

**К ВОПРОСУ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ СИСТЕМЫ
 СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫСОТЫ ПОЛЕТА С УЧЕТОМ ТЕНДЕНЦИИ
 К НАСЫЩЕНИЮ В ЗАДАННОМ ЭЛЕМЕНТЕ АВТОПИЛОТА**

А. А. ЧАПКОВИЧ

(Представлена научно-техническим семинаром кафедры гироскопических приборов и устройств)

Исследуется точность системы стабилизации высоты полета при учете помех в сигналах радиовысотомера и от турбулентности атмосферы. Анализируются логарифмические частотные характеристики системы, определяющие координату на выходе системы и на входе звена с тенденцией к насыщению. Показано, что применение фильтров в контуре стабилизации высоты полета, увеличение коэффициента усиления в прямой цепи контура стабилизации тангажа и использование дополнительного контура нормальных перегрузок позволяет существенно **повысить точность системы стабилизации**.

В ряде случаев, например, при предпосадочном маневрировании, необходимо с большой точностью стабилизировать высоту полета самолета. При этом необходимо учитывать как реальные характеристики элементов автопилота, так и действительный характер внешних воздействий на контур стабилизации.

Рассмотрим систему стабилизации высоты полета с радиовысотомером и использованием руля высоты [1], структурная схема которой представлена на рис. 1. Точность системы стабилизации определяется

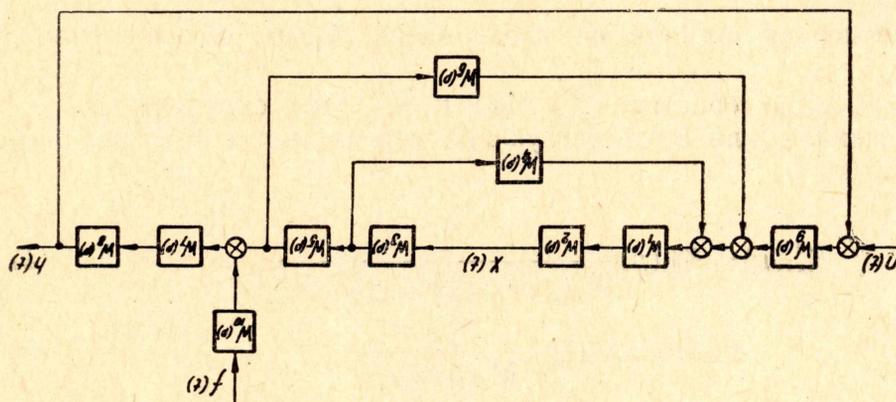


Рис. 1. Структурная схема системы.

величиной координаты на выходе системы $h(t)$, которая обусловлена действием на систему двух помех: в сигналах радиовысотомера $h(t)$ и за счет турбулентности атмосферы $f(t)$. Будем считать эти возмущения

стационарными случайными функциями времени с нулевыми математическими ожиданиями, известными спектральными плотностями $S_n(\omega)$ и $S_f(\omega)$ и нормальными законами распределения.

Как показано в [3], влияние ограничения скорости рулевой машинки автопилота на точность системы стабилизации весьма существенно. Поэтому учтем тенденцию к насыщению в элементе $W_3(p)$ системы.

Будем анализировать величину сигнала на выходе системы и одновременно координату на входе звена $W_3(p)$. Как и в [2] будем считать, что при определенном уровне сигнала на входе звена $W_3(p)$ с тенденцией к насыщению систему можно рассматривать как линейную.

Для системы на рис. 1 заданы элементы $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$, $W_5(p)$, $W_7(p)$, $W_8(p)$, $W_{10}(p)$; корректирующие элементы — $W_4(p)$, $W_6(p)$, $W_9(p)$, параметры которых можно менять, добиваясь уменьшения сигнала $h(t)$ на выходе системы стабилизации. Структуру корректирующих элементов можно принять, основываясь на опыте проектирования систем стабилизации и с учетом требований простоты и возможности реализации. Построив семейство логарифмических частотных характеристик системы при различных параметрах корректирующих элементов, можно по виду этих характеристик и виду спектральных плотностей помех проанализировать точность системы при одновременном учете тенденции к насыщению в заданном элементе системы.

Дисперсия сигнала на входе звена с тенденцией к насыщению определяется по выражению:

$$\sigma_x^2 = \sigma_{x1}^2 + \sigma_{x2}^2; \quad (1)$$

при этом

$$\sigma_{x1}^2 = \int_0^{\infty} |K_{x1}^n(j\omega)|^2 S_n(\omega) d\omega; \quad (2)$$

$$\sigma_{x2}^2 = \int_0^{\infty} |K_{x2}^f(j\omega)|^2 S_f(\omega) d\omega, \quad (3)$$

где σ_{x1}^2 — дисперсия сигнала на входе звена $W_3(p)$, обусловленного помехой $n(t)$;

σ_{x2}^2 — дисперсия сигнала на входе звена $W_3(p)$, обусловленного помехой $f(t)$.

Частотные характеристики $K_{x1}^n(j\omega)$ и $K_{x2}^f(j\omega)$ определяются согласно выражениям для соответствующих передаточных функций замкнутой системы:

$$K_{x1}^n(p) = K_{h1}^n(p) \frac{1}{W_3(p)W_5(p)W_7(p)W_8(p)}; \quad (4)$$

$$K_{x2}^f(p) = K_{h1}^n(p) \frac{W_{10}(p)}{W_3(p)W_5(p)}, \quad (5)$$

где $K_{h1}^n(p)$ — передаточная функция замкнутой системы, выражение для которой приведено ниже.

Наличие случайных помех обуславливает случайную составляющую сигнала на выходе системы, дисперсия которого определяется выражениями:

$$\sigma_h^2 = \sigma_{h1}^2 + \sigma_{h2}^2; \quad (6)$$

$$\sigma_{h1}^2 = \int_0^{\infty} |K_{h1}^n(j\omega)|^2 S_n(\omega) d\omega; \quad (7)$$

$$\sigma_{h2}^2 = \int_0^{\infty} |K_{h2}^f(j\omega)|^2 S_f(\omega) d\omega, \quad (8)$$

где σ_{h1}^2 — дисперсия сигнала на выходе системы, обусловленного помехой $n(t)$;

σ_{h2}^2 — дисперсия сигнала на выходе системы, обусловленного помехой $f(t)$.

Частотные характеристики $K_{h1}^n(j\omega)$ и $K_{h2}^f(j\omega)$ определяются согласно выражениям для соответствующих передаточных функций замкнутой системы:

$$K_{h1}^n(p) = \frac{W_9(p)W_1(p)W_2(p)W_3(p)W_5(p)W_7(p)W_8(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)W_3(p)W_4(p) + W_1(p)W_2(p)W_3(p) \times \\ \times W_5(p)W_6(p) + W_1(p)W_2(p)W_3(p)W_5(p) \times \\ \times W_7(p)W_8(p)W_9(p);} \quad (9)$$

$$K_{h2}^f(p) = W_{10}(p)W_7(p)W_8(p)[1 - K_{h1}^n(p)]. \quad (10)$$

Построение логарифмических частотных характеристик системы рассмотрим при следующих передаточных функциях системы:

$W_1(p) = k_{yc}$ — для усилителя рулевого контура;

$W_2(p) = \frac{K_{p.m}}{T_{p.m}p + 1}$ и $W_3(p) = \frac{1}{p}$ — для рулевой машинки автопилота;

$W_4(p) = \frac{Tp}{Tp + 1}$ — для обратной связи автопилота;

$W_5(p) = \frac{k_c(T_{1c}p + 1)}{p(T_c^2p^2 + 2\xi_c T_c p + 1)}$ — для самолета по отношению к отклонению руля высоты;

$W_6(p) = k_v \frac{Tp}{Tp + 1} + k_v p$ — для обратной связи контура тангажа;

$W_7(p) = \frac{1}{T_v p + 1}$ — для связи угла тангажа и угла наклона траектории;

$W_8(p) = \frac{V}{p}$ — для связи угла наклона траектории и высоты полета;

$W_9(p) = k_h \left(\frac{k_h}{k_h} p + 1 \right)$ — для корректирующего элемента контура стабилизации высоты полета;

$W_{10}(p)$ — передаточная функция для приведения возмущения к эквивалентному изменению угла тангажа;

где k_{yc} , $k_{p.m}$, k_c , k_v , k_h , k_h — коэффициенты усиления элементов системы;

ξ_c — коэффициент демпфирования самолета;

$T_{p.m}$, T , T_{1c} , T_c , T_v — постоянные времени элементов системы;

V — скорость полета самолета, м/сек.

Считаем, что в случае использования радиовысотометра для помехи $n(t)$ можно принять как и в [3]

$$S_n(\omega) = \sigma_n^2 \frac{\alpha}{\pi} \frac{\alpha^2 + \Omega^2 + \omega^2}{\omega^4 + 2\omega^2(\alpha^2 - \Omega^2) + (\alpha^2 + \Omega^2)^2},$$

где σ_n^2 — дисперсия помехи $n(t)$;
 α — положительная величина;
 Ω — частота, в области которой сосредоточена помеха $n(t)$ (для рассматриваемого случая $\Omega = 0,785$ 1/сек);
 ω — частота, 1/сек.

Для помехи $f(t)$ принимаем, как и в [3]

$$S_f(\omega) = \sigma_f^2 \frac{\frac{2}{\pi} \frac{L}{V}}{1 + \omega^2 \left(\frac{L}{V}\right)^2},$$

где σ_f^2 — дисперсия помехи $f(t)$;
 L — масштаб турбулентности (считая, что полет происходит на небольшой высоте, принимаем $L = 120$ м);
 V — скорость полета самолета (в нашем случае равна 80 м/сек).

Были построены логарифмические амплитудно-частотные характеристики замкнутой системы по отношению к помехе $n(t)$ и возмущению $f(t)$, принимая за выходную координату системы стабилизированную величину — высоту полета самолета $h(t)$ и координату $x(t)$, соответствующую скорости перекладки руля высоты самолета.

Характеристики строились для различных параметров корректирующих элементов, и типичные характеристики приведены на рис. 2. Не вычисляя дисперсию по формулам (2), (3), (7) и (8), можно сделать качественные выводы о величине сигналов σ_h^2 и σ_x^2 , если проанализировать построенные ЛАЧХ совместно со спектральными плотностями помех. Из (1) и из анализа построенных характеристик видно, что влияние помех $n(t)$ и $f(t)$ на дисперсию σ_h^2 противоречиво. При сильном сглаживании помехи $n(t)$, т. е., когда $K_{h1}^n(j\omega)$ стремится к нулю, возрастает влияние помех $f(t)$. Наоборот, при стремлении $K_{h1}^n(j\omega)$ к единице помехи от порывов ветра исчезают, но возрастают помехи от влияния $n(t)$. При сильном сглаживании помехи $n(t)$ координата $x(t)$ на входе звена $W_3(p)$ уменьшается, при этом возрастает влияние помех $f(t)$. При расширении полосы пропускания замкнутой системы с передаточной функцией $K_{h1}^n(p)$ координата на входе звена $W_3(p)$ значительно возрастает, но при этом уменьшается влияние помех $f(t)$. Анализ ЛАЧХ системы на рис. 2 показывает, что повышение точности системы возможно только при большом уровне сигнала $x(t)$, но при этом возможно насыщение в элементе $W_3(p)$.

Из рассмотрения характеристик на рис. 2 видно, что пики характеристик, соответствующих передаточным функциям $K_{x1}^n(p)$ и $K_{x2}^f(p)$, сдвинуты в более высокочастотную область по отношению к существен-

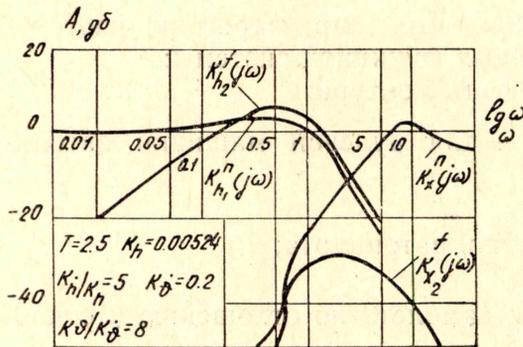


Рис. 2. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики замкнутой системы.

построенные ЛАЧХ совместно со спектральными плотностями помех. Из (1) и из анализа построенных характеристик видно, что влияние помех $n(t)$ и $f(t)$ на дисперсию σ_h^2 противоречиво. При сильном сглаживании помехи $n(t)$, т. е., когда $K_{h1}^n(j\omega)$ стремится к нулю, возрастает влияние помех $f(t)$. Наоборот, при стремлении $K_{h1}^n(j\omega)$ к единице помехи от порывов ветра исчезают, но возрастают помехи от влияния $n(t)$. При сильном сглаживании помехи $n(t)$ координата $x(t)$ на входе звена $W_3(p)$ уменьшается, при этом возрастает влияние помех $f(t)$. При расширении полосы пропускания замкнутой системы с передаточной функцией $K_{h1}^n(p)$ координата на входе звена $W_3(p)$ значительно возрастает, но при этом уменьшается влияние помех $f(t)$. Анализ ЛАЧХ системы на рис. 2 показывает, что повышение точности системы возможно только при большом уровне сигнала $x(t)$, но при этом возможно насыщение в элементе $W_3(p)$.

Из рассмотрения характеристик на рис. 2 видно, что пики характеристик, соответствующих передаточным функциям $K_{x1}^n(p)$ и $K_{x2}^f(p)$, сдвинуты в более высокочастотную область по отношению к существен-

ной области частот характеристик $K_{h1}^n(j\omega)$ и $K_{h2}^f(j\omega)$. Этот вывод носит общий характер, так как аналогичный вид имеют характеристики при исследовании системы в достаточно широком диапазоне изменения ее параметров.

Не меняя существенно реакцию системы на помехи $n(t)$ и $f(t)$, можно значительно снизить уровень сигнала на входе звена $W_3(p)$ системы, соответствующим образом сформировав высокочастотную часть передаточной функции замкнутой системы $K_{h1}^n(p)$. Для этого можно ввести в звено дополнительный фильтр в виде аperiodического звена $\frac{1}{T_{\phi}p+1}$

или двух аperiodических звеньев $\frac{1}{(T_{\phi1}p+1)(T_{\phi2}p+1)}$, с тем, чтобы изменить высокочастотную часть передаточной функции разомкнутой системы $W_{p.c.}(p)$ (и соответственно $K_h^n(p)$), не меняя существенно вид $K_h^n(p)$ в остальной области частот.

На рис. 3 представлены характеристики, аналогичные характеристикам рис. 2, для системы с дополнительными фильтрами при $T_{\phi1}=T_{\phi2}=0,5$ сек. Из сравнения графиков рис. 2 и рис. 3 видно, что применение фильтров позволяет уменьшить уровень сигнала на входе звена $W_3(p)$ с тенденцией к насыщению.

Однако при применении фильтров не удастся снизить выходной сигнал системы стабилизации, обусловленный случайными порывами ветра. Реакцию системы на случайные порывы ветра можно уменьшить, если в системе стабилизации использовать сигналы с датчика нормаль-

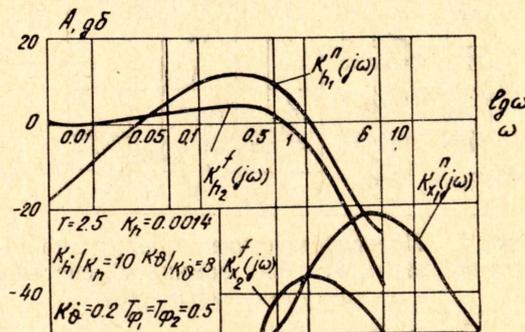


Рис. 3. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики замкнутой системы с дополнительными фильтрами.

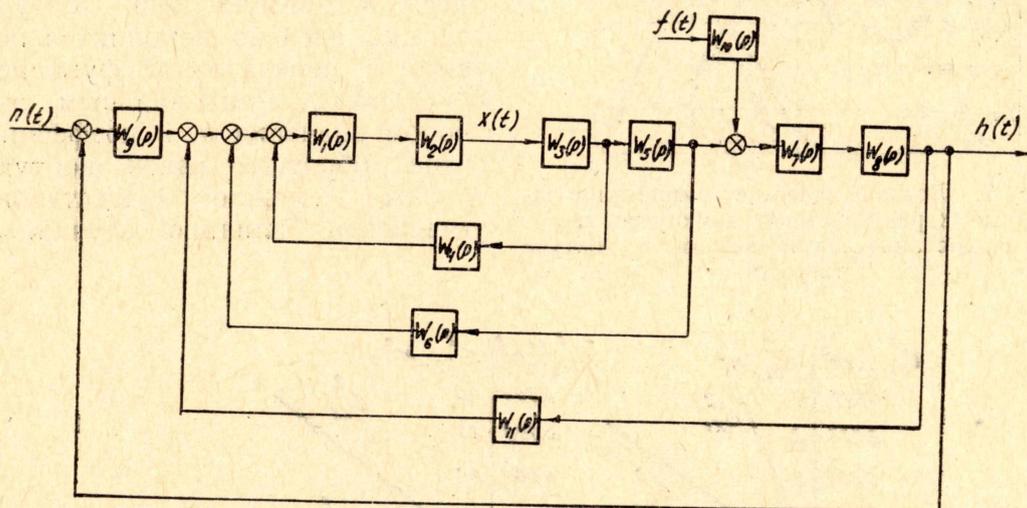


Рис. 4. Структурная схема системы стабилизации с контуром перегрузок.

ного ускорения самолета [4], т. е., введя в систему стабилизации дополнительный контур перегрузки. Для рассматриваемого примера структурная схема системы стабилизации имеет вид, представленный на

рис. 4. Передаточная функция обратной связи контура перегрузок имеет вид

$$W_{11}(p) = \frac{k_n p^2}{g(Tp+1)}$$

В этом случае можно получить выражения для передаточных функций $K_{x1}^n(p)$, $K_{x2}^f(p)$, $K_{h1}^n(p)$ и $K_{h2}^f(p)$. На рис. 5 представлены ЛАЧХ замкнутой системы, соответствующие этим передаточным функциям, в случае применения дополнительного контура перегрузок. Из графиков видно, что реакция системы на случайные порывы ветра уменьшается.

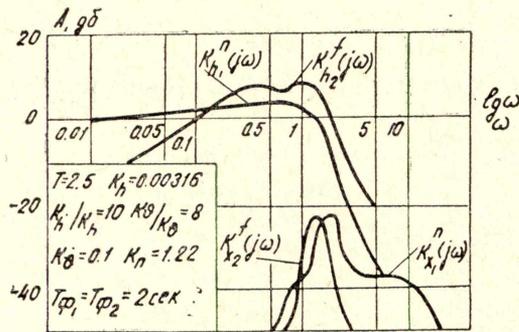


Рис. 5. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики замкнутой системы с контуром перегрузок.

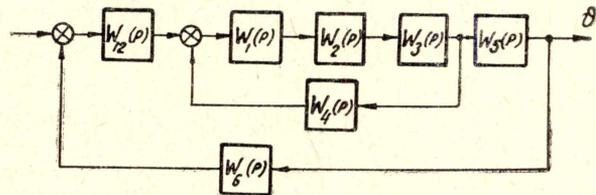


Рис. 6. Структурная схема контура тангажа.

Дальнейший анализ системы стабилизации показывает, что увеличение полосы пропускания замкнутого контура тангажа при его включении в систему и увеличение частоты среза разомкнутого контура тангажа позволяет еще более уменьшить реакцию системы на случайные порывы ветра.

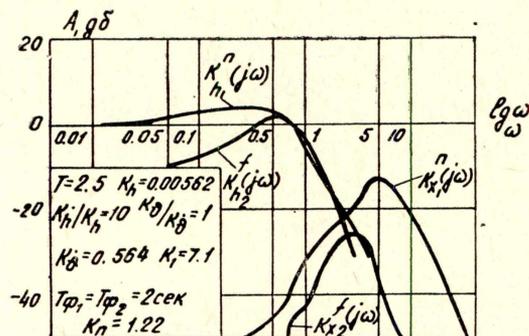


Рис. 7. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики замкнутой системы с дополнительным звеном в контуре тангажа.

Целесообразно для этого структурную схему контура тангажа представить, как показано на рис. 6. Здесь в прямую цепь контура тангажа введено дополнительное звено с передаточной функцией $W_{12}(p) = k_m$. Рациональным выбором значения k и коэффициентов обратной связи контура тангажа можно существенно уменьшить влияние случайных

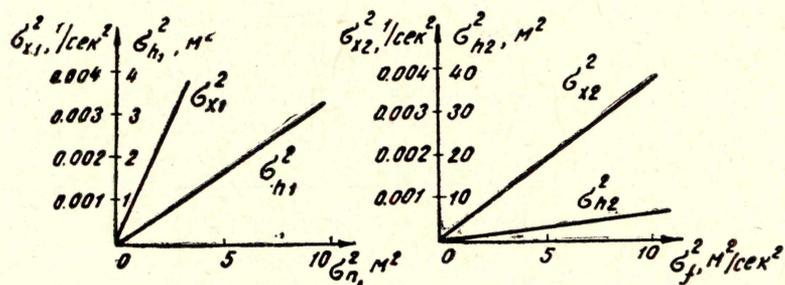


Рис. 8. Зависимость координат системы от уровня внешних случайных помех.

порывов ветра на систему стабилизации. На рис. 7 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики замкнутой системы, когда в контуре тангажа введено дополнительное звено $W_{12}(p)$. На рис. 8 для этого случая показаны зависимости дисперсии сигнала на выходе системы и на входе звена $W_3(p)$ от уровня внешних случайных помех. Для системы стабилизации с характеристиками на рис. 7 характерно уменьшение влияния помех от случайных порывов ветра на выходную величину системы стабилизации по сравнению с другими рассмотренными случаями. Для дальнейшего уменьшения влияния порывов ветра необходимо вводить форсирующее звено в контур стабилизации тангажа и применять в автопилоте рулевую машинку с меньшим запаздыванием, т. е. уменьшать постоянную времени $T_{p.m}$. Однако при этом будет увеличиваться влияние помехи $n(t)$ на величину выходного сигнала системы стабилизации.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Боднер. Теория автоматического управления полетом. М., «Наука», 1964.
 2. Дж. К. Ньютон, Л. А. Гулд, Дж. Ф. Кайзер. Теория линейных следящих систем. М., «Физматгиз», 1961.
 3. А. А. Чапкович. Влияние ограничения скорости рулевой машинки автопилота на точность системы управления высотой полета при случайных воздействиях. Труды ЛИАП. Л., вып. 60, 1969.
 4. K. Nakagawa. An Analysis of Gust.—Alleviation System for Transport Airplanes. „Transaction of Japan Society of Aeronautical and Space Science“. 7, No. 10, 1964.
-