УДК 621.371

РАЗРАБОТКА РАДИОМЕТРА С КОМПЕНСАЦИЕЙ ФЛУКТУАЦИЙ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ РАДИОМЕТРА И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

В.В. Пустоваров
(представил проф. Королёв А.В.)

Проведен синтез радиометра по критерию статистической инвариантности к флуктуации коэффициента усиления и узкополосной помехе, получено выражение для определения отношения сигнал/шум на выходе радиометра.

Постановка проблемы. Известно, что основными недостатками компенсационного радиометра, обладающего наилучшей потенциальной чувствительностью, является существенное ухудшение чувствительности из-за нестабильности коэффициента усиления линейного тракта, а также полная незащищенность к воздействию внешних помех.

В этой связи необходимо разработать структуру радиометра, который, наряду со всеми достоинствами компенсационного радиометра, обладал бы нечувствительностью к флуктуациям коэффициента усиления и воздействию узкополосной помехи.

Анализ литературы. Одной из основных задач теории инвариантности является построение информационных систем, не реагирующих не только на внешние, но и на параметрические возмущения. В такой постановке условия параметрической инвариантности полностью совпадают с условиями нечувствительности системы к возмущению [1, 4]. При известной статистике параметрических возмущений с помощью теории инвариантности можно найти передаточные функции (или иные характеристики), оптимальные по нечувствительности к параметрическим возмущениям, то есть отыскать оптимальную систему по критерию статистической инвариантности.

Очевидно, что флуктуации коэффициента усиления радиометра являются типичным параметрическим возмущением и поэтому может быть поставлена задача синтеза структуры радиометра, обеспечивающей исключение влияния флуктуаций коэффициента усиления на выходной сигнал с позиций теории инвариантности [2, 3].

Целью статьи является синтез такого радиометра, который проведем по критерию статистической инвариантности выходного сигнала к мешающим воздействиям.

Рассмотрим обобщенную функциональную схему радиометра (рис. 1), состоящую из последовательно соединенных: линейной входной цепи, куда поступают входной сигнал $u_C(t)$ и аддитивная помеха $u_П(t)$; усилителя, характеризующегося коэффициентом усиления по мощности G(t), полосой пропускания Δf и собственным шумом $u_Ш(t)$; схемы квадратичного детектора и идеального усредняющего устройства. На схеме знак $\Phi^2(\cdot)$ означает операцию обобщенного квадратичного детектирования, а знак $\langle\cdot\rangle$ операцию усреднения.

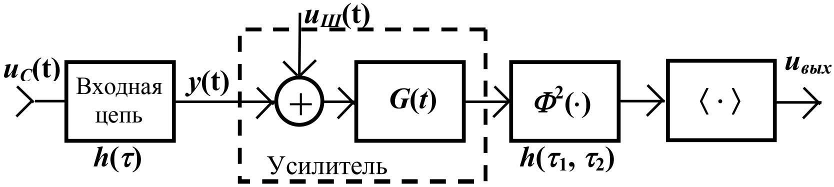

Рис. 1. Обобщенная функциональная схема радиометра

На основании общепринятых предположений [5] процессы в радиометре примем эргодическими нормальными случайными процессами типа квазибелого шума, действующего в полосе пропускания усилителя, а помеху для простоты вычислений примем чисто гармонической.

Задачу будем решать в два приема: вначале проведем синтез схемы радиометра при отсутствии помехи, а затем рассмотрим случай, когда на входе радиометра действует аддитивная смесь гармонической помехи и полезного сигнала.

Итак, положим $A_П = 0$. В силу линейности входных каскадов будем считать, что на входе усилителя действует аддитивная смесь сигнала, прошедшего входные цепи, $y(t) = \sqrt{a}u_C(t)$ и шума $u_Ш(t)$ в полосе пропускания усилителя Δf. Здесь а – коэффициент, учитывающий преобразования сигнала во входных цепях по мощности.

Коэффициент усиления усилителя по мощности с учетом флуктуаций представим как

$$G(t) = G_0\,[1 + g(t)], \tag{1}$$

где $0 \le |g(t)| << 1$ – случайная функция, определяющая относительные флуктуации коэффициента усиления; G_0 – среднее значение коэффициента усиления, величина которого в данной задаче несущественна и может быть положена равной единице.

Тогда на входе схемы квадратичного детектора будет действовать напряжение, равное

$$\left[y(t) + u_Ш(t)\right]\sqrt{1 + g\,(t)}. \tag{2}$$

Известно [5], что при отсутствии флуктуаций коэффициента усиления для обеспечения максимального отношения сигнал/шум на выходе радиометра должно осуществляться обобщенное квадратичное детектирование входной смеси полезного сигнала и внутреннего шума. В общем случае операция квадратичного детектирования может быть записана в виде функционала

$$\Phi^2(x) = \iint_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1,\tau_2)\, x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1 d\tau_2, \tag{3}$$

где x – входное воздействие; $h_2(\tau_1, \tau_2)$ – импульсная характеристика квадратора.

Подынтегральное выражение усредненного значения сигнала (2) после перемножения составляющих на выходе квадратичного детектора будет иметь следующий вид:

$$\begin{gathered}\langle [y(t-\tau_1)\,y(t-\tau_2) + y(t-\tau_1)\,u_Ш(t-\tau_2) + u_Ш(t-\tau_1)\,y(t-\tau_2) + \\ + u_Ш(t-\tau_1)\,u_Ш(t-\tau_2)]\sqrt{1+g(t-\tau_1)}\sqrt{1+g(t-\tau_2)}\rangle.\end{gathered} \tag{4}$$

Ввиду несопоставимости времен корреляции шумовых процессов и медленно меняющегося процесса g(t) в реальной ситуации с достаточной степенью точности можно положить, что при выполнении операции интегрирования $g(t-\tau)$ остается величиной постоянной. Тогда произведение подкоренных выражений дает сомножитель $1 + g(t)$, который вынесем за знак интеграла:

$$\begin{gathered}\langle y(t-\tau_1)y(t-\tau_2)\rangle + \langle y(t-\tau_1)u_Ш(t-\tau_2)\rangle + \\ + \langle y(t-\tau_2)u_Ш(t-\tau_1)\rangle + \langle u_Ш\,(t-\tau_1)u_Ш(t-\tau_2)\rangle.\end{gathered}$$

Здесь первым слагаемым из-за его малости по сравнению с четвертым можно пренебречь. Второе и третье слагаемое ввиду независимости процессов будут равны нулю.

Учитывая сказанное, окончательно выражение (3) с достаточной степенью точности перепишем следующим образом:

$$\langle \Phi^2(y,u_Ш,g)\rangle \approx [1+g(t)]\iint_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1,\tau_2)\langle u(t-\tau)\,u(t-\tau)\rangle d\tau_1 d\tau_2. \tag{5}$$

Из теории инвариантности [1] известно, что для того, чтобы усредненное значение выходного сигнала квадратора было инвариантно к флуктуациям коэффициента усиления, необходимо выполнение условия

$$\frac{\partial\langle \Phi^2(y,u_Ш,g)\rangle}{\partial g} = 0. \tag{6}$$

После подстановки (5) в (6) получим

$$\iint_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1,\tau_2)\langle u_Ш(t-\tau_1)\,u_Ш(t-\tau_2)\rangle d\tau_1 d\tau_2 = 0. \tag{7}$$

После несложных преобразований можно показать, что

$$h_2(\tau_1,\tau_2) = q(1 - q)\cdot\delta(\tau_1)\cdot\delta(\tau_2 - 1/2\Delta f), \qquad (8)$$

а для входной цепи

$$h(\tau) = \mu \cdot \delta(\tau) + (1 - \mu)\,\delta(\tau - 1/2\Delta f). \qquad (9)$$

Учтем теперь, что на входе радиометра действует гармоническая помеха, где $A_П \neq 0$.

Сигнал помехи после входной цепи представим в виде

$$u_{П\,вых}(t) = A_П \int_{-\infty}^{\infty} h\,(t - \tau)\cos\left(2\pi f_П \tau + \varphi_П\right) d\tau. \qquad (10)$$

Подставив выражение (8) в (9) и преобразовав его с учетом условия инвариантности, то есть тождественного равенства помехи на выходе линейной цепи нулю, запишем его в виде

$$u_{П вых}(t) = A_П \mu \cos\left(2\pi f_П t + \varphi_П\right) + A_П\,(1-\mu)\cos\left[2\pi f_П\left(t + \frac{1}{2\Delta f}\right) + \varphi_П\right] = 0. \quad (11)$$

Отсюда получим необходимые условия:

$$\begin{gathered} \mu = 1 - \mu = 0{,}5; \\ 2\pi f_П t + \varphi_П + \frac{2\pi f_П}{2\Delta f} - 2\pi f_П t - \varphi_П = (2n+1)\,\pi, \end{gathered} \qquad (12)$$

где n – целое положительное число.

После преобразования окончательно получим

$$1/2\Delta f = \tau = (n + ½)\,f_П. \qquad (13)$$

Таким образом, при условиях (8), (9), (12) и (13), синтезированный радиометр является инвариантным в среднеквадратическом смысле по отношению к флуктуациям коэффициента усиления и полностью инвариантен по отношению к гармонической помехе.

В соответствии с полученными выражениями для импульсных характеристик входной цепи (9) и схемы квадратичного детектора (8) составим структуру синтезированного радиометрического приемника. Функциональная схема такого приемника будет иметь вид, представленный на рис. 2. В данном радиометре входной сигнал, поступающий с антенны, во входной цепи делится по мощности на две компоненты, одна из которых задерживается на время τ, затем эти компоненты складываются в сумматоре. Далее происходит усиление с последующим делением на две компоненты, одна из которых задерживается на то же время τ, затем эти компоненты перемножаются, а произведение их усредняется.

Время задержки в блоках задержки выбирается больше интервала корреляции, то есть $\tau \geq 1/2\Delta f$.

Для полученной схемы при достигнутой инвариантности к внутренним шумам и гармонической помехе с учетом (11) можем записать

$$u_{вых}(g,t) = \langle u_C^2(t)\rangle\cdot\mu(1-\mu)\cdot q(1-q). \quad (14)$$

Определим оптимальные значения коэффициентов μ и q, которые учитывают потери за счет разделения сигналов по мощности в первом и втором делителях и зависят от соотношения мощностей на их выходах.

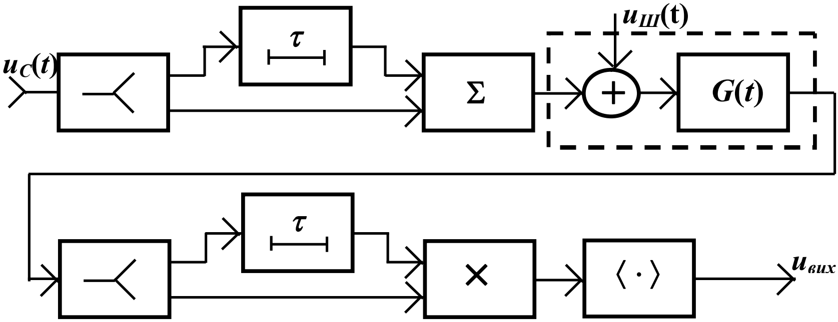

Рис. 2. Функциональная схема синтезированного радиометра

Для достижения максимума выходного сигнала произведение коэффициентов в (14) видно, что это будет достигнуто, как и в условии (12) при μ = q = 0,5.

Таким образом, окончательно величина полезного сигнала на выходе радиометра

$$\langle и_{C\,вых}^2(t)\rangle = \frac{1}{16} k\, T_C^0\, \Delta f. \quad (15)$$

Определим отношение сигнал/шум на выходе и чувствительность синтезированного радиометра.

Найдем дисперсию флуктуаций мощности шума приемника, полагая время задержки τ = 1/2Δf:

$$D = \frac{1}{16}\langle\left[u_Ш(t)\cdot u_Ш(t-1/2\Delta f)\right]^2\rangle. \quad (16)$$

После статистического усреднения

$$\langle x_1\cdot x_2\cdot x_3\cdot x_4\rangle = \langle x_1\cdot x_2\rangle\langle x_3\cdot x_4\rangle + \langle x_1\cdot x_3\rangle\langle x_2\cdot x_4\rangle + \langle x_1\cdot x_4\rangle\langle x_2\cdot x_3\rangle$$

с учетом того, что операция интегрирования на выходе радиометра определяется полосой пропускания последетекторной части, получим

$$D = \frac{\langle u_Ш^4(t)\rangle}{32}\cdot\frac{\Delta F}{\Delta f}. \quad (17)$$

Тогда среднеквадратическое значение флуктуаций шума на выходе равно

$$\sigma_{ск} = \sqrt{D} = \frac{\sqrt{\langle u_Ш^4(t)\rangle}}{4\sqrt{2}}\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (18)$$

Для синтезированного радиометра отношение сигнал/шум по мощности на выходе приемника будет иметь вид

$$q_{\text{вых с}} = \left(\frac{P_C}{P_Ш}\right)_{\text{вых}} = \frac{\langle u^2_{C\,\text{вых}}(t)\rangle}{\sigma_{\text{ск}}} = \frac{\langle u^2_{C\,\text{вых}}(t)\rangle\; 4\sqrt{2}}{\sqrt{\langle u^4_Ш(t)\rangle}}\sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} =$$
$$= \frac{4\sqrt{2}}{16}\cdot\frac{k\,T^0_C\;\Delta f}{k\,T^0_Ш\;\Delta f}\sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} = \frac{1}{2\sqrt{2}}\cdot\frac{T^0_C}{T^0_Ш}\sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}}. \quad (19)$$

Учитывая, что по определению $T_{\text{Смин}}$ – минимальное значение мощности полезного сигнала, при котором отношение сигнал/шум на выходе приемника равно единице, выражение для чувствительности получим в виде

$$T^0_{C\,\text{мин}} = 2\sqrt{2}\;T^0_Ш\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (20)$$

Выводы. 1. Синтезирован радиометр по критерию статистической инвариантности к флуктуации коэффициента усиления и узкополосной помехе.

2. Сравнивая полученное выражение (20) с классическим выражением для чувствительности [5], можно видеть, что потенциальная чувствительность синтезированного радиометра в $2\sqrt{2}$ раз хуже потенциальной чувствительности компенсационного радиометра. Однако в связи с ухудшением чувствительности компенсационного радиометра из-за влияния флуктуаций коэффициента усиления, учитывая результаты, приведенные в [6], можно показать, что реальная чувствительность синтезированного радиометра будет в 18…25 раз выше, чем компенсационного.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Криницький И.И., Фокін А.В. Розрахунок інваріантних нелінійних автоматичних систем. – К.: Техніка, 1970. – 188 с.*
2. *Купер Дж. Макгиллем К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 376 с.*
3. *Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том I. Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция. – М.: Сов. радио, 1972. – 744 с.*
4. *Автономные и комбинированные системы наведения самолетов и ракет. Учебное пособие. / В.И. Меркулов, В.В. Дрогалин, А.И. Перов, А.А. Абдулов. Под ред. В.И. Меркулова. изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1996. – 88 с.*
5. *Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация. Пассивная радиолокация. Под ред. А.А. Красовского. – М.: Сов. радио, 1964. – 335 с.*
6. *Краус Дж. Д. Радиоастрономия. Пер. с англ. / Под ред. В.В. Железнякова. – М.: Сов. радио, 1973. – 456 с.*

Поступила 28.02.2003

ПУСТОВАРОВ Владимир Владимирович, *инженер, соискатель Харьковского военного университета. Область научных интересов – информационные системы.*