

并矢展开法在电厂单元机组负荷反馈控制设计中的应用*

张文龙

(南京工程兵工程学院)

摘要 本文简要地介绍了多变量频域法中的并矢展开法及其实用形式—近似并矢展开法,并用它设计了单元机组负荷反馈控制系统。文中就近似并矢展开的 ω_1 选择问题提出了简便的工程估计法,最后本文把并矢展开法与多变量频域法的其它两种主要方法作了比较,说明了并矢展开法更适合于单元机组负荷反馈控制系统的设计。

一 并矢展开法概述

单元机组负荷反馈控制系统的设计应按多变量系统对待^[1]。设计多变量系统有多种方法^[2,3],其中之一是D.H.Owens提出的并矢展开法,其一般原理简述如下:

设多变量反馈系统如图1所示。

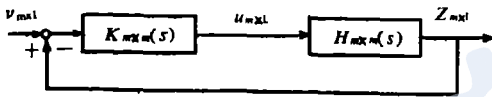


图1 多变量系统的方块图

其中 $K(s)$ 为待设计的控制器传递矩阵, $H(s)$ 为被控对象传递矩阵。若 $H(s)$ 可按式分解

$$H(s) = P_1 \text{diag}\{f_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} P_2$$

$$= (\alpha_1 \alpha_2 \cdots \alpha_m) \text{diag}\{f_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} \begin{pmatrix} \beta_1^T \\ \beta_2^T \\ \vdots \\ \beta_m^T \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^m f_i(s) \alpha_i \beta_i^T \quad (1.1)$$

其中 P_1 、 P_2 为非奇异的常数矩阵, α_i 、 β_i ($i=1, 2, \dots, m$)为 $m \times 1$ 常数列向量; $f_i(s)$ ($i=1, 2, \dots, m$)为 s 的标量函数, $\alpha_i \beta_i^T$ 在数学上称“并矢”(dyad),因此(1.1)式称 $H(s)$ 的并矢展开(dyadic expansion)。

可把控制器 $K(s)$ 选为

$$K(s) = P_1^{-1} \text{diag}\{k_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} P_1^{-1} \quad (1.2)$$

只要 P_1 、 P_2 满足一定要求, $K(s)$ 为物理可实现的。从而闭环传递矩阵为

$$[I_m + H(s)K(s)]^{-1} H(s)K(s) = P_1 \text{diag}\left\{ \frac{f_i(s)k_i(s)}{1 + f_i(s)k_i(s)} \right\}_{1 \leq i \leq m} P_1^{-1} \quad (1.3)$$

因此图1方块图可以变换成图2形式。

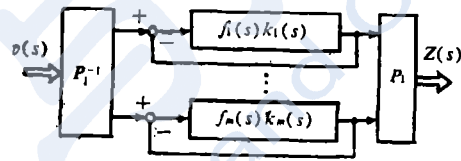


图2 经变换后多变量系统的方块图

由于 P_1 是常数阵,不影响系统的稳定性,从(1.3)式可见系统的稳定性由

$$\prod_{i=1}^m [1 + f_i(s)k_i(s)] = 0 \quad (1.4)$$

的根 s_i 确定。 s_i 一定满足

$$s_i \in \bigcup_{i=1}^m S_i \{1 + f_i(s)k_i(s) = 0\} \quad (i=1, 2, \dots, m)$$

其中 $S_i \{1 + f_i(s)k_i(s) = 0\}$ 表示满足 $1 + f_i(s)k_i(s) = 0$ 的 s 值的集合。

显然,只要选择 $k_i(s)$ ($i=1, 2, \dots, m$)使 m 个方程 $1 + f_i(s)k_i(s) = 0$ ($i=1, 2, \dots, m$)的根都在根平面上一定范围内(可以由系统要求的相对稳定性给出),就能保证整个多变量系统的所有特征根 s_i 也在这一范围内,从而保证整个多变量系统的稳定性(绝对稳定性和相对稳定性)。实际上我们可以把 $1 + f_i(s)k_i(s) = 0$ ($i=1, 2, \dots, m$)视作 m 个单变量系统的特征方程,选用某一种单变量系统综合方法来

* 收到本文的时间是1983年12月13日。

选择 $k_i(s)$, 一定能直接 (如根轨迹法) 或间接地 (如频率法保证一定的相位裕量和增益裕量) 使其根处于根平面一定范围内, 这样就能保证整个多变量系统满足一定的稳定性要求, 从而一个多变量系统可看成一个解耦系统夹在输入输出变换阵之间, 即把一个多变量系统分解成多个单变量系统来分析和设计。

一般的对象 $H(s)$ 并不一定能展开成 (1.1) 式, 但是我们可以进行近似展开, 因此这种方法仍能广泛应用于工程之中。

二 工程应用形式—并矢近似展开设计法

1 Nyquist 稳定判据在多变量系统中的应用

图 1 系统的特征方程为 $\det \Delta(s) = |I + H(s)K(s)| = 0$ 。可以证明, $\det \Delta(s) / \det \Delta(\infty) =$ 闭环特征多项式 / 开环特征多项式 (具体证明见文献 [3] pp.73), 其中 $\det \Delta(\infty)$ 为纯数。由 Nyquist 稳定判据可得, 如果多变量开环系统有 P 个极点在右半平面, 那么系统闭环后稳定的充分且必要条件为: ω 从 $-\infty \rightarrow +\infty$ $\det \Delta(j\omega)$ 逆时针包围原点 P 次 (在工程中经常遇到的情况是 $P = 0$, 即开环稳定)。

要直接应用上面的结果是不方便的, 所以经常采用下面分解形式。

$$\begin{aligned} \det \Delta(s) &= |I + H(s)K(s)| \\ &= \prod_{i=1}^m [1 + q_i(s)] \quad (i=1, 2, \dots, m) \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中 $q_i(s)$ 为矩阵 $H(s)K(s)$ 的特征值, 称它为特征传递函数。因此推广应用于多变量系统的 Nyquist 稳定判据可叙述如下: 如果多变量系统开环稳定, 闭环后仍稳定的充分且必要条件为 $q_i(j\omega)$ 逆时针绕 $(-1, j0)$ 点总圈数为零。 $q_i(j\omega)$ 称系统的特征轨迹 (Characteristic Locus)。为了工程应用上的方便把这个判据进一步强化, 在开环稳定的前提下要求每一条特征轨迹都不包围 $(-1, j0)$ 点, 并且具有一定的相位裕量和增益裕量。本文讨论的并矢近

似展开法就是应用上述强化了了的 Nyquist 稳定判据。

2 并矢近似展开

如果 $H(s)$ 不能展开为 (1.1) 式, 可考虑在某一频率 ω_1 处即 $s = j\omega_1$ 把 $H(s)$ 展开成并矢表达式

$$H(s) = P_1(\omega_1)F(s, \omega_1)P_2(\omega_1) \quad (2.2)$$

式中 $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 为非奇异的常数阵, $F(s, \omega_1)|_{s=j\omega_1}$ 为对角线阵, 且 $F(s, \omega_1)|_{s=j(\omega_1 \pm \Delta\omega)}$ ($\Delta\omega$ 为某一个频率范围) 为强对角阵。设 $F(s, \omega_1)$ 的主对角元为 $f_i(s, \omega_1)_{1 \leq i \leq m}$, 则可写出矩阵

$$H_A(s, \omega_1) = P_1(\omega_1) \text{diag}\{f_i(s, \omega_1)\}_{1 \leq i \leq m} P_2(\omega_1) \quad (2.3)$$

可见 $H_A(s, \omega_1)|_{s=j\omega_1} = H(s)|_{s=j\omega_1}$, 并且在 ω_1 附近的一个频段内二者很接近 (更明确地说, 在该频段内 $H_A(s, \omega_1)$ 和 $H(s)$ 的特征值很接近)。我们称 $H_A(s, \omega_1)$ 为 $H(s)$ 的并矢近似展开式, 并且可用 $H_A(s, \omega_1)$ 代替 $H(s)$ 进行控制系统的设计。一般这种设计方法宜采用频率法。

3 Gerschgorin 定理在并矢近似展开法设计中的应用

Gerschgorin 定理是线性代数中估计特征值的著名定理, 我们可应用这条定理和上述强化了的应用于多变量系统的 Nyquist 稳定判据来完成并矢近似法设计工作。

由于用 $H_A(s, \omega_1)$ 代替了 $H(s)$, 参照 (1.2) 式我们可选择

$$K(s) = P_1^{-1}(\omega_1) \text{diag}\{k_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} P_1^{-1}(\omega_1) \quad (2.4)$$

其中 $k_i(s)$ 是待选择的标量传递函数。显然可得

$$H_A(s, \omega_1)K(s) = P_1(\omega_1) \text{diag}\{f_i(s, \omega_1)k_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} P_1^{-1}(\omega_1) \quad (2.5)$$

和

$$H(s)K(s) = P_1(\omega_1)F(s, \omega_1) \text{diag}\{k_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} P_1^{-1}(\omega_1) \quad (2.6)$$

令 $\tilde{Q}(s, \omega_1) = (\tilde{q}_{ij}(s, \omega_1)) = F(s, \omega_1) \text{diag}\{k_i(s)\}_{1 \leq i \leq m}$, 所以 $\tilde{Q}(s, \omega_1)$ 的对角元 \tilde{q}_{ij} 就

是 $f_i(s, \omega_1)k_i(s, \omega_1)$ ($i=1, 2, \dots, m$)。根据 Gerschgorin 定理, $H(s)K(s)$ 的特征值 $q_i(s)$ 一定在以 $\tilde{q}_{i,i}(s, \omega_1)$ 为中心的圆 $|q_i(s) - \tilde{q}_{i,i}(s, \omega_1)| \leq R_i$ ($i=1, 2, \dots, m$) 的和集内, 其中

$$R_i = \sum_{j=1}^m |\tilde{q}_{j,i}| \quad (\text{行估计}) \quad \text{或} \quad R_i = \sum_{j=1}^m |\tilde{q}_{i,j}|$$

(列估计)。并且对于同一个 s 值若上面 i 个圆 ($i=1, 2, \dots, m$) 均不相交, 那么每一个圆中必有且只有一个特征值。显然上面的估计法在 $s=j\omega$ 时也适用, 这就是我们频域设计的理论依据。在设计系统时只要将 $f_i(j\omega, \omega_1)k_i(j\omega)$ ($i=1, 2, \dots, m$) 曲线上画上一系列 Gerschgorin 圆形成一条带, 若这些带子同频率处互不重叠, 那么每条带子中必有一条特征轨迹。此外, 在 $\omega=\omega_1$ 这点上这些带子的宽度为零, 并且在此频率附近带宽都是不大的, 所以在 ω_1 的附近很容易估计出开环系统的特征轨迹 $q_i(j\omega)$ ($i=1, 2, \dots, m$) 所具有的相角裕量和增益裕量, 从而可调整 $k_i(s)$ 使系统满足设计者所提的频域要求。

4 ω_1 的工程估计法和 $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 的求得

并矢近似展开法的一个关键是选择 ω_1 和求出 $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 。由上面分析可知, $q_i(j\omega)$ 可根据 $f_i(j\omega, \omega_1)k_i(j\omega)$ 和 Gerschgorin 圆来估计, 为了在调整 $k_i(j\omega)$ 时足以精确估计 $q_i(j\omega)$ 的相位裕量和增益裕量 (从而实现有效的调整), 显然 ω_1 应选在 $q_i(j\omega)$ 或 $f_i(j\omega, \omega_1)k_i(j\omega_1)$ 的中频段 (对稳定起作用的频段, 如它们对数幅频特性零 db 频率附近)。应该注意到, 随着 i 取值不同, 各个中频段可能相差颇大, 但特征轨迹 $q(j\omega)$ 中总有一条最近临界点 $(-1, j0)$, 这条轨迹的稳定裕量是最需关心的, 因此 ω_1 应选在这条轨迹的中频段处。

由 (2.2) 式可得:

$$F(s, \omega_1) = P_1^{-1}(\omega_1)H(s)P_2^{-1}(\omega_1) \quad (2.7)$$

而 $f_i(s, \omega_1)$ ($i=1, 2, \dots, m$) 为 $F(s, \omega_1)$ 的对角元。一旦 ω_1 选定, $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 为常数阵与 s 无关。可见 $f_i(s, \omega_1)$ ($i=1, 2, \dots, m$) 是

$H(s)$ 各元的线性组合, 也可视作对象中动态特征“快”和“慢”的部分通过 $P_1^{-1}(\omega_1)$ 、 $P_2^{-1}(\omega_1)$ 进行一定组合的“等效对象”。如果当 $i=l$ 时 $f_l(j\omega, \omega_1)$ 中“慢”的分量占优势, 则 $f_l(j\omega, \omega_1)$ 随 ω 变化相位滞后显然严重些。若 ω_1 就按 $f_l(j\omega, \omega_1)$ 选择, 并且调整 $k_l(j\omega)$ 的参数使其保证 $f_l(j\omega, \omega_1)k_l(j\omega)$ 一定的稳定裕量 (通过特征值的估计, 也保证了 $q_l(j\omega)$ 有一定的稳定裕量), 那么其余 $k_i(s)$ 就较易确定, 并能使整个系统满足一定的稳定裕量。所以在设计时可由 $H(s)$ 中动态特征较“慢”部分 (一般可取 $H(s)$ 中时间常数较大的一个对角元) 进行中频段估计, 再选择 ω_1 稍高于它就行。

这里应指出, $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 与所选的 ω_1 有关, 而 $P_1^{-1}(\omega_1)$ 、 $P_2^{-1}(\omega_1)$ 是控制器的组成部分, 显然 $K(s)$ 的控制规律将改变, 在设计时应多选几个 ω_1 进行试算。具体计算 $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 的方法如下:

对于给定的 ω_1 分解 $H(j\omega_1)$ 为

$$H(j\omega_1) = A_1(\omega_1) + jA_2(\omega_1) \quad (2.8)$$

其中 $A_1(\omega_1)$ 、 $A_2(\omega_1)$ 为 $m \times m$ 实数阵, 由 $A_1(\omega_1)$ 、 $A_2(\omega_1)$ 可以按下式求得:

$$\begin{cases} P_1(\omega_1) = T(\omega_1) \\ P_2(\omega_1) = T^{-1}(\omega_1)A_1(\omega_1) \end{cases} \quad (2.9)$$

其中 $T(\omega_1)$ 为 $A_2(\omega_1)A_1^{-1}(\omega_1)$ 的特征向量阵。

(2.9) 式证明如下:

设 $\lambda_i(\omega_1)$ 为 $A_2(\omega_1)A_1^{-1}(\omega_1)$ 特征值, 可见

$$\begin{aligned} A_2(\omega_1)A_1^{-1}(\omega_1) &= T(\omega_1) \text{diag}\{\lambda_i(\omega_1)\}_{1 \leq i \leq m} T^{-1}(\omega_1) \\ & \quad (2.10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H(j\omega_1) &= A_1(\omega_1) + jA_2(\omega_1) \\ &= [I + jA_2(\omega_1)A_1^{-1}(\omega_1)]A_1(\omega_1) \\ & \quad (2.11) \end{aligned}$$

把 (2.10) 代入 (2.11) 可得:

$$\begin{aligned} H(j\omega_1) &= [I + jT(\omega_1) \text{diag}\{\lambda_i(\omega_1)\}_{1 \leq i \leq m} \\ & \quad \cdot T^{-1}(\omega_1)]A_1(\omega_1) \\ &= T(\omega_1) \text{diag}\{1 + j\lambda_i(\omega_1)\}_{1 \leq i \leq m} \\ & \quad \cdot T^{-1}(\omega_1)A_1(\omega_1) \end{aligned}$$

显然可取 $P_1(\omega_1) = T_1(\omega_1)$; $P_2(\omega_1) = T^{-1}(\omega_1)A_1(\omega_1)$ 。

5 具体设计步骤

1) 按本文所述方法选择 ω_1 , 分解 $H(j\omega_1)$ 为 $A_1(\omega_1) + jA_2(\omega_1)$ 若不满足 $|A_1(\omega_1)| \neq 0$, 应稍微改变 ω_1 取值。

2) 由(2.9)式计算 $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 。

3) 由(2.7)式确定其对角元 $f_i(s, \omega_1)$ ($i=1, 2, \dots, m$), 得出并矢近似展式 $H_A(s, \omega_1) = P_1(\omega_1) \text{diag}\{f_i(s, \omega_1)\}_{1 \leq i \leq m} P_2(\omega_1)$ 。

4) 取控制器为(2.4)式形式。由标量返回差函数 $1 + f_i(s, \omega_1)k_i(s)$ ($i=1, 2, \dots, m$)进行频域综合, 如果要求系统对阶跃信号无静差, 则 $k_i(s)$ 中应含有 $1/s$ 因子, 可选PI型。

5) 在Nyquist轨迹 $f_i(j\omega, \omega_1)k_i(j\omega)$ 上添加 Gerschgorin 圆, 其半径为 $R_i(\omega, \omega_1) =$

$$|k_i(j\omega)| \sum_{\substack{h=1 \\ h \neq i}}^m |f_h(j\omega, \omega_1)|, \quad f_{hi}(j\omega, \omega_1) \text{ 为}$$

$F(j\omega, \omega_1)$ 的元。

6) 检验系统开环特征轨迹的增益裕量和相位裕量是否满足要求, 如不满足则重新选择 $k_i(s)$ 的参数直至满足。

7) 进行系统仿真, 如果过程并不满意再次综合 $k_i(s)$ 或重新选择 ω_1 进行计算。若仿真结果满意, 设计工作结束。

三 用并矢展开法设计单元机组负荷反馈控制系统

电厂大型汽轮机皆采用中间再热, 汽机和锅炉都按单元制(一机一炉)运行, 其示意图如图3。

由于采用了单元制运行方式。锅炉的蓄能相对于母管制运行方式要小, 所以汽机调节阀位 μ_T 发生变动时汽压不能再认为不变, 而要发生较大的变动。如果我们把机组输出功率 N 和汽机调节阀前的汽压 P 作为输出量而汽机调节阀 μ_T 和锅炉负荷指令 μ_B (当锅炉为汽包炉时可视为燃料与送风量和引风量的配合)作为输入量时, 显然单元机组负荷控制系统的对象可视为一个两输入两输出的多变量对象。

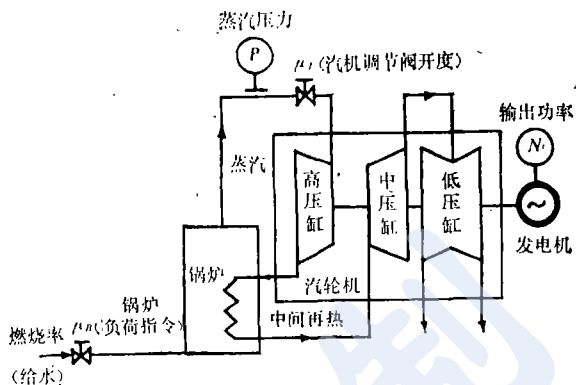


图3 单元机组示意图

这个多变量对象有其一定的要求和特点:

(1) 机组输出功率 N 为主要被控量, 它应尽可能快地按要求发生变化, 汽压 P 也为输出量, 但在保证机组安全工作的前提下, 允许有些波动, 在稳态时要求等于各自的设定值。

(2) 汽机动态特性颇快, 假如汽压不变, 那么当 μ_T 变化时 N 也将迅速发生变化。锅炉动态特性却颇慢, 当 μ_B 变化时要经过较长时间方能使其参数发生变化。(3) 在 μ_T 迅速变动时, 由于汽压发生波动改变了水的饱和温度, 使锅炉的金属和水都可以有一部分蓄能得到利用, 来短期适应负荷变动的需要。在机组安全运行的前提下, 蓄能的利用是有限的, 可见对象的二个输出量 N 和 P 还有一个互相协调的问题存在。上述的诸要求和特点, 一般的多变量设计方法都难以兼顾, 而并矢展开法恰能较好地照顾这些特点。

本文取上海发电设备成套设计研究所某电厂125MW中间再热机组上试验得出的模型为例。其方块图如图4。

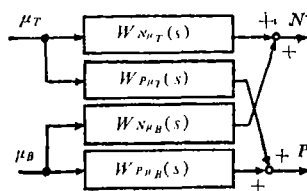


图4 机组动态模型的方块图

其中 $W_{N_{\mu T}}(s) = \frac{138s}{(1+12s)(1+82s)}$ MW/mm,

$W_{P_{\mu T}}(s) = -2.464 (0.064 + \frac{0.936}{1+124s})$ kg/cm²/mm,

$W_{N_{\mu B}}(s) = \frac{2.108}{(1+83s)^2}$ MW/T/hr,

$W_{P_{\mu B}}(s) = \frac{2.59}{(1+80s)^2}$ kg/cm²/T/hr。用 ΔH

= 62.33mm, $\Delta B = 59.3$ T/hr, $\Delta N = 125$ MW, $\Delta P = 70$ kg/cm² 标么, 并以 $\begin{pmatrix} \mu_T \\ \mu_B \end{pmatrix}$ 和 $\begin{pmatrix} N \\ P \end{pmatrix}$ 分别

为输入和输出量, 则对象可用矩阵 $H(s) =$

$$\begin{pmatrix} \frac{68.81s}{(1+12s)(1+82s)} & \frac{1}{(1+83s)^2} \\ -2.194 \frac{1+7.936s}{1+124s} & \frac{2.194}{(1+80s)^2} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

表示。由 $H(s)$ 进行反馈控制系统设计的过程如下。

1) ω_1 的估计

从 $H(s)$ 可见, 第二个对角元 $2.194/(1+80s)^2$ 代表机组动态特征比较慢的部分 (实际上代表 μ_T 不变, μ_B 变化而引起的汽压变化)。若以此组成一个汽压控制系统 (即 μ_T 手控), 采用PI控制器可得控制器为 $(1/1.71)(1+1/100s)^{-1}$ 。此时系统的中频区可以从图5看出

约在 0.0143 rad/s。

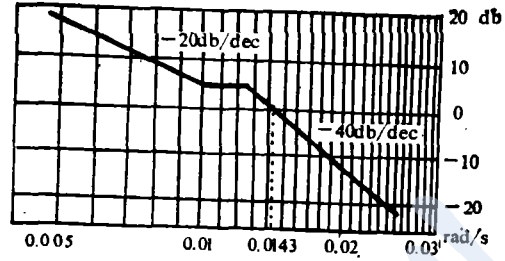


图5 汽压系统的对数幅频特性

可取 ω_1 略高于 0.0143 rad/s, 如取 $\omega_1 = 0.0183$ rad/s 进行试算,

2) 计算 $P_1(0.018)$ 、 $P_2(0.018)$ 、 $f_1(s, 0.018)$ 、 $f_2(s, 0.018)$

由 (2.9) 式进行计算并求出其逆矩阵可得:

$$P_1(0.018) = \begin{pmatrix} 0.6133 & 0.2632 \\ -0.9012 & 0.6133 \end{pmatrix}$$

$$P_2(0.018) = \begin{pmatrix} 0.8375 & -0.011 \\ -0.442 & 0.4227 \end{pmatrix}$$

$$P_1^{-1}(0.018) = \begin{pmatrix} 1 & -0.4291 \\ 1.4695 & 1 \end{pmatrix}$$

$$P_2^{-1}(0.018) = \begin{pmatrix} 1.2106 & 0.0314 \\ 1.2658 & 2.3988 \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} \therefore F(s, 0.018) &= P_1^{-1}(0.018)H(s)P_2^{-1}(0.018) \\ &= \begin{pmatrix} f_{11}(s, 0.018) & f_{12}(s, 0.018) \\ f_{21}(s, 0.018) & f_{22}(s, 0.018) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{83.30s}{(1+12s)(1+82s)} + \frac{1.140(1+7.936s)}{1+124s} & \frac{2.161s}{(1+12s)(1+82s)} + 0.0296 \frac{1+7.936s}{1+124s} \\ + \frac{1.2658}{(1+83s)^2} - \frac{1.192}{(1+80s)^2} & + \frac{2.399}{(1+83s)^2} - \frac{2.258}{(1+80s)^2} \\ \frac{122.4s}{(1+12s)(1+82s)} - 2.656 \frac{1+7.936s}{1+124s} & \frac{3.175s}{(1+12s)(1+82s)} - 0.0689 \frac{1+7.936s}{1+124s} \\ + \frac{1.860}{(1+83s)^2} + 2.777 \frac{1}{(1+80s)^2} & + \frac{3.525}{(1+83s)^2} + \frac{5.263}{(1+80s)^2} \end{pmatrix}$$

当 $\omega = \omega_1$ 时可以验证 $f_{21}(j\omega, 0.018) = f_{12}(j\omega, 0.018) = 0$, 此时 $F(j\omega, 0.018)$ 呈对角线形。我们可用 $H_{\Delta}(s, 0.018) = P_1(0.018) \text{diag}\{k_1(s), 0, 0, 0, 0, 0\} P_2(0.018)$ 来近似代替

$H(s)$ 。

3) 控制器的设计

取控制器 $K(s) = P_1^{-1}(0.018) \text{diag}\{k_i(s) \mid 1 \leq i \leq 6, P_2^{-1}(0.018)\}$, 选取 $k_i(s)$ ($i = 1, 2$) 使 $f_i(j$

$\omega, 0.018)k_i(j\omega) (i=1, 2)$ 具有足够的稳定裕量, 可得: $k_1(s) = 1 + 1/10s$ 、 $k_2(s) = 0.35(1 + 1/300s)$ 。此时和 $f_i(j\omega, 0.018)k_i(j\omega) (i=1, 2)$ 相对应的 Gerschgorin 带见图 6, 可见系统开环特征轨迹相位裕量至少为 59° , 增益裕量也是足够的。

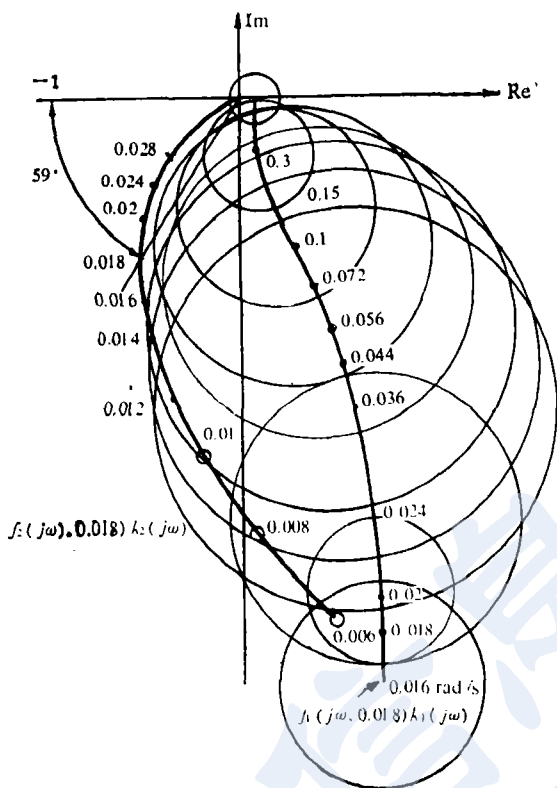


图 6 $f_i(j\omega, 0.018)k_i(j\omega) (i=1, 2)$ 及其 Gerschgorin 带

此时整个控制器为:

$$K(s) = \begin{pmatrix} 1.2106 & 0.0314 \\ 1.2658 & 2.3988 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 1 + \frac{1}{10s} & 0 \\ 0 & 0.35(1 + \frac{1}{300s}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -0.4291 \\ 1.4695 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\approx \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1.05 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 1.21(1 + \frac{1}{10s}) & 0 \\ 0 & 0.84(1 + \frac{1}{300s}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -0.43 \\ 1.47 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

反馈控制系统图见图 7。

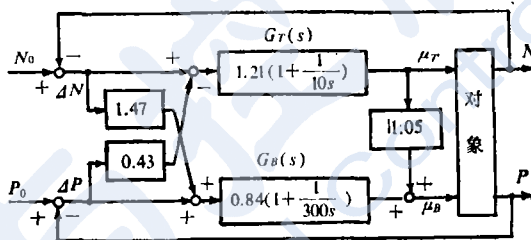


图 7 设计完成后的反馈控制系统

系统的响应见图 8, 可见系统的响应基本上满意的。考虑到机组负荷控制系统实际可能运行情况, 如功率反馈信号开路情况 (即汽轮机处于纯转速控制), 经过验证这种情况系统仍能稳定工作。

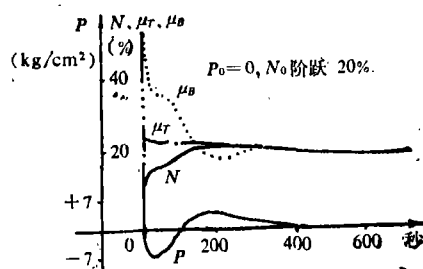


图 8 控制系统的动态响应(一)

4) 改变 ω_1 对设计的影响

当 ω_1 选择不同值时会使 $P_1(\omega_1)$ 、 $P_2(\omega_1)$ 发生变化, 从而 $K(s)$ 也随着改变, 因此对系统的响应也有一定的影响。

若取 $\omega_1 = 0.1 \text{ rad/s}$ 经过与前面设计过程完全相同的步骤得:

$$K(s) = \begin{bmatrix} 2.2065 & 0.006157 \\ 0.9537 & 25.7665 \end{bmatrix}$$

$$\approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.432 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 2.2065(1 + \frac{1}{10s}) & 0 \\ 0 & 1.03(1 + \frac{1}{300s}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -0.4215 \\ 0.4388 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

其响应见图 9，可见响应曲线与图 8 不同，但也是满意的。

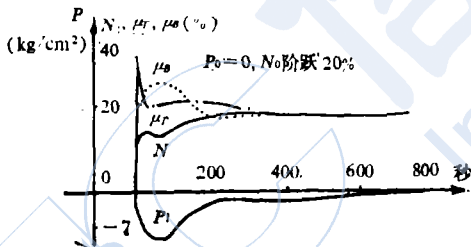


图 9 控制系统的动态响应(二)

在这里可以明显地看出 ω_1 可在一个较大的范围内选择(只要能足以精确地估计出特征轨迹的相位和增益裕量)，当然其设计结果是有差别的。就上面设计的两个系统而言，从(3.2)式或图7可见 ΔN 对 $G_B(s)$ 的作用较强，且 $G_T(s)$ 的输出对 μ_B 的作用较强，整个系统以锅炉控制为主的方式工作。而另一系统从(3.3)式可见是以控制汽机 μ_T 为主的方式工作。本文经过计

算发现： ω_1 取 $0.018 \sim 0.1 \text{ rad/s}$ 都是可以的，当 $\omega_1 = 0.018 \sim 0.032 \text{ rad/s}$ 时系统呈明显的以锅炉控制为主的方式，当 $\omega_1 = 0.08 \sim 0.1 \text{ rad/s}$ 呈控制汽机为主的形式。

四 并矢展开法设计单元机组负荷控制的优点

多变量系统的设计方法有很多种，就多变量频域法而言也有多种，其中 H.H. Rosenbrock 的 Inverse Nyquist Array (INA) 法和 A. G. J. MacFarlane 的 Characteristic Locus (CL) 法最为著名。这两种方法在工程中有很多应用，但是并矢展开法有其独到之处，它较适合于设计单元机组负荷反馈控制系统。为了阐明这点，下面就把并矢展开法与 INA 和 CL 法的特点作些比较，关于 INA 和 CL 法的原理可见文献[3,4,5,6]，本文不再赘述。

1) INA 法的基本想法和特点及其与并矢展开法的比较

设控制系统仍采用图 1 结构，INA 基本想法如下：

i) 闭环矩阵 $Q_0(s) = [I + Q_0(s)]^{-1} Q_0(s)$ (其中 $Q_0(s) = H(s)K(s)$) 比较复杂，用逆阵表示可得到较简单的形式。用字母上加“ \wedge ”符号表示与该字母相对应的逆阵，如 $\hat{Q}_c(s) = Q_0^{-1}(s)$ ，那么 $\hat{Q}_c(s) = I + \hat{Q}_0(s)$ 。

ii) 系统的控制器采用下列形式

$$K(s) = K_p \cdot K_b(s) \cdot K_c(s) \quad (\text{或 } \hat{K}(s) = \hat{K}_c(s) \hat{K}_b(s) \hat{K}_p)$$

其中 K_p 称变换阵 (Permutation matrix) 表示从输入到输出的初步编排，使 i 端输入主要影响 i 端输出； $K_b(s)$ 为满足 $\det K_b(s) = 1$ 的一系列初等变换阵的乘积； $K_c(s)$ 为对角线阵，表示 m 个独立的控制器。

iii) 选择 $\hat{K}_b(s)$ 、 \hat{K}_p 使等效对象 $\hat{K}_b(s) \hat{K}_p \hat{H}(s)$ 强对角 (diagonal dominant) 化。按等效对象的对角元进行一维系统的设计，确定 $K_c(s)$ 的各元及其参数。H.H. Rosenbrock 证明：当 $\hat{K}_b(s) \hat{K}_p \hat{H}(s)$ 为强对角阵，那么进行多

一个一维设计即能保证整个多变量系统的稳定性。

INA法的先决条件必须使系统成一个弱耦合系统(即传递函数阵为“强对角”)。可是单元机组负荷控制系统的正常运行并没有解耦要求,而且还需要输出量存在一定的动态耦合。如汽压的适当变化可使锅炉的蓄能得到一定的利用,从而使功率响应快些。因此用INA设计系统势必大大削弱这种有利于利用蓄能的动态耦合。从而导致不十分合理的控制决策。譬如要求增加机组输出功率 N 时,一种可能决策为大幅度限止汽机调节阀行程 μ_T 的大小和速率,以适应汽压恢复的缓慢过程。显然发电机组输出功率响应 N 过于缓慢。

另一种可能的决策为不切实际地过渡强化锅炉的燃烧(即超额增加 μ_B)以提高汽压恢复速度,但这种决策为实际运行所不允许。因此一般皆采用前一种决策。可推断出INA法设计的单元机组负荷反馈控制系统的功率响应较慢。图10(其中INA法和CL法设计的单元机组负荷控制系统的响应曲线,摘自南京工学院三系研究生叶建华毕业论文,论文中所采用的对象同本文)证明了这一点。

与INA法相比较,并矢展开法没有对系统提出“强对角”的要求,对于单元机组负荷控制系统的设计可以避免由“强对角”而带来的不合理控制决策。

2) CL法的基本想法和特点及其与并矢展开法的比较

设控制系统也采用图1结构形式,CL法的基本想法是:

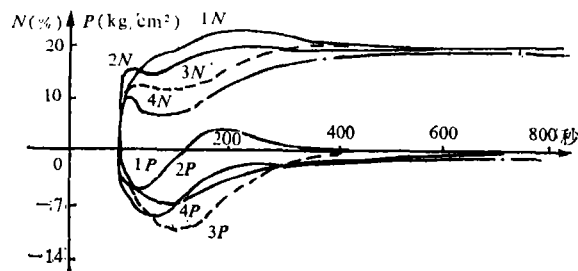
i) 分解 $Q_0(s) = H(s)K(s)$ 为 $Q_0(s) = W(s)\text{diag}\{q_i(s)\}_{1 \leq i \leq m}V(s)$,其中 $q_i(s)$ 为 $Q_0(s)$ 的特征值(特征传递函数); $W(s)$ 为其特征向量阵, $V(s) = W^{-1}(s)$ 。

ii) 闭环传递函数阵 $Q_c(s) = [I + Q_0(s)]^{-1}Q_0(s) = W(s)\text{diag}\{q_i(s)/1 + q_i(s)\}_{1 \leq i \leq m} \cdot V(s)$ 与并矢展开法原理同,可将系统分解成 m 个一维系统来设计。由于 $q_i(s)$ ($i = 1, 2, \dots, m$)的解析式很难获得,一般通过电子计算机

可获得频率特性,所以用频率法来综合较合适。

CL法调节 $q_i(j\omega)$ 的方法大致有两种,其一为逐步调节法,即取一系列初等变换阵进行试验,直至 $q_i(j\omega)$ 符合要求,这些初等阵的乘积构成 $K(s)$ 。显然这种方法需要很强的技巧,且一般不能针对某一条特征轨迹进行调整。其二为互易控制器法,若 $H(s)$ 分解为 $H(s) = W(s)\text{diag}\{\tilde{f}_i(s)\}_{1 \leq i \leq m}V(s)$,其中 $\tilde{f}_i(s)$ 为 $H(s)$ 的特征值(特征传递函数); $W(s)$ 为其特征向量阵, $V(s) = W^{-1}(s)$ 。取互易控制器 $K(s) = W(s)\text{diag}\{k_i(s)\}_{1 \leq i \leq m}V(s)$,显然得 $Q_c(s) = W(s)\text{diag}\{\tilde{f}_i(s)k_i(s)/[1 + \tilde{f}_i(s)k_i(s)]\}_{1 \leq i \leq m}V(s)$ 。与并矢展开法同,进行多个一维控制器 $k_i(s)$ 的设计就可使多变量系统满足稳定性要求(一般采用频域法)。但是遗憾的是 $W(j\omega)$ 、 $V(j\omega)$ 不是常数阵,很难获得解析式,所以只得采用近似互易控制器。一般取实数阵 A 和 A^{-1} 同时去逼近复矩阵 $W(j\omega)$ 和 $V(j\omega)$,然后取 $K(j\omega) = A\text{diag}\{k_i(j\omega)\}_{1 \leq i \leq m}A^{-1}$ 来调整特征轨迹,而 $W(j\omega)$ 、 $V(j\omega)$ 在大部分频段内为复数阵,很难用实数阵去逼近,因此调整特征轨迹并不很有效。

并矢展开法与CL法二者都没有对系统提出“强对角”要求,理论上这两种设计方法导致的控制决策效果大致相仿(见图10),但是并矢展开法的控制器要比互易控制器简单。如果对象可并矢展开,则可精确调整特征轨迹。



1N、1P 图 8 中的响应曲线; 2N、2P 图 9 中的响应曲线; 3N、3P 是 CL 法设计系统的响应曲线; 4N、4P 是 INA 法设计系统的响应曲线。

图 10 并矢展开法与 INA、CL 法设计系统的响应曲线比较

若对象不能并矢展开,那么通过近似展开可以做到在某一频率点精确调整特征轨迹,且在我们感兴趣的一个频率范围内实现近似调整。在计算上,用CL法设计需全频域求取复矩阵的特征值和特征向量(至少在中频段),而并矢展开法只求实矩阵的一次特征值和特征向量,因此在计算工作量上并矢展开法更少些。

五 结 束 语

作为多变量频域法的一种方法,并矢展开法比较简洁且对系统传递函数阵无“强对角”要求,适用面较宽。从上面讨论可见,它可用于设计单元机组负荷反馈控制系统。用它设计出来的系统输出量之间一般有一定程度的耦合,对于要求解耦的多变量系统这一点可能是缺点,对于单元机组负荷反馈控制系统可利用这点来改善系统的负荷适应性。从上面的分析和比较也可看出用并矢展开法设计出来的单元

机组负荷反馈控制系统优于INA法和CL法。

本文所有仿真结果由DJM-3A型电子模拟计算机得出。

本文的准备过程得到南京工学院陈来九副教授悉心指导,在此向他表示衷心感谢。

参 考 文 献

- (1) 陈来九等, 汽轮机功频调节系统在单元机组负荷自动控制系统中的应用, 电机工程学报, 1982.2.
- (2) Wolovich, W.A., Linear Multivariable Systems, Springer-verlag, 1974.
- (3) Layton, J.M., Multivariable Control Theory, Peter Peregrinus LTD, 1976.
- (4) Rosenbrock, H.H., Computer-Aided Control System Design, Academic Press, 1974.
- (5) Munro, N., Modern Approaches to Control System Design, Peter Peregrinus LTD, 1979.
- (6) MacFarlane, A.G.J., Frequency-Response Methods in Control System, IEEE Press, 1979.
- (7) Owens, D.H., Feedback and Multivariable Systems, Peter Peregrinus LTD, 1978.
- (8) 陈来九, 热工过程自动调节原理和应用, 水利电力出版社, 1982.

(上接55页)

4. 实例

用本项技术打印输出的(各种排序方法的比较)汉字表格及其打印该表的格式语句如下。

```
FILE NAME, P1
DATE :19831015
TABLE START POSITION:07
TABLE LENTH :47
```

```
1(16N, 9C, 22N, B16, 26, -)
1(1, 3N, 2C, 1, 2(N, C, 3N, C, N, 1), 3(C, N),
C, 1, N, C, 3N, C, N, 1, 3(C, N), C, 1, B7, 47,
-)
1(1, 2C, 3N, 1, 5(C, N, C, /, C, N, C, 1)-)
5(1, N, D4, 0, 2N, 1, 5(D6, 0, /, D6, 0, 1)-)
1(1, N, D4, 0, 2N, 1, 5(D6, 0, /, D6, 0, 1), =)
1(28N, 12C, "MCN-1/70", 3C, @)
```

各种排序方法的比较

方法 个数	选 择		气 泡		分段交换		堆 叠		简单合并	
	比 较	交 换	比 较	交 换	比 较	交 换	比 较	交 换	比 较	交 换
10	45	21	45	24	27	13	11	13	5	5
15	105	61	90	44	53	21	24	26	7	8
30	435	243	432	192	120	46	77	78	15	15
50	1225	665	1222	560	261	93	163	163	25	25
100	4950	2804	4922	2146	702	242	421	416	50	50
200	19900	10286	19834	9614	1495	589	1034	1017	100	100

(下转22页)

ABSTRACTS

The Software Design and Simulation for Ship Adaptive Autopilot Systems

Lin Junqing

In this paper the methods for design of the adaptive autopilot for steady state course keeping are discussed and the results from digital simulation experiments on the computer M-160H for two different ships are presented. It was concluded that the proposed design scheme of the adaptive autopilots was sound. (p.1)

Dyadic Expansion Method and Its Application to the Design of Boiler-turbine Unit Load Feedback Control System in a Power Plant

Zhang Wenlong

In this paper the dyadic expansion method—a multivariable frequency-domain method and its practical form (dyadic approximation method) is described briefly. It is applied to design Boiler-Turbine Unit Load Feedback Control System (BTULFCS).

A Simple and convenient engineering method about selection of ω_1 of the design method is proposed in this paper.

Finally, comparing with two other major multivariable frequency domain methods we conclude this method is more suitable to design BTULFCS. (p.8)

Microcomputer Library Circulation Management System Design

Mao Yujiao et al.

This paper introduces briefly the Library Circulation Management System WD-TLX designed for microcomputer MC-68000. The system's main characteristic is the use of new data structure and data compression techniques. The storage capacity thus required is reduced to one third of those which are required by similar systems. Thus problem that microcomputer does not hold enough storage capacity has been solved. It becomes possible that microcomputer MC-68000 can be used in the automatic library circulation management of large-scale libraries such as the Library of Wuhan University. Another characteristic is that, without any chinese character equipment, various statistical tables can be printed out in chinese characters by designed program. Thus the system is more practicable. (p.17)

A Study of the Time Sub-optimal Control of Higher Order System

Wang Zhicai Quan Taifan

Based on the platform initial connection problem several time sub-optimal control