

УДК 621.396.097

В. В. ПЕЧЕНИН, К. А. ЩЕРБИНА, М. А. ВОНСОВИЧ, Ю. В. СЪЕДИНА

*Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина***ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ УРОВНЯ СИГНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ УПРАВЛЯЕМОГО ГЕНЕРАТОРА СЛЕДЯЩЕГО УЗКОПОЛОСНОГО ФИЛЬТРА**

Синтезирована структурно-физическая модель системы регулирования уровня сигнала синхронизации управляемого генератора следящего узкополосного фильтра доплеровского измерителя скорости летательного аппарата. Разработанная структура адаптивна по отношению к изменяющемуся среднему значению уровня сигнала регулирования с одновременным подавлением его паразитной амплитудной модуляции. При этом учитываются характеристики подстилающей земной поверхности при наклонном зондировании радиолокационным сигналом доплеровского измерителя скорости летательного аппарата. Получены удобные для практических расчетов аналитические выражения по оценке погрешности, динамической точности и устойчивости регулирования. На основе выполненных исследований проведено компьютерное моделирование в соответствии с выбранными исходными данными и их статистическими характеристиками.

Ключевые слова: летательный аппарат, фильтр нижних частот, эффект Доплера, паразитная амплитудная модуляция, отношение сигнал/шум, синхронизированный генератор.

Введение

В измерительных каналах доплеровских измерителей скорости (ДИС) используют следящий узкополосный фильтр (УПФ), работающий на высокой опорной частоте. Резонансные тракты современных ДИС строят по схеме с двойным преобразованием частоты, причем основное усиление осуществляется усилителем низкой частоты, в котором применяется эффективная система регулирования уровня выходного сигнала, обеспечивающая подавление амплитудных флуктуаций доплеровского сигнала, обусловленных влиянием отражающей поверхности. Узкополосная фильтрация реализована в [1] на основе известных схем частотной автоподстройки частоты (ЧАП), называемых следящими доплеровскими фильтрами.

Основными недостатками существующего принципа построения ДИС являются: сложность его практической реализации по тракту двойного преобразования и сложность практической реализации схемы автоматического регулирования уровня выходного сигнала усилителя низкой частоты.

Целью статьи является разработка теоретических основ построения канала регулирования уровня сигнала синхронизации управляемого генератора (УГ) узкополосного следящего доплеровского фильтра, реализованного на основе УГ с прямой синхронизацией высокочастотным сигналом от усилителя промежуточной частоты (УПЧ) доплеровско-

го измерителя скорости [2, 3] и внешней принудительной перестройкой его частоты. Получены экспериментальные исследования теоретических результатов на основе разработанной структурно-физической модели сигнала и схемы регулирования уровня сигнала с подавлением паразитной амплитудной модуляции (ПАМ), присутствующей в синхронизирующем сигнале УГ.

Содержание исследований

1. Синтез структурно-физической модели автоматического регулирования уровня синхронизирующего сигнала с подавлением ПАМ.

Математическая модель непрерывного доплеровского сигнала, формируемого подстилающей поверхностью можно представить в виде суммы сигналов

$$S(t) = \sum_{m=1}^{M(t)} A_m \cos[\Psi_m(t)], \quad (1)$$

где $A_m, \Psi_m(t)$ – амплитуда и фаза m -го элементарного сигнала.

Каждый элементарный сигнал характеризуется индивидуальной амплитудой и фазой, которые определяются особенностями подстилающей поверхности, влиянием эффекта Доплера, количеством изменяющихся во времени отражающих точек $M(t)$ в пределах ограниченного участка подстилающей

поверхности. Ее геометрические размеры определяются углом облучения и характеристиками диаграммы направленности ДИС. При этом каждый элементарный сигнал является узкополосным случайным процессом, следовательно, суммарный сигнал можно считать узкополосным

$$S(t) = A(t) \cos[\Psi(t, A)], \quad (2)$$

где $A(t)$ – огибающая суммарного колебания, определяемая как модуль соответствующего аналитического сигнала

$$A(t) = \sqrt{S_m^2(t) + \hat{S}_m^2(t)},$$

где $\hat{S}(t)$ – сопряженный по Гильберту к $S(t)$ сигнал;

$\Psi(t, A)$ – полная фаза сигнала $S(t)$.

Динамический диапазон изменения доплеровских сигналов определяется максимальной и минимальной высотой полета, изменением отражающих характеристик подстилающей поверхности, изменением углов облучения поверхности при траекторных эволюциях авиационного объекта. В связи с этим средний уровень сигнала может изменяться на величину 100 дБ. Причем он флуктуирует по амплитуде в очень больших пределах, что эквивалентно существенной изменчивости отношения сигнал/шум $\mathcal{C}_{\text{вх}}$.

Для устранения колебаний уровня информационного сигнала обычно применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ). Однако при больших колебаниях уровня, что эквивалентно ухудшению отношения сигнал/шум, работа обычной системы АРУ нарушается [4].

Кроме того при малых отношениях сигнал/шум в детекторе АРУ, как правило происходит подавление сигнала шумами, так что даже при неизменном уровне полезного сигнала несущего информацию о доплеровской частоте, уровень выходного сигнала приемного тракта флуктуирует, что в конечном итоге может привести к срыву слежения УПФ. Наблюдаемые на входе УПФ изменения амплитудной структуры синхронизирующего колебания принято называть паразитной амплитудной модуляцией.

Модель доплеровского сигнала может быть записана в аналитической форме следующим образом [5]:

$$S(t, \lambda_a(t), \lambda_q(t)) = \sqrt{2}U_0[1 + M_{\text{AM}}\lambda_a(t)] \times \sin[\omega_u t + M_{\text{ЧМ}} \int_0^t \lambda_q(\tau) d\tau + \varphi(t)], \quad (3)$$

где $\lambda_a(t)$ и $\lambda_q(t)$ – случайные процессы коррелированные между собой;

$\sqrt{2}U_0$ и ω_u – амплитуда и частота отраженного сигнала;

M_{AM} – коэффициент глубины амплитудной модуляции;

$M_{\text{ЧМ}}$ – индекс частотной модуляции.

Исходя из выше изложенного, возникает необходимость разработки такого тракта АРУ, который бы обеспечивал постоянство среднего уровня информационного сигнала и минимизировал коэффициент глубины ПАМ на синхронизирующем входе управляемого генератора УПФ.

Анализ существующих методов и устройств реализации АРУ с требуемыми свойствами показал, что наиболее подходящим методом автоматической регулировки усиления является компенсационный метод, описанный в [4], который предназначен для улучшения работы АРУ при заметном действии шумов в связанных радиоканалах с амплитудной модуляцией информационного сообщения.

Подробный анализ данной схемы АРУ проведен в [4]. В предлагаемой схеме регулирования введены следующие изменения: вместо двух амплитудных детекторов использован только один; разделение полос амплитудно-модулированного колебания и полосы пропускания АРУ осуществлено по двум отдельным каналам с помощью низкочастотных фильтров ФНЧ1 и ФНЧ2. При этом полоса пропускания фильтра ФНЧ1 (ΔF_1) определяется инерционностью АРУ, а полоса пропускания ФНЧ2 (ΔF_2) должна обеспечить неискаженное выделение ПАМ, то есть $\Delta F_2 \gg \Delta F_1$. Таким образом синтезированная схема АРУ с учетом усовершенствований представлена на рис.1.

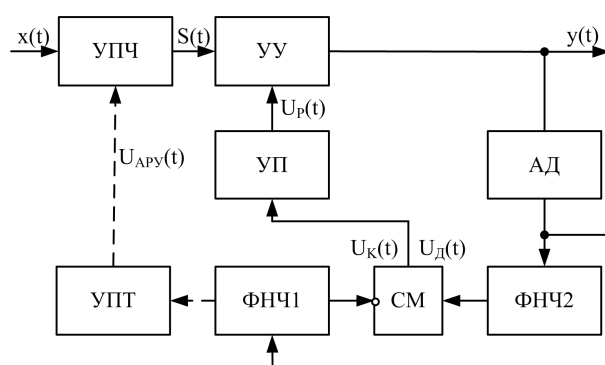


Рис.1. Структурно-физическая модель регулятора уровня доплеровского сигнала с подавлением ПАМ

Здесь: УПЧ – усилитель промежуточной частоты; УУ – управляемый усилитель; АД – амплитудный детектор; УП – устройство преобразования

управляющего сигнала; ФНЧ1 – фильтр нижних частот компенсационного канала; ФНЧ2 – фильтр нижних частот канала выделения ПАМ; УПТ – усилитель постоянного тока; СМ – сумматор с инвертирующим входом.

Представим входное случайное воздействие $S(t)$ в виде смеси детерминированного сигнала $S_1(t)$ и узкополосной помехи $N(t)$, формируемой в резонансном тракте УПЧ с эффективной полосой $\Delta\omega_0 \approx \Delta F_D$, где F_D – ширина полосы доплеровского сигнала и центральной частотой настройки ω_0 .

В принятом приближении $S(t)$ можно представить в виде случайной смеси гармонического сигнала $S_{01} \cos \omega_0 t$ и узкополосной помехи $N_2(t) \cos[\omega_0 t + \alpha(t)]$, подчиняющейся релеевскому закону распределения вероятностей [4]:

$$S(t) = S_{01} \cos \omega_0 t + N_2(t) \cos[\omega_0 t + \alpha(t)]. \quad (4)$$

Здесь $N_2(t)$ и $\alpha(t)$ – медленно меняющиеся функции времени, причем их скорости изменения $N_2'(t)$ и $\alpha'(t)$ обратно пропорциональны полосе $\Delta\omega_0$.

Смесь (4) преобразуется к виду (1), где

$$A(t) = \sqrt{S_{01}^2 + N_2^2 + 2N_2 S_{01} \cos \alpha(t)}, \quad (5)$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{N_2(t) \sin \alpha(t)}{S_{01} + N_2(t) \cos \alpha(t)}.$$

Для случая «сильного» сигнала $q_{вх} \gg 1$ смесь (4) нормализуется, что облегчает дальнейшее использование выражения (5).

Линейный амплитудный детектор АД воспроизводит огибающую $A(t)$ без искажений с выделением среднего значения \bar{U}_D и гармонических составляющих $U_D(t)$.

Далее фильтр ФНЧ1 выделяет среднее значение \bar{y}_1 , которое пропорционально среднему значению $\bar{A}(t)$ в очень узкой полосе пропускания ΔF_1 , определяемой траекторными эволюциями воздушного объекта (изменениями высоты полета, креном и т.д.):

$$y_1(t) = \beta [\bar{y}_1 + y_N(\Omega_{1i}t)], \quad (6)$$

где β – коэффициент передачи АД;

Ω_{1i} – частоты гармоник номера i случайного процесса $y_N(\cdot)$, лежащих в полосе ΔF_1 .

Аналогично фильтр ФНЧ2 формирует напряжение $y_2(t)$ в полосе пропускания ΔF_2

$$y_2(t) = \beta [\bar{y}_2 + y_N(\Omega_{2j}t)], \quad (7)$$

где Ω_{2j} – частоты гармоник номера j , лежащих в полосе ΔF_2 .

Полоса пропускания ΔF_2 определяет полосу сигнала паразитной амплитудной модуляции (ПАМ). Причем $\Delta F_2 \gg \Delta F_1$ и $\Omega_{1j\max} < F_{D\min}$.

На выходе инвертирующего сумматора СМ получим разность

$$\Delta y(t) = y_1(t) - y_2(t) \approx \beta [\bar{y}_1 - \bar{y}_2] + \beta [y_N(\Omega_{1i}, t) - y_N(\Omega_{2j}, t)]. \quad (8)$$

Соотношение (8) описывает эргодическую смесь со средним значением $\bar{y}_0 = \bar{y}_1 - \bar{y}_2$, определяющим нулевую рабочую точку регулировочной характеристики управляющего сигнала УП (ток, напряжение, цифровое управление).

Важным свойством синтезированной модели является постоянство \bar{y}_0 , независящее от регулярного изменения высоты полета.

Случайная составляющая $\tilde{y}(\Omega, t) \approx \beta [y_N(\Omega_{2j}, t)]$ определяет временную и спектральную структуру ПАМ, которая представляет узкополосный случайный процесс, подчиняющийся нормальному закону с нулевым средним, дисперсией σ_2^2 и спектральной функцией $N_2(\omega)$. В $N_2(\omega)$ основную долю энергии вносит гармоника частоты $\Omega_{2\max}$, численно равная частоте отсечки ФНЧ2.

Для определения динамических свойств регулятора уровня доплеровского сигнала необходимо элементы схемы на рис. 1 заменить динамическими звеньями и составить структурную схему по управляющему воздействию, т.е. наличию паразитной амплитудной модуляции и оценить степень ее подавления на выходе УУ.

Из анализа структурно-физической модели (см. рис. 1) видно, что часть схемы содержащая АД, ФНЧ1, ФНЧ2 и инвертирующий сумматор представляет собой амплитудный дискриминатор.

Тогда структурная схема регулятора уровня с подавлением ПАМ, будет содержать динамические

звенья: $W_{АД}(p)$, $W_{ФНЧ2}(p)$, $W_{УП}(p)$, а регулировочная характеристика в линеаризованном виде может быть записана в виде

$$\mu = \alpha U_m K_d K_{ФНЧ2}, \quad (9)$$

где $\alpha = \operatorname{tg} \varphi$ – регулировочная характеристика высокочастотного тракта, содержащего УПЧ и УУ;

K_0 – максимальный коэффициент усиления при регулирующем напряжении $U_p = 0$;

U_{pm} – максимальный уровень регулирующего напряжения при $K_0 = 0$, $p \cong \frac{d}{dt}$.

При линеаризации этой характеристики $\alpha = \frac{K_0}{U_{pm}}$.

Таким образом, передаточная функция системы регулирования по отклонению амплитуды, характеризующая случайную модуляцию входного и выходного сигналов может быть записана в виде отношения случайно изменяющихся коэффициентов глубины модуляции $m(t)$ на входе и $m'(t)$ на выходе регулятора

$$v(p) = \frac{m'(t)}{m(t)} = \frac{1}{1 + \mu F(p)}. \quad (10)$$

Передаточной функции (10) соответствует структурная схема, изображенная на рис.2,а.

Если фильтр нижних частот ФНЧ2 состоит из одного RC звена, то

$$F(p) = \frac{1}{T_{\Phi 2} p + 1} \text{ и } v(p) = K_3 \frac{T_{\Phi 2} p + 1}{T_{\Phi 3} p + 1}, \quad (11)$$

где $K_3 = \frac{1}{1 + \mu}$; $T_{\Phi 3} = \frac{T_{\Phi 2}}{1 + \mu}$; $T_{\Phi 2} = RC$.

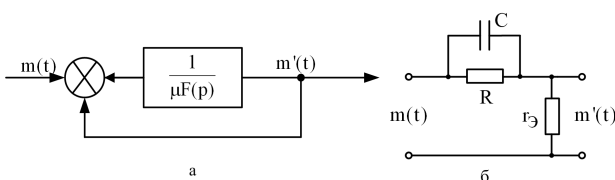


Рис. 2. Структурная схема а) регулятора уровня с подавлением ПАМ; б) системы регулирования в случае RC-фильтра нижних частот

Формула (11) показывает, что в данном случае система регулирования эквивалентна форсирующе-

му динамическому звену рис.2,б с параметрами R , C и $\tau_3 = \frac{R}{\mu}$.

Определим амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики регулятора для случая гармонической модуляции гармоникой $\Omega_{2\max} = \Omega$.

Заменяя в (11) p на $j\Omega$, получим

$$A(\Omega) = \left| \frac{m'(t)}{m(t)} \right| = \sqrt{\frac{1 + (\Omega T_{\Phi 2})^2}{(1 + \mu)^2 + (\Omega T_{\Phi 2})^2}}, \quad (12)$$

$$\varphi(\Omega) = \operatorname{arctg} \frac{\mu \Omega T_{\Phi 2}}{1 + \mu + (\Omega T_{\Phi 2})^2}. \quad (13)$$

Если выбрать $(\Omega T_{\Phi 2})^2 \ll 1$ (для фильтрации несущей $(\omega_0 T_{\Phi 2})^2 \ll 1$, что выполнимо при $\left(\frac{\omega_0}{\Omega}\right)^2 \gg 1$), то подавление ПАМ будет равно

$$v \cong \frac{1}{1 + \mu} = \frac{1}{\varepsilon}, \quad (14)$$

где ε – степень регулирования.

2. Оценка среднеквадратической погрешности регулирования выходного сигнала.

В установившемся режиме работы схемы составляющая $y(t)$ в выражении (4) превысит уровень составляющей \bar{y}_0 в выражении (8) и таким образом вводится в зону нечувствительности схемы СМ.

В общем случае положение \bar{y}_0 в пределах зоны Δ является величиной случайной и подчиняющейся нормальному закону распределения случайного нестационарного процесса, что существенно усложняет оценку погрешности регулирования и выходит за рамки решаемой задачи.

Для стационарного случая при наиболее вероятном положении \bar{y}_0 в зоне Δ (с вероятностью $p\{\bar{y}_0\} = 0,5$) среднеквадратическая погрешность регулирования может быть рассчитана по формуле, полученной в [7]

$$\bar{D}_{2\sigma} = \frac{4}{\sqrt{\pi}} \frac{T_{\Phi 2} \sigma_2}{\tau_m \Delta} h, \text{ дБ}. \quad (15)$$

Здесь $\bar{\tau}_m$ – средняя длительность интервалов времени между выбросами процесса $\tilde{y}(\Omega, t)$ «вверх»

и «вниз» за границы уровней ξ_{01} и ξ_{02} , h – шаг «приращения» уровня $\tilde{y}(\cdot)$ в зоне нечувствительности Δ

$$\Delta = (1 - 2)h. \quad (16)$$

Расчетные выражения длительностей $\bar{\tau}_m$ выбросов огибающей $\tilde{y}(\Omega, t)$, представляемой в виде аддитивной суммы гармонического сигнала с частотой Ω и нормального шума приведены в [8, 9].

При практических расчетах (16) обычно задаются отношением $T_{\phi 2} / \bar{\tau}_m$, шагом h в дБ и величиной $\sigma_2 \approx k\Delta$, ($k < 1$).

Например: при $\sigma_2 = 0,05\Delta$, $T_{\phi 2} / \bar{\tau}_m = 15$ и $h = 1$ дБ, $\bar{D}_{2\sigma} = 3$ дБ.

3. Переходной процесс в системе регулирования.

Переходной процесс как реакция на ступенчатое возмущение (изменение) уровня входного сигнала $x(t)$ или его собственного коэффициента усиления K , при использовании однозвенного RC фильтра ФНЧ2.

Влияние цепи компенсации можно не учитывать в силу неравенства $\Delta F_1 \ll \Delta F_2$. Детальный анализ переходного процесса для данного случая детально рассмотрен в [4] для случая, когда регуляторная характеристика описывается экспонентой

$$\alpha = e^{-S U_p},$$

где S – коэффициент пропорциональности.

Для времени установления переходного процесса T_y получено следующее выражение

$$T_y = \tau \ln \left| \frac{\ln p_0^*}{\delta} \right|, \quad (17)$$

где τ – постоянная времени фильтрующей цепи RC;

p_0^* – величина относительного коэффициента усиления приемного тракта до скачка, т.е. при $t = 0$;

δ – величина скачка относительного усиления $p_1 = 1 - \Delta$, $p_1 = \bar{p}$ – усредненное значение относительного коэффициента усиления в установившемся режиме при действии флуктуационных помех.

4. Устойчивость регулирования.

При узких зонах «нечувствительности» инвертирующего сумматора СМ, когда $\Delta = \min \Delta y(t)$ при которой уровень собственного шума СМ превышает

Δ , возможно, возникновение автоколебательного процесса в системе регулирования. При типичном соотношении между шагом «приращения» h и Δ (16), амплитуда возможных автоколебаний ограничивается раствором зоны нечувствительности Δ , можно рассматривать устойчивость как устойчивость только линейной части системы, в которой определяющим фактором является запаздывание в интервале длительности переднего фронта скачка $\delta\tau$ [7].

Тогда условие устойчивости принимает вид:

$$K \leq \frac{1 - e^{-\delta\tau/\tau}}{0,5(1 - e^{-\delta\tau/\tau})e^{-\delta\tau/\tau}(1 - \lambda)}, \quad (18)$$

где λ выбирается в пределах $0 \leq \lambda \leq 1$.

Результаты экспериментальных исследований

Исходные данные:

– параметры ФНЧ1: Частота среза $f_c = 10$ Гц, 20 Гц;

– параметры ФНЧ2: Частота среза $f_c = 100$ Гц, 200 Гц;

– спектральная плотность мощности «белого» шума $N_0 = 10^{-9}, 10^{-12}$;

– несущая частота $F = 100$ кГц;

– огибающая амплитудно-частотной характеристики $\sqrt{F^2(f)}$.

Структурно-физическая модель регулятора уровня доплеровского сигнала с подавлением ПАМ в среде моделирования MATLAB представлена на рис. 3.

Имитационная модель доплеровского сигнала в среде моделирования MATLAB представлена на рис. 4.

Исходные данные:

1. Задаем плотность вероятности распределений мгновенных значений амплитуды релеевским распределением

$$P(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right), \quad \sigma^2 = \frac{N_0}{4\alpha_1},$$

где A – амплитуда;

α_1 – затухание;

N_0 – спектральная плотность мощности «белого» шума.

Исходные данные:

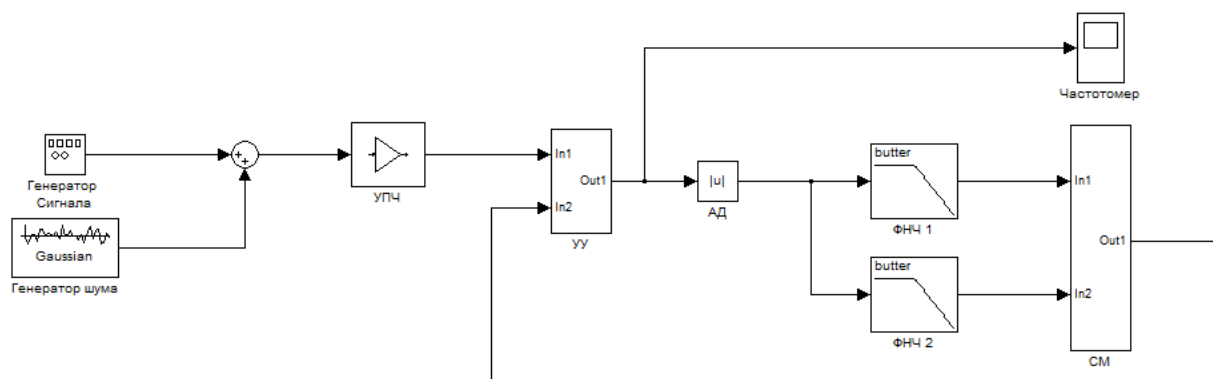


Рис. 3. Структурно-физическая модель регулятора уровня доплеровского сигнала с подавлением ПАМ в среде моделирования MATLAB

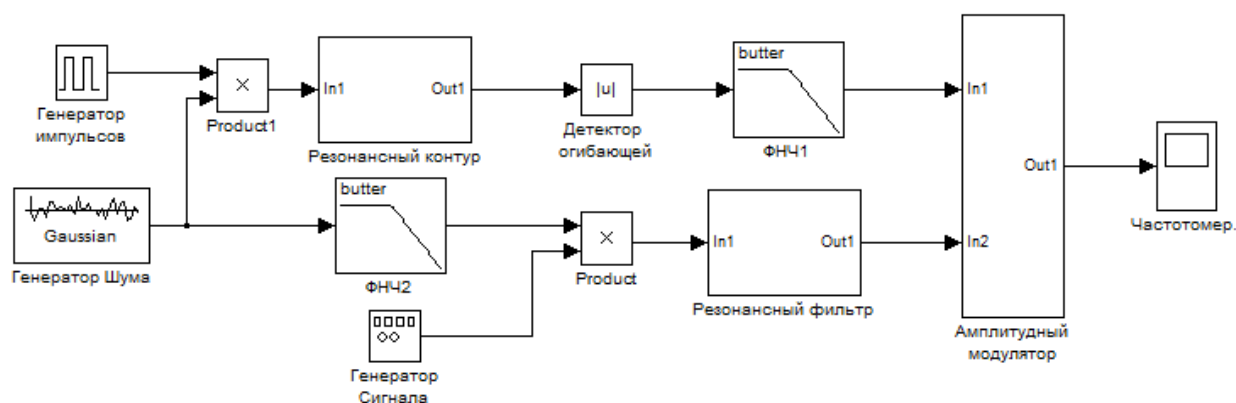


Рис. 4. Имитационная модель доплеровского сигнала в среде моделирования MATLAB

- генератор шума $N_0 = 10^{-9}, 10^{-12}$, $A = 1$ В;
- параметры резонансного контура $f_0 = 5$ кГц, $\alpha_1 = 0,01; 0,02$;
- полоса пропускания $\Delta f_{0,7} = 50$ Гц, 100 Гц;
- параметры ФНЧ1: частота среза $f_c = 100$ Гц, 200 Гц.

2. Формируем спектр доплеровского сигнала с частотной характеристикой, соответствующей гауссовской (аналогично реализованной в приборе ГЧ-53)

$$F^2(f) = A^2 e^{[-(f-f_0)^2/\Delta f^2]},$$

где f_0 – средняя частота контура или ЧМ генератора;

Δf – полоса пропускания или девиация частоты ЧМ генератора;

A^2 – квадрат амплитуды.

Среднеквадратическая частота этого спектра равна

$$f_{CK}^2 = \int_0^{\infty} f^2 F^2(f) df / \int_0^{\infty} F^2(f) df .$$

Исходные данные:

- параметры ФНЧ2: Частота среза $f_c = 500$ Гц, 1 кГц;
- средняя частота ЧМ генератора $f_0 = 5$ кГц;
- девиация частоты $\beta = \frac{\Delta f}{f_0} = 0,1; 0,2$;
- резонансный фильтр $f_0 = 5$ кГц;
- полоса $\Delta f = 500$ Гц, 1 кГц;
- огибающая амплитудно-частотной характеристики $\sqrt{F^2(f)}$.

Графические зависимости результатов моделирования (рис.3) изображены на рис. 5-7. Было выполнено экспериментальное исследование эффекта подавления ПАМ при модуляции гармоническим сигналом в 100 Гц без помех (рис.5) и с помехами (рис.6), а также исследован эффект подавления ПАМ в смоделированном доплеровском сигнале (рис.7).

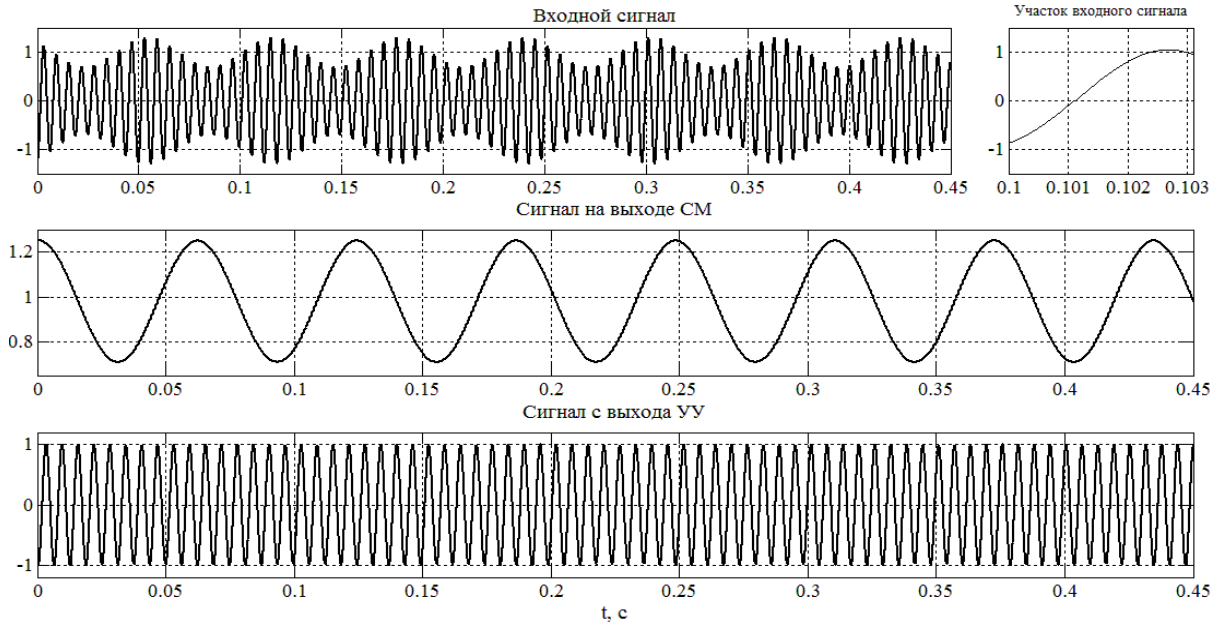


Рис.5. Эффект подавления ПАМ при модуляции гармоническим сигналом без помех

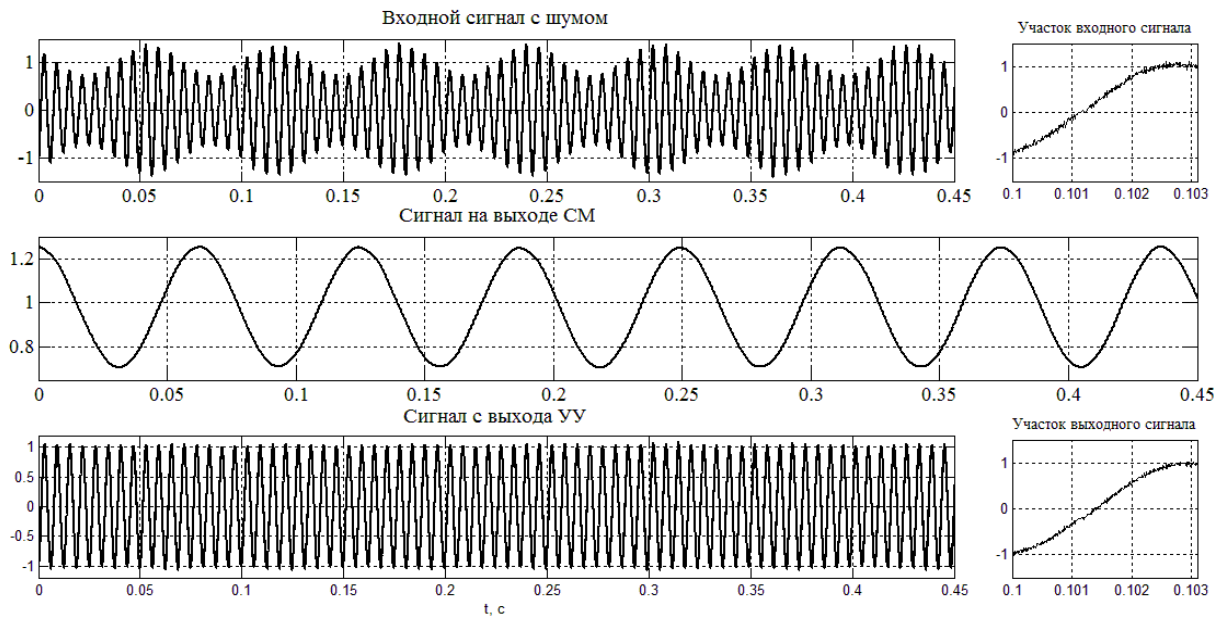


Рис.6. Эффект подавления ПАМ при модуляции гармоническим сигналом с помехами

Заклучение

В работе предложена и проанализирована структурно-физическая модель системы регулирования уровня синхронизирующего сигнала управляемого генератора, функционирующего в составе следящего узкополосного фильтра. В модели установлена аналитическая связь между её параметрическими характеристиками и свойствами систем автоматического регулирования АРУ, широко применяемых в радиотехнических системах связи радионавигации и радиолокации.

Отличительной особенностью синтезированной системы регулирования является ее адаптивность по отношению к изменяющемуся во времени среднему значению напряжения АРУ с одновременным подавлением ПАМ, который является быстроменяющимся во времени случайным процессом по сравнению с временными изменениями напряжения АРУ.

Получены удобные для практического использования расчетные формулы оценки погрешности, быстродействия и устойчивости регулирования, основанные на ранее известных аналитических результатах в области статистической теории связи,

автоматического регулирования и управления высокой точности.

Методом компьютерного моделирования выполнены экспериментальные исследования эффекта подавления ПАМ при модуляции гармоническим сигналом без помех и с помехами, а также исследо-

ван эффект подавления ПАМ в смоделированном доплеровском сигнале.

Ввиду сложности количественного расчета необходимы дополнительные исследования характеристик подавления ПАМ.

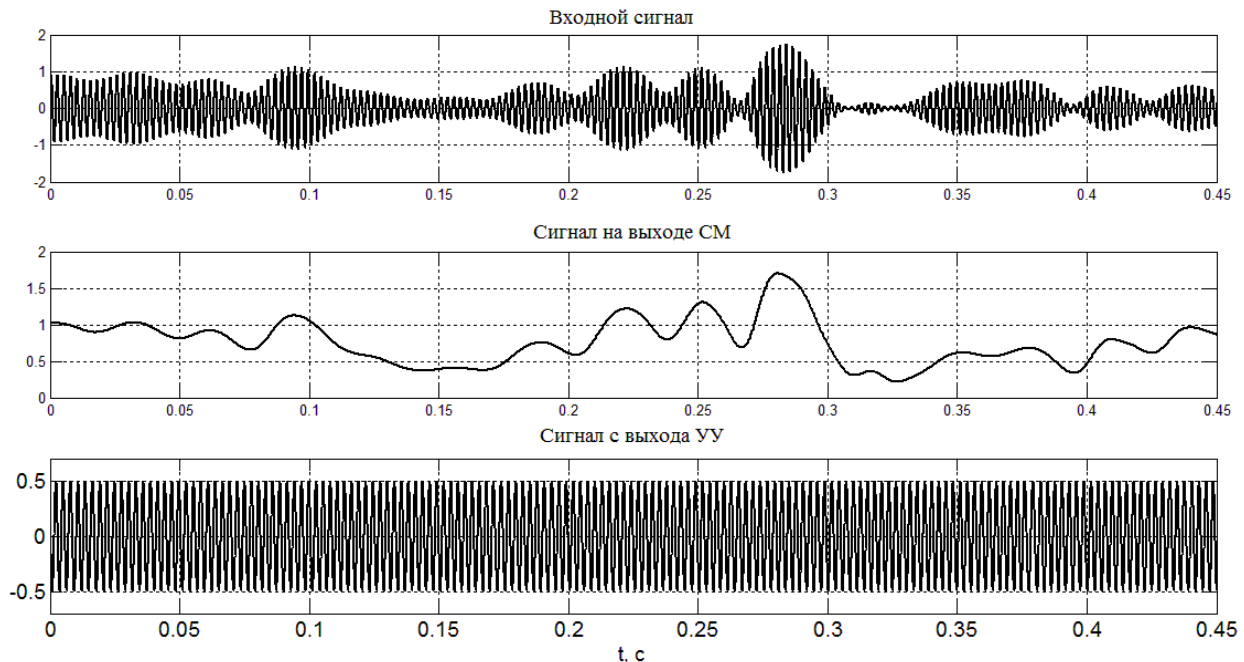


Рис. 7. Эффект подавления ПАМ в смоделированном доплеровском сигнале

Литература

1. Зайцев, Г. Ф. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности [Текст] / Г. Ф. Зайцев, В. К. Стеклов. – К. : Техника, 1988. – 208 с.

2. Печенин, В. В. Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора [Текст] / В. В. Печенин, К. А. Щербина, О. В. Войтенко // Системы управління, навігації та зв'язку. – 2012. – № 3(23). – С. 94-98.

3. Печенин, В. В. Статистический синтез оптимальных параметров следящего фильтра с принудительной перестройкой и синхронизацией управляемого генератора [Текст] / В. В. Печенин, О. В. Войтенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2011. – № 3(19). – С. 52-56.

4. Печенин, В. В. Статистическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летательного аппарата [Текст] /

В. В. Печенин, К. А. Щербина, О. В. Войтенко // Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник «Радиотехника». – Вып. 177. – Х., 2014. – С. 64-70.

5. Немировский, М. С. Помехоустойчивость радиосвязи [Текст] / М. С. Немировский. – М. - Л. : Энергия, 1966. – 296 с.

6. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники [Текст] / Б. Р. Левин. – М. : Сов. радио, 1969. – 740 с.

7. Царенко, В. Т. Цифровое регулирование уровня радиосигнала в радиотехнических системах [Текст] / В. Т. Царенко // Радиотехника и информатика. – 2000. – № 3(12). – С. 7-12.

8. Тихонов, В. И. Выбросы случайных процессов [Текст] / В. И. Тихонов. – М. : Наука, 1970. – 391 с.

9. Andd्रेани, P. On the Phase- Noise and Phase – Error Performances of Multiphase LC CMOS VCOs [Text] / P. Andd्रेани // IEEE Journal of Solid – State Circuits. – 2004. – Vol. 39, № 11. – P. 1883-1889.

**ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ РІВНЯ
СИГНАЛУ СИНХРОНІЗАЦІЇ КЕРОВАНОВОГО ГЕНЕРАТОРА
СТЕЖАЧОВОГО ВУЗЬКОСМУГОВОГО ФІЛЬТРА**

В. В. Печенін, К. О. Щербина, М. А. Вонсович, Ю. В. С'єдіна

Синтезовано структурно-фізичну модель системи регулювання рівня сигналу синхронізації керованого генератора стежачого вузькосмугового фільтра доплерівського вимірювача швидкості літального апарату. Розроблена структура адаптивна по відношенню до мінливого середнього значення рівня сигналу регулювання з одночасним придушенням його паразитної амплітудної модуляції. При цьому враховуються характеристики підстильної земної поверхні при похилому зондуванні радіолокаційним сигналом доплерівського вимірювача швидкості літального апарату. Отримано зручні для практичних розрахунків аналітичні вирази за оцінкою похибки, динамічної точності і стійкості регулювання. На основі виконаних досліджень проведено комп'ютерне моделювання відповідно до обраних вихідних даних і їх статистичних характеристик.

Ключові слова: літальний апарат, фільтр нижніх частот, ефект Доплера, паразитна амплітудна модуляція, відношення сигнал / шум, синхронізований генератор.

**EXPERIMENTAL STUDIES OF SYNCHRONIZING SIGNAL LEVEL CONTROL
SYSTEM OF NARROW-BAND TRACKING VCO FILTER**

V. V. Pechenin, K. A. Shcherbina, M. A. Vonsovich, J. V. Syedina

Structural and physical model of synchronizing signal level control system of narrow-band tracking VCO filter of the Airborne Doppler Velocimeter is synthesized. Structure, adaptable to mean signal strength fluctuations with simultaneous undesired amplitude modulation suppression, is developed. The underlying surface characteristics obtained at oblique-incidence sounding by the Airborne Doppler Velocimeter radar impulse are taken into account. Analytical expressions convenient for practical calculations are obtained to estimate error, dynamic accuracy and control stability. The computer-based modeling with the usage of selected source data and their statistical characteristics is carried out on the basis of experimental studies.

Keywords: aircraft, low-pass filters, Doppler effect, parasitic amplitude modulation, signal to noise ratio, automatic gain control.

Печенін Валерій Васильевич – д-р техн. наук, проф., проф. кафедри проектування радіоелектронних систем летательних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Щербина Ксения Александровна – аспірант кафедри проектування радіоелектронних систем летательних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина, e-mail: ks.sherbina@yandex.ru.

Вонсович Максим Андреевич – аспірант кафедри проектування радіоелектронних систем летательних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

С'єдіна Юлія Владимировна – аспірант кафедри проектування радіоелектронних систем летательних апаратів, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.