

## РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 629.78

**С.Н. Кириллов, П.С. Покровский**

### УСТОЙЧИВЫЙ АЛГОРИТМ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ТРАЕКТОРИИ КОСМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА ГРУППОВОГО УЧЕТА АРГУМЕНТОВ

*Предложен новый алгоритм предсказания траектории движения космического объекта (КО), использующий нефизические прогнозирующие модели, полученные на основе модифицированного метода группового учета аргументов (МГУА). С помощью имитационного моделирования показано, что применение данного подхода позволяет существенно сократить влияние неточности определения начальных условий и возмущающих воздействий. Доказано снижение ошибки предсказания по сравнению с классическими методами прогнозирования траектории движения КО при оскулирующих элементах орбиты в диапазоне от 1,5 до 100 раз. Предложенная модификация обеспечивает дополнительное повышение точности прогноза не менее чем на 20...25 % по сравнению с известным алгоритмом МГУА.*

**Ключевые слова:** метод группового учета аргументов, долгосрочное прогнозирование, космический объект, комбинированный критерий качества.

**Введение.** В настоящее время жизненно важной на общем фоне околоземного пространства является задача выделения и прогнозирования поведения потенциально опасных космических объектов (КО) на основе данных, полученных при пассивных методах локации в оптическом и ИК-диапазонах.

Кроме того, по мере освоения космического пространства увеличивается число КО в околоземном пространстве, что неизбежно ведёт к росту вероятности столкновения и выводу из строя искусственных спутников Земли. В контексте этой проблемы перспективной видятся задачи предсказания траектории движения объектов космического мусора и увеличения времени предупреждения данного прогноза.

Задачи предсказания неразрывно связаны с проблемой синтеза адекватной модели исследуемой системы на интервале наблюдения. Наибольшая трудность здесь заключается в большом количестве возмущающих факторов, необходимых для учёта в рамках этой модели.

Существенным недостатком классических методов предсказания является эффект возможного накопления ошибки, вызванной округле-

нием, действием неучтённых мешающих факторов, неточностями имеющейся информации.

**Цель работы:** построение прогнозирующей модели движения КО в околоземном пространстве, учитывающей действие различных возмущающих факторов.

**Теоретическая часть.** Для устранения недостатков известного метода предсказания [1] предложено использование нефизических моделей КО. Суть данного подхода заключается в представлении оскулирующих элементов орбиты КО в виде скалярных функций многих аргументов с помощью полинома Колмогорова-Габова [2]:

$$y = a_0 + \sum_{n=1}^m b_n x_n + \sum_{n_1=1}^m \sum_{n_2=1}^m b_{n_1}^{(1)} x_{n_1} b_{n_2}^{(2)} x_{n_2} + \sum_{n_1=1}^m \sum_{n_2=1}^m \sum_{n_3=1}^m b_{n_1}^{(3)} x_{n_1} b_{n_2}^{(4)} x_{n_2} b_{n_3}^{(5)} x_{n_3} + \dots, \quad (1)$$

где  $a_0, b_n, b_n^{(1)}, b_n^{(2)}, b_n^{(3)}, b_n^{(4)}, b_n^{(5)}, \dots$  – коэффициенты параметрической модели,  $x_1$  – элемент кеплеровской орбиты. В качестве аргументов  $x_2, \dots, x_m$  выступают известные мешающие факторы такие, как нецентральность поля тяготения Земли,

сопротивление атмосферы, световое давление, солнечный ветер, гравитационные поля других небесных тел, взаимодействие электромагнитного поля Земли. Построение адекватной модели требует решения систем уравнений высокого порядка и значительного объема экспериментальных данных с разных наблюдательных пунктов, что зачастую невозможно. Для решения поставленной задачи предлагается использовать алгоритмы метода группового учёта аргументов (МГУА). Суть данного метода заключается в организации итерационной процедуры поиска параметров полного полинома на основе частных описаний вида [2]:

$$y_k^r = a_0 + a_1 y_l^{r-1} + a_2 y_j^{r-1} + a_3 y_l^{r-1} y_j^{r-1},$$

где  $l, j = \overline{1, m_{r-1}}$ ,  $k = \overline{1, m_r}$ ,  $m_r$  – количество частных описаний на  $r$ -й итерации  $m_r = 0.5(m_{r-1} - 1)m_{r-1}$ .

При синтезе моделей по алгоритмам МГУА в качестве внутреннего критерия качества принято использовать среднеквадратическое отклонение (СКО). Как известно [3], применение этого критерия является оптимальным лишь при гауссовском распределении мешающих факторов. В случае сильно зашумлённых данных о траекторных измерениях предпочтительней использовать средний модуль ошибки (СМО), что сопряжено с большими вычислительными затратами [1].

Учитывая эти две особенности алгоритмов МГУА, предлагается модификация, включающая [4]:

1) комбинированный внутренний критерий качества;

2) увеличение адекватности прогнозирующей модели за счёт комбинирования выходов дерева МГУА;

3) обучение дерева МГУА по модифицированному алгоритму обратного распространения ошибки.

Для устранения недостатков алгоритмов, основанных на минимизации СКО и СМО, в [3] было предложено применение комбинированного критерия, описываемого выражением:

$$J = E\{(1 - \zeta)e^2(n) + \zeta \Delta e^2(n, d)\}, \quad (2)$$

где  $E\{\cdot\}$  – оператор усреднения по ансамблю реализаций,  $e(n)$  –  $n$ -й отсчёт сигнала ошибки прогнозирования,  $\Delta e(n) = e(n) - e(n-1)$  – конечная разность ошибки,  $\zeta = 0 \dots 1$  – постоянный весовой коэффициент. Функционал вида (2) включает в себя взвешенные дисперсию ошибки и дисперсию изменения ошибки прогнози-

рования, которая позволяет ограничить скорость изменения ошибки и косвенно влияет на её динамический диапазон.

В ходе проведённого имитационного моделирования была получена зависимость среднего модуля ошибки предсказания всех оскулирующих элементов орбиты  $\theta_\Sigma(\zeta)$  на интервале времени предупреждения  $(t_1, t_2)$ , приведённая на рисунке 1.

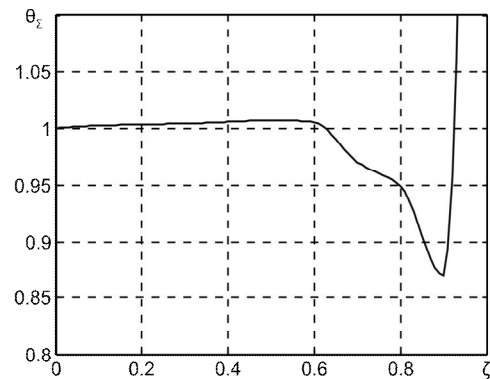


Рисунок 1 – Зависимость среднего модуля ошибки  $\theta_\Sigma$  всех оскулирующих элементов от величины весового коэффициента  $\zeta$

Здесь:

$$\theta_\Sigma = \frac{1}{6(t_2 - t_1)} \left( \int_{t_1}^{t_2} \left( \frac{|\Omega(t) - \Omega_{прог}(t)|}{\max \Omega(t)} + \frac{|i(t) - i_{прог}(t)|}{\max i(t)} + \frac{|\omega(t) - \omega_{прог}(t)|}{\max \omega(t)} + \frac{|e(t) - e_{прог}(t)|}{\max e(t)} + \frac{|p(t) - p_{прог}(t)|}{\max p(t)} + \frac{|t_{\Pi}(t) - t_{\Pi прог}(t)|}{\max t_{\Pi}(t)} \right) dt \right),$$

где  $\Omega_{прог}, i_{прог}, \omega_{прог}, e_{прог}, p_{прог}, t_{\Pi прог}$  – предсказанные значения оскулирующих элементов орбиты: долготы восходящего узла  $\Omega$ , наклонения орбиты  $i$ , аргумента перигея  $\omega$ , эксцентриситета  $e$ , параметра орбиты  $p$ , времени прохождения через перигей  $t_{\Pi}$ . На последнем этапе реализации алгоритма МГУА имеется ряд моделей, учитывающих различное влияние возмущающих факторов, которые при известном подходе не учитываются.

Предлагается использовать в качестве искомой функции  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_m)$  модель  $y_{мод}$  в виде комбинации частных описаний, полученных на последнем этапе дерева МГУА:

$$y = y_{мод} = (1 - \alpha)y_1 + \alpha((1 - \beta)y_2 + \beta y_3), \quad (3)$$

где  $\alpha, \beta = 0 \dots 1$  – весовые множители,  $y_j, j = \overline{1, 3}$  – частные описания, полученные на

последней ветви дерева МГУА и упорядоченные по точности моделирования элементов проверочной выборки.

С помощью имитационного моделирования было получено семейство зависимостей  $\theta_{\Sigma}(\alpha)$  при различных значениях коэффициента  $\beta$ , приведённых на рисунке 2.

Анализ представленных зависимостей показал, что оптимальной в плане минимума среднего модуля ошибки предсказания всех оскулирующих элементов является комбинация коэффициентов  $\alpha = 0,6; \beta = 0$ , позволяющая сократить средний модуль ошибки предсказания более чем на 5 %.

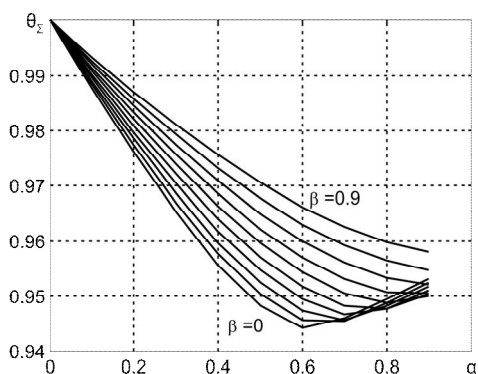


Рисунок 2 – Семейство зависимостей среднего модуля ошибки  $\theta_{\Sigma}$  всех оскулирующих элементов от величины коэффициента  $\alpha$

Деревья алгоритмов МГУА можно рассматривать как искусственную нейронную сеть (ИНС), построенную на основе активных нейронов [6]. Отличие активных нейронов от классических заключается в методе обучения. Если в ИНС на основе классических нейронов обучение синаптических весов ведётся одновременно для всей сети, то в случае активных нейронов обучение ведётся последовательно для каждого нейрона. Каждый активный нейрон пытается повторить аппроксимируемую функцию, что увеличивает устойчивость всей ИНС в целом. Ещё одно преимущество перед известными ИНС – это однозначность выбора структуры оптимальной сложности.

В связи с тем, что переобучение алгоритма МГУА требует больших вычислительных затрат, а по ходу функционирования КО его модель претерпевает изменения, возникает необходимость модификации известных алгоритмов МГУА с целью повышения их адаптивности.

Рассматривая дерево алгоритма МГУА как ИНС, можно обеспечить адаптацию за счёт подстройки синаптических связей. Подстройку можно осуществлять с помощью алгоритма обратного распространения ошибки (ОРО) [5], но с увеличением порядка модели и числа учитываемых

возмущающих факторов это также приводит к чрезмерному усложнению процесса адаптации.

При использовании алгоритма ОРО выбор пары обучающих векторов на каждой итерации осуществляется случайным образом  $p_m = \text{rand } N_O$  [7], что приводит к снижению скорости сходимости. С целью повышения эффективности обучения в [8] предложены модифицированные алгоритмы обратного распространения ошибки, в которых процедура определения  $p_m$  выполняется на основе анализа ошибок на обучающей выборке (ОВ).

Суть модификации первого алгоритма заключается в выборе пары образцов ОВ не случайным образом, а с максимальным квадратом ошибки  $p_m = \max(e_m(l)^2)$ .

Вторая модификация алгоритма ОРО заключается в выборе обучающих векторов на основе максимальной положительной и минимальной отрицательной ошибок

$$\begin{cases} p_m = \max(e_m(l), e_m(l) > 0, \\ p_{m+1} = \min(e_m(l), e_m(l) < 0. \end{cases}$$

Описанные модификации алгоритма ОРО позволяют увеличить скорость сходимости в три и более раз по сравнению с известным алгоритмом ОРО [8].

**Экспериментальные исследования.** Проводилось имитационное моделирование с целью анализа эффективности применения предложенных модификаций алгоритмов МГУА при предсказании возмущённого движения КО. В качестве начальных значений элементов орбиты выбирались следующие величины:  $\Omega = 22,5^\circ$ ,  $i = 15^\circ$ ,  $\omega = 0^\circ$ ,  $e = 0,1$ ,  $p = 11000$  км,  $t_{II} = 0$  с. Начальный момент времени выбирался равным  $t_0 = 0$ , текущий момент времени  $t_1 = 2,16 \cdot 10^5$  с, момент времени окончания предсказания  $t_2 = 4,32 \cdot 10^6$  с.

В качестве нефизической модели рассматривалась модель, построенная на основе предложенного модифицированного алгоритма МГУА (рисунок 3).

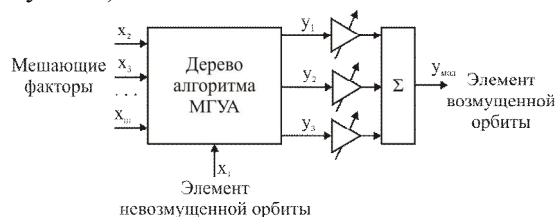


Рисунок 3 – Структура нефизической модели

В роли физической модели рассматривался метод численного интегрирования дифференциальных уравнений для оскулирующих элемен-

тов орбиты КО [1].

В качестве внутреннего критерия качества применялся комбинированный критерий качества при  $\zeta = 0,9$  и значения коэффициентов  $\alpha = 0,6; \beta = 0$ . Разделение исходной выборки объёмом  $N$  на обучающую длиной  $N_O$  и проверочную происходило в пропорции  $N_O / N = 0,85$ .

На рисунках 4-6 представлены зависимости

$\theta_{\Omega}, \theta_i, \theta_{\omega}, \theta_e, \theta_p, \theta_{t_{\Pi}}$  средних модулей ошибки прогнозирования для оскулирующих элементов орбиты (долготы восходящего узла, наклонения, аргумента перигея, эксцентриситета, параметра орбиты и времени прохождения через перигей соответственно) от величины  $\psi$  – отношения максимального модуля возмущающего ускорения к СКО мешающего воздействия:

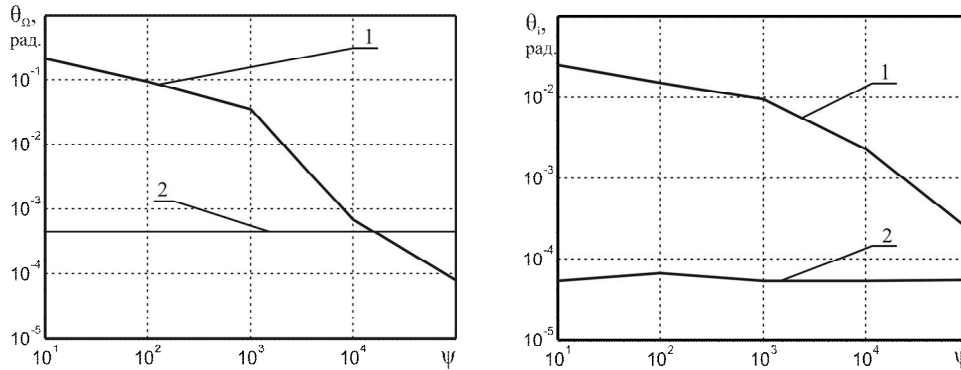


Рисунок 4 – Зависимость среднего модуля ошибки прогнозирования долготы восходящего узла  $\theta_{\Omega}$  (слева) и наклонения  $\theta_i$  (справа) от величины  $\psi$

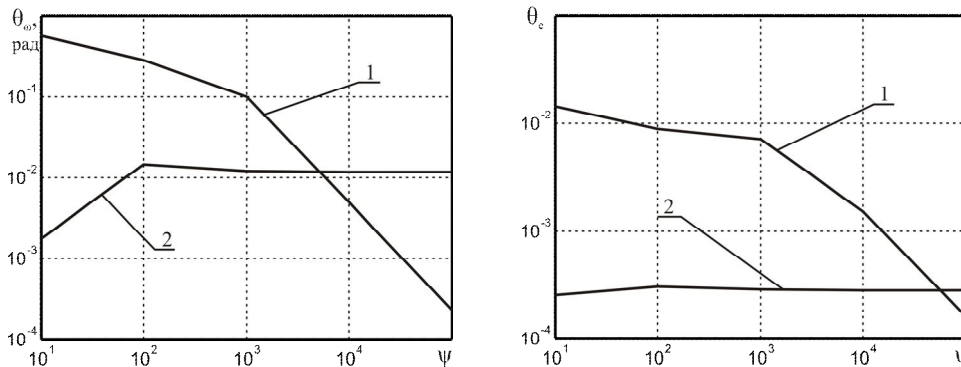


Рисунок 5 – Зависимость среднего модуля ошибки прогнозирования аргумента перигея  $\theta_{\omega}$  (слева) и эксцентриситета  $\theta_e$  (справа) от величины  $\psi$

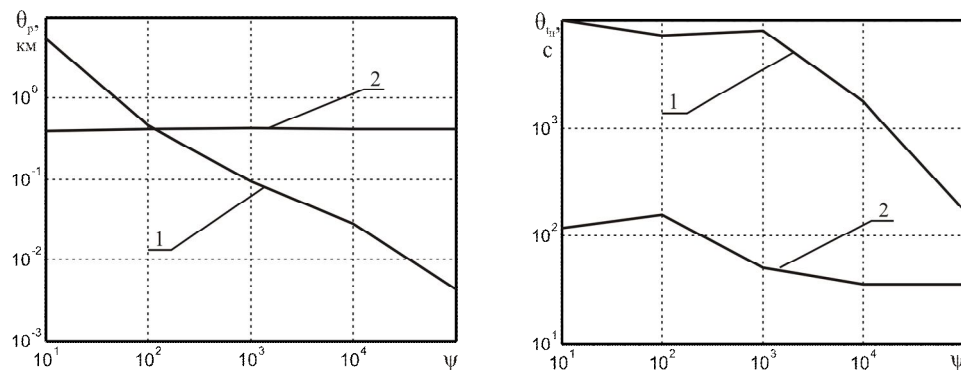


Рисунок 6 – Зависимость среднего модуля ошибки прогнозирования параметра орбиты  $\theta_p$  (слева) и времени прохождения через перигей  $\theta_{t_{\Pi}}$  (справа) от величины  $\psi$

$$\psi = \frac{\max |\Delta g_n(t)|}{\sigma_n} = \frac{\max |\Delta g_r(t)|}{\sigma_r} = \frac{\max |\Delta g_w(t)|}{\sigma_w},$$

где  $\sigma_r, \sigma_n, \sigma_w$  – СКО сигнала ошибки в канале измерения радиальной, трансверсальной и бинормальной составляющих возмущающего

ускорения. Здесь кривые 1 соответствуют физической модели, кривые 2 – нефизической на основе модифицированного алгоритма МГУА,

$$\theta_{\varpi} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |\varpi(t) - \varpi_{прог}(t)| dt,$$

где  $\varpi$  – один из шести элементов орбиты.

**Выводы.** Показано, что предсказание траектории движения КО на основе физической модели в случае наличия ошибки в определении начальных условий и возмущающих воздействий со временем быстро теряет адекватность. Использование нефизической модели на основе модифицированного алгоритма МГУА позволяет существенно сократить влияние неточности определения начальных условий и составляющих возмущающего воздействия (выигрыш при величине  $\psi = 100$  лежит в диапазоне от 1,5 до 100).

Исследования предложенной модификации алгоритма МГУА показали, что выигрыш при этом достигает не менее 20...25 % относительно известного алгоритма МГУА.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы (контракты № П529 от 14 мая 2010 г. и № 14.740.11.0326 от 17 сентября 2010).

УДК 621.396.

*И.В. Баранов, В.В. Езерский*

## УЧЁТ НЕЛИНЕЙНОСТИ МОДУЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАТЧИКА ПРИ ВЕСОВОМ УСРЕДНЕНИИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ В ЧАСТОТНЫХ ДАЛЬНОМЕРАХ ПРОМЫШЛЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

*Исследовано влияние нелинейности модуляционной характеристики передатчика на погрешность измерения расстояния, определены характерные особенности зависимости погрешности измерения от расстояния для разных видов нелинейности, предложен метод учёта нелинейности при расчёте расстояния на основе параметров нелинейности, полученных оперативно по рабочему сигналу разностной частоты*

**Ключевые слова:** *ближняя частотная радиолокация, погрешность измерения расстояния, влияние нелинейности модуляционной характеристики, учёт нелинейности.*

**Введение.** К частотным дальномерам промышленного применения предъявляются противоречивые требования. С одной стороны, они должны обеспечить очень малую погрешность измерения расстояния (1 мм на дальности 30 м), а с другой - они должны быть недорогими для

### Библиографический список

1. Иванов Н.М., Лысенко Л.Н. Баллистика и навигация космических аппаратов. М.: 2004, - 544 с.
2. Ивахненко А.Г. Долгосрочное прогнозирование и управление сложными системами. Киев: Техника, 1975. - 312 с.
3. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Оптимизация устройств цифровой обработки сигналов по комбинированному критерию среднего квадрата ошибки // Цифровая обработка сигналов. 1999, №2. С. 15-18.
4. Покровский П.С. Нефизическая модель для устойчивого предсказания траектории движения КО // Тез. докл. 15-й ВНТК «Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании». Рязань, 2010. С. 135-136.
5. Ивахненко А.Г., Степанко В.С. Помехоустойчивость моделирования. Киев: Наук. думка, 1985. - 216 с.
6. Ivakhnenko A.G., Ivakhnenko G.A., Mueller J.A. Self-organization of neuronets with Active Neurons // Pattern Recognition and Image Analysis, 1994, Vol.4, No. 4, pp. 177-188.
7. Галушкин А.И. Теория нейронных сетей. Кн.1 – М.: ИПРЖР. 2000. – 416 с.
8. Круглов А.В., Кириллов С.Н., Хахулин С.С. Ватутин В.М. Алгоритм обработки шумоподобных сигналов спутниковых систем связи на основе искусственных нейронных сетей // Электромагнитные волны и электронные системы. №10. Т.10. 2005. С. 27-32.

обеспечения их широкого применения. Решить первую задачу позволяют дальномеры, использующие спектральную обработку сигнала разностной частоты (СРЧ) на основе преобразования Фурье и метода максимального правдоподобия [1]. Однако эти методы обязательно

требуют использования линейной частотной модуляции и сложных алгоритмов цифровой обработки с использованием сигнальных процессоров. Такие требования существенно усложняют формирование и обработку СРЧ и приводят к высоким затратам при их реализации. В связи с тем, что модуляционные характеристики (МХ) многих современных генераторов СВЧ являются нелинейными, изменяющимися с течением времени и температуры, приходится при формировании зондирующего сигнала использовать цифровой синтез частоты.

Одним из более простых методов является метод обработки СРЧ во временной области с весовым усреднением разностной частоты [1], в котором расчёт измеряемого расстояния производится по выражению:

$$R = \delta_R S / K_{MB}, \quad (1)$$

где  $\delta_R = c/(4\Delta F)$  - величина ошибки дискретности (ОД), присущей частотному дальномеру;  $c$  - скорость распространения электромагнитной волны в рабочей зоне дальномера;  $\Delta F$  - диапазон перестройки частоты при частотной модуляции;

$S = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i)$ ;  $\alpha(t)$  - весовая функция (ВФ),

удовлетворяющая условию нормировки

$$\int_0^{T_{\text{mod}}} \alpha(t) dt / T_{\text{mod}} = 1;$$

$t_i$  - временное положение  $i$ -го нуля СРЧ внутри периода частотной модуляции  $T_{\text{mod}}$ ;  $N$  - число нулей СРЧ внутри периода частотной модуляции;

$$K_{MB} = \frac{1}{2\Delta F} \int_0^{T_{\text{mod}}} \alpha(t) f'(t) dt \quad (2)$$

- коэффициент, зависящий от формы функции частотной модуляции и формы ВФ.

Часто в качестве ВФ используют [1]:

$$\alpha(t) = K_B [1 - \cos(4\pi t / T_{\text{mod}})]^n, \quad (3)$$

где  $n$  параметр, с увеличением которого форма ВФ усложняется.

В общем случае ВФ можно представить в виде тригонометрического ряда Фурье:

$$\alpha(t) = K_B \sum_{m=0}^K A_m \cos(4\pi m t / T_{\text{mod}}), \quad (4)$$

где  $K$  и  $A_m$  параметры, позволяющие изменять форму ВФ;  $K_B$  - нормирующий коэффициент.

Для реализации этого метода не требуется использования сложных микропроцессоров, но по-прежнему для достижения высокой точности

измерения, соизмеримой с точностью спектральных методов, требуется использование линейной частотной модуляции.

Нелинейность частотной модуляции приводит к значительному увеличению погрешности измерения дальности при использовании любого метода обработки СРЧ [2].

В связи с этим представляется теоретически интересной и практически значимой задача снижения погрешности измерения расстояния при нелинейной МХ без применения различных методов линеаризации частотной модуляции.

Целью данной работы является количественная оценка влияния нелинейности МХ передатчика на погрешность измерения расстояния при использовании весового метода усреднения разностной частоты и разработка алгоритма снижения погрешности, допускающего практическую реализацию в реальных приборах.

**Влияние нелинейности модуляционной характеристики на погрешность весового метода усреднения разностной частоты.** Используем математическую модель нелинейности МХ [3], допускающую достаточно простое, но в тоже время точное описание:

$$f = f_0 + K_{\text{мх}} u_{\text{mod}} + a u_{\text{mod}}^2 + b \sin[d(u_{\text{mod}} + U_n)], \quad (5)$$

где  $f_0$  - несущая частота передатчика;  $u_{\text{mod}}$  - мгновенное значение напряжения модуляции;  $K_{\text{мх}}$  и  $a$  определяют линейный и квадратичный компоненты МХ;  $b$ ,  $d$  и  $U_n$  определяют соответственно амплитуду колебаний, их "частоту" на оси напряжений и начальное смещение синусоидального компонента.

В этой формуле предполагается линейное изменение напряжения во времени по закону  $u_{\text{mod}} = K_u t$ , где  $K_u$  - коэффициент, определяющий скорость нарастания модулирующего напряжения. При этом максимальное значение напряжения при симметричном треугольном законе модуляции равно

$$U_{\text{mod}} = K_u T_{\text{mod}} / 2. \quad (6)$$

Это максимальное значение определяется исходя из заданного диапазона перестройки частоты  $\Delta F$  путём численного решения нелинейного уравнения:

$$\Delta F = K_{\text{мх}} U_{\text{mod}} + b [\sin(d(U_n + U_{\text{mod}})) - \sin(dU_n)]. \quad (7)$$

при заданных параметрах  $K_{\text{мх}}$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $d$ ,  $U_n$ .

Оценим влияние нелинейности МХ на погрешность измерения расстояния с помощью моделирования на основе компьютерной модели

[4] с использованием весовой функции (2). В этой модели для заданных расстояния, диапазон перестройки частоты при ЧМ, несущей частоты зондирующего сигнала и с учётом нелинейности МХ передатчика формируется выражение для фазы СРЧ и по ней определяется положение нулей СРЧ численным решением нелинейного уравнения. Далее по формуле (1) производится расчёт измеряемого расстояния.

Сначала оценим влияние квадратичного компонента. Расчёты показывают, что для разных ВФ общий вид графиков зависимости погрешности от расстояния примерно одинаков. На рисунке 1 показана типичная зависимость относительной погрешности измерения расстояния от нормированного расстояния для ВФ (2) при  $n = 1$ ,  $a = -2 \cdot 10^6 \text{ МГц} / \text{В}^2$  и  $\Delta F = 500 \text{ МГц}$ .

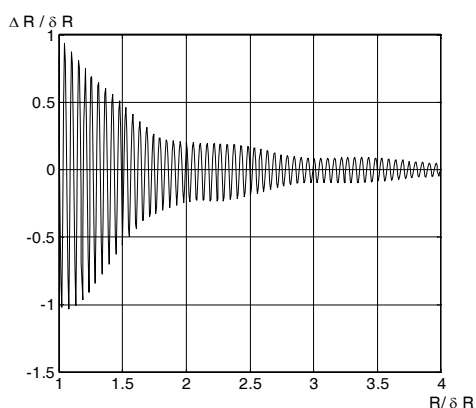


Рисунок 1 - Зависимость погрешности от расстояния при  $n = 1$  и  $a = -2 \cdot 10^6 \text{ МГц} / \text{В}^2$

Общий характер зависимости совпадает с результатами, приведёнными в [1] при линейной ЧМ, то есть наблюдаются медленные и быстрые колебания погрешности. Период быстрых колебаний равен четверти длины волны несущего колебания. Амплитуда этих колебаний монотонно уменьшается с увеличением расстояния. В отличие от [1], медленные колебания менее выражены. Узловые точки на графике погрешности, наблюдающиеся при линейной МХ [1], исчезли, и общий уровень погрешности увеличен. Чем больше значение  $n$  (сложнее форма ВФ), тем сильнее влияние нелинейности.

На рисунке 2 приведены зависимости нормированной погрешности, усредненной в соответствии с [1] на интервале расстояний, равном ОД, от нормированного расстояния при разных коэффициентах квадратичной нелинейности для  $n = 1$ .

Видно, что увеличение степени нелинейности приводит к возрастанию общего уровня погрешности. Конкретный вид таких графиков

сильно варьируется при изменении формы ВФ. Наиболее сильные изменения наблюдаются для ВФ с большим значением  $n$ .

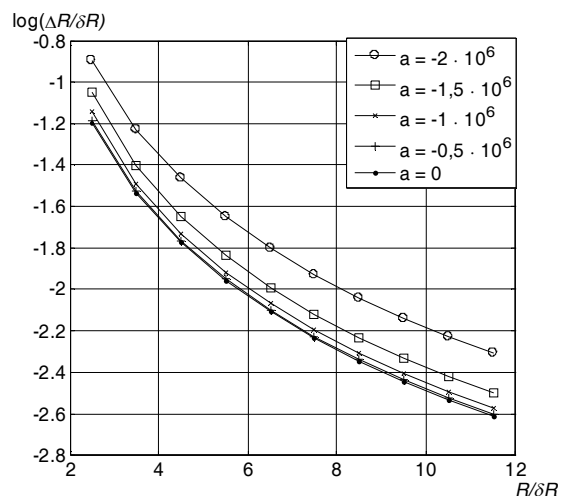


Рисунок 2 - Зависимость усредненной погрешности от расстояния для  $n = 1$  при разных коэффициентах квадратичной нелинейности

Для оценки влияния коэффициента квадратичной нелинейности на рисунке 3 приведено сечение графиков, показанных на рисунке 2, при одном фиксированном расстоянии  $R / \delta_R = 6$  и изменении коэффициента квадратичной нелинейности от  $-2$  до  $16$ .

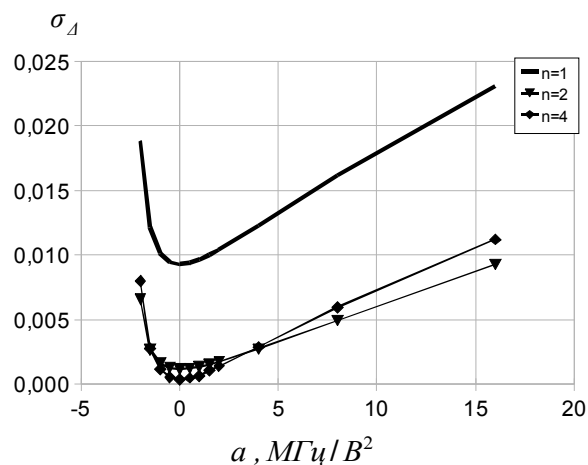


Рисунок 3 - Зависимость СКО измерения расстояния от параметра квадратичной нелинейности  $a$  при  $R / \delta_R = 6$

Можно отметить, что квадратичная нелинейность вызывает увеличение погрешности в два-три раза для простых форм ВФ и более чем на порядок для ВФ сложной формы.

Рассмотрим влияние колебательного компонента нелинейной МХ для простейшего случая наличия только одной гармоники. Анализ результатов расчетов позволяет сделать следующие выводы:

– по-прежнему на графиках наблюдаются

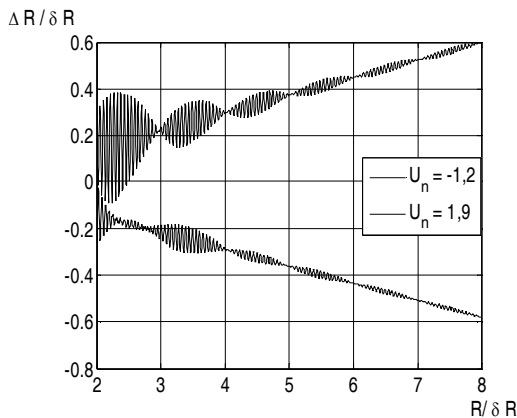
две периодичности, связанные с длиной волны несущего колебания и величиной ОД;

- возникает линейный тренд, величина и знак крутизны которого сложным образом зависят от произведения  $bd$  и начальной фазы колебательной составляющей  $U_n d$ ;

- при вариации  $U_n$  крутизна тренда изменяется в пределах от некоторого минимального отрицательного значения до положительного максимального значения.

На рисунке 4 показаны типичные зависимости относительной погрешности измерения расстояния от нормированного расстояния при  $n=1, d=1 \text{ рад/В}, b=10 \text{ МГц}$  и двух крайних значениях  $U_n$ , определяющих предельное значение линейного тренда.

Если параметры тренда известны, то их можно учесть при расчете расстояния. При этом характер изменения колебательной компоненты графика примерно такой же, как и при квадратичной нелинейности, то есть происходит размывание узловых точек и нарастание общего уровня погрешности.

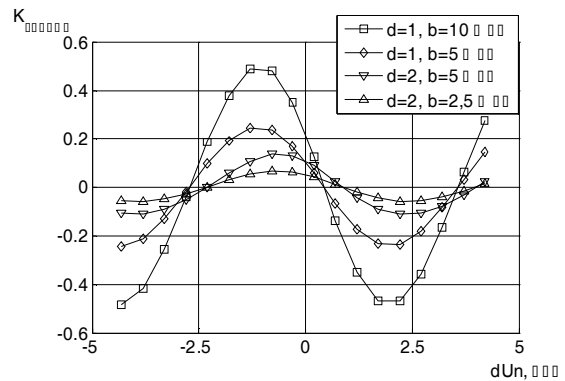


**Рисунок 4 - Зависимость относительной погрешности измерения от нормированного расстояния при  $n=1, d=1 \text{ рад/В}, b=10 \text{ МГц}$  и двух значениях  $U_n$**

Крутизна линейного тренда зависит от параметров МХ. На рисунке 5 показаны зависимости крутизны линейного тренда от  $U_n d$  при разных значениях параметров  $b$  и  $d$ , полученные с помощью моделирования при различных наборах параметров нелинейности. Зависимость от начальной фазы  $U_n d$  имеет синусоидальную форму. А зависимости от параметров  $b$  и  $d$  более сложные.

Линейный тренд из графика погрешности устраняется изменением коэффициента  $K_{MB}$  в формуле (1), значение которого зависит от

параметров колебательной компоненты МХ и формы ВФ. После устранения тренда оказывается, что амплитуда колебательной составляющей погрешности слабо зависит от параметров нелинейности МХ. Значительные изменения амплитуды колебательной компоненты МХ приводят к увеличению погрешности в 1,5-3 раза, причем меньшая цифра соответствует  $n=1$ , а большая характерна для более сложных ВФ при  $n=2$  и  $n=4$ .



**Рисунок 5 - Зависимость коэффициента крутизны колебательной компоненты МХ от начальной фазы колебательной нелинейности.**

Общий случай наличия колебательного и квадратичного компонентов также приводит к возникновению линейного тренда.

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать вывод о необходимости нахождения функциональной связи между параметрами нелинейности МХ и коэффициентом  $K_{MB}$ , входящим в формулу (1). Кроме того, необходимо найти возможность определения параметров нелинейности МХ по рабочему СРЧ.

**Расчёт корректирующего коэффициента по известным параметрам нелинейности модуляционной характеристики.** Для нахождения связи коэффициента  $K_{MB}$  с параметрами нелинейности необходимо вычислить интеграл (2), подставив в него выражение для ВФ и выражение для производной несущей частоты по времени. Рассмотрим отдельно случай квадратичной нелинейности МХ и колебательной нелинейности.

**Квадратичная нелинейность модуляционной характеристики.** При квадратичной нелинейности МХ разностная частота с учетом (5) определяется выражением [2]:

$$F_p(t) = t_s (kk_U + 2ak_U^2 t). \quad (8)$$

Тогда для ВФ (4) точное значение:

$$S = K_B 2t_s \int_0^{T_{mod}/2} \sum_{m=0}^K A_m \cos\left(4\pi m \frac{t}{T_{mod}}\right) F_p(t) dt. \quad (9)$$



После преобразований и замены переменных получаем выражение:

$$S = \frac{T_{mod}}{\pi} K_B K_{mx} k_U t_3 \sum_{m=0}^K A_m \int_0^{\pi} \cos(2mx) dx + \frac{T_{mod}^2}{(2\pi)^2} K_B 4t_3 a k_U^2 \sum_{m=0}^K A_m \int_0^{\pi} x \cos(2mx) dx, \quad (10)$$

где  $x = 2\pi t / T_{mod}$ .

Используя табличный интеграл из [5], получим:

$$S = T_{mod} K_B K_{mx} k_U t_3 A_0 + \frac{T_{mod}^2}{2} K_B t_3 a k_U^2 A_0. \quad (11)$$

Учитывая, что  $k_U T_{mod} / 2 = U_{mod}$  и  $K_B = 1/A_0$ , можем записать

$$S = 2t_3 (U_{mod} K_{mx} + U_{mod}^2 a) = 2t_3 \Delta F. \quad (12)$$

Отсюда следует, что при квадратичной нелинейности МХ коэффициент  $K_{MB} = 1$ , что совпадает с результатами моделирования, приведенными выше.

Это означает, что скорректировать результат измерения путём варьирования  $K_{MB}$  при квадратичной нелинейности МХ не представляется возможным.

**Колебательная нелинейность модуляционной характеристики.** При колебательной нелинейности МХ разностная частота определяется выражением:

$$F_p(t) = t_3 \{ K_{mx} k_U + bdk_U \cos[d(k_U t + U_n)] \}. \quad (13)$$

Теперь после преобразований и замены переменных получаем выражение:

$$S = T_{mod} K_B K_{mx} k_U t_3 A_0 + K_B t_3 bdk_U \frac{T_{mod}}{\pi} \sum_{m=0}^K A_m \times \left[ \cos(dU_n) \int_0^{\pi} \cos(2mx) \cos(vx) dx - \sin(dU_n) \int_0^{\pi} \cos(2mx) \sin(vx) dx \right], \quad (14)$$

где  $v = dk_U T_{mod} / 2\pi$ , а переменная  $x$  определена аналогично (10).

В результате интегрирования и простых преобразований получаем:

$$S = 2K_B U_{mod} t_3 \{ K_{mx} A_0 + bd [\sin(d(U_n + U_{mod})) - \sin(dU_n)] D \}, \quad (15)$$

$$\text{где } D = \sum_{m=0}^K A_m \frac{dU_{mod}}{(dU_{mod})^2 - (2\pi m)^2}.$$

Из (15) можно получить, что

$$K_{MB} = \frac{K_B U_{mod}}{\Delta F} \{ K_{mx} A_0 + bd [\sin(d(U_n + U_{mod})) - \sin(dU_n)] D \}. \quad (16)$$

В данном случае коэффициент  $K_{MB}$  сложным образом зависит от параметров колебательной компоненты МХ и параметров ВФ.

Расчеты коэффициента  $K_{MB}$  по формуле (16) с параметрами нелинейности МХ, использованными выше при моделировании обработки СРЧ, позволяют построить графики, которые полностью совпадают с рисунком 5. Это подтверждает правильность полученных формул и позволяет сделать вывод о практической возможности коррекции коэффициента  $K_{MB}$ , входящего в расчетную формулу для измеряемого расстояния при известных параметрах нелинейности МХ.

Учитывая аддитивность выражения (5) для компонентов МХ и линейность всех выполненных выше операций, можно по аналогии для общего случая наличия квадратичного и колебательного компонентов записать окончательное выражение:

$$K_{MB} = \frac{K_B U_{mod}}{\Delta F} \{ K_{mx} A_0 + a U_{mod} A_0 + bd [\sin(d(U_n + U_{mod})) - \sin(dU_n)] D \}. \quad (17)$$

**Оценка параметров модуляционной характеристики по сигналу разностной частоты.** Зависимость разностной частоты от времени для общего случая квадратичного и одного колебательного компонента имеет вид [1]:

$$F_p = t_3 \{ K_{mx} k_U + 2ak_U^2 t + bdk_U \cos[d(k_U t + U_n)] \}. \quad (18)$$

В этой формуле кроме полезной постоянной составляющей, несущей информацию об измеряемой дальности, имеется линейный компонент и косинусоидальный компонент. Если каким-либо образом измерить зависимость этой частоты от времени, то можно предложить алгоритм определения параметров МХ. Для этого используем метод последовательного выделения отдельных компонентов, рассмотренный в [6] и развитый в [7]. Он основан на обработке множества пар чисел, представляющих мгновен-

ное значение полезной переменной и соответствующего ему момента времени.

Вследствие того, что в формулу (17) в качестве множителя входит время  $t_3$ , такое определение параметров должно производиться на заранее известном (заданном) расстоянии (при известном  $t_3$ ). Будем считать, что расстояние нам известно, например, при проведении калибровки дальномера. Тогда алгоритм оценки параметров МХ должен включать следующие действия:

1) по измеренному на заданном расстоянии СРЧ определяется зависимость периода разностной частоты  $T_p$  от времени по положению нулей;

2) производится пересчет периодов в разностную частоту  $F_p = 1/T_p$ ;

3) на основе линейной регрессии с помощью аппроксимации по методу наименьших квадратов [8], [9], определяются параметры линейного тренда (постоянная составляющая  $f_n$  и коэффициент крутизны  $k_f$ );

4) из полученной зависимости разностной частоты от времени вычитается найденный линейный тренд;

5) по полученной колебательной составляющей зависимости разностной частоты от времени с помощью метода, описанного в [7], определяется ее частота  $F$ , амплитуда  $\Delta F_\phi$  и фаза  $\varphi$ ;

6) находятся параметры линейного и квадратичного компонентов МХ приравниванием соответствующих слагаемых формулы (17) найденным параметрам линейного тренда:

$$K_{mx} = f_n / (t_3 k_U), \quad (19)$$

$$a = k_f / (2t_3 k_u^2); \quad (20)$$

7) находятся параметры колебательного компонента:

$$d = 2\pi F / k_U, \quad (21)$$

$$b = \Delta F_\phi / (dk_U t_3), \quad (22)$$

$$U_n = (\varphi + 0,5\pi) / d. \quad (23)$$

Эти параметры можно использовать для коррекции коэффициента  $K_{MB}$ , входящего в расчетную формулу (1). Однако практическая ценность этих формул не высока вследствие необходимости знания установленного расстояния.

Представляет интерес возможность оценки

параметров нелинейности МХ и их учета при каждом измерении неизвестного расстояния. В этом случае  $t_3$  неизвестно. Целесообразно получить такую формулу для оценки  $K_{MB}$ , в которой отсутствует  $t_3$ . В знаменатель формулы (17) входит величина девиации частоты  $\Delta F$ . Подставляя в выражение (7) оценки параметров нелинейности МХ, полученные по (19)-(23), и выполняя простые преобразования, можем получить формулу для оценки  $K_{MB}$ , в которой отсутствует время задержки:

$$K_{MB} = K_B \bar{F} \left\{ A_0 (2\bar{f}_n + \bar{k}_f) + 2\bar{F} \Delta F_\phi \left[ \sin(\bar{F} + \varphi) - \sin(\varphi) \right] E \right\} / B, \quad (24)$$

где  $\bar{\Delta F}_\phi = \Delta F_\phi T_{mod} / 2$ ;  $\bar{F} = FT_{mod} / 2$ ;

$$\bar{f}_n = f_n T_{mod} / 2; \quad \bar{k}_f = k_f (T_{mod} / 2)^2 -$$

нормированные оценки;

$$B = \bar{F} (2\bar{f}_n + \bar{k}_f) + 2\bar{\Delta F}_\phi \left[ \sin(\bar{F} + \varphi) - \sin(\varphi) \right];$$

$$E = \sum_{m=0}^N \frac{Am}{\bar{F}^2 - (2\pi m)^2}.$$

Это выражение можно использовать для коррекции результатов при каждом измерении расстояния или периодически при явном или неявном изменении свойств МХ, после предварительного выполнения пяти первых пунктов предложенного выше алгоритма оценки параметров МХ.

**Проверка эффективности предложенной коррекции.** Эффективность такой коррекции проверялась с помощью численного моделирования при варьировании в широких пределах измеряемого расстояния, параметров МХ и вида ВФ. При моделировании определялась погрешность измерения расстояния без выполнения коррекции и при наличии коррекции.

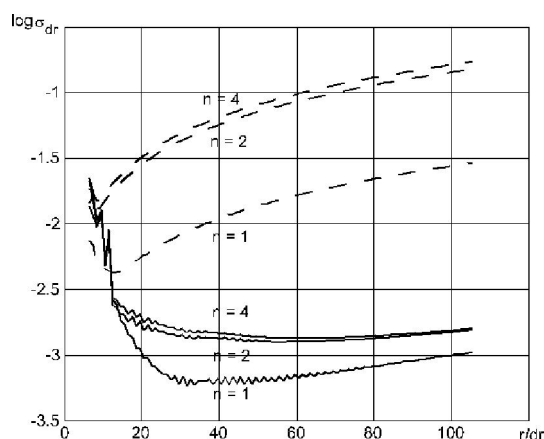
На рисунке 6 приведены типичные зависимости логарифма среднего квадрата ошибки от нормированного расстояния без коррекции результата измерения и с коррекцией.

Эти результаты получены при следующих условиях:

– параметры нелинейности МХ  $K_{mx} = 7 \cdot 10^7 \text{ Гц} / B$ ,  $a = 2 \cdot 10^6 \text{ Гц} / B^2$ ,  $b = 2 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ ,  $d = 2 \text{ рад} / B$ ,  $U_n = 3 \text{ В}$ ;

– ВФ (4) при  $n = 1, 2$  и  $4$ ;

– оценка параметров МХ по методике, изложенной выше, и расчет  $K_{MB}$  по (24) производились при каждом измерении.



**Рисунок 6 - Зависимости логарифма среднего квадрата ошибки от нормированного расстояния. Пунктирная линия — не скорректированная погрешность, сплошная линия — скорректированная погрешность**

Видно, что эффективность коррекции зависит от измеряемого расстояния. При использовании коррекции для разных ВФ погрешность уменьшается от единиц до десятков раз.

Причем на малых расстояниях эффективность хуже вследствие уменьшения количества нулей СРЧ, вызывающего ухудшение точности оценки параметров нелинейности МХ. Для каждой ВФ существует минимальное расстояние, начиная с которого целесообразно производить коррекцию.

#### **Выводы.**

1. Произведена оценка степени влияния нелинейности модуляционной характеристики СВЧ генератора на погрешность измерения расстояния с помощью весового усреднения разностной частоты.

2. Показано, что при наличии только колебательного компонента и в общем случае квадратичного и колебательного компонента в результатах измерения расстояния возникает линейный тренд, параметры которого связаны с параметрами нелинейности МХ и предложено производить коррекцию результатов измерения.

3. Получены аналитические выражения, связывающие коэффициент, входящий в расчётную формулу для измеряемого расстояния, с параметрами нелинейности МХ.

4. Предложен алгоритм определения величины корректирующего коэффициента по реальному СРЧ в рабочем режиме измерения расстояния, допускающий простую практическую реализацию.

5. С помощью моделирования проведена

проверка эффективности предложенного алгоритма и получено, что на практике можно с его помощью получить положительный эффект при измерении расстояний, превышающих 6-10 значений ОД в зависимости от вида используемой ВФ.

6. С усложнением формы ВФ увеличивается минимальное расстояние, начиная с которого целесообразно проводить коррекцию (не более чем в 1,5 раза) и увеличивается выигрыш в достижимой погрешности измерения расстояния от единиц до нескольких десятков раз.

#### **Библиографический список**

1. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Прецизионные промышленные системы ЧМ-радиолокации ближнего действия. Методическая погрешность измерения и её минимизация // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. № 2. – С.3-23.
2. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Проблема шумов и нелинейности модуляционной характеристики передатчика в прецизионных промышленных системах ближней частотной радиолокации // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. № 3. – С.3-29.
3. Езерский В.В., Баранов И.В. Математическая модель модуляционной характеристики частотно модулированного СВЧ генератора // Физика и технические приложения волновых процессов. Тезисы докладов V Международной научно-технической конференции. 2006 - С.224.
4. Езерский В.В., Баранов И.В., Мирошин С.В. Компьютерная модель обработки сигналов в ближней частотной радиолокации. Труды Российского НТО РЭС им. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 6-я Международная конференция. Вып. VII-1. Москва. 2005. С. 238-242.
5. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Наука, 1971. - 1108 с.
6. Свентковский Р.А. Сверхразрешение сигналов: возможности, ограничения, неавторегрессионный подход // Радиотехника и электроника. 1998. №3. С. 288-292.
7. Баранов И.В., Езерский В.В., Каминский А.Ю. Измерение толщины льда при помощи частотно-модулированного дальномера // Измерительная техника. 2008. № 7. С.21-27.
8. Вучков И., Бояджева Л., Солаков Е. Прикладной линейный регрессионный анализ. - М.: Финансы и статистика, 1987. 239 с.
9. Дьяконов В.П. Применение персональных ЭВМ и программирование на языке бейсик. - М.: Радио и связь, 1989. 286 с.

УДК 621.397

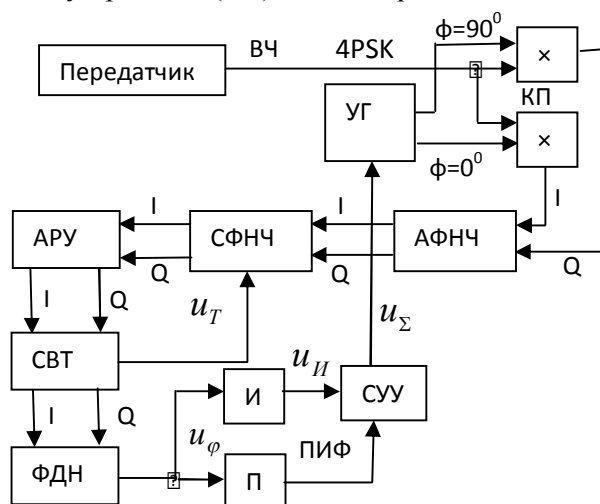
**В.Ф. Одинок****ЧАСТОТНО-ФАЗОВАЯ СХЕМА ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ**

*Предложена методика частотно-фазовой автоподстройки и структура частотного детектора системы восстановления несущей.*

**Ключевые слова:** схема восстановления несущей, частотный детектор.

**Введение.** В системах передачи информации (СПИ) с квадратурной обработкой принимаемого (при переносе - промежуточного) высокочастотного (ВЧ) несущего колебания последний непосредственно или путем оцифровки перемножается с ортогональными ВЧ сигналами генератора-гетеродина [1, 2]. После ВЧ перемножителя две выделенные составляющие (синфазная – I, и квадратурная – Q) низкочастотного (НЧ) комплексного вектора прямо или через дополнительный управляемый фазовращатель (деротатор) поступают на последующие узлы для согласованной фильтрации и демодулирования. С целью синхронизации приемной и передающей частей СПИ частота и фаза колебаний гетеродина (деротатора) подстраиваются схемой восстановления несущей (СВН) путем анализа значений полученных I-, Q-компонентов принятого НЧ вектора. При этом фазовый детектор несущей (ФДН) выделяет отклонения фаз ( $\varphi_r$ ) между текущими положениями принятого вектора и его соответствующими расчетными (переданными) положениями на комплексной плоскости (поскольку обычно массивы формируемых на передающей стороне положений вектора в разных квадрантах комплексной плоскости эквивалентны и только сдвинуты по фазе на углы, кратные  $90^\circ$ , предварительно все принятые НЧ векторы приводятся к первому квадранту комплексной плоскости, где и анализируются). Таким образом, СВН оказывается системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Вариант схемы СПИ на рисунке 1 содержит передающую часть (Передатчик) - формирователь комплексного ВЧ несущего сигнала с четырехзначной фазовой манипуляцией (4PSK, при которой расчетные положения НЧ вектора на комплексной плоскости равны  $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ ; при приеме эти положения приводятся к первому квадранту и рассматриваются по отношению к фиксированному значению  $45^\circ$ ), приемную часть с квадратурным перемножителем (КП) принятого ВЧ колебания на два

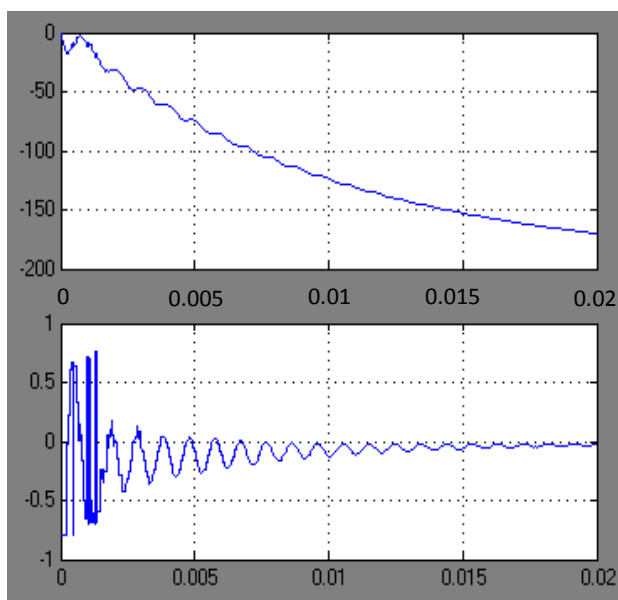
ортогональных сигнала внутреннего управляемого генератора-гетеродина (УГ), аналоговыми фильтрами НЧ (АФНЧ) – подавителями высших комбинационных гармоник на выходах ВЧ перемножителя, согласованными фильтрами НЧ (СФНЧ) синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих принятого вектора, системой автоматической регулировки усиления (АРУ) на выходах согласованных фильтров, схемой восстановления тактовой частоты (СВТ), синхронизирующей работу внутреннего тактового генератора с поступающими символами (период символов  $T_s$ ), и СВН на основе ФДН (содержит эталон фазы  $45^\circ$ ), узлов П, И пропорционально-интегрирующего фильтра (ПИФ) и суммирующего устройства (СУ) в цепи обратной связи.



**Рисунок 1 – Структура СПИ**

Имея относительно высокий порядок характеристического полинома (за счет интегральной зависимости фазы колебаний УГ от его частоты), ФАПЧ весьма чувствительна к временным задержкам в кольце СВН. Последнее в первую очередь относится к СФНЧ, имеющими (с целью повышения крутизны частотных характеристик) значительное количество звеньев. Сказанное демонстрируется временными диаграммами на рисунке 2 (здесь время по осям ординат – в

секундах; верхний график – сигнал  $u_{II}$  компенсации расстройки УГ в масштабе его частоты  $f_r$ , нижний – выходной сигнал  $u_\varphi$  ФДН в радианах) при следующих параметрах СПИ: тактовая частота символов  $f_s=1/T_s=25$  кГц, начальная расстройка УГ по несущей  $f_{rн}=196$  Гц, частота несущего ВЧ колебания – 250 кГц, полоса пропускания АФНЧ – 150 кГц, задержка в СФНЧ – 0.0002 сек (пять символов), сквозной пошаговый коэффициент передачи цепи ФДН (фаза) – И-СУ-УГ (частота) – 100000 Гц/рад (определяет приращение частоты УГ на каждом шаге дискретизации процессов интегрирования в И), сквозной коэффициент передачи цепи ФДН-П-СУ-УГ – 1000 Гц/рад. Из рисунка 2 видно, что уже при  $f_{rн}=196$  Гц система ФАПЧ находится на границе устойчивости (длительный колебательный процесс установления фазы). Вариацией параметров ПИФ при ухудшении динамики ФАПЧ можно достичь наибольшей допустимой начальной расстройки УГ 250 Гц, что по отношению к номиналу несущей частоты (здесь 250 кГц) весьма мало. Ясно, что необходимы специальные дополнительные средства улучшения качества процессов автоподстройки УГ.



**Рисунок 2 – Временные диаграммы работы ФАПЧ (сверху вниз: сигналы  $u_{II}$  и  $u_\varphi$  рисунка 1) при наличии задержки в СФНЧ и малой начальной расстройке УГ**

Одним из таких средств, как известно [3], является организация частотной АПЧ (ЧАПЧ), например, путем дифференцирования  $\varphi_r$  по вре-

мени с образованием некоторого сигнала  $u_\omega$ , пропорционального расстройке по частоте  $\omega_r = f_r/2\pi = \Delta\varphi_r/\Delta t$ :

$$u_\omega = K_\omega \omega_r = K_\omega \Delta\varphi_r/\Delta t, \quad (1)$$

где  $K_\omega$  – коэффициент пропорциональности.

Поскольку дискриминационная характеристика ФДН в СПИ на основе PSK – пилообразная, при непрерывном изменении фазы несущей (когда частотная расстройка – одного знака) аппаратные значения  $\varphi_r$ ,  $\Delta\varphi_r$  многократно меняют знак. Следовательно,  $u_\omega$  также окажется знакопеременным во времени, что не позволяет напрямую использовать этот параметр для ЧАПЧ. Кроме того, значение  $\Delta t$ , с математической точки зрения стремящееся к нулю, неприемлемо для реального использования в цифровых узлах СПИ. В известных источниках по данной теме нет прямых указаний по решению указанных проблем. В представленной работе делается попытка ликвидировать выявленные пробелы.

**Цель работы** – анализ путей ухода от перечисленных трудностей и описание способа построения цифровой системы ЧАПЧ в СПИ на основе уравнения (1). Другими словами, целью работы является поиск ответов на следующие два вопроса:

- как увеличить временной шаг  $\Delta t$  до приемлемой величины,
- как нейтрализовать знакопеременный характер  $u_\omega$ .

**Теоретическая часть.** Первый вопрос связан с частотой выборки ортогональных составляющих НЧ векторов (символов) при их обработке. Второй – с принудительным ограничением вариации знака  $\Delta\varphi_r$  любого из принимаемых сигнальных векторов при расстройке частот между ВЧ генераторами передающей и приемной частями СПИ.

Фазовый детектор тактов (ФДТ) в СВТ обычно анализирует значения принимаемых символов в двух точках, поэтому минимальная частота выборки символов равна удвоенной частоте их следования. Сигналы  $u_T$  (рисунок 1) тактовой частоты поступают на цифровые схемы СФНЧ, а выборки, соответствующие окончанию (установившемуся состоянию) любого символа, передаются в ФДН, где по амплитудам составляющих I, Q определяются положения принятого НЧ вектора на комплексной плоскости и их отличия от расчетных дискретных значений.

Легко понять, что увеличение  $\Delta t$  в (1) с

целью определения частотного отклонения  $\omega_r$ , снижает требование к быстродействию схемы дифференцирования  $\varphi_r$ . С другой стороны, рост  $\Delta t$  может обусловить недопустимую задержку в расчете  $u_\omega$ , при которой значение  $u_\omega$  успеет изменить не только величину, но и знак. Поэтому следует принять, что  $\Delta t$ , в определенной степени удовлетворяющее обоим указанным требованиям, равно периоду выборок символов при согласованном приеме, а именно (при выше оговоренной удвоенной символьной частоте выборок) - половине длительности  $T_s$  этих символов:

$$\Delta t = T_s / 2. \quad (2)$$

Условие (2) (полуинтервальный или полусимвольный шаг) не увеличивает требуемое быстродействие дифференцирующего устройства по сравнению с таковым для остальных схем согласованного приема и дает при этом вдвое меньшую задержку анализа  $u_\omega$  системы ЧАПЧ по сравнению с интервальным (символьным) шагом  $T_s$ .

Ответ на второй вопрос - о знакопеременном характере  $u_\omega$  - сформируем после анализа диаграмм рисунка 3, аналогичного рисунку 2 для случая отсутствия задержки в СФНЧ (с целью рассмотрения основных процессов ФАПЧ) и начальной расстройке по несущей  $f_{rn} = 900$  Гц.

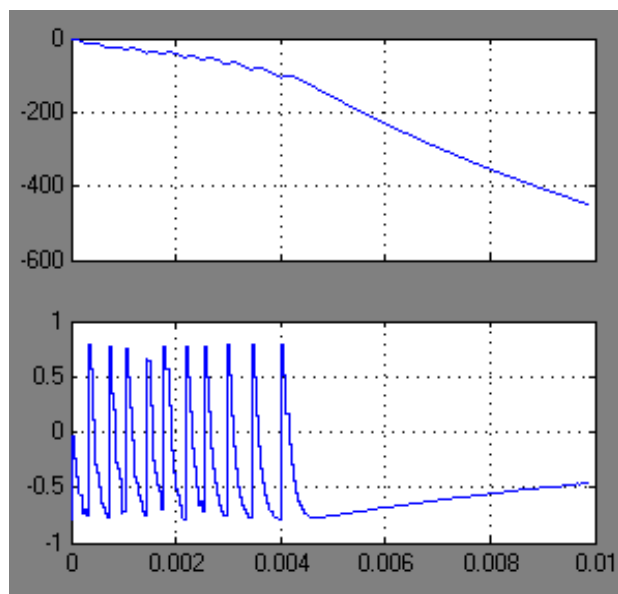


Рисунок 3 - Диаграммы работы системы ФАПЧ (сверху вниз: сигналы  $u_\omega$  и  $u_\varphi$  - рисунок 1) при отсутствии задержки в СФНЧ и большой начальной расстройке УГ

Так как  $\Delta\varphi_r$  (без перемены знака) для НЧ

векторов с 4PSK, приведенных к первому квадрату комплексной плоскости, не может превышать  $45^\circ$  (диапазоны  $0^\circ-45^\circ$  и  $45^\circ-90^\circ$  относительно расчетного положения  $45^\circ$ ), на рисунке 3 процесс ФАПЧ на этапе биений (начальная расстройка  $f_{rn}$  УГ велика) до момента 0.0045 сек сопровождается многократным аномальным (положительные скачки во всем диапазоне  $u_\varphi$ ) изменением  $\varphi_r$ . Кроме того, скорость процесса компенсации расстройки слабо зависит от ее величины (АПЧ малоактивна) и подстройка идет практически только в соответствии с детектирующим свойством ФДН в СВН, когда производится усреднение зон  $\varphi_r$ ,  $u_\varphi$  с положительными и отрицательными знаками. Полоса  $F_\varphi$  (здесь около 800 Гц) удержания фазы, когда монотонно-ступенчатое (без аномальных скачков) изменение  $\varphi_r$  не выходит за пределы  $45^\circ$  (с момента 0.0045 сек), меньше указанной выше начальной частотной расстройки  $f_{rn}$ .

Очевидно, что для реализации эффективной ЧАПЧ по всему допустимому диапазону  $f_{rn}$  необходимо устранить аномальные вариации  $u_\varphi$ , т.е. нужно обеспечить формирование  $u_\varphi$  только в пределах монотонно-ступенчатых участков  $\varphi_r$  (в нашем случае - спадающие части нижней диаграммы на рисунке 3). Сделать последнее можно, логически обработав  $u_\varphi$  в соответствии с очевидным фактом: любой аномальный скачок  $u_\varphi$  располагается в пределах одного интервала  $\Delta t$ . Поэтому при аномальном скачке  $u_\varphi$  достаточно на один интервал  $\Delta t$  ввести запрет на прием и обработку  $u_\varphi$ . Потери от пропуска указанных шагов будут значительны при больших расстройках, когда частота аномальных изменений  $\varphi_r$ ,  $u_\varphi$  будет соответственно велика, и начнут непрерывно снижаться по мере уменьшения частоты биений.

В соответствии с предлагаемой методикой ликвидации аномального поведения  $u_\varphi$  схема частотного детектора системы АПЧ СВН примет вид рисунка 4, где Unit Delay1 – блок временной задержки входного сигнала  $u_\varphi$  (рисунок 1 - выход ФДН), соответствующего приращению фазы ( $\Delta\varphi_r$ ), на интервал  $\Delta t$ ; Sign – знаковый ограничитель (блок нормирования  $\Delta u_\varphi$ ), уstra-



няющий влияние величины модуля разностного сигнала  $\Delta u_\varphi$ ; Integrator – знаковый накопитель нормированных уровней  $\Delta u_\varphi$  с устанавливаемыми уровнями ограничения выходного сигнала сверху и снизу; Switch, Switch1, Switch2 – переключатели направления передачи  $\Delta u_\varphi$  с нулевыми порогами срабатывания (Switch и Switch1 управляются блоком Sign, а Switch2 – блоком Integrator); Gain2 – трансформатор уровня сигналов  $u_\omega$  с коэффициентом преобразования  $K_G$ .

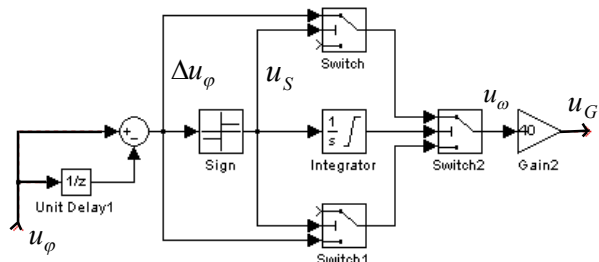


Рисунок 4 - Частотный детектор (ЧД) системы ЧАПЧ СВН

Как показывает рисунок 4, приращение  $\Delta u_\varphi$  соответствует разности сигнала  $u_\varphi$  в начале и конце шага  $\Delta t$ . После определения знака  $\Delta u_\varphi$  блоком Sign веса знаков (логические уровни -1, +1 сигнала  $u_S$ ) накапливаются в узле Integrator. Даже если устанавливаемые в блоке Integrator пределы интегрирования не превышают возможных накоплений в нем сигналов  $u_S$  одного знака за время  $2 \Delta t$ , то уже после двух повторов  $\Delta u_\varphi$  одного знака (отрицательного для спадающих участков на рисунке 3) и однократном аномальном скачке (положительном на рисунке 3)  $u_\varphi$ , полярность выходного сигнала накопителя не изменится (для нашего случая останется отрицательной). Тогда текущий аномальный выброс  $\Delta u_\varphi$ , поступающий на два переключателя (Switch и Switch1), один из которых (в данном случае Switch1) должен передать  $\Delta u_\varphi$  в выходной коммутатор Switch2, окажется потерянным лишь однократно (переключатель Switch2 в соответствии с рисунком 4 принимает при отрицательном выходе блока Integrator и положительных  $\Delta u_\varphi$ ,  $u_S$  нулевой сигнал с верхнего пустого входного контакта узла Switch1). Аналогичные рассуждения можно привести для расстройки  $\omega_\varphi$  противоположного (по сравнению с рисунком 3) знака. Любые участки  $u_\varphi$  с

монотонно-ступенчатым изменением  $u_\varphi$  оказываются "сшитыми" в непрерывную ступенчатую линию с одношаговыми разрывами (выходной сигнал  $u_G$  отсутствует) в точках аномального скачка  $u_\varphi$ .

В режиме ЧАПЧ следует предварительно отключить выход ФДН от ПИФ (рисунок 1), выход ЧД (блок Gain2 на рисунке 4) соединить с интегратором И рисунок 1 (вход звена П при этом должен быть отключен). После окончания ЧАПЧ необходимо разомкнуть линию связи Gain2-И и вновь замкнуть все связи ФДН-ПИФ.

Работу ЧАПЧ с параметрами СПИ, оговоренными выше для рисунка 2, начальной расстройкой по несущей  $f_{rn} = 3100$  Гц и коэффициентом усиления  $K_G = 3$  блока Gain2 иллюстрирует рисунок 5.

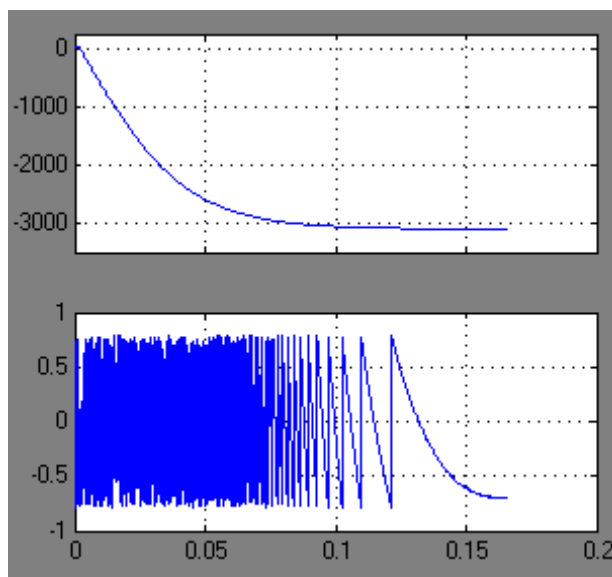


Рисунок 5 - Диаграммы работы системы ЧАПЧ СВН (сигналы  $u_{II}$  и  $u_\varphi$  рисунка 1 при наличии ЧД в цепи ФДН-И и отключенном входе звена П)

Как видно из него, аномальные положительные скачки  $u_\varphi$  не прерывают ЧАПЧ, и завершение этого процесса происходит до установления некоторой (неопределенной) фазы колебаний УГ. Полоса захвата ( $F_q$ ) системы ЧАПЧ зависит от символического периода  $T_s$  и количества градаций положения принимаемого НЧ вектора. Поскольку для М-фазной манипуляции (MPSK) частота биений на выходе ФДН в  $M$  раз больше частотной расстройки по несущей, и определение параметров биений требует, как было сказано, двух отсчетов на период  $T_s$ , то максимально требуемая полоса захвата ЧАПЧ

для  $M = 4$  (4PSK), исходя из известной теоремы дискретизации, должна быть равна

$$F_q = 1/2 MT_s = 1/8 T_s, \quad (3)$$

т.е. 3125 Гц при  $1/T_s = 25$  кГц. Последнее полностью согласуется с экспериментом при любых задержках в СФНЧ (верхний уровень задержки связан не с  $F_q$ , а с устойчивостью ЧАПЧ в малом). Таким образом, как и следовало ожидать, полоса  $F_q$  ЧАПЧ оказалась намного больше полосы допустимых расстройк  $f_r$  в ФАПЧ (около 250 Гц для рассматриваемой ФАПЧ с упомянутой ранее задержкой 5 символов в СФНЧ).

Переход с ЧАПЧ на ФАПЧ может осуществляться по сигналу специального обнаружителя окончания ЧАПЧ (ООЧАПЧ). Структуру последнего легко выявить по зависимости управляемой части  $f_r$  от времени (см. верхнюю кривую рисунка 5): окончание ЧАПЧ соответствует спаду частотной расстройки до некоторой величины, при которой возможно удержание фазы системой ФАПЧ. Поэтому достаточно произвести усреднение модуля выходного сигнала частотного детектора фильтром нижних частот и проанализировать реакцию ( $u_{\phi y}$ ) этого фильтра: ее спад до заданного априорного уровня  $u_o$  будет являться сигналом к переходу с ЧАПЧ на ФАПЧ.

Полоса пропускания ( $F_{\phi y}$ ) указанного фильтра-усреднителя (ФУ) определяется следующими соображениями. Чем меньше  $F_{\phi y}$ , тем больше задержка переключения режима ЧАПЧ на ФАПЧ. При увеличении  $F_{\phi y}$  фильтрующая способность ФУ будет снижаться, что приведет к пульсациям  $u_{\phi y}$ . Задержка срабатывания ООЧАПЧ, увеличивая общее время работы ЧАПЧ, одновременно уменьшит остаточную расстройку ( $f_{ro}$ ) УГ, что благоприятно для ФАПЧ. Пульсации же  $u_{\phi y}$ , воздействуя на блок сравнения  $u_{\phi y}$  с  $u_o$ , могут вызвать преждевременный переход в режим ФАПЧ с недопустимо большой для нее начальной расстройкой ( $f_{rn} = f_{ro}$ ) по несущей. Выбор  $F_{\phi y}$  на основе последнего фактора значительно облегчается тем обстоятельством, что частота  $f_{\text{ЧД}}$  выходных импульсов  $u_G$  ЧД без учета пропусков аномальных скачков  $u_\phi$  всегда равна  $f_s$

(информация о частотной расстройке на выходе ЧД заложена не в частоте, а в уровне импульсов  $u_G$ ), которая в соответствии с (3) в  $2M$  раз выше  $F_q$ . Значит, качественная фильтрация выходного сигнала ЧД может быть относительно легко обеспечена для  $M > 1$  при любой заказанной частоте  $f_{ro} \leq F_\phi$  в пределах полосы  $F_q$ .

Пороговый уровень  $u_o$  допустимого спада выходного сигнала  $u_{\phi y}$  ФУ непосредственно определяет остаточную расстройку  $f_{ro}$  в конце ЧАПЧ. Поэтому, зная реакцию ФУ и интегратора И (рисунок 1) на сигнал ЧД, легко сделать установку нужного значения  $u_o$ .

При исходных параметрах СПИ, соответствующих рисунку 5,  $F_{\phi y} = 150$  Гц и  $u_o = 0.08$  (наибольший модуль  $u_{\phi y}$  для модельного варианта ФУ равен 1) временные диаграммы работы комбинированной СВН, содержащей узлы ЧАПЧ, ФАПЧ и ООЧАПЧ, показаны на рисунке 6. Поскольку исходный уровень  $u_{\phi y} = 0$ ,

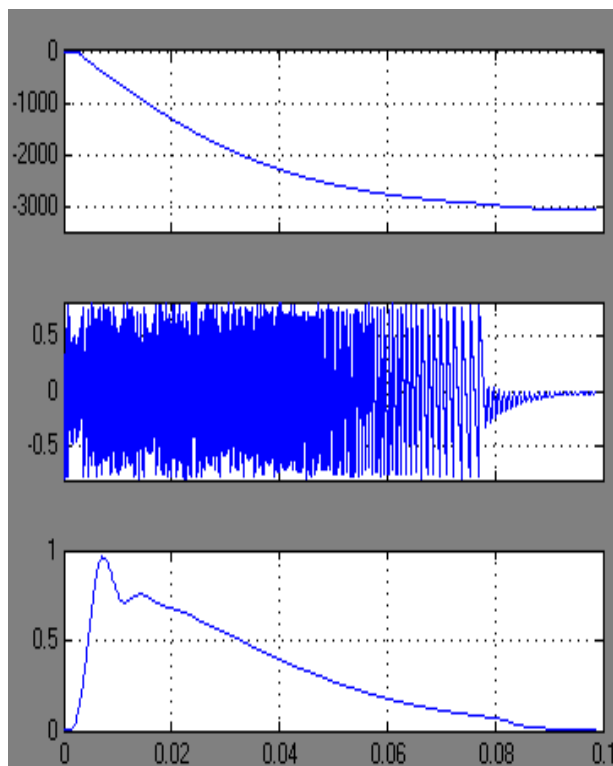


Рисунок 6 - Диаграммы работы СВН с ЧАПЧ, ФАПЧ и ООЧАПЧ (сигналы на выходах интегратора И - рисунок 1, ФДН - рисунок 1, и ФУ)

некоторое время (в начале координат) ЧД отключен от накопителя И, и АПЧ определяется кольцом ФАПЧ, не способной обеспечить удержание фазы, т.е. активную компенсацию имею-



щейся расстройки (пологий начальный участок верхней диаграммы на рисунке 6). После переходного процесса (определяется полосой  $F_{\phi y}$ ) установления на выходе ФУ достаточного сигнала  $u_{\phi y} > u_O$ , АПЧ переключается на ЧАПЧ (спадающий участок верхней диаграммы на рисунке 6), обеспечивая относительно быструю АПЧ. При уменьшении  $u_{\phi y}$  до  $u_O$  (около точки 0.08 сек) ООЧАПЧ вновь переводит СВН в режим ФАПЧ, и процесс заканчивается активным установлением (удержанием) фазы колебаний. Сопоставляя точку  $u_{\phi y} = u_O = 0.08$  на реакции блока ФУ (нижняя диаграмма на рисунке 6) с зависимостью от времени (верхняя диаграмма на рисунке 6) управляемой доли частоты УГ, легко определить  $f_{ro}$  ( $f_{rn}$  для ФАПЧ) в момент перехода с ЧАПЧ на ФАПЧ (на рисунке 6 около 200 Гц), что соответствует ранее показанным возможностям рассматриваемого варианта ФАПЧ, близким к пределу (см. рисунок 2). Изменение величины  $f_{ro}$  осуществляется простой вариацией порога  $u_O$ .

При анализе свойств системы ЧАПЧ требуется знание передаточной функции  $W_{\omega}$  частотного детектора. Таковая легко может быть получена из рисунка 4 (где  $u_G = K_G u_{\phi}$ ), если учесть, что уровень выходного сигнала  $u_G$  частотного детектора зависит от производной сигнала  $u_{\phi} = K_{\phi} \phi_r$  ( $K_{\phi}$  - коэффициент преобразования  $\phi_r$  в  $u_{\phi}$ ) по времени:

$$W_{\omega} = u_G / (\Delta u_{\phi} / \Delta t) = \\ = K_G (\Delta u_{\phi} / \Delta t) \Delta t / (\Delta u_{\phi} / \Delta t) = K_G \Delta t. \quad (4)$$

Проверка формулы (4) производилась из-

мерением  $u_G$ ,  $\Delta u_{\phi} / \Delta t$  при размыкании обратной связи ЧАПЧ (автоподстройка отсутствовала, поэтому все монотонно-ступенчатые участки сигнала  $u_{\phi}$ , определяющие производную  $\Delta u_{\phi} / \Delta t$ , имели легко измеряемый постоянный наклон) для расстройки по несущей 100 Гц,  $\Delta t = 0.00002$  сек,  $T_s = 0.00004$  сек,  $M = 4$ ,  $K_G = 40$ . Теоретическое значение  $W_{\omega}$  по (4) равно 0.0008 сек, практическое значение - около 0.00078 сек, что подтверждает корректность соотношения (4).

**Заключение.** Таким образом, проведенные исследования позволяют:

а) организовать частотную автоподстройку управляемого генератора-гетеродина СПИ для расширения во много раз (по отношению к ФАПЧ) полосы активного захвата в кольце АПЧ СВН;

б) синтезировать частотный детектор системы ЧАПЧ СВН;

в) обосновать и выбрать основные параметры частотного детектора: шаг времени, полосу захвата, передаточную функцию.

Результаты исследований наиболее целесообразно применять в системах передачи информации с фазовой манипуляцией типа MPSK.

#### Библиографический список

1. Феев К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: пер. с англ./ под ред. В.И. Журавлева. - М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
2. Скляр, Бернар. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: пер. с англ.- М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. - 1104 с.
3. Шахгидьян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972. - 447 с.

УДК 621.317

**О.К. Абрамов, А.Я. Клочков, П.В. Сафонов**

## ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОВЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПРИ НАЛИЧИИ ШУМОВ И ПОМЕХ

*Проведена систематизация источников погрешностей цифровых средств измерений (СИ), а также интеллектуальных измерительных систем (виртуальных приборов) при наличии шумов и помех. Рассмотрены математические модели для оценки погрешностей и предложены методы*

аппаратурной реализации измерения вероятностных характеристик случайных процессов.

**Ключевые слова:** Средства измерений, измерительные системы, случайные процессы, погрешности.

**Введение.** Специфика цифровых измерительных приборов (ЦИП), в основе которых лежит процесс квантования измеряемых величин по времени и по уровню, находит свое отражение и в нормировании погрешностей.

Выбор способа нормирования погрешностей для ЦИП осложняется тем, что они часто сопрягаются с аналоговыми измерительными устройствами, например измерительными преобразователями, датчиками, масштабными измерительными усилителями, формирующими устройствами и т. д. [1,2].

Это в полной мере относится к интеллектуальным измерительным системам, в основе проектирования и создания которых заложены принципы представления управляющего элемента в виде *виртуального прибора*, состоящего из контроллера, снабженного программами первичной обработки измерительной информации, и компьютера с программами и устройствами *визуализации* информации (дисплей, монитор и т. д.) [3, 4].

Наиболее полная систематизация погрешностей, рассмотренная в работах [5-7] в приложении к аналоговым средствам измерений, в одинаковой мере может быть применена для ЦИП и виртуальных приборов. Однако необходимо учитывать специфику таких СИ при вычислении погрешностей измерений, что и является целью данной работы.

**Погрешности цифровых вольтметров и АЦП.** Основная погрешность цифровых вольтметров (ЦВ) складывается из составляющих, которые можно разделить на две основные группы. К первой относятся составляющие, абсолютные значения которых  $\Delta_1$  изменяются прямо пропорционально показанию прибора. Ко второй группе относятся составляющие  $\Delta_2$ , абсолютные значения которых не зависят от показаний прибора. Очевидно, что источники этих погрешностей могут квалифицироваться как внутренние для конкретного средства измерений. Основная допускаемая погрешность ЦВ выражается как (рисунок 1):

$$\Delta = \pm(a_1 u_x + \Delta_0), \quad (1)$$

где  $a_1$  – коэффициент пропорциональности;  $u_x$  – показание прибора;  $\Delta_0$  – постоянная погрешность, называемая иногда погрешностью нуля.

Для многопредельных приборов  $\Delta_0$  каждого предела (поддиапазона) заменяется выражением

$b_l u_{ll}$ , где  $b_l = \Delta_0 / u_{ll}$ , а  $u_{ll}$  – предел измерения. При этом выражение для абсолютной погрешности принимает вид:

$$\Delta = \pm(a_1 u_x + b_l u_{ll}). \quad (2)$$

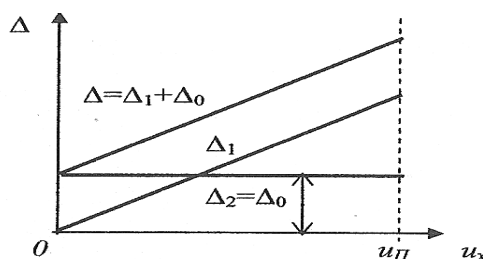


Рисунок 1- Зависимость абсолютной погрешности ЦВ от показаний

Основная допускаемая относительная погрешность может быть получена делением всех членов в выражении (2) на  $u_x$  и умножением их на 100 для перевода в проценты:

$$\delta = \pm(a + b_{ll} / u_x), \quad (3)$$

где  $a$  и  $b$  – безразмерные коэффициенты ( $a = 100 a_1$ ,  $b = 100 b_l$ );  $u_{ll}$  – предел измерения, на котором получено показание  $u_x$ .

На рисунке 2 показано, что первый член в формуле (3) не зависит от показаний прибора (его величина определяется внутренними источниками погрешностей), а второй член изменяется по гиперболическому закону от показаний прибора  $u_x$ .

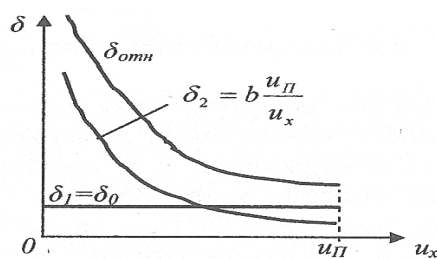


Рисунок 2 - Зависимость относительной погрешности ЦВ от показаний

Особое значение в вопросах формирования полной погрешности ЦВ и аналого-цифровых преобразователей (АЦП) имеют *динамические составляющие* погрешности. Для нахождения этих составляющих нормируются их *динамические характеристики*. Особенно важно нормирование динамических характеристик у быстродействующих ЦВ и АЦП, причем методы определения нормируемых динамических характеристик зависят от схемы АЦП, наличия сигналов внешнего запуска и конца преобра-

зования. Графическое представление и физический смысл основных динамических характеристик представлен на рисунке 3.

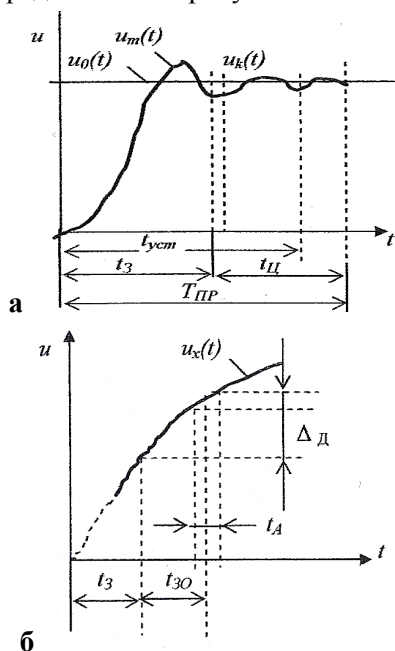


Рисунок 3 – Представление основных динамических параметров АЦП

временными характеристиками: а –  $T_{ПР}$  – время преобразования;  $t_3$  – время задержки запуска;  $t_{ц}$  – время цикла кодирования; б –  $t_{30}$  – время задержки момента отсчета;  $t_A$  – апертурное время;  $\Delta_d$  – динамическая погрешность

**Погрешности измерений электронно-счетными частотомерами.** Электронно-счетный частотомер (ЭСЧ) представляет собой устройство, регистрирующее в зависимости от режима работы число циклов исследуемого сигнала или сигнала образцовой частоты за время, задаваемое одним из этих сигналов. Основными элементами ЭСЧ являются: электронный счетчик импульсов, формирующее устройство, временной селектор, устройство управления селектором и др.

В режиме измерения частоты ЭСЧ работает в соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 4.

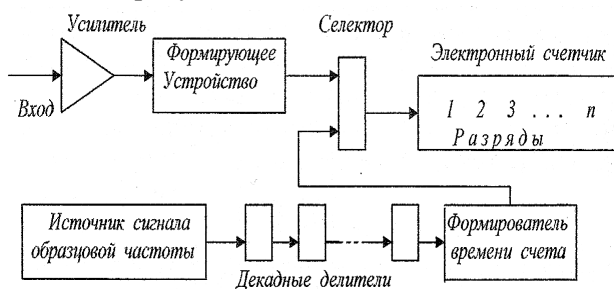


Рисунок 4 – Структурная схема ЭСЧ в режиме измерения частоты

Исследуемый сигнал через усилитель поступает на формирующее устройство, преобразу-

ющее периодические сигналы в последовательность импульсов, частота следования которых равна частоте входного сигнала. Далее, с выхода формирующего устройства импульсы поступают на временной селектор. Сигнал образцовой частоты с внутреннего или внешнего источника через декадные делители поступает на формирователь времени счета, который открывает селектор на время  $\tau$ , равное периоду следования импульсов на выходе делителей. При синусоидальном входном сигнале образование каждого импульса на выходе формирующего устройства соответствует изменению фазы колебаний на  $2\pi$ . Выбор  $\tau$  определяется требуемой разрешающей способностью измерения и временем усреднения. Изменение  $\tau$  осуществляется путем изменения коэффициента деления декадных делителей.

В режиме измерения периода (рисунок 5) исследуемый сигнал через усилитель поступает на формирующее устройство, которое преобразует этот сигнал в последовательность импульсов с периодом следования  $T_x$ , равным периоду входного сигнала. Показания прибора за время  $\tau$  соответствуют (кратны) числу импульсов  $N$ :

$$N = f_0 \cdot 10^m / f_x = T_x \cdot 10^m / T_0,$$

где  $f_x$  – частота исследуемого сигнала;  $f_0$  – образцовая частота;  $10^m$  – число измеряемых периодов.

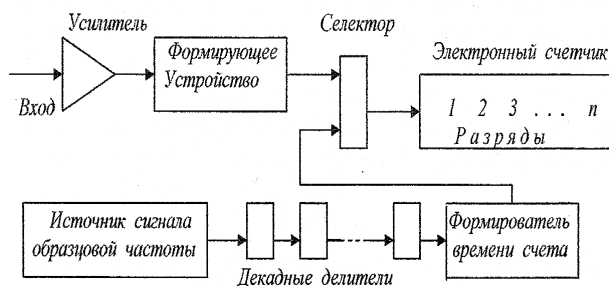


Рисунок 5 – Структурная схема ЭСЧ в режиме измерения периода

Таким образом, значение измеряемого периода колебаний выражается через целое число интервалов  $T_0$  и индицируется на цифровом табло в соответствующих единицах времени. Обычно  $T_0 = 10^{-b} \text{ Гц}^{-1}$ , где  $b$  – целое число от 0 до  $b_{max}$ , причем  $b_{max}$  определяется быстродействием частотомера.

Погрешность измерения ЭСЧ определяется из выражения

$$\delta_{эсч} = \delta_0 + \frac{\Delta f_{on}}{f_{on}} \pm \frac{1}{f_x \tau} + \delta_1 + \delta_2. \quad (4)$$

Первая составляющая определяется погрешностью установки частоты опорного генератора относительно Государственного эталона частоты.

ты. Эта погрешность имеет значения  $10^{-9}$ – $10^{-10}$ . Вторая составляющая определяется долговременной и кратковременной нестабильностью частоты опорного сигнала. Долговременные изменения частоты опорного сигнала  $f_{on}$  периодической коррекцией могут быть сведены к минимуму. Следовательно, эти составляющие незначительно влияют на общую погрешность измерения частоты. Бóльший интерес для анализа суммарных погрешностей СИ частоты представляют погрешности типа  $1/f_x\tau$  (4), связанные с работой селектора импульсов, вызванные не кратностью периодов измеряемого сигнала  $f_x$  и сигнала формирования времени счета. Рисунок 6 поясняет возникновение таких погрешностей.

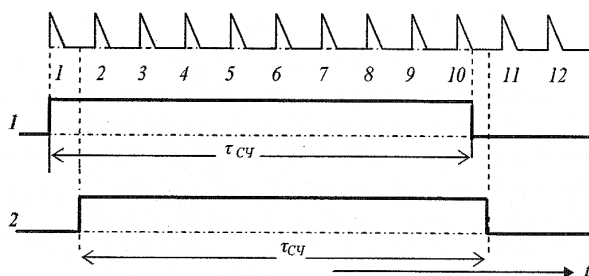


Рисунок 6 - Временная диаграмма работы селектора ЭСЧ

В случае 1 селектор пропустит 10 импульсов за время  $\tau$  и электронный счетчик также зарегистрирует 10 импульсов. В случае 2 селектор пропустит лишь 9 импульсов и счетчик зарегистрирует эти 9 импульсов. Появление этой погрешности в общем случае носит случайный характер. Ее значение уменьшается при увеличении  $f_x$  и времени измерения  $\tau$ . Фактически эта погрешность равна отношению  $\alpha/f_x\tau$ , где  $0 < \alpha < 1$  и, естественно, зависит от кратности отношения  $\tau/T_x$ , где  $T_x$  – период измеряемого сигнала;  $\alpha = \tau/T_x$ . При  $\alpha = 1$  погрешность максимальна.

Погрешность  $\delta_1$  связана с напряжением шума на входе ЭСЧ и проявляется в основном в режиме измерения периода (рисунок 7).

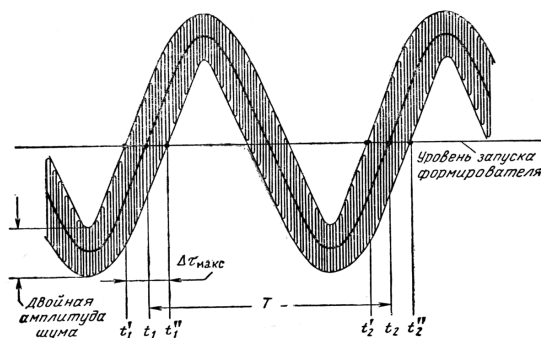


Рисунок 7 - Временная диаграмма работы формирующего устройства при наличии помехи.

При отсутствии шумового напряжения на входе формирующее устройство запускается в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ . При воздействии шумов запуск формирователя может произойти в любой момент времени в интервалах  $(t'_1 - t_1)$  и  $(t'_2 - t_2)$  в зависимости от уровня шумов и их характера. Величина  $\Delta\tau_{макс}$  может быть выражена через напряжение шума  $U_{ш}$  и через крутизну сигнала в момент запуска формирователя  $\beta_x = U_x \omega_x \cos \omega_x t$ :

$$\Delta\tau_{макс} = \frac{2U_{ш}}{\beta_x} \tag{5}$$

Запуск формирователя должен происходить в точке максимальной крутизны сигнала при  $\omega_x t = 2\pi n$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) и  $\beta_x = 2\pi U_x / T_x$ . Тогда выражение (5) преобразуется в вид

$$\Delta\tau_{макс} = \frac{2U_{ш}}{2\pi U_x / T_x} = \frac{U_{ш}}{\pi U_x}$$

и тогда

$$\delta_1 = \pm \frac{\Delta\tau_{макс}}{\tau_x} = \pm \frac{U_{ш} T_x}{\pi U_x \tau_x} \tag{6}$$

Если  $\tau_x = T_x$ , то  $\delta_1 = \pm U_{ш} / \pi U_x$ .

Величина  $\delta_1$  уменьшается, если измеряется не один период, а  $m$  периодов, т. е.:

$$\delta_1 = \pm \frac{U_{ш}}{\pi m U_x} \tag{7}$$

Составляющая погрешности  $\delta_2$  связана с нестабильностью уровня запуска формирователя за время измерения  $\tau$ :

$$\delta_2 = \frac{\Delta U_{зан}}{2\pi U_x} \tag{8}$$

где  $\Delta U_{зан}$  – нестабильность запуска формирователя. При измерении  $m$  периодов

$$\delta_2 = \frac{\Delta U_{зан}}{2\pi m U_x} \tag{9}$$

Величина  $\delta_2$  может быть уменьшена применением стабильных источников питания и элементов формирователя с высокими электрическими характеристиками.

**Модели погрешностей виртуальных приборов и интеллектуальных измерительных систем.** Общая структурная схема информационно-измерительной системы (ИИС) представлена на рисунке 8. В основе таких ИИС заложен принцип виртуальных приборов, в которых вся измерительная информация обрабатывается в контроллере стандартными вычислительными процедурами и через специальный порт передается на вторичный прибор, роль которого выполняет компьютер. Здесь информация обрабатывается специальными программными

ми средствами визуализации и выдается на дисплей (или другое средство представления информации).

Как видно из схемы (рисунок 8), в составе виртуальных приборов присутствует блок аналого-цифрового преобразования (АЦП), назначение которого – выполнение функции дискретизации поступающей на вход ИИС в аналоговом (непрерывном) виде информации о различных физических величинах. Таким образом, измерительная информационная система представляет собой совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей и т.д.) и вспомогательных устройств (ЭВМ, АЦП, ЦАП, ЗУ и др.), соединенных между собой каналами связи и программно объединенных в единую управляющую систему. Основное назначение этой управляющей системы – визуализация в реальном масштабе времени процессов измерения и управления. Таким образом, виртуальный прибор – это управляющая система, выполняющая (в составе ИИС) функции вторичного прибора, а наличие в измерительной системе вычислитель-

ных средств делает возможным не только обработку и хранение информации, но и применение алгоритмов идентификации, теории искусственного интеллекта, адаптации, а также алгоритмов обучения и самоорганизации. Все это придает процессу измерения признаки *интеллектуальной измерительной системы* [3,4]. Наличие блока цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) дает возможности организации сигналов управления, что придает измерительной системе признаки *интеллектуальной управляющей системы*. Следует отметить, что современные ИИС наряду с классическими схемами обработки информации, такими как аналоговая обработка, при которой весь процесс измерения выполняется с помощью аналоговых приборов, или цифровая обработка информации, при которой полностью применяется цифровой измерительный тракт, используют *гибридные схемы* обработки информации. Именно такие схемы обработки измерительной информации и определяют класс *интеллектуальных* измерительных систем [3].



Рисунок 8 – Структурная схема ИИС с виртуальным прибором

При метрологической аттестации виртуальных приборов, интеллектуальных измерительных и управляющих систем следует учитывать, что при цифровых методах обработки информации, основанных на арифметических и логических операциях над дискретными величинами и кодами, более качественно выполняются динамические операции (фильтрация, компенсация и т.д.). В то же время наличие аналоговых первичных преобразователей (датчиков) в многоканальных ИИС определяет сложность выбора адекватного уравнения измерения и создания обобщенной математической модели формирования погрешности в дискретно-непрерывных системах.

Принцип выделения динамической погрешности в таких ИИС [8,9] заключается в том, что непрерывный сигнал  $x(t)$  подается на обработку

по непрерывному (эталонному) каналу с динамической характеристикой  $h_H(t)$  и по реальному программно-аппаратному каналу с динамической характеристикой  $h_C(t)$ .

Согласно схеме, представленной на рисунке 9, суммарная динамическая погрешность в виде случайной функции ошибок  $\delta_0(t)$  определяется как разность между частной реализацией выходного сигнала по реальному (программно-аппаратному) каналу и частной реализацией выходного сигнала по непрерывному (эталонному) каналу.

Погрешность определения измеряемых величин равна разности:

$$\delta_0(t) = E(t) = Y(t) - Z(t). \quad (10)$$

Измеряемая величина  $x(t)$ , как и сигналы помехи  $n(t)$  рассматриваются как стационарные

случайные эргодические процессы [6,7]. Это позволяет рассматривать погрешность как корреляционную функцию ошибок в виде [10]:

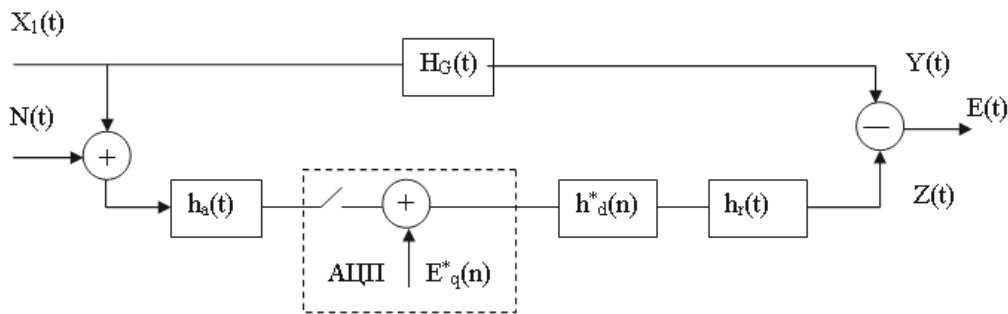
$$K_{\delta}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta_0(t)\delta_0(t+\tau) dt, \quad (11)$$

тогда корреляционную функцию эталонного канала можно рассчитать из выражения

$$K_H(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y_H(t)y_H(t+\tau) dt, \quad (12)$$

а корреляционную функцию реального (программно-аппаратного) канала из выражения

$$K_{\Pi}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} z_{\Pi}(t)z_{\Pi}(t+\tau) dt. \quad (13)$$



**Рисунок 9 – Схема формирования и выделения динамической погрешности в канале ИИС:**  
 $X(t)$  – измеряемая величина (сигналы);  $N(t)$  – сигналы помехи;  $Y(t)$  – выходной сигнал непрерывного (эталонного) канала;  $Z(t)$  – выходной сигнал реального (программно-аппаратного канала);  $E(t)$  – функция погрешности измерения канала ИИС;  $H_G(t)$  – передаточная функция эталонного канала;  $h_a(t)$  – передаточная функция аналоговой части реального канала;  $h^*(n)$  – дискретная весовая функция цифровой части канала;  $E_q^*(n)$  – погрешность квантования в АЦП;  $h_r(t)$  – функция визуализации (восстановления) измеряемых величин

Взаимно корреляционные функции каналов  $K_{\Pi H}$  и  $K_{H\Pi}$  находим из выражений

$$\left. \begin{aligned} K_{\Pi H}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} z_{\Pi}(t)y_H(t+\tau) dt \\ K_{H\Pi}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} y_H(t)z_{\Pi}(t+\tau) dt \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

тогда корреляционная функция ошибок запишется в виде

$$K_{\delta}(\tau) = K_H(\tau) - K_{\Pi H}(\tau) - K_{H\Pi}(\tau) + K_{\Pi}(\tau).$$

Сигнал с коррелированной помехой типа “белый шум” описывается функцией

$$K_X(\tau) = \sigma_{\Pi}^2 e^{-\alpha T_s},$$

а динамическая погрешность измерения может быть представлена моделью вида

$$\sigma_{\delta}^2 = 2L^2\sigma_X^2 \left[ 1 + \frac{\sigma_{\Pi}^2}{2\sigma_X^2} - \frac{f_{\Pi}}{\alpha} (1 - e^{-\alpha T_D}) \right], \quad (15)$$

где  $\sigma_X^2$  – дисперсия измеряемого сигнала  $x(t)$ ;  $\sigma_{\Pi}^2$  – дисперсия помехи;  $L$  – диапазон линейной характеристики датчиков;  $f_{\Pi}$  – частота дискретизации АЦП;  $\alpha$  – скорость изменения  $x(t)$ ;  $T_D$  – период опроса датчиков.

**Измерение вероятностных характеристик случайных процессов.** Представление шумов и помех (как источников внутренних и внешних погрешностей средств измерений) в виде случайных эргодических процессов дает основание для осуществления экспериментальных, в том числе аппаратных, методик для анализа характеристик таких процессов.

При наличии случайных составляющих погрешности проверка и контроль СИ должны осуществляться с применением статистических методов, что предполагает выполнение операций по оценке параметров случайных процессов – математического ожидания, дисперсии, функции распределения и плотности вероятностей. Экспериментальное определение одномерной функции распределения  $F(x)$  и плотности вероятностей  $w(x)$  наиболее просто осуществляется для эргодических случайных процессов и основывается на анализе реализации случайного процесса соответствующей длительности  $T$ . Для эргодического случайного процесса значение функции распределения  $F(x)$  при достаточно большом времени анализа находится из равенства

$$F(x) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \tau_i, \quad (16)$$

а одномерная плотность вероятностей эргодиче-



ского случайного процесса определяется на основе соотношения

$$w(x) = \frac{dF(x)}{dx} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T\Delta x} \sum_{i=1}^n \tau_i. \quad (17)$$

Определение вероятностных характеристик случайных процессов является сравнительно новым направлением в теории и технике измерений, и особый все возрастающий интерес наблюдается к проблемам аппаратного анализа случайных процессов.

В принципе, можно подобрать математически строгие методы вычисления вероятностных характеристик большинства параметров случайных процессов. Однако эти методы не всегда приводят к результатам, удобным для практического использования. Гораздо большее распространение получили приближенные способы вычисления детальных характеристик, многие из которых могут быть реализованы аппаратными методами [11].

Электронные устройства для измерения характеристик случайных процессов строятся по схеме, изображенной на рисунке 10. Во входном устройстве, которое является амплитудным селектором, выделяются флуктуации с амплитудой больше определенного уровня – *выбросы*.

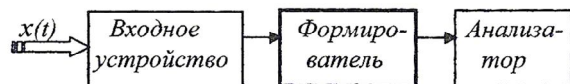


Рисунок 10 - Схема анализатора выбросов в реализации случайного процесса

Формирователь – основной узел устройства. Он определяет способ преобразования и дальнейшей обработки и схему всего устройства в целом. Принципы преобразования выбросов случайных процессов для измерения их длительностей иллюстрируются на рисунке 11. Такие устройства характеризуются довольно высокой точностью. Основная аппаратная погрешность в них определяется нестабильностью уровня срабатывания амплитудного селектора, а также погрешностью формирователя.

Один из наиболее распространенных видов формирователей длительностей выбросов случайных процессов представляет собой преобразователь длительности в число импульсов (см. рисунок 11, г). Число импульсов  $c_i$  соответствует длительности выброса и поэтому для вычисления вероятностных характеристик длительностей выбросов можно использовать ЭВМ, либо применять цифровой дискриминатор, с по-

мощью которого осуществляют автоматизированное сравнение длительности выброса с заданной длительностью в цифровой форме.

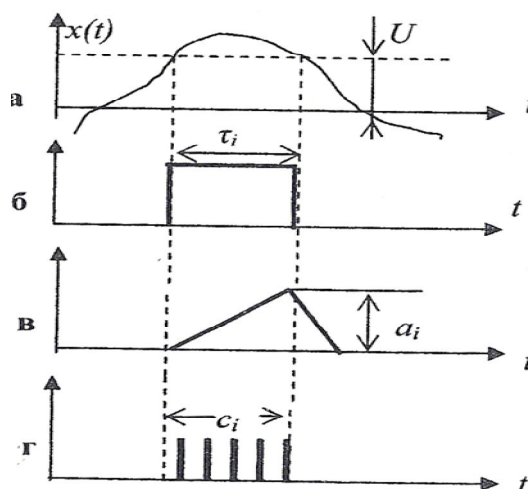


Рисунок 11 - Диаграммы, поясняющие принцип действия формирователей длительности выбросов: а – отдельный выброс случайного процесса; б – преобразование выброса в длительность; в – преобразование выброса в пилообразный импульс; г – преобразование выброса в число импульсов

Оценка среднего значения длительностей выбросов случайного процесса над уровнем  $x$  определяется выражением

$$\overline{\tau^*(x)} = \frac{1 - F(x)}{N(x)}, \quad (18)$$

где  $N(x) = N/T$  – число выбросов отдельно взятой реализации случайного процесса длительностью  $T$ . Как следует из (18), для оценки  $\overline{\tau(x)}$  необходимо найти суммарную длительность выбросов в течении времени  $T$  и число этих выбросов. Схема соответствующего устройства приведена на рисунке 12. Оно полностью может быть сконструировано на основе типовых приборов и узлов. К выходу формирователя прямоугольных импульсов подключается электронно-счетный частотомер  $II$  в режиме фиксации интервала измерения. Показания этого частотомера определяют число выбросов  $N_1$  за интервал времени  $T$ . На вход электронно-счетного частотомера  $II$  поступают импульсы с генератора счетных импульсов. Для определения суммарной длительности выбросов необходимо показания частотомера  $II$  ( $N_2$ ) перемножить на период следования счетных импульсов  $T_c$ . Оценка средней длительности выбросов определится при этом как  $\overline{\tau^*(x)} \approx \frac{N_2 T_c}{N_1}$ .

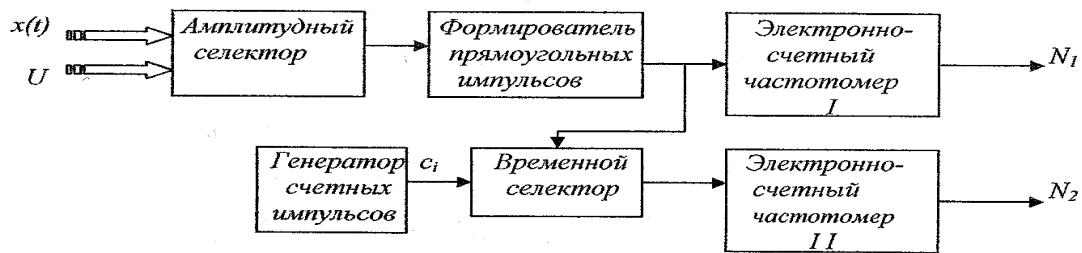


Рисунок 12 - Схема измерителя средней длительности выбросов

Выражение (18) удобно использовать в тех случаях, когда в распоряжении исследователя имеется анализатор функции распределения  $F(x)$ . Чтобы определить аппаратные погрешности измерения длительностей выбросов, необходимо определить (хотя бы приближенно) величину смещения порогового уровня  $\delta U$  (рисунок 13, а).

Величину относительной аппаратной погрешности можно определить по формуле

$$\delta \approx \frac{F(U_1 + \delta U) - F(U_1)}{4[1 - F(U_1 + \frac{\delta U}{2})]} \quad (19)$$

Результаты таких вычислений приведены на рисунке 13, б.

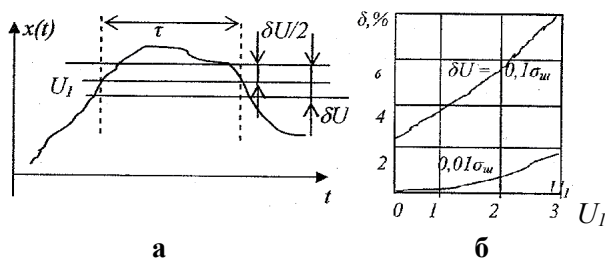


Рисунок 13 - К определению аппаратной ошибки измерения длительностей выбросов:  
а – определение порогового уровня  $\delta U$ ;  
б – график относительной погрешности измерения средней длительности выбросов нормального шума

**Выводы.** При формировании полной погрешности ЦВ и АЦП особое значение имеют динамические составляющие. Для их выделения необходимо нормировать динамические характеристики ЦВ и АЦП.

В цифровых измерителях частоты (периода) большую составляющую в формировании суммарной погрешности вносят погрешности типа  $1/f_x \tau$ , обусловленные работой селектора импульсов. Также значительный вклад в суммарную погрешность может быть связан с наличием шума на входе ЭСЧ. Эта погрешность выражается через напряжение шума  $U_{ш}$  и крутизну сигнала в момент запуска формирователя импульсов.

Выделение динамической погрешности в виртуальных приборах в виде функции ошибок  $\delta_0(t)$  осуществляется как разность между частной реализацией сигнала по реальному (программно-аппаратному) каналу с динамической характеристикой  $h_{Ц}(t)$  и эталонному каналу с динамической характеристикой  $h_{Н}(t)$ . На основании этих измерений строятся математические модели, описывающие динамические погрешности.

Представление шумов и помех в виде случайных эргодических процессов дает возможности для аппаратных разработок анализаторов таких процессов.

#### Библиографический список

1. Ермолов Р.С., Живилов Г.Г., Каверкин И.Я., и др. Цифровые измерительные приборы. - Л.: «Энергия», 1971.- 160 с.
2. Аппаратура для частотных и временных измерений / под ред. А.П. Горшкова.- М.: Сов. Радио, 1971.- 326 с.
3. Капля Е. В., Кузеванов В.С., Шевчук В.П. Моделирование процессов управления в интеллектуальных измерительных системах.- М.: Физматлит, 2009.- 512 с.
4. Шевчук В.П., Капля В.И., Желтоногов А.П., Лясин Д.Н. Метрология интеллектуальных измерительных систем: монография. – Волгоград: Волг. ГТУ, РПК «Политехник», 2005.- 244 с.
5. Абрамов О.К. Физические основы измерений / Рязан. гос. радиотехн. акад.- Рязань, 2004.- 64 с.
6. Абрамов О.К. О внутренних и внешних источниках средств измерений // Вестник РГРТУ. Вып. 21. 2007. – С 31 – 39.
7. Абрамов О.К., Клочков А.Я. Естественные пределы точности измерений и совершенствование эталонной базы / Рязан. гос. радиотехн. ун-т. – Рязань, 2009. – 84 с.
8. Грановский В.А. Динамические измерения. Основы метрологического обеспечения. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 350 с.
9. Пронкин Н.С. Основы метрологии динамических измерений. – М.: Логос, 2003. – 256 с.
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Советское радио, 1977. – 608 с.
11. Блохин А.В. Аппаратурный анализ случайных процессов. – М.: Энергия, 1976. – 96 с.



УДК 621.396.969.11

*А.Н. Быстров, В.И. Джиган***ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕННОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ**

*Рассматривается влияние временной дискретизации входных сигналов цифровых обнаружителей на характеристики обнаружения. Рассчитаны характеристики обнаружения с учетом дискретизации. Проведено сравнение обычной и стробоскопической временной дискретизации. Показана целесообразность применения стробоскопической дискретизации в случаях высоких отношений сигнал/шум.*

**Ключевые слова:** цифровой обнаружитель сигналов, характеристики обнаружения, временная дискретизация, стробоскопическая дискретизация.

**Введение.** Цель работы – проанализировать влияние временной дискретизации радиолокационных сигналов на характеристики обнаружения и предложить пути уменьшения потерь в случае, когда невозможно обеспечить требуемую частоту дискретизации сигналов.

При цифровой реализации устройств обнаружения принимаемые радиолокационные сигналы подвергаются временной дискретизации и амплитудному квантованию. Анализ влияния периода дискретизации и эффектов квантования обрабатываемых сигналов на характеристики цифровых обнаружителей сигналов является важной научной задачей, решение которой позволяет определять оптимальное соотношение между требуемыми характеристиками обнаружения и аппаратными затратами при построении таких устройств.

В работе [1] было показано, что уже при числе уровней квантования, равном семи, потери в требуемом отношении сигнал/шум (ОСШ) цифровых устройств обнаружения по сравнению с аналоговыми не превышают 0,2 дБ. Так как сегодня при построении цифровых устройств обработки радиолокационных сигналов широко применяются многоразрядные аналого-цифровые преобразователи, то эффекты квантования входных сигналов по амплитуде в настоящей работе рассматриваться не будут.

Цифровой обнаружитель функционирует следующим образом. На вход аналого-цифрового преобразователя, входящего в состав обнаружителя, поступает сигнал с выхода приемника радиолокационных сигналов. Из-за неопределенности взаимного положения принимаемых сигналов и импульсов дискретизации момент выборки сигнала может не совпадать с

максимумом этого сигнала. Поэтому возникает необходимость учета энергетических потерь вследствие временной дискретизации. Выражение для оценки средней величины этих потерь, зависящей в случае согласованной фильтрации прямоугольного импульса от соотношения периода дискретизации и длительности импульса, было получено в [2]. Для уменьшения энергетических потерь в этой работе предлагается увеличивать частоту дискретизации, что не всегда возможно вследствие ограниченного быстродействия элементной базы.

В настоящей статье рассматривается применение стробоскопической дискретизации сигналов для преодоления указанного ограничения. Кроме того, поскольку величина средних потерь является лишь одной из характеристик обнаружителей, то также представляется целесообразным исследование зависимости характеристик обнаружения от периода временной дискретизации сигналов. Такой анализ проведен в настоящей работе.

**Влияние частоты дискретизации на характеристики обнаружения.** Энергетические потери при временной дискретизации зависят от соотношения между длительностью обрабатываемого сигнала и периодом его дискретизации.

Рассмотрим широко распространенный случай, когда радиоимпульс с прямоугольной огибающей длительностью  $\tau$  подвергается согласованной фильтрации в тракте, предшествующем обнаружителю. При этом сигнал на входе обнаружителя  $u(t)$  имеет треугольную форму с амплитудой  $U$  и длительностью  $2\tau$ . Если период дискретизации сигнала равен  $T = 1/F$ , где  $F$  – частота дискретизации, то

число выборок на его длительности составит  $n = 2\tau/T$ . Величина  $\delta$  характеризует отклонение момента взятия выборки от центра сигнала. Она распределена по равномерному закону в пределах от  $-T/2$  до  $T/2$ .

Средняя величина потерь в ОСШ определяется [2] как

$$\rho_n = 1 - T/(4\tau). \quad (1)$$

При наличии уже 5 выборок на длительности сигнала энергетические потери не превышают 1 дБ, что во многих случаях является приемлемым значением. Однако обеспечение требуемого периода дискретизации (малого периода или высокой частоты дискретизации) не всегда возможно вследствие ограниченного быстродействия цифровой элементной базы.

Оценим ухудшение характеристик обнаружения импульса при малом (две и менее, так как может случиться, что при стробоскопической дискретизации не на каждый импульс попадает выборка, т.е. их может быть менее одной) числе выборок на его длительности.

Огибающая треугольного сигнала на входе обнаружителя описывается выражением:

$$u(\delta) = \begin{cases} U(1 - |\delta|/\tau), & \text{при } |\delta| < \tau, \\ 0, & \text{при } |\delta| > \tau. \end{cases} \quad (2)$$

При  $T < 2\tau$  на вход устройства обнаружения поступают несколько выборок сигнала. Рассмотрим максимальную из них, то есть расположенную ближе других к центру импульса. Так как отклонение момента взятия выборки от центра сигнала распределено по равномерному закону в пределах от  $-T/2$  до  $T/2$ , то плотность вероятности величины  $\delta$  равна

$$p(\delta) = \begin{cases} 1/T, & \text{при } |\delta| \leq T/2, \\ 0, & \text{при } |\delta| > T/2. \end{cases} \quad (3)$$

Из (2) и (3) можно получить выражение для плотности вероятности выборок напряжения сигнала

$$p_c(u) = \begin{cases} \frac{2\tau}{TU}, & \text{при } U\left(1 - \frac{T}{2\tau}\right) < u < U, \\ 0, & \text{при } u > U \text{ или } u < U\left(1 - \frac{T}{2\tau}\right), \end{cases} \quad (4)$$

которое можно использовать для расчетов характеристик обнаружения.

Рассмотрим случай обнаружения смеси сигнала с шумом, распределенным по нормальному закону

$$p_{ш}(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right), \quad (5)$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия шума. Плотность вероятности такой смеси сигнала с шумом определяется как [3]

$$p_{сш}(u) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{ш}(u-x)p_c(x)dx. \quad (6)$$

Подставив (4) и (5) в (6) и произведя вычисления при  $0 < T \leq 2\tau$ , получим, что

$$p_{сш}(q) = \frac{2\tau}{TU} \left\{ \Phi(q - \lambda) - \Phi\left[q\left(1 - \frac{T}{2\tau}\right) - \lambda\right] \right\}, \quad (7)$$

где  $q = U/\sigma$  – ОСШ,  $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$  – интеграл вероятности,  $\lambda = u/\sigma$  – относительный порог, определяющий вероятность ложных тревог [3]:

$$F = 1 - \Phi(\lambda). \quad (8)$$

Вероятность правильного обнаружения при этом определяется как

$$D = \int_{\lambda}^{\infty} p_{сш}(q) dq. \quad (9)$$

На рисунке 1 в качестве примера приведены результаты расчета значений  $D$  по формулам (7) и (9) (штриховые линии) при фиксированных значениях  $F$  (указываются на графиках) в случае  $T = \tau$ . Значения  $q$  даны в размах. Для сравнения на этом и следующем рисунках показаны кривые обнаружения для случая точного совпадения момента взятия выборки с серединой импульса (точечные линии) [4]. Из графиков видно, что при рассмотренной дискретизации для обеспечения той же вероятности правильного обнаружения, что и в случае точного совпадения момента взятия выборки с серединой импульса, ОСШ должно быть выше.

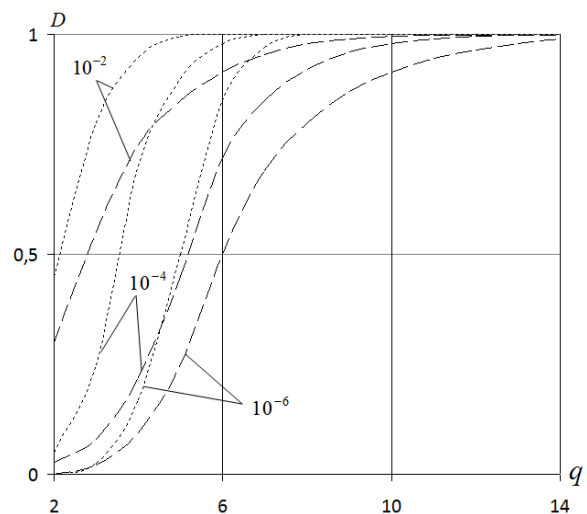


Рисунок 1 – Характеристики обнаружения при  $T = \tau$

Например, при  $F = 10^{-4}$  превышение тре-

буемого ОСШ составляет примерно 1,5 раза при  $D$ , лежащем в пределах от 0,5 до 0,8. Таким образом, с увеличением расстояния между выборками характеристики обнаружителя ухудшаются.

В случае  $T = 2\tau$ , когда на длительность сигнала попадает одна выборка, выражение (7) принимает вид

$$p_{cu}(q) = \frac{1}{U} [\Phi(q - \lambda) - \Phi(-\lambda)]. \quad (10)$$

На рисунке 2 представлены результаты вычисления  $D$  по формулам (9) и (10) при  $T = 2\tau$  (штриховые линии) и фиксированных  $F$ . Из рисунка видно, например, что при  $F = 10^{-2}$  превышение требуемого ОСШ составляет от 2,5 до 3,5 раз при  $D$ , лежащем в пределах от 0,5 до 0,8.

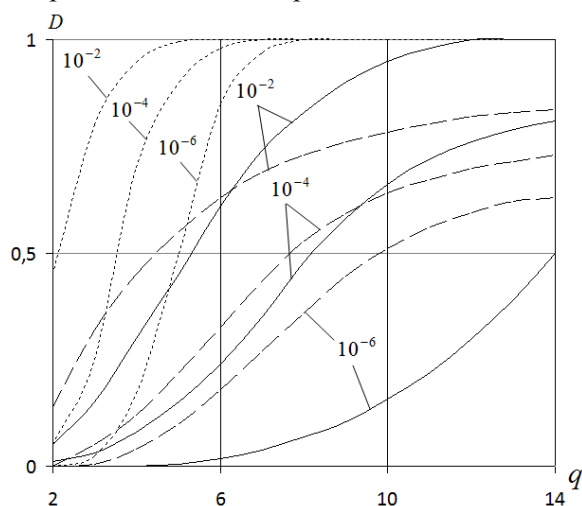


Рисунок 2 – Характеристики обнаружения при  $T = 2\tau$

При  $T > 2\tau$  выборки сигнала могут попасть за пределы его огибающей (на один импульс приходится меньше одной выборки). В этом случае большие значения вероятности правильного обнаружения будут недостижимы при любом ОСШ.

В качестве примера на рисунке 3 показаны кривые обнаружения при  $T = 4\tau$  (штриховые линии). Видно, что предельно достижимое значение вероятности правильного обнаружения в этом случае составляет 0,5.

Поскольку малый период временной дискретизации, требуемый для достижения заданной вероятности правильного обнаружения, не всегда удается обеспечить вследствие ограниченного быстродействия существующей элементной базы, то в этом случае может оказаться полезным применение скользящих временных выборок (стробоскопической дискретизации) [5].

**Применение стробоскопической дискретизации при построении обнаружителей.** Суть

стробоскопической дискретизации заключается в следующем. Пусть решается задача обнаружения сигнала по пачке из  $N$  импульсов. Алгоритм обнаружения заключается в сравнении суммы выборочных значений сигнала  $u(t)$  с порогом. При стробоскопической дискретизации в каждом периоде следования зондирующих импульсов время взятия выборки сдвигается на величину  $\Delta t = T/N$ . Выходное напряжение по окончании  $N$  периодов сравнивается с порогом.

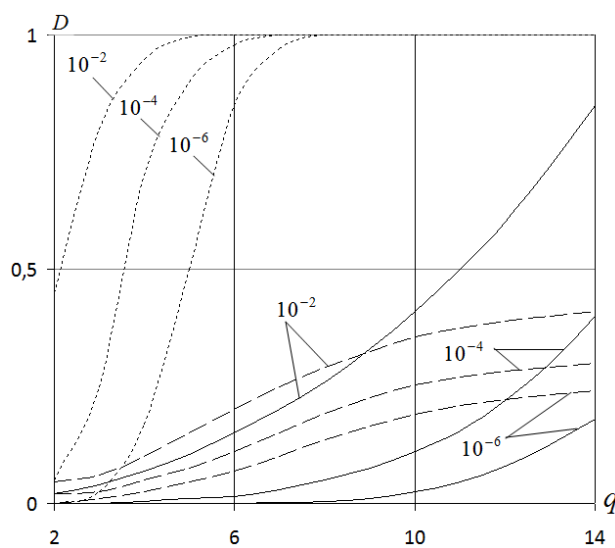


Рисунок 3 – Характеристики обнаружения при  $T = 4\tau$

Для реализации стробоскопической дискретизации необходимо обеспечить требуемый период следования импульсов дискретизации (меньший, чем при обычной дискретизации), что не требует повышения быстродействия и не приводит к сколько-нибудь существенным дополнительным аппаратным (или программным) затратам.

С ростом  $N$  сумма выборок сигналов, равномерно распределенных на интервале от  $(\delta - T/2)$  до  $(\delta + T/2)$ , будет приближаться к сумме средних на интервале значений огибающей сигнала:

$$\bar{u}(\delta) = \frac{1}{T} \int_{\delta-T/2}^{\delta+T/2} u(t) dt. \quad (11)$$

Подставляя (2) в (11), при  $T \leq \tau$  получаем:

$$\bar{u}(\delta) = U \left( 1 - \frac{T}{4\tau} - \frac{\delta^2}{T\tau} \right). \quad (12)$$

Средняя величина потерь при стробоскопической дискретизации, по сравнению со случаем точного совпадения момента взятия выборки с серединой импульса, составляет

$$\rho_n = \left( \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(\delta) d\delta \right) / U = 1 - \frac{T}{3\tau}, \quad (13)$$

что превышает средние потери при обычном способе временной дискретизации (1). В связи с этим при малом периоде дискретизации  $T$  стробоскопический метод нецелесообразен.

Иначе обстоит дело в случае, когда период дискретизации превышает длительность импульса. Положим для примера  $T = 2\tau$ . Выражение (12) было получено в предположении, что  $T \leq \tau$  и в рассматриваемом случае неверно. Поэтому снова подставим (2) в (11) и получим, что

$$\bar{u}(\delta) = U \left( \frac{1}{2} - \frac{\delta^2}{4\tau^2} \right). \quad (14)$$

Плотность вероятности величины  $\bar{u}(\delta)$  может быть найдена, исходя из (3) и (14) как:

$$p_c(\bar{u}) = \begin{cases} 1 / \left( U \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\bar{u}}{U}} \right) & \text{при } \frac{U}{4} < \bar{u} < \frac{U}{2}, \\ 0 & \text{при } \bar{u} \leq \frac{U}{4} \text{ или } \bar{u} \geq \frac{U}{2}. \end{cases} \quad (15)$$

Расчеты по формулам (8) и (9) показывают, что при малых значениях порога  $\lambda$ , то есть высокой допустимой вероятности ложных тревог  $F$ , величина правильного обнаружения  $D$  при стробоскопической дискретизации в рассматриваемом случае может быть выше, чем при обычном способе.

На рисунке 2 в дополнение к уже рассмотренным графикам приведены кривые обнаружения при стробоскопической дискретизации (сплошные линии) для случая  $T = 2\tau$ . Как видно из этого рисунка, при необходимости обеспечить, например, значение  $D = 0,8$  при  $F = 10^{-2}$  применение стробоскопической дискретизации дает примерно 1,5-кратный выигрыш в требуемом ОСШ по сравнению с обычной дискретизацией.

В случае высоких ОСШ легче обеспечить величину порога  $\lambda$ , зависящую от требуемой вероятности ложной тревоги (8). На ранее рассмотренном рисунке 3 приведены кривые обнаружения при стробоскопической дискретизации (сплошные линии) в случае  $T = 4\tau$ . Как видно из этого рисунка, стробоскопическую

дискретизацию целесообразно применять при высоких значениях ОСШ  $q$ . С ростом  $q$  преимущество стробоскопической дискретизации перед обычной дискретизацией сигналов возрастает.

**Заключение.** Таким образом, в статье рассмотрено влияние временной дискретизации входных сигналов на характеристики обнаружения цифровых обнаружителей и получены выражения, позволяющие рассчитать характеристики обнаружения цифровых обнаружителей радиолокационных сигналов.

Рассмотрена стробоскопическая дискретизация сигналов, позволяющая преодолеть противоречия между требованиями к характеристикам обнаружения и ограниченным быстродействием элементной базы.

Показано, что при стробоскопической дискретизации сигналов средняя величина потерь превышает аналогичное значение при обычном способе дискретизации. Тем не менее, из приведенных в работе кривых обнаружения следует, что при высоких значениях ОСШ применение стробоскопической дискретизации может быть энергетически выгодно.

#### Библиографический список

1. Трухин М.П., Тимошенко С.И. Анализ и оптимизация параметров цифрового обнаружителя групповых целей при многоуровневом квантовании // Радиотехника и электроника, – 1984. – №2. – С. 364 – 387.
2. Обработка сигналов в многоканальных РЛС / А.П. Лукошкин, С.С. Коринский, А.А. Шаталов и др.; под ред. А.П. Лукошкина. – М.: Радио в связь, 1983. – 328 с.
3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Быстров А.Н. Применение стробоскопической дискретизации для улучшения характеристик обнаружения сигналов // Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Общество, наука, инновации» (Вятский государственный университет, 12 – 23 апреля 2010 г.). – Киров, 2010. – Том 2. – С. 165–167.