 Közlemények 31/1984. 63-76

ПОСТРОЕНИЕ АДАПТИВНЫХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ СГЛАЖИВАНИЯ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

ВАЛЕРИЙ САЛЫГА
НИКОЛАЙ КАРАБУТОВ
АЛЕКСАНДР ЧЕРНОГОРОВ
ИШТВАН ХАДРЕВИ

МОСКВОСКИЙ ИНСТИТУТ СТАЛИ И СПЛАВОВ

ВВЕДЕНИЕ

Цифровые методы обработки сигналов широко применяются в системах управления для решения задач сглаживания, фильтрации, прогнозироования, индентификации и управления. Так как системы управления технологическими объектами работают в условиях априорной неопределенности, то применение цифровых фильтров с фиксированными параметрами в данных условиях может оказаться малоэффективным. Поэтому в настоящее время большое распространение находят адаптивные цифровые фильтры, которые позволяют получать такую степень подавления помех, какую трудно, а иногда и невозможно, получить с помощью фильтров с фиксированными параметрами [1].

Цифровые фильтры принято делить на рекурсивные, или фильтры с бесконечной памятью, и нерекурсивные [2]. При построении адаптивных рекурсивных фильтров (АРФ) можно выделить два подхода. Один из них - непрямой - состоит из двух этапов. На первом этапе рассчитывается нерекурсивная система фильтрации с постоянными параметрами [3], на втором - осуществляется аппроксимация полученного эталонного решения адаптивным фильтром с бесконечной памятью [3-5]. Другой подход - прямой - состоит в непосредственном выборе параметров адаптивной рекурсивной системы. Примером такого устройства может служить адаптивный фильтр калмана [6].

В работе излагаются методы синтеза АРФ с помощью прямого метода Ляпунова, пути повышения качества работы полученной системы фильтрации, рассматривается возможность применения АРФ к сглаживанию нестационарных последовательностей. Полученные результаты детально рассмотрены в [7].

1. ПОСТРОЕНИЕ АДАПТИВНЫХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ ПРЯМОГО МЕТОДА ЛЯПУНОВА

Пусть в каждый момент времени измеряется аддитивная смесь

$$x_n = u_n + \xi_n, \qquad n=0,1,2,\dots \tag{1}$$

где u_n - полезный сигнал, $n\Delta t$ - дискретное время, ξ_n - независимая случайная помеха, формируемая фильтром "авторегрессии-скользящего среднего" [8] :

$$\varphi_1(\nabla)\,\xi_n = \varphi_2(\nabla)\,W_n$$

где $\varphi_1(s)=1+d_1 s+d_2 s^2+\dots +d_k s^k$ - устойчивым полином степени k,

$\varphi_2(s)=1+b_1 s+b_2 s^2+\dots +b_r s^r$ - полином степени r, $r\leq k$,

w_n - дискретный белый шум с $M\{w_n\}=0$, $M\{w_n^2\}=\sigma_w^2$,

$M\{\cdot\}$-знак математического ожидания. Тогда почти наверное для ξ_n справедливая оценка

$$M\{\xi^2\} = \sigma^2 < \infty \quad , \qquad (2)$$

причем σ^2 неизвестна.

Оцениваемая последовательность u_n является детерминированной функцией времени с неизвестным законом изменения.

Считаем, что u_n и ξ_n разнесены по частоте, причем

$$\omega_u \ll \omega_\xi$$

Для выделения u_n из последовательности $\{x_n\}$, $n=0,1,2,\ldots$ будем применять рекурсивный фильтр вида

$$y_n = \sum_{i=1}^{i=m} \hat{a}_{i,n-1}\, y_{n-i} + \sum_{j=1}^{j=k} \hat{b}_{j,n-1}\, x_{n-j} \quad , \qquad (3)$$

где $\hat{a}_{i,n-1}$, $\hat{b}_{j,n-1}$ - подстраиваемые параметры фильтра, y_n - выход фильтра, x_{n-j} - наблюдаемая последовательность в момент времени $n-j$.

Введем обозначения

$$\hat{A}^T_{n-1} = \left[\hat{A}^T_{1,n-1} \,\vdots\, \hat{B}^T_{n-1}\right] = \left[\hat{a}_{1,n-1}, \ldots, \hat{a}_{m,n-1}, \hat{b}_{1,n-1}, \ldots, \hat{b}_{k,n-1}\right]$$

$$Y^T_{n-1} = \left[Y^T_{1,n-1} \,\vdots\, X^T_{n-1}\right] = \left[y_{n-1}, \ldots, y_{n-m}, x_{n-1}, \ldots, x_{n-k}\right]$$

Тогда уравнение (3) перепишем в виде

$$y_n = \hat{A}^T_{n-1}\, Y_{n-1} \quad , \qquad (4)$$

где Т - знак транспонирования.

Сделаем следующее предположение: последовательность $\{u_n\}$ является выходом дискретной динамической системы

$$u_n = K_1^T (U_{n-1} - Y_{1,n-1}) + A^T Y_{n-1} , \tag{5}$$

где $K_1 \in R^m$ - известный вектор, полином $\varphi(z)=1-k_1 z^{-1} -\ldots-k_m z^{-m}$ - является устойчивым, R - евклидово пространство, $A^T = [A_1^T \vdots B^T]$ - вектор неизвестных параметров, $U_{n-1} \in R^m$.

Данное предположение позволяет свести задачу фильтрации x_n к задаче идентификации объекта (5) с помощью адаптивной модели (4). При этом (5) можно рассматривать как динамическую систему с эталонной моделью (вектор K_1).

Уравнение, описывающее работу системы фильтрации,имеет вид

$$e_n = K_1^T E_{1,n-1} + \Delta A_{n-1}^T Y_{n-1} , \tag{6}$$

где $e_n \overset{def}{=} u_n - y_n$, $E_{1,n-1} = [e_{n-1} ,\ldots, e_{n-m}]^T$, $\Delta A_n \overset{def}{=} A - \hat{A}_n$.

Синтез адаптивных алгоритмов будем осуществлять с помощью функции Ляпунова

$$V_n = cM\{e_n^2\} + \tilde{\gamma}^{-1} \|\Delta A_n\|^2 ,$$

где $c, \tilde{\gamma} > 0, \|\Delta A_n\| = \Delta A_n^T \Delta A_n$.Так как мы налюдаем последовательность (1), то в дальнейшем под e_n будем понимать разность $x_n - y_n$.

Для устойчивости системы (6) необходимо, чтобы первая разность функции V_n удовлетворяла условию $\Delta V_n = V_{n+1} - V_n \leq 0$.
Вычисляя ΔV_n и дифференцируя по ΔA_n , получим адаптивный алгоритм подстройки вектора ΔA_n :

$$\Delta A_{n+1} = \Delta A_n - \tilde{\gamma} c \, (K_1^T E_{1,n} Y_n + Y_n Y_n^T \Delta A_n) . \tag{7}$$

Реализация процедуры (7) требует вычисления матрицы $Y_n Y_n^T$ и вектора ΔA_n , который нам неизвестен. Поэтому алгоритм (7) будем называть потенциальным. Из него, в частности, можно получить упрощенный алгоритм

$$\Delta A_{n+1} = \Delta A_n - \gamma e_n Y_n , \qquad (8)$$

откуда следует алгоритм подстройки параметров АРФ (4):

$$A_{n+1} = A_n + \gamma e_n Y_n . \qquad (9)$$

Параметр γ вводится для обеспечения устойчивости процедуры (8) в условиях действия ненаблюдаемой помехи ξ_n. Схема адаптивного рекурсивного фильтра (4) с алгоритмом (9) показана на рис.1.

2. АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Рассмотрим применение АРФ (4) для случая, когда $\{u_n\}$ является нестационарной последовательностью (параметры А, а может быть и K_1 в уравнении (5) зависят от времени).

Применение АРФ (4) в этом случае будет вносить временное запаздывание в получаемые оценки y_n , так как:

1) выход y_n является прогнозом по состоянию фильтра $Y_{1,n-1}$, вектору параметров $\hat{A}_{n-1}$ и входу X_{n-1} ;

2) АРФ как динамическая система имеет нелинейную фазовую характеристику и конечное время реакции на входное воздействие.

Для исключения указанного недостатка фильтра с бесконечной памятью в [9] предлагается пропускать полученную входную $\{x_n\}$ и выходную $\{y_n\}$ последовательности ($n=\overline{0,N_1}$) через двусторонний фильтр. Непосредственно данный подход к текущей фильтрации неприменим, так как требует формирования множества $G_n = \{Y_i \in R^{m+k} , i=\overline{0,n}\}$ и пропускания его через полученный к данному моменту времени АРФ в обратном порядке, что намного увеличивает время обработки и предъявляет повышенные требования к памяти

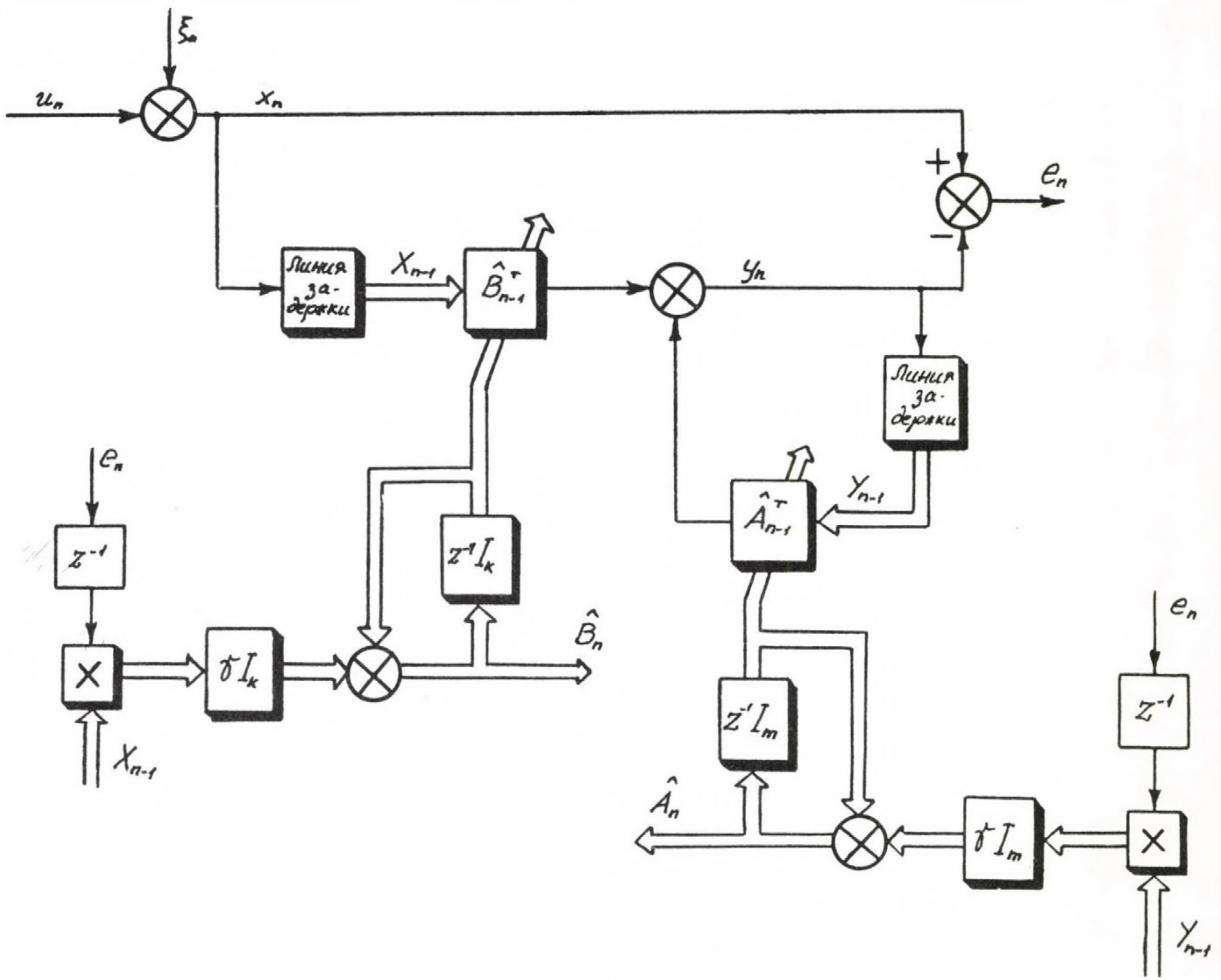
ξ_n
u_n
x_n
+
−
e_n
Линия задержки
X_{n-1}
$\hat{B}^{T}_{n-1}$
y_n
Линия задержки
Y_{n-1}
$\hat{A}^{T}_{n-1}$
e_n
z^{-1}
$z^{-1}I_k$
γI_k
$\hat{B}_n$
X_{n-1}
$z^{-1}I_m$
$\hat{A}_n$
γI_m
e_n
Z^{-1}
Y_{n-1}

РИС.1.

системы фильтрации.

В данной работе используется следующий подход, который назовем методом фильра точного прогноза (ФТП).

Опишем принцип построения ФТП первой степени.

Пусть в момент времени $n \in [0,N]$ получена оценка (прогноз) y_n последовательности u_n по вектору Y_{n-1} и параметрам $\hat{A}_{n-1}$. Состояние системы фильтрации в момент времени n будем характеризовать множеством

$$\Gamma_1 = \left\{ Y_{1,n-1} \in R^m, \ \hat{A}_{n-1} \in R^{m+k}, \ n \in [0,N] \ \middle| \ y_n = \hat{A}^T_{n-1} Y_{n-1} \right.$$
$$\left. \text{при заданном входе} \quad X_{n-1} \in R^k \right\} \tag{10}$$

Для получения точной оценки последовательности u_n с помощью АРФ (4), находящегося в момент времени $n \in [0,N]$ в состоянии Γ_1 введем преобразование Φ, имеющее вид

$$\tilde{Y}_{n-1} = \Phi \begin{bmatrix} Y_{1,n-1} \\ \hline X_{n-1} \end{bmatrix} = (zI_m \dotplus I_k) \begin{bmatrix} Y_{1,n-1} \\ \hline X_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Y}_{1,n-1} \\ \hline X_{n-1} \end{bmatrix}$$

где $\Phi \in R^{(m+k)\times(m+k)}$, $\dotplus$ - знак прямой суммы матриц [10], $zy_{n-1} = y_n$, I_m и I_k - единичные матрицы соответствующих размерностей.

Тогда получение точной оценки нестационарной последовательности u_n в момент времени $n \in [0,N]$ состоит в повторном применении АРФ к вектору $\tilde{Y}_{n-1}$. При этом состояние системы фильтрации в момент времени $n \in [0,N]$ будет описываться множеством

$$\Gamma_2 = \left\{ \hat{A}_{n-1} \in R^{m+k}, \ \tilde{Y}_{1,n-1} \in R^m, \ n \in [0,N] \ \middle| \ y_n = \hat{A}^T_{n-1} \tilde{Y}_{n-1} \right.$$
$$\left. \text{при заданном входе} \quad X_{n-1} \in R^k \right\} \tag{11}$$

Таким образом, состояние адаптивного ФТП в момент $n \in [0,N]$ можно представить как объединение множеств (10), (11): $\Gamma = \Gamma_1 \cup \Gamma_2$

Аналогично, для фильтра точного прогноза ℓ-й степени получаем

$$\Gamma = \bigcup_{i=1}^{i=\ell} \Gamma_i$$

В пространстве состояний ФТП первой степени описывается уравнением

$$\tilde{y}_n = \hat{A}^{T}_{1,n-1}\, \tilde{A}_{n-1}\, \overline{Y}_{n-1} + (\, \hat{A}_{1,n-1}\, I + 1\,)\, \hat{B}^{T}_{n-1}\, X_{n-1} \quad , \tag{12}$$

где

$$\overline{Y}^{T}_{n-1} = [y_{1,n-1}, \ldots, y_{m,n-1}] \in R^{m} \;, \; \overline{Y}_{n-1} = Y_{1,n-1} \;, \; I = [1,0,\ldots,0]^{T} \in R^{m-1} \quad ,$$

$$\tilde{A}_{n-1} = \left[\begin{array}{c|c} \multicolumn{2}{c}{\hat{A}_{1,n-1}} \\ \hline I_{m-1} & 0 \end{array} \right]$$ -матрица размерности $m \times m$

$I_{m-1} \in R^{(m-1)\times(m-1)}$ – единичная матрица.

К этому уравнению необходимо еще добавить алгоритм адаптации(9).

Из уравнения (12) видно, что, если:

а) $|\hat{a}_{1,n-1}| < 1$,

б) матрица $\tilde{A}_{n-1}$ устойчивая, то есть все ее собственные значения лежат внутри единичного круга $|\lambda_i(\tilde{A}_{n-1})| \leq 1 \; \forall_i = \overline{1,m}$, то выход ФТП первой степени будет иметь меньшее временное запаздывание по отношению к a_n, чем выход фильтра (4). Это вытекает из следующего равенства

$$\varphi_{ФТП}(\omega) = \varphi(\omega) - \varphi_o(\omega) \; ,$$

где

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left\{ \frac{\hat{B}^{T}_{n-1} L_k \hat{A}^{T}_{1,n-1} D_m + \hat{B}^{T}_{n-1} D_k \,(\, 1 - \hat{A}^{T}_{1,n-1}\; L_m)}{\hat{B}^{T}_{n-1} L_k \,(\, 1 - \hat{A}^{T}_{1,n-1}\; L_m) - \hat{B}^{T}_{n-1} D_k \hat{A}^{T}_{1,n-1} D_m} \right\} \; -$$

-фазочастотная характеристика АРФ (4),

$$L^{T}_m = [\cos(\omega), \ldots, \cos(m\omega)] \;, \quad D^{T}_m = -\,[\sin(\omega), \ldots, \sin(m\omega)] \quad ,$$

$$L^{T}_k = [\cos(\omega), \ldots, \cos(k\omega)] \;, \quad D^{T}_k = -\,[\sin(\omega), \ldots, \sin(k\omega)]$$

$\varphi_0(\omega)$ - фазочастотная характеристика элемента задержки $z: z^{-1} y_n = y_{n-1}$

Для ФТП ℓ -й степени справедливо соотношение

$$\varphi_{ФТП}(\omega) = \varphi(\omega) - \ell \cdot \varphi_0(\omega) ,$$

из которого следует, что применение адаптивного фильтра точного прогноза ℓ -й степени позволяет уменьшить временное запаздывание, присущее АРФ, на ℓ шагов.

3. ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА РАБОТЫ АРФ

Изложим способ улучшения качественных характеристик адаптивных рекурсивных фильтров, описанных в разделах 1-2. В основе данного подхода лежит метод окон [2,11], который широко применяется при проектировании цифровых нерекурсивных фильтров.

В общем виде уравнение линейного АРФ (4) можно записать в виде [7]

$$y_n = \hat{A}^T_{n-1} F Y_{n-1} \tag{13}$$

где $F = F^A \dotplus F^B$, $F^A = \mathrm{diag}(f_1^A(c_1^A,n,m) ,\ldots, f_m^A(c_m^A,n,m))$,

$F^B = \mathrm{diag}(f_1^B(c_1^B,n,k) ,\ldots, f_k^B(c_k^B,n,k))$ -

-диагональные матрицы размерности $(m \times m)$ и $(k \times k)$ соответственно;

$f_i^A(c_i^A ,n,m)$, $f_j^B(c_j^B ,n,k)$ - действительные функции, зависящие от параметра С, текущего момента времени n и размерности векторов:

$Y_{1,n-1}$, X_{n-1} : $\dim Y_{1,n-1} = m$, $\dim X_{n-1} = k$.

На $f_i(\cdot)$ налагается условие

$$\| f_i(\cdot) \| \leq 1 \qquad \forall n \in [0,N] .$$

Подчеркнем принципиальное отличие, связанное с введением матрицы F в рекурсивные и нерекурсивные фильтры. В нерекурсивных системах матрица F

вводится для получения заданной точности аппроксимации идеального фильтра конечным нерекурсивным фильтром. При этом выбор матрицы F^B (так как $F^A \equiv 0$) осуществляется путем удовлетворения тех или иных критериев в частотной области. В отличие от этого, матрица F в рекурсивных системах вводится для улучшения сглаживающих свойств, обеспечения нечувствительности выхода фильтра y_n к действующим возмущениям (помехе ξ_n). Поэтому те подходы и методы, которые применялись при выборе функции окна $f(.)$ в нерекурсивных фильтрах [11], оказываются малоэффективными в рекурсивных системах, что подтверждают результаты моделирования [7].

Временное окно $f(c,i,k)$, применяемое в нерекурсивных фильтрах, зависит от $\dim X_n$ и номера выборки x_{n-i} на интервале $[n-k,n]$ и записывается в виде

$$f(c,i,k) = c\,\tilde{f}(i,k),$$

где $C < C_0 = \mathrm{const}$ - постоянное число, $\tilde{f}(.)$ - известная функция времени. В задачах адаптивной рекурсивной фильтрации функция $f(.)$, которую мы будем называть S-функцией, должна быть параметризована с точностью до параметра $C \in R^{m+k}$:

$$f_i^A = f_i^A(c_i, n, m) \quad \forall i = \overline{1,m},$$

$$f_j^B = f_j^B(c_j, n, k) \quad \forall j = \overline{1,k},$$

причем $c_{i(j)} = c_{i(j)}(n)$

Так как априорная информация о помехе ξ_n отсутствует, то при выборе вектора $C \in R^{m+k}$ могут быть предложены два подхода. Первый из них состоит в адаптации C_n по мере поступления x_n с целью сведения ошибки фильтрации к нулю. Другой путь выбора функции $f(.)$ связан с разделением множества $S = \{e_n \in R,\ n \in [0,N]\}$ на две области $S = S_1 \cup S_2$ и использованием функции

$$f(\cdot) = \begin{cases} f_1(\cdot), & e_n \in S_1 \\ f_2(\cdot), & e_n \in S_2 \end{cases} \qquad (14)$$

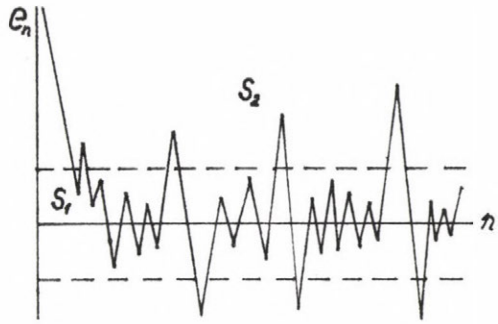

РИС.2.

Применяя аппарат R-функций [12], получаем выражения для S -функции (14)

$$f(\cdot) = f_1(\cdot) \wedge_\alpha f_2(\cdot) \quad ,$$

где $\wedge_\alpha$ -R - конъюнкция.

Прежде чем привести результаты, показывающие влияние S - функций на качество работы АРФ, запишем (6), учитывая (13), в матричной форме

$$E_n = K\,E_{n-1} + \tilde{I}\,\Delta A^T_{n-1}\,F\,Y_{n-1} \,, \tag{15}$$

где $E^T_{n-1} = [e_{1,n-1}, \ldots, e_{m,n-1}] \in R^m$, $e_{1,n-1} = e_{n-m}$, $\tilde{I} = [0,0,\ldots,0,1]$,

$$K = \left[\begin{array}{c|c} 0 & I_{m-1} \\ \hline K_m \ldots\ldots & K_1 \end{array}\right] \in R^{m\times m}$$

Считаем, что:

а) матрица K устойчивая, то есть все ее собственные числа лежат внутри единичного круга

$$|\lambda_i(k)| \leq 1 \qquad \forall_i = \overline{1,m} \quad ; \tag{16}$$

б) $$\|F\| \leq \rho < 1 \qquad (\|F\| = \max_i \lambda_i(F)) \tag{17}$$

в) ограничение на действующее возмущение

$$M\{|\Delta A^T_n Y_n| / Y_n\} \leq \alpha \qquad \forall Y_n \neq 0, \ n > 0 \tag{18}$$

где $\alpha > 0$ - некоторая постоянная;

г) вектор в силу (2) ограничен в среднеквадратичном

$$M\{\|Y\|^2\} \leq L(1+\sigma^2) \,, \tag{19}$$

где L - положительная константа.

Тогда из (15) следует, что

$$\sup\|E_n\| = \nu \qquad \text{почти наверное,} \tag{20}$$

где ν - некоторая неслучайная константа зависящая от Ео.

Рассмотрим функцию $V_n \doteq E_n^T P E_n$, удовлетворяющую условиям:

д) $$V_n = E_n^T P E_n > 0 \qquad (21)$$

- положительно определенная функция, допускающая бесконечно низший предел при $\|E\| \to \infty$, $(P = P^T > 0,\ P \in R^{m \times m})$;

е) во всем пространстве R^m выполняется следующее неравенство для

$$\Delta V_n = V_{n+1} - V_n :$$

$$\Delta V_n + \tau(E_n)\left[V_n - \mu\right] < 0 \qquad \forall E_n \neq 0,\ n \geq 0 \qquad (22)$$

для некоторой кусочно непрерывной функции

$$0 < \tau(E_n) < 1 \qquad \forall E_n \neq 0,\ n \geq 0$$

и ограничения (18)

Тогда справедлива следующая <u>теорема</u> [7]. Пусть выполняются условия (16)-(20) и существует функция V_n, удовлетворяющая (21)-(22). Тогда система (15), (8) диссипативна в целом и множество $G = \{ E_n : M\{V_n\} \leq$
$\leq \tau^{-1}(p^2 + \overline{I}^T P \overline{K} Q^{-1} \overline{K} P I) \cdot \rho^2 [\alpha + \gamma \nu L(1 + \sigma^2)]^2 = \mu \}$,
где $p = \overline{I}^T PI$; τ выбирается так, чтобы матрица $\overline{K} = K/\sqrt{1-\tau}$ имела собственные числа строго внутри единичного круга;

$$\gamma_n \leq \gamma(\| E_0 \|) = \gamma$$

матрица P определяется из уравнения

$$\overline{K}^T P \overline{K} - P = -\frac{1}{1-\tau} Q ,$$

$Q = Q^T > 0$ -произвольная матрица, является областью предельной ограниченности решений системы.

Диссипативность системы (6), (8) следует из следствия к приведенной теореме.

Следствие [7]. Система (6),(8) диссипативна в целом в области

$$G_1 = \left\{ E_n : M\left\{ V_n \right\} \leq \mu_1 \right\},$$

где $\mu_1 = \mu(\rho)\Big|_{\rho=1}$

ЛИТЕРАТУРА

1. Уидроу Б., Гловер Дж.Р., Маккул Дж.М., Кауниц Дж. и др. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения. ТИИЭР, 63/1975/:12,69-99.
2. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. Москва, "Мир", 1978.
3. Cadrow J.A. Rekursive digital filter synthesis via gradient based algorithms.-IEEE TRANS.Un acoust.,speech and signal proces.,24/1976/:5, 349-355.
4. Парикх Д., Ахмед Н., Джонсон С.Р., Лейримон М.Г. Адаптивный алгоритм для фильтров с бесконечной импульсной характеристикой. ТИИЭР, 66/1978/:5,68-78.
5. Парикх Д., Ахмед Н. Метод последовательного регрессионного анализа применительно к адаптивной фильтрации. ТИИЭР, 66/1978/:12,83-85.
6. Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах/под ред. К.Т.Леондеса. Москва, "Мир", 1980.
7. Карабутов Н.Н., Черногоров А.А. Синтез адаптивных цифровых фильтров для задач сглаживания и прогнозирования случайных последовательностей. Рукопись депонированная в ВИНИТИ 1 марта 1984 г., № 1197-84 Деп.
8. Бокс Д., Дженкинс Г., Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Москва, "Мир", 1974.
9. Broome P.W. Diskrete ortonormal sequenses. - Journ. ACM,1965, V.12, № 2, pp. 151-168.

10. Маркус М., Минк Х. Обзор по теории матриц и матричных неравенств. Москва "Мир", 1972.

11. Харрис Ф., Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования фурье. ТИИЭР,68/1089/:1,60-97.

12. Рвачев В.Л. Теория R - функций и ее приложения. Киев, "Наукова думка", 1982.

Ö S S Z E F O G L A L Á S

ADAPTIV REKURZIV SZÜRŐK KONSTRUÁLÁSA AZ IRÁNYITÁSI RENDSZEREKBEN ELŐFORDULO ELŐREBECSLÉSI ÉS SZINTÉZIS PROBLÉMÁKRA

V. Saliga, N. Karabutov, A. Chernogorov, I. Hadrevi

A cikkben a szerzők az adaptiv rekurziv szürők /ARSZ/ konstruálásának módszereit ismertetik használva a direkt Ljapunov módszert. Az ARSZ alkalmazását nem-stacionárius sorozatok "összeragasztásához" is tárgyalják. Az eredmények részletesebb tárgyalása a [7]-ben megtalálható.

THE CONSTRUCTION OF ADAPTIVE RECURSIVE FILTERS FOR THE SOLUTION OF PROBLEMS OF GLUEING AND PROGNOSIS IN CONTROL SYSTEMS

V. Saliga, N. Karabutov, A. Chernogorov, I. Hadrevi

In the paper the methods for the construction of adaptive recursive filters (ARF) is discussed using the direct method of Ljapunov. The possibility of the application of ARF to glueing non-stationary sequences is also studied. The results are discussed in details in ref. [7].