

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 $u_{\text{ш}}(t)$; усилителя, характеризующегося коэффициентом усиления по мощности $G(t)$, полосой пропускания Δf и собственным шумом $u_{\text{ш}}(t)$; 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.

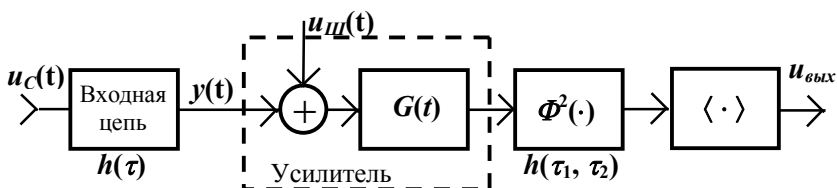


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема радиометра

На основании общепринятых предположений [5] процессы в радиометре примем эргодическими нормальными случайными процессами типа квазирелеянского 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 $A_{\text{ш}} = 0$. 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 $u_{\text{ш}}(t)$ в полосе пропускания усилителя Δf . Здесь a – коэффициент, учитывающий преобразования сигнала во входных цепях по мощности.

Коэффициент усиления усилителя по мощности с учетом флуктуаций представим как

$$G(t) = G_0 [1 + g(t)], \quad (1)$$

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

Тогда на входе схемы квадратичного детектора будет действовать напряжение, равное

$$[y(t) + u_{\text{ш}}(t)]\sqrt{1 + g(t)}. \quad (2)$$

Известно [5], что при отсутствии флуктуаций коэффициента усиления

ния 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

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

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:

$$\langle [y(t - \tau_1)y(t - \tau_2) + y(t - \tau_1)u_{\text{ш}}(t - \tau_2) + u_{\text{ш}}(t - \tau_1)y(t - \tau_2) + u_{\text{ш}}(t - \tau_1)u_{\text{ш}}(t - \tau_2)] \sqrt{1 + g(t - \tau_1)} \sqrt{1 + g(t - \tau_2)} \rangle. \quad (4)$$

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:

$$\langle y(t - \tau_1)y(t - \tau_2) \rangle + \langle y(t - \tau_1)u_{\text{ш}}(t - \tau_2) \rangle + \langle y(t - \tau_2)u_{\text{ш}}(t - \tau_1) \rangle + \langle u_{\text{ш}}(t - \tau_1)u_{\text{ш}}(t - \tau_2) \rangle.$$

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:

$$\langle \Phi^2(y, u_{\text{ш}}, g) \rangle \approx [1 + g(t)] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \langle u(t - \tau)u(t - \tau) \rangle d\tau_1 d\tau_2. \quad (5)$$

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

$$\frac{\partial \langle \Phi^2(y, u_{\text{ш}}, g) \rangle}{\partial g} = 0. \quad (6)$$

После подстановки (5) в (6) получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \langle u_{\text{ш}}(t - \tau_1)u_{\text{ш}}(t - \tau_2) \rangle d\tau_1 d\tau_2 = 0. \quad (7)$$

После несложных преобразований можно показать, что

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

а для входной цепи

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

Учтем теперь, что на входе радиометра действует гармоническая помеха, где $A_{\Pi} \neq 0$.

Сигнал помехи после входной цепи представим в виде

$$u_{\Pi \text{ вых}}(t) = A_{\Pi} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \tau) \cos(2\pi f_{\Pi} \tau + \varphi_{\Pi}) d\tau. \quad (10)$$

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

$$u_{\Pi \text{ вых}}(t) = A_{\Pi} \mu \cos(2\pi f_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}) + A_{\Pi} (1 - \mu) \cos\left[2\pi f_{\Pi} \left(t + \frac{1}{2\Delta f}\right) + \varphi_{\Pi}\right] = 0. \quad (11)$$

Отсюда получим необходимые условия:

$$\mu = 1 - \mu = 0,5;$$

$$2\pi f_{\Pi} t + \varphi_{\Pi} + \frac{2\pi f_{\Pi}}{2\Delta f} - 2\pi f_{\Pi} t - \varphi_{\Pi} = (2n + 1)\pi, \quad (12)$$

где n – целое положительное число.

После преобразования окончательно получим

$$1/2\Delta f = \tau = (n + 1/2) f_{\Pi}. \quad (13)$$

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 внутрен-

ним шумам и гармонической помехе с учетом (11) можем записать

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

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.

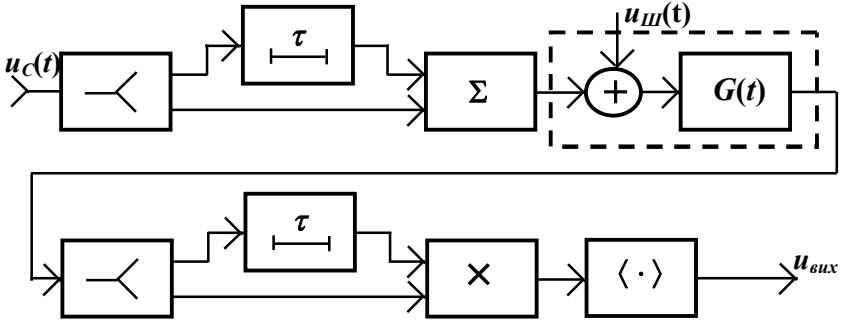


Рис. 2. Функциональная схема синтезированного радиометра

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

Таким образом, окончательно величина полезного сигнала на выходе радиометра

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

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

Найдем дисперсию флуктуаций мощности шума приемника, полагая время задержки $\tau = 1/2\Delta f$:

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

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

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

Тогда среднеквадратическое значение флуктуаций шума на выходе равно

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

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

$$\begin{aligned} \rho_{\text{ВЫХС}} &= \left(\frac{P_C}{P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{ВЫХ}} = \frac{\langle u_{\text{СВЫХ}}^2(t) \rangle}{\sigma_{\text{СК}}} = \frac{\langle u_{\text{СВЫХ}}^2(t) \rangle 4\sqrt{2}}{\sqrt{\langle u_{\text{Ш}}^4(t) \rangle}} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} = \\ &= \frac{4\sqrt{2}}{16} \cdot \frac{k T_C^0 \Delta f}{k T_{\text{Ш}}^0 \Delta f} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{T_C^0}{T_{\text{Ш}}^0} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}}. \end{aligned} \quad (19)$$

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

$$T_{\text{СМИН}}^0 = 2\sqrt{2} T_{\text{Ш}}^0 \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (20)$$

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 І.І., 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.