

Жиганова Е.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: zhiganova.el@gmail.com

### Анализ изменения частотных характеристик нелинейного усилителя на качество фильтрации

В работе [1] получена система нелинейных уравнений автокомпенсатора АК амплитудно-фазовых искажений. Решением ее являются выражения для передаточных функций, которые определяют отклики параметров выходного сигнала автокомпенсатора - возмущений амплитуды  $\Delta U_2$  и фазы  $\Delta \varphi_2$  на воздействие пяти независимых возмущений - амплитуды  $\Delta U_1$  и фазы  $\Delta \varphi_1$  входного сигнала и дестабилизирующих факторов  $\Delta \xi_i$ . В общем случае получается восемь передаточных функций:

$$H_{\Delta U \Delta U} = \frac{1}{1 + N_2 W_{AD}(p)}, \quad H_{\Delta \varphi \Delta \varphi} = \frac{1 + N_1 W_{\Phi D}(p) \omega \tau - N_3 \omega \tau}{1 + N_1 W_{\Phi D}(p) \omega \tau + N_3 \omega \tau}, \quad H_{\Delta \xi_{1,2} \Delta U} = \frac{K'_{1,2 \xi_{1,2}}}{2} \frac{1}{1 + N_2 W_{AD}(p)},$$

$$H_{\Delta \xi_{3 \Delta U}} = \frac{-\omega^2 \tau \tau'}{1 + (\omega \tau)^2} \frac{1}{1 + N_2 W_{AD}(p)}, \quad H_{\Delta \xi_{1 \Delta \varphi}} = \frac{K'_{1 \xi_1}}{2} \frac{1}{1 + N_1 W_{\Phi D}(p) \omega \tau + N_3 \omega \tau},$$

$$H_{\Delta \xi_{2 \Delta \varphi}} = -\frac{K'_{2 \xi_2}}{2} \frac{1}{1 + N_1 W_{\Phi D}(p) \omega \tau + N_3 \omega \tau}, \quad H_{\Delta \xi_{3 \Delta \varphi}} = -\frac{\omega \tau'}{1 + (\omega \tau)^2} \frac{1}{1 + N_1 W_{\Phi D}(p) \omega \tau + N_3 \omega \tau}.$$

где  $N_1 = K_{VC1} F'_{\Phi D \varphi} E_{\Phi D 0} K'_{1el}$  - коэффициент регулирования фазы выходного сигнала устройства,  $N_2 = K_{VC2} U_{02} (E_{AD0} F'_{ADU2} + F_{AD0} E'_{ADU2}) K'_{1el}$  - коэффициент регулирования амплитуды выходного сигнала автокомпенсатора,  $N_3 = 0,5 K_{ПУМ} (K_{VC1} + 1) K'_{1el}$  - коэффициент регулирования амплитуды входного ПУМ сигнала автокомпенсатора.

Из полученных выражений следует, что все возмущения, воздействующие на фазу и амплитуду выходного сигнала, в той или иной мере отрабатываются автокомпенсатором и уменьшаются, а действие дестабилизирующих факторов на выходную амплитуду определяется реальной частью нормированных крутиз по соответствующим возмущениям и коэффициентом регулирования амплитуды выходного сигнала автокомпенсатора, а их действие на фазу выходного сигнала - мнимой частью нормированных крутиз по соответствующим возмущениям и коэффициентами регулирования фазы выходного сигнала устройства и амплитуды входного сигнала с паразитной угловой модуляцией ПУМ автокомпенсатора.

Анализ воздействия на автокомпенсатор малых синусоидальных возмущений позволяет оценить частотные свойства устройства, то есть построить его амплитудно-частотные характеристики АЧХ.

Были проанализированы частотные характеристики автокомпенсатора при различных коэффициентах регулирования фазы и амплитуды. Проведено математическое моделирование автокомпенсатора при использовании фильтров нижних частот первого и второго порядков, фильтров верхних частот первого и второго порядков, пропорционально интегрирующего и полосового фильтров.

Исследована зависимость модулей передаточных функций не только в диапазоне модулирующих частот, но и при различных значениях коэффициентов регулирования  $N_1$ ,  $N_2$  и  $N_3$ . Значения  $N_1$ ,  $N_2$  и  $N_3$ , при которых проводится анализ АЧХ, выбраны на основании проведенного анализа устойчивости в [1].

Моделирование показало, что применение в ветвях регулировок фильтров нижних частот и высоких частот второго порядка позволяет увеличить крутизну спада частотных характеристик автокомпенсатора, что подтверждают вышеуказанные рисунки.

В случае применения пропорционально интегрирующего фильтра в полосе модулирующих частот происходит увеличение значений всех характеристик, но это увеличение тем меньше, чем больше значение коэффициента  $m$ . С приближением  $m$  к единице система превращается в квазиинвариантную по отношению к изменениям фазы входного сигнала, так как  $W(j\Omega) \rightarrow 1$ . При  $m=0$  автокомпенсатор фильтрует только низкочастотные составляющие модулирующего сигнала. Его можно использовать для уменьшения низкочастотной паразитной фазовой модуляции, вызванной наводками сети, неустойчивостями параметров тракта обработки. Полезная модуляция оказывается неискаженной.

Применение полосового фильтра не дает ощутимого эффекта при больших  $N_2$ , так как в этом случае происходит спрямление АЧХ и значение  $H_{\Delta U \Delta U} \rightarrow 0$ . В этом случае автокомпенсатор превращается в узкополосный фильтр.

### Литература

1. Жиганова Е.А. Анализ устойчивости квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Будущее технической науки: тез. докл. VIII Международной молодеж. научно-техн. конф.; НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2009. С. 22-23.

Жиганова Е.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: zhiganova.el@gmail.com*

### **Исследование фильтрующих свойств в автокомпенсаторе амплитудно-фазовых искажений**

Фильтрующие устройства в трактах выделения амплитудных и фазовых искажений автокомпенсатора квадратурного усилителя мощности АК КУМ [1, 2], выполняют функцию фильтрации определенных составляющих, возникающих в цепях с обратной связью, которые могут привести к нежелательному возбуждению системы.

В данной работе была детально рассмотрена работа автокомпенсатора КУМ с тем, чтобы выявить основные требования, предъявляемые к его фильтрующим системам.

Как оказалось, для того, чтобы сигналы, формируемые трактами управления ТУС1 и ТУС2 в АК КУМ, содержали в полной мере информацию обо всех нежелательных колебаниях, возникающих в выходном сигнале устройства, необходимо, чтобы выходные сигналы фильтров содержали составляющую с частотой помехи и комбинационные составляющие, возникшие из-за воздействия сигнала помехи и собственных флуктуаций различных нелинейных устройств, входящих в схему.

Кроме того, известно, что в цепях обратной связи возникают высокочастотные составляющие, поэтому фильтрующие системы должны быть реализованы по типу фильтров нижних частот. С этой точки зрения, в трактах обработки амплитудной и фазовой составляющих в автокомпенсаторе установлены фильтры ФНЧа и ФНЧф, соответственно.

В работе [3] был разработан макет программы в среде MathCad для проведения математического моделирования АК КУМ, который позволяет оценить степени компенсации интермодуляционных колебаний автокомпенсатором при изменении частоты среза амплитудночастотной характеристики ФНЧ. Воспользовавшись этой программой рассчитали при определенных параметрах входных сигналов оптимальное значение частоты среза, при котором происходит наибольшая компенсация интермодуляционных колебаний.

Проведенное математическое моделирование показало, что, чем больше значение соотношения частоты среза амплитудной характеристики ФНЧ  $f_{ср}$  и расстройки помехового сигнала  $\Delta f_{П}$  ( $f_{ср}/\Delta f_{П}$ ), тем более эффективно работает автокомпенсатор. Другими словами, полоса пропускания фильтра нижних частот должна быть большой, чтобы в нее попали все комбинационные составляющие помехового сигнала, составляющие, вызванные собственными шумами устройства. В этом случае тракты управляющих сигналов сформируют более точные управляющие сигналы с тем, чтобы компенсировать их в выходном сигнале устройства.

Целесообразнее выбирать соотношения частот  $f_{ср}/\Delta f_{П}$  близким к 50, потому что именно при приближении к этому значению происходит наибольшее подавление самых опасных нечетных разностных порядков интермодуляции. При этом коэффициент внутриполосных колебаний  $K_{ВПК}$  составляет 20 %. При уменьшении значения соотношения частот  $f_{ср}/\Delta f_{П}$   $K_{ВПК}$  начинает резко увеличиваться, а при увеличении -  $K_{ВПК}$  уменьшается лишь на 2%.

### **Литература**

1. Жиганова Е.А., Ромашов В.В. Нелинейное уравнение квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеоздат, С.-Петербург, 2002. – С.189-194.
2. Жиганова Е.А. Разработка и исследование методов анализа и автоматической компенсации интермодуляционных колебаний в усилителях мощности ЧМ сигналов: Дис. ... канд. техн. наук. - Владимир, 2003. – 158 с.
3. Жиганова Е.А. Влияние частоты среза ФНЧ на степень уменьшения интермодуляционных колебаний / Материалы международной конференции «Инновации в обществе, технике и культуре» - часть 3 – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2008. – С. 14-16.

*Д.В. Коростин, Б.Б. Мамеев, Д.В. Пальчиков, А.И. Рымов*  
*ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)*

### **Исследование точности оценки дальности до воздушной цели и её производных в многопозиционной радиолокационной системе воздушного базирования**

В настоящее время при решении боевых задач в различных условиях воздушной обстановки к радиолокационным системам (РЛС) предъявляются повышенные требования к таким показателям качества функционирования, как точность, информативность, помехоустойчивость и надежность выполнения боевой задачи. Это в свою очередь ведет к усложнению функционирования системы, увеличению массогабаритных характеристик аппаратуры, а следовательно и к ее удорожанию. Причем данные РЛС должны быть оптимизированы для работы в условиях быстро меняющейся радиолокационной обстановки. Поэтому, в последнее время, большие перспективы возлагаются на использование многопозиционных РЛС, которые состоят из нескольких приемопередающих позиций и осуществляют совместную обработку радиолокационной информации, получаемой этими позициями [1].

Благодаря возможности совместной обработки информации о целях противника достигаются основные достоинства многопозиционных РЛС: помимо более полного использования энергии в системе и повышения разрешающей способности, еще и повышение точности определения пространственных координат облучаемого объекта (цели). Помимо перечисленных преимуществ существует и другие, однако возможность более точного определения координат является приоритетной при рассмотрении особенностей построения таких систем и измерения ими параметров объектов противника, поскольку она сильно влияет на повышение качества и надежности выполнения боевой задачи.

Основной боевой единицей авиации различных стран при решении боевых задач является пара или звено истребителей. Поэтому в данной статье многопозиционные РЛС будут рассматриваться как РЛС воздушного базирования, что подчеркивает актуальность поднимаемой проблемы. Поскольку в условиях реального воздушного боя противник будет активно использовать различные виды помех, следовательно, применяемые многопозиционные РЛС, способны обеспечить повышение живучести не только авиационного радиоэлектронного комплекса, но и пары или звена истребителей, так как противник будет сталкиваться с трудностями при постановке помех сразу на несколько позиций.

В общем случае алгоритмы аналого-дискретной фильтрации позволяют для процессов:

$$x(k) = \Phi(k, k-1)x(k-1) + \xi_x(k-1) \quad (1)$$

При наличии наблюдений:

$$z(k) = Q_z[H(k)x(k) + \xi_n(k)];$$

$$Q_z(k) = \{Q_{ij}(k)\} \quad Q_{ij}(k) = \begin{cases} 1, & \text{при } k = \frac{nT}{\tau}, \\ 0, & \text{при } k = \frac{nT}{\tau}, \end{cases} \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (2)$$

сформировать оценки:

$$\hat{x}(k) = x_3(k) + K_\Phi(k)\Delta z(k) \quad (3)$$

$$x_3(k) = \Phi(k, k-1)\hat{x}(k); \quad x_3(0) = M\{x_0\} \quad (4)$$

$$\Delta z(k) = z(k) - Q_z(k)H(k)x_3(k) \quad (5)$$

$$K_\Phi(k) = D(k)H^T(k)D_{\Pi}^{-1}(k) \quad (6)$$

$$D(k) = \begin{cases} E - K_\Phi(k)H(k)D_3(k) & \text{при } k = \frac{nT}{\tau}, \\ D_3(k) & \text{при } k = \frac{nT}{\tau}, \end{cases} \quad (7)$$

$$D_3(k) = \Phi(k, k-1)D(k-1)\Phi^T(k, k-1) + D_x(k-1), D_3(0) = D_0 \quad (8)$$

В этих уравнениях  $\hat{x}(k)$ ,  $x_3(k)$  — векторы состояния, экстраполяции и оценок процесса,  $\Phi(k, k-1)$  — матрица перехода;  $K_\Phi$  — матричный коэффициент усиления невязки  $\Delta z(k)$ ;  $Q_z(k)$  — матрица признаков прихода измерений;  $D(k)$  и  $D_3(k)$  — апостериорная и априорная ковариационные матрицы ошибок фильтрации;  $E$  — единичная матрица;  $k$  — номер шага фильтрации, соответствующий времени  $t = k * \tau$ ;  $\tau$  — шаг интервала дискретизации;  $T$  — интервал прихода измерений.

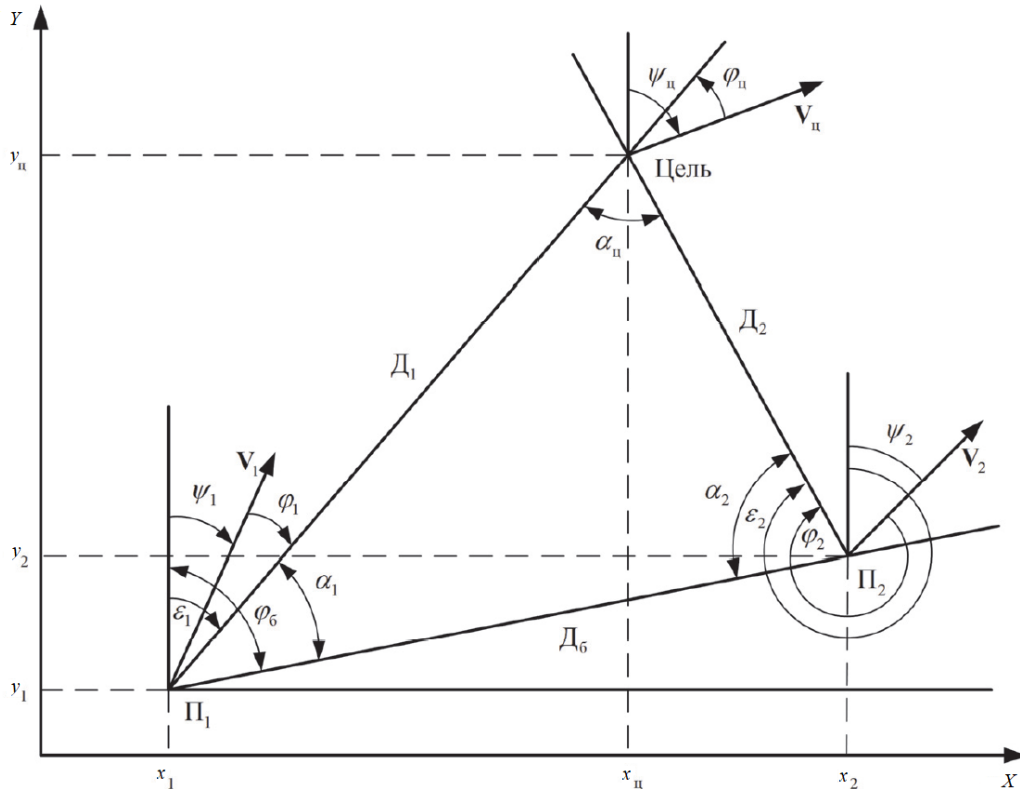


Рис. 1. Геометрия взаимного положения РЛС1, РЛС2 и цели

Итак, будем полагать что комплексирование измерений в двухпозиционной активной системе, выполняется в РЛС 2 при следующих условиях.

1. РЛС1, РЛС2 и цель перемещаются в пространстве произвольным образом.
2. На каждой позиции имеются измерители собственного местоположения ( $x_1$ ,  $y_1$ , и  $x_2$ ,  $y_2$ ), курсов  $\psi_1$  и  $\psi_2$  а также измерители дальности и скорости сближения с целью, бортовых пеленгов цели  $\phi_1$  и  $\phi_2$  и углов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  позиционного треугольника.
3. РЛС1 и РЛС2 работают на разных несущих частотах, причем: РЛС2 – импульсно-доплеровская система, измеряющая дальность и скорость сближения с периодом повторения  $T_2$ :

$$\begin{aligned} D_{и2} &= D_2 + \xi_{Dи2} \\ V_{и2} &= V_2 + \xi_{Vи2} \end{aligned} \quad (9)$$

РЛС1 – некогерентная система, измеряющая только дальность с периодом повторения  $T_1$

$$D_{и1} = D_1 + \xi_{Ди1} \quad (10)$$

При этом допускаются любые сочетания значений  $T_1$  и  $T_2$  и временных сдвигов прихода измерений на позиции.

4. Позиции обмениваются не только измерениями дальности и скорости, но и информацией о собственном местоположении ( $x_1, y_1$ , и  $x_2, y_2$ ) и курсов  $\psi_1$  и  $\psi_2$ , дающей возможность рассчитывать на каждой позиции величину базы.

$$D_{Би} = \sqrt{(y_2 - y_1)^2 + (x_2 - x_1)^2} + \xi_{мп1} + \xi_{мп2} \quad (11)$$

где  $\xi_{мп1}, \xi_{мп2}$ , – центрированные гауссовские шумы измерений собственного местоположения позиции 1 и 2.

Знание (10) и (11) даёт возможность сформировать в РЛС2 ещё и косвенные измерения

$$D_{к2} = \sqrt{D_{и1}^2 + D_{Би}^2 - D_{и1}D_{Би}\cos\alpha_1} \quad (12)$$

В математическом плане задача формулируется следующим образом.

Для модели состояния, соответствующей гипотезе равноускоренного движения,

$$\begin{aligned} D_2(k) &= D_2(k-1) + V_2(k-1)\tau + \frac{a_2(k-1)\tau^2}{2} \\ V_2(k) &= V_2(k-1) + a_2(k-1)\tau \\ a_2(k) &= a_2(k-1) + \xi_{a2}(k-1) \end{aligned} \quad (13)$$

В соотношениях (10)–(14):  $\xi_{Ди1}, \xi_{Ди2}, \xi_{Ви2}$  — центрированные гауссовские шумы измерений и состояния с известными среднеквадратическими ошибками  $\sigma_{Ди1}, \sigma_{Ди2}, \sigma_{Ви2}, \sigma_{мп1}, \sigma_{мп2}, \sigma_{a2}$ .

где  $\tau$  – интервал дискретизации прогноза ( $\tau \ll T_1, \tau \ll T_2$ ) на основе измерений (9)–(13) и с учетом матрицы признаков прихода измерений

$$Q_z = \begin{bmatrix} Q_{Д2} & 0 & 0 \\ 0 & Q_{V2} & 0 \\ 0 & 0 & Q_{Д1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

составим исходные матрицы для получения в РЛС2 оптимальных оценок дальности  $D_2$  до цели, скорости  $V_2$  и ускорения  $a_2$  сближения с нею.

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} D_2 \\ V_2 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad \Phi = \begin{bmatrix} 1 & \tau & \frac{\tau^2}{2} \\ 0 & 1 & \tau \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad z = \begin{bmatrix} D_{и2} \\ V_{и2} \\ D_{к2} \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \xi_x &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \xi_z = \begin{bmatrix} \xi_{Ди2} \\ \xi_{Ви2} \\ \xi_{Экв} \end{bmatrix}, \quad D_x = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D_a \end{bmatrix}, \quad D_{и} = \begin{bmatrix} D_{Ди2} & 0 & 0 \\ 0 & D_{Ви2} & 0 \\ 0 & 0 & D_{Экв} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (15)$$

На основании (2), (5) и (15) получаем:

$$z(k) = \begin{bmatrix} Q_{D2} & 0 & 0 \\ 0 & Q_{V2} & 0 \\ 0 & 0 & Q_{D1} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_2(k) \\ V_2(k) \\ a_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_{D_{и2}}(k) \\ \xi_{V_{и2}}(k) \\ \xi_{э_{кв}}(k) \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} Q_{D2} D_{и2}(k) \\ Q_{V2} V_{и2}(k) \\ Q_{D1} D_{к2}(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\Delta z(k) = \begin{bmatrix} Q_{D2} D_{и2}(k) - Q_{D2} D_{э2}(k) \\ Q_{V2} V_{и2}(k) - Q_{V2} V_{э2}(k) \\ Q_{D1} D_{к2}(k) - Q_{D1} D_{э2}(k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

На основании (1)–(8),(15),(17) получаем алгоритм фильтрации:

$$\begin{aligned} \widehat{D}_2(k) &= D_{э2}(k) + K_{11}(k)\Delta z_1(k) + K_{12}(k)\Delta z_2(k) + K_{13}(k)\Delta z_3(k) \\ \widehat{V}_2(k) &= V_{э2}(k) + K_{21}(k)\Delta z_1(k) + K_{22}(k)\Delta z_2(k) + K_{23}(k)\Delta z_3(k) \\ \widehat{a}_2(k) &= a_{э2}(k) + K_{31}(k)\Delta z_1(k) + K_{32}(k)\Delta z_2(k) + K_{33}(k)\Delta z_3(k) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} D_{э2}(k) &= \widehat{D}_2(k-1) + \widehat{V}_2(k-1)\tau + \frac{\widehat{a}_2(k-1)\tau^2}{2}, & D_{э2}(0) &= D_{э2}; \\ V_{э2}(k) &= \widehat{V}_2(k-1) + \widehat{a}_2(k-1)\tau, & V_{э2}(0) &= V_{э2}; \\ a_{э2}(k) &= \widehat{a}_2(k-1), & a_{э2}(0) &= a_{э2}; \end{aligned} \quad (19)$$

Рассматривалась ситуация, для которой  $\sigma_{D_{и2}}(0) = 150$  м,  $\sigma_{V_{и2}}(0) = 10$  м/с,  $\sigma_{мп1}(0) = 100$  м,  $\sigma_{мп2}(0) = 100$  м,  $\sigma_{э_{кв}}(0) = 200$  м,  $\sigma_a(0) = 0.6323$  м/с<sup>2</sup>, интервал обращения к цели  $T_1 = T_2 = 1$  с. Траектории движения РЛС1, РЛС2 и цели показаны на рис. 3.3, при этом в начальный момент времени РЛС1 и РЛС2 имеет координаты (5 000, 40 000 м), (25 000, 150 000 м), цель (400 000, 100 000 м). Все три объекта движутся с скоростью  $V_1 = 350 \frac{м}{с}$ ,  $V_2 = 300 \frac{м}{с}$ ,  $V_ц = 350 \frac{м}{с}$ , и ускорением  $a_1 = 5 \frac{м}{с^2}$ ,  $a_2 = 10 \frac{м}{с^2}$ ,  $a_ц = 2 \frac{м}{с^2}$ , при этом максимальная скорость РЛС1 и РЛС2  $V_{1,max} = 695 \frac{м}{с}$ ,  $V_{2,max} = 695 \frac{м}{с}$  и цели  $V_{ц,max} = 555 \frac{м}{с}$ .

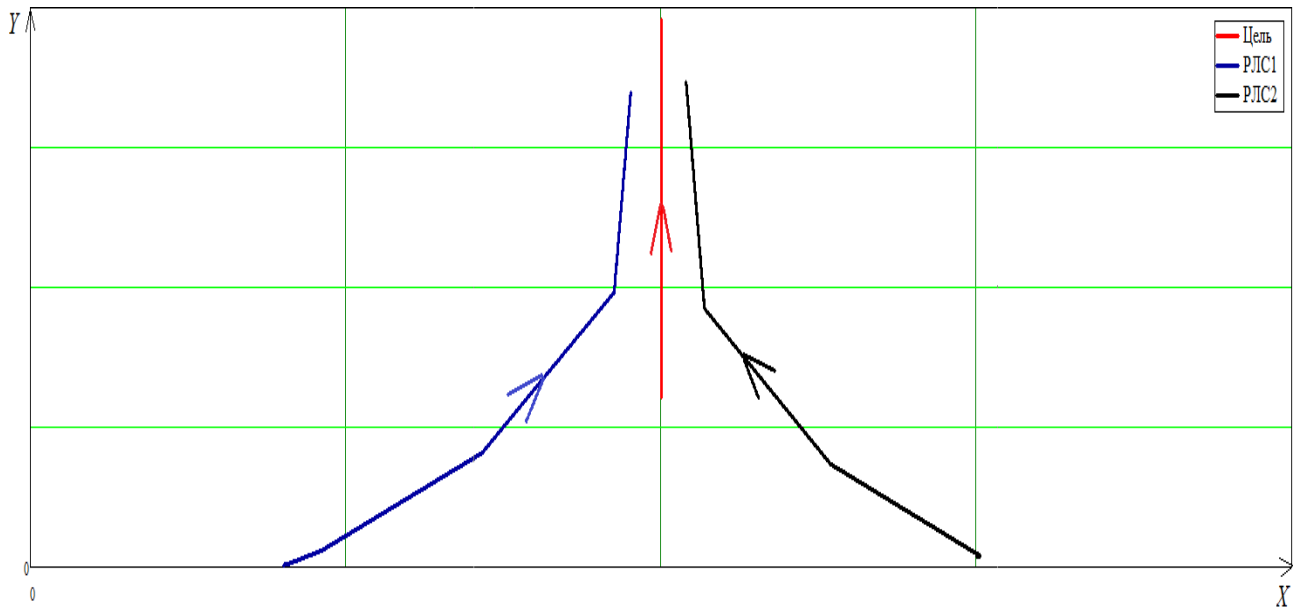


Рис. 2. Траектории движения РЛС1, РЛС2 и цели.

В качестве показателей эффективности использования данного алгоритма использовались: среднее квадратичное отклонение ошибок фильтрации, коэффициент эффективности применения оценки и процентное соотношение в эффективности применения алгоритма определяемые соотношениями:

$$\sigma_x(k) = \sqrt{\frac{1}{k-1} \sum_{n=1}^k [m_x(k) - \hat{x}(k)]^2} \quad (20)$$

$$K_{\text{эфф}_x} = \sigma_x(k) / \sigma_{\hat{x}}(k) \quad (21)$$

$$\Delta\%_x = (\sigma_x - \sigma_y / \sigma_{\text{оц}2}) 100 \quad (22)$$

где  $k$  — число реализаций,  $x, y$  — дальность истинная  $D_2$ , измеренная прямым  $D_{и2}$ , и косвенным методами  $D_{к2}$ , оценка дальности при получении данных с двух РЛС  $D_{\text{оц}2}$ , с РЛС2  $D_{\text{оц}2.1}$ , только с РЛС1  $D_{\text{оц}2.к2}$ .

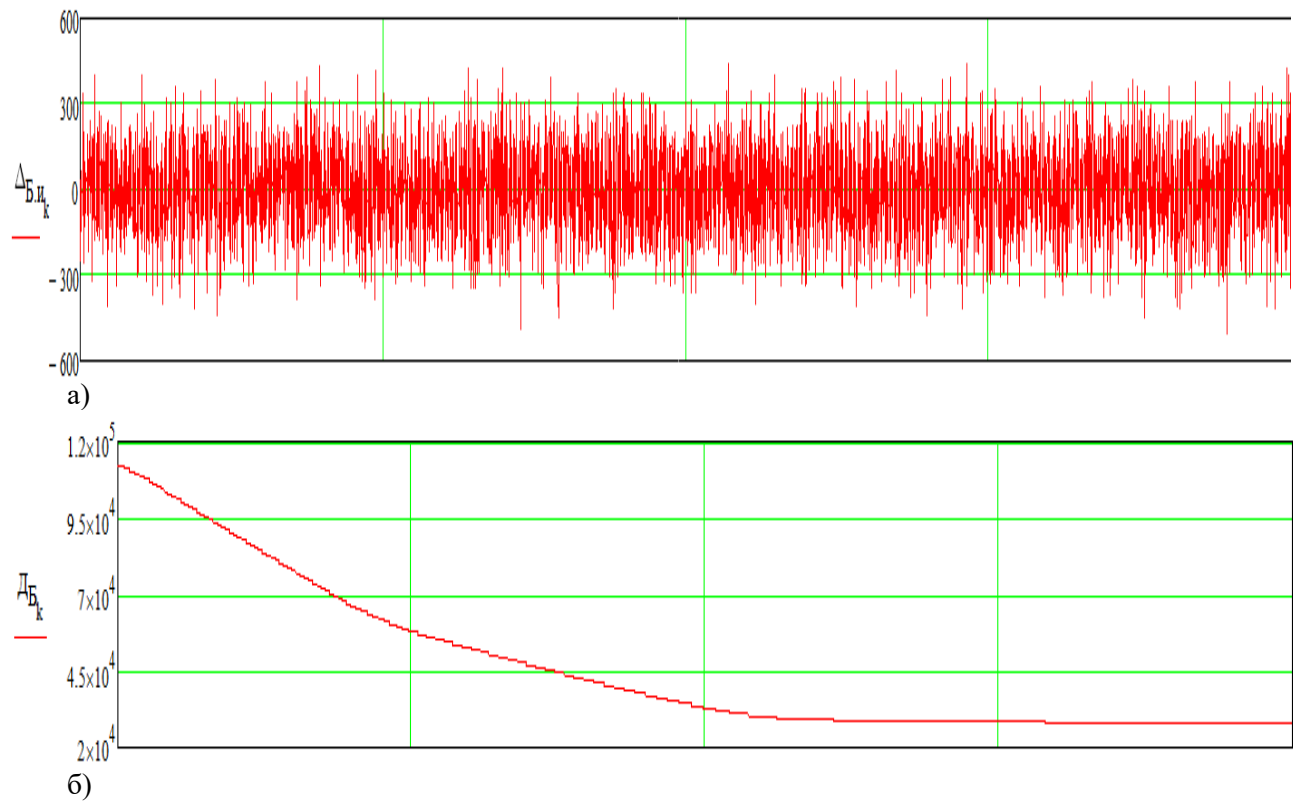
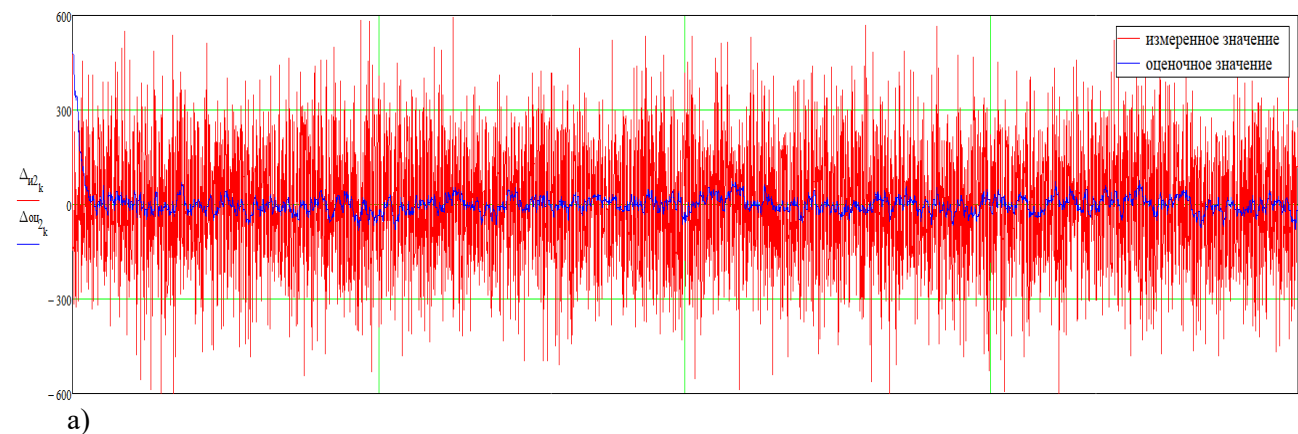


Рис. 3. Графики текущих ошибок измерения величины базы между РЛС1 и РЛС2 (а) и самой величины базы между ними (б).





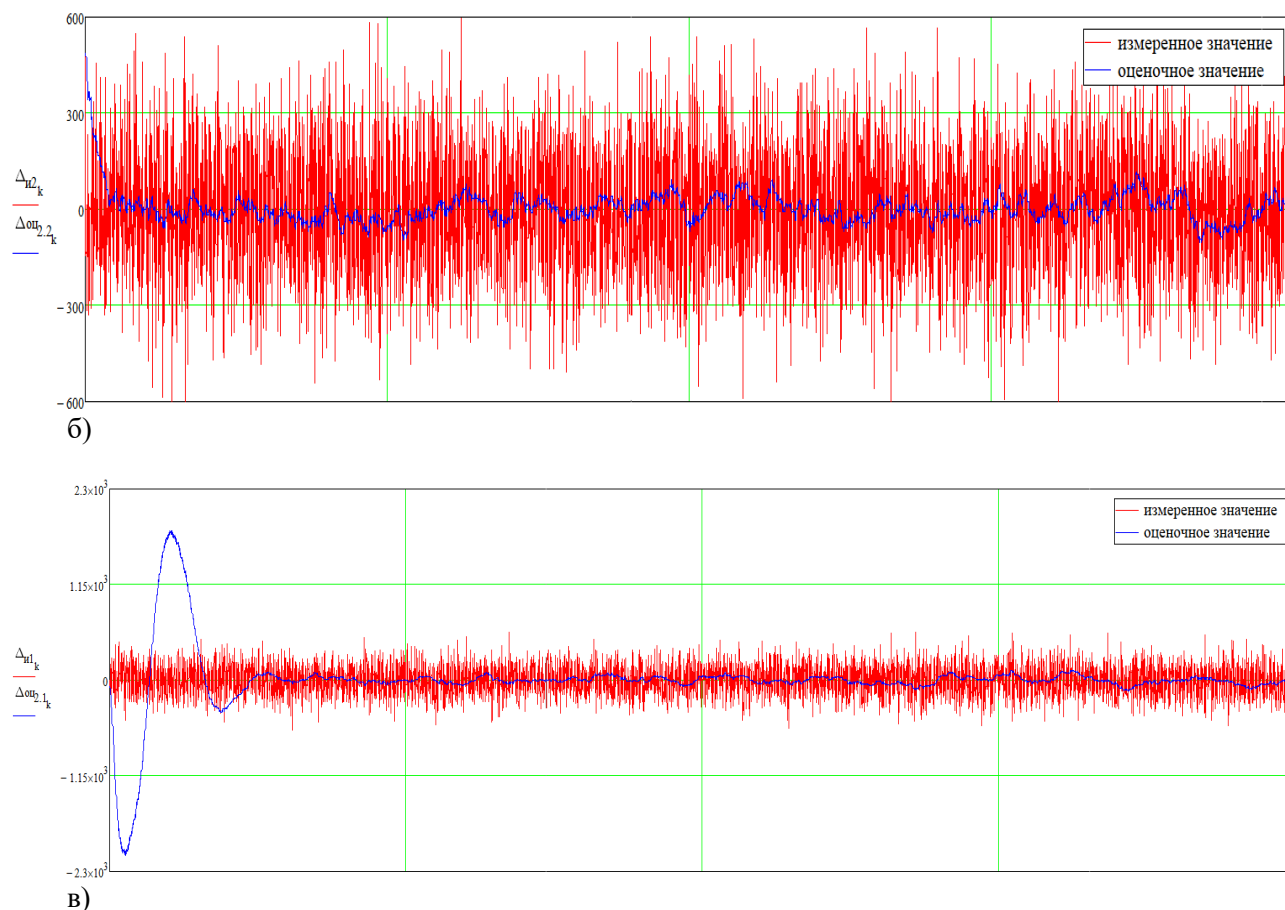


Рис. 4. Графики текущих погрешностей оценивания координат цели при получении данных от двух позиций (а), только с РЛС2 (б), и только с РЛС1 (в).

В таблице 1 приведены полученные показатели эффективности использования данного алгоритма (20)–(22).

Таблица 1. Показатели эффективности использования данного алгоритма.

| СКО ошибок измерения                                                                                                             |                                                    |                                               |                                      |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------|-----------------------------------------------|--------------------------------------|
| $\sigma_{Д2}, \text{ м}$                                                                                                         | $\sigma_{\text{оц.2.Д2}}, \text{ м}$               | $\sigma_{\text{оц.2.1.Д2}}, \text{ м}$        | $\sigma_{\text{оц.1.к2}}, \text{ м}$ |
| 150                                                                                                                              | 20.317                                             | 29.454                                        | 37.809                               |
| Коэффициенты эффективности применения оценки                                                                                     |                                                    |                                               |                                      |
| $K_{\text{эфф.оц2.Д2}}, \text{ раз}$                                                                                             | $K_{\text{эфф.оц2.Д2}}, \text{ раз}$               | $K_{\text{эфф.оц2.Д2}}, \text{ раз}$          |                                      |
| 7.383                                                                                                                            | 5.093                                              | 3.967                                         |                                      |
| Процентные соотношения в эффективности применения алгоритма по отношению к оценке дальности при получении данных с двух позиций. |                                                    |                                               |                                      |
| $\Delta\%_{\Delta\text{оц2.1}/\Delta\text{оц2}}, \%$                                                                             | $\Delta\%_{\Delta\text{оц1}/\Delta\text{оц2}}, \%$ | $\Delta\%_{\sigma_{Д2}/\Delta\text{оц2}}, \%$ |                                      |
| 44.976                                                                                                                           | 86.101                                             | 638.314                                       |                                      |

Как видно из полученных результатов, полученный алгоритм работает даже при кратковременном или полностью пропадании сигнала с РЛС1 или же подавлении самой РЛС2. Из графиков 3 (а)–(в) видно что время установления устойчивой работы алгоритма для (а) и (б) не превышает 100 отсчётов, а для (в) 700 отсчётов. При получении данных считались показатели с  $k=100$  для оценки дальности при поступлении данных с двух РЛС и только от

РЛС2 и  $k=700$  при поступлении данных только от РЛС1. Выигрыш по точности при этом относительно обычных измерений составил порядка 7.5 раз, или же СКО стала порядка 20 м вместо 150 м.

Также ещё можно отметить ещё достоинства данного алгоритма.

1. инвариантность процедуры вычисления коэффициентов усиления (6) ко времени прихода измерений.

2. Полученные результаты не накладывают ограничений на возможность их реализации, при этом вычислительные затраты полученного метода существенно меньше, чем для нелинейных вариантов фильтра Калмана.

3. Рассмотренный вариант применения алгоритма не ограничивается применением двух РЛС, он также будет работать и при применении более двух РЛС, где будет повышаться живучесть многопозиционной системы в целом и точностные характеристики системы.

### Литература

1 Меркулов В.И., Верба В.С., Ильчук А.Р. Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. Второй том. М.: Радиотехника, 2018г. 486 с.

2 Меркулов В.И., Верба В.С., Ильчук А.Р. Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. Первый том. М.: Радиотехника, 2018г. 360 с.

3 Зайцев Д.В. Многопозиционные радиолокационные системы. М.: Радиотехника 2007г. 115 с.

4 Дудник П.И. Авиационные радиолокационные комплексы и системы. ВВИА имени профессора Н.Е Жуковского, 2006г. 1112 с.

5 Сколник И.М. Справочник по радиолокации. М.: Техносфера, 2014, 672 с.

Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Васильев Г.С., Суржик Д.И., Харчук С.М.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Передаточные характеристики синтезатора частот с автокомпенсацией помех

Исследуемый синтезатор частот позволяет получить сетку высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех, что обеспечивает высокое качество выходного сигнала устройства.

Ряд причин появления фазовых помех в синтезаторах частот и некоторые методы их подавления рассматриваются в работе [1].

При построении синтезатора частот использован принцип гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В качестве делителя с переменным коэффициентом деления применён цифровой вычислительный синтезатор частот (ЦВС). Сигнал вычислительного синтезатора вводится в тракт опорного сигнала системы ФАПЧ.

Особенностью исследуемой схемы является применение устройства автоматической компенсации фазовых помех сигнала вычислительного синтезатора частот. Для дополнительного подавления помех в схему устройства введены управляемый фазовращатель, фильтр и усилитель постоянного тока, подключенные к выходной цепи фазового детектора системы ФАПЧ.

Электрическая структурная схема синтезатора представлена на рис.1.

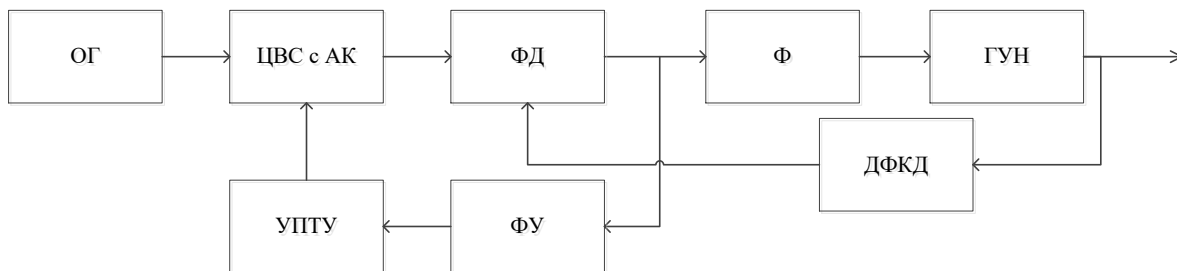


Рис.1

На рис.1 приняты следующие обозначения, составляющих синтезатор блоков: ОГ – опорный генератор; ЦВС с АК – цифровой вычислительный синтезатор с автокомпенсатором фазовых помех; ФД – фазовый детектор системы ФАПЧ; ФУ – фильтр управляющего тракта; УПТУ – усилитель постоянного тока управляющего тракта; Ф – фильтр; ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; ГУН – генератор управляемый напряжением.

Построена структурная модель синтезатора для основных видов воздействий. На основе структурной модели составлены дифференциальные уравнения синтезатора частот и получены их решения в виде передаточных функций. Они в аналитической форме описывают зависимости дестабилизирующего воздействия на заданный блок синтезатора частот и отклонения фазы выходного сигнала синтезатора. Всего получены выражения для четырех передаточных функций.

Введем следующие обозначения воздействий и параметров блоков, составляющих синтезатор частот:  $\varepsilon_o$ ,  $\varepsilon_{\text{ц}}$ ,  $\varepsilon_{\text{г}}$  – дестабилизирующие воздействия соответственно на опорный генератор, ЦВС, генератор, управляемый напряжением;  $p$  – оператор Лапласа;  $K_{\text{от}}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ит}}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ц}}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $p_y$  – коэффициент передачи усилителя тракта управления;  $p_a$  – коэффициент

передачи усилителя тракта компенсации;  $M_y(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_a(p)$  – передаточная функция фильтра блока компенсации помехи ЦВС;  $\gamma_y$  и  $\gamma_a$  – обобщенные коэффициенты передачи управляющего и автокомпенсационного трактов;  $K_d$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_y$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция ГУН;  $K_{\varepsilon_0}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на опорный генератор;  $K_{\varepsilon_{\text{ц}}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС;  $K_{\varepsilon_y}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на управляемый фазовращатель;  $K_{\varepsilon_r}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ГУН;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала синтезатора.

Для дестабилизирующих воздействий на опорный генератор и ГУН передаточные функции принимают вид

$$H_{\varepsilon_0\varphi} = \frac{\alpha_1 K K_d}{1 + \frac{\gamma_y \cdot K_{\text{ц}} \cdot (1 + K_{\text{ит}} \cdot \gamma_a \cdot K_{\text{ц}})}{K} K K_d - K_{\text{ч}} K K_d},$$

$$H_{\varepsilon_r\varphi} = K_{\varepsilon_r} \cdot \frac{1 + 0,5 \cdot N_a \cdot M_a(p) + \frac{N_y M_y(p)}{N_{\text{ц}}}}{(1 + 0,5 \cdot N_a \cdot M_a(p)) \cdot (1 + K_{\text{ч}} \cdot K + \frac{K_{\text{ц}} \cdot \gamma_y}{1 + 0,5 \cdot N_a \cdot M_a(p)})}.$$

где  $N_y = K_d n_y K_y$  – коэффициент регулирования тракта управления,  $N_a = K_d n_a K_y$  – коэффициент регулирования блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{\text{ц}}}$  – постоянная времени системы ФАПЧ.

Для дестабилизирующего воздействия на ЦВС передаточная функция

$$H_{\varepsilon_{\text{ц}}\varphi} = K_{\varepsilon_{\text{ц}}} \frac{N_{\text{ц}}}{\tau p} M(p) \frac{1}{(1 + 0,5 \cdot N_A \cdot M_A(p)) (1 + K_{\text{ч}} K + \frac{K_{\text{ц}} \gamma_y}{1 + 0,5 N_A M_A(p)})}.$$

Для дестабилизирующего воздействия на управляемый фазовращатель передаточная функция

$$H_{\varepsilon_y\varphi} = K_{\varepsilon_y} \frac{M(p)}{\tau p} \frac{1}{(1 + 0,5 N_A M_A(p)) (1 + K_{\text{ч}} K + \frac{K_{\text{ц}} \gamma_y}{1 + 0,5 N_A M_A(p)})}.$$

Передаточные функции позволяют проводить исследования синтезатора частот подстановкой конкретных параметров и характеристик составляющих звеньев. А также оптимизировать параметры составляющих звеньев для конкретных видов дестабилизирующих воздействий.

### Литература

1. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Харчук С.М.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Переходные процессы эталонного генератора при дестабилизации ЦВС

Эталонные генераторы находят широкое применение при построении современных радиоприемных и радиопередающих устройств. Они обеспечивают формирование сетки высокостабильных частот с высокой скоростью и малым шагом перестройки.

Для повышения качества спектральных характеристик выходного сигнала эталонного генератора перспективным направлением является использование компенсационных и авто компенсационных методов формирования сигнала [1].

Представленный в докладе эталонный генератор, построен на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Особенностью исследуемой схемы является дополнительное применение двух компенсационных трактов для подавления паразитных воздействий на составляющие эталонный генератор звенья, с целью повышения спектральной чистоты выходного сигнала устройства.

Структурная модель эталонного генератора, при дестабилизирующем воздействии на ЦВС представлена на рис.

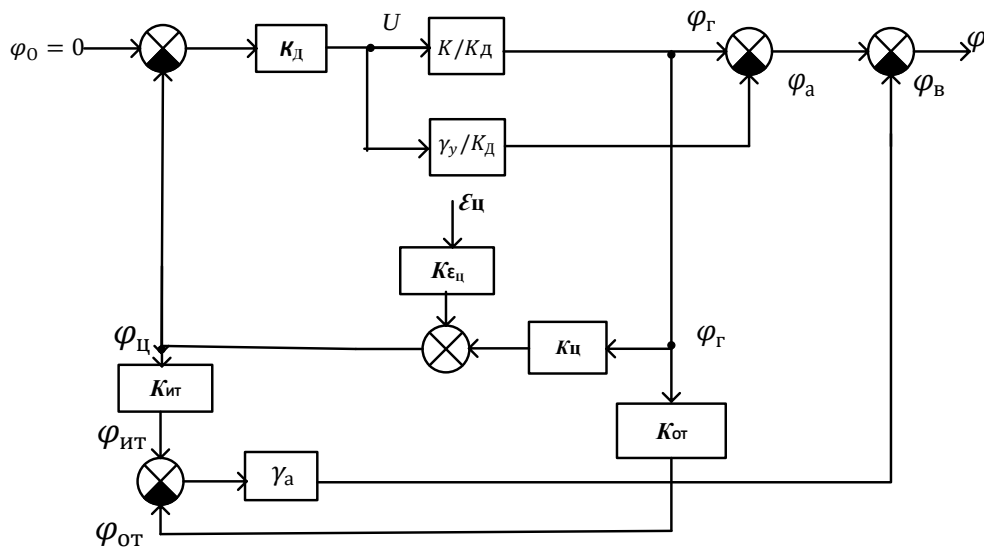


Рис.

При моделировании воздействия на эталонный генератор приняты следующие обозначения:  $\varepsilon_{ц}$  – дестабилизирующее воздействие на ЦВС;  $p$  – оператор Лапласа;  $K_{от}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{ит}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{ц}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $\gamma_y$  и  $\gamma_a$  – коэффициенты передачи усилителей тракта управления и блока компенсации помех ЦВС;  $M_y(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_a(p)$  – передаточная функция фильтра блока компенсации помех ЦВС;  $K_d$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_y$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция ГУН;  $K_{\varepsilon_{ц}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала эталонного генератора.

При ступенчатом дестабилизирующем воздействии на ЦВС выражение для фазы выходного сигнала исследуемого эталонного генератора принимает следующий вид

$$\varphi(p) = -\frac{K_{\varepsilon_{\text{ц}}} M(p)}{K_{\text{ц}} p (\tau p + M(p))} \left[ 1 - \frac{N_y M_y(p) K_{\text{ц}} \tau p}{M(p)} + (K_{\text{ц}} K_{\text{ит}} - \frac{K_{\text{ц}} K_{\text{ит}} (\tau p + M(p))}{M(p)} - K_{\text{от}}) N_a M_a(p) \right].$$

где  $N_y$  и  $N_a$  - соответственно коэффициенты регулирования тракта управления и блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau$  - постоянная времени ФАПЧ.

В среде MathCad проведено численное моделирование и построены графики переходных процессов эталонного генератора.

В работе проведено исследование характера переходных процессов и времени установления фазы выходного сигнала в зависимости от типов и параметров примененных в эталонном генераторе инерционностей, и от значений коэффициентов регулирования  $N_y$  и  $N_a$ .

Определены требования к параметрам составляющих эталонный генератор звеньев для обеспечения эффективного подавления дестабилизирующих воздействий на ЦВС.

### Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.

Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Харчук С.М., Суржик Д.И., Васильев Г.С.  
Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: kh@mivlgu.ru

## Характеристики синтезатора частот при воздействии на ЦВС и компенсационный фазовращатель

Назначение исследуемого синтезатора частот с компенсацией помех - получение сетки высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех.

В докладе рассматривается ряд причин появления фазовых помех в синтезаторах частот.

При построении синтезатора использован принцип гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Особенностью схемы является то, что сигнал управления компенсационным управляемым фазовращателем формируется двумя трактами – трактом управления и трактом автокомпенсации. При чем, вход тракта управления подключен к выходу фазового детектора системы ФАПЧ. То есть выходной сигнал фазового детектора системы ФАПЧ используется и для управления генератором ФАПЧ и для дополнительной компенсации фазовых помех синтезатора.

Модель синтезатора частот с компенсацией помех для дестабилизирующего воздействия на ЦВС изображена на рис.1.

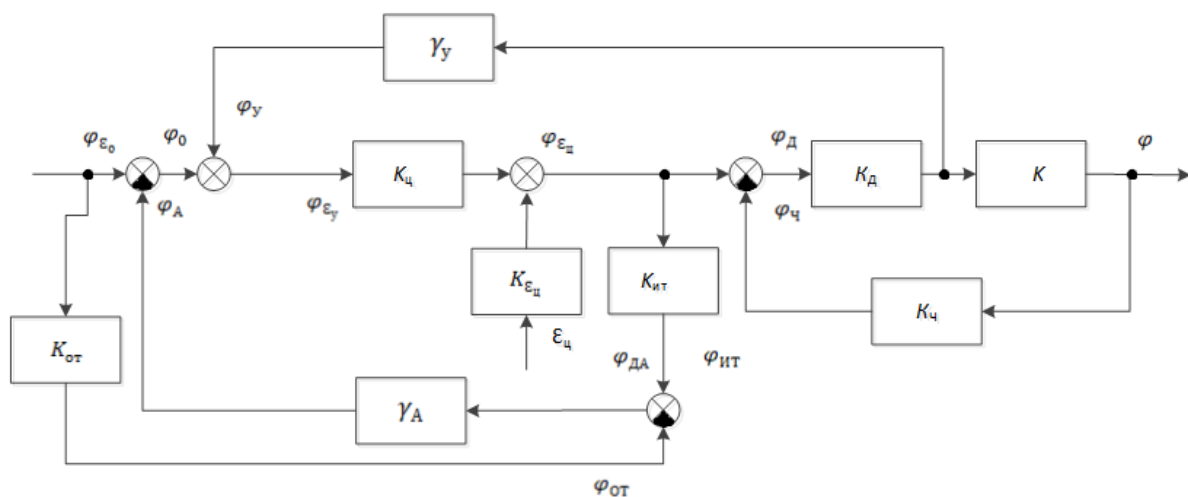


Рис. 1

На модели рис. 1 и далее обозначены:  $\varepsilon_{\text{ц}}$  и  $\varepsilon_{\text{у}}$  – дестабилизирующие воздействия соответственно на ЦВС и управляемый фазовращатель;  $p$  – оператор Лапласа;  $K_{\text{от}}$  – коэффициент передачи опорного тракта компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ит}}$  – коэффициент передачи информационного тракта компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ц}}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $n_{\text{у}}$  – коэффициент передачи усилителя тракта управления;  $n_{\text{а}}$  – коэффициент передачи усилителя тракта компенсации;  $M_{\text{у}}(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_{\text{а}}(p)$  – передаточная функция фильтра тракта компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{д}}$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_{\text{у}}$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_{\varepsilon_{\text{ц}}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС;  $K_{\varepsilon_{\text{у}}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на управляемый фазовращатель;  $K_{\text{ч}}$  – коэффициент передачи делителя с фиксированным коэффициентом деления;  $N_{\text{у}} = K_{\text{д}} n_{\text{у}} K_{\text{у}}$  – коэффициент регулирования тракта управления,  $N_{\text{а}} = K_{\text{д}} n_{\text{а}} K_{\text{у}}$  – коэффициент регулирования блока компенсации помехи ЦВС,  $\gamma_{\text{в}}$  и  $\gamma_{\text{а}}$  – обобщенные коэффициенты передачи управляющего и

автокомпенсационного трактов;  $\gamma_y = N_y M_y(p)$ ,  $\gamma_A = N_a M_a(p)$ ;  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{\Sigma}}$  - постоянная времени системы ФАПЧ;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала синтезатора.

На основании построенных моделей получены передаточные функции синтезатора с компенсацией помех для рассматриваемых дестабилизирующих факторов. По передаточным функциям получены выражения амплитудночастотных (АЧХ) и фазочастотных характеристик (ФЧХ) синтезатора с автокомпенсацией помех.

Так, при произвольном фильтре в системе ФАПЧ, при фильтре нижних частот первого порядка в тракте управления и тракте автокомпенсации, и принимает вид

$$A_{\varepsilon_{\Sigma}}(\Omega) = |H_{\varepsilon_{\Sigma}\varphi}(j\Omega)| = \left| K_{\varepsilon_{\Sigma}} \frac{N_{\Sigma}}{\tau p} M(j\Omega) \frac{1}{(1 + 0,5 N_a \frac{1}{1 + T_a j\Omega})(1 + K_q K + \frac{K_{\Sigma} N_y \frac{1}{1 + T_y j\Omega}}{(1 + 0,5 N_a \frac{1}{1 + T_a j\Omega}})} \right|,$$

где:  $j$  - мнимая единица;  $\Omega$  – частота воздействия.

При воздействии на ЦВС, выражение АЧХ принимает следующий вид

$$A_{\varepsilon_y}(\Omega) = |H_{\varepsilon_y\varphi}(j\Omega)| = \left| \frac{K_{\varepsilon_y} \frac{1}{\tau p} M(j\Omega)}{\left(1 + 0,5 N_A \frac{1}{1 + T_a j\Omega}\right) \left(1 + \frac{1}{\tau j\Omega} M(j\Omega)\right)} \right|.$$

Построены графики АЧХ и ФЧХ синтезатора для трех типов фильтров звеньев синтезатора и четырех значений постоянной времени ФАПЧ ( $\tau = 0,1$ ;  $\tau = 1$ ;  $\tau = 10$ ;  $\tau = 100$ ).

Анализ графиков частотных характеристик подтверждает эффективность применения автоматической компенсации для подавления помех.

Выражения частотных характеристик, полученные в процессе исследования и построенные графические зависимости для рассматриваемых воздействий, позволяют исследовать частотные свойства синтезатора частот с компенсацией помех и выбирать параметры звеньев синтезатора для обеспечения максимального подавления помех.



Романов Д.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»*  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: radon81@mail.ru

### Дискретная непрерывная кусочно-линейная функция.

В настоящее время происходит активное внедрение и использование цифровой вычислительной техники. При этом возникает ряд специфических трудностей, одной из которых является невозможность непосредственной реализации нелинейных функций и сигналов с помощью цифровых компонент. Для преодоления таких ограничений используется аппроксимация нелинейных функций и сигналов с помощью полиномиальных рядов или хранение в памяти значений нелинейных функций.

В первом случае для хранения полиномиальных коэффициентов используется относительно небольшой объем памяти, но непосредственный расчет значений нелинейной функции длится значительное количество тактовых интервалов. Во втором случае значение нелинейной функции может быть получено за несколько тактовых интервалов, так как время требуется только на считывание из памяти. В этом случае для получения приемлемой точности представления нелинейной функции требуются значительные объемы памяти.

Для устранения выявленных недостатков предлагается использовать непрерывные кусочно-линейные функции (НКЛФ). Эти функции являются линейными и для своей реализации требуют только операций сложения и умножения, кроме того для получения требуемой точности достаточно ограниченного количества коэффициентов аппроксимации, что снижает объем требуемой памяти.

Известна адаптивная НКЛФ[1]. Данная функция позволяет проводить аппроксимацию одной непрерывной кусочно-линейной функцией. Однако она не оптимальна с точки зрения реализации в цифровых устройствах. Поэтому предлагается модифицировать выражение для адаптивной НКЛФ с целью упрощения ее реализации в цифровых устройствах.

Для этого предлагается перейти от значений аргументов к номерам отсчетов. В таком случае дискретная НКЛФ примет вид:

$$F_m = \sum_{n=0}^N K_n |m - n|,$$

где  $m$  – номер отсчета,

$n$  – шаг аппроксимации,

$K_n$  – коэффициент аппроксимации.

Коэффициент аппроксимации в общем случае определяется выражением:

$$[K] = [y][T]^{-1},$$

где  $[y]$  – вектор отсчетов аппроксимируемой функции или сигнала,

$$[T] = \begin{bmatrix} 0-0 & \dots & 0-n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m-0 & \dots & m-n \end{bmatrix}.$$

Для примера рассмотрим пример аппроксимации прямоугольного импульса по восьми отсчетам. Значения отсчетов заданы вектором значений:  $[y]^T = [0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0]$ . В этом случае аппроксимированный импульс примет вид, представленный на рисунке:

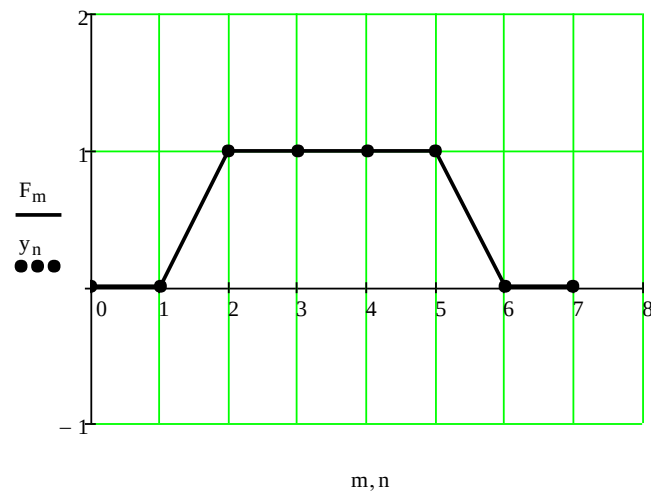


Рис.1.

### Литература

1. Разработка устройства для вычисления спектра радиосигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций, Курилов И.А., Романов Д.Н., Методы и устройства передачи и обработки информации. 2013. № 15 (15). с. 8-13.

Харчук С.М., Кузичкин О.Р., Васильев Г.С., Суржик Д.И., Курилов И.А.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Переходные характеристики эталонного генератора при воздействии на опорный генератор и детектор

При формировании сетки высокостабильных частот широкое применение получили эталонные генераторы, использующие принципы синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС).

Важным показателем эталонного генератора является устойчивость к воздействию различного рода дестабилизирующих факторов на составляющие эталонный генератор звенья.

В [1] рассматриваются некоторые причины появления и влияния дестабилизирующих факторов.

Исследуемый в докладе эталонный генератор, дополнен двумя трактами формирования компенсационного сигнала, что способствует эффективному подавлению негативного влияния дестабилизирующих факторов, воздействующих на систему.

В докладе рассматриваются паразитные воздействия на опорный генератор и детектор ФАПЧ, входящие в состав эталонного генератора.

Разработаны и представлены структурные модели эталонного генератора при воздействии рассматриваемых дестабилизирующих факторов. Структурная модель при воздействии на опорный генератор изображена на рис. 1.

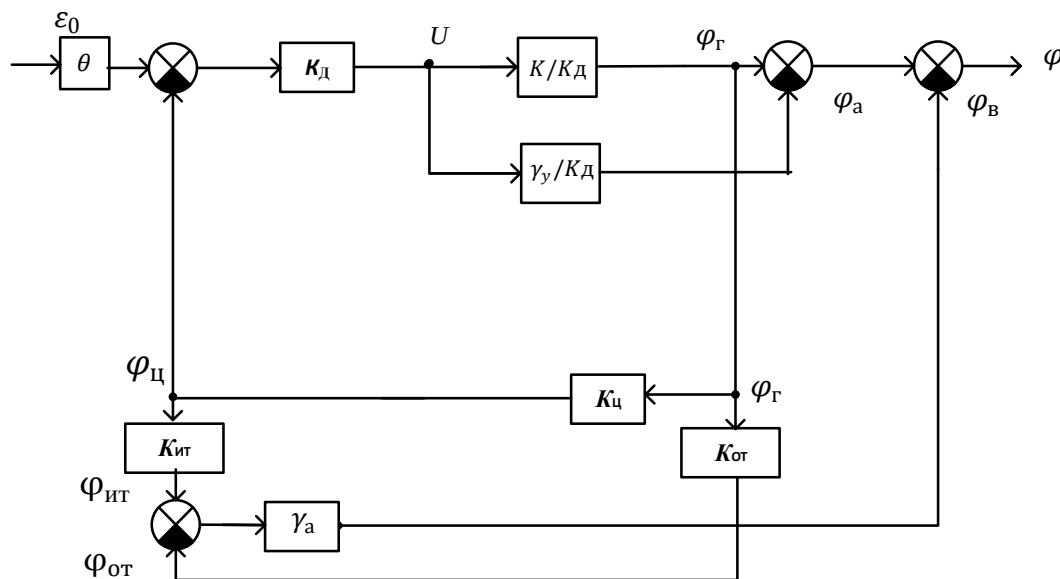


Рис. 1

При моделировании системы использованы следующие обозначения:  $\varepsilon_0$  и  $\varepsilon_{\text{д}}$ , – соответственно дестабилизирующие воздействия на опорный генератор и фазовый детектор ФАПЧ;  $p$  – оператор Лапласа ( $p \rightarrow d/dt$ );  $K_{\text{от}}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ит}}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ц}}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $n$  – коэффициент передачи усилителя тракта управления;  $M_{\gamma}(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_a(p)$  – передаточная функция фильтра блока компенсации помехи ЦВС;  $K_d$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_{\gamma}$  –

коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция ГУН;  $K_{\varepsilon_0}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на опорный генератор;  $K_{\varepsilon_d}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на фазовый детектор;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала эталонного генератора.

На основании структурных моделей составлены дифференциальные уравнения эталонного генератора и получены их решения в виде передаточных функций. Передаточные функции отражают связь соответствующего дестабилизирующего воздействия с отклонением фазы выходного сигнала.

Выражение изображения фазового отклонения выходного сигнала эталонного генератора при ступенчатом воздействии на опорный генератор имеет вид

$$\varphi_{\varepsilon_0}(p) = \frac{K_{\varepsilon_0} K_{\varphi} M(p)}{K_{\varphi}(\tau p + M(p))p} \left[ 1 - \frac{K_{\varphi} \tau N_y M_y(p)}{M(p)} + (K_{\varphi} K_{\text{ит}} - K_{\text{от}}) N_a M_a(p) \right].$$

где  $N_y = K_d n_y K_y$  – коэффициент регулирования тракта управления,  $N_a = K_d n_a K_y$  – коэффициент регулирования блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{\varphi}}$  – постоянная времени системы ФАПЧ.

Выражение изображения фазового отклонения выходного сигнала эталонного генератора при ступенчатом воздействии на детектор ФАПЧ имеет вид

$$\varphi_{\varepsilon_d}(p) = \frac{K_{\varepsilon_d} M(p)}{K_{\varphi} K_d p(\tau p + M(p))} \left[ 1 - \frac{N_y M_y(p) K_{\varphi} \tau}{M(p)} + (K_{\varphi} K_{\text{ит}} - K_{\text{от}}) N_a M_a(p) \right].$$

По полученным выражениям построены временные зависимости и исследованы переходные характеристики эталонного генератора для следующих типов фильтров компенсационного и управляющего трактов: для широкополосных фильтров, фильтров нижних частот первого, второго и третьего порядков.

### Литература

1. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis // Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. – 80 p.

Харчук С.М., Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Курилов И.А.  
Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: kh@mivlgu.ru

### Частотные характеристики синтезатора частот при воздействии на генераторы

Назначение исследуемого синтезатора частот с компенсацией помех - получение высокостабильной сетки частот с высоким уровнем чистоты спектра выходного сигнала.

К появлению фазовых помех в синтезаторе частот приводят дестабилизирующие воздействия (климатические воздействия, внешние наводки, нестабильности питания, вибрации и др.) на составляющие синтезатор звенья.

Синтезатора частот построен на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС).

Для уменьшения влияния дестабилизирующих факторов на синтезатор частот применено устройство автоматической компенсации фазовых помех. Дополнительно выходной сигнал фазового детектора системы ФАПЧ используется в качестве управляющего сигнала управляемого фазовращателя автокомпенсатора и соответственно, для компенсации фазовых помех.

Модель синтезатора частот с компенсацией помех для воздействия на опорный генератор синтезатора представлена на рис.

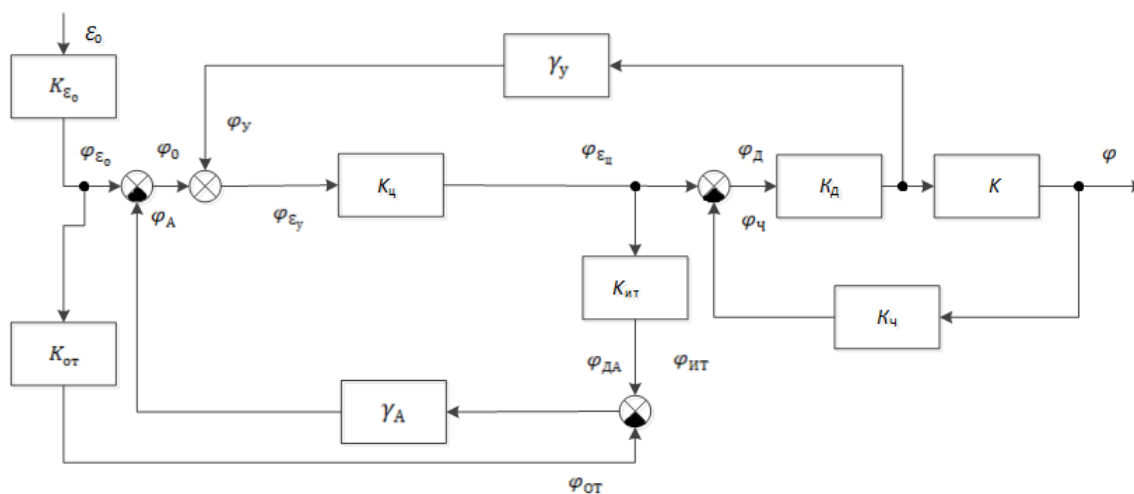


Рис.

Здесь и в дальнейшем примем следующие обозначения:  $\varepsilon_0$  и  $\varepsilon_r$  – дестабилизирующие воздействия соответственно на опорный генератор и генератор, управляемый напряжением;  $p$  – оператор Лапласа;  $K_{от}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{ит}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{ц}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $n_y$  – коэффициент передачи усилителя тракта управления;  $n_a$  – коэффициент передачи усилителя тракта компенсации;  $M_y(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_a(p)$  – передаточная функция фильтра блока компенсации помехи ЦВС;  $\gamma_y$  и  $\gamma_a$  – обобщенные коэффициенты передачи управляющего и автокомпенсационного трактов;  $K_d$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_y$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция ГУН;  $K_{\varepsilon_0}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на опорный генератор;  $K_{\varepsilon_r}$  – коэффициент передачи

воздействия помехи на ГУН;  $K_{\text{ч}}$  – коэффициент передачи делителя с фиксированным коэффициентом деления;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала синтезатора.

По передаточным функциям получены выражения амплитудночастотных (АЧХ) и фазочастотных характеристик (ФЧХ) синтезатора частот при дестабилизирующих воздействиях на опорный генератор и генератор, управляемый напряжением.

Так, при фильтре нижних частот первого порядка в тракте управления и воздействии на опорный генератор, выражение АЧХ синтезатора принимает вид

$$A_{\varepsilon_0}(\Omega) = |H_{\varepsilon_0\varphi}(j\Omega)| = \left| \frac{K_{\varepsilon_0} K_{\text{ч}} M(j\Omega) \frac{N_{\text{ц}}}{\tau j\Omega}}{1 + \left( \frac{N_y \frac{1}{1 + T_y j\Omega}}{1 + \frac{N_{\text{ц}}}{1 + 0.5 M_A(j\Omega) N_A}} + 0.5 \frac{N_A M_A(j\Omega)}{N_{\text{ц}}} \right) \frac{\tau j\Omega}{M(j\Omega)}} \right|,$$

где  $j$  – мнимая единица;  $\Omega$  – частота воздействия;  $N_y = K_d n_y K_y$  – коэффициент регулирования тракта управления,  $N_a = K_d n_a K_y$  – коэффициент регулирования блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{\text{ц}}}$  – постоянная времени системы ФАПЧ.

При воздействии дестабилизирующего фактора на опорный генератор, выражение АЧХ

$$A_{\varepsilon_r}(\Omega) = |H_{\varepsilon_r\varphi}(j\Omega)| = \left| K_{\varepsilon_r} \cdot \frac{1 + 0.5 \cdot N_a \cdot M_a(j\Omega) + \frac{N_y}{N_{\text{ц}}} \frac{1}{1 + T_y j\Omega}}{(1 + 0.5 \cdot N_a \cdot M_a(j\Omega)) \cdot (1 + K_{\text{ч}} \cdot K + \frac{K_{\text{ц}} \cdot \gamma_y}{1 + 0.5 \cdot N_a \cdot M_a(j\Omega)})} \right|.$$

В работе построены графики для сочетаний четырех значений  $\tau = 0,1$ ;  $\tau = 1$ ;  $\tau = 10$ ;  $\tau = 100$  и для трех вариантов инерционности тракта управления, тракта автокомпенсации и фильтра системы ФАПЧ: широкополосных фильтров, фильтров нижних частот первого порядка и фильтров нижних частот второго порядка.

Анализ подтвердил эффективность предложенных мер подавления фазовых помех, вызванных дестабилизирующими факторами, воздействующих на опорный генератор и управляемый генератор ФАПЧ.