动条件下，分别检验滤波器 I、II 与恒功率负载组合工作时系统的稳定性，并用示波器同时记录电源电流 I_s 、电压 U_s 的暂态过程，大扰动通过调节直流电源电压产生。当滤波器 I 与恒功率负载组合工作时，将电源电压从 $270\ \text{V}$ 升至 $300\ \text{V}$ ，电源电流稳定下降，如图 4(a)所示。在相同的大扰动条件下，当滤波器 II 与恒功率负载组合工作时，电源电流振荡发散，系统不稳定，如图 4(b)所示。

将电源电压从 $270\ \text{V}$ 降至 $240\ \text{V}$ ，当滤波器 I 与恒功率负载组合工作时，电源电流稳定上升，如图 5(a)所示。在相同大扰动条件下，当滤波器 II 与恒功率负载组合工作时，电源电流剧烈振荡，系统不稳定，如图 5(b)所示。上述实验结果验证了式(15)所示的大扰动判据是正确的。

式(16)的大扰动判据已在文献[20]中得到了验证。根据表 1，双级 LC 滤波器 I、单级 LC 滤波器 III 的元件参数分别满足式(15)与式(16)，这意味着

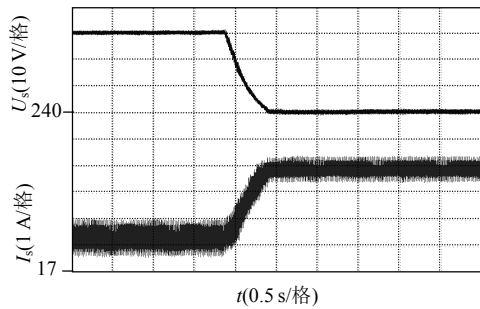


(a) 加入滤波器 I 时直流电源的电压、电流波形

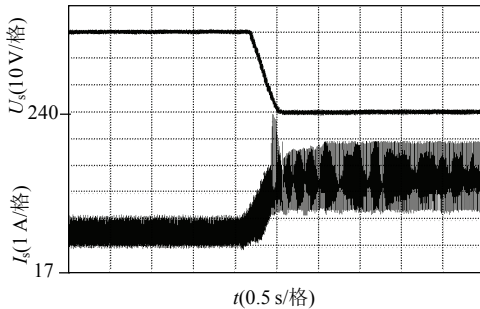


(b) 加入滤波器 II 时直流电源的电压、电流波形

图 4 分别加入滤波器 I 与 II 的恒功率负载在电压升高的大扰动条件下的电源电压、电流波形
Fig. 4 Source current and voltage waveforms during voltage increase when filter I and II are added at the input terminal of the constant power load respectively



(a) 加入滤波器 I 时直流电源的电压、电流波形



(b) 加入滤波器 II 时直流电源的电压、电流波形

图 5 分别加入滤波器 I 与 II 的恒功率负载在电压降低的大扰动条件下的电源电压、电流波形

Fig. 5 Source current and voltage waveforms during voltage decrease when filter I and II are added at the input terminal of the constant power load respectively

将二者加入到恒功率负载输入端时均可保障系统的稳定性, 滤波器 I 的最大电容值 $102 \mu\text{F}$ 远小于滤波器 III 的电容值 $4100 \mu\text{F}$ 。由此可知, 在保障系统大扰动稳定性的前提下, 与单级 LC 滤波器相比, 双级 LC 滤波器大大减小了滤波电容值, 避免了使用电解电容, 更适用于飞机等要求高可靠性的场合。

5 结论

本文首先研究了双级 LC 滤波器与恒功率负载组合系统的稳态特性, 接着建立了该系统的混合势函数模型, 并依据模型特点推导得到了系统在大扰动下的稳定性判据。该判据结构简单, 基于恒功率负载的动态负阻抗特性给出了设计滤波器参数的约束条件。分析及实验结果表明, 当双级 LC 滤波器的参数满足该判据时, 系统在大扰动下具有很好的稳定性, 且滤波电容容量较小, 避免了应用电解电容, 适用于高可靠性场合。

参考文献

[1] Izquierdo D, Azcona R, del Cerro F, et al. Electrical power distribution system (HV270DC), or application in more electric aircraft[C]//Proceedings of Applied Power

Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010 Twenty-Fifth Annual. Palm Springs, USA: IEEE, 2010: 1300-1305.

[2] Jusoh A B. The instability effect of constant power loads[C]//Proceedings of Power and Energy Conference. Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2004: 175-179.

[3] Emadi A, Fahimi B, Ehsani M. On the concept of negative impedance instability in the more electric aircraft power systems with constant power loads[C]//34th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference. Savannah, USA: ASME, 1999: 689-699.

[4] Emadi A, Khaligh A, Rivetta C H, et al. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(4): 1112-1125.

[5] Middlebrook R D. Input filter considerations in design and application of switching regulators[C]//Proceedings of IEEE IASAM, Pasadena, USA: IEEE, 1976: 366-382.

[6] 钱浩, 郭宏, 吕振华. 同步发电机整流系统带恒功率负载的稳定性分析[J]. 航空学报, 2010, 31(12): 2379-2384. Qian Hao, Guo Hong, Lü Zhenhua. Stability analysis of synchronous generator rectifier systems with constant power loads[J]. Acta Aeronautica Et Astronautica Sinica, 2010, 31(12): 2379-2384 (in Chinese).

[7] 徐志宇, 许维胜, 余有灵, 等. DC-DC 变换器在恒功率负载下的能控性[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(9): 1273-1276.

Xu Zhiyu, Xu Weisheng, Yu Youling, et al. Controllability of DC-DC converters with constant power-load [J]. Control Theory & Applications, 2010, 27(9): 1273-1276(in Chinese).

[8] 王建华, 张方华, 龚春英, 等. 带恒功率负载的 DC/DC 变换器阶跃响应过程分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 7-11.

Wang Jianhua, Zhang Fanghua, Gong Chunying, et al. Step load response analysis of DC/DC converter with constant power load[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 7-11(in Chinese).

[9] 高朝晖, 林辉, 张晓斌. Boost 变换器带恒功率负载状态反馈精确线性化与最优跟踪控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 70-75.

Gao Zhaohui, Lin Hui, Zhang Xiaobin. Exact linearization and optimal tracking control of Boost converter with constant power loads[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 70-75 (in Chinese).

- [10] Liutanakul P, Awan A B, Pierfederici S, et al. Linear stabilization of a DC bus supplying a constant power load: a general design approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 475-488.
- [11] Awan A B, Pierfederici S, Nahid-Mobarakkeh B, et al. Active stabilization of a poorly damped input filter supplying a constant power load[C]//Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition. California, USA: IEEE, 2009: 2991-2997.
- [12] Awan A B, Nahid-Mobarakkeh B, Pierfederici S, et al. Nonlinear stabilization of a dc-bus supplying a constant power load[C]//Proceedings of Industry Applications Society Annual Meeting. Houston, USA: IEEE, 2009: 1-8.
- [13] Cho H Y, Santi E. Peak-current-mode-controlled buck converter with positive feedforward control [C]//Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition. California, USA: IEEE, 2009: 2928-2935.
- [14] Rahimi A M, Williamson G A, Emadi A. Loop-cancellation technique: a novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(2): 650-661.
- [15] Liu Xinyun, Fournier N, Forsyth A J. Active stabilisation of an HVDC distribution system with multiple constant power loads[C]//Proceedings of Vehicle Power and Propulsion Conference. Harbin, China: IEEE, 2008: 1-6.
- [16] Liu Xinyun, Forsyth A J, Cross A M. Negative input-resistance compensator for a constant power load [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3188-3196.
- [17] Cespedes M, Beechner T, Lei X, et al. Stabilization of constant-power loads by passive impedance damping [C]//Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010 Twenty-Fifth Annual. Palm Springs, USA: IEEE, 2010: 2174-2180.
- [18] Erickson R W. Optimal single resistors damping of input filters[C]//Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, USA: IEEE, 1999: 1073-1079.
- [19] Griffo A, Wang J, Howe D. Large signal stability analysis of DC power systems with constant power loads [C]//Proceedings of Vehicle Power and Propulsion Conference. Harbin, China: IEEE, 2008: 10-16.
- [20] Belkhatay M, Cooley R, Witulski A. Large signal stability criteria for distributed systems with constant power loads[C]//Proceedings of Power Electronics Specialists Conference. Atlanta, USA: IEEE, 1995: 1333-1338.
- [21] Jeltsema D, Scherpen J M A. On Brayton and Moser's missing stability theorem[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2005, 52(9): 550-552.
- [22] Brayton R K, Moser J K. A theory of nonlinear networks part I[J]. Quarterly of Applied Mathematics, 1964, 12(1): 1-33.
- [23] Jeltsema D, Scherpen J M A. Multidomain modeling of nonlinear networks and systems: energy- and power-based perspectives[J]. IEEE Control Systems Magazine, 2009, 29(4): 28-59.
- [24] Weiss L, Mathis W, Trajkovic L. A generalization of Brayton-Moser's mixed potential function[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1998, 45(4): 423-427.



刘欣博

收稿日期: 2011-05-11。

作者简介:

刘欣博(1982), 女, 博士研究生, 主要研究方向恒功率负载系统的稳定性, liuxinbo_le@163.com;

周元钧(1951), 女, 教授, 主要从事电力电子与电气传动、交流调速系统、航空航天电动舵机等领域的研究。