

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.96

В.И. Кошелев, В.А. Белокуров**ВЫЧИСЛЕНИЕ ПОРОГА ПРИ МЕЖПЕРИОДНОМ ОБНАРУЖЕНИИ МАЛОРАЗМЕРНОЙ ЦЕЛИ***Определены пороговые сигналы при межобзорном обнаружении малоразмерной цели. Показано, что плотность распределения отсчётов на входе порогового устройства аппроксимируется распределением Вейбулла.****Ключевые слова:** межобзорное обнаружение, малоразмерная цель, плотность распределения вероятностей Вейбулла.*

Введение. Бортовые радиолокационные системы являются основными средствами, с помощью которых осуществляется защита летательных аппаратов (ЛА) от средств воздушного нападения. Основную угрозу ЛА представляют высокоскоростные цели с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР) порядка 0,01 м². Одним из перспективных подходов к вопросу обнаружения малоразмерных высокоскоростных целей является совмещение этапов первичной и вторичной обработки принятых радиолокационных сигналов в один этап [1]. Основной целью алгоритмов данного класса является увеличение отношения сигнал-шум на входе обнаружителя и, как следствие, увеличение дальности обнаружения малоразмерных целей.

Ввиду малого отношения сигнал-шум на входе обнаружителя малоразмерных целей целесообразно снижать порог обнаружения на этапе первичной обработки с последующим применением на этапе вторичной обработки многогипотезных алгоритмов сопровождения [2], исключающих отметки ложных целей. Однако алгоритмы многогипотезного сопровождения эффективны при увеличении длины «скользящего» окна, что увеличивает время обзора заданного сектора пространства.

Цель работы. На основе исследования плотности распределения вероятностей отсчётов на входе порогового устройства при межобзорном обнаружении вычислить уточненное значение порога в задаче обнаружения сигнала малоразмерной цели, обеспечивающего заданную вероятность ложной тревоги.

Алгоритм обнаружения малоразмерной

высокоскоростной цели. В качестве модели сигнала цели на входе устройства обработки прием процесс с нормальным распределением. Примем также гипотезу о параметрической априорной неопределенности доплеровской фазы φ_c , а все производные φ_c по времени будем считать равными нулю. Входной процесс \mathbf{X} является аддитивной смесью флюктуирующих по амплитуде отражений от малоразмерной цели, пассивных помех (коррелированной составляющей мешающих отражений) и шума (некоррелированной составляющей). Отсчеты входного процесса \mathbf{X} представим матрицей в координатах «дальность-скорость» размером $N_{stb} \times N_{fft}$, где N_{stb} – количество стробов по дальности, N_{fft} – число фильтров по скорости [3]:

$$\begin{cases} H_0 : x_{i,j} = n_{i,j}, \\ H_1 : x_{i,j} = s_j + n_{i,j}, i = n_{stb} \\ \quad \quad \quad x_{i,j} = n_{i,j}, i \neq n_{stb}, \end{cases}$$

где $i=0, \dots, N_{stb}-1$; $j=0, \dots, N_{fft}-1$; n_{stb} – строб по дальности, в котором находится цель; H_1 – гипотеза о наличии сигнала; H_0 – гипотеза об отсутствии сигнала.

При этом функция правдоподобия при гипотезе H_1 имеет вид [3]:

$$W_1(\mathbf{X}) = C \exp(-(\mathbf{x}_{n_{stb}} - \mathbf{s})^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{x}_{n_{stb}} - \mathbf{s}) - \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq n_{stb}}}^{N_{stb}-1} \mathbf{x}_i^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_i), \quad (1)$$

где векторы \mathbf{x}_i являются строками входного процесса $\mathbf{X} = \{\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_{n_{stb}}, \dots, \mathbf{x}_{N_{stb}-1}\}$; \mathbf{s} – вектор сигнала, отражённого от цели; \mathbf{R} – корреляционная матрица шума.

ляционная матрица шума приёмника; $\mathbf{R} = \sigma_\theta^2 \mathbf{I}$; \mathbf{I} – единичная матрица; σ_θ^2 – дисперсия шума; C – константа.

При гипотезе H_0 совместная функция правдоподобия имеет вид:

$$W_0(\mathbf{X}) = C \exp\left(-\sum_{i=0}^{N_{stb}-1} \mathbf{x}_i^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_i\right) \quad (2)$$

Логарифм отношения правдоподобия при совместной обработке принятых на двух обзорях сигналов с учётом (1) и (2) имеет вид:

$$L(\mathbf{X}) = \ln\left(\frac{W_1^{(1)}(\mathbf{X})W_1^{(2)}(\mathbf{X})}{W_0^{(1)}(\mathbf{X})W_0^{(2)}(\mathbf{X})}\right), \quad (3)$$

где $W_1^{(1)}(\mathbf{X}), W_1^{(2)}(\mathbf{X})$ – функции правдоподобия для принятых на двух обзорях сигналов при гипотезе H_1 ; $W_0^{(1)}(\mathbf{X}), W_0^{(2)}(\mathbf{X})$ – функции правдоподобия для принятых на двух обзорях сигналов при гипотезе H_0 .

После подстановки в (3) выражений (1), (2) и максимизации по неизвестным параметрам выражение для отношения правдоподобия имеет вид:

$$L(\mathbf{X}) = \max_{\mathbf{s} \in \mathbf{D}} \left(\frac{|\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(1)}|^2}{\mathbf{s}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}_1} + \frac{|\mathbf{s}_2^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(2)}|^2}{\mathbf{s}_2^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}_2} \right) = \max_{\mathbf{s} \in \mathbf{D}} \left(|\mathbf{s}_1^H \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(1)}|^2 + |\mathbf{s}_2^H \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(2)}|^2 \right), \quad (4)$$

где D – область изменения возможных параметров цели по дальности и скорости; \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 – отражённый от цели сигнал, принятый на двух обзорях соответственно; $\mathbf{x}_{n_{stb}}^{(1)}, \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(2)}$ – столбцы матрицы \mathbf{X} для принятых на двух обзорях сигналов соответственно.

Алгоритм обнаружения цели на основе сравнения с порогом обнаружения отношения правдоподобия (4) заключается в вычислении быстрого преобразования Фурье (БПФ) во всех строках по дальности для первой и второй пачек импульсов и последующем суммировании модулей спектральных отсчётов по всем возможным сочетаниям из D .

При этом вводятся 4 гипотезы:

- цель за время, равное периоду обзора, осталась в том же строке по дальности;
- цель за время, равное периоду обзора, переместилась в соседний строб по дальности без изменения радиальной скорости;
- цель за время, равное периоду обзора, переместилась в соседний строб по дальности, увеличив на один канал по скорости радиальную скорость;
- цель за время, равное периоду обзора,

переместилась в соседний строб по дальности, уменьшив на один канал по скорости радиальную скорость.

На рисунке 1 показан процесс формирования 4 гипотез в матрице «дальность-скорость».

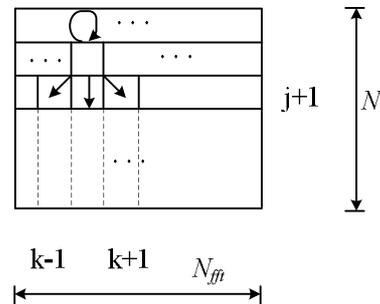


Рисунок 1

Рассмотрим количество гипотез:

- после приёма отражённого сигнала на первом обзоре: $N_{stb} N_{fft}$;
- после приёма отражённого сигнала на втором обзоре: $4(N_{stb}-2)(N_{fft}-2) + 6N_{stb} + N_{fft}$.

С целью стабилизации уровня ложной тревоги нормируем амплитуды спектральных отсчётов в матрице «дальность-скорость» к оценке дисперсии шума. При этом формула (4) примет вид:

$$L(\mathbf{X}) = \max_{\mathbf{s} \in \mathbf{D}} \left(\frac{|\mathbf{s}_1^H \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(1)}|^2}{(\hat{\sigma}_{uu}^{(1)})^2} + \frac{|\mathbf{s}_2^H \mathbf{x}_{n_{stb}}^{(2)}|^2}{(\hat{\sigma}_{uu}^{(2)})^2} \right), \quad (5)$$

где $(\hat{\sigma}_{uu}^{(1)})^2, (\hat{\sigma}_{uu}^{(2)})^2$ – оценки дисперсий шума на первом и втором обзорях:

$$(\hat{\sigma}_{uu}^{(1)})^2 = \frac{1}{N_{stb} N_{fft}} \sum_{i=0}^{N_{stb}-1} \sum_{j=0}^{N_{fft}-1} (x_{i,j})^2.$$

Построим гистограмму отсчётов на входе порогового устройства, вычисленных на основе статистики (5) при гипотезе H_0 .

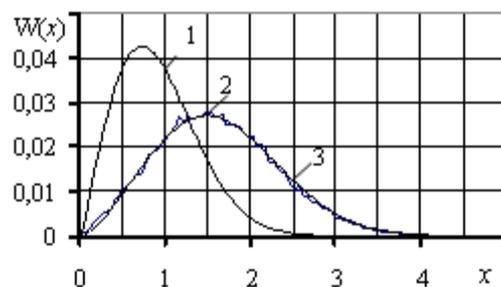


Рисунок 2

На рисунке 2 обозначено: кривая 1 – соответствует теоретической плотности распределения Релея, часто применяемой в данной задаче; кривая 2 – соответствует гистограмме отсчётов на входе порогового устройства, вычисленной на основе статистики (5) при

гипотезе H_0 (число точек БПФ 2048); кривая 3 – соответствует теоретической плотности распределения Вейбулла.

Для первоначальной грубой оценки распределения отсчётов на входе порогового устройства используем критерий среднего квадрата отклонения (СКО). СКО между кривой 1 и 2 составляет 0,2, а СКО гистограммы распределения между кривой 2 и 3 составляет $3,3 \cdot 10^{-5}$. На основании этого можно сделать вывод, что закон распределения отсчётов на входе порогового устройства соответствует распределению Вейбулла.

Для строгой проверки гипотезы о законе распределения отсчётов на входе порогового устройства необходимо применять один из критериев согласия. Так как параметры гипотетического распределения предполагается оценить методом максимального правдоподобия, воспользуемся критерием согласия «Хи-квадрат» [4], определяемым выражением:

$$\chi^2 = \sum_{i=0}^{k-1} \frac{(M_i - N p_i)^2}{N p_i},$$

где N – объём выборки; k – количество диапазонов разбиения области значений отсчётов на входе порогового устройства; M_i – число значений выборки отсчётов на входе порогового устройства, попавших в i -й диапазон; p_i – «теоретическая» вероятность попадания отсчётов в i -й диапазон.

Гипотеза о законе распределения выборки принимается, если выполняется условие:

$$\chi^2 \leq \chi_{кр}^2,$$

где $\chi_{кр}^2$ – критическое значение, определяемое на основании заданного уровня значимости и числа степеней свободы.

Совместная плотность распределения отсчётов на входе порогового устройства при гипотезе H_0 имеет вид:

$$f_w(\mathbf{X}) = \prod_{i=0}^{N_g-1} \left(\frac{d_w}{m_w} \right) \left(\frac{x_i}{m_w} \right)^{d_w-1} \exp\left(-\left(\frac{x_i}{m_w}\right)^{d_w}\right), \quad (6)$$

где m_w, d_w – параметры распределения Вейбулла; N_g – количество гипотез после принятых на двух обзорах сигналов. При этом учитываем, что отсчёты независимы.

Определим методом максимального правдоподобия [4] параметры распределения Вейбулла:

$$\frac{\partial \ln(f_w(\mathbf{X}))}{\partial m_w} = 0, \quad \frac{\partial \ln(f_w(\mathbf{X}))}{\partial d_w} = 0. \quad (7)$$

Подставляя выражение (6) в выражения (7), получаем следующие оценки параметров распределения Вейбулла:

$$\frac{\sum_{j=0}^{N_g-1} (x_j^{d_w} \ln(x_j))}{\sum_{j=0}^{N_g-1} x_j^{d_w}} - \frac{1}{N_g} \sum_{j=1}^{N_g-1} \ln(x_j) - \frac{1}{d_w} = 0, \quad (8)$$

$$\hat{m}_w = \left(\frac{1}{N_g} \sum_{j=0}^{N_g-1} x_j^{d_w} \right)^{-\frac{1}{d_w}}. \quad (9)$$

Для нахождения оценки \hat{d}_w необходимо решить уравнение (8) одним из численных методов, например методом дихотомии.

Для принятия гипотезы согласно критерию «Хи-квадрат» необходимо задать уровень значимости и соответствующее ему критическое значение $\chi_{кр}^2$. Зададим уровень значимости 0,001, при этом $\chi_{кр}^2 = 24,3$. При $N_{гр} = 256$ контрольная величина $\chi^2 = 6,5$ для гипотезы распределения Вейбулла. Для сравнения для гипотезы распределения Релея величина $\chi^2 = 14750$. Таким образом, последнюю гипотезу следует отклонить.

Основным следствием неправильного выбора закона распределения является неверное вычисление порога обнаружения, что приводит либо к уменьшению вероятности правильного обнаружения и, как следствие, уменьшению дальности действия, либо к увеличению вероятности ложной тревоги, что недопустимо.

Вероятность ложной тревоги определяется выражением:

$$F = \int_u^\infty f_w(y) dy = \int_u^\infty \left(\frac{\hat{d}_w}{\hat{m}_w} \right) \left(\frac{y}{\hat{m}_w} \right)^{\hat{d}_w-1} \times \exp\left(-\left(\frac{y}{\hat{m}_w}\right)^{\hat{d}_w}\right) dy. \quad (10)$$

Порог обнаружения определяется путём решения уравнения (10) для заданной вероятности ложной тревоги.

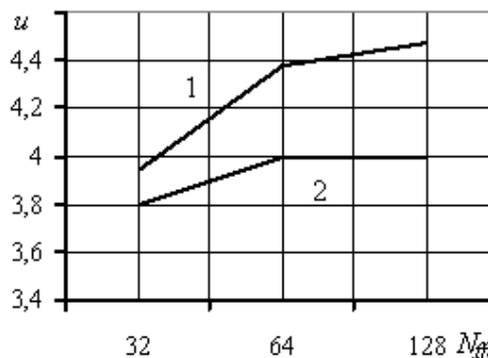


Рисунок 3

На рисунке 3 показаны зависимости порога обнаружения для алгоритма, определяемого статистикой (5). Кривая 1 соответствует гипотезе о том, что отсчеты на входе порогового устройства имеют закон распределения Релея, а кривая 2 – Вейбулла с параметрами, найденными в соответствии с выражениями (8) и (9) при вероятности ложной тревоги $F=10^{-3}$. Как следует из рисунка 3, порог обнаружения при принятии гипотезы о релейском распределении отсчетов на входе порогового устройства возрастает на 11 % что приводит при одинаковых параметрах РЛС и зондирующего сигнала, к уменьшению дальности действия РЛС примерно на 3 %.

Выводы. На основе критерия согласия «Хи-квадрат» принята гипотеза о том, что отсчеты на входе порогового устройства при межобзорной обработке подчиняются закону Вейбулла. Использование для вычисления порога обнаружения распределения Релея приводит к завышению порога обнаружения и, как следствие, к уменьшению дальности обнаружения. Для рас-

считываемого в статье случая уточненное вычисление порога обнаружения позволяет увеличить дальность действия РЛС на 3 %.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента РФ МК-549.2010.8.

Библиографический список

1. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Сопровождение маневрирующей цели на фоне помех / Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Выпуск 31. №1. – Рязань, 2010. – С. 89-92.
2. Blackman S., Papoli R. Design and Analysis of Modem Tracking System. Norwwd, MA: Anech House, 1999.
3. Papoulis A. Probability, Random Variables, and Stochastic Processes. McGraw-Hill, Inc.: New York, 1991, P. 667.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Часть 2. – М.: Советское радио, 1975. – 392 с.
5. Холлендер М., Вульф Д.А. Непараметрические методы статистики. – М.: Финансы и статистика, 1983. – 518 с.

УДК 621.396.

И.В. Баранов, В.В. Езерский

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЯ В ЧАСТОТНОМ ДАЛЬНОМЕРЕ ПРОМЫШЛЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Исследовано влияние помех, характерных для систем ближней промышленной радиолокации, на погрешность измерения расстояния. Детально проанализировано влияние шума, прошедшего через предварительный усилитель с тремя видами частотной характеристики. Даны количественные оценки влияния шума при изменении формы весовой функции. Исследовано влияние помех, вызванных мешающим отражателем, расположенным в рабочей зоне дальномера, и даны количественные оценки достигаемой погрешности измерения расстояния.

Ключевые слова: ближняя радиолокация, частотная модуляция, погрешность измерения расстояния, шум, помеха, мешающий отражатель.

Введение. Одним из простых методов обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) в частотном дальномере является метод весового усреднения разностной частоты (ВУРЧ) [1], в котором обработка основана на определении положения нулей (точек, в которых СРЧ пересекает нулевой уровень) внутри периода модуляции и расчёте измеряемого расстояния R 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; ΔF - диапазон перестройки частоты при частотной модуляции (ЧМ);

$$S = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i); \quad (2)$$

$\alpha(t)$ - весовая функция (ВФ), удовлетворяющая

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

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

нулей СРЧ внутри периода ЧМ;

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

сящий от формы функции ЧМ $f_{mod}(t)$ и формы ВФ.

Далее будем полагать, что используется линейная ЧМ по симметричному треугольному закону с обработкой СРЧ на одном склоне функции модуляции.

Часто для метода ВУРЧ в качестве ВФ используют [1]:

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

где n параметр, с увеличением которого форма ВФ обостряется.

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

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

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

На практике измерения производятся на фоне белого шума, возникающего в первых каскадах приёмника. Кроме того, возможно наличие мешающих отражателей в рабочей зоне дальномера, вызывающих возникновение сигналоподобных помех. Эти факторы приводят к появлению дополнительной погрешности измерения расстояния. В дальномерах промышленного применения вследствие специфики их использования не возникают искусственно организованные помехи и маловероятны несинхронные помехи сложной формы.

Целью данной работы является разработка методики оценки влияния указанных помех на погрешность метода ВУРЧ, количественная оценка возникающей погрешности измерения расстояния и выработка практических рекомендаций по допустимому уровню помех.

Методика оценки влияния помех. По способу воздействия на ВУРЧ шумы и помехи имеют общее свойство. В результате их воздействия нули СРЧ смещены на величину Δ_{ii} от истинной величины t_i . С учётом этого, выполняя разложение весовой функции вблизи точного положения нуля в ряд Тейлора и ограничиваясь первыми двумя членами ряда, оценку частоты (2) СРЧ методом ВУРЧ можно представить в виде:

$$S = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i + \Delta_{ii}) \approx \sum_{i=1}^N [\alpha(t_i) + \alpha'(t_i) \cdot \Delta_{ii}]. \quad (5)$$

Второе слагаемое является ошибкой измерения Δ_{Sn} , обусловленной влиянием помехи

$$S = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i) + \sum_{i=1}^N \alpha'(t_i) \Delta t_i = S_{точн} + \Delta_{Sn}. \quad (6)$$

Таким образом, из (6) следует, что для оценки влияния помех необходимо определить связь характеристик конкретной помехи с характеристиками смещения Δ_{ii} нуля СРЧ. Далее, рассмотрим отдельно влияние шума и влияние мешающих сигналоподобных помех.

Влияние шумов на погрешность измерения расстояния. Запишем уравнение для нахождения моментов пересечения нулевого уровня суммой СРЧ и шума Δ_U :

$$U_m \cos[\omega_0 t_z + \omega_{mod}(t) t_z] + \Delta_U = 0, \quad (7)$$

где U_m - амплитуда СРЧ; ω_0 - частота несущего сигнала; $\omega_{mod}(t)$ - функция ЧМ. Представляя функцию \cos в (7) в виде ряда Тейлора в точке нуля СРЧ, ограничиваясь первыми двумя членами ряда в предположении малости уровня шума по сравнению с U_m и учитывая, что в нулях СРЧ функция $\cos(*)$ обращается в нуль, а $\sin(*)$ в ± 1 , получаем уравнение для смещения Δ_i нуля СРЧ вследствие воздействия шума Δ_U :

$$\pm U_m t_z \Delta_i \left[\frac{d\omega_{mod}(t)}{dt} \right]_{t=t_i} = \Delta_U. \quad (8)$$

Отсюда получаем:

$$\Delta_i = \frac{\pm \Delta_U}{U_m} \frac{1}{t_z \left[\frac{d\omega_{mod}(t)}{dt} \right]_{t=t_i}}. \quad (9)$$

При линейной симметричной треугольной ЧМ смещение Δ_i нуля СРЧ вследствие воздействия шума Δ_U , равно:

$$\Delta_i = \frac{\pm \Delta_U}{U_m} \frac{c T_{mod}}{8\pi R \Delta F} = \frac{\pm \Delta_U}{U_m} \frac{\delta_R T_{mod}}{R 2\pi}. \quad (10)$$

Теперь шумовую составляющую погрешности измерения Δ_{Su} из (6) можно представить в виде:

$$\Delta_{Su} = \frac{\pm T_{mod}}{2\pi U_m} \eta \sum_{i=1}^N \alpha'(t_i) \Delta_{U_i}, \quad (11)$$

где $\eta = \delta_R / R$.

Полагаем шум нормально распределенным с нулевым математическим ожиданием и диспер-

сией σ_{su}^2 . Вследствие линейности выражения (11) следует, что закон распределения шумовой составляющей погрешности измерения остается нормальным. Найдем математическое ожидание m_{Suu} и дисперсию D_{Suu} . Очевидно, что

$$m_{Suu} = E[A_{Suu}] = 0, \quad (12)$$

где $E[\cdot]$ - означает вычисление математического ожидания.

Тогда можем записать:

$$D_{Suu} = \frac{T_{\text{мод}}^2 \eta^2}{4\pi^2 U_m^2} \left\{ E \left[\sum_{i=1}^N \alpha'(t_i) A_{U_i} \right]^2 \right\} = \\ = \frac{T_{\text{мод}}^2 \eta^2}{(2\pi U_m)^2} \left[\sum_{i=1}^N \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \alpha'(t_i) \alpha'(t_j) B(t_i - t_j) \right], \quad (13)$$

где $B(t_i - t_j)$ - отсчёты ковариационной функции шума [2].

Видно, что дисперсия шумовой составляющей ошибки определяется видом ВФ и ковариационной функции шума.

Производная весовой функции (4):

$$\alpha'(t) = -K_e \frac{4\pi}{T_{\text{мод}}} \sum_{m=1}^K m A_m \sin \left(\frac{4\pi m t}{T_{\text{мод}}} \right). \quad (14)$$

Теперь из (13) с учётом определения нормированного времени

$t_{ni} = 2t_i / T_{\text{мод}} = (i - l + \varepsilon)\eta$ из [1] и (14) получаем:

$$D_{Suu} = \frac{4\eta^2 K_e^2}{U_m^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N B[0,5\eta T_{\text{мод}}(i-j)] \times \\ \times \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K m n A_m A_l [\sin \gamma_{mi} \sin \gamma_{lj}], \quad (15)$$

где $\gamma_{mi} = 2\pi m(i - l + \varepsilon)\eta$; $\gamma_{lj} = 2\pi l(j - l + \varepsilon)\eta$; $\varepsilon = \rho - \text{Int}(\rho)$; $\rho = 4f_0 R/c - 0,5$; f_0 - несущая частота зондирующего сигнала; $\text{Int}(\cdot)$ - функция вычисления целой части.

Вид корреляционной функции шума определяется формой частотной характеристики фильтра, через который проходит смесь СРЧ с шумом в каскадах предварительной аналоговой обработки ЧМ дальномера. В работе [2] приведены ковариационные функции процесса на выходе одиночного колебательного контура, идеального фильтра и многокаскадного резонансного усилителя при действии на входе белого нормального шума. Используя эти формулы и введенные выше обозначения, значения кова-

риационных функций выходных процессов для трёх указанных частотных характеристик в моменты времени, соответствующие нулям СРЧ, можно представить в виде:

- для одиночного колебательного контура

$$B(x_{ij}) = (-1)^{i-j} \frac{\pi N_0 \Delta f}{4\eta^2} e^{-|4x_{ij}|}, \quad (16)$$

- для идеального фильтра

$$B(x_{ij}) = (-1)^{i-j} \Delta f N_0 \frac{\sin(4x_{ij})}{2x_{ij}}, \quad (17)$$

- для многокаскадного резонансного усилителя

$$B(x_{ij}) = (-1)^{i-j} 2N_0 \Delta f e^{-64\pi x_{ij}^2}, \quad (18)$$

где $x_{ij} = 0,5\eta(i-j)$; $\Delta f = 2/T_{\text{мод}}$ - полоса пропускания фильтра, согласованная с длительностью обрабатываемого сигнала; N_0 - спектральная плотность белого шума; i и j — номера соответствующих нулей СРЧ внутри полупериода модуляции.

В итоге дисперсию результата измерения расстояния с помощью метода ВУРЧ D_{Suu} для трех указанных случаев фильтрации можно представить в виде:

- для одиночного колебательного контура

$$D_{Suu} = \frac{2\eta^2}{q^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (-1)^{i-j} e^{-2\eta(i-j)} \times \\ \times \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K m n A_m A_l [\sin \gamma_{mi} \sin \gamma_{lj}], \quad (19)$$

- для идеального фильтра

$$D_{Suu} = \frac{2\eta^2}{q^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (-1)^{i-j} \frac{\sin(2\eta(i-j))}{2\eta(i-j)} \times \\ \times \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K m n A_m A_l [\sin \gamma_{mi} \sin \gamma_{lj}], \quad (20)$$

- для многокаскадного резонансного усилителя

$$D_{Suu} = \frac{2\eta^2}{q^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (-1)^{i-j} e^{-16\pi\eta^2(i-j)^2} \times \\ \times \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K m n A_m A_l [\sin \gamma_{mi} \sin \gamma_{lj}], \quad (21)$$

где $q = 2E/N_0$ - отношение сигнал-шум; E - энергия СРЧ.

Дисперсия шумовой погрешности D_{Suu} обратно пропорциональна квадрату произведения относительного расстояния $1/\eta$ и отношения сигнал-шум q , сложным образом зависит от

вида весовой функции и вида частотной характеристики фильтра.

Определяя коэффициенты A_m в (4) по формулам из работы [1] для разных значений показателя степени n в (3), можно построить графики зависимости СКО шумовой составляющей погрешности от относительного расстояния. Результаты расчета шумовой составляющей погрешности измерения по выражению (19) для весовой функции (3) с параметром $n=1$ при отношении сигнал-шум $q=40$ дБ приведены на рисунке 1. Для двух других фильтров и других значений n графики имеют качественно такой же характер.

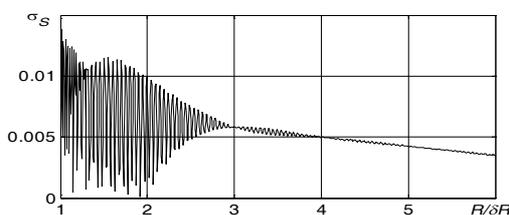


Рисунок 1 - Зависимость СКО шумовой погрешности от относительного расстояния для многокаскадного усилителя при $q=40$ дБ и $n=1$

СКО σ_{Su} имеет сложный колебательный характер. Её общий уровень и амплитуда колебаний снижаются при увеличении расстояния. Колебательный характер зависимости объясняется наличием точек на графике ВФ, в которых производная равна нулю или достигает максимального значения. В нуль производная обращается в двух точках на границе соответствующего временного интервала и в одной точке в центре интервала. Между ними имеется по одной точке с максимумом производной.

На малом расстоянии в выражении (13) мало слагаемых и поэтому их вклад в общую сумму велик, что и приводит к значительным колебаниям СКО. Так, на расстоянии, равном одной ошибке дискретности, в этой сумме всего одно слагаемое и в соответствии с [1] их количество при увеличении расстояния до значения, равного двум ошибкам дискретности, будет периодически изменяться от одного до двух и обратно. (В общем случае от M до $M+1$.) Соответственно, когда всего один нуль СРЧ перемещаясь при изменении расстояния внутри периода модуляции, попадает в точку с нулевой производной, дисперсия ошибки обращается в нуль.

Между этими точками производная достигает максимума и соответственно дисперсия тоже максимальна. По мере увеличения расстояния вклад этих слагаемых в общую сумму

(13) уменьшается и, следовательно, уменьшается амплитуда колебаний СКО шумовой погрешности.

В итоге на достаточно большом расстоянии график зависимости СКО от расстояния вырождается почти в непрерывную линию, плавно понижающуюся при увеличении расстояния. Конкретный ход графика и величина максимальных значений СКО зависит от вида ВФ, так как он определяет величину максимального значения производной $\alpha'(t)$.

Снижение общего уровня СКО при увеличении расстояния объясняется эффектом накопления результата, так как происходит увеличение количества нулей сигнала и, следовательно, количества суммируемых зашумленных данных. Чем больше степень функции (3), тем при большем расстоянии наступает существенное снижение колебаний СКО и тем больше общий уровень ошибки.

Коррелированность шума на малых расстояниях ($R/\delta R < 5...6$) на величине СКО и характере зависимости её от расстояния практически не сказывается. Это связано с тем, что при этих условиях интервал времени между нулями СРЧ превышает интервал корреляции шума. При увеличении измеряемого расстояния количество нулей в периоде модуляции увеличивается, а интервал времени между ними уменьшается, при этом начинает проявляться коррелированность шума, выражающаяся в том, что шумовая составляющая погрешности уменьшается. Конкретное значение расстояния, при котором начинает проявляться коррелированность шума, зависит от формы ВФ. Чем сложнее форма ВФ, тем при больших расстояниях начинает проявляться этот эффект.

Для удобства количественного сравнения составляющих погрешности при использовании разных ВФ рассмотрим аналогично [1] СКО, усреднённое на участках дальности, равных одной ОД, которое в данном случае можно записать:

$$\overline{\sigma_{Su}^2}(M) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L D_{Su}(r_{M,k}), \quad (22)$$

где $L = \delta_r/\Delta$; Δ - шаг по расстоянию в пределах одного участка усреднения; $r_{M,k}$ - k -й отсчёт дальности в пределах данного M -го участка усреднения

На рисунке 2 приведены зависимости $\lg[\overline{\sigma_{Su}^2}(M)] = \lg \sqrt{D_{Su}(M)}$ от относительного расстояния при уровне шума -40 дБ для трёх рассмотренных выше видов фильтров с использованием ВФ (3) ($n=1,2,4$).

Анализ результатов, представленных на этом рисунке, позволяет сделать вывод, что увеличение n , то есть обострением формы весовой функции приводит к увеличению шумовой составляющей погрешности. Использование фильтрации дает ожидаемый результат в виде уменьшения шумовой составляющей погрешности. Это уменьшение тем больше, чем больше измеряемое расстояние, так как с увеличением расстояния увеличивается число накапливаемых значений. Наиболее сильное влияние на погрешность шум оказывает при ВФ с большим значением n . Для этих функций фильтрация обеспечивает меньший выигрыш.

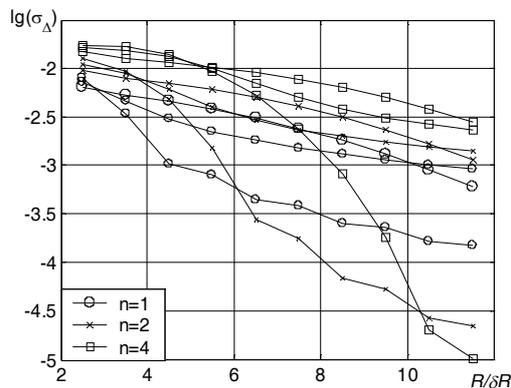


Рисунок 2 - Зависимость логарифма усредненного СКО шумовой составляющей погрешности измерения от относительного расстояния, для фильтров:
 пунктир — многокаскадный усилитель;
 сплошная — колебательный контур;
 точечная — идеальный фильтр

Видно, что более эффективная фильтрация на малых расстояниях наблюдается у одиночного колебательного контура. Худший результат при этих же условиях у идеального фильтра. С увеличением измеряемого расстояния картина меняется на противоположную. Сильнее этот эффект заметен при ВФ с большим значением n . На больших расстояниях наилучшую фильтрацию выполняет идеальный фильтр.

Сравнение рисунка 2 и рисунка 5 из [1] показывает, что шумовая составляющая погрешности измерения соизмерима с методической погрешностью на малых расстояниях, и существенно превышает её на больших расстояниях. Представляет интерес суммарная ошибка $\Delta(M)$, определяемая как:

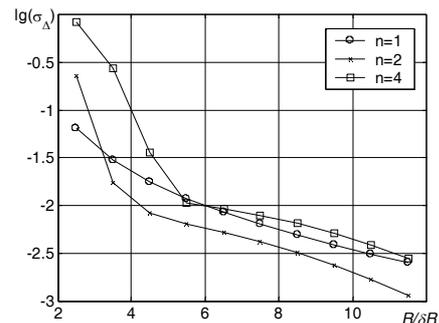
$$\Delta^2(M) = \Delta_s^2(M) + D_{Su}(M), \quad (23)$$

где $\Delta_s(M)$ - методическая погрешность [1].

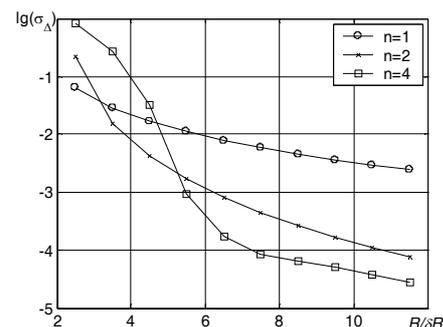
Характер изменения этой величины при изменении расстояния сильно зависит от уровня

шума и определяется тем, какая из составляющих погрешности измерения имеет большее значение.

На рисунке 3 приведены графики зависимости логарифма СКО усреднённой суммарной ошибки $\lg(\sigma_\Delta) = \lg\sqrt{\Delta^2(M)}$ от относительного расстояния для многокаскадного усилителя, где $\Delta^2(M)$ вычисляется по (23) с использованием формул для $\Delta_s(M)$, приведённых в [1], при уровне шума -40 дБ и -80 дБ.



а



б

Рисунок 3 - Зависимость нормированного СКО суммарной погрешности от относительного расстояния для многокаскадного усилителя:
 а - $q = 40$ дБ, б - $q = 80$ дБ

Эти графики наглядно доказывают, что основной вклад в суммарную погрешность измерения на малых расстояниях ($R/\delta R < 4$) вносит методическая погрешность, а на больших расстояниях шумовая составляющая. Чем резче форма ВФ, тем сильнее влияние шума.

Влияние мешающего отражателя. Мешающий отражатель, расположенный ближе полезного или немного дальше него, вызывает смещение положения нулей СРЧ. Мешающий отражатель, расположенный значительно дальше полезного, приводит в некоторых случаях к возникновению дополнительных ложных нулей. Возникновение дополнительных ложных нулей вызывает аномально большую ошибку и поэтому не интересно с практической и теоре-

тической точек зрения. В таких случаях необходимо принимать дополнительные меры по фильтрации СРЧ с целью снижения влияния помехи на результаты измерения. Поэтому далее рассмотрим только ситуацию, когда помеха приводит к смещению положения нуля.

Предполагаем, что отношение сигнал-помеха намного больше единицы. При этом смещение нуля много меньше периода СРЧ. Раскладывая при этих условиях в ряд Тейлора мгновенное значение сигнала $u_c(t)$ и помехи $u_{\Pi}(t)$ в точке t_i нуля СРЧ и пренебрегая слагаемыми второго и высших порядков малости, можем записать уравнение для нахождения смещения нуля Δt_i :

$$u_c'(t_i)\Delta t_i + u_{\Pi}(t_i) + u_{\Pi}'(t_i)\Delta t_i = 0. \quad (24)$$

Решением (24) является:

$$\Delta t_i = \frac{-u_{\Pi}(t_i)}{u_c'(t_i) + u_{\Pi}'(t_i)}. \quad (25)$$

Для мгновенных значений сигнала и помехи можно записать [1]:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= U_{mc} \cos[\omega_0 t_{zc} + \omega(t) t_{zc} + \varphi_c], \\ u_{\Pi}(t) &= U_{m\Pi} \cos[\omega_0 t_{z\Pi} + \omega(t) t_{z\Pi} + \varphi_{\Pi}], \end{aligned} \quad (26)$$

где U_{mc} , φ_c и t_{zc} - соответственно амплитуда, начальная фаза и время задержки СРЧ, обусловленного полезным отражателем; $U_{m\Pi}$, φ_{Π} и $t_{z\Pi}$ - соответственно амплитуда, начальная фаза и время задержки СРЧ, обусловленного мешающим отражателем.

Вычисляя производные (26) и подставляя в (25) после преобразований получаем:

$$\Delta t_i = \frac{\cos \psi_{\Pi}(t_i)}{\omega'(t_i) \{q_{c\Pi} t_{zc} \sin \psi_c(t_i) + t_{z\Pi} \sin \psi_{\Pi}(t_i)\}} \quad (27)$$

где $q_{c\Pi} = U_{mc} / U_{m\Pi}$; $\psi_c(t_i) = \omega_0 t_{zc} + \omega(t_i) t_{zc} + \varphi_c$; $\psi_{\Pi}(t_i) = \omega_0 t_{z\Pi} + \omega(t_i) t_{z\Pi} + \varphi_{\Pi}$.

Дальнейшие расчеты возможны для конкретных ВФ.

Полагая, что частотная модуляция выполняется по симметричному треугольному закону, получаем выражение для нормированной помеховой составляющей погрешности измерения расстояния $\Delta_{S\Pi}$:

$$\Delta_{S\Pi} = -2\pi K_B \sum_{m=1}^K m A_m \sum_{i=1}^N \sin(4\pi m t_{ni}) \Delta t_{ni}, \quad (28)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta t_{ni} &= \frac{\cos \psi_{\Pi}(t_{ni})}{2\pi \Delta F \{q_{c\Pi} t_{zc} \sin \psi_c(t_{ni}) + t_{z\Pi} \sin \psi_{\Pi}(t_{ni})\}}; \\ \psi_{\Pi}(t_{ni}) &= t_{z\Pi} (\omega_0 + 2\Delta\omega t_{ni}) + \varphi_{\Pi}; \\ \psi_c(t_{ni}) &= t_{zc} (\omega_0 + 2\Delta\omega t_{ni}) + \varphi_c. \end{aligned}$$

Расчеты по этой формуле при относительном расстоянии до помехи, равном $10\delta_R$, и отношении сигнал-помеха 20 дБ приведены на рисунке 4. Видно, что характер помеховой погрешности колебательный с двумя видами периодичности, как и у методической погрешности. Имеется главный лепесток, ширина и амплитуда которого увеличиваются от $4\delta_R$ до $9\delta_R$ соответственно при $n=2$ и $n=4$, и боковые лепестки, амплитуда которых при этом уменьшается. График симметричен относительно точки, соответствующей положению помехи. Быстрые колебания помеховой погрешности наблюдаются с периодом, равным половине длины волны несущего колебания.

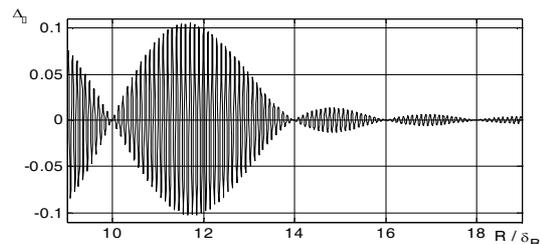


Рисунок 4 - Зависимости нормированной помеховой погрешности от относительного расстояния до полезного отражателя при $n = 1$

Наибольший интерес представляет максимальное значение помеховой составляющей погрешности, наблюдающееся в главном лепестке. На рисунке 5 представлена зависимость логарифма максимальной нормированной помеховой составляющей погрешности от отношения сигнал-помеха.

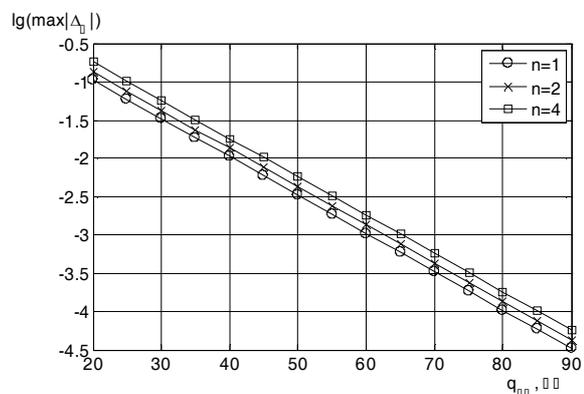


Рисунок 5 - Зависимость логарифма максимального значения нормированной помеховой погрешности от отношения сигнал-помеха для трех видов ВФ

Из рисунка 5 видно, что помеховая составляющая погрешности уменьшается с увеличением отношения сигнал-помеха пропорционально снижению уровня помехи. Обострение формы ВФ при увеличении n приводит к увеличению амплитуды главного лепестка помеховой составляющей погрешности. Это изменение составляет 1,78 раз при переходе от ВФ с $n=1$ до ВФ с $n=4$.

Приемлемые для практики уровни помеховой погрешности, которые можно не учитывать, достигаются при отношении сигнал-помеха 40-45 дБ.

Выводы.

1. Рассмотренная методика позволяет получить выражения для погрешности измерения расстояния с использованием метода ВУРЧ, вызванной аддитивной помехой.

2. Влияние шума приводит к появлению составляющей погрешности измерения расстояния, зависимость дисперсии которой от измеряемого расстояния имеет колебательный характер, с понижением амплитуды колебаний и

среднего уровня при увеличении расстояния.

3. Влияние помехи в виде мешающего отражателя вызывает возникновение составляющей погрешности измерения, имеющей колебательный характер с периодом, равным половине длины волны несущего колебания и дополнительной амплитудной модуляцией, имеющей лепестковый характер.

4. Приемлемые для практики значения погрешности измерения расстояния обеспечиваются при уровне шума или помехи, не превышающем -45 дБ по отношению к уровню полезного сигнала.

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. Левин Б.Р., Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

УДК 681.513.3

О.Е. Балашов, А.И. Степашкин

НАШЛЕМНАЯ СИСТЕМА ОБЗОРА И ЦЕЛЕУКАЗАНИЯ

Рассматривается один из возможных вариантов построения нашлемной системы обзора и целеуказания, а также приводится алгоритм вычисления угловых координат оптической оси нашлемного видеодатчика, принимаемой в качестве линии визирования оператора.

Ключевые слова: нашлемная система целеуказания, измерение угловых координат.

Введение. В последние годы наблюдается значительный интерес к использованию для решения задач обзора оператором внешней обстановки и целеуказания так называемых нашлемных систем позиционирования (НСП), в которых оператор, экипированный шлемом с закрепленными на нем специальными очками со встроенным микродисплеем, поворотом головы меняет направление в пространстве линии визирования, отслеживаемой видеодатчиком с помощью НСП, изображение с которого передается на микродисплей. Таким образом, НСП должна решать ряд задач, среди которых отметим следующие.

1. Измерение угловых координат линии визирования оператора с помощью некоторой измерительной системы и пересчет их в базовую

трехмерную систему координат. В данной работе полагается, что роль оператора выполняет пилот летательного аппарата, а базовая система координат образуется строительными осями этого аппарата.

2. Управление электромеханическими следящими приводами карданного подвеса (как минимум двухосного) с закрепленным на его платформе видеодатчиком, используемым для расширения пространства обзора оператора. При этом данный видеодатчик размещается на летательном аппарате вне кабины пилота. Управление от НСП должно быть таким, чтобы обеспечить с допустимой погрешностью синхронное с визирной линией изменение пространственного положения оптической оси видеодатчика в задаче обзора. В задаче целеуказания

для более точного наведения оптической оси видеодатчика на предмет интереса возможно использование масштабируемого слежения, то есть отслеживание видеодатчиком в некоторой области пространства изменений в положении визирной линии оператора с некоторым масштабирующим коэффициентом. Данные о угловых координатах цели могут быть вычислены по показаниям датчиков углов поворота рамок карданного подвеса.

3. Управление изменением поля зрения видеодатчика, изображение которого наблюдает оператор.

НСП решает и другие задачи, которые не относятся к сути данной работы.

Если считать, что направление визирной линии оператора зависит не только от поворота его головы, но и от положения зрачков его глаз, то представляется в определенной мере целесообразной замена истинной визирной линии оператора искусственной, например оптической осью видеодатчика, закрепленного на шлеме оператора, изображение с которого также можно подавать на микродисплей очков. Направление оптической оси видеодатчика, отмечаемого перекрестием на его изображении, не обязательно в точности должно соответствовать естественной визирной линии оператора, который при целеуказании движением головы (шлема оператора) должен оптическую ось (в дальнейшем будем называть ее визирной линией оператора) направить строго на объект (совместить на изображении объект с перекрестием). Использовать такой видеодатчик с изменяемым полем зрения есть смысл в режиме целеуказания при нахождении объекта интереса непосредственно в поле зрения оператора.

Для измерения угловых координат направления оптической оси нашлемного видеодатчика (говорят также угловых координат положения шлема оператора) на практике применяют различные варианты построения НСП [1]. Среди них следует отметить системы позиционирования, использующие специально созданное магнитное поле в измерительном пространстве и чувствительные датчики на шлеме оператора, фиксирующие изменение ориентации магнитного поля относительно шлема оператора при его перемещениях. Имеет место применение в НСП оптических, ультразвуковых и других видов датчиков.

Цель работы. Рассмотрение оптического способа определения направления визирной линии нашлемного видеодатчика. Для реализации этого способа на шлеме можно закрепить два светодиода, играющих роль реперных точек

для видеокамер измерительной системы, так, чтобы прямая линия, проходящая через центры свечения светодиодов, была параллельна оптической оси нашлемного видеодатчика. Направления этой прямой линии можно принять за направление визирной линии оператора. Конструктивное размещение пары светодиодов должно быть таким, чтобы они всегда находились в поле зрения видеокамер измерительной системы (для выполнения указанного условия может потребоваться и большее количество пар светодиодов, имитирующих направление визирной линии оператора).

Алгоритм измерения угловых координат системы позиционирования. Измерительная система НСП может быть реализована с использованием одной и более видеокамер. В задачу измерительной системы входит определение пространственных координат реперных точек в ее системе координат и пересчет измеренных координат в систему координат строительных осей летательного аппарата с переводом их в угловые координаты визирной линии оператора.

Ниже предлагается вариант исполнения измерительной системы с использованием двух видеокамер.

Измерение углов производится с помощью двух телекамер $s1$ и $s2$, жестко закрепленных в кабине носителя (рисунок 1).

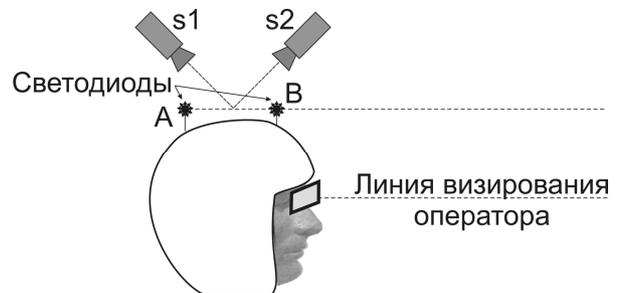


Рисунок 1 – Расположение светодиодов на шлеме пилота и следящих телекамер

Измерительная система координат строится следующим образом. Камеры размещаются так, чтобы их оптические оси пересекались под прямым углом и образовывали оси OX , OY , а линия пересечения плоскостей их изображений образовывала третью ось OZ . При этом расстояние от точек крепления телекамер до линии пересечения их оптических осей фиксировано и равно $Os1 = Os2 = L$ (рисунок 2). Координаты реперных точек A и B однозначно связаны с координатами этих точек на изображениях видеодатчиков. Координатами точки A , которые необходимо измерить, являются x_a , y_a , z_a . Измерять эти координаты напрямую невозможно. Поэтому поступим следующим образом.

Изображением точки A для камеры $s1$ является точка $a1$, для камеры $s2$ – $a2$. Координаты точки $a1$ есть y_{a1} и z_{a1} , точки $a2$ – x_{a2} и z_{a2} . По указанным координатам необходимо определить координаты точки $A: (x_a, y_a, z_a)$.

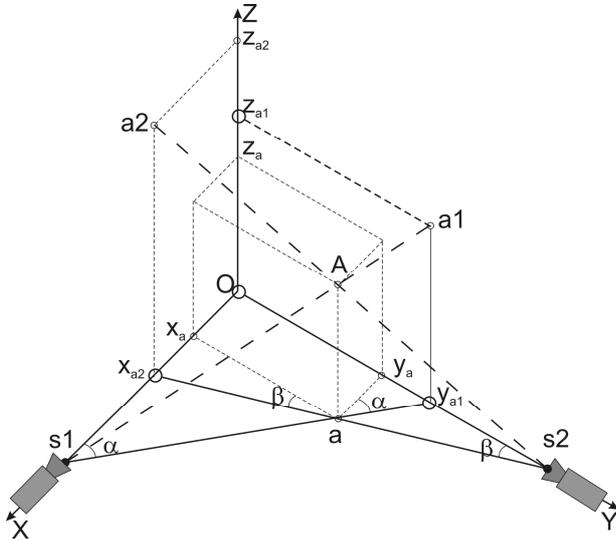


Рисунок 2 – Измерение координат точки A

Для точки A расчет координат осуществляется в следующем порядке (рисунок 2). Из геометрических построений получаем соотношения:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{y_{a1}}{L}; \quad \operatorname{tg} \beta = \frac{x_{a2}}{L}. \quad (1)$$

Из подобия треугольников $s1y_{a1}O$ и $Ay_{a1}y_a$ имеем:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{y_{a1} - y_a}{x_a}; \quad \operatorname{tg} \beta = \frac{x_{a2} - x_a}{y_a}. \quad (2)$$

Преобразуя (2), получаем следующие соотношения:

$$x_a \operatorname{tg} \alpha = y_{a1} - y_a; \quad (3)$$

$$y_a \operatorname{tg} \beta = x_{a2} - x_a.$$

$$y_a + x_a \operatorname{tg} \alpha = y_{a1}; \quad (4)$$

$$x_a + y_a \operatorname{tg} \beta = x_{a2}.$$

Очевидны также соотношения:

$$s1y_{a1} = \frac{y_{a1}}{\sin \alpha}; \quad s1a = \frac{y_a}{\sin \alpha}. \quad (5)$$

Далее из подобия треугольников $s1y_{a1}a1$ и $s1aA$ имеем:

$$\frac{s1y_{a1}}{s1a} = \frac{z_{a1}}{z_a} = \frac{\frac{y_{a1}}{\sin \alpha}}{\frac{y_a}{\sin \alpha}} = \frac{y_{a1}}{y_a}, \quad (6)$$

откуда

$$z_a = z_{a1} \frac{y_a}{y_{a1}}. \quad (7)$$

Аналогичное соотношение можно получить, рассматривая изображение точки A , получаемое со второй камеры $s2$. При этом выражение для нахождения координаты z_a имеет вид:

$$z_a = z_{a2} \frac{x_a}{x_{a2}}. \quad (8)$$

Другие координаты точки A можно найти, решая систему уравнений:

$$y_a + x_a \operatorname{tg} \alpha = y_{a1};$$

$$x_a + y_a \operatorname{tg} \beta = x_{a2};$$

$$z_a = z_{a1} \frac{y_a}{y_{a1}} \quad \text{или} \quad z_a = z_{a2} \frac{x_a}{x_{a2}}, \quad (9)$$

из которой следует

$$x_a = \frac{x_{a2} - y_{a1} \operatorname{tg} \beta}{1 - \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta};$$

$$y_a = \frac{y_{a1} - x_{a2} \operatorname{tg} \alpha}{1 - \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta}; \quad (10)$$

$$z_a = z_{a1} \frac{y_{a1} - x_{a2} \operatorname{tg} \alpha}{y_{a1} (1 - \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta)}.$$

Координаты точки B определяются аналогично.

Для определения углов азимута и места направления AB осуществляем параллельный перенос системы координат в точку A (рисунок 3).

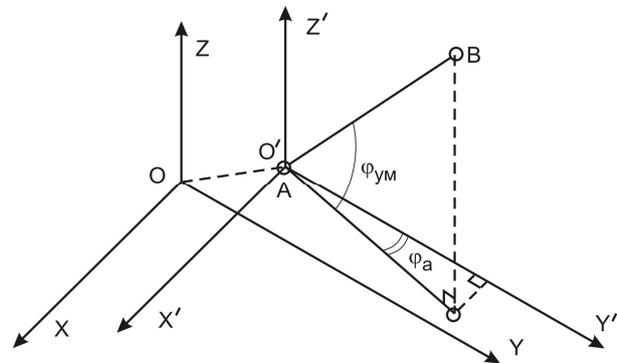


Рисунок 3 – Перенос системы координат

При этом координаты точек принимают следующий вид:

$$x'_a = 0; \quad y'_a = 0; \quad z'_a = 0; \quad (11)$$

$$x'_b = x_b - x_a;$$

$$y'_b = y_b - y_a; \quad (12)$$

$$z'_b = z_b - z_a.$$

Искомые углы азимута и места находятся следующим образом:

$$\varphi_a = \arcsin \frac{x'_b}{\sqrt{(x'_b)^2 + (y'_b)^2}}; \quad (13)$$

$$\varphi_{oi} = \arcsin \frac{z'_b}{\sqrt{(x'_b)^2 + (y'_b)^2}}.$$

Описанный вариант построения СП весьма привлекателен для использования, так как теоретически имеет высокую точность определения координат шлема в пространстве при наличии естественных ограничений на диапазоны перемещений шлема.

В некоторых случаях, когда оператор стеснен ограниченным пространством, обстоятельства вынуждают располагать видеодатчики таким образом, что их оптические оси пересекаются не под прямым углом, как это было описано выше.

Рассмотрим вычисление координат точек A и B в СП с двумя видеокамерами, оптические оси которых пересекаются под произвольным углом α . Пусть две телекамеры S (основная) и T расположены так, что их оптические оси образуют угол α (рисунок 4), а модели плоскостей изображений удалены от камер на расстояние L и перпендикулярны к соответствующим осям. Для моделей изображений введены системы координат: OYZ для камеры S и $O\eta\zeta$ для камеры T , которые с учетом направлений оптических осей образуют трехмерные системы координат $OXYZ$ и $O\xi\eta\zeta$. Считаем, что конструкцией обеспечено совпадение осей OZ и $O\xi$.

Пусть, например, необходимо по изображениям точки A (светодиода) определить ее координаты.

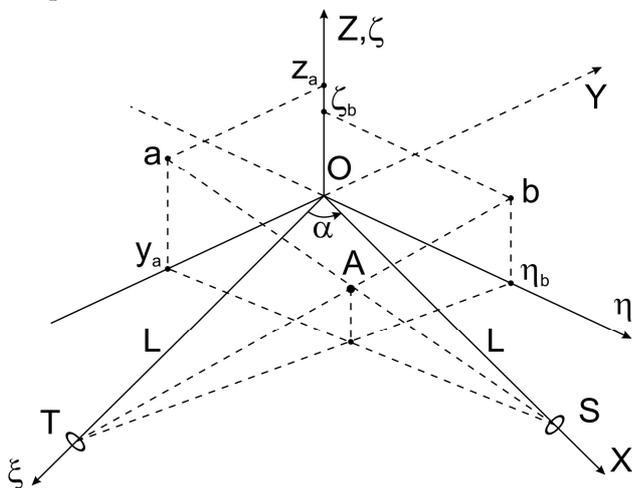


Рисунок 4 – Измерение координат точки A

Поставленная задача может быть решена следующим способом. Точка b с координатами η_b, ζ_b – изображение точки A для телекамеры T . Точка a с координатами y_a, z_a – изображение точки A для телекамеры S . Координаты характерных точек в трехмерной системе координат $OXYZ$: точка $S - [L \ 0 \ 0]^T$; точка $a - [0 \ y_a \ z_a]^T$; точка $A - [x_A \ y_A \ z_A]^T$.

Координаты точки T определяются с использованием матрицы поворота H_α как

$$\begin{bmatrix} x_T \\ y_T \\ z_T \end{bmatrix} = H_\alpha \begin{bmatrix} \xi_T \\ \eta_T \\ \zeta_T \end{bmatrix} = H_\alpha \begin{bmatrix} L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где $H_\alpha = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha & 0 \\ -\sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матрица преобразования координат ($OXYZ$ получена путем поворота системы координат $O\xi\eta\zeta$ вокруг оси $O\xi$ на угол α) [2, 3].

Координаты точки b получаем аналогично:

$$\begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} = H_\alpha \begin{bmatrix} \xi_b \\ \eta_b \\ \zeta_b \end{bmatrix} = H_\alpha \begin{bmatrix} 0 \\ \eta_b \\ \zeta_b \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Способ определения координат точки A в системе координат $OXYZ$ заключается в следующем: проекции отрезков прямых Sa и Tb , проходящих через точку A , на любую из координатных плоскостей OXY, OXZ, OYZ будут пересекаться в точке, являющейся проекцией точки A на данную координатную плоскость, а две координаты проекции точки A могут быть найдены как координаты точки пересечения двух прямых на плоскости, проходящих через две точки с известными координатами.

Пусть, например, необходимо определить координаты x_A и y_A точки A путем рассмотрения проекций прямых Sa и Tb на координатную плоскость OXY . Из аналитической геометрии известны выражения координат точки пересечения двух прямых $A_1x + B_1y + C_1 = 0$ и $A_2x + B_2y + C_2 = 0$, записываемых как

$$\begin{aligned} x_A &= \frac{C_2B_1 - B_2C_1}{A_1B_2 - B_1A_2}; \\ y_A &= \frac{C_1A_2 - C_2A_1}{A_1B_2 - B_1A_2}. \end{aligned} \quad (16)$$

Пусть каждая из двух прямых на плоскости OXY проходит через пару точек с координатами $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$ и $(x_3, y_3), (x_4, y_4)$ соответственно. Уравнения этих прямых могут быть записаны как

$$\begin{aligned} \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} &= \frac{y - y_1}{y_2 - y_1}; \\ \frac{x - x_3}{x_4 - x_3} &= \frac{y - y_3}{y_4 - y_3} \end{aligned} \quad (17)$$

или в виде

$$A_1x + B_1y + C_1 = 0; \quad (18)$$

$$A_2x + B_2y + C_2 = 0.$$

Коэффициенты в (18) могут быть получены из (17):

$$A_1 = \frac{1}{x_2 - x_1}; B_1 = \frac{-1}{y_2 - y_1};$$

$$C_1 = \left(\frac{y_1}{y_2 - y_1} - \frac{x_1}{x_2 - x_1} \right). \quad (19)$$

$$A_2 = \frac{1}{x_4 - x_3}; B_2 = \frac{-1}{y_4 - y_3};$$

$$C_2 = \left(\frac{y_3}{y_4 - y_3} - \frac{x_3}{x_4 - x_3} \right). \quad (20)$$

Подстановка коэффициентов в (16) после несложных преобразований дает координаты точки пересечения указанных прямых:

$$x_A = \frac{(x_2y_1 - x_1y_2)(x_4 - x_3) - (x_4y_3 - x_3y_4)(x_2 - x_1)}{(y_4 - y_3)(x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)(x_4 - x_3)};$$

$$y_A = \frac{(x_2y_1 - x_1y_2)(y_4 - y_3) - (x_4y_3 - x_3y_4)(y_2 - y_1)}{(y_4 - y_3)(x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)(x_4 - x_3)}.$$

Таким образом, возможно определение координат положения шлема в пространстве с помощью СП с двумя видеодатчиками, оптические оси которых расположены под произвольным углом.

Выводы. Ошибка измерения угловых координат линии визирования оператора зависит от расстояния между реперными точками, от расстояния между камерами и реперными точками, от точности определения центров изобра-

жений световых источников, имитирующих реперные точки, от характеристик видеодатчиков. Результаты экспериментальных исследований показали, что ошибка дискретизации изображения, формируемого видеодатчиком с полем зрения 100x100 угловых градусов и размером светочувствительной матрицы 1000x1000 пикселей, при расположении видеодатчика на расстоянии 1 метр от центра шлема оператора, приводит к ошибке измерения угловых координат линии визирования порядка 0,5 угловых градусов (без учета оптических искажений, вызванных, например, дисторсией).

Исследования выполнены при поддержке Государственного контракта №14.740.11.1083 от 24 мая 2011г., заключенного с Министерством образования и науки.

Библиографический список

1. Филатов О.Г., Солдатенков В.А. Электромагнитная система позиционирования для нагнетной системы целеуказания и индикации // ЭЛЕКТРОНИКА: наука, технология, бизнес, 2003. - №5. С. 62-67.
2. Аллатов Б.А., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Формирование управления приводами трехосного карданного подвеса в системе сопровождения объектов//Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49. № 5. С. 24-28.
3. Аллатов Б.А., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Повышение точности сопровождения объектов бортовой оптико-механической системой с двухосным карданном подвесом // Мехатроника, автоматизация, управление. Вып. 9. - Москва, 2008. - С. 20-23.

УДК 621.396

О.Р. Никитин, И.С. Прохоров

АДАПТИВНЫЙ ВЫБОР РАБОЧИХ ЧАСТОТ В РАДИОСВЯЗНЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ КОМПЛЕКСАХ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМ ЧАСТОТНЫМ ПЛАНОМ

Рассмотрена проблема обеспечения электромагнитной совместимости входящего в состав радиосвязных многоканальных приемо-передающих комплексов радиооборудования, и описаны пути ее решения. Предложены методика и алгоритмы адаптивного выбора рабочих частот в приемо-передающих комплексах с перестраиваемым частотным планом. Приведен пример работы предложенных алгоритмов.

Ключевые слова: радиочастота, электромагнитная совместимость, приемо-передающий комплекс, затухание электромагнитной волны, внеполосное излучение, интермодуляция.

Введение. При реализации радиосвязных многоканальных приемо-передающих комплек-

сов (ППК) остро стоит проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радио-

аппаратуры в составе ППК на фоне сложной электромагнитной обстановки, в первую очередь, обусловленной влиянием мощного радиопередатчика как на основных, так и на комбинационных каналах передачи со стороны входящего в состав комплекса радиопередатчика оборудования на радиоприемное оборудование, также входящее в состав комплекса [2].

Условием безаварийной работы комплекса является обеспечение ЭМС устройств, входящих в состав ППК. Электромагнитная совместимость устройств достигается частотным, временным разделением принимаемых и излучаемых радиосигналов и пространственным разносом приемных и передающих антенн:

- при частотном разделении каждая пара приемник-передатчик работает на выделенной частоте, не используемой другими парами;

- при временном разделении используется симплексный вид связи. Он позволяет расположить приемную часть оборудования в непосредственной близости от передающей в случае работы одной приемно-передающей радиостанции;

- в случае некогерентной работы нескольких приемопередатчиков в составе ППК требования по ЭМС возможно обеспечить при пространственном разносе приемных и излучающих частей.

На сегодняшний день существующие комплексы можно разделить:

- на работающие на фиксированных радиочастотах и работающие с изменением радиочастот (с перестраиваемым частотным планом);

- по территориальному признаку на разнесенные и совмещенные. Разнесенными ППК являются ППК, состоящие из двух территориально разнесенных объектов: приемного и передающего центров. Пространственный разнос между антеннами приемного и передающего центров составляет несколько километров. Совмещенными ППК являются ППК, объединяющие радиопередатчики и радиоприемные устройства на одном объекте.

Обеспечение электромагнитной совместимости в разнесенных ППК достигается в большей мере за счет расчета на этапе проектирования пространственного разноса между приемными и передающими антеннами. В более сложной ситуации находятся совмещенные ППК, работающие на фиксированных радиочастотах. При ограниченном пространственном разносе приемных и передающих антенн для того, чтобы обеспечить требования по ЭМС, в некоторых случаях приходится существенно усложнять применяемую в ППК аппаратуру: дополнительно вводить развязывающие устройства, высокодобротные неперестраиваемые

режекторные фильтры. Однако и в случае с разнесенными ППК, и в случае с совмещенными ППК, работающими на фиксированных частотах, определение так называемых “пораженных” радиочастот и выбор методов борьбы с ними осуществляются на этапах проектирования оборудования. В наихудшем положении находятся совмещенные приемно-передающие комплексы с перестраиваемым частотным планом, необходимым условием безаварийного функционирования которых является постоянный учет “пораженных” радиочастот как при подготовке к работе, так и в течение всего времени эксплуатации комплекса.

Цель работы – разработка радиосвязного совмещенного приемно-передающего комплекса с перестраиваемым частотным планом, определение условий его безаварийной работы и поиск решений, направленных на повышение эффективности функционирования такого ППК.

Теоретические исследования. Предлагаемая методика позволяет вести постоянный учет детерминированных запрещенных к использованию (“пораженных”) радиочастот, возникающих при взаимодействии входящего в состав ППК приемно-передающего оборудования, тем самым обеспечивая адаптивный выбор рабочих частот в радиосвязных многоканальных ППК.

Расчет данных радиочастот проводится на основании того, что в результате взаимодействия нескольких радиопередатчиков возникают комбинационные частоты по закону, описываемому формулой:

$$f_{ном} = a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1} + z \cdot f_n, \quad (1)$$

где a, b, y, z – целые числа; $f_{ном}$ – частота комбинационной составляющей (помехи), МГц; f_1, f_2, f_{n-1}, f_n – рабочие частоты передатчиков, МГц.

Особенностью методики является то, что расчет комбинационных частот $f_{ном}$, возникающих при взаимодействии вновь вводимого i -го приемопередатчика с другими работающими в составе ППК приемопередатчиками проводится до включения этого приемопередатчика в работу или до перестройки его рабочей частоты. Выбор новой рабочей радиочастоты проводится уже из списка отсортированных “чистых” радиочастот. Тем самым исключаются все возможные запрещенные радиочастоты, влияющие на работу других приемопередатчиков.

В основе методики лежит условие обеспечения электромагнитной совместимости включаемого в работу передающего устройства с уже работающими, то есть отсутствие новых частотных комбинационных составляющих на час-

тотах, используемых действующими передатчиками. Если $f_{ном}$ попадет на одну из f_1, f_2, \dots, f_n , то f_n будет являться запрещенной для использования радиочастотой и передающее устройство, входящее в состав ППК, на данной частоте работать не должно. То есть, если считать, что f_n является частотой настройки нового передающего устройства, то частота помехи не должна быть равна ни одной из частот f_1, f_2, \dots, f_n (2).

$$\begin{cases} f_{ном} \neq f_1, \\ f_{ном} \neq f_2, \\ \dots \\ f_{ном} \neq f_{n-1}, \\ f_{ном} \neq f_n. \end{cases} \quad (2)$$

В результате подстановки (1) в систему уравнений (2):

$$\begin{cases} f_1 \neq a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1} + z \cdot f_n, \\ f_2 \neq a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1} + z \cdot f_n, \\ \dots \\ f_{n-1} \neq a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1} + z \cdot f_n, \\ f_n \neq a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1} + z \cdot f_n. \end{cases} \quad (3)$$

Запрещенные для использования радиочастоты можно найти, если приравнять левую и правую части в системе уравнений (3) и решить уравнения относительно f_n , где f_n - запрещенная для использования n -м передатчиком радиочастота.

$$\begin{cases} f_n = -\frac{(a-1) \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1}}{z}, \\ f_n = -\frac{a \cdot f_1 + (b-1) \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1}}{z}, \\ \dots \\ f_n = -\frac{a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + (y-1) \cdot f_{n-1}}{z}, \\ f_n = -\frac{a \cdot f_1 + b \cdot f_2 + \dots + y \cdot f_{n-1}}{z-1}. \end{cases} \quad (4)$$

В общем случае разработанный по предложенной методике алгоритм выбора рабочих частот при подготовке к работе и в начале работы комплекса показан на рисунке 1, где:

1) определяется количество n работающих приемопередатчиков в составе ППК и обнуляется счетчик i номера приемопередатчика;

2) осуществляется переход к следующему приемопередатчику;

3) проводится расчет по системе уравнений (4) и запись в массив запрещенных для использования i -м приемопередатчиком радиочастот $f_{ном1} \dots f_{номK}$;

4) выбирается рабочая радиочастота f_i i -го

приемопередатчика;

5) выбранная радиочастота f_i сравнивается с массивом рассчитанных запрещенных радиочастот $[f_{ном1} \dots f_{номK}]$. Если выбранная радиочастота совпадает с одной из запрещенных радиочастот, то частота f_i выбирается заново. Если не совпадает, то i -й приемопередатчик начинает работать на выбранной частоте;

6) значение счетчика i проверяется на соответствие количеству приемопередатчиков. Если $i < n$, то определяется рабочая частота следующего приемопередатчика, если рабочие частоты всех приемопередатчиков определены, то есть $i = n$, то работа алгоритма определения радиочастот приемопередатчиков завершена.

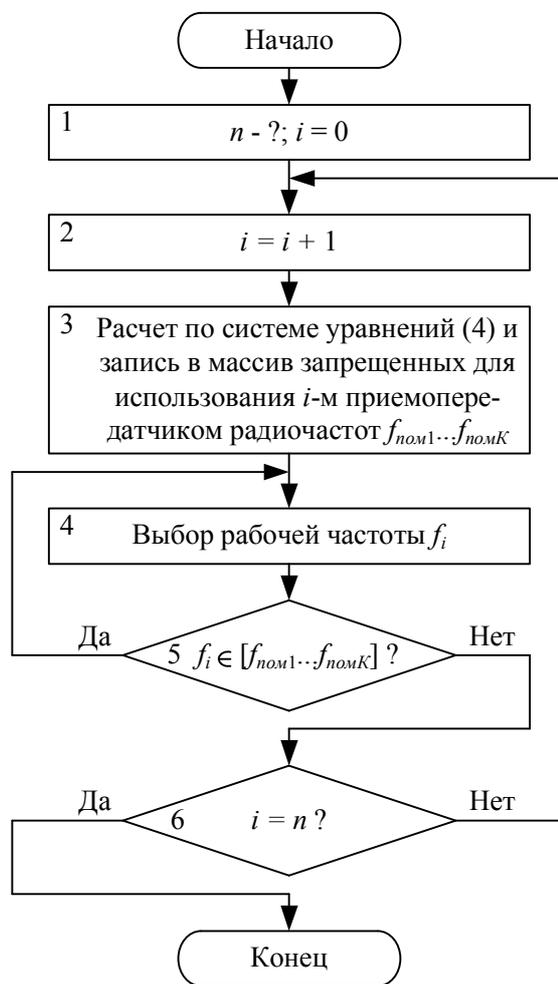


Рисунок 1 – Обобщенный алгоритм определения рабочих частот при подготовке к работе комплекса

Для исключения конфликтной ситуации между приемо-передающим оборудованием разных частотных каналов в процессе эксплуатации изменение рабочих частот должно проводиться адаптивно, с исключением из списка рабочих частот определенных как “пораженные”. В этом случае i -му, перестраиваемому по радиочастоте, приемопередатчику присваивается последний

порядковый номер n ; остальным приемопередатчикам – порядковые номера от 1 до $(n-1)$. По системе уравнений (4) проводится расчет и запись в массив запрещенных для использования n -м приемопередатчиком радиочастот $f_{ном1} \dots f_{номK}$. Новая рабочая частота n -го приемопередатчика выбирается на основании данных о запрещенных к использованию радиочастотах из рассчитанного массива данных частот.

Практические исследования. Встает вопрос, каково будет соотношение запрещенных и “чистых” для использования радиочастот применительно к реально существующему комплексу? Возможна ли разработка совмещенных приемопередающих комплексов с перестраиваемым частотным планом?

Структурная схема такого ППК, спроектированного на базе приемопередающих радиостанций с отдельными антенными входами для приема и передачи, показана на рисунке 2. В этом случае передающие части радиостанций могут работать на группу передающих антенн или сложную многоходовую антенную систему с использованием различных схем фильтрации побочных излучений, а приемные части – на группу приемных антенн или сложную антенную приемную систему.

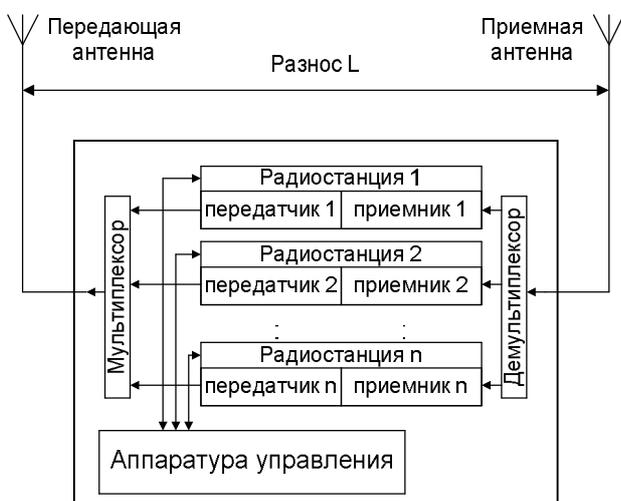


Рисунок 2 – ППК на базе приемопередающих радиостанций с отдельными антенными входами для приема и передачи в случае работы их на сложные многоходовые антенны

Для обеспечения ЭМС при разработке ППК должны учитываться характеристики как приемных, так и передающих систем. В настоящее время наиболее высокие показатели достигнуты в радиостанции серии 4200 фирмы Rohde&Schwarz, Германия, предназначенной для авиадиспетчерских служб. При расчете возможности построения мобильного совмещенного ППК с изменяемым частотным планом разработана радиостанция с показателями, не усту-

пающими показателям радиостанции фирмы Rohde&Schwarz [3].

Принимается, что мощность излучения передатчика, наводимая в передающую антенну, составляет 10 Вт (147 дБмкВ). Чувствительность приемной системы по выходу приемной антенны из-за использования фильтровых и развязывающих устройств ухудшается до 2 мкВ (6 дБмкВ). Комплекс работает в диапазоне частот от 112 до 156 и от 225 до 400 МГц, шаг сетки рабочих частот составляет 25 кГц.

При расчете энергетического потенциала радиолинии необходимо учитывать мощность передатчика, чувствительность приемника и коэффициенты направленности приемных и передающих антенн. Так как прием и передача сообщений должны вестись с равной долей вероятности на все направления, то применение ненаправленных антенн наиболее целесообразно. Ненаправленная антенна имеет коэффициент направленности D , равный двум дБ.

С учетом этих параметров энергетический потенциал Δ , дБ, составляет:

$$\Delta = P - U_{\text{ч}} + D1 + D2, \quad (5)$$

$$\Delta = 147 - 6 + 2 + 2 = 145 \text{ дБ},$$

где P – мощность излучения передающего устройства, дБмкВ; $U_{\text{ч}}$ – чувствительность приемного устройства, дБмкВ; $D1$ – коэффициент направленности приемной антенны, дБ; $D2$ – коэффициент направленности передающей антенны, дБ.

Для того чтобы приемные и передающие устройства комплекса были совместимы, то есть передающие устройства не мешали работе приемных, необходимо, чтобы ослабление как шумовых, так и внеполосных сосредоточенных излучений любого из передатчиков комплекса было более энергетического потенциала радиолинии 145 дБ. Если это условие не будет соблюдаться, то возможна ситуация, когда внеполосные излучения передатчика, работающего на одной частоте, попадут в основной канал приема (ОКП) приемника, работающего на другой частоте, что приведет к нарушению связи приемника с удаленным объектом. Поэтому при расчете необходимо учитывать следующие характеристики приемопередающего оборудования.

1. Спектральная плотность шума передатчика в полосе 1 Гц: ниже минус 153 дБ относительно уровня основного излучения. При работе приемного устройства в полосе ОКП 20 кГц спектральная плотность шума составляет минус 110 дБ / 20 кГц. Для обеспечения ЭМС необходимо дополнительно ослабить шумы передатчика на 35 дБ.

2. Уровень внеполосных сосредоточенных излучений меньше уровня мощности передатчика на 105 дБ. Для обеспечения ЭМС необходимо дополнительно ослабить внеполосные излучения на 40 дБ.

Затухание электромагнитной волны в свободном пространстве L_c [1], дБ, определяют как:

$$L_c = 20 \cdot Lg(4\pi r) - 20 \cdot Lg(\lambda), \quad (6)$$

где r – расстояние между приемными и передающими антеннами, м; λ – длина электромагнитной волны, м.

Если L_c привести к зависимости от радиочастоты и выразить графически, то оно будет иметь вид, изображенный на графиках рисунка 3.

Как видно из графиков, волна в свободном пространстве затухает на 40 дБ на минимальной рабочей частоте 112 МГц при разnose между приемной и передающей антеннами, составляющем 21,4 м.

3. Блокирование чувствительности приемника при отстройках на ± 1 МГц составляет 53 мВ. Использование фильтрующих и суммирующих устройств приводит к ухудшению чувствительности до двух мкВ.

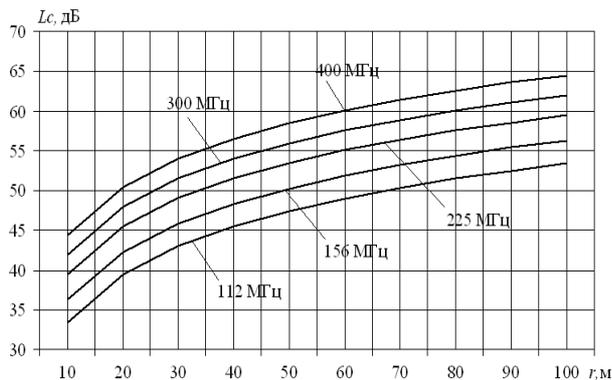


Рисунок 3 – Затухание электромагнитной волны в свободном пространстве

Однако при этом на входе приемной системы должно действовать излучение $U_{изл}$, не превышающее по уровню 106 мВ или 100,5 дБмкВ. Для обеспечения ЭМС излучение передатчика необходимо дополнительно ослабить на величину σ , равную 50,5 дБ:

$$\sigma = P - U_{изл} + D1 + D2, \quad (7)$$

$$\sigma = 147 - 100,5 + 2 + 2 = 50,5 \text{ дБ.}$$

Ослабление на 50,5 дБ на частоте 112 МГц (рисунок 3) достигается при пространственном разnose в 71,4 м. В случае если передающая и приемная антенны расположены на расстоянии 40 м друг от друга, что соответствует ослаблению излучения на 45,5 дБ на частоте 112 МГц, то излучение необходимо подавить еще на 5 дБ.

Необходимого ослабления можно достичь,

используя устройства фильтрации. К примеру, такими фильтрами могут быть перестраиваемые, с применением варикапов, фильтры на двух связанных резонансных контурах, позволяющие уже при отстройке на 5 % подавить сигнал на 6-7 дБ, или же разработанные специально для данной радиостанции пассивные, не образующие в отличие от фильтров на варикапах комбинационных радиочастотных составляющих, высокодобротные квазиполиномиальные полосовые фильтры на четырех резонансных контурах с высокой крутизной спада [4].

Таким образом, при применении фильтров и пространственном разnose между антеннами 40 м в диапазоне частот от 112 до 156 МГц может одновременно работать до семи приемопередатчиков. В диапазоне частот от 225 до 400 МГц фильтры можно не применять, так как затухание электромагнитной волны в пространстве при пространственном разnose 40 м составляет более 50,5 дБ (рисунок 3).

4. Подавление продуктов интермодуляции 3-го порядка в передатчике при отстройках помехи на ± 175 кГц и развязке 26 дБ: 58 дБ. Без применения аппаратных методов борьбы с продуктами интермодуляции для обеспечения ЭМС их необходимо дополнительно ослабить на 87 дБ. Это возможно лишь при пространственном разnose приемной и передающей антенн на 4,78 км. При использовании аппаратных методов, а именно фильтрации, как отмечалось выше, при отстройке на 5 % возможно подавить нежелательный сигнал лишь на 6-7 дБ, что соответствует минимальному пространственному разnosу 2,14 км. Иными словами, аппаратные методы не позволяют ослабить интермодуляционные составляющие на требуемую величину, особенно в случае пространственного разnose между приемной и передающей антеннами порядка 40-100 м. Кроме интермодуляционных составляющих 3-го порядка по формуле (1) возникает множество интермодуляционных составляющих n-го порядка. Поэтому при расчетах обязательно учитывать не только интермодуляционные составляющие 3-го порядка, но и более высоких порядков. Однако чем выше порядок составляющей, тем больше она подавлена. Интермодуляционные составляющие 9-го порядка при пространственном разnose в 40 м подавлены уже настолько, что их можно не учитывать. Поэтому в расчетах следует принимать во внимание интермодуляционные составляющие до 8-го порядка. В то же время продукты интермодуляции (комбинационные составляющие) являются продуктами взаимодействия сосредоточенных по частоте излучений и также

являются сосредоточенными помехами.

Предлагаемая методика позволяет исключить пораженные интермодуляционными составляющими частоты из частотного плана комплекса. По предложенным алгоритмам и системе уравнений (4) была разработана программа, учитывающая: количество приемопередатчиков в ППК, диапазон рабочих радиочастот, шаг частотной сетки, порядок образующихся комбинационных частотных составляющих.

Применительно к создаваемому совмещенному ППК на базе приведенных выше радиостанций на основании полученных экспериментально данных по отношению к уровню образующихся интермодуляционных составляющих с помощью разработанной программы были получены результаты, сведенные в обобщающую таблицу.

В таблице приведено максимальное количество комбинационных, запрещенных к использованию радиочастот при работе определенного количества приемопередатчиков в составе комплекса на соответствующем удалении приемной и передающей антенн друг от друга. При моделировании не учитывались параметры, особенности, характеристики приемных, передающих устройств и приемо-передающей системы в целом, которые обеспечивают дополнительную развязку как между передатчиками, так и между приемниками и передатчиками комплекса и, как следствие, уменьшение числа запрещенных к использованию радиочастот. К примеру, это:

1) применяемые по высокочастотному выходу передатчика поддиапазонные фильтры низкой частоты для уменьшения уровней гармонических составляющих; дополнительно увеличивают развязку между передатчиками, работающими в разных поддиапазонах;

2) затухание электромагнитной волны в свободном пространстве имеет частотную зависимость. Затухание увеличивается с ростом частоты.

Для мобильных ППК приемлемый разнос между передающими и приемными антеннами составляет порядка 30 – 40 метров. Как видно из обобщающей таблицы, при расстоянии между антеннами 40 м необходимо учитывать комбинационные составляющие до 8-го порядка включительно, однако даже без учета особенностей приемопередатчиков при моделировании показано, что разработка таких комплексов возможна. Учет программными методами запрещенных к использованию радиочастот позволяет комплексу работать в режиме электромагнитной совместимости, безаварийно. В наихудшем случае по комбинационным частотам в

мобильном совмещенном комплексе может быть осуществлена одновременная работа как минимум пяти приемопередатчиков

Расстояние между приемной и передающей антеннами, м	40	120	380	
Порядок учитываемых интермодуляционных составляющих	8	7	6	
Количество приемопередатчиков в составе ППК: число уже работающих приемопередатчиков + один вводимый в работу приемопередатчик	1+1	6 / 0,07 %	3 / 0,03 %	2 / 0,02 %
	2+1	46 / 0,53 %	33 / 0,38 %	21 / 0,24 %
	3+1	298 / 3,4 %	221 / 2,52 %	134 / 1,53 %
	4+1	1159 / 13,2 %	665 / 7,6 %	403 / 4,6 %
	5+1	3532 / 40,3 %	1910 / 21,8 %	998 / 11,4 %
	6+1	8760 / 100 %	8043 / 91,8 %	3633 / 41,5 %
Количество запрещенных для использования частот: абсолютное число / в процентах к общему числу частот 8760				

Выводы. Таким образом, рассмотренная проблема обеспечения электромагнитной совместимости входящего в состав радиосвязных многоканальных приемо-передающих комплексов приемо-передающего оборудования в случае совмещенного ППК с перестраиваемым частотным планом может быть решена при совместном применении как аппаратных способов обеспечения ЭМС (частотного, временного разделения принимаемых и излучаемых радиосигналов и пространственного разнеса приемных и передающих антенн, использования фильтров и развязывающих устройств), так и программных методов. **Полученные** в ходе исследования **результаты**, основанные на расчетах по предложенной методике запрещенных к использованию радиочастот, возникающих при взаимодействии приемо-передающего оборудования в составе совмещенного ППК и основанных на ней алгоритмов, позволяют решить вопрос о возможности разработки радиосвязных совмещенных приемо-передающих комплексов с перестраиваемым частотным планом и позволяют повысить эффективность его работы за счет адаптивного выбора рабочих частот.

Приведенный пример работы совмещенного ППК на базе радиостанции, не уступающей разработке фирмы Rohde&Schwarz, при применении предложенной методики и основанных на ней алгоритмов показывает, что в случае с ППК,

состоящим как минимум из пяти приемопередающих станций, обеспечивается гибкость перестройки рабочих частот за счет малого количества запрещенных для использования каналов (13,2 %) при использовании предложенного программного аппарата и существует возможность создания ППК с большим количеством входящих в состав комплекса приемопередатчиков при совместном применении аппаратных и программных методов.

Библиографический список

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн / М.П. Долуханов. – М.: Связь, 1965. – 400 с.

2. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Д. Уайт. Вып.1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи: пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1977. – 352 с.

3. http://www2.rohde-schwarz.com/en/products/secure_communications/los_radiocommunications/Series_4200.html.

4. Патент на полезную модель №88878 Российская Федерация, МПК Н03Н 7/00. Полосно-пропускающий LC-фильтр на четырех связанных контурах / Ф.И. Векслер, И.С. Прохоров. – № 2009123894; заявл. 22.06.2009; опубл. 20.11.2009.

УДК 621.3.072.9

С.И. Холопов

АНАЛИЗ РЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ ФАПЧ С ОБНУЛЯЕМЫМИ ИНТЕГРАТОРАМИ

Выведены формулы для определения области частотных расстройек, обработка которых не вызывает перехода импульсной системы ФАПЧ в режим биений. Получены соотношения, позволяющие для заданного значения фазовой ошибки выполнить выбор параметров обнуляемых интеграторов и оценить значение полосы захвата системы. Показано, что при частотных расстройках, приводящих к биениям, в системе возможна остановка процесса подстройки.

Ключевые слова: когерентные колебания, астатическая система ФАПЧ, релейный фазовый дискриминатор, область устойчивости, полоса захвата.

Введение. Формирование когерентных колебаний кратных частот наиболее точно реализуется с помощью астатических импульсных систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1]. Достигаемая в них точность привязки (фазирования) колебаний в значительной мере определяется типом используемого фазового дискриминатора. Наименьшая ошибка фазирования обеспечивается при применении дискриминаторов с релейной характеристикой [1,2]. Однако использование в системах ФАПЧ в качестве усредняющего звена пропорционально-интегрирующего фильтра не позволяет одновременно обеспечивать малый уровень флуктуации фазы в установившемся режиме и широкую полосу захвата [3]. Для исключения этого в схему астатической ФАПЧ перед основным фильтрующим звеном, состоящим из параллельно включенных интегратора первого порядка Ин и пропорционального звена Пз (рисунок 1), может быть введен дополнительный узел, содержащий

интеграторы со сбросом (обнуляемые интеграторы). Причем закон изменения напряжения на них может определяться как линейной, так и нелинейной зависимостями [3,4]. Поскольку в последнем случае поведение ФАПЧ описывается системой трансцендентных уравнений, не имеющих аналитического решения, остановимся на рассмотрении системы, в которой зависимость изменения напряжения на обнуляемых интеграторах линейна.

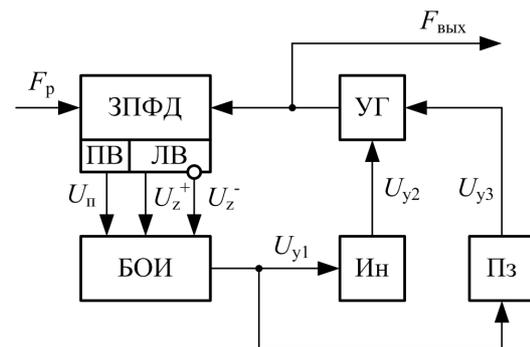


Рисунок 1

Основными элементами указанной системы являются: ЗПФД – фазовый дискриминатор со знаковыми [логическими (ЛВ)] U_z^+ , U_z^- и потенциальным (ПВ) U_{Π} выходами, БОИ – блок обнуляемых интеграторов, УГ – управляемый генератор, F_p и $F_{\text{вых}}$ – частоты опорного и выходного (подстраиваемого) колебаний, U_{y1} , U_{y2} , U_{y3} – управляющие напряжения.

Структура ЗПФД показана на рисунке 2. Он содержит логический фазовый дискриминатор ЛФД [5], аналоговый коммутатор КМ, переключающий на потенциальный выход опорные напряжения $U_{\phi1}$ или $U_{\phi2}$ ($U_{\phi1} = -U_{\phi2}$, $U_{\phi1} > 0$, $U_{\phi2} < 0$) в зависимости от значений U_z^+ , U_z^- . Если $U_z^+ = 1$, $U_z^- = 0$ – $U_{\Pi} = U_{\phi2}$. При $U_z^+ = 0$, $U_z^- = 1$ напряжение $U_{\Pi} = U_{\phi1}$.

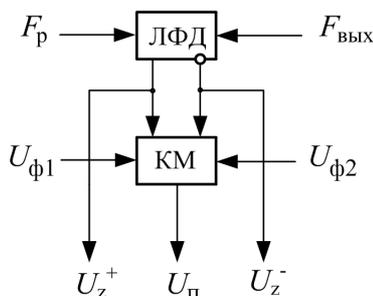


Рисунок 2

Блок обнуляемых интеграторов БОИ (рисунок 3) содержит два интегратора ОИ1, ОИ2 со сбросом, работающих последовательно. Когда в работе находится интегратор ОИ1, интегратор ОИ2 поддерживается в обнуленном состоянии сигналом $U_z^- = 1$. При $U_z^+ = 1$ в работу вступает интегратор ОИ2, а напряжение на ОИ1 сбрасывается. Оба интегратора ОИ1 и ОИ2 имеют одинаковые характеристики. Выходы интеграторов с помощью суммирующего устройства СУ формируют управляющее воздействие U_{y1} , поступающее на астатическое звено Ин, ПЗ.

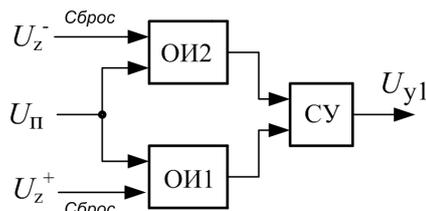


Рисунок 3

Цель работы – вывод соотношений, позволяющих при заданной точности фазирования исходного и формируемого колебаний оценить

устойчивость и полосу захвата системы ФАПЧ при произвольной форме характеристики релейного дискриминатора.

Оценка устойчивости системы при заданном уровне установившейся фазовой ошибки. Астатическая система ФАПЧ, содержащая управляемый генератор, знаковый фазовый дискриминатор и пропорционально-интегрирующий фильтр (астатическое звено) описывается следующей системой разностных уравнений [1]:

$$\begin{cases} \varphi[k+1] - \varphi[k] = \Omega_x[k]T_p - m\Omega_yT_pF\{\varphi[k]\}, \\ \Omega_x[k+1] - \Omega_x[k] = -\Omega_ybF\{\varphi[k]\}, \end{cases} \quad (1)$$

в которой первое уравнение определяет изменение разности фаз, а второе – разности частот подстраиваемых колебаний. Структура ФАПЧ, описываемая системой уравнений (1), может быть получена из приведенной на рисунке 1, если из последней исключить блок БОИ и на вход астатического звена подать $U_{y1} = U_{\Pi}$. В системе уравнений (1) используются следующие обозначения: $\varphi[k+1] - \varphi[k]$ – текущее значение разности фаз между опорным и подстраиваемым колебаниями; k – коэффициент, определяющий моменты времени $t = kT_p$, в которые производится анализ разности фаз; $T_p = 1/F_p$ – период регулирования, определяемый частотой F_p опорного колебания; $\Omega_x[k+1] - \Omega_x[k]$ – приведенная разность частот выходного $F_{\text{вых}}$ и опорного F_p колебаний ($\Omega_x = 2\pi(F_{\text{вых}} - nF_p)$, n – кратность частот); Ω_y – полоса удержания; m – коэффициент передачи пропорционального звена; $b = T_p/T_{\Pi}$ – коэффициент, определяемый значением постоянной времени T_{Π} интегратора астатического звена; $F\{\varphi[k]\} = \text{Sgn}\{\varphi[k]\}$ – коэффициент передачи релейного фазового дискриминатора, Sgn – знаковая функция.

Введение в описываемую структуру узла с обнуляемыми линейными интеграторами изменит первое уравнение системы (1) следующим образом:

$$\varphi[k+1] - \varphi[k] = (\Omega_x[k] - m\Omega_y\beta\text{Sgn}\{\varphi[k]\})T_p, \quad (2)$$

где $\beta = T_p/T_{\text{ои}}$, $T_{\text{ои}}$ – постоянная времени линейного обнуляемого интегратора.

Рассмотрим поведение модифицированной системы ФАПЧ в установившемся режиме (режиме синхронизма), используя уравнение (2). Для режима синхронизма при точном фазировании колебаний можно принять $\varphi[k] = 0$ и

$\Omega_x[k]=0$. При $\text{Sgn}\{\varphi[k]\}=1$ из уравнения (2) получим $\Delta\varphi = |\varphi[k+1] - \varphi[k]| = m\Omega_y\beta T_p$.

Для систем ФАПЧ с прецизионной подстройкой колебаний флуктуация разности фаз $\Delta\varphi$ в установившемся состоянии не должна превышать величины $\Delta\varphi = 2\pi d$, где $d \ll 1$ – коэффициент, определяющий отношение диапазона изменения разности фаз во временном измерении к периоду опорного колебания.

Для исключения изменения кратности колебаний в процессе подстройки полоса удержания должна удовлетворять следующему требованию $\Omega_y \leq \pi/T_p$. Возьмем предельное значение полосы удержания и из уравнения (2) определим величину постоянной времени обнуляемого интегратора, при которой реализуется требуемая флуктуация фазы $\Delta\varphi$ в режиме синхронизма.

$$T_{\text{ои}} = \frac{mT_p}{2d}. \quad (3)$$

Рассмотрим, каким запасом устойчивости будет обладать модифицированная система ФАПЧ при определенном в (3) значении постоянной времени $T_{\text{ои}}$. Для этого оценим величину области допустимых частотных расстройк Ω_x , в которой не происходит срыва слежения за фазой. Назовем указанный диапазон частотных расстройк полосой устойчивости синхронизма $\Omega_{\text{ПУС}}$. Когда $\Omega_x < \Omega_{\text{ПУС}}$, в системе ФАПЧ не возникает биений. Допустим $T_{\text{ои}} \ll T_p$, $T_{\text{и}} \ll T_p$ и перейдем от разностного уравнения (2) к дифференциальному. Выполнив замену $\beta = t/T_{\text{ои}}$, получим:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Omega_x - \frac{m\Omega_y \text{Sgn}(\varphi)t}{T_{\text{ои}}}. \quad (4)$$

При симметричной форме дискриминационной характеристики (ДХ) фазового детектора знак частотной расстройки можно принять любым. Допустим, что $\Omega_x > 0$ и движение фазовой точки (изменение разности фаз $\Delta\varphi$) осуществляется в пределах $[0, \pi]$. В предположении, что система в состоянии ликвидировать внесенную частотную расстройку Ω_x в момент, когда разность фаз $\Delta\varphi$ не превысит значения π , определим значение t . Положим $\text{Sgn}(\varphi)=1$, $d\varphi/dt = 0$ и из (4) выведем:

$$t = \frac{\Omega_x T_{\text{ои}}}{m\Omega_y}. \quad (5)$$

Для оценки Ω_x , при которой возможно последнее равенство, проинтегрируем (4) в пре-

делах $[0, t]$:

$$\varphi(t) - \varphi(0) = \Omega_x t - \frac{m\Omega_y \text{Sgn}(\varphi)t^2}{2T_{\text{ои}}}. \quad (6)$$

Подставив в (6) выражение для t из (5) и $T_{\text{ои}}$ из (3), при $\varphi(t) - \varphi(0) = \pi$, $\text{Sgn}(\varphi)=1$, $\Omega_y = \pi/T_p$ и $\Omega_{\text{ПУС}} = \Omega_x$ получим:

$$\Omega_{\text{ПУС}} = 2\Omega_y \sqrt{d}. \quad (7)$$

Величину $\Omega_{\text{ПУС}}$ можно также выразить в виде функции от $T_{\text{ои}}$. Для этого в (7) подставим значение d из (3) и получим:

$$\Omega_{\text{ПУС}} = 2\Omega_y \sqrt{\frac{m}{2T_{\text{ои}}F_p}}.$$

Оценка полосы захвата при произвольной форме знаковой дискриминационной характеристики фазового детектора. При начальной частотной расстройке $\Omega_x > \Omega_{\text{ПУС}}$ в рассматриваемой системе ФАПЧ возникает режим биений. Он характеризуется тем, что наблюдается срыв слежения за фазой подстраиваемого колебания. Разность фаз $\Delta\varphi$, изменяясь на интервале $[-\pi, \pi]$, не в состоянии удерживаться системой в пределах одного периода ДХ детектора. Направление подстройки частоты в режиме биений определяется знаком постоянной составляющей процесса на выходе фазового дискриминатора, а интенсивность подстройки – величиной постоянной составляющей.

В общем случае форма дискриминационной характеристики ЛФД определяется следующим соотношением [6]:

$$\text{Sgn}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{при } 2\pi j \leq \varphi < (N_1 + 2j)\pi, \\ -1, & \text{при } (2j - N_2)\pi \leq \varphi < 2j\pi, \end{cases}$$

где j – параметр, принимающий целочисленные значения, N_1 и N_2 – параметры асимметрии ДХ ($N_1 + N_2 = 2$). При некотором соотношении N_1 и N_2 для определенных частотных расстройк Ω_x время прохождения рабочей точкой $\Delta\varphi$ интервалов $[-N_2\pi, 0]$ и $[0, N_1\pi]$ может быть одинаковым. Это вызовет формирование на выходе фазового детектора импульсного сигнала скважности 2, принимающего значения $U_{\phi 1}$ и $U_{\phi 2} = -U_{\phi 1}$ (при $|U_{\phi 1}| = |U_{\phi 2}| = 1$, $U_{y1} = \pm 1$). Следствием явится то, что процесс подстройки частоты остановится [7]. Рассмотрим, при каких значениях Ω_x , N_1 и N_2 это возможно.

Поскольку интегратор астатического звена

при $T_{и} \gg T_p$ реагирует на постоянную составляющую поступающего на его вход напряжения U_{y1} , считая ее уровень близким к нулю, влиянием на процесс подстройки интегратора Ин пренебрежем. При этом, учитывая, что сформированные на выходах обнуляемых интеграторов напряжения в момент смены знака $\Delta\varphi$ обнуляются, последнее не приводит к изменению значения частотной расстройки. Поэтому примем $\Omega_x = \text{const}$. Допустим $\Omega_x > 0$. В биениях $\Delta\varphi$ сначала за время t_1 проходит отрезок $[-N_2\pi, 0]$, а затем за время t_2 – отрезок $[0, N_1\pi]$.

На основе (6) при $\text{Sgn}(\varphi) = -1$ и $\varphi(0) = -N_2\pi$ запишем формулу, позволяющую определить значение разности фаз в момент времени t_1 :

$$\varphi(t_1) = -N_2\pi + \Omega_x t_1 + \frac{m\Omega_y t_1^2}{2T_{он}}. \quad (8)$$

При переходе фазовой точки на интервал $[0, N_1\pi]$ знак разности фаз $\text{Sgn}(\varphi) = 1$. Движение $\Delta\varphi$, начинаясь от $\varphi(0) = \varphi(t_1)$, при неизменном $\text{Sgn}(\varphi)$ за время t_2 завершится при

$$\varphi(t_2) = \varphi(t_1) + \Omega_x t_2 - \frac{m\Omega_y t_2^2}{2T_{он}}. \quad (9)$$

Подставим в (9) выражение для $\varphi(t_1)$ из (8) с учетом $\varphi(t_2) = N_1\pi$ и $t_1 = t_2 = kT_p$, где k – натуральное число. Для Ω_x , большего, чем определенное в (7), выведем соотношение для целочисленных $r = \text{Int}[k]$. При $\Omega_x > 2\pi\sqrt{d}/T_p$

$$r < \frac{1}{2\sqrt{d}}. \quad (10)$$

Учитывая, что величина r задана неравенством, можно сделать вывод о том, что r будет иметь не единственное значение.

Частотная расстройка, при которой в режиме биений в рассматриваемой системе ФАПЧ происходит остановка процесса подстройки частоты, будет определять величину полосы захвата Ω_3 . Просуммируем выражения (8), (9) при $\varphi(t_2) = N_1\pi$ и $t_1 = t_2 = rT_p$ и с учетом (10) получим соотношение для оценки полосы захвата $\Omega_3 = \Omega_x$ релейной импульсной системы ФАПЧ:

$$\Omega_3 > 2\Omega_y\sqrt{d}. \quad (11)$$

Заключение. Проведенный анализ показывает, что обработка частотных расстроек, меньших $\Omega_{ПВС}$, происходит без явления биений.

Графики оценки $\Omega_{ПВС}$ ($\delta_\Omega = \Omega_{ПВС}/\Omega_y$) и значений $T_{он}$ ($\delta_T = T_p/T_{он}$) для различных $d = 10^{-5} \div 10^{-2}$ (заданного уровня $\Delta\varphi$) приведены на рисунке 4.

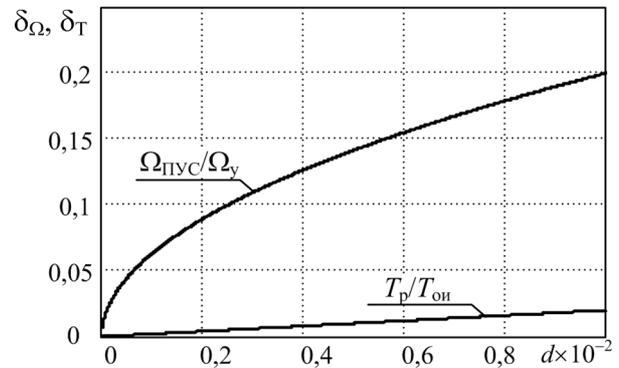


Рисунок 4

Из формул (7) и (11) следует, что значение Ω_3 близко к $\Omega_{ПВС}$. Возникновение равновесных состояний системы (отсутствие регулирования) возможно при частотных расстройках, незначительно превышающих полосу устойчивости синхронизма. Наличие равновесных состояний приводит к существенному затягиванию во времени процесса захвата либо к полной его остановке. Для исключения этого следует в структуре рассмотренной системы ФАПЧ применять дополнительные цепи подстройки, уменьшающие начальную расстройку до величин, не превышающих $\Omega_{ПВС}$. В этом случае захват становится монотонным, ускоряется и выполняется без биений.

Уменьшение начальной частотной расстройки обеспечивается либо использованием дополнительного канала подстройки частоты, либо уменьшением значения $T_{он}$ на начальных этапах подстройки и изменением его до величины, определяемой (3), когда частотная расстройка достигает значения $\Omega_{ПВС}$, вычисляемого из (7) для заданного значения d .

Библиографический список

1. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / под ред. В.В. Шахгильдяна. 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Радио и связь, 1989. – 320 с.
2. Жилин Н.С. Принципы фазовой синхронизации в измерительной технике. – Томск: Радио и связь, 1989. – 384 с.
3. Одинокое В.Ф., Холопов С.И. Полоса захвата релейной системы ФАПЧ // Радиотехника. 1989. № 5. С. 40-42.
4. А.с. №1415441 СССР МКИ Н03 L7/00 по заявке 4162161/24-09 от 15.12.1986, опубл. 07.08.1988. Устройство фазовой автоподстройки

частоты / В.Ф. Одинокоев, С.И. Холопов, М.В. Петров.

5. Одинокоев В.Ф., Холопов С.И. Синтез логических фазовых дискриминаторов. // Проектирование вычислительных машин и систем: межвуз. сб. науч. тр. - Рязань: РРТИ, 1988. С. - 34-38.

6. Холопов С.И., Одинокоев В.Ф. Сдвиг нуля дискриминационной характеристики логического фазового дискриминатора // Депонированные рукописи.

№1135-св 87. ВИНТИ. 1987. № 12.

7. Холопов С.И. Влияние параметров обнуляемых интеграторов на захват в релейной астатической системе ФАПЧ / Методы и устройства передачи и обработки информации: межвуз. сб. науч. тр. Вып. 11 / под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. - М.: Радиотехника, 2009. - С.103-108.