

Г.Г.Джавадов

МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭВМ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС СОПРОВОЖДЕНИЯ С СУММАРНО-РАЗНОСТНОЙ ОБРАБОТКОЙ

Учебное пособие к лабораторной работе

Цель работы - исследование динамической точности работы системы автоматического сопровождения по направлению (АСН) с учетом действия шумов приемного канала, порождающих флюктуационные ошибки измерения угловой координаты, методом математического моделирования на ЭЦВМ.

В работе изучается зависимость флюктуационных и динамических ошибок углового сопровождения моноимпульсной суммарно-разностной РЛС от отношения сигнал/шум при сопровождении цели*, движущейся с постоянной угловой скоростью. По результатам машинного эксперимента определяется динамическая дискриминационная и флюктуационная характеристики и рассчитываются основные параметры системы.

Обоснование метода исследования

Поставленная цель исследования при физическом (натурном) моделировании потребует очень больших материальных и технических затрат для проведения соответствующих экспериментов. Очевидно, что для этого потребуются РЛС, специальный режим полета самолета, который она сопровождает, гарантирующий постоянство угловой ошибки, в частности, вытекающий из уравнения $l(t) = R(t)\dot{\varphi}(t) = V_r = const$, где l - кольцевая стационарная траектория с радиус-вектором самолет - РЛС, равным $R(t) = R_0 = const$. Кроме того, необходима запись результатов измерения угловой координаты с целью получения необходимых характеристик и параметров системы. Сложность подобных экспериментов-испытаний очевидна. На практике часто прибегают к комбинированному полунатурному моделированию, имитируя радиолокационную цель, режимы ее движения и (или) часть аппаратуры исследуемой системы с помощью соответствующих устройств и макетов, а часть реализуя алгоритмически на ЭВМ. Однако в данной работе поставленная задача решается полностью алгоритмически на ЭВМ.

Задача оценки точности системы АСН трудно поддается аналитическому решению. При сопровождении перемещающейся цели, когда фильтруемая координата $\varphi_y(t)$ - функция времени, математическое ожидание угловой ошибки и тем более ее мгновенные значения из-за шумов превышают линейный участок дискриминационной характеристики. В подобных случаях аналитический расчет ошибок оказывается практически невозможным [1].

В процессе разработки системы может возникнуть необходимость сравнить по точности две системы, отличающиеся друг от друга, например, типом блока обработки сигналов или методом пеленгации, при условии, что раскрыв антенны, характер управляющих воздействий, одни и те же. Наконец, может быть необходимой оценка точности в сложной обстановке, когда пространственные координаты источников сигналов и помех и их параметры непрерывно изменяются. Во всех подобных случаях, когда проявляются нелинейные свойства системы, а также в сложной помеховой обстановке исследование системы методом статистического моделирования на ЭЦВМ позволяет оценить работу системы с большей точностью по сравнению с аналитическими методами расчета, которые в этих случаях оказываются бессильными вообще [2].

Особенности системы и ее функциональная схема

Как известно, радиолокационная система автоматического сопровождения по направлению (АСН) любого типа может быть представлена в виде двух блоков, образующих замкнутую систему регулирования. При этом первый блок (преобразующий) является особенно сложным, так как в нем осуществляются нелинейные преобразования сигналов и помех, в результате которых выделяются угловые координаты $\varphi_y(t)$ сопровождаемых объектов, закодированные нелинейным об-

* Здесь и далее под словом «цель» подразумевается наблюдаемый объект

разом в параметрах принимаемых сигналов. Преобразующий блок, называемый угловым дискриминатором (УД), практически безынерционен и содержит радиотехнические устройства и схемы. Его структура зависит от вида излучения, типа зондирующего сигнала и метода пеленгации, реализованного в РЛС. Выходной сигнал этого блока - сигнал ошибки - является приборным аналогом и мерой угловой ошибки. Он может представлять собой непрерывное напряжение или цифровой код, которые связаны с угловой ошибкой функциональной зависимостью $f(\theta)$, определяемой диаграммами антенной системы. Эта зависимость является линейной для малых ошибок. Второй блок существенно инерционен и практически линеен. Этот блок - блок управления (БУ) - содержит фильтрующие цепи и исполнительное устройство, которое управляет объектом управления с целью устранения ошибки. В системах с механическим смещением равносигнального (или равнофазного) направления объектом управления является антенна, угол поворота которой $\varphi_A(t)$, измеряемый между опорным и равносигнальным направлениями, определяется сигналом управления, а в системах с электрическим смещением - объектом управления - являются фазовращатели, а иногда - управляемые по частоте генераторы [1].

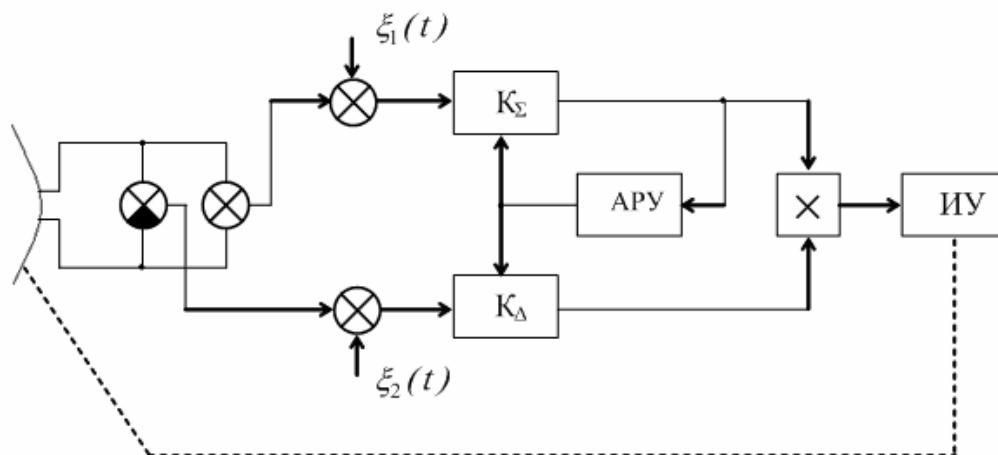


Рисунок 1

На рис. 1 представлена функциональная схема суммарно-разностной моноимпульсной системы с амплитудной пеленгацией, отражающая все основные существенные в информационном смысле преобразования сигналов и помех. В каналах системы действуют независимые случайные процессы $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$; усиления приемных каналов K_Σ - суммарного и K_Δ - разностного регулируются общей системой автоматической регулировки (АРУ) благодаря чему усиление разностного канала оказывается приближенно обратно пропорциональным интенсивности суммарного сигнала. Этим достигается нормировка разностного сигнала к суммарному. Так как амплитудные флуктуации являются мультипликативной помехой и входят множителями в суммарный $\Sigma(t)$ и разностный $\Delta(t)$ сигналы, то нормировка обеспечивает нечувствительность к амплитудным флуктуациям в полосе спектра частот огибающей суммарного сигнала, обрабатываемых системой АРУ.

Фазовый детектор (ФД) осуществляет скалярное перемножение входных сигналов и фильтрацию низкочастотных компонент, которые соответствуют спектру огибающей входного сигнала. Блок управления обычно содержит интегрирующее звено и характеризуется импульсным откликом $h(t)$.

Применение ЭЦВМ для исследования следящих измерителей и, в частности, систем АСН обусловлено в первую очередь, как указывалось, их нелинейностью и наличием «петли» обратной связи. Действительно, входная $\lambda_i(t)$ и выходная $\hat{\lambda}_i(t)$ координаты любого измерителя скалярного процесса связаны интегральным соотношением

$$\hat{\lambda}_i(t) = \int_0^t h(\theta) \cdot f \left\{ \lambda_i(t - \theta) - \int_0^\theta \mu(\tau) \lambda_i(t - \tau) d\tau \right\} d\theta, \quad (1)$$

$\lambda_i(t)$ - i -я - компонента векторного процесса $\bar{\lambda}(t) = \{R(t), \dot{R}(t), \varphi(t), \dot{\varphi}(t) \dots\}^T$, который характеризует пространственные координаты и их производные. Здесь $h(t)$ и $\mu(t)$ - импульсные от-

клики разомкнутой и замкнутой систем соответственно. Внутренний интеграл под знаком функции представляет выходную координату, и из-за нелинейного характера зависимости последняя $\hat{\lambda}_i(t)$ не может быть в явном виде выражена через входную координату.

Таким образом, задача моделирования системы АСН или одного из ее угловых каналов связана, по существу, с моделированием всей РЛС, причем детализация модели и степень ее адекватности явлениям, подлежащим изучению, зависят от характера и содержания поставленной задачи.

Математическая и цифровая модели системы

Моделирование суммарно-разностной моноимпульсной (РЛС) системы удобно проводить методом действительной огибающей. Рассмотрим математическую модель системы в одной плоскости, например, азимутальной (плоскости курса) для бортовых РЛС. Суммарный и разностный сигналы можно описать соотношениями

$$\Sigma, \Delta = AF(\alpha_0 + \varphi_A - \varphi_{Ц}) \pm AF(\alpha_0 - \varphi_A + \varphi_{Ц}) = AF_{\Sigma, \Delta}(\theta). \quad (2)$$

Здесь A - амплитуда сигнала, принимаемого изотропной антенной, а $F_{\Sigma, \Delta}(\theta)$ - суммарная и соответственно разностная диаграммы направленности системы.

Парциальные диаграммы направленности по полю антенны моноимпульсной системы будем считать идентичными и аппроксимировать гауссовой функцией

$$F(\theta) = \exp \left[- \left(\frac{\alpha_0 \pm \theta}{\alpha_{0,5}} \right)^2 \right],$$

где

$$\theta = \varphi_{Ц} - \varphi_A.$$

Угол «скоса» парциальных диаграмм - α_0 и ширина их по уровню «половинной мощности» $\alpha_{0,5}$ являются фиксированными величинами. Учитывая связь между усилением по мощности $G(\theta)$ и по полю из соотношения $G(\theta) = F^2(\theta) = 0,5$, находим $\alpha_0 \simeq 0,6 \alpha_{0,5}$. При этом нормированная крутизна диаграммы направленности принимает значение

$$\mu = \frac{1}{F(\theta)} \cdot \frac{\partial F(\theta)}{\partial \theta} \Big|_{\theta=0} = 0,43 \alpha_{0,5}^{-1}$$

С учетом шумов огибающие результирующих сигналов, действующих на входах приемников суммарного и разностного каналов

$$S_{\Sigma, \Delta} = \Sigma, \Delta + \xi_{1,2} = qF_{\Sigma, \Delta}(\theta) + x_{1,2}, S_{\Sigma, \Delta} \geq 0. \quad (3)$$

Здесь обозначено: $\xi_{1,2}(t) = \sigma x_{1,2}(t)$ - внутренние шумы каналов, причем первый индекс у каждой переменной относится к одному каналу, а второй - к другому каналу.

$q = \sqrt{\frac{P_c}{\sigma^2}} = \frac{A}{\sqrt{2}\sigma}$ - отношение сигнал/шум; $P_c = \frac{A^2}{2}$ - мощность сигнала; $x_{1,2}$ нормальные некоррелированные случайные процессы.

$$M_2[x_{1,2}]^{1,2} = \sigma_x^2 = 1; \quad m_{1,2}(x) = 0. \quad M_2[X_{1i} X_{2j}] = 0; \quad i \neq j.$$

Таким образом, сигналы $S_{\Sigma, \Delta}$ являются безразмерными переменными, нормированными к собственным шумам. Вообще, при моделировании все величины нормируются к некоторым своим характерным значениям, как в соотношениях (1), (2). Аналогично $t = n\Delta t$, так что дискретное

$$\text{время } n = \left[\frac{t}{\Delta t} \right] = 1, 2, 3, \dots$$

Использование соотношений (3) для моделирования огибающей S смеси сигналов с шумом оправдано, поскольку сопровождение осуществляется примерно при отношениях сигнал/шум $q \geq 3$. Для моделирования ситуаций, при которых $q \leq 3$, следует воспользоваться соотношением, вытекающим из метода комплексной огибающей:

$$S_{\Sigma} = \sqrt{(\Sigma + \xi_c)^2 + \xi_S^2} = \sigma \sqrt{(q + X_c)^2 + X_S^2}, \quad \overline{X_S} = \overline{X_c} = 0, \quad \xi_S = \sigma x_S; \quad \xi_c = \sigma x_c,$$

где X_c, X_S – квадратурные независимые компоненты нормального шума с дисперсиями $\overline{X_c^2} = \overline{X_S^2} = 0,5\sigma_x^2$. При $q > 3$, приходим к соотношению (3):

$$S_{\Sigma} = \sigma(q + X_c) \sqrt{1 + \left(\frac{X_S}{q + X_c}\right)^2} \cong \sigma(q + X_c + X_S) \cong \sigma(q + x), q \gg 1.$$

Это очевидно и из того, что огибающая суммы детерминированного сигнала и нормального шума при $q \geq 3$ хорошо аппроксимируется нормальным процессом с математическим ожиданием, равным q .

Выборочные значения процессов $x_{1,2}(i)$ для каждого значения i дискретного времени n формируются ЭЦВМ в соответствии с программой датчика нормальных случайных чисел (ДСЧ).

Амплитуду выходного сигнала приемника суммарного канала можно представить [1] в виде

$$U_{\Sigma}(n) = K_{\Sigma}(S_{\Sigma}) \cdot S_{\Sigma}(n) = \frac{K_0 \cdot S_{\Sigma}(n)}{1 + bK_Y K_D |K_{\Phi}(j\omega)| |S_{\Sigma}(n)|}. \quad (4)$$

Здесь K_0 и b – максимальный коэффициент усиления и крутизна регулировочной характеристики приемника; K_D – коэффициент «передачи» детектора по огибающей; K_Y – коэффициенты передачи усилителя АРУ; $K_{\Phi}(j\omega)$ – коэффициент передачи фильтра АРУ, который необходим даже в «быстродействующих» системах АРУ по соображениям устойчивости.

В выражении (4) учтено, что детектор АРУ линейный и описывается операцией определения модуля сигнала S_{Σ} . Коэффициент усиления приемника можно записать согласно (4)

$$K_{\Sigma}[S_{\Sigma}(n)] = \frac{K_0}{1 + K_{APY} \cdot U_A(n)},$$

где обозначено $K_{APY} = bK_Y K_D$.

Здесь U_A – сигнал на выходе фильтра АРУ.

Алгоритм, моделирующий отклик фильтра нижних частот $K_{\Phi}(j\omega)$, описывается рекуррентным соотношением [2]

$$U_A(n) = U_A(n-1)R_1 + |S_{\Sigma}(n)|\sqrt{1 - R_1^2} \quad (5)$$

где $R_1 = e^{-\alpha_1 \Delta t}$ – параметр, характеризующий коэффициент корреляции процесса на выходе фильтра; $T_{\Phi} = \alpha_1^{-1}$ – постоянная времени фильтра. В быстродействующих системах АРУ должно выполняться условие $\Delta\omega_A < \alpha_1 \Delta t < \Omega_{\Pi} \Delta t$, где $\Delta\omega_A$ – ширина спектра амплитудных флуктуаций.

Практически при работе АРУ всегда считают, что эффективность АРУ $N(S_{ex}) = bK_Y K_D K_{\Phi} S_{ex} \gg 1$ выполнено условие $K_{APY} U_A \gg 1$. С учетом этого неравенства из соотношений (3) – (5) следует

$$U_{\Sigma}(n) \cong \frac{K_0 S_{\Sigma}(n)}{K_{APY} [U_A(n-1)R_1 + |S_{\Sigma}(n)|\sqrt{1 - R_1^2}]} = \frac{U_0 S_{\Sigma}(n)}{U_A(n-1)R_1 + |S_{\Sigma}(n)|\sqrt{1 - R_1^2}}.$$

Постоянную $U_0 = \frac{K_0}{K_{APY}}$ при моделировании удобно принять равной единице, тогда окончательно находим

$$U_{\Sigma}(n) = \frac{S_{\Sigma}(n)}{U_A(n)} = \frac{S_{\Sigma}(n)}{U_A(n-1)R_1 + |S_{\Sigma}(n)|\sqrt{1 - R_1^2}}. \quad (6)$$

Аналогично для сигнала на выходе приемника разностного канала

$$U_{\Delta}(n) = \frac{S_{\Delta}(n)}{U_A(n)} = \frac{S_{\Delta}(n)}{U_A(n-1)R_1 + |S_{\Sigma}(n)|\sqrt{1-R_1^2}}. \quad (7)$$

Из соотношений (6) и (7) видно, что при увеличении быстродействия АРУ $R_1 \rightarrow 0$ нормировка улучшается, при этом выходной сигнал суммарного канала $U_{\Sigma}(n)$ практически не изменяется, а выходной сигнал разностного канала $U_{\Delta}(n)$ стремится к величине $\frac{S_{\Delta}(n)}{S_{\Sigma}(n)}$. Таким образом,

осуществляется нормировка амплитуды разностного сигнала к суммарному и устраняется влияние мультипликативных помех.

Выходной сигнал фазового детектора определяется соотношением

$$U_{\Phi Д} = U_{\Sigma}(n) \cdot U_{\Delta}(n) = \frac{S_{\Sigma}(n) \cdot S_{\Delta}(n)}{U_A^2(n)}. \quad (8)$$

Сигнал на выходе фильтра нижних частот, включенного после фазового детектора, определяется соотношением, аналогичным (5), поэтому имеем

$$U_Y(n) = U_Y(n-1)R_2 + U_{\Phi Д}(n)\sqrt{1-R_2^2}. \quad (9)$$

Здесь $R_2 = e^{-\alpha_2 \Delta t}$ - коэффициент корреляции выходного процесса, а $T_{\Phi 2} = \alpha_2^{-1}$ - постоянная времени фильтра, согласованная с шириной спектра огибающей на выходе детектора.

Примем, что исполнительным устройством является интегратор, дискретная передаточная функция которого определяется соотношением [2]

$$K_H(z) = \frac{\varphi_A(z)}{U_Y(z)} = \frac{\Delta t K_H z}{z-1}.$$

Этой передаточной функции соответствует очевидное рекуррентное соотношение

$$\varphi_A(n) = \varphi_A(n-1) + K_H U_Y(n) \Delta t, \quad (10)$$

K_H - коэффициент передачи интегратора с размерностью $[c^{-1}]$; $\varphi_A(n)$ - угол поворота антенны в n -й момент времени.

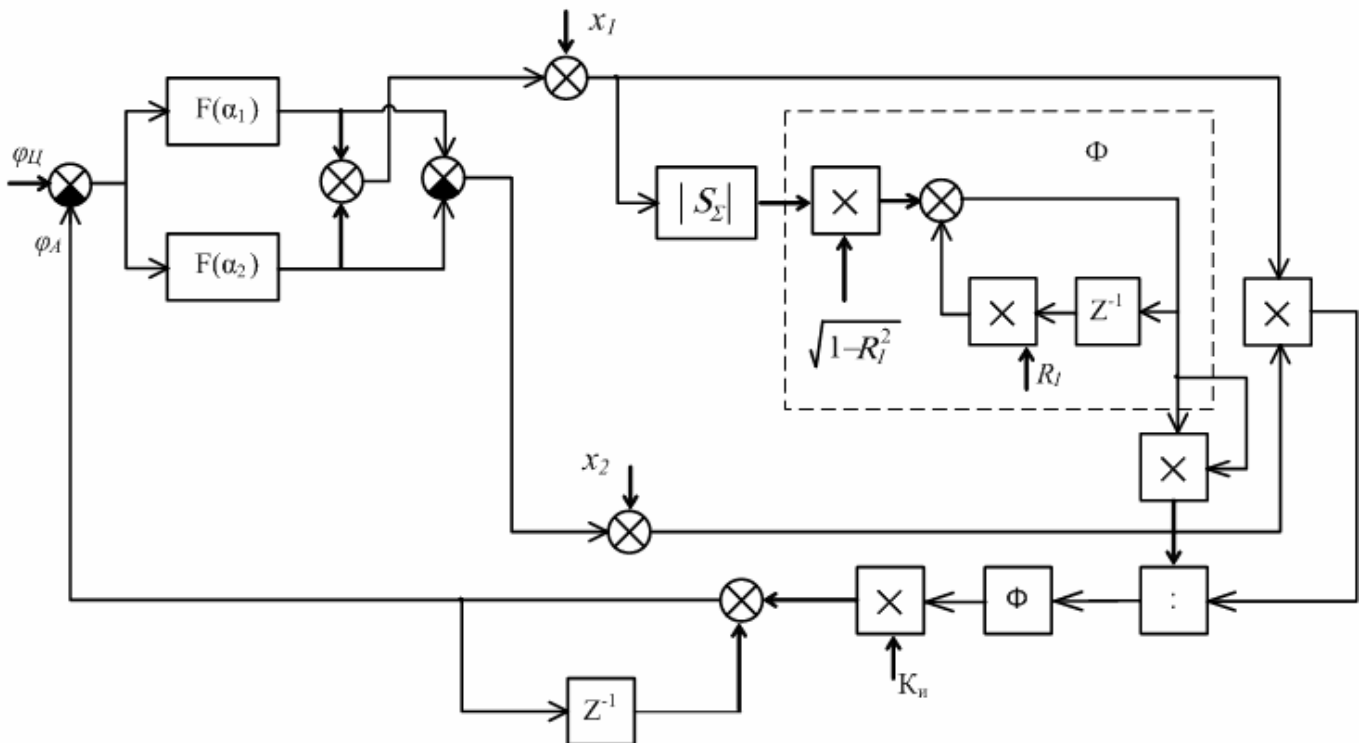


Рисунок 2

Цифровая модель углового дискриминатора описывается алгоритмами (1-9).

На рис. 2 представлена структурная схема цифровой модели замкнутой системы АСН суммарно-разностной моноимпульсной РЛС.

В качестве управляющего сигнала при моделировании выбрана модель движения с постоянной скоростью, т.е. $\varphi_{Ц}(n) = \dot{\varphi} \Delta t \cdot n$. Подобное воздействие позволяет определить добротность или усиление контура углового сопровождения по выражению

$$C_1^{-1} = K_{ЭКВ} = \frac{\dot{\varphi}}{\theta_{ДИН}} = K_{УД} \cdot K_{И}. \quad (11)$$

Здесь $C_1 = K_{ЭКВ}^{-1}$ - первый коэффициент ошибки, а $K_{ЭКВ}$ - добротность системы; $\dot{\varphi}$ - угловая скорость в долях диаграммы направленности за интервал дискретности; $\theta_{ДИН}$ - динамическая ошибка в долях ширины диаграммы направленности.

Для проверки «линейности режима» можно пользоваться приращениями, сравнив результаты двух вычислений:

$$K_{ЭКВ} = \frac{\Delta \dot{\varphi}}{\Delta \theta_{ДИН}}.$$

Угловая скорость (или ее приращение) и динамическая ошибка определяются по распечатке результатов эксперимента, сведенных в таблицу, или по графикам зависимостей $\theta(n)$ и $\varphi_{Ц}(n)$.

По известным значениям динамической ошибки и выходного сигнала радиоканала с выхода фильтра фазового детектора определяется крутизна дискриминационной характеристики

$$K_{УД} = \frac{\Delta U_{У}}{\Delta \theta_{ДИН}}. \quad (12)$$

Значения угловых переменных в формулах (10) - (14) нормированы к ширине диаграммы направленности антенны. Таким образом, ширина «луча» антенны является единицей измерения углов. Соответственно угловая скорость измеряется в долях диаграммы направленности антенны в единицу времени. Поэтому значение угловой скорости $\dot{\varphi}_{Ц} = 10$ означает приращение угла на $10\theta_{\alpha_{0.5}}$ в 1 с. интервал дискретизации по времени принят равным периоду следования импульсов -

$$\Delta t = T_{П}, \text{ и относительное время } n = \left[\frac{\Delta t}{T_{П}} \right] = 0,1,2,3 \dots$$

В программе моделирования (рис. 3) организовано три цикла по переменным q (идентификатор I), $\dot{\varphi}$ (идентификатор L) и по времени n (идентификатор J). Варианты заданий могут различаться набором значений угловой скорости $\dot{\varphi}$ и параметрами системы R_1, R_2 и $K_{И}$ (идентификатор RKI), которые вводятся как константы, значения угловой скорости управляющего сигнала $[U_{У}(n)]_{УСТ}$ и динамической ошибки $[\theta(n)]_{УСТ}$. По последним трем переменным строятся, кроме того, графики с помощью специальной подпрограммы.

Учитывая, что в установившемся режиме угловая скорость антенны совпадает с угловой скоростью цели, т.е. $\dot{\varphi}_{АУСТ} = \dot{\varphi}_{Ц} = \dot{\varphi}$, можно на основании соотношений (11), (12) построить участок динамической дискриминационной характеристики.

По таблице или семействам графиков $U_{У}(n)$ и $\theta(n)$, представленных распечаткой результатов эксперимента, для различных значений угловой скорости цели строится участок (часть) динамической дискриминационной характеристики, т.е. зависимость $U_{У}(n)_{УСТ} = \psi[\theta(n)]$, а также зависимость дисперсии ошибки от ее величины для фиксированного значения q , т.е. $D[\theta] = \gamma[\theta]$. В этих зависимостях приняты установившиеся значения переменных.

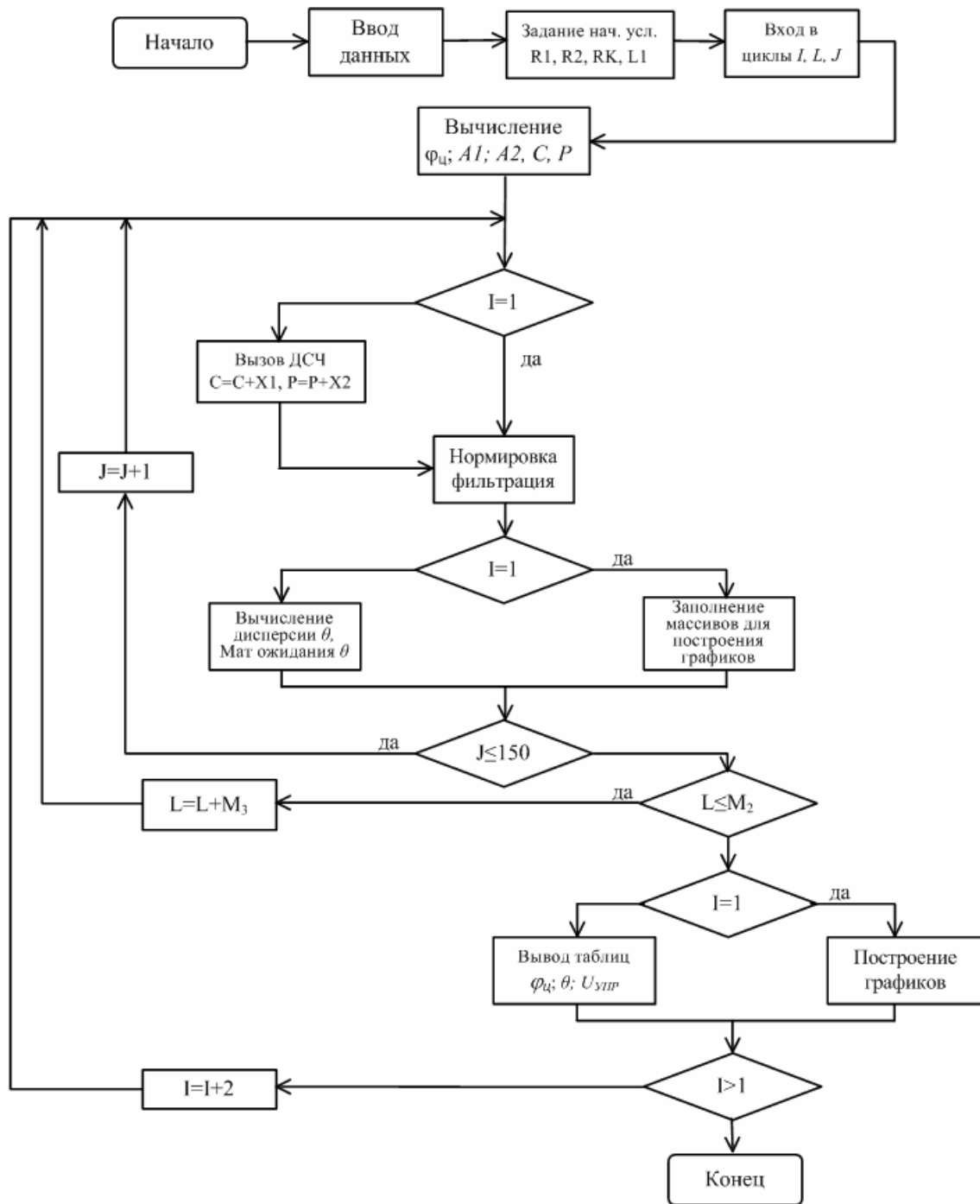


Рисунок 3

При изменении отношения сигнал/шум изменяется, как известно, крутизна дискриминационной характеристики и дисперсия ошибки $D[\theta]$ углового сопровождения. Программой моделирования предусмотрено вычисление дисперсии и математического ожидания угловой ошибки для каждого значения отношения сигнал/шум по рекуррентным алгоритмам:

$$m[\theta(n)] = \bar{\theta}[n] = \frac{1}{n} [\bar{\theta}n-1 + \theta(n)]; \quad (13)$$

$$D[\theta(n)] = \sigma_{\theta}^2 = \frac{1}{n} \left\{ D[\theta(n-1)] \cdot (n-1) + [\theta(n) - \bar{\theta}[n]]^2 \right\}. \quad (14)$$

Распечатка результатов вычислений осуществляется в конце каждого цикла по безразмерному времени n .

На рис. 4 представлены графики функций $U_{\psi}(n)$ и $\theta(n)$, а на рис. 5 зависимость $D(\theta) = f(q)$; $\dot{\varphi} = 0$.

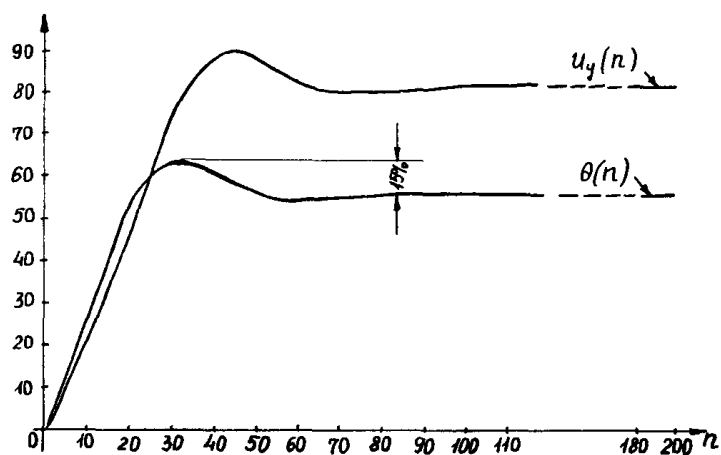


Рисунок 4

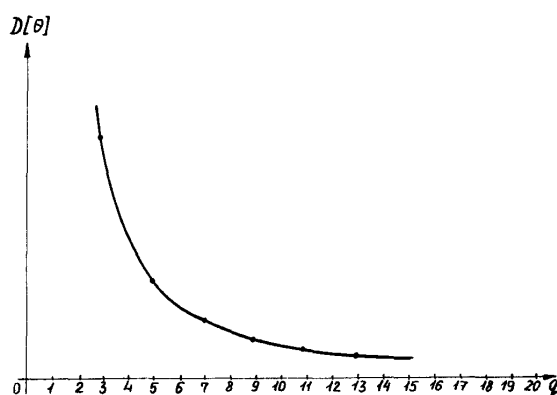


Рисунок 5

Содержание исследования

Статистическое моделирование суммарно- разностной моноимпульсной системы автоматического сопровождения по направлению.

1. Рассчитать параметры алгоритма сглаживающего фильтра фазового детектора для полосы $\Delta f_2 = \frac{\alpha_2}{2\pi} \cong 17$ Гц и фильтра АРУ с полосой $\Delta f_1 = \frac{\alpha_1}{2\pi} \cong 190$ Гц при условии, что период следования импульсов РЛС $T_{\Pi} = 1$ мс.

2. Нарисовать флюктуационную и динамическую дискриминационные характеристики и объяснить характер их течения.

3. По таблице, представленной в распечатке результатов моделирования, построить «участок» динамической дискриминационной и флюктуационной характеристик и определить их параметры.

4. По результатам «машинного эксперимента» рассчитать добротность системы сопровождения и коэффициенты передачи основных ее звеньев.

Порядок выполнения работы

1. Получить у преподавателя вариант задания.
2. По результатам моделирования и полученным графикам управляющего воздействия, сигнала с выхода фазового детектора (выход радиоканала) и углового рассогласования построить дискриминационную характеристику, а также определить и вычислить:
 - а) добротность или коэффициент передачи контура углового сопровождения;

- б) коэффициент передачи углового дискриминатора или крутизну пеленгационной характеристики;
 - в) коэффициент передачи исполнительного устройства;
 - г) построить зависимости $D(\theta) = f_1(q)$; $\dot{\varphi} = 0$ и $D(\theta) = f_2(\theta_{дин})$, $q=const$.
- При вычислении параметров системы необходимо пользоваться выражениями (11) и (12).

Содержание отчета

1. Функциональная схема моделируемой системы и структурная схема математической (цифровой) модели.
2. Таблица численных результатов моделирования, построенная по распечатке полученной программы (выводится на печать $\dot{\varphi}_A, U_y, \theta_{дин}$)
3. График зависимости дисперсии ошибки от величины q отношения сигнал/шум.
4. График дискриминационной кривой и зависимости дисперсии ошибки от ее величины для фиксированного значения q .
5. Рассчитанное значение добротности контура АСН, крутизны характеристики углового дискриминатора и коэффициента передачи исполнительного устройства.
6. Качественный характер зависимости динамической ошибки как функции относительного времени.

Контрольные вопросы

1. Объяснить содержание задачи моделирования работы контура углового сопровождения на ЭЦВМ.
2. Пояснить смысл алгоритма работы системы АРУ. Дать пояснение разницы «быстрой» и «медленной» АРУ.
3. Чем объясняется выбор использованного метода исследования системы?
4. Как вычисляется динамическая ошибка по результатам эксперимента?
5. Составить функциональную схему и фрагмент программы для моделирования углового дискриминатора с фазовой пеленгацией при суммарно-разностной обработке.
6. Записать рекуррентный алгоритм вычисления математического ожидания и дисперсии процесса.
7. Как вычислить параметры системы - добротность, крутизну дискриминационной характеристики и коэффициент передачи исполнительного устройства по результатам моделирования? Какой характер должно иметь управляющее воздействие на систему АСН для вычисления этих параметров?
8. Пояснить функциональную схему программы моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Первачев С.В. и др. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. - М.: Сов. радио, 1973.
2. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. - М.: Сов. радио, 1971.
3. Учебное пособие по вычислительной практике/Под ред. А.И. Заковряшина, В.Б. Силина. - М.: МАИ, 1960.