Исследование способов реализации адаптивной системы управления с фильтром Калмана[1]

В. М. Понятский, к. т. н.
ГУП "Конструкторское бюро приборостроения", Тула
kbkedr@tula.net, pwmru@rambler.ru

В работе рассматривается проектирование системы управления с фильтром Калмана, адаптирующейся к управляющим и возмущающим воздействиям в реальных помеховых условиях. Алгоритм адаптации реализует функции обнаружения и принятия решения. В соответствии с величиной динамической составляющей ошибки управления изменяется полоса пропускания фильтрации Калмана и параметры закона управления.

Ключевые слова: система управления, адаптация, динамическая ошибка, фильтр Калмана, полоса пропускания.

1. Введение

Рассмотрим систему управления с фильтром Калмана, приведенную на рис. 1.

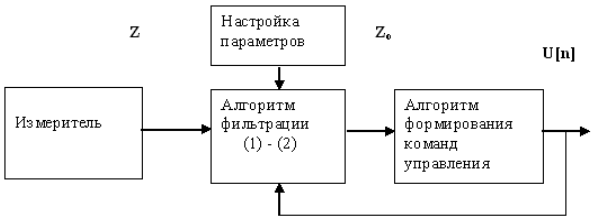

Рис. 1: Структурная схема алгоритма формирования команд управления.

Для сглаживания наблюдений используется фильтр Калмана [1, 2]:

$$dX_o/dt = \Phi X_o + BU + SRH^T N^{-1}(Z - HX_o), \quad (1)$$

$$dR/dt = N_0 + \Phi R + R\Phi^T - RH^T N^{-1} HR, \quad (2)$$

[1]©В. М. Понятский, 2008

где x_o – вектор оценок состояния объекта управления; $X(t)$ – вектор состояния объекта управления: $dXo/dt = \Phi X_o + \omega$; Φ – переходная матрица; Z – вектор-столбец наблюдений: $Z = HX + v$; H – матрица наблюдения; R – корреляционная матрица ошибок фильтрации; v – вектор-столбец гауссовских белых шумов наблюдения; ω – вектор-столбец гауссовских формирующих шумов; N – матрица интенсивностей шумов наблюдений; N_0 – матрица интенсивностей полезного сигнала; $K = RH^T N^{-1}$ – матрица коэффициентов; U – вектор управления; $B(t)$ – матрица коэффициентов управления; S – признак типа измерителя или отсутствия измерений $S = 0$.

Дискретный алгоритм оценивания состояния объекта управления в рамках методов фильтрации Калмана имеет вид [1]:

$$\begin{aligned} X_o[n+1/n] &= \Phi[n]X_o[n] + B[n]U[n]; \\ X_o[n] &= X_o[n/n-1] + S[n]K[n](Z[n] - H[n]X_o[n/n-1]); \\ Z_o[n] &= H[n]X_o[n/n-1]; \qquad (3) \\ P[n+1/n] &= \Phi[n]P[n]\Phi^T[n] + N_o[n]; \\ K[n] &= P[n/n-1]H^T(H[n]P[n/n-1]H[n]^T + N[n])^{-1}; \\ P[n] &= P[n/n-1] - K[n]H[n]P[n/n-1], \qquad (4) \end{aligned}$$

где $Z[n]$ – вектор наблюдений; $Z_o[n]$ – вектор оценок наблюдений; $X_o[n]$ – оценка вектора состояния объекта управления; $X_o[n+1/1]$ – оценка вектора прогнозирования состояния объекта управления; $\Phi[n]$ – переходная матрица; $H[n]$ – матрица наблюдения; $K[n]$ – матрица коэффициентов; $P[n+1/n]$ – дисперсионная матрица ошибок прогнозирования оценки вектора состояния объекта; $P[n]$ – дисперсионная матрица ошибок оценки вектора состояния объекта; $U[n]$ – вектор управления; $B[n]$ – матрица коэффициентов управления; $S[n]$ – признак типа измерителя или отсутствия измерений $S[n] = 0$.

Повышение помехоустойчивости к воздействию нестационарных возмущений в виде помех измерения состояния объекта управления и их возможным кратковременным прерываниям при управлении обеспечивается взаимосвязанным выбором параметров алгоритма фильтрации и алгоритма формирования команд управления (рис. 1) [6].

2. Обеспечение помехоустойчивости системы управления

Для обеспечения устойчивости системы управления с фильтром Калмана вводится обратная связь по командам управления u(t), исходя из выполнения условия:

$$W_z = W_f W_c,$$

где W_z – желаемая передаточная функция замкнутой системы с фильтром; W_f – передаточная функция фильтра; W_c – передаточная функция системы без фильтра.

Формирование требуемых динамических характеристик системы управления (полосы пропускания, запасов устойчивости, точности и т. д.) может быть проведено методом частотных характеристик и возможно при разных соотношениях полосы пропускания системы без фильтра f_c и полосы пропускания фильтра f_f. Если требуемое качество управления обеспечивается выбором полосы пропускания системы без фильтра W_c меньшей, чем полоса пропускания фильтра W_f:

$$f_c < f_f,$$

то динамические свойства системы управления в значительной степени определяются алгоритмом формирования команд управления, а алгоритм фильтрации обеспечивает необходимое подавление в сигнале ошибки управления помех измерения.

Требуемые свойства системы при задании полосы системы без фильтра W_c большей, чем полоса пропускания фильтра W_f:

$$f_c > f_f,$$

обеспечиваются за счет повышения коэффициента передачи системы (добротности) и уменьшения полосы пропускания фильтра. В этом случае можно обеспечить полосу пропускания фильтра, соизмеримую с рабочей полосой системы. Если обеспечить значительное повышение добротности при понижении частоты пропускания фильтра, то система будет обладать высокими динамическими свойствами, но при этом возрастает уровень шумовой составляющей в командах управления.

Традиционно проектирование фильтра Калмана (1), (2) или (3), (4) осуществляется исходя из априорной информации об интенсивностях полезного сигнала и шумов измерения. Реальные характеристики полезного сигнала и помех измерения могут не соответствовать априорной информации в фильтре. Возможность использования известных способов адаптации фильтра Калмана требует решения задачи обеспечения выполнения требований к качеству управления. Для решения этой задачи необходимо в соответствии с реальной обстановкой изменять не только характеристики фильтра, но и производить соответствующую корректировку закона управления, обеспечивая требуемое качество управления.

3. Способы оценки характеристик полезного сигнала

Известно несколько способов оценивания характеристик полезного сигнала и помех измерения.

1. При использовании достаточной статистики для обнаружения изменений в наблюдениях [1]:

$$F(t) = -0.5 \int ([Z - HX_o]^T \psi v^{-1} [Z - HX_o] - Z^T \psi v^{-1} Z) dt. \qquad (5)$$

2. При наблюдении полезного сигнала на фоне помех $Z(t) = s(t, \lambda) + n(t)$ оценку его параметров можно осуществить с помощью алгоритма квазиоптимальной фильтрации [2]:

$$d\lambda_o/dt = a(t, \lambda_o) + RF_1(t, \lambda_o); \qquad (6)$$

$$dR/dt = N_o + a_1(t, \lambda_o)R + Ra_1^T(t, \lambda) + RF_2(t, \lambda_o)R, \qquad (7)$$

где $a(t, \lambda_o) = [a_i(t, \lambda_o)]$ – вектор-столбец коэффициентов; N_o – матрица интенсивностей параметров полезного сигнала; $F(t, \lambda_o) = -0.5[Z - s(t, \lambda_o)]^T N^{-1} [Z - s(t, \lambda_o)]$ – функция правдоподобия; $F_1(t, \lambda_o) = (\partial F(t, \lambda_o)/d\lambda_{o1} \ldots \partial F(t, \lambda_o)/d\lambda_{oi})$ – вектор-столбец; R – корреляционная матрица ошибок фильтрации; N – матрица интенсивностей шумов измерения; $a_1(t, \lambda_o)$ – матрица с элементами $a_{ij} = \partial a_i(t, \lambda_o) \partial \lambda_j$; $F2(t, \lambda_o)$ – матрица с элементами: $F_{ij} = \partial^2 F(t, \lambda_o)/(\partial \lambda_i \partial \lambda_j)$; $s(t, \lambda_o)$ – оценка полезного сигнала; λ_o

– вектор-столбец оценок параметров полезного сигнала: $d\lambda_o/dt = a(t, \lambda_o) + n_o$.

3. При использовании метода инвариантного погружения для совместного оценивания параметров и состояния объекта [3-4].

Непрерывный алгоритм инвариантного погружения для динамических объектов имеет вид:

$$\begin{aligned} dy_o/dt &= f(y_o, u) + PH^T\psi v^{-1}(z - Hy_o); \\ dP/dt &= G(y_o)\psi w G^T(y_o) + P\partial f^T(y_o, u)/\partial y_o + \\ &+ \partial f(y_o, u)/\partial y_o P - PH^T\psi v^{-1}HP, \end{aligned} \tag{8}$$

где z – вектор наблюдения $z = Hy + v$; y – расширенный вектор состояния: $dy/dt = f(y, u) + G(y)w$, включающий оцениваемые параметры полезного сигнала; u – вектор управления; w – вектор формирующих шумов интенсивностью ψw; v – вектор шумов измерения интенсивностью ψv; H – матрица наблюдения; $f(y, u)$ – матрица состояния; $G(y)$ – матрица коэффициентов; y_o – оценка расширенного вектора состояний; P – корреляционная матрица ошибок фильтрации; начальные условия: $y_o(t_o) = \mu_{yo}; P(t_o) = V_{xv}\lambda(t_o)$.

Алгоритм инвариантного погружения в дискретном виде представляется следующим образом:

$$\begin{aligned} Y_o(n+1|n) &= \varphi[y_o(n), u];; \\ y_o(n+1) &= y_o(n|n-1) + \\ &+ P(n)H^T V v^{-1}(n)(z(n+1) - H^T y_o(n|n-1)). \end{aligned}$$

Уравнение для априорной дисперсии:

$$\begin{aligned} P(n+1|n) &= \Gamma[y_o(n), n]Vw\Gamma^T[y_o(n), n] + \\ &+ \partial\varphi[y_o(n), u]/\partial y_o(n)P(n)\partial\varphi^T[y_o(n), u]/\partial y_o(n). \end{aligned}$$

Уравнение для дисперсии ошибки для линейного случая:

$$\begin{aligned} P(n+1) &= P(n+1|n) - \\ &- P(n+1|n)H^T(n+1)[HP(n+1|k)H^T(n+1) + \\ &+ Vv(n+1)]HP(n+1|n), \end{aligned}$$

где $z(n)$ – вектор наблюдений $z(n) = H(n)y(n) + v(n)$; $y(n)$ – расширенный вектор состояния $y(n+1) = \varphi[y(n), u] + \Gamma[y, n]w$; $\varphi[y(n), u]$

– матрица состояния; $\Gamma[y,n]$ – матрица коэффициентов; $u(n)$ – вектор управления; $H(n)$ – матрица наблюдения; $w(n)$ – вектор шумов интенсивностью $Vw(n)$; $v(n)$ – вектор помех интенсивностью $Vv(n)$.

4. При расчете с помощью алгоритма идентификации оценок ковариационных матриц шумов как линейных функций выборочных значений корреляционных и ковариационных функций невязок [5].

5. При использовании нейронной сети для настройки фильтра Калмана [6].

4. Проектирование адаптивной системы управления с фильтром Калмана

Рассмотрим проектирование фильтра Калмана для системы управления летательным аппаратом. Синтез алгоритма фильтрации проведен исходя из гипотезы задания движения объекта в виде уравнения $d^3y/dt^3 = a$, где a – случайный белый шум интенсивностью N_o. В процессе движения объекта определяются ошибки управления в условиях воздействия шумов измерения интенсивностью N. Уравнения фильтра (1),(2) в этом случае запишутся:

$$\begin{aligned} dx1_o/dt &= x2_o + sk1(z - x1_o); \\ dx2_o/dt &= x3_o + s^2k2(z - x1_o) - K_p u; \\ dx3_o/dt &= s^3k3(z - x1_o), \end{aligned}$$

где z – ошибка управления, u – команды управления с выхода корректирующего фильтра; K_p – коэффициент передачи; s – признак типа измерителя, при отсутствии измерений: $s = 0; k1, k2, k3$ – коэффициенты фильтра.

Из (2) следует, что для расчета коэффициентов фильтра требуется решать матричное уравнение Риккати для R, т. е. систему нелинейных дифференциальных уравнений. Для упрощения вычислений будем рассчитывать коэффициенты для установившегося случая, при $dR_{11}/dt = dR_{12}/dt = dR_{13}/dt = dR_{22}/dt = dR_{23}/dt = dR_{33}/dt = 0$, откуда $R11 = (N^5N_0)^{1/6}, R12 = (N^2N_0)^{1/3}, R13 = (NN_0)^{1/2}$. Коэффициенты фильтра имеют вид: $k1 = 2\Omega$, $k2 = 0.5k1^2$, $k3 = 0.125k1^3$, $\Omega = (N_0/N)^{1/6}$.

Кроме сглаживания измеряемых координат объекта управления осуществляется также оценка переменных состояния движения объекта. Передаточные функции фильтра Калмана по переменным состояния имеют вид:

$$
\begin{aligned}
W_{\Phi 1} &= x1_o/z = \frac{sk1p^2 + s^2k2p + s^3k3}{p^3 + sk1p^2 + s^2k2p + s^3k3};\\
W_{\Phi 2} &= x2_o/z = p(s^2k2p + s^3k3)/(p^3 + sk1p^2 + s^2k2p + s^3k3);\\
W_{\Phi 3} &= x3_o/z = s^3k3p^2/(p^3 + sk1p^2 + s^2k2p + s^3k3).
\end{aligned}
$$

Произведение коэффициентов $sk1$ определяет полосу пропускания фильтра Калмана, и его эквивалентная постоянная времени может быть определена: $T_\Phi \approx 1/(sk1)$. То есть, чем больше отношение интенсивности N_o полезного сигнала к интенсивности N шума измерения, тем шире полоса пропускания фильтра Калмана. И наоборот, чем меньше отношение интенсивности No полезного сигнала к интенсивности N шума измерения, тем уже полоса пропускания фильтра Калмана и обеспечивается более эффективное подавление помех измерения. Изменение полосы фильтра может быть осуществлено выбором отношения интенсивностей полезного сигнала к шуму измерения, а также заданием величины s. Коэффициенты s^2k2 и s^3k3 в фильтре Калмана определяют в полосе пропускания полезного сигнала величину фазового запаздывания.

Дискретный алгоритм фильтрации для цифровой реализации получен на основании зависимостей (3)–(4):

$$
\begin{aligned}
x_{10}[n/n-1] &= x_{10}[n-1] + x_{20}[n-1]T + x_{30}[n-1]T^2/2;\\
x_{20}[n/n-1] &= x_{20}[n-1] + x_{30}[n-1]TK_pu;\\
x_{30}[n/n-1] &= x_{30}[n-1];\\
x_{10}[n] &= x_{10}[n/n-1] + sk1[n](z[n] - x_{10}[n/n-1]);\\
x_{20}[n] &= x_{20}[n/n-1] + s^2k2[n](z[n] - x_{10}[n/n-1]);\\
x_{30}[n] &= x_{30}[n/n-1] + s^3k3[n](z[n] - x_{10}[n/n-1],
\end{aligned}
$$

где $z[n]$ – измеренные координаты объекта управления; $x_1[n]$, $x_2[n]$, $x_3[n]$ – оценки переменных состояния объекта управления; $s[n]$ – признак типа измерителя, при отсутствии измерений: $s[n] = 0$;

T – период дискретизации сигнала; $k_1[n]$, $k_2[n]$, $k_3[n]$ – коэффициенты фильтра (4):

$$
\begin{aligned}
k_1[n] &= p_{11}[n/n-1]/(p_{11}[n/n-1]+N);\\
k_2[n] &= p_{12}[n/n-1]/(p_{11}[n/n-1]+N);\\
k_3[n] &= p_{13}[n/n-1]/(p_{11}[n/n-1]+N);\\
p_{11}[n] &= p_{11}[n/n-1]-k_1[n]p_{11}[n/n-1];\\
p_{12}[n] &= p_{12}[n/n-1]-k_1[n]p_{12}[n/n-1];\\
p_{13}[n] &= p_{13}[n/n-1]-k_1[n]p_{13}[n/n-1];\\
p_{22}[n] &= p_{22}[n/n-1]-k_2[n]p_{12}[n/n-1];\\
p_{23}[n] &= p_{23}[n/n-1]-k_2[n]p_{13}[n/n-1];\\
p_{33}[n] &= p_{33}[n/n-1]-k_3[n]p_{33}[n/n-1];\\
p_{11}[n/n-1] &= p_{11}[n]+2p_{12}[n]T+(p_{13}[n]+p_{22}[n])T^2+\\
&+ p_{23}[n]T^3+p_{33}[n]T^4/4;\\
p_{12}[n/n-1] &= p_{12}[n]+(p_{13}[n]+p_{22}[n])T+3p_{23}[n]T^2/2+\\
&+ p_{33}[n]T^3/2;\\
p_{13}[n/n-1] &= p_{13}[n]+p_{23}[n]T+p_{33}[n]T^2/2;\\
p_{22}[n/n-1] &= p_{22}[n]+2p_{23}[n]T+p_{33}[n]T^2;\\
p_{23}[n/n-1] &= p_{23}[n]+p_{33}[n]T;\\
p_{33}[n/n-1] &= p_{13}[n].
\end{aligned}
$$

Выбор полосы пропускания фильтра Калмана может быть проведен методом частотных характеристик. Корректирующий фильтр обеспечивает требуемую устойчивость и точность системы управления W_c в условиях отсутствия помех наблюдения

На участке управления, где влияние помех измерения мало, полоса пропускания системы без фильтра W_c выбирается больше, чем полоса пропускания фильтра $W_f : f_c > f_f$. Это позволяет обеспечить высокий коэффициент передачи системы управления. Расширение полосы системы управления при увеличении коэффициента передачи компенсируется уменьшением полосы пропускания фильтра.

На этапе управления, где возрастает влияние помех, целесообразно полосу пропускания системы без фильтра W_c задавать меньше, чем полоса пропускания фильтра $W_f : f_c < f_f$. В этом случае

динамические свойства системы управления в значительной степени определяются корректирующим фильтром, а фильтр обеспечивает необходимое подавление помех измерения. Изменение полосы пропускания фильтра обеспечивается в зависимости от типа измерительного устройства путем задания соответствующего соотношения интенсивности полезного сигнала к интенсивности помех измерения.

Сформированная таким образом система имеет программно изменяющиеся параметры фильтра и блока управления. Как правило, характер этих законов выбирается исходя из худшей помеховой ситуации, что приводит к занижению динамических характеристик системы. Однако, при отработке управляющих воздействий возможно появление в ошибке управления динамической составляющей.

Обеспечим в сформированной системе управления ее адаптацию к появлению в ошибке управления динамической составляющей. Для обнаружения динамической составляющей в ошибке управления на фоне помех зададим выражения для отношения правдоподобия при гипотезах [8]:

$T_o : z = v$ – в ошибке управления отсутствует динамическая составляющая;

$T1 : z = x + v$ – в ошибке управления имеется динамическая составляющая.

Для достаточной статистики получаем (5) [1]:

$$F = -0,5\psi v^{-1} \int [2zx_o - x_o^2]dt.$$

Правила выбора решения, основывающиеся на отношении правдоподобия, имеют вид:

если $F \leq \ln \Gamma_o + 0,5\psi v^{-1} \int V_x dt$, то принимается гипотеза T_o;

если $F \geq \ln \Gamma_o + 0,5\psi v^{-1} \int V_x dt$, то принимается гипотеза T_1.

Повышение порядка модели полезного сигнала может привести к уменьшению фазовой задержки, вносимой фильтром Калмана и к уменьшению времени принятия решения о наличии или отсутствии динамической составляющей в ошибке управления. Однако,

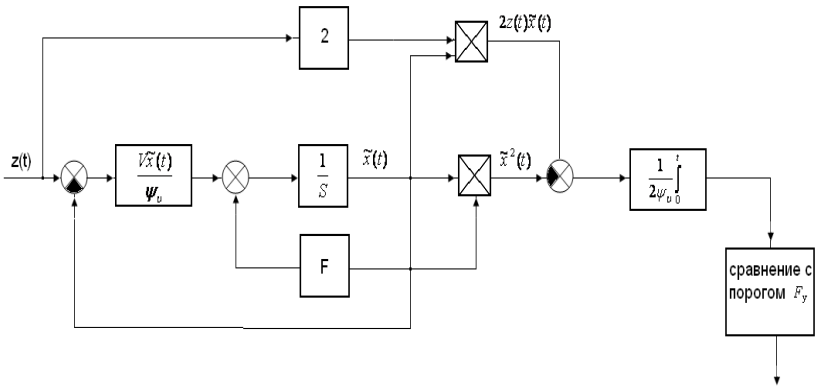

Рис. 2: Структурная схема блока обнаружения динамической ошибки.

это приведет к усложнению реализации алгоритма принятия решения.

Кроме рассмотренного варианта обнаружения динамической ошибки возможны также следующие подходы.

Оценка амплитуды и частоты двумерной ошибки управления может быть осуществлена следующим образом (8) [9]:

$$
\begin{aligned}
dA_o/dt &= r_o + 2\Omega_\rho s(z_x cos\varphi_o + z_y sin\varphi_o - A_o);\\
dr_o/dt &= \rho_o + 2\Omega_\rho^2 s(z_x cos\varphi_o + z_y sin\varphi_o - A_o);\\
d\rho_o/dt &= \Omega_\rho^3 s(z_x cos\varphi_o + z_y sin\varphi_o - A_o);\\
d\varphi_o/dt &= \omega_o + 2A_{do}^{2/3}\Omega_\varepsilon s(-z_x sin\varphi_o + z_y cos\varphi_o);\\
d\omega_o/dt &= \varepsilon_o + 2A_{do}^{1/3}\Omega_\varepsilon^2 s(-z_x sin\varphi_o + z_y cos\varphi_o);\\
d\varepsilon_o/dt &= \Omega_\varepsilon^3 s(-z_x sin\varphi_o + z_y cos\varphi_o),
\end{aligned}
$$

где A_o, r_o, ρ_o – оценки амплитуды, скорости и ускорения динамической ошибки; $\varphi o, \omega_o, \varepsilon_o$ – фаза, частота и скорость изменения частоты динамической ошибки; $\Omega\rho = (N_{o\rho}/N)^{-1/6}$; $\Omega\varepsilon = (N_{o\varepsilon}/N)^{-1/6}$.

При оценке динамической ошибки управления в одном канале $z_x = 0$ или $z_y = 0$.

Уровень динамической составляющей в ошибке управления может быть определен следующим образом [10-13]:

$$dx_o/dt = (p_{11}a_o + p_{12}x_o)[z - x_o a_o]\psi v^{-1};$$
$$da_o/dt = (p_{12}a_o + p_{22}x_o)[z - x_o a_o]\psi v^{-1},$$

где x_o – оценка динамической ошибки; a_o – оценка амплитуды динамической ошибки.

Уравнение для дисперсии:

$$dP_{11}/dt = \psi_{11} - (p_{11}^2 a_o + 2(z - 2a_o x_o)p_{11}p_{12} - x_o^2 p_{12}^2)\psi v^{-1};$$
$$dP_{22}/dt = \psi_{22} - (p_{12}^2 a_o + 2(z - 2a_o x_o)p_{12}p_{22} - x_o^2 p_{22}^2)\psi v^{-1};$$
$$dP_{12}/dt = -(p_{11}p_{12}a_o + (z - 2a_o x_o)(p_{11}p_{22} + p_{12}^2) - x_o^2 p_{11}p_{22})\psi v^{-1}.$$

Значительную экономию времени обеспечивают алгоритмы оценок ковариационных матриц полезного сигнала и помех измерения [5]:

$$\begin{aligned} N_o &= (n-2)^{-1}\Sigma(v^{(2)}[n] - q[n-1]T - 0.5q[n-2]T) \times \\ &\quad \times (v^{(1)}[n-1] - q[n-2]T)/T^2; \\ N &= 0,5(n-1)^{-1}\Sigma[(v^{(1)}[n] - q[n-1]T)^2 - (TN_o)^2]; \\ q[n] &= (n-1)^{-1}\Sigma v^{(1)}[n]/T, \end{aligned}$$

где $N_o,\ N$ – оценки интенсивностей динамической ошибки и помех измерения; $q[n]$ – оценка амплитуды динамической составляющей ошибки управления; $v^{(1)}[n] = z[n] - z[n-1]; v^{(2)}[n] = z[n] - 0.5z[n-1] - 0.5z[n-2]$.

Процедура обучения рекуррентной нейронной сети позволяет также получить оценки матриц ковариаций [6, 14]:

$$\begin{aligned} N_{oi} &= n_o^{-1}\Sigma|xo_i(j) - \Phi_i xo_{i-1}(j)|^2; \\ N_i &= n_o^{-1}\Sigma|y_i(j) - H_i xo_i(j)|^2, \end{aligned}$$

где $j = 1, ..., n_o; n_o$ – количество независимых реализаций.

5. Результаты

Для регулирования полосы пропускания фильтра и изменения коэффициента передачи системы вводится блок обнаружения динамической ошибки (см. рис. 2) и блок принятия решения. Блок

принятия решения при обнаружении динамической составляющей в ошибке управления расширяет полосу фильтра и увеличивает коэффициент передачи. Это уменьшает влияние фильтра на точность работы системы. При малой величине динамической ошибки полоса фильтра уменьшается и уменьшается коэффициент передачи, что обеспечивает эффективное подавление помех.

Для рассмотренной в работе [7] системы управления летательным аппаратом для начального участка управления коэффициент передачи задается равным $Kp = 130[1/c^2]$, а полоса пропускания фильтра Калмана $f_f = 0,5$[Гц]. Адаптация системы управления к величине динамической составляющей ошибки управления включается при возрастании влияния помех измерения. Учитывая, что система имеет второй порядок астатизма, необходимо определить минимальное и максимальное значения коэффициента передачи, при которых обеспечивается устойчивость системы управления. Были определены следующие параметры фильтра и системы для номинального случая: полоса пропускания фильтра Калмана $f_f = 2$[Гц] и коэффициент передачи $Kp = 4,5[1/c^2]$. Для эффективного подавления помех измерения полоса пропускания фильтра Калмана $f_f = 1$[Гц] и $Kp = 2,5[1/c^2]$. Для обеспечения отработки управляющих воздействий с меньшей динамической ошибкой полоса пропускания фильтра Калмана $f_f = 3$[Гц] и $Kp = 8[1/c^2]$. Осуществлено исследование полученной адаптивной системы с фильтром Калмана в среде Matlab. Результаты приведены на рис. 3.

Таким образом, в работе рассмотрены различные способы обеспечения адаптации системы управления с фильтром Калмана к управляющим и возмущающим воздействиям в реальной помеховой обстановке. При отсутствии динамической составляющей в ошибке управления в системе обеспечивается уменьшение полосы пропускания фильтра Калмана и уменьшение коэффициента передачи системы и обеспечивается эффективное подавление помех измерения. При наличии динамической ошибки осуществляется расширение полосы фильтра и увеличение коэффициента передачи, что обеспечивает более точную отработку входных воздействий. Проведенное моделирование работы рассмотренной адаптивной системы управления с фильтром Калмана показало эффективность предложенных технических решений.

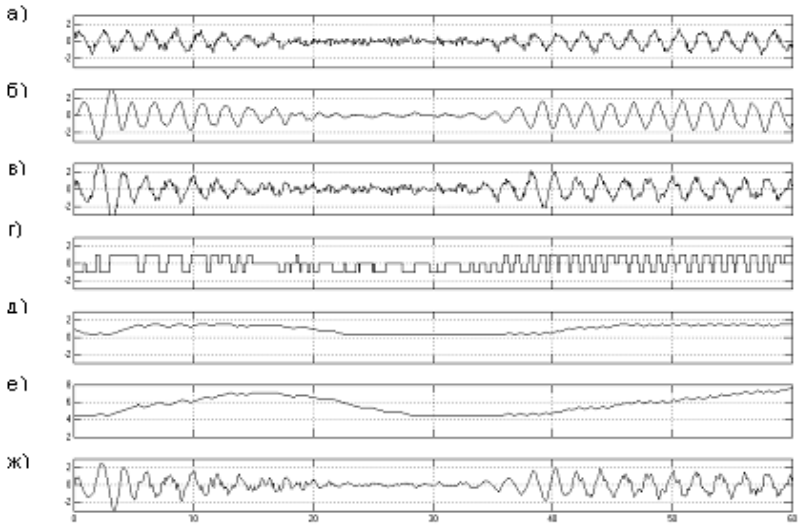

Рис. 3: Результаты моделирования а) входной сигнал; б) выходной сигнал; в) сигнал ошибки на входе фильтра; г) сигнал с выхода блока принятия решения; д) S; е) Kp; ж) сигнал ошибки с выхода фильтра.

Список литературы

[1] *Сейдж Э., Мелса Дж. Л.* Теория оценивания и еҷ применение в связи и управлении. – М.: Связь. 1976.

[2] *Тихонов В. И.* Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь. 1983. 320 с.

[3] *Сейдж Э., Мелса Дж. Л.* Идентификация систем управления. – М.: Наука. 1974.

[4] *Эйпховф П.* Основы идентификации систем управления. – М.: Мир. 1976.

[5] *Згуровский М. З, Подладчиков В. Н.* Аналитические методы калмановской фильтрации для систем с априорной неопределенностью. – К.: Наукова думка. 1995. 298 с.

[6] *Степанов О. А., Амосов О. С.* Оптимальная линейная фильтрация с использованием нейронной сети // Гироскопия и навигация. 2004. № 3(46). С. 14–29.

[7] *Понятский В. М., Петрушин В. В.* Повышение динамической точности и помехоустойчивости в системах телеуправления // Изв. ТулГУ. Сер. “Проблемы проектирования и производства систем и комплексов”. – Тула: ТулГУ. 2003. Вып. 6. Ч. 1. С. 333–335.

[8] *Понятский В. М.* Повышение точности системы управления при использовании фильтра Калмана // Сб. материалов XIX Всеросс. межвузовская научно-техн. конф. “Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий” (14-16 мая, 2007 г) – Казань: КВАКУ. 2007. Ч. 1. С. 265–267.

[9] *Понятский В. М., Карамов С. В.* Идентификация параметров нестационарных двухмерных сигналов // Материалы VI Межд. конф. “Идентификация систем и задачи управления” (29 января – 1 февраля 2007 г). – М.: ИПУ. 2007. С. 1338–1354.

[10] *Понятский В. М.* Использование метода инвариантного погружения для оценки параметров электротехнических объектов // Сб. науч. тр. Всеросс. научная конф. “Системы управления электротехническими объектами (СУЭТО-4)”. – Тула: ТулГУ. 2007. Вып. 4. С. 108–109.

[11] *Понятский В. М.* Использование метода инвариантного погружения для исследования нестационарного динамического объекта. // Стохастическая оптимизация в информатике. – СПб.: Издательство С.-Петербургского университета. 2007. Вып. 3. С. 85–96.

[12] *Понятский В. М., Замотаев И. В., Киселев В. Б.* Идентификация нестационарного динамического объекта с использованием метода инвариантного погружения // Материалы VII Межд. конф. “Идентификация систем и задачи управления”. 28 - 31 января, 2008. – М.: ИПУ. 2008.

[13] *Понятский В. М.* “Оценка экспериментальных характеристик летательного аппарата методом инвариантного погружения” // Сб. материалов 1-ой Всеросс. научно-техническая конф. “Фундаментальные основы баллистического проектирования”. 23 - 26 июня 2008 г. – СПб.: БГТУ. 2008. Т. 1. С. 29–33.

[14] *Ponyatsky V. M., Nadezhdin E. N.* Neural networks for parameter identification of servo-drives of the flying device // 9 th IFAC Workshop “Adaptftion and Learning in Control and Signal Processing” ALCOSP’2007. St. Petersburg. 2007. P. 37