ТРУДЫ

МОСКОВСКОГО ИНСТИТУТА ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ И АВТОМАТИКИ (МИЭА)

Основаны в 2010 году

Выпуск 9

НАВИГАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

Под общей редакцией доктора технических наук А.Г. Кузнецова



УДК 621.391.14

ИЗМЕРЕНИЕ ВЫСОТЫ ПОЛЕТА НАД УРОВНЕМ МОРЯ (РЕЖИМ QNH) ПО СИГНАЛАМ БОРТОВЫХ ДАТЧИКОВ

О.А.БАБИЧ, д.т.н., профессор,

ОАО «Московский институт электромеханики и автоматики»

В статье рассматривается автономный (без сообщений наземных служб) способ определения текущей высоты полета с начальным отсчетом от среднего уровня моря (QNH-высоты). Датчиками исходной информации являются бортовые приборы — спутниковой навигационный приемник и система воздушных сигналов. Предполагается, что приемник из-за плохих условий приема может работать в прерывистом режиме, когда сбои и паузы в его работе могут достигать единиц минут.

Ключевые слова: геодезическая (эллипсоидальная) высота, нормальная высота, геопотенциальная (динамическая) высота, барометрическая высота, спутниковый навигационный приемник, система воздушных сигналов

MEASUREMENT OF THE QNH-ALTITUDE BY MEANS OF ONBOARD SENSORS SIGNALS

O. A. BABICH, Dr. Sc. in Engineering, professor 'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' JSC

An autonomous (i.e. without connections with earth radio-stations) method of measurement of the QNH-Altitude is presented in this paper. Onboard devises: a satellite navigation receiver and an air-data system — give information to the proposed algorithm. It is assumed, that the receiver signal may be broken periodically off because of bad air or local conditions for somewhat minutes.

Keywords: ellipsoidal height, normal height, height anomaly, dynamic height, elevation, barometric height, altitude, satellite radio navigation receiver, air-data system

2 Nº9, 2014 год

Маневрирование на средних и малых высотах (ниже уровня перехода от эшелона высоты) требует непрерывного знания высоты полета над средним уровнем моря (движение в режиме QNH). Это объясняется тем, что высоты рельефа и высоты отдельных препятствий задаются на полетных картах в виде нормальных высот [1], т. е. высот, которые отсчитываются от поверхности среднего уровня моря (или, что то же самое, от поверхности геоида).

Режим QNH в настоящее время, как правило, реализуется на основании радиосообщения диспетчерской службы о давлении и температуре в точке приземления. В сообщении даются две величины давления. Одна — это величина текущего давления на аэродроме, знание которой необходимо для реализации режима QFE (измерения высоты относительно точки касания) при движении по глиссаде. Вторая — это величина фиктивного давления на поверхности геоида, которая на наземном пункте управления вычисляется (см. далее 1.7) как функция трех параметров: текущего давления и температуры на поверхности аэродрома и нормальной высоты аэродрома, известной по его паспортным данным. Величина этого давления и сообщается на борт самолета для реализации режима QNH.

Естественно, возможны полеты и в зонах, лежащих вне территории диспетчерского обслуживания. Как в этих случаях, базируясь только на сигналах бортовых датчиков — приемника спутниковой радионавигационной системы и системы воздушных сигналов, определить текущую высоту QNH полета над уровнем моря? Какова точность и надежность этого определения?

Подчеркнем, что точное и надежное знание QNH-высоты особенно важно при полетах в горной местности без диспетчеров в условиях плохой погоды и видимости, когда имеют место такие отрицательные погодные явления, как пониженное давление и низкая температура на земной поверхности, плохой прием радиосигналов и многолучевость их распространения. Такие же трудности могут возникать и при полете и посадке вертолета в условиях ущельеобразных городов.

Цель данной статьи состоит в исследовании методов определения QNH-высоты без сообщений диспетчерской службы, а также в исследовании точности и надежности предлагаемых методов.



1. Основные математические соотношения из геодезии и теории статики атмосферы

Известно [1], что геодезическая высота h точки, ее расстояние от поверхности Земного эллипсоида) и нормальная высота h^n (ее расстояние от геоида, или MSL) связаны соотношением

$$h = h^n + \zeta(B, L), \tag{1.1}$$

где $\zeta(B,L)$ — гравитационная аномалия высоты в точках с геодезической широтой B и долготой L. В настоящее время составлены карты [1] аномалий высот $\zeta(B,L)$ по всей поверхности Земли (рис. 1). Для наших целей можно считать, что в зоне полетов величина ζ в настоящее время всегда известна с точностью ± 1 метр.

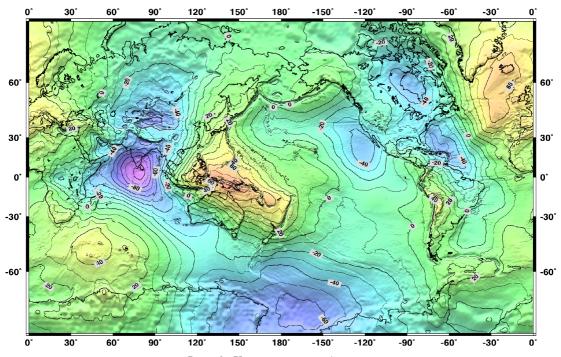


Рис. 1. Карта аномалий высот

Подчеркнем (рис. 1), что величина ζ на поверхности нашей планеты изменяется от -90 метров (в районе южной Индии) до +60 метров (в районе Англии). Видно, что неучет величины ζ (т. е. неучет разности между геодезической h и нормальной высотой h^n) является для задач авиации недопустимым.

Геодезическая высота h измеряется [2] бортовым радиоприемником спутниковой навигации. Каковы точность (Accuracy), целостность (Integrity) и надежность (Availability) измерения этого параметра таким способом? Ответы на эти вопросы зависят от того, в каком навигационном поле находится приемник.

4 Nº9, 2014 год

Если приемник находится в зоне государственных корректирующих систем, таких как СДКМ (Система дифференциальной коррекции и мониторинга, Россия), EGNOS (Europe), WAAS (America) или других, то можно принять [3], что точность навигационного поля в вертикальном канале составляет (95%) ± 10 метров.

Целостность (т. е. способность системы к самоконтролю и сообщению пользователю о ее неисправности) для указанных систем составляет величину 6,2 секунды (для WAAS), а вероятность пропуска тревоги (для WAAS) составляет величину порядка 1×10^{-7} (3 секунды неправильных показаний за год).

Надежность (т. е. вероятность того, что система отвечает требованиям точности и целостности) составляет (для WAAS) величину 99,999% (5 мин неправильных показаний за год). Близкими характеристиками располагают и другие национальные радионавигационные спутниковые системы.

Однако указанные величины относятся только к самому навигационному полю. Местные же условия приема сигнала могут привести к снижению параметров точности, целостности и надежности за счет влияния таких вредных факторов, как ущельеобразный рельеф, плохая погода (плотный дождь, молнии), индустриальные и преднамеренные радиопомехи, крены самолета при маневрировании (геостационарные спутники видны $<10^\circ$ над горизонтом на широтах $>71,4^\circ$), явления многолучевости, а также и за счет других обстоятельств.

В данной статье будем принимать, что текущие измерения нормальной высоты h^n полета, которые производятся на борту с помощью спутникового приемника и карты аномалий высоты, осуществляются в соответствии с формулой (1.1):

$$h^n = h - \zeta(B, L). \tag{1.2}$$

При этом предполагается, что на выходе вычислений (1.2) могут иметь место два варианта событий: а) наличие правильных показаний (т. е. отвечающих требованиям точности) и б) либо отсутствие показаний, либо неправильные показания. События типа б) вызываются перечисленными выше плохими условиями приема. Одной из решаемых далее задач будет идентификация исправных и сбойных режимов в вертикальном канале (1.2) СРНС.

Заметим, что в авиации барометрическую высоту z (Altitude) полета принято [4] измерять в геопотенциальном представлении, когда имеют место зависимости:

$$g_0 \frac{\rho_0^2}{\left(\rho_0 + h^n\right)^2} dh^n = g_0 dz, \quad z = \frac{h^n}{1 + h^n / \rho_0},$$
 (1.3)



$$\rho_0 = 6371110 \text{ M}, \quad g_0 = 9,80665 \text{ M/c}^2.$$

Объединяя (1.2) и (1.3), получаем алгоритм (1.4) для вычисления геопотенциальной высоты z по сигналу h бортового приемника СРНС и по картографической информации о $\zeta(B, L)$:

$$h^{n} = h - \zeta(B, L), \quad z_{s} = \frac{h^{n}}{1 + h^{n} / \rho_{0}}.$$
 (1.4)

В формуле (1.4) буква z_s снабжена нижним индексом s (Satellite) для того, чтобы подчеркнуть, что в алгоритме (1.4) геопотенциальная высота вычисляется по сигналам спутникового приемника.

Нужно отметить, что геопотенциальная высота z отсчитывается, как и нормальная высота h^n , от среднего уровня моря.

Рассмотрим теперь основные зависимости, связанные с вычислением геопотенциальной высоты z по измерениям, осуществляемым системой воздушных сигналов (CBC).

Дифференциальное уравнение статики атмосферы для высот менее 11 км имеет вид [4]:

$$dp = -\rho g_0 dz, \quad \rho = p / RT, \quad T = T_0 + \beta z,$$

$$\frac{dp(z)}{dz} = -g_0 \frac{p(z)}{R(T_0 + \beta z)}, \quad p(z = 0) = p_0,$$
(1.5)

где величины g_0 , R и β являются общеземными стандартными константами для всего рассматриваемого слоя высот ($0 \le z \le 11000$ метров) и принимаются равными $R = 284,05 \text{ m}^2/(\text{c}^2 \text{ град})$ — газовая постоянная для сухой (dry) воздушной смеси, $\beta = -6,5 \times 10^{-3} \text{ град/м}$ — коэффициент убывания температуры воздуха с высотой.

Величины p_0 — (фиктивное) давление на уровне моря и T_0 — (фиктивная) температура на уровне моря являются в (1.5) вариативными величинами, они зависят от конкретной погоды в зоне полета в рассматриваемое время. На отрезках времени $[t, t-60\ c]$ их можно рассматривать как постоянные, но заранее не известные на борту величины. Предположение о постоянстве вытекает из того, что погода по времени не изменяется быстро и в то же время равномерно распространяется на довольно большие территории.

Решение дифференциального уравнения (1.5) имеет вид:

$$p = p_0 \left(1 + \frac{\beta}{T_0} \times z \right)^{-\frac{g_0}{\beta R}}, \quad F(p, p_0, z, T_0) = 0.$$
 (1.6)

Неявное уравнение (1.6) $F(p, p_0, z, T_0) = 0$ может быть разрешено относительно переменных p_0 и z:

6 Nº9, 2014 год

$$p_{0} = p \left(1 + \frac{\beta}{T_{0}} \times z \right)^{\frac{g_{0}}{\beta R}} = p \left(1 + \frac{\beta}{T - \beta z} \times z \right)^{\frac{g_{0}}{\beta R}}, \quad T_{0} = T - \beta z,$$

$$z = \frac{T_{0}}{\beta} \left[\left(\frac{p}{p_{0}} \right)^{-\frac{\beta R}{g_{0}}} - 1 \right]. \tag{1.8}$$

2. Влияние установочных величин давления и температуры на индицируемую высоту полета

Пусть полет происходит на геопотенциальной высоте z, а погодные условия таковы, что на уровне моря имеют место реальные давление p_0 и температура T_0 . Тогда по формуле (1.6) для этой погоды может быть вычислено текущее давление $p(z, p_0, T_0)$ на этой высоте.

Далее предположим, что индицируемая барометрическая высота полета (Altitude) z_{in} вычисляется для полученного давления p по формуле (1.8) для стандартных значений величин $p_{st}=760$ мм рт. ст (1013,25 мбар) и $T_{st}=15$ ° C=288,2 К. В таком случае разность между индицируемой высотой полета z_{in} и реальной высотой полета z будет равна

$$z_{in} - z = \frac{T_{st}}{\beta} \left[\left(\frac{p}{p_{st}} \right)^{\mu} - 1 \right] - \frac{T_0}{\beta} \left[\left(\frac{p}{p_0} \right)^{\mu} - 1 \right] \approx$$

$$\approx \frac{T_{st} - T_0}{T_0} \times z - \mu \left(z + \frac{T_{st}}{\beta} \right) \times \frac{p_{st} - p_0}{p_{st}},$$
(2.1)

где
$$\mu = -\frac{R\beta}{g_0} = 0,190379, \ \frac{T_{st}}{\beta} = -44338,5 \text{ м}, \ -\mu \frac{T_{st}}{\beta p_{st}} = 11,107 \text{ м/мм рт. ст.}$$

Для приземного слоя, с учетом соотношений $0 \le z \le 2000$ м, (1000 футов = 300 м, 760 мм рт. ст. = 1013,2 мбар = 29,92 inHg), формула (2.1) принимает приближенный числовой вид:

$$z_{in} = z + 0,004(15^{\circ}C - T_0^{\circ}C) \times z + 11,9(760 \text{ mm pt. ct} - p_0)[\text{m}].$$
 $z_{in} = z + 0,004(15^{\circ}C - T_0^{\circ}C) \times z + 30,0(1013,2 \text{ m6ap}-p_0)[\text{фyt}].$ (2.2)

Как видно из (2.2), при понижении на поверхности температуры $T_0 < T_{st}$ и давления $p_0 < p_{st}$ менее их стандартных значений индицируемая высота z_{in} становится больше актуальной высоты полета z, что является опасным при выполнении «слепого» полета по приборам в этих условиях. Кроме того, следует подчеркнуть, что температурная погрешность пропорциональна (2.1, 2.2) высоте z и поэтому особенно велика (см. табл.) при полетах над горными местностями.



Таблица поправок высоты с учетом холодной температуры, ІСАО

ICAO Cold Temperature Error Table

Высота над аэропортом (в футах)

	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1500	2000	3000	4000	5000
+10	10	10	10	10	20	20	20	20	20	30	40	60	80	90
0	20	20	30	30	40	40	50	50	60	90	120	170	230	280
-10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	150	200	290	390	490
-20	30	50	60	70	90	100	120	130	140	210	280	420	570	710
-30	40	60	80	100	120	140	150	170	190	280	380	570	760	950
-40	50	80	100	120	150	170	190	220	240	360	480	720	670	1210
-50	60	90	120	150	180	210	240	270	300	450	590	890	1190	1500

Пример:

Температура -10 градусов по Цельсию, а самолет находится на высоте 1,000 футов над аэропортом. Табилца показывает, что при данных параметрах высотомера самолет может оказаться на высоте вплоть до 100 футов ниже указанного высотомером значения.

В стандартных ситуациях (посадка, взлет) учет давления $p_0(QNH)$ производится путем должной установки баровысотомера (Altimeter Setting) по данным диспетчерской службы, а учет температурной поправки при низких температурах рекомендуется проводить [5] по таблице ICAO (рис. 2), данные которой достаточно точно соответствуют формулам (2.2) этой статьи.

Рассмотрим далее, как можно оценивать QNH-высоту полета по показаниям бортовых приборов без использования сообщений наземных служб.

3. Алгоритм совместной обработки сигналов СРНС и СВС для оценивания QNH-высоты полета

Блок-схема предлагаемого алгоритма представлена на рис. 2.

Входными сигналами здесь являются: 1) давление $p(t_l)$ и 2) температура $T(t_l)$ забортного воздуха, измеряемые СВС с высоким темпом t_l , и 3) геопотенциальная высота $z_s(t_m)$, измеряемая (1.4) СРНС с умеренным темпом t_m .

Поступление текущего сигнала $z_s(t_m)$ от спутникового приемника на вход (рис. 3) алгоритма (1.7) может быть либо разрешено, либо заблокировано. Разрешение или запрет осуществляются двумя системами. Во-первых, системой RAIM (Receiver Autonomous Integrity Monitoring) самого приемника, которая работает, если число наблюдаемых спутников больше 4. И, во-вторых, предлагаемой в этой статье системой комбинированного мониторинга СІМ (Combined Integrity Monitoring),

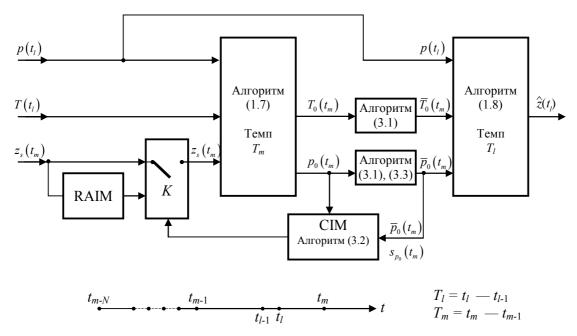


Рис. 2. Алгоритм совместной обработки сигналов СРНС и СВС для оценивания QNH-высоты полета $\hat{z}(t)$

которая обеспечивает отключение сигнала $z_s(t_m)$ при нарушении согласованности между сигналами СРНС и СВС. Заметим, что система СІМ продолжает работать и в тех случаях, когда число наблюдаемых спутников становится минимальным, т. е. равным 4, и режим RAIM не осуществляется.

Продолжительность отключения сигнала $z_s(t_m)$ по погодным и полетным условиям может доходить до 10 мин и более.

Рассмотрим здесь предварительно два частных алгоритма, применяющихся далее в общем алгоритме (рис. 2) совместной обработки сигналов от СРНС и СВС.

Первый алгоритм заключается в вычислении скользящего среднего $\overline{x}_m = \overline{x}(t_m)$ и среднеквадратического отклонения $s_m = s(t_m)$ для скользящей конечной последовательности вида $[x_{m-n}], n=0,...,N$, где t_m момент времени последнего измерения x_m , а N — число учитываемых измерений «назад».

Второй алгоритм заключается в принятии статистического решения о вновь принимаемом сигнале $x(t_m)$. Можно его отнести к статистической совокупности, составленной из предыдущих сигналов $x(t_{m-n})$, n=1,...,N, или нет? Другими словами, нужно принять решение: является ли этот сигнал правильным, как и предыдущие, которые уже прошли проверку, или он — «сбойный»?



О членах последовательности делаются следующие предположения. Все они, кроме последнего x_m , статистически независимы друг с другом и распределены по нормальному закону $x_{m-n} \in N(a, \sigma), n=1, ..., N$, где a и σ заранее не известные величины. Величина же x_m может тоже относиться к этой совокупности: $x_m \in N(a, \sigma)$, и тогда измерения в момент времени t_m не являются «сбойными», либо не относиться: $x_m \notin N(a, \sigma)$, и тогда измерения носят «сбойный» характер.

Цель двух предлагаемых алгоритмов состоит:

1) в вычислении текущих величин скользящего среднего \bar{x}_m и скользящего среднеквадратического отклонения s_m :

$$\overline{x}_{m} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} x_{m-n}, \quad s_{m}^{2} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N} (x_{m-n} - \overline{x}_{m})^{2}$$
(3.1)

2)в принятии решения — относится ли последнее по времени измерение $x(t_m) = x_m$ к совокупности N предыдущих измерений $[x_{m-n}], n=1, ..., N$? Данное решение принимается с помощью критерия Грэббса (Grubbs F.) «О выделении резко выделяющихся наблюдений», теория которого изложена в книге [6, стр. 109]. Существо этого критерия состоит в выполнении или невыполнении неравенства

$$|x_m - \overline{x}_m| < \gamma s_m, \quad \gamma = 2, 8...3, 07.$$
 (3.2)

Для уровня доверительной вероятности 0,99 и длинах выборки N 15...25 величина числа γ в (3.2) лежит [6] в диапазоне γ = 2,8...3,07.

Критерий (3.2) носит прозрачный характер, и при больших N он близок к известному «правилу 3σ ». При выполнении неравенства (3.2) принимается решение о «доброкачественности» измерения x_m . При невыполнении неравенства (3.2) принимается решение об отбраковке измерения x_m .

В полном алгоритме (рис. 2) частный алгоритм (3.1) применяется для оценивания скользящих средних $\bar{p}_0(t_m)$ и $\bar{T}_0(t_m)$ величин давления и температуры, отнесенным к среднему уровню моря.

Алгоритм (3.2) применяется (рис. 2) в системе комбинированного мониторинга СІМ, и в данном случае он принимает вид:

$$|p_0(t_m) - \overline{p}_0(t_m)| < \gamma \times s_m, \quad \gamma = 2, 8...3, 07.$$
 (3.3)

Комплексный алгоритм (рис. 2) работает в двух основных режимах. В режиме A, когда ключ K замкнут и сигналы $z_s(t_m)$ поступают на вход алгоритма, и в режиме Б, когда ключ K разомкнут по запретительным командам от RAIM или CIM.

В режиме А сигналы $z_{s}(t_{m})$ от СРНС поступают на вход алгоритма (рис. 2) с умеренным темпом T_{m} . При этом происходит непрерывное

оценивание скользящих средних величин $\overline{p}_0(t_m)$ и $\overline{T}_0(t_m)$, которые должны быть сохранены в памяти на случай отключения сигнала z_s в момент t_m . Высокочастотный выходной сигнал (рис. 2) $\hat{z}(t_l)$ вычисляется по формуле (1.8) при условии, что $T_0 = \overline{T}(t_m)$ и $p_0 = \overline{p}_0(t_m)$. Выходной сигнал $\hat{z}(t_l)$ представляет собой искомую величину текущей геопотенциальной высоты полета над уровнем моря (QNH-высоты), составленную без радиосообщений местной диспетчерской службы. Заметим, что выходной сигнал $\hat{z}(t_l = t_m)$ в моменты t_m не будет точно совпадать с входным сигналом $z_s(t_m)$. Однако эти сигналы будут отличаться друг от друга в пределах допустимой точности. В соответствии с формулами (2.1 и 2.2) для рассматриваемого случая будем иметь:

 $\hat{z}(t_l = t_m) = z_s(t_m) + 0,004 \times z(t_m) \times [\overline{T_0}(t_m) - T_0(t_m)] + 11,9 \cdot [\overline{p_0}(t_m) - p_0(t_m)],$ (3.4) где $T_0(t_m)$ и $p_0(t_m)$ — неизвестные на борту значения текущей температуры и давления на поверхности геоида в точке местонахождения самолета.

С точки зрения управления самолетом сигнал $z(t_l)$ имеет определенные преимущества по отношению к радиосигналу $z_s(t_m)$. Он имеет больший темп повторения и в силу алгоритма (3.1, 3.3) является сглаженным по отношению к некоррелированным высокочастотным погрешностям в сигнале $z_s(t_m)$.

Режим Б наступает или по запретительному сигналу RAIM, или после невыполнения условия (3.3). В режиме Б система (рис. 3) работает как чистый баровысотомер с выставкой (Altimeter Setting Procedures) по последним запомненным данным $\bar{p}_0(t'_m)$ и $\bar{T}_0(t'_m)$, где t'_m — момент времени запрета на прием измерений СРНС. Заметим, что учет в алгоритме (1.8, рис. 2) величины $\bar{T}(t')$ приводит к автоматической компенсации температурной поправки, представленной на таблице ICAO и в формулах (2.1, 2.2).

Переход с режима Б на режим А происходит по разрешительному сигналу RAIM или выполнению условия (3.3).

Естественно, режим Б будет эффективен до тех пор, пока запомненные сигналы $\overline{p}_0(t'_m)$ и $\overline{T}_0(t'_m)$ будут соответствовать их реальным текущим местным погодным величинам $p_0(t), T_0(t), t > t'_m$. Можно надеяться, что по погодным условиям работа в режиме Б будет удовлетворительной в течение 5-10 минут после его начала.

Предполагается, что работа по схеме (рис. 3) будет осуществляться непрерывно от взлета и до посадки. Конечно, на некоторых режимах полета величина QNH-высоты будет оставаться периодически невостребованной.



Система запускается перед взлетом, когда в месте старта все начальные сигналы $[B_0, L_0, h_0^n, \zeta(B_0, L_0), p_0(t_0), T_0(t_0)]$ являются известными, а первоначальная работа приемника СРНС может быть непосредственно проконтролирована. Таким образом, перед моментом взлета все необходимые для начала работы статистики (3.1, 3.3)

 $\overline{p}_0(t_0)$ и $\overline{T}_0(t_0)$ будут уже накоплены. Конечно, если ситуация в полете сложится так, что перед снижением (т. е. перед переходом на режим QNH) сигналы приемника СРНС будут отсутствовать длительное время (более 5—7 мин), предлагаемая схема работать не будет. В этом случае она обязательно должна сигнализировать о своем неработоспособном состоянии экипажу или системе управления. В особо важных случаях траектория полета должна выбираться так, чтобы перед снижением на режим QNH был участок с гарантированным приемом сигналов СРНС, хотя бы от минимального числа (4-х) спутников.

Выводы

- 1. Разработан метод измерения барометрической высоты полета над средним уровнем моря (QNH-режим) без сообщений наземной диспетчерской службы.
- 2. Показано, что непрерывное измерение QNH-высоты производится по непрерывным показаниям системы воздушных сигналов СВС и показаниям приемника СРНС, которые могут носить прерывистый (до нескольких минут) характер.
- 3. Разработан способ отбраковки текущих «сбойных» показаний приемника СРНС на основании предложенного статистического критерия согласованности сигналов СРНС и СВС.
- 4. Показана особенная полезность предлагаемого метода измерения QNH-высоты при «слепых» полетах над горной местностью в плохую погоду без контактов с местной диспетчерской службой.

Литература

- 1. Word Geodetic System 1984, National Imagery and Mapping Agency, USA, 2000.
- 2. Бабич О. А. Обработка информации в навигационных комплексах. М.: Машиностроение, 1991.- 512 с.
- 3. Wide-Area Augmentation System Performance Analysis Report, Federal Aviation Administration, faa.gov/reports, 2008.
- 4. Помыкаев И. И., Селезнев В. П., Дмитроченко Л. А. Навигационные приборы и системы. М: Машиностроение, 1983. 456 с.
- 5. Altimeter Setting Procedures. Federal Aviation Administration, faa.gov/air_traffic/publications, 2014.
- 6. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов. Л: Физматгиз, 1962. 362 с.



УДК 629.7.05

ЦИФРОВОЙ НЕРЕКУРСИВНЫЙ ФИЛЬТР С ЛИНЕЙНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ В ЗАДАЧЕ СГЛАЖИВАНИЯ ШУМОВ СИГНАЛОВ САУ

В. Е. КУЛИКОВ, д. т. н., профессор,

Д. Б. ЮРЧЕНКО,

ОАО «Московский институт электромеханики и автоматики»

Предложен подход к расчету цифрового нерекурсивного фильтра в варианте формирования его линейной импульсной характеристики по заданным параметрам синтезируемого фильтра нижних частот в задаче сглаживания зашумленных входных сигналов системы автоматического управления самолета. Частотные и стохастические свойства полученного фильтра исследованы в полосе пропускания с помощью соответствующих характеристик аппроксимирующих непрерывных звеньев. При таком представлении обнаружен эффект несоответствия между амплитудной и частотной характеристиками исследуемого фильтра в смысле классического понимания минимально-фазовой связности устойчивой линейной динамической системы. Рассмотренный цифровой фильтр обладает меньшим фазовым запаздыванием по сравнению с его непрерывным аналогом, имеющим одинаковую с ним амплитудно-частотную характеристику. Получено выражение для оценки подавления фильтром входного случайного шума по среднеквадратическому отклонению выходного случайного процесса.

Ключевые слова: дискретизация, нерекурсивный фильтр, линейная импульсная характеристика, частотные характеристики, фазовое запаздывание, стохастические свойства

DIGITAL LINEAR FINITE IMPULSE RESPONSE FILTER FOR SMOOTHING NOISY SENSOR DATA FROM AUTOPILOT SYSTEM INPUT

V. KULIKOV, D. Sc. in Engineering, professor, D. YURCHENKO

'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' JSC

For resolving problem of filtering noisy sensor data from autopilot system input proposed to use finite impulse response (FIR) filter by forming linear pulse characteristic for it using defined low-pass filter. Frequency and stochastic properties of a derived filter are analyzed in a pass-band using corresponding characteristics of approximating continious links. In a such representation, a discrepancy between magnitude and frequency response (the classical meaning of an minimum-phase connectedness of stable linear dynamic system) of an analyzed filter was found. This digital filter has a smaller phase delay comparing to its continuous analogue with a same magnitude-frequency characteristic. The suppression of input random noise with standard deviation of an output random process data evaluation Expression is proposed.

Keywords: discretization, nonrecursive filter, linear pulse characteristic, frequency characteristics, phase delay, stochastic characteristics

При разработке современных цифровых систем автоматического управления (САУ) продолжает оставаться актуальным вопрос обработки входной информации о параметрах движения летательного аппарата (ЛА). Основными источниками шумов датчиков являются: шум аналоговых чувствительных элементов (ЧЭ), шумы источников питания, вибрации корпуса ЛА, турбулентность атмосферы, наведенные от радиотехнических устройств помехи в линиях связи. Как правило, все источники шума имеют более высокочастотный спектр, чем спектр параметров движения ЛА. Известны методы подавления высокочастотного шума с применением фильтров нижних частот (ФНЧ) [1].

С учетом конструктивных особенностей современных датчиков, например, микромеханических, реализация ФНЧ сигналов датчиков не всегда возможна. Причинами этого могут быть: сохранение потенциальной чувствительности исходного ЧЭ, принципиально цифровой съем информации, стремление обеспечить повышенную полосу пропускания, приближающуюся к полосе пропускания чувствительного элемента.

В цифровых САУ широко применяются дискретные аналоги непрерывных минимально-фазовых фильтров как корректирующих звеньев. Основной вопрос корректного использования дискретных фильтров — близость амплитудно-фазовых частотных характеристик к характеристикам непрерывного фильтра. Здесь важен выбор частоты дискретизации сигналов известного спектра и способ построения цифрового фильтра. Известны способы расчета рекурсивного дискретного фильтра с использованием *z*-преобразования методом инвариантности импульсной характеристики [2] и способ эквивалентного дискретного преобразования с помощью фундаментальной матрицы [3]. Оба варианта позволяют проводить расчет цифровых фильтров, обладающих на полезных низких частотах динамическими характеристиками, близкими к их непрерывному аналогу.

$$y(nT_{_{\Pi}}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x[(n-i+1)T_{_{\Pi}}], \quad i = 1,...,N, \quad n = 0,1,2,3,...$$
 (1)



Для физической реализуемости фильтра (1) его выход должен определяться только текущим и прошлыми N-1 значениями входного сигнала. При включении фильтра в момент первого отсчета i=1 предыдущие N-1 начальные значения отсчетов задаются равными нулю:

$$x \lceil (-N+1)T_{A} \rceil = x \lceil (-N+2)T_{A} \rceil = \dots = x (-T_{A}) = 0, \ x(0) = x_{0}.$$

Поэтому фильтр при включении имеет собственный переходный процесс на протяжении первых N точек отсчета входного сигнала, который в дальнейшем «забывается», и при $i \ge N$ остается только вынужденное движение. Окно фильтра последовательно в каждый следующий момент отсчета входного сигнала сдвигается вправо на один шаг i по оси времени (оси номеров отсчета).

Конечная память фильтра, обрабатывающего только N запомненных дискретных сигналов при каждом текущем номере отсчета j, определила название фильтра — нерекурсивный, как не имеющий обратной связи по выходному сигналу.

Фильтр скользящего среднего (1) обладает наилучшими свойствами ослабления флуктуационных составляющих исследуемой дискретной последовательности и широко используется при статистическом анализе временных рядов [5] и фильтрации динамических процессов [6].

В общем случае разностное уравнение скользящего среднего, описывающее связь между входным и выходным сигналами фильтра, с учетом перехода к новому обозначению отсчетов k=i-1, может быть записано в виде:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x_{n-k} , y_n = y(n), x_{n-k} = x(n-k),$$
 (2)

Здесь постоянные коэффициенты b_k при k=0,...,N-1 фильтра (2) представляют собой коэффициенты взвешивания дискретных отсчетов входа и удовлетворяют для скользящего среднего следующему условию нормировки

$$\sum_{k=0}^{N-1} b_k = 1. (3)$$

Заметим, что для варианта фильтра простого скользящего среднего (1) все коэффициенты фильтра одинаковы

$$b_k = \frac{1}{N}, k = 0, ..., N - 1$$
 (4)

и условие (3) всегда выполняется.

Уравнение (2) в теории цифровой обработки сигналов [7] называется уравнением линейной дискретной свертки решетчатой функции x_{n-k} с оператором b_k — конечной импульсной характеристикой (КИХ) фильтра, которая становится равной нулю для всех прошлых отсчетов

после (N-1)-го отсчета назад по оси времени входного сигнала. То есть все прошлые значения входного сигнала вне скользящего окна фильтра не оказывают влияния на выход системы фильтрации. В этом смысле KUX — фильтр представляет собой дискретное динамическое звено с импульсной переходной функцией [6] в виде:

$$h(k) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \delta(k-i), \qquad (5)$$

где $\delta(n)$ — единичный импульс (дельта Кронекера) выражается как

$$\delta(n) = \begin{cases} 0, & n \neq 0, \\ 1, & n = 1. \end{cases}$$

Тогда нерекурсивный фильтр определяется как линейная система, полностью характеризующаяся своей реакцией $h(k)=b_k$ на последовательно сдвигающийся единичный импульс $\delta(k-i)$ ровно на N-1 шаг, не считая первого. Для дискретных систем передаточная функция, устанавливающая отклик на единичный импульс, записывается [8] как изображение z-преобразования функции (5), а именно

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i} , \qquad (6)$$

где z — комплексный аргумент, играющий при структурном представлении системы роль оператора сдвига (блока задержки).

Одновременно, на основании определения [8], передаточная функция дискретной системы представляет собой отношение z-преобразования выходного сигнала Y(z) к z-преобразованию входной последовательности X(z) при нулевых начальных условиях:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}, Z\{x_{n-k}\} = X(z)z^{-k}, Z\{y_n\} = Y(z).$$
 (7)

Для нахождения передаточной функции в варианте (7) запишем разностное уравнение (2) КИХ фильтра в развернутом виде

$$y_n = b_0 x_n + b_1 x_{n-1} + \dots + b_k x_{n-k} + \dots + b_{N-1} x_{n-N+1} .$$
 (8)

Возьмем от левой и правой частей уравнения (8) *z*-преобразование и, с учетом теоремы о сдвиге [9], запишем:

$$Y(z) = b_0 X(z) + b_1 X(z) z^{-1} + \dots + b_k X(z) z^{-k} + \dots + b_{N-1} X(z) z^{-N-1}$$

или

$$Y(z) = X(z) \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k}.$$
 (9)

Из (9) следует отношение

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k},$$
(10)



которое представляет введенную по определению передаточную функцию КИХ-фильтра. При этом формула (10) совпадает с выражением передаточной функции (6), найденной как *z*-преобразование конечной импульсной характеристики. Следует обратить внимание на важный факт, что, как было показано выше, передаточная функция КИХ-фильтра не зависит от вида входного сигнала. В то же время рекурсивные цифровые фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) не обладают этим свойством. Как было показано в [10, стр. 33], передаточная функция дискретно-непрерывной системы, к которой приближаются БИХ-звенья, зависит от формы входного сигнала, что нарушает привычную для непрерывных линейных систем связь между временным и частотным представлением динамических систем. Это несоответствие существенно затрудняет анализ и синтез БИХ-дискретных систем, которые в указанном смысле являются неавтономными, так как изменяют свои свойства в зависимости от входа.

Остановимся на рассмотрении нерекурсивного фильтра (8), обладающего свойствами линейности, стационарности, автономности в силу независимости от входного сигнала и устойчивости, так как его передаточная функция (9) — полином, а не дробно-рациональная функция. Сделаем вывод и проведем исследование динамических и стохастических свойств нерекурсивного фильтра с линейной импульсной характеристикой, что соответствует варианту применения линейного взвешенного скользящего среднего для восстановления полезного сигнала на фоне помех. Будем основывать вывод на целевой установке отслеживания с малым фазовым запаздыванием низкочастотных гармоник входного сигнала на частотах наблюдения $f_{_{\rm H}} \leq 0.25 f_{_{\rm \varphi}}, \, f_{_{\rm \varphi}} = 1/NT_{_{\rm Z}},$ где $f_{_{\rm \varphi}}$ — частота входного гармонического сигнала, период которого укладывается в окно фильтра. Для этого на интервале наблюдения четверти периода $T_{_{\rm H}} = 1/f_{_{\rm \Phi}}$, соответствующего интервалу наблюдения из N зашумленных отсчетов, будем осуществлять прямую линеаризацию дискретного сигнала по методу наименьших квадратов. Таким образом, задача состоит в отыскании коэффициентов b_{ν} , k=0,...,N-1 фильтра (8), удовлетворяющих уравнению прямой линии, аппроксимирующей выборочную зависимость точек отсчета входного сигнала, попадающих внутрь окна, в функции номера отсчета. Будем отсчитывать точки аргумента k = i - 1 от текущего момента отсчета (при k = 0) от правого конца интервала до левого. Тогда аппроксимирующую дискретную зависимость входного сигнала от номера отсчета в каждый момент времени nможно выразить в виде уравнения прямой

$$x_{n-k} = a \times k + c, \ k = 0, ..., N - 1$$
 (11)

с параметрами, подлежащими определению: угловой коэффициент a и ордината c при нулевом аргументе k=0. Таким образом, фильтрация в указанном смысле состоит в определении ординаты сглаживающей прямой на правом конце интервала наблюдения (окна). То есть оценка выходного сигнала фильтра в текущем положении окна (в текущей точке фильтрации n) при k=0 равна

$$y_n = x_n = c. (12)$$

Согласно методу наименьших квадратов (МНК) [11] в условиях проводимых равноточных измерений (отсчетов) для каждого текущего положения окна n, с учетом перехода к нумерации отсчетов через j, должно выполняться условие

$$Q_n = \sum_{1}^{N} (x_{n-j+1} - x_{n-j+1})^2 = \min.$$
 (13)

С учетом (11) функция (13), описывающая средний квадрат разности измеренных точек с их оценками для каждой точки отсчета из интервала дискретных значений $j \in [1, N]$, запишется в виде

$$Q_n(a,c) = \sum_{1}^{N} [x_{n-i+1} - a \times (i-1) - c]^2.$$
 (14)

Понятно, что параметры сглаживающей прямой (11) для каждого положения окна будут различными, то есть будут зависеть от текущей конфигурации расположения точек отсчета сигнала в окне. Этот факт учтен нижним индексом n функции (14), представляющего собой квадратичную функцию от неизвестных аргументов a и c при известной совокупности измеренных величин сигнала x_{n-i+1} , i=1,...,N.

По теореме о минимуме функции двух переменных [12] для существования минимума функции $Q_n(a,c)$ в точке (a,c) необходимо и достаточно выполнение условий:

$$\frac{\partial Q_n(a,c)}{\partial a} = 0 , \frac{\partial Q_n(a,c)}{\partial c} = 0, \tag{15}$$

$$\frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial a^{2}} \times \frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial c^{2}} - \left[\frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial a \partial c}\right]^{2} > 0, \quad \frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial a^{2}} > 0.$$
(16)

Подставляя (14) в (15), получаем систему двух уравнений с двумя неизвестными a и c, а именно

$$\begin{cases}
\sum_{1}^{N} 2(x_{i-1} - a \times (i-1) - c) [-(i-1)] = 0, \\
\sum_{1}^{N} 2(x_{i-1} - a \times (i-1) - c) [-(1)] = 0.
\end{cases}$$
(17)



Найдем вторые частные и смешанную производную для (14) и, с учетом раскрытия сумм, получим

$$\frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial a^{2}} = \frac{N(N-1)(2N-1)}{3} > 0,$$

$$\frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial c^{2}} = 2N, \frac{\partial^{2} Q_{n}(a,c)}{\partial a \partial c} = N(N-1).$$
(18)

Подставляя выражения (18) в условие (16), получаем

$$\frac{N^2(N^2-1)}{3} > 0$$
 при $N \ge 2$,

что обеспечивает существование минимума функции (14) независимо от входного сигнала фильтра.

Преобразуем систему (17) к виду:

$$\begin{cases} a \times \sum_{1}^{N} (i-1)^{2} + c \times \sum_{1}^{N} (i-1) = \sum_{1}^{N} (i-1)x_{i-1}, \\ a \times \sum_{1}^{N} (i-1) + Nc = \sum_{1}^{N} x_{i-1}. \end{cases}$$
(19)

С учетом формул частичных сумм натурального ряда и ряда, составленного из квадратов натуральных чисел, имеем

$$\sum_{1}^{N} (i-1) = \frac{N(N-1)}{2}, \qquad \sum_{1}^{N} (i-1)^{2} = \frac{N(N-1)(2N-1)}{6}.$$
 (20)

Подставляя (20) в (19), получим

$$\begin{cases} N(N-1)(2N-1) \times a + 3N(N-1) \times c = 6\sum_{i=1}^{N} (i-1)x_{i-1}, \\ N(N-1) \times a + 2N \times c = 2\sum_{i=1}^{N} x_{i-1}. \end{cases}$$
(21)

По правилу Крамера из системы линейных уравнений (21) нетрудно найти искомый выход (12) фильтра:

$$c = \frac{2}{N(N+1)} \sum_{1}^{N} \left[2(N+1) - 3 \times i \right] x_{n-j+1}.$$
 (22)

Тогда на основании (12) из сравнения выражения (22) для выхода фильтра с выражением (8) получаем формулу для коэффициентов фильтра b_k , которые зависят только от аргумента k, что то же от номера отсчета i, но не зависят от входных сигналов, а именно

$$b_k = \frac{2(2N-1)}{N(N+1)} - \frac{6}{N(N+1)} \times k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$
 (23)

Как видно из (23), выражение для коэффициентов фильтра представляет собой линейную функцию от аргумента k. С ростом аргумента функция коэффициентов отсчетов входного сигнала внутри окна убывает по линейному закону. В этом смысле, по сравнению с так называемыми симметричными КИХ-фильтрами [9], имеющими центр симметрии в середине интервала окна при i = (N+1)/2 или k = (N-1)/2, полученную зависимость (23) можно трактовать как несимметричную линейную импульсную характеристику, имеющую в пределах окна ограниченный интервал своего определения. Будем называть фильтр с линейной настройкой весовых коэффициентов импульсной характеристики ЛКИХ-фильтром. Для середины оконного интервала при аргументе k = (N-1)/2 формула (23) дает для нечетного N следующее значение серединного коэффициента фильтра

$$b_{\frac{N-1}{2}} = \frac{1}{N},\tag{24}$$

которое совпадает со значением (4) для фильтра скользящего среднего, функциональная зависимость которого от номера отсчета представляет собой горизонтальную прямую с ординатой 1/N. Тогда с учетом (24), формулу (23) можно преобразовать к более наглядному виду

$$b_k = \frac{1}{N} + \frac{6}{N(N+1)} \times \left(\frac{N-1}{2} - k\right), k = 1, \dots, N-1.$$
 (25)

Базовой величиной в выражении (25) для каждого k-ого коэффициента является значение 1/N. Выражение в скобках означает перенос начала координат по оси абсцисс влево в точку k=(N-1)/2 относительно исходной точки k=0, то есть от правого конца интервала в его середину. Понятно, что с математической точки зрения четность или нечетность числа N точек отсчета здесь роли не играет. Тогда выражение, стоящее перед скобкой, представляет собой коэффициент

$$k_{\Phi} = \frac{\overline{k}_{\Phi}}{N(N+1)} \tag{26}$$

наклона прямой, которой принадлежат точки b_k , k=0,...,N-1. При этом число «6» в (25) есть частный случай из возможных значений приведенного коэффициента \bar{k}_{ϕ} (26), полученного в варианте \bar{k}_{ϕ} = 6 при расчете ЛКИХ-фильтра из введенных ранее условий (11) и (13), которым это число и соответствует. Так как в общем случае для прямой линии «взвешивания» коэффициентов можно задать произвольный наклон, запишем выражение (25) в общем виде с учетом введенных обозначений(26), а именно



$$b_{k} = \left\{ \frac{1}{N} + \frac{\overline{k}_{\phi}}{N(N+1)} \times \left(\frac{N-1}{2} - k \right) \right\}, k = 0, 1, \dots, N-1.$$
 (27)

Чтобы убедиться в справедливости общности формулы (27) для нерекурсивного фильтра с несимметричной (односторонней относительно начала отсчета) линейной КИХ, проверим выполнение условия нормировки (3):

$$\sum_{k=0}^{N-1} b_k = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} + \frac{\overline{k}_{\phi}}{N(N+1)} \times \left[\frac{1}{2} \times \sum_{k=0}^{N} (N-1) - \sum_{k=0}^{N} k \right] =$$

$$= 1 + \frac{\overline{k}_{\phi}}{N(N+1)} \times \left[\frac{N(N-1)}{2} - \frac{N(N-1)}{2} \right] = 1, k = 0, ..., N-1.$$
(28)

Проведем далее частотные исследования ЛКИХ-фильтра (8), (27). Оператор этого фильтра является линейным, так как он согласно (8) реализует принцип суперпозиции. Всякая линейная система сохраняет свои свойства при описании проходящих через нее сигналов как в действительной форме, так и в комплексной форме записи. Тогда становится удобным использовать комплексное представление гармонического входного сигнала при исследовании частотных характеристик фильтра. На его выходе также будет гармоническое колебание с той же частотой.

Пусть на вход дискретного фильтра поступают отсчеты действительного гармонического сигнала с нулевой начальной фазой и единичной амплитудой

$$x_n = \cos(\omega n T_{\perp}) = \cos(2\pi f T_{\perp} n), \tag{29}$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота, f — частота входного гармонического сигнала. Строго периодической (повторяющейся) дискретная последовательность (29) является только тогда, когда произведение ($f \times T_{_{\! /}}$) — целое число, в противном случае при полном сохранении свойства гармоничности периодическая повторяемость отсчетов наблюдаться не будет. Этот факт следует учитывать при проведении численных исследований частотных характеристик.

Подставляя (29) в (8), получим мгновенный отклик фильтра в n-ый отсчет времени

$$y_{n} = b_{0} \cos(\omega n T_{\Lambda}) + b_{1} \cos[\omega(n-1)T_{\Lambda}] + \dots + b_{k} \cos[\omega(n-k)T_{\Lambda}] + \dots + [\omega(n-N)T_{\Lambda}].$$
(30)

Определение амплитудно-частотной характеристик (AЧX) и тем более, фазово-частотной характеристики (ФЧX) во временной области, используя выражение (30), имеет очевидные трудности, особенно при большой ширине окна.

Для исследования частотных характеристик находит применение [7] комплексное представление фильтра (8), параметры и структура которого сохраняются при подаче на вход вместо действительной гармоники комплексной гармоники с единичной амплитудой

$$\overline{X}_{n} = e^{j\omega nT_{\Lambda}} . (31)$$

По формуле Эйлера комплексная экспонента (30) определяется следующим образом

$$e^{j\omega nT_{\pi}} = \cos(\omega nT_{\pi}) + j \times \sin(\omega nT_{\pi}). \tag{32}$$

Тогда реальная косинусоида (30) на основании (32) определяется в виде действительной части комплексной экспоненты (31):

$$\cos(\omega n T_{_{A}}) = Re(e^{j\omega n T_{_{A}}}).$$

В силу линейности системы (30) на ее выходе будет гармонический сигнал той же частоты, но с другой амплитудой и фазой. Тогда сигнал на выходе с учетом (31) может быть записан в виде

$$\overline{y}_{n}(\omega) = K(j\omega)e^{j\omega nT_{n}}, \qquad (33)$$

где $K(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи, переводящий входную комплексную гармонику (31) в выходную комплексную гармонику с измененными параметрами амплитуды и фазы.

Следует заметить, что частотная характеристика дискретного фильтра определяется без учета эффектов квантования, к которым относится и эффект наложения частот [13], и не оказывает влияния на эти эффекты, так как фильтр работает с измеренными отсчетами сигнала.

Подставляя выражения (31) и (33) в разностное уравнение (8), получим

$$K(j\omega)e^{i\omega nT_{A}} = b_{0}e^{j\omega nT_{A}} + b_{1}e^{j\omega(n-1)T_{A}} + \dots + b_{k}e^{j\omega(n-k)T_{A}} + \dots + b_{N-1}e^{j\omega(n-N+1)T_{A}}.$$
(34)

Из выражения (34) определяем комплексный коэффициент передачи, то есть комплексную частотную характеристику:

$$K(j\omega) = b_0 + b_1 e^{j\omega T_{\Lambda}} + \dots + b_k e^{-kj\omega T_{\Lambda}} + \dots + b_{N-1} e^{-Nj\omega T_{\Lambda}}.$$
 (35)



Заметим, что аналогичный результат получается при подстановке в (9) выражения $z = e^{-j\omega nT_n}$. Теоретическое обоснование введения переменной z для перехода к z-преобразованию, получению передаточной функции и ее частотного представления приведено в [14].

Выражение (35) с учетом (32) может быть представлено в виде

$$\begin{cases} K(j\omega) = Im[K(j\omega)], +j \times Im[K(j\omega)], \\ Re[K(j\omega)] = b_0 + b_1 \cos(\omega T_{\alpha}) + \dots + b_k \cos(k\omega T_{\alpha}) + \dots + b_N \cos(N\omega T_{\alpha}), \\ Im[K(j\omega)] = -b_1 \sin(\omega T_{\alpha}) - \dots - b_k \sin(k\omega T_{\alpha}) - \dots - b_N \sin(N\omega T_{\alpha}). \end{cases}$$

Здесь $Im[K(j\omega)]$ — мнимая часть функции $K(j\omega)$. Модуль комплексной частотной характеристики определяет АЧХ:

$$A(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{Re\left[K(j\omega)\right]^{2} + Im\left[K(j\omega)\right]^{2}} =$$

$$= \sqrt{\left[\sum_{k=0}^{N-1} b_{k} \cos(k\omega T_{\Lambda})\right]^{2} + \left[\sum_{k=0}^{N-1} b_{k} \sin(k\omega T_{\Lambda})\right]^{2}}, \quad \omega = 2\pi f,$$
(36)

где f — частота входного сигнала в герцах.

Аргумент комплексной частотной характеристики определяет ФЧХ фильтра

$$\varphi(\omega) = -\arctan\frac{Im[K(j)]}{Re[K(j)]} = -\arctan\frac{\sum b \sin(k T_{A})}{\sum b \cos(k T_{A})}.$$
 (37)

Для нижних частот менее частоты

$$f_{\scriptscriptstyle\rm B} = \frac{1}{2T_{\scriptscriptstyle\rm c}N} \tag{38}$$

допустимо сравнение АЧХ и ФЧХ дискретных и непрерывных фильтров. Это утверждение следует из теоремы Котельникова о точном воспроизведении непрерывного сигнала ограниченного спектра при $f < f_{\rm orp}$ по его дискретным отсчетам, равномерно отстоящим друг от друга [15, c.59] на интервале, равном $1/2\,f_{\rm orp}$, при котором практически выполняется условие ограниченности спектра полезного сигнала в смысле не превышения в его частотном представлении максимальной частоты, при которой он может быть точно воспроизведен.

По этому же условию вступает в силу эффект дискретизации и по ширине окна, то есть по интервалу дискретизации TN. Будем называть частоту $f_{\rm B}$ (38) частотой восстановления (воспроизведения) сигнала, подчеркивая возможность адекватного сравнения частотных характеристик цифрового фильтра с характеристиками непрерывного (аналогового) фильтра. Тогда полосой пропускания цифрового фильтра следует считать частоту

$$f_{\rm np} = \frac{1}{T_{\rm n}N} \,. \tag{39}$$

Заметим, что полоса пропускания непрерывного фильтра в теории автоматического управления [16] отсчитывается по амплитуде 0,707 A(0), где A(0) — амплитуда входного сигнала при f=0.

При частотах входного сигнала $f > f_{\rm np}$ начинается полоса подавления, к этим частотам относятся частоты шумов, ослабление которых входит в задачу построения фильтра информационных сигналов. Так как амплитудно-частотные характеристики фильтров имеют не прямоугольную, а гладкую форму, образуется некоторая переходная полоса частот между полосой пропускания и полосой подавления. Переходная полоса частот, для которых начинается ослабление оцифрованного сигнала, лежит в интервале $(f_{\rm B}, f_{\rm np})$. Из сравнения (38) и (39) следует, что всегда полоса пропускания цифрового фильтра в два раза больше частоты воспроизведения сигнала $f_{\rm np} = 2 f_{\rm B}$. Тогда, например, при некоторой частоте $f_{\rm c}$ пропускания сигналов датчиков движения системы «самолет-САУ» рациональное количество точек отсчета в окне фильтра можно рассчитать по формуле

$$N \le \frac{f_K}{f_c} , \qquad f_K = \frac{1}{2T_{_{\Pi}}} , \qquad (40)$$

где $f_{\rm K}$ — частота Котельникова, определяемая шагом квантования непрерывного сигнала.

Итак, динамические характеристики в частотной области — АЧХ (36) и ФЧХ (37) для фильтра (8) с КИХ в виде (27) зависят от трех независимых параметров: шага дискретизации $T_{\rm g}$, приведенного коэффициента $\bar{k}_{\rm g}$ и числа точек отсчета N с учетом выполнения условия (40).

Определим теперь свойства подавления помех указанным фильтром в стохастической постановке при варианте модели суперпозиции сигнала и ограниченного по размаху шума

$$\tilde{x}_n = x_n + \xi_n, \quad \xi_n \in [-\mu, +\mu],$$
(41)

где ξ_n — случайная дискретная последовательность с равномерной плотностью распределения вероятностей

$$p\left(\xi_{n}\right) = \frac{1}{2\mu}.\tag{42}$$

При представлении реального входного сигнала в виде (41) фильтрация детерминированного слагаемого x_n описывается предыдущими выкладками, а преобразование случайного процесса ξ_n подлежит статистическому описанию. Математическое ожидание, дисперсия и сред-



неквадратическое отклонение (СКО) входного случайного процесса (42) равны

$$m_{\xi_n} = 0, \quad D_{\xi_n} = \frac{\mu}{6}, \quad \sigma_{\xi_n} = \sqrt{\frac{\mu}{6}}.$$
 (43)

Подадим на вход фильтра вместо детерминированного сигнала x_n зашумленный сигнал . Тогда, с учетом свойства линейности фильтра, на выходе получим

$$\tilde{y}_{n} = y_{n} + y_{\xi_{n}},
y_{\xi_{n}} = b_{0}\xi_{n} + b_{1}\xi_{n-1} + \dots + b_{k}\xi_{n-k} + \dots + b_{N-1}\xi_{n-N+1}.$$
(44)

Определим дисперсию выходного шума y_{ξ_n} на выходе фильтра. Обратим внимание, что один и тот же запомненный сигнал шума появляется внутри конечного окна ровно N раз. Поэтому отсчеты шума можно считать независимыми в непересекающихся смежных выборках по N точек в каждой. Например, при числе точек $l \times N$, где l — целое число, независимых выборок будет ровно l. Тогда, в асимптотическом приближении число некоррелированых выборок l будет стремиться к бесконечности при конечной ширине N окна фильтра

$$l = \frac{n}{N} \to \infty$$
, при $n \to \infty$.

В этом случае объем выборки выходного сигнала шума (44), приближающейся при $l \to \infty$ к генеральной совокупности, можно представить в виде

$$y_{\varepsilon_{l}} = b_{0}\xi_{lN} + b_{1}\xi_{lN-1} + \dots + b_{k}\xi_{lN-k} + \dots + b_{N-1}\xi_{(l-1)N+1}, l = 1, 2, \dots \infty,$$
(45)

что позволяет сделать переход к расчету дисперсии выходного шума по совокупности как суммы дисперсий [17] независимых случайных величин

$$D(y_{\xi_{l}}) = D(b_{0}\xi_{lN}) + D(b_{1}\xi_{lN-1}) + \dots + D(b_{k}\xi_{lN-k}) + \dots + D(b_{N-1}\xi_{(l-1)N+1}).$$
(46)

Дисперсия произведения постоянного множителя на случайную величину, расположенную на n-ом месте окна фильтра, с учетом (43) $D(\xi_{N-k}) = D_{\varepsilon_n}$, равна

$$D\left(b_{k}\xi_{lN-k}\right) = b_{k}^{2}D\left(\xi_{lN-k}\right) = b_{k}^{2} \times \frac{\mu}{6}.$$
(47)

Подставляя (47) в (46), получим

$$D(y_{\xi_l}) = \frac{\mu}{6} \times \sum_{k=0}^{N-1} b_k^2.$$
 (48)

Раскроем в (48) выражение для суммы квадратов коэффициентов фильтра с использованием формулы (27) и формул (20), запишем

$$\sum_{k=0}^{N-1} b_k^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} + \frac{\overline{k}_{\phi}}{N(N+1)} \times \left(\frac{N-1}{2} - k \right) \right\}^2 =$$

$$= \frac{1}{N} + \frac{\overline{k}_{\phi}^2 (N-1)^2}{4N(N+1)^2} - \frac{\overline{k}_{\phi}^2 (N-1)}{N^2 (N+1)^2} \sum_{k=0}^{N-1} k + \frac{\overline{k}_{\phi}^2}{N^2 (N+1)^2} \sum_{k=0}^{N-1} k^2 =$$

$$= \frac{1}{N} \left[1 + \frac{\overline{k}_{\phi}^2 (N-1)}{12(N+1)} \right]. \tag{49}$$

Оценим ослабление шума после фильтра как отношение СКО выходного шума к СКО входного и, с учетом (49), определим коэффициент q ослабления шума

$$q = \frac{\sigma(y_{\xi_{l}})}{\sigma_{\xi_{n}}} = \sqrt{\frac{1}{N} \left[1 + \frac{\overline{k_{\phi}}^{2}(N-1)}{12(N+1)} \right]}.$$
 (50)

Анализ выражения (50) показывает, что максимальное ослабление шума происходит при $\bar{k}_{\phi} = 0$, то есть в варианте фильтра простого скользящего среднего (1), а именно

$$q_c = \frac{\sigma(y_{\xi_l})}{\sigma_{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{1}{N}}.$$
 (51)

Интерес представляет совместное рассмотрение динамических и стохастических свойств. Проведем частотное исследование динамических характеристик полученного нерекурсивного несимметричного ЛКИХ-фильтра одновременно с анализом свойств подавления помех.

Основной задачей при расчете такого фильтра является пропускание без искажений низкочастотного сигнала в заданной полосе частот с как можно более малым фазовым запаздыванием и одновременно при как можно большем подавлении высокочастотного уровня шума. Ниже рассмотрим, в чем состоит суть противоречивости этих требований для расчета фильтра, проведя его частотный и статистический анализ.

После получения аналитических решений (27), (36), (37), (50) их исследование будем проводить численным методом. Сначала проверим соответствие желаемым требованиям фильтра, первоначально полученного по принципу МНК при линейной аппроксимации входного сигнала внутри скользящего окна — формула коэффициентов фильтра (26), то есть \bar{k}_{ϕ} = 6 для формулы (27).

Положим для определенности первого примера $T_{_{\rm A}} = 0.03$ с и N = 9. Одновременно сравним варианты фильтра линейно взвешенного сколь-



зящего среднего (\bar{k}_{ϕ} =6) и простого скользящего среднего (\bar{k}_{ϕ} =0), построив их AЧX (рис.1) и ФЧX (рис. 2).

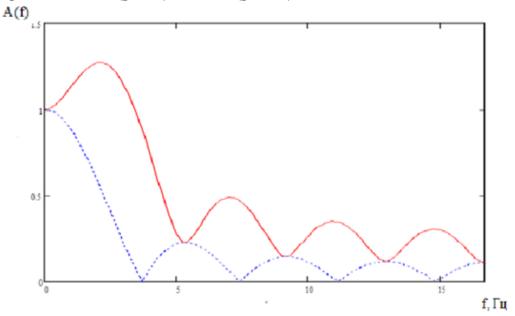


Рис. 1 Амплитудно-частотные характеристики:

$$- \phi$$
ильтр с $\overline{k}_{\phi} = 6;$

$$- - - \phi$$
ильтр с $\overline{k}_{\phi} = 0.$

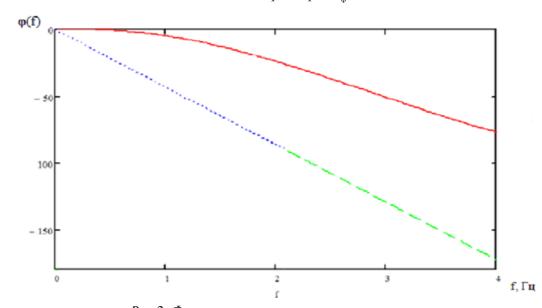


Рис.2. Фазово-частотные характеристики:

— фильтр с
$$\overline{k}_{\varphi}=6;$$
— — — фильтр с $\overline{k}_{\varphi}=0.$

Как следует из рассмотрения графиков, фильтр взвешенного среднего имеет в пределах частоты пропускания сигнала до $f_{\rm np}=1/(NT_{\rm д})=3,7$ Гц искажение (усиление) сигнала по амплитуде входного гармонического сигнала до 25% и малое фазовое запаздывание, составляющее, например, $-4,8^{\circ}$ на частоте 1 Гц. При этом фильтр скользящего среднего имеет существенное фазовое запаздывание на f=1 Гц $\phi_{\rm c}=-43,2^{\circ}$. В то же время для этого фильтра коэффициент ослабления шума (50) является наилучшим и составляет g=0,33 против g=0,61 для фильтра с $\bar{k}_{\phi}=6$. Даже качественный анализ показывает, что нельзя отдать предпочтение ни одному из этих двух фильтров для решения задачи низкочастотной фильтрации зашумленного цифрового сигнала.

Чтобы регуляризировать процедуру поиска компромиссного варианта настройки фильтра с линейной КИХ, уточним параметры желаемой АЧХ. Будем считать, что она должна быть близка к прямоугольной в полосе частот сигналов датчиков движения, которая для транспортного самолета составляет не более 2 Гц. Для интервала частот 0...2 Гц формула (38) дает искомое число точек отсчета в окне, а именно 8,33 и с округлением до N=9 получаем значение $f_{\phi}=1,85$ Гц, которое примем за желаемое. Заметим, что увеличение N в сторону большего целого значения уменьшает базовое значение коэффициента пропускания шума (51). Кроме того, будем ориентироваться на величину фазового запаздывания, как на допустимую, 20° на частоте 1 Гц. Так как параметры макронастройки T_{π} и N зафиксированы, остается единственная возможность регулировки динамических характеристик фильтра с помощью изменения приведенного коэффициента \overline{k}_{ϕ} угла наклона прямой, описывающей импульсную характеристику фильтра.

Численным путем было проведено уменьшение для исходного фильтра значения приведенного коэффициента КИХ до $\bar{k}_{\rm \phi}=3,95,$ при котором был устранен всплеск АЧХ. Далее была найдена структура и параметры непрерывного фильтра, аппроксимирующего АЧХ полученного нерекурсивного фильтра в полосе пропускания до $f_{\rm np}=3,7$ Гц. Для такого фильтра подходит звено второго порядка с единичным коэффициентом усиления, передаточная функция которого имеет вид

$$W_{\rm AYX}(p) = \frac{1}{T_{\rm AYX}^2 p^2 + 2T_{\rm AYX} \xi p + 1}.$$
 (52)

Для динамического звена (52) имеют место следующие выражения для амплитудной и фазовой частотных характеристик

$$A_{A \text{ YX}}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - T_{A \text{ YX}}^2 \omega^2)^2 + (2T_{A \text{ YX}} \xi \omega)^2}},$$
 (53)



$$\varphi_{AYX}(\omega) = -\arctan \frac{2T_{AYX}\xi\omega}{1 - T_{AYX}^2\omega^2}.$$
 (54)

При сравнении АЧХ (36) и (53) на уровне их совпадения погрешностью не более

$$\Delta_{AYX} = |A(\omega) - A_{AYX}(\omega)| < 0,02$$
(55)

найдена постоянная времени $T_{\text{AЧX}} = 0{,}053$ с при коэффициенте затухания $\xi = 0{,}7$, этот факт иллюстрирует рис. 3.

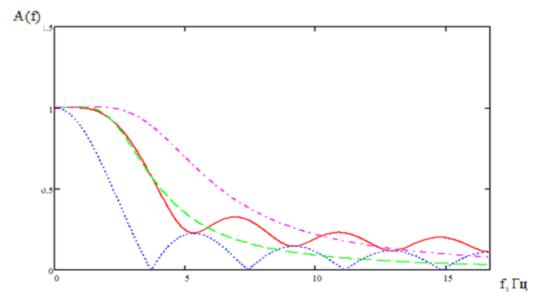
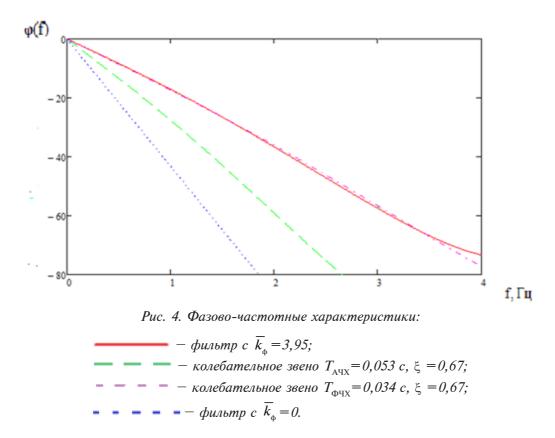


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики:

Однако ФЧХ аппроксимирующего фильтра с найденными параметрами значительно хуже ФЧХ фильтра ЛКИХ (рис. 4).

Так фазовое запаздывание (54) непрерывного фильтра на частоте 1 Γ ц (ω =6,28) составляет $\phi_{\text{AЧX}}$ =-27,7°, а для фильтра ЛКИХ соответственно ϕ =-15,6°. Тогда для аппроксимирующей структуры (52) по той же методике нахождения ее параметров для совпадающей АЧХ был проведен независимый поиск параметров фильтра — аргументов выражения (54) — на уровне соблюдения условия совпадения соответствующих Φ ЧХ (37) и (54) с погрешностью не более

$$\Delta_{AYX} = |\varphi(\omega) - \varphi_{AYX}(\omega)| < 1,5^{\circ}. \tag{56}$$



Исследования показали, что основным параметром влияния для достижения выполнения условия (56) является постоянная времени $T_{\rm ФЧX}$, подставляемая вместо $T_{\rm AЧX}$ в (52), (54). При этом коэффициент затухания сохраняет свое значение $\xi=0,7$. Условию точности (56) соответствует величина $T_{\rm ФЧX}=0,034$ с, эффект совпадения фазовых запаздываний сравниваемых фильтров показан на рис. 4.

Заметим, что AЧX с найденной постоянной времени $T_{\Phi^{\rm ЧX}}$ лежит значительно правее ранее полученной АЧX для ЛКИХ-фильтра и совпадающей с ней АЧX колебательного звена с другой постоянной времени $T_{\rm \scriptscriptstyle AЧX}$.

Эффект «расщепления» АЧХ и ФЧХ, наблюдаемый с помощью допустимого по Котельникову анализа соответствующих характеристик ЛКИХ-фильтра аппроксимирующими непрерывными динамическими аналогами, был проверен и подтвержден для различного количества N точек отсчета окна при том же значении $T_{\rm д}$ рассматриваемого примера. Полученные по правилам (54), (56) характеристики аппроксимации одновременно с коэффициентами ослабления шума q в сравнении $q_{\rm c}$ для фильтра простого скользящего среднего представлены в таблице сравнительных характеристик.

Ц	ифрово		рактерис курсивно	Параметры непрерывного аппроксимирующего фильтра при $\xi = 0.67$					
N	$ar{k}_{\!\scriptscriptstyle \Phi}$	<i>f,</i> Гц	ф _ф , на 1 Гц, градус	ф _с , на 1 Гц, градус	q	$q_{ m c}$	T_2 , c	φ ₂ , на 1 Гц, градус	T_3 , c
5	4,25	3,33	-6,4	-21,6	0,594	0,447	0,028	-13,7	0,015
9	3,95	1,85	-15,6	-43,2	0,476	0,333	0,053	-26,6	0,034
20	3,7	0,83	-46,2	-77,4	0,319	0,224	0,114	-63,1	0,088

Таблица сравнительных характеристик

Анализ результатов таблицы показывает, что приведенный коэффициент фильтра \bar{k}_{ϕ} мало отличается от значения $\bar{k}_{\phi} \approx 4$, а изменение коэффициентов $T_{\text{AЧX}}$ и $T_{\phi \text{ЧX}}$ происходит примерно пропорционально числу точек отсчета N. Экспериментальной проверкой было установлено, что уменьшение шага дискретизации $T_{\text{д}}$ на порядок дает уменьшение постоянных времени $T_{\text{AЧX}}$ и $T_{\phi \text{ЧX}}$ аппроксимирующих фильтров практически также на порядок без изменения коэффициента затухания ξ . Поэтому с уменьшением шага дискретизации становится возможным формирование ЛКИХ-фильтра с заданными динамическими характеристиками путем соответствующего увеличения ширины окна N и, тем самым, усилением свойства подавления случайного шума при $\bar{k}_{\phi} \approx 4$ согласно

(50) B
$$\approx \sqrt{\frac{N}{1,3}}$$
 pa3.

Таким образом, цифровой нерекурсивный устойчивый фильтр нижних частот с линейной в пределах окна наблюдения импульсной характеристикой, угол наклона которой отличен от нуля, не является минимально-фазовым в смысле существования однозначной зависимости между амплитудной и фазовой частотными характеристиками, которые допустимо рассматривать в полосе пропускания с помощью соответствующих аппроксимирующих непрерывных линейных звеньев. То есть полученный ЛКИХ-фильтр нельзя представить в частотной области одним динамическим звеном, но только двумя: для АЧХ и ФЧХ отдельно. На участке низких «полезных» частот нарушается минимально-фазовая связность между модулем и аргументом комплексной частотной характеристики в смысле приближения к непрерывным фильтрам с близкими АЧХ и ФЧХ. В непрерывном смысле при амплитудно-частотной характеристике аналогового фильтра, совпадающей в интересующем диапазоне частот с АЧХ ЛКИХ-фильтра, его фазово-частотная характеристика не соответствует ФЧХ ЛКИХ-фильтра. Поэтому на ЛКИХ-фильтр не распространяется утверждение, что для

минимально-фазовых систем сдвиг фазы будет наименьшим по сравнению с другими системами с такой же амплитудной характеристикой [18, стр. 80].

Выводы

Найденный вариант дискретного фильтра имеет в полезном диапазоне частот существенно меньший сдвиг по фазе по сравнению со сдвигом по фазе непрерывного «минимально-фазового» аналога, с которым можно проводить сравнение этих фильтров в частотной области. Проведенные исследования ЛКИХ-фильтров показали, что они обладают внутренней структурой, не приводящейся к структуре непрерывных фильтров, которые могут претендовать на их частотное описание. Эффект меньшего (по сравнению с непрерывной системой) фазового запаздывания, которого можно добиться для дискретного ЛКИХ-фильтра будет интересен не только для решения задач фильтрации информационных сигналов, но и для синтеза корректирующих звеньев САУ. Работа в этом направлении требует дополнительных исследований.

Литература



- 1. Атабеков Г. И. Основы теории цепей. Учебник для вузов. М., «Энергия», 1969. 424 с.
- 2. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры.- М.: Мир, 1982. 592 с.
- 3. Кочетков Ю. А. Основы автоматики авиационного оборудования. М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 1995. 574 с.
- 4. Дж. Бокс, Г. Дженикс. Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Вып.1/ Перевод с англ. А. Л. Левишина. Под ред. В. Ф. Писаренко.- М.: Мир, 1974. 406с.
- 5. Мишулина О. А. Статистический анализ и обработка временных рядов. М.: МИФИ, 2004. 180c.
- 6. Гольденберг Л. М. и др. Цифровая обработка сигналов: Учеб. Пособие для вузов/ Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк.-2-изд., перераб. и доп. –М.: Радио и связь,1990.- 256с.
- 7. Карташев В. Г. Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров: Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. школа,1982.- 109с
- 8. Оппенгейм А. В., Шафер Р. В. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ./ Под ред. С. Я. Шаца. М.: Связь,1979.-416с.
- 9. Гольденберг Л. М. и др. Цифровая обработка сигналов: Справочник /Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк.— М.: Радио и связь, 1985.-312с.
- 10. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. пособие/ В.В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков. Под ред. В. В. Солодовникова. М.: Высш. шк.,1991. 225с.
- 11. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений. 2-е изд. М., 1962.
- 12. Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисление для втузов, т.1: Учебное пособие для втузов.-13-е изд.- М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985.- 432с.
- 13. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн.1.-312 с.
- 14. Хемминг Р. В. Цифровые фильтры. Пер. с англ./ Под ред. А. М. Трахтмана. М.: Сов. радио,1980. 224с.
- 15. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов.- 4-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и свяь. 1986.- 512 с.
- 16. Бессекерский В. А., Попов Е. П. Теория автоматического управления, изд. третье, испр..М.: Наука, гл. ред-ция физ.-матем. лит-ры.,1975. 768 с.
- 17. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Наука, Главн. ред. физ.-мат. лит-ры, 1969. 576 с.
- 18. Автоматическое управление. Ройтенберг Я. Н., Изд-во «Наука», Главная редакция физико-математической литературы, М., 1971, 396 с.

УДК 629.7.052

ЛОГИКА ПОСТРОЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ СТРАНИЦ ДЛЯ САМОЛЕТА МС-21, ОСНОВАННАЯ НА РЕКОМЕНДАЦИЯХ ARINC 661 И ВОЗМОЖНОСТЯХ SCADE DISPLAY

H. A. KO3AHKOBA, κ.m.н.,

В. Т. СТРЕЛКОВ, к. т. н.,

Д. А. ИВЧЕНКОВ, к.т.н.,

ОАО «Московский институт электромеханики и автоматики»

В статье рассматривается концепция построения человеко-машинного интерфейса, основанная на рекомендациях ARINC 661 и возможностях SCADE Display. Приводятся примеры построения навигационных страниц функционального программного обеспечения навигации и самолетовождения на многофункциональных индикаторах.

Ключевые слова: человеко-машинный интерфейс, навигационные страницы

LOGIC FOR BUILDING MC-21 AIRCRAFT NAVIGATION PAGES BASED ON ARINC 661 RECOMMENDATIONS AND SCADE DISPLAY CAPABILITIES

N. A. KOZANKOVA, PhD in Engineering,

V. T. STRELKOV, PhD in Engineering,

D. A. IVCHENKOV, PhD in Engineering,

'Moscow Institute of Electromechanics and Automatics' JSC

In this article, we look into the concept of building HUD based on ARINC 661 recommendations and SCADE Display capabilities. Examples for bulding navigation pages for functional navigation & pilotage software on multifunctional indicators are included.

Keywords: human interface device, navigation pages

Идеология построения кабины перспективного воздушного судна



(ВС) направлена на повышение безопасности, улучшение ситуационной осведомленности и снижение рабочей нагрузки на экипаж. Создание перспективной «линейки проектов» человеко-машинного интерфейса кабины пилота связано с реализацией именно этой идеологии.

Понятие «линейка проектов» подразумевает определенную концептуальную идею построения интерфейса кабины и распространяет эту идею на ряд типов ВС, относящихся к одному поколению. Такой подход обеспечивает существенные экономические выгоды за счет унификации, модульности и сокращения числа комплектующих изделий.

В процессе развития авиационного оборудования можно выделить три основных концепции построения человеко-машинного интерфейса.

На первом этапе системы авионики строились по федеративному принципу и имели индивидуальные пульты управления и индикаторы. С развитием авиационной техники увеличивался объем задач, решаемых ВС, увеличивалось и усложнялось количество оборудования на борту. В результате существенно возрасло количество индицируемых параметров и органов управления, что привело к перегрузке пространства кабины и информационной нагрузке экипажа. Следствием этого явилась потребность в интеграции информационно-управляющей информации, результатом чего стало появление комплексных систем электронной индикации, представляющих экипажу всю необходимую на данном этапе полета информацию от различных бортовых систем и многофункциональных пультов управления (Multi-Function Control Display Unit (MCDU)), обеспечивающих взаимодействие с различными системами в соответствии со спецификацией ARINC 739 (рисунок 1).

Дальнейшим развитием этой тенденции явилась концепция «стеклянной кабины», разработка которой проводилась одновременно с переходом от федеративных систем к интегральной модульной авионике. Эта концепция предусматривает отказ от автономных индикаторов на пультах МСDU и резервных приборов и сосредоточение всей информационно-управляющей информации на дисплеях системы электронной индикации кабины (Cockpit Display System (CDS)).

Для унификации взаимодействия между дисплеем CDS, выполняющим функцию экрана MCDU, и программным приложением пользователя (User Application (UA)), реализующим какую-либо функцию BC, в нашем случае функционального программного обеспечения навигации и самолетовождения (ФПОС) корпорацией ARINC была предложена спецификация ARINC 661.

Определение самого графического интерфейса происходит в двоичном файле определения (Definition File (DF)), формируемом функциональным приложением (рисунок 2).



Рис. 1. Вид кабины с системой электронной индикации и многофункциональными пультами управления

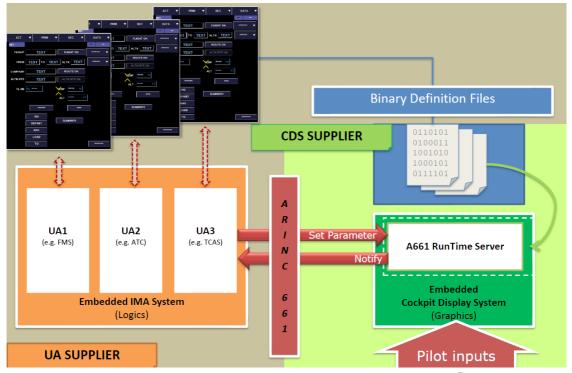


Рис. 2. Интерфейс CDS (системы индикации кабины) и UA (ФПОС)



Такой подход предполагает, что на стороне системы индикации размещается программное обеспечение, способное интерпретировать графический интерфейс кадра, архитектура которого заложена в файле определения.

Распределение программного обеспечения человеко-машинного интерфейса между конкретными приложениями с использованием в системе электронной индикации библиотеки графических элементов, предусмотренной ARINC 661, позволяет локализовать все проблемы, связанные с коррекцией человеко-машинного интерфейса, внутри соответствующего приложения, исключая тем самым необходимость взаимной увязки внесения изменений в программное обеспечение системы индикации и прикладную программу пользователя, за счет этого сокращая сроки разработки и сертификации и ограничивая вопросы управления конфигурацией пределами соответствующего приложения.

Внедрение ARINC 661 и использование квалифицированного инструмента SCADE Display позволило перейти от отображения информации на экране многофункционального пульта управления к отображению на широкоформатных дисплеях, предоставляющих гораздо больше возможностей по графическому отображению, размещению информации, удобству ее использования и созданию единого информационно-управляющего поля кабины экипажа (рисунок 3).



Рис. 3. Кабина самолета МС-21

К преимуществам данного подхода относятся:

- уменьшение количества комплектующих изделий информационно-управляющего поля за счет увеличения размера дисплеев и сокращения их количества;
- повышение ситуационной осведомленности за счет увеличения объема актуальной информации различного представления;
- снижение рабочей нагрузки на экипаж за счет простоты управления и возможности реконфигурации отображаемой информации;
- возможность быстрого обучения и адаптации экипажа при переходе на новый самолет за счет интуитивно понятного, дружественного интерфейса.

Основной индикатор ФПОС – нижний индикатор, разделенный на два окна для индикации страниц для правого и левого пилотов. С помощью этих страниц осуществляется формирование плана полета, работа с данными взлетно-посадочных характеристик (ВПХ), выбор и просмотр объектов навигационной базы данных (НБД), формирование другой информации для работы алгоритмов функционального приложения навигации и самолетовождения, а также отображение информации о состоянии взаимодействующих с ФПОС систем. Управление на кадрах производится с помощью кнопок цифробуквенной панели и трекбола МФПУ. События нажатий клавиш кнопочной панели МФПУ передаются в модуль обработки графических данных (Graphics Processing Unit (GPU)). Также ФПОС формирует данные для отображения на индикаторах Primary Flight Display (PFD) и Multi-Function Display (MFD), которые передаются в формате ARINC 702A. Общая схема архитектуры интерфейса ФПОС - системы индикации - представлена на рисунке 4.

Применение ARINC 661 предусматривает использование в системе электронной индикации библиотеки графических элементов (виджет). Варианты исполнения графических элементов, разработанные приложением SCADE Display в соответствии с требованиями ARINC 661, представлены на рисунке 5.



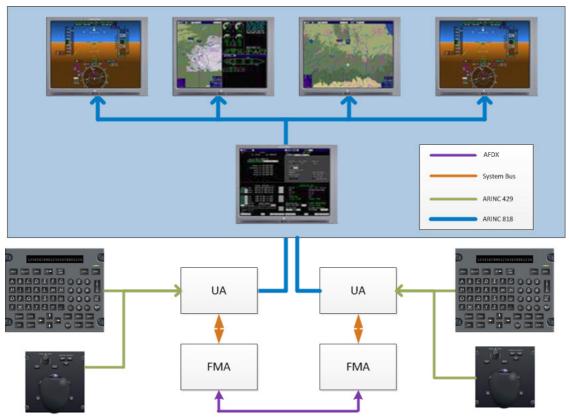


Рис. 4. Схема архитектуры интерфейса ФПОС – системы индикации

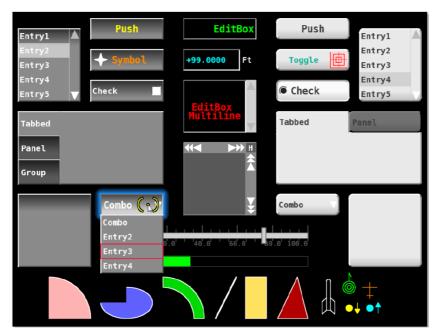


Рис. 5. Графические элементы, разработанные приложением SCADE Display

С учетом опыта прежних разработок, новых возможностей индикатора и характеристик ARINC 661 были сформированы более информативные и обладающие более удобным человеко-машинным интерфейсом навигационные страницы для MC-21. Одновременно были определены виджеты для их реализации (рис. 6-8).

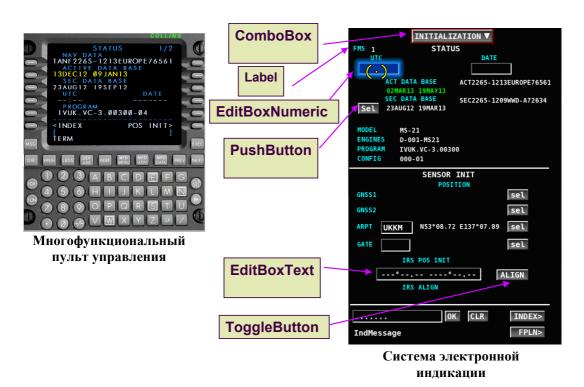


Рис. 6. Навигационная страница, реализованная на МФПУ и МФИ, и виджеты ARINC 661

ComboBox (Комбинированный управляющий элемент) — элемент, обеспечивающий средства для выбора одного пункта из списка.

Label (Метка) — элемент, содержащий поле нередактируемого текста в определенном месте экрана дисплея.

EditBoxNumeric (Цифровой блок редактирования) — элемент, позволяющий отображать и редактировать цифровые значения.

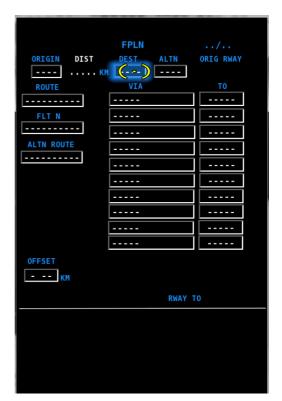
PushButton (Кнопка) — элемент, позволяющий членам экипажа активизировать действие путем нажатия кнопки (передавать событие прикладной программе владельца).

EditBoxText (Текстовый блок редактирования) — элемент, позволяющий отображать и редактировать строку.

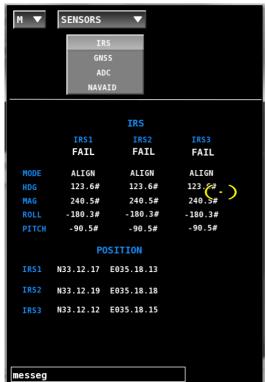
ToggleButton (Тумблер) — элемент, который представляет собой кнопку двух устойчивых состояний с текстом.

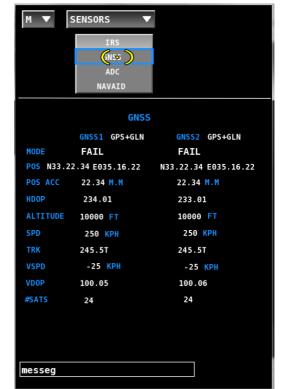






Puc. 7. Навигационные страницы TAKEOFF и FPLN





Puc. 8. Навигационные страницы IRS и GNSS

Так как проект $\Phi \Pi O C$ создан в среде Visual C++, а инструмент разработки SCADE Display имеет свои особенности, для стыковки этих проектов была разработана схема обмена данными между проектом $\Phi \Pi O C$ и проектом SCADE Display, представленная на рисунке 9.

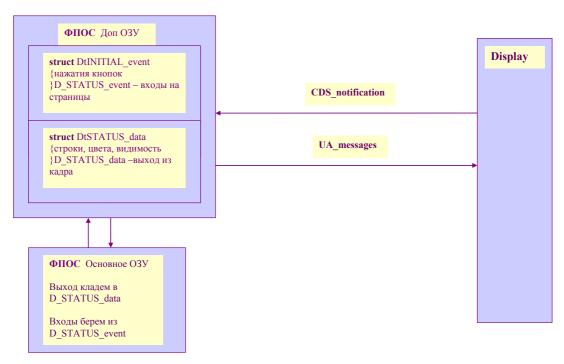


Рис. 9. Схема обмена данными между проектами ФПОС и SCADE Display

От CDS (в нашем случае от SCADE Display) данные в формате ARINC 661 передаются по линии передачи данных Ethernet или AFDX (Avionics Full Duplex, бортовая дуплексная коммутируемая шина Ethernet) в ФПОС. Данные, подготовленные функциональными алгоритмами ФПОС, перекладываются в специально созданные структуры ОЗУ для выдачи в проект SCADE Display.

Методика разработки проекта навигационных страниц для самолета MC-21 в среде SCADE Display представлена на рисунке 10 на примере страницы INITIALIZATION. Определяются используемые на странице виджеты из библиотеки элементов ARINC 661 (они представлены слева) и задаются координаты их расположения на индикаторе. Каждый виджет имеет уникальный идентификатор. Справа представлена структура проекта.



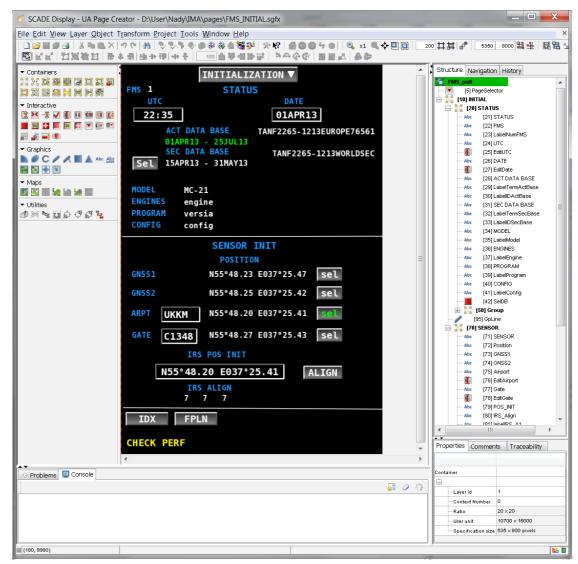


Рис. 10. Проект, разработанный в среде SCADE Display, на примере навигационной страницы INITIALIZATION

Функция инициализации реализуется путем взаимодействия оператора со страницей INITIALIZATION, которая индицируется при включении питания.

В верхней части страницы в разделе STATUS индицируется:

- идентификатор активной базы данных;
- период действия активной базы данных и второй базы данных;
- текущее время UTC и дата, установленные в ФПОС;
- код программной версии ПО, загруженной в ФПОС;
- модель самолета и тип двигателей из базы летно-технических характеристик.

44 Nº9, 2014 год

Здесь же обеспечивается возможность ввода текущих времени и даты, смены активной базы аэронавигационных данных. Смена активной базы данных выполняется путем активизации кнопки SEL, соответствующей SEC DATA BASE, и последующей фиксации курсора в поле активной базы.

В нижней части страницы в разделе SENSOR INIT представлена возможность ввода исходных данных и контроля за процессом выставки инерциальных систем.

В качестве исходных данных могут использоваться:

- координаты от спутниковых систем (GNSS 1 или GNSS 2);
- координаты контрольной точки аэропорта;
- координаты стоянки;
- введенные вручную координаты.

Выводы

- Определены индицируемые навигационные параметры и виджеты (графические элементы), необходимые для реализации всех навигационных страниц в соответствии с рекомендациями ARINC 661 и возможностями SCADE Display.
- Разработан проект информационно-управляющих навигационных страниц в среде SCADE Display.
- Разработаны структуры данных ОЗУ для приема и выдачи текущих состояний виджетов МФИ.
- Разработано программное обеспечение алгоритмов модулей навигационных страниц.
- Разработана схема связей между переменными проекта $\Phi\Pi$ OC, разработанного в среде Visual C++ и SCADE Display.
- Проведена автономная отладка алгоритмов модулей навигационных страниц в среде разработки ПО SCADE Display.



Литература

- 1. Козарук В. В., Ребо Я. Ю. Навигационные эргатические комплексы самолетов. М.: Машиностроение, 1986.
- 2. Раскин Джеф. Интерфейс. Новые направления в проектировании компьютерных систем. Санкт-Петербург. Символ-Плюс, 2003.
- 3. ARINC 661. Интерфейс систем индикации кабины с системами-пользователями, 2009.
- 4. Р4754. Руководство по процессам сертификации высокоинтегрированных сложных бортовых систем воздушных судов гражданской авиации, 2007.
- 5. KT-178C. Квалификационные требования. Вопросы программного обеспечения при сертификации бортовой аппаратуры и систем, 2011.
- 6. ARINC 739. Многоцелевой блок управления и индикации, 1998.
- 7. ARINC 702A. Авиационный справочник. Перспективная вычислительная система самолетовождения, 2003.

Правила оформления материалов, направляемых для опубликования в журнале «Труды МИЭА. Навигация и управление летательными аппаратами»

- Для опубликования в журнале принимаются статьи объемом до 30 с., а также краткие сообщения объемом до 5 стр.
- Статья должна иметь аннотацию не более 600 знаков, ключевые слова.
- На первой странице должны быть указаны: фамилии и инициалы авторов, полное название текста статьи без сокращений, проставлен индекс УДК.
- Материалы должны быть подготовлены в формате *.doc, лист A4, ориентация книжная (вертикальное расположение), шрифт Times New Roman, размер шрифта 12, интервал между строками одинарный, поля (мм): верхнее 22, нижнее 50, левое 30, правое 28, расположение страниц зеркальное. Установить «Автоматическую расстановку переносов». Переносы вручную не ставить.
- Формат формул в MathType или Microsoft Equation: Define Sizes, Full 12 pt, Subscript/Superscript 7 pt, Sub-Subscript/Superscript 5 pt, Symbol 18 pt, Sub-Symbol 12 pt.
- Иллюстрированный материал представляется в формате *.jpg, *.bmp,
 *.png (разрешение не менее 300 точек на дюйм) или в виде рисунка
 Word, фрагменты которого объединены в единый объект. Цветные иллюстрации приветствуются.
- В конце текста указывается информация о каждом авторе: Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, полное название и почтовый адрес организации, должность, контактные телефоны (служебный, мобильный или домашний), адрес электронной почты.
- В редакцию предоставляется электронный носитель с текстом статьи и ее распечатка в двух экземплярах, подписанная всеми авторами.
- K статье прилагается экспертное заключение о возможности ее открытой публикации, рецензия, лицензионный договор.
- Плата с авторов за публикацию рукописей не взимается.



Содержание

О.А. Бабич Измерение высоты полета над уровнем моря (режим QNH) по сигналам борто датчиков	
В. Е. Куликов, Д. Б. Юрченко Цифровой нерекурсивный фильтр с линейной импульсной характеристикой в задаче сглаживания шумов сигналов САУ	14
Н.А. Козанкова, В.Т. Стрелков, Д.А. Ивченков Логика построения навигационных страниц для самолета МС-21, основанна рекомендациях ARINC 661 и возможностях SCADE Display	