

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОМЕТРА И МЕТОД ИМПУЛЬСНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

В. Г. Грачев, Н. Ф. Рыжков

Рассмотрен общий случай работы радиометра, в котором обычный модуляционный метод (антенна—эквивалент) сочетается с синхронной модуляцией коэффициента усиления. Теоретический анализ показывает, что в предельном случае при импульсном запирании и импульсной компенсации теоретическая чувствительность радиометра может быть близка к предельной. Показана перспективность применения метода импульсной компенсации в радиоспектрометрах.

The common case of the mode of operation of radiometer where the ordinary modulative method is combined with the synchronous gain modulation is considered. From the theoretical analyse it is shown that the theoretical sensitivity of the radiometer can be approached to the limit sensitivity in the limit case of puls blocking up with puls compensation. The perspective of the using of puls-compensative method is described.

Предельная чувствительность радиометра определяется известной формулой [1, 2], называемой обычно формулой чувствительности компенсационного радиометра,

$$\delta T_k = \frac{T_a + T_n}{\sqrt{\Delta f t}} = q T_{m.a}, \quad (1)$$

где δT_k — среднеквадратичное значение выходных флуктуаций, прокалиброванное в градусах антенной температуры, К; T_a и T_n — соответственно шумовые температуры антенны и приемника, К; Δf — полоса пропускания до квадратичного детектора (форму полосы считаем прямоугольной), Гц; t — время интегрирования выходного сигнала, с; $T_{m.a} = T_a + T_n$ — полная шумовая температура приемной системы;

$$q = \frac{\delta T_k}{T_{m.a}} = \frac{1}{\sqrt{\Delta f t}}$$

— относительная статистическая погрешность оценки $T_{m.a}$ (величина $\theta = 1/q$ называется обычно радиометрическим выигрышем).

В действительности реализовать чувствительность, соответствующую формуле (1), для $q < 10^{-2}$ при компенсационном методе измерений очень трудно вследствие нестабильности характеристик приемника. Поэтому на практике наибольшее распространение получил квазиулевой модуляционный метод измерений [1, 2], позволяющий значительно ослабить влияние нестабильности приемной аппаратуры. Однако теоретическая чувствительность модуляционного радиометра в два раза хуже, чем компенсационного, при прочих равных условиях:

$$\delta T_m = 2\delta T_k = 2q T_{m.a}. \quad (2)$$

В настоящее время с такой большой потерей чувствительности трудно мириться. Современные малошумящие приемные устройства имеют шумовую температуру, близкую к температуре антенн ($T_n \approx T_a$), и в этом слу-

чае для повышения чувствительности вдвое потребовалось бы снизить $T_{ш}$ почти до абсолютного нуля. Но тот же результат можно получить, если перейти от модуляционного метода к компенсационному и реализовать чувствительность (1) при неизменной шумовой температуре приемника. Следовательно, разработка эффективных способов стабилизации характеристик аппаратуры, использование усилительных устройств с пониженным фликкер-шумом и применение методов, позволяющих приблизиться к предельной чувствительности (1), становятся такой же важной проблемой, как и снижение шумовой температуры СВЧ-тракта приемника.

Следует отметить, что корреляционный и балансный радиометры [1, 2], в которых используются по два приемных устройства, а также комбинация двух модуляционных радиометров (приемник Грахама [1, 2]) позволяют получить чувствительность в $\sqrt{2}$ раз более высокую (так как сигнал антенны наблюдается непрерывно) по сравнению с обычным модуляционным радиометром, но применяются они очень редко вследствие сложности таких приемных систем.

Ниже рассматривается обобщенная формула теоретической чувствительности радиометра и раскрываются возможности, которые дает сочетание обычного модуляционного метода (антенна—эквивалент) с модуляцией коэффициента усиления до детектора. Показано, что в этом случае теоретическая чувствительность δT может иметь промежуточное значение $\delta T_{к} < \delta T < 2\delta T_{к}$. Определены требования к стабильности характеристик аппаратуры. Показана возможность получения в модуляционном радиоспектрометре более высокой чувствительности, чем при квазинулевым режиме работы.

Обобщенная формула теоретической чувствительности радиометра.

Рассмотрим общий случай работы модуляционного радиометра, когда в течение периода модуляции t_m антенна подключается к приемнику на интервал времени $t_a = \theta t_m$, а эквивалент — на интервал $t_s = (1 - \theta)t_m$, где θ — коэффициент заполнения периода модуляции сигналом антенны.

Определим средние значения (математические ожидания) напряжений на выходе квадратичного детектора. При подключенной антенне

$$\bar{U}_a = \left\langle \frac{1}{\theta t_m} \int_0^{\theta t_m} U_a(t) dt \right\rangle = k T_{ш. а} \Delta f G_a; \quad (3a)$$

при подключенном эквиваленте

$$\bar{U}_s = \left\langle \frac{1}{(1 - \theta) t_m} \int_{\theta t_m}^{t_m} U_s(t) dt \right\rangle = k T_{ш. э} \Delta f G_s. \quad (3b)$$

Здесь $U_a(t)$ и $U_s(t)$ — мгновенные значения напряжений на выходе детектора; k — постоянная Больцмана; $T_{ш. а}$ и $T_{ш. э}$ — полные шумовые температуры приемной системы, когда включены соответственно антенна или эквивалент; G_a , G_s — коэффициенты усиления мощности до детектора включительно, в общем случае изменяемые синхронно с частотой модуляции.

Величиной, подлежащей регистрации, является разностный сигнал

$$\bar{U}_p = \bar{U}_a - \bar{U}_s = k T_{ш. а} \left(1 - \frac{T_{ш. э} G_s}{T_{ш. а} G_a} \right) \Delta f G_a. \quad (4)$$

Однако в модуляционном радиометре после квадратичного детектора обычно производится усиление и синхронное детектирование модулированной составляющей напряжения с потерей постоянной составляющей из-за

наличия разделительных конденсаторов. Для этого случая определим постоянную составляющую напряжения на выходе квадратичного детектора

$$\bar{U}_0 = \left\langle \frac{1}{t_M} \int_0^{t_M} [U_a(t) + U_s(t)] dt \right\rangle = \theta \bar{U}_a + (1 - \theta) \bar{U}_s. \quad (5)$$

Далее, полагая для простоты коэффициент передачи низкочастотного устройства перед синхронным детектором равным единице (для всех гармоник модулирующего напряжения), запишем выражение для постоянной составляющей напряжения на выходе синхронного детектора:

$$\begin{aligned} V &= (\bar{U}_a - \bar{U}_0) \theta - (\bar{U}_s - \bar{U}_0) (1 - \theta) = \\ &= 2\theta (1 - \theta) (\bar{U}_a - \bar{U}_s) = \\ &= C(\theta) k T_{m.a} \left(1 - \frac{T_{m.s} G_s}{T_{m.a} G_a} \right) \Delta f G_a. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь $C(\theta) = 2\theta(1 - \theta)$ — множитель, определяющий зависимость коэффициента передачи идеального ключевого синхронного детектора от коэффициента заполнения θ (рис. 1). При записи (6) предполагалось, что в синхронном детекторе производится перемножение поступающего на его вход сигнала на $+1$, когда подключена антенна, и на -1 , когда подключен эквивалент.

Среднеквадратичные значения флуктуаций на выходе квадратичного детектора, когда подключены антенна и эквивалент, соответственно равны:

$$\sqrt{(\delta U_a)^2} = \frac{\bar{U}_a}{\sqrt{\Delta f \theta t_M}}; \quad \sqrt{(\delta U_s)^2} = \frac{\bar{U}_s}{\sqrt{\Delta f (1 - \theta) t_M}}. \quad (7)$$

Тогда среднеквадратичное значение флуктуаций на выходе синхронного детектора будет определяться выражением

$$\begin{aligned} \sqrt{(\delta V)^2} &= C(\theta) \left\langle \sqrt{(\delta U_a)^2 + (\delta U_s)^2} (t_M/t) \right\rangle = \frac{C(\theta) \bar{U}_a}{\sqrt{\Delta f t}} \sqrt{\frac{1}{\theta} + \frac{1}{1 - \theta} \left(\frac{\bar{U}_s}{\bar{U}_a} \right)^2} = \\ &= \frac{C(\theta) k T_{m.a} \Delta f G_a}{\sqrt{\Delta f t}} \sqrt{\frac{1}{\theta} + \frac{(1 - M)^2}{1 - \theta}}. \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь t — время интегрирования сигнала на выходе синхронного детектора;

$$M = \frac{\bar{U}_a - \bar{U}_s}{\bar{U}_a} = 1 - \frac{T_{m.s} G_s}{T_{m.a} G_a}$$

— коэффициент, характеризующий глубину модуляции напряжения на выходе квадратичного детектора.

Из (8) путем калибровки получаем обобщенную формулу теоретической чувствительности радиометра

$$\delta T = \frac{\sqrt{(\delta V)^2}}{C(\theta) k \Delta f G_a} = \frac{T_{m.a}}{\sqrt{\Delta f t}} \sqrt{\frac{1}{\theta} + \frac{(1 - M)^2}{1 - \theta}}. \quad (9)$$

Последнее выражение можно представить в виде

$$\delta T = q \mu T_{m.a}, \quad (10)$$

где

$$\mu = \sqrt{\frac{1}{\theta} + \frac{(1 - M)^2}{1 - \theta}} \quad (11)$$

— коэффициент, определяемый методикой измерений (методический проигрыш в чувствительности).

На рис. 2 приведены зависимости μ от θ для различных глубин модуляции M , показывающие, что для каждой глубины модуляции можно подобрать такое значение θ , при котором коэффициент μ имеет минимальную величину:

$$\theta = \frac{1}{2-M}; \quad (12)$$

$$\mu = 2 - M. \quad (13)$$

Следовательно, множитель μ в (10) может иметь любое значение ≥ 1 в зависимости от M . Когда $M \rightarrow 0$ и $\theta = 0.5$, реализуется обычно применяемый квазиулевой модуляционный режим работы ($T_{ш.з} G_з \approx T_{ш.а} G_а$; $\mu = 2$). Но если $M \rightarrow 1$ и соответственно $\theta \rightarrow 1$, то теоретическая чувствительность модуляционного радиометра приближается к предельной (1), поскольку в этом случае $\mu \rightarrow 1$.

Таким образом, теоретическая чувствительность одноканального радиометра не исчерпывается известной альтернативой — чувствительностью компенсационного ($\delta T_k = q T_{ш.а}$) или квазиулевого модуляционного ($\delta T_k = 2q T_{ш.а}$) радиометров, а может в принципе иметь любое промежуточное значение от δT_k до $2\delta T_k$ при соответствующем выборе глубины модуляции M и коэффициента заполнения θ .

Необходимую глубину модуляции $M > 0$ можно получить снижением температуры эквивалента $T_з < T_а$ и (или) синхронной модуляцией коэффициента усиления $G_з < G_а$.

Особый интерес представляет режим работы с максимальной глубиной модуляции $M=1$, когда производится периодическое запираение приемника ($G_з=0$). В этом режиме коэффициент μ зависит только от θ (нижняя кривая на рис. 2):

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{\theta}}, \quad (14)$$

и в пределе, когда $\theta \rightarrow 1$, достигается предельная чувствительность (1) компенсационного радиометра. Но при $\theta=1$ сигнал на выходе квадратичного детектора немодулирован и в этом случае типовые выходные устройства модуляционных радиометров не применимы, поскольку их коэффициент передачи $C(\theta) \rightarrow 0$ при $\theta \rightarrow 1$ (рис. 1).

Однако заметное улучшение теоретической чувствительности (в 1.8 раза) по сравнению с обычным модуляционным режимом работы ($M \approx 0$, $\theta = 0.5$) получается при $M=1$ и $\theta=0.8$, когда $\mu \approx 1.1$ и коэффициент передачи $C(\theta)$ составляет примерно 60% от максимального (рис. 1).

В этом случае сигнал на выходе квадратичного детектора представляет собой импульсы с коэффициентом заполнения $\theta \approx 0.8$, амплитуда которых соответствует полной шумовой температуре системы. Чтобы исключить перегрузку низкочастотного выходного устройства радиометра, этот импульсный сигнал необходимо скомпенсировать подобным же сигналом противоположной полярности, который легко получить из моду-

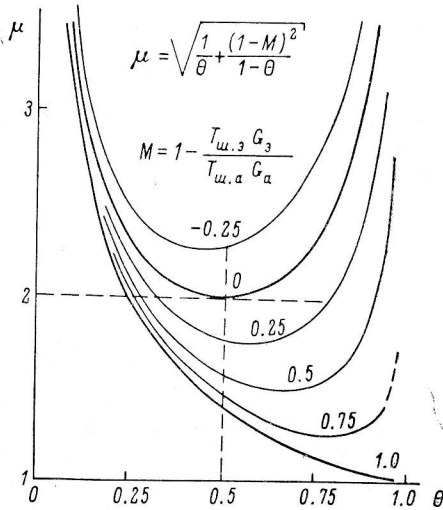


Рис. 2.

лирующего напряжения. Поэтому такой метод можно назвать методом импульсной компенсации.

Реальная чувствительность радиометра. Для оценки реальной чувствительности радиометра в общем случае воспользуемся формулой (6)

$$V = C(\theta) k T_{\text{ш. а}} \left(1 - \frac{T_{\text{ш. в}} G_{\text{в}}}{T_{\text{ш. а}} G_{\text{а}}} \right) \Delta f G_{\text{а}}.$$

Учитывая, что $T_{\text{ш. а}} = T_{\text{а}} + T_{\text{п}}$ и $T_{\text{ш. в}} = T_{\text{в}} + T_{\text{п}}$, оценим реакцию радиометра на изменение коэффициента усиления ($\Delta G_{\text{а}}$, $\Delta G_{\text{в}}$) и шумовой температуры ($\Delta T_{\text{п}}$) приемника:

$$\Delta V_{\text{т}} = \frac{\partial V}{\partial G_{\text{а}}} \Delta G_{\text{а}} + \frac{\partial V}{\partial T_{\text{п}}} \Delta T_{\text{п}} = C(\theta) k T_{\text{ш. а}} M \Delta f G_{\text{а}} \left[\frac{\Delta G_{\text{а}}}{G_{\text{а}}} + \left(1 - \frac{G_{\text{в}}}{G_{\text{а}}} \right) \frac{\Delta T_{\text{п}}}{M T_{\text{ш. а}}} \right]. \quad (15)$$

Здесь предполагалось, что выполняются условия:

$$\Delta G_{\text{а}}/G_{\text{а}} = \Delta G_{\text{в}}/G_{\text{в}}; \quad G_{\text{в}}/G_{\text{а}} = \text{const.}$$

Пересчитаем среднеквадратичное значение флуктуаций, вызванных техническими причинами, ко входу приемника и выразим в градусах антенной температуры:

$$\Delta T_{\text{т}} = \frac{\sqrt{(\Delta V_{\text{т}})^2}}{C(\theta) k \Delta f G_{\text{а}}} = T_{\text{ш. а}} M \sqrt{\left[\frac{\Delta G_{\text{а}}}{G_{\text{а}}} + \left(1 - \frac{G_{\text{в}}}{G_{\text{а}}} \right) \frac{\Delta T_{\text{п}}}{M T_{\text{ш. а}}} \right]^2} = T_{\text{ш. а}} M \xi. \quad (16)$$

Здесь

$$\xi = \sqrt{\left[\frac{\Delta G_{\text{а}}}{G_{\text{а}}} + \left(1 - \frac{G_{\text{в}}}{G_{\text{а}}} \right) \frac{\Delta T_{\text{п}}}{M T_{\text{ш. а}}} \right]^2} \quad (17)$$

— коэффициент, характеризующий аппаратную нестабильность.

В нормально работающем малощумящем приемнике изменения собственной шумовой температуры в основном вызываются нестабильностью усиления тех каскадов, которые вносят вклад в общую шумовую температуру. При этом, как правило, $\Delta T_{\text{п}}/T_{\text{ш. а}} \ll \Delta G_{\text{а}}/G_{\text{а}}$. Тогда, полагая $T_{\text{в}} \approx T_{\text{а}}$, выражение (17) можно упростить:

$$\xi \approx \sqrt{\left(\frac{\Delta G_{\text{а}}}{G_{\text{а}}} \right)^2}. \quad (18)$$

Следовательно, коэффициент ξ определяется главным образом нестабильностью усиления приемника.

Полагая флуктуации, вызванные шумами и нестабильностью приемника, независимыми, получим следующее выражение для оценки реальной чувствительности радиометра:

$$\Delta T_{\text{п}} = \sqrt{\delta T^2 + \Delta T_{\text{т}}^2} = q T_{\text{ш. а}} \sqrt{\mu^2 + (M \xi / q)^2}. \quad (19)$$

Определим общий проигрыш в чувствительности:

$$П = \frac{\Delta T_{\text{п}}}{\delta T_{\text{к}}} = \sqrt{\mu^2 + (M \xi / q)^2}. \quad (20)$$

При оптимальном θ (12, 13) будем иметь:

$$П = \sqrt{(2 - M)^2 + (M \xi / q)^2}. \quad (21)$$

Режим работы радиометра, отличающийся от квазиулевого, целесообразно использовать в тех случаях, когда $П \leq 2$. Из (21) определим допустимый коэффициент нестабильности, при котором общий проигрыш в чувствительности не превышал бы выбранной величины $П$:

$$\xi \leq (q/M) \sqrt{П^2 - (2 - M)^2}. \quad (22)$$

На рис. 3 приведены кривые, показывающие, как изменяется требование к допустимому коэффициенту нестабильности в зависимости от глубины модуляции M при разных значениях Π . Из этих кривых видно, что для $\Pi \leq 2$ требование к стабильности усиления приемника резко возрастает при отходе от квазинулевого режима работы. Из (22) следует, что целесообразность перехода от квазинулевого модуляционного метода ($M=0, \Pi=2$) к компенсационному ($M=1, \Pi < 2$) определяется условием $\xi < q\sqrt{3}$.

Для метода импульсной компенсации ($M=1, \theta < 1$) выражение (19) принимает вид

$$\Pi = \sqrt{1/\theta + (\xi/q)^2}. \quad (23)$$

Отсюда определим требование к допустимому коэффициенту аппаратной нестабильности

$$\xi \leq q\sqrt{\Pi^2 - 1/\theta}. \quad (24)$$

На рис. 4 приведены зависимости ξ от θ для различных Π , показывающие, что это требование при уменьшении θ от 1 до 0.8 для $\Pi \geq 1.2$ изменяется не очень резко. Например, при переходе от $\theta=1$ к $\theta=0.8$ для сохранения $\Pi=1.2$ требуется уменьшение ξ примерно в 1.5 раза. Если же это требование не выполнить, то при таком переходе общий проигрыш в чувствительности (23) увеличится соответственно с $\Pi=1.2$ до $\Pi=1.3$, т. е. всего на 8%. Следовательно, метод импульсной компенсации при $\theta \approx 0.8$ позволяет получить чувствительность, очень близкую к чувствительности, реализуемой при чисто компенсационном методе измерений.

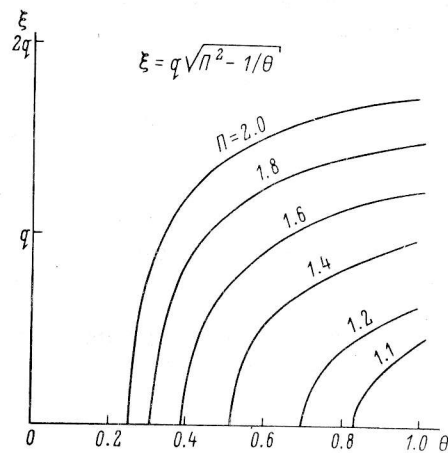


Рис. 4.

О возможности применения метода импульсной компенсации в модуляционных радиоспектрометрах. В 1954 г. Силов [3] предложил использовать в многоканальном радиоспектрометре в качестве компенсирующего напряжения для сигналов узкополосных (спектральных) каналов детектированный шумовой сигнал широкополосного канала (канала сравнения). Такой способ компенсации (непрерывное сравнение сигналов от разных участков исследуемого спектра) позволяет значительно ослабить влияние нестабильности общего для всех каналов усилительного тракта при условии сохранения формы его частотной характеристики. При этом путем балансировки усиления каналов можно устранить также реакцию радиоспектрометра на изменения уровня принимаемого излуче-

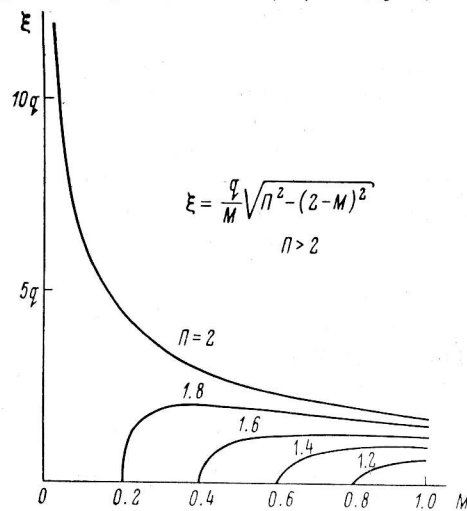


Рис. 3.

Из (23) следует, что при современных возможностях приемно-усилительной техники оба компенсационных метода, вероятно, можно использовать только в узкополосных радиометрах, имеющих $q > 10^{-3}$. Поэтому наиболее подходящей областью применения этих методов являются спектральные измерения, требующие высокого разрешения по частоте.

Из (23) следует, что при современных возможностях приемно-усилительной техники оба компенсационных метода, вероятно, можно использовать только в узкополосных радиометрах, имеющих $q > 10^{-3}$. Поэтому наиболее подходящей областью применения этих методов являются спектральные измерения, требующие высокого разрешения по частоте.

ния с равномерным спектром [4]. В радиоспектрометрах, на входе которых применялись смесители, такой метод компенсации давал улучшение чувствительности по сравнению с широко распространенным методом частотной модуляции.

Применение в радиоспектрометрах усилителей СВЧ, имевших недостаточно стабильные параметры, вызвало необходимость разработки методов, ослабляющих влияние нестабильности амплитудно-частотных характеристик приемного устройства. Наилучшим образом этого удалось достигнуть в радиоспектрометре двойного сравнения [5, 6], в котором метод компенсации с помощью широкополосного канала сочетается с модуляционным методом сравнения спектральной плотности шумов антенны и эквивалента. Но теоретическая чувствительность такого радиоспектрометра в два раза хуже, чем компенсационного, поэтому с повышением стабильности характеристик усилителей СВЧ, по-видимому, будет целесообразен возврат к компенсационному методу.

Сравнительная оценка известных методов радиоастрономических спектральных измерений [7] с учетом практически достигнутой стабильности малошумящих усилителей СВЧ показывает преимущество компенсационного метода при выполнении наблюдений небольшой длительности — порядка времени прохождения дискретного источника через неподвижную диаграмму антенны. Но при длительных наблюдениях и недостаточно стабильной работе приемника преимущество остается за методом двойного сравнения.

Поэтому желательно иметь возможность применять оба метода в зависимости от условий наблюдений и состояния аппаратуры. Такую возможность открывает сочетание метода двойного сравнения с методом импульсной компенсации. При этом в радиоспектрометре двойного сравнения не требуется производить каких-либо существенных переделок.

Анализ работы модуляционного радиоспектрометра, в котором метод двойного сравнения сочетается с синхронной модуляцией общего коэффициента усиления, показывает, что в результате получения разности калиброванных значений сигналов спектрального канала и канала сравнения методический проигрыш в чувствительности будет определяться выражением

$$\mu_n = \mu \sqrt{1 + \frac{\Delta f_n}{\Delta f_0}}, \quad (25)$$

где Δf_n и Δf_0 — полосы пропускания спектрального канала и канала сравнения (здесь и далее индекс n относится к спектральному каналу, а индекс 0 — к каналу сравнения).

В этом случае калиброванное по спектральному каналу среднеквадратичное значение выходных флуктуаций, вызванных нестабильностью аппаратуры, можно оценить по формуле

$$\Delta T_{zn} \approx T_{m. an} M \sqrt{\left(\frac{\Delta G_{an}}{G_{an}} - \frac{\Delta G_{a0}}{G_{a0}}\right)^2} = T_{m. an} M \xi_{n0}. \quad (26)$$

Здесь коэффициент аппаратурной нестабильности

$$\xi_{n0} = \sqrt{\left(\frac{\Delta G_{an}}{G_{an}} - \frac{\Delta G_{a0}}{G_{a0}}\right)^2} \quad (27)$$

определяется нестабильностью формы частотной характеристики общего усилительного тракта в полосе, занимаемой каналами анализатора и каналом сравнения (назовем ее полосой анализа).

При выводе (26) предполагалось, что относительная нестабильность собственной шумовой температуры приемника значительно меньше относительной нестабильности его коэффициента усиления, а нестабильность отдельных усилителей в каналах считалась пренебрежимо малой по срав-

нению с нестабильностью общего усилительного тракта. Глубина модуляции M сигналов на выходе квадратичных детекторов принималась одинаковой для всех каналов.

Реальную чувствительность радиоспектрометра по спектральному каналу, настроенному на частоту f_n , в общем случае можно оценить по формуле

$$\Delta T_{pn} = q_n T_{m. an} \sqrt{\mu^2 + \left(\frac{\Delta T_{vn}}{q_n}\right)^2} = q_n T_{m. an} \sqrt{\mu^2 \left(1 + \frac{\Delta f_n}{\Delta f_0}\right) + \left(M \frac{\xi}{q}\right)^2}. \quad (28)$$

На практике обычно выполняется условие $\Delta f_0 \gg \Delta f_n$. Тогда (28) и (19) становятся подобными. Это дает возможность при оценках общего проигрыша в чувствительности Π_n и допустимого коэффициента аппаратной нестабильности ξ_{n0} пользоваться формулами, подобными (20)–(24), а также рис. 3 и 4.

В приемнике, полоса пропускания которого значительно шире полосы анализа, специальными мерами может быть обеспечена высокая равномерность и стабильность частотной характеристики в полосе анализа. При этом $\xi_{n0} \ll \sqrt{(\Delta G_{an}/G_{an})^2}$.

Следовательно, реальная чувствительность компенсационного и импульсно-компенсационного радиоспектрометра с широкополосным каналом сравнения может быть значительно выше, чем при компенсации опорным напряжением, не зависящим от усиления приемника.

Заключение. Рассмотренный здесь метод импульсной компенсации позволяет осуществлять быстрый переход от модуляционного метода измерений к квазикомпенсационному без замены стандартных выходных устройств, производящих усиление и синхронное детектирование прямоугольно-модулированных сигналов. Для этого необходимо лишь иметь возможность производить запирающие приемника и управление работой синхронного детектора короткими (20% от периода модуляции) прямоугольными импульсами.

Наибольшего эффекта от применения метода импульсной компенсации можно ожидать в многоканальных радиоспектрометрах двойного сравнения, в которых он позволяет при достаточно стабильных характеристиках приемника и анализатора достичь чувствительности, близкой к предельной.

Эксперименты, выполненные на радиоспектрометрах РАТАН-600 [8, 9] в реальных условиях наблюдений, подтверждают возможность получения выигрыша в чувствительности примерно в 1.7 раза по сравнению с квазиулевым методом двойного сравнения, когда $q_n \geq 1.7 \cdot 10^{-3}$. Результаты этих экспериментальных исследований будет посвящена отдельная статья.

В заключение авторы выражают благодарность Д. В. Королькову, П. А. Фридману и А. В. Ипатову за полезную дискуссию и замечания.

П Р И Л О Ж Е Н И Е

Непосредственная (без разделительных конденсаторов) связь ключевого синхронного детектора с выходом квадратичного детектора позволяет применять модуляцию с любым коэффициентом заполнения θ и в пределе при $\theta=1$ переходить к чисто компенсационному методу измерений. Постоянная составляющая напряжения на выходе синхронного детектора в этом случае будет определяться выражением

$$\bar{V} = U_a \theta - U_s (1 - \theta) = [T_{m. a} G_a \theta - T_{m. s} G_s (1 - \theta)] k \Delta f.$$

Обозначим $G_a \theta = G'_a$, $G_s (1 - \theta) = G'_s$, тогда

$$\bar{V} = k T_{m. a} \left(1 - \frac{T_{m. s} G'_s}{T_{m. a} G'_a}\right) \Delta f G'_a.$$

Последнее выражение подобно (6), но для осуществления квазиулевого режима работы при одинаковых температурах антенны и эквивалента здесь необходимо применить синхронную модуляцию коэффициента усиления $G_s/G_a = \theta/(1-\theta)$, чтобы выполнить условие $G'_s/G'_a = 1$.

Методический проигрыш в чувствительности в этом случае можно определить также по формуле (11), если принять

$$M = 1 - \frac{T_{ш.э} G'_s}{T_{ш.а} G'_a} = 1 - \frac{T_{ш.э} G_s (1 - \theta)}{T_{ш.а} G_a \theta}.$$

Список литературы

1. Краус Д. Д. Радиоастрономия. М., «Сов. радио», 1973.
2. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М., «Наука», 1973.
3. Selove W. — Rev. Sci. Instruments, 1954, 25, p. 420.
4. Егорова Т. М., Рыжков Н. Ф. — Изв. ГАО, 1964, 172, 194.
5. Рыжков Н. Ф. — Изв. ГАО, 1972, 188, 172.
6. Рыжков Н. Ф. — Астрофиз. исслед. (Изв. САО), 1974, 6, 96.
7. Рыжков Н. Ф. — Астрофиз. исслед. (Изв. САО), 1976, 8, 89.
8. Венгер А. П., Грачев В. Г. и др. — В кн.: XI Всесоюзная радиоастрономическая конференция по аппаратуре, антеннам и методам. Тезисы докладов. Ереван, 1978, с. 47.
9. Грачев В. Г., Рыжков Н. Ф. — Там же, с. 49.