

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА В РАДИОАСТРОНОМИИ

А. Ф. Дравских, С. Г. Смоленцев

Предлагается схема построения многоканального радиоастрономического спектрографа, в которой исключен модулятор, что позволяет упростить волноводный тракт, улучшить флуктуационную чувствительность. На вход системы через направленный ответвитель подводится генератор шума, включаемый меандром. Его мощность компенсируется коммутацией коэффициента усиления и автоматической регулировкой усиления в тракте усилителя промежуточной частоты. Изменение усиления, деформация полосы пропускания, изменение уровня собственных шумов, изменение уровня мощности сигналов на входе не приводят к появлению сигналов на выходе каналов спектроанализатора. В статье приводится выражение, описывающее спектр принимаемого радиоизлучения с учетом искажающих его факторов, и описана методика спектральных измерений.

A scheme for construction of a multichannel radio-astronomical spectrograph is suggested in which a modulator is omitted. This makes it possible to simplify the waveguide circuit and to improve the fluctuation sensitivity. To the input of the system a noise generator switched in by meander is being connected through a directional ramification. Its power is being compensated by commutation of the gain and by automatic control of the amplification in the circuit of the intermediate frequency amplifier. A change in the amplification, a deformation of the pass band, a change in the noise performance, variations in the signal power level at the input do not lead to appearance of signals at the output of the channels of the spectrum analyzer. An expression is presented describing the spectrum of the received radio emission with allowance for disturbing factors and a technique of spectral measurements is described in the paper.

В радиоастрономии используется несколько способов анализа спектра мощности принимаемого радиоизлучения, осуществляемых с помощью следующих схем:

- 1) радиометр модуляционный, анализатор фильтровый дифференциальный, т. е. с балансировкой узкополосных каналов широкополосным или узкополосным [1];
- 2) радиометр модуляционный нулевой, анализатор фильтровый [2];
- 3) радиометр сравнения частотных полос по среднему уровню (без модуляции), анализатор фильтровый [3];
- 4) радиометр автокорреляционный аналоговый или цифровой [4].

Каждый из этих способов обладает своими преимуществами и недостатками. В настоящей статье предлагается еще один способ спектрального анализа.

Нас интересуют только способы одновременного или параллельного анализа, так как последовательный анализ в настоящее время при радиоастрономических исследованиях практически не применяется из-за его малой информативности. Исключение составляет радиоспектроскопия Солнца, где избыток чувствительности позволяет вполне успешно применять последовательный анализ.

По нашему мнению, наиболее совершенным из существующих фильтровых способов является модуляционный нулевой. Однако наличие

в нем модулятора и управления эквивалентом приводит к искажению спектров принимаемого сигнала и эквивалента, к появлению паразитных сигналов, к необходимости периодических калибровок и к ухудшению реальной чувствительности. Кроме того, в радиометре с предельно низкими собственными шумами модулятор на входе может заметно увеличить общую шумовую температуру и снизить чувствительность. Мы полагаем, что можно получить выигрыш в реальной чувствительности, если исключить модулятор и выполнить радиоастрономический спектрограф по схеме, приведенной на рис. 1. Этот радиоспектрограф можно назвать нулевым спектральным радиометром с неуправляемым эквивалентом антенны.

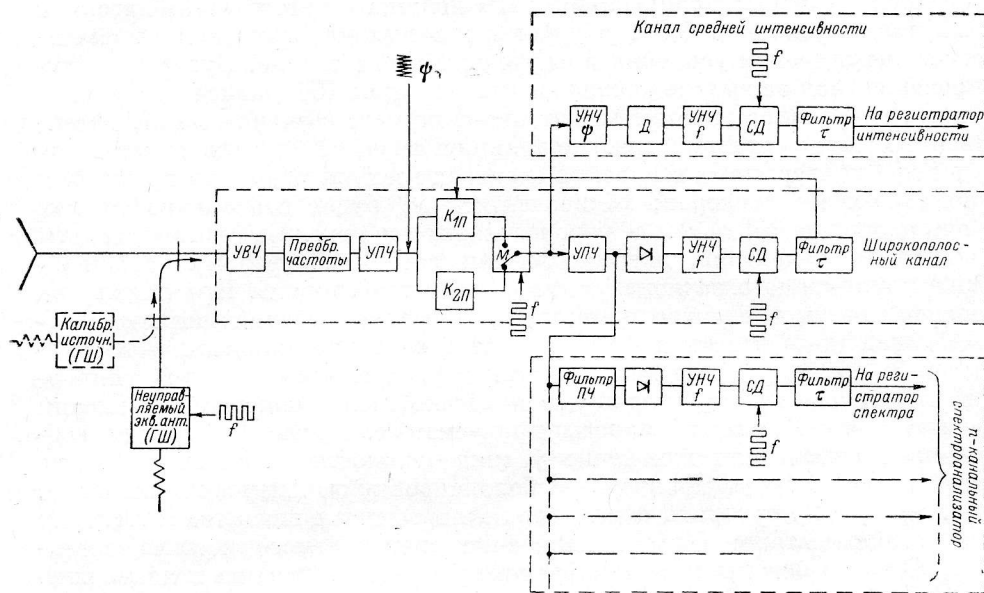


Рис. 1. Блок-схема нулевого спектрального радиометра с неуправляемым эквивалентом антенны.

В этой схеме генератор шума (ГШ), используемый в качестве неуправляемого эквивалента антенны, подведен к сигнальному тракту через направленный ответвитель. ГШ периодически включается и добавляет на вход радиометра мощность шума, во много раз превышающую собственные шумы радиометра. За генератором шума расположены в стандартной последовательности элементы обычного модуляционного радиометра: усилитель высокой частоты (УВЧ), преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты (УПЧ), квадратичный детектор, усилитель низкой частоты (УНЧ), синхронный детектор (СД), фильтр нижних частот с постоянной времени τ . Это широкополосный канал.

Усиление УПЧ переключается синхронно с включением ГШ на входе так, чтобы выходной сигнал УПЧ не был модулирован, т. е. чтобы был баланс на выходе УПЧ. Переключение усиления УПЧ с частотой f осуществляется с помощью блока М. Однако переключение усиления позволяет осуществить только приближенный баланс, т. е. квазиулевой радиометр. Для точной балансировки используется автоматическая регулировка усиления УПЧ (АРУ). АРУ осуществляется выходным сигналом

фильтра τ широкополосного канала в те полупериоды f , когда выключен ГШ. Можно представить себе ряд схем, с помощью которых можно осуществить такое переключение усиления и АРУ.

Сигнал с выхода УПЧ, кроме того, поступает на узкополосные фильтры n -канального спектроанализатора. Каналы спектроанализатора устроены аналогично широкополосному каналу. Канал средней интенсивности (см. рис.1) служит для измерения антенной температуры наблюдаемого радиоисточника в широкой полосе частот, содержащей радиолинию. Описан он будет ниже.

Радиоспектрограф работает в следующем режиме. Периодическое включение ГШ с частотой f создает в радиометре, в том числе на входе УПЧ, модулированный сигнал. На выходе УПЧ модуляция мощности в среднем по полосе пропускания УПЧ должна отсутствовать благодаря коммутации усиления УПЧ и действию достаточно глубокой автоматической регулировки усиления в широкополосном канале. Будет ли модулирован сигнал на выходе узкополосных фильтров ПЧ, зависит от спектра мощности сигналов, принятых антенной, шумов, созданных ГШ, и собственных шумов радиометра. Модуляции в узкополосных каналах не будет при непрерывных и плоских спектрах всех сигналов или при любых одинаковых их спектрах; радиоспектрограф будет сбалансирован как в широкополосном, так и в узкополосных каналах. Выходные сигналы узкополосных каналов, представляющие собой спектральные составляющие принимаемого радиоизлучения, будут равны нулю. При появлении неоднородности в спектре принимаемого радиоизлучения широкополосный канал из-за действия АРУ останется сбалансированным, а в узкополосных баланс нарушится на величину, пропорциональную появившейся неоднородности. Как будет показано ниже, изменение усиления радиометра, деформация полосы пропускания, изменение уровня собственных шумов или изменение уровня мощности сигналов на входе радиометра не будут вызывать разбалансировку узкополосных каналов, т. е. не будут приводить к появлению паразитных сигналов в каналах спектроанализатора. Однако изменение спектрального состава сигналов ГШ или собственных шумов радиометра будет приводить к появлению паразитных сигналов в этих каналах.

Очевидно, что выражение для флуктуационной чувствительности этого спектрального радиометра будет таким же, как и для модуляционного нулевого спектрального радиометра. Однако реальная чувствительность может быть выше из-за упрощения антенного волноводного тракта, так как это приводит к уменьшению потерь и снижению собственных шумов радиометра. Можно ожидать снижения уровня паразитных сигналов в каналах спектроанализатора, поскольку в значительной степени устраняется различие частотных характеристик модулятора по двум входам. Отпадает необходимость иметь низкотемпературный управляемый эквивалент антенны. В качестве неуправляемого эквивалента антенны может быть использован газоразрядный генератор шума, лавинно-пролетный диод или другой генератор, имеющий высокую температуру шума, в частности — газоразрядный ГШ, вставленный непосредственно в волноводный тракт. В этом случае «горячий» ГШ будет создавать полезное большое затухание принимаемого сигнала (до 20 дБ), однако в выключенном состоянии ГШ создает потери, составляющие десятки доли децибелла, что может оказаться недопустимым для малошумящих радиоспектрографов. Такой способ включения ГШ, по-видимому, может быть рекомендован для солнечных радиоспектрографов.

Упрощение волноводного тракта дает еще одно преимущество: более эффективно могут быть использованы для радиоастрономических целей приемники дальней космической связи, благодаря тому что их высоко-

частотная часть не потребует каких-либо переделок и будет всегда готова для работы в любом режиме.

Как уже упоминалось, в предлагаемом радиоспектрографе появляется зависимость выхода каналов спектроанализатора от изменений спектра собственных шумов радиометра. Насколько нам известно, степень неоднородности спектра собственных шумов различных усилителей высокой частоты и его изменчивость изучены мало, и поэтому сейчас трудно судить о том, каковы будут ожидаемые улучшения. Появляется также зависимость выхода канала средней интенсивности от уровня собственных шумов радиометра. По последнему вопросу имеется некоторый опыт [5, 6]. В [5] описан радиометр интенсивности с модуляцией, осуществляемой путем включения ГШ, мощность которого подается через направленный ответвитель в сигнальный тракт. В [6] описан принцип балансировки модуляционного радиометра интенсивности, имеющего в качестве эквивалента поглощающую нагрузку, находящуюся при окружающей температуре. В радиометре осуществляется квазиулевой метод с помощью модуляции усиления УПЧ. В этих радиометрах изменение уровня собственных шумов оказывает влияние на чувствительность системы, однако обеспечивается удовлетворительная кратковременная и долговременная чувствительность.

Рассмотрим более детально работу нулевого спектрального радиометра с неуправляемым эквивалентом антенны.

Баланс широкополосного канала. Будем считать, что в качестве неуправляемого эквивалента используется генератор шума, который включается и выключается прямоугольными импульсами (меандром). В этом случае форма сигнала на входе УПЧ будет такой, как показано на рис. 2, где P_n — мощность на входе УПЧ, P_1 — мощность при выключенном ГШ, P_2 — мощность при включенном ГШ, t — время. Очевидно, что

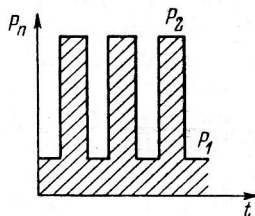


Рис. 2. Форма сигнала на входе усилителя промежуточной частоты (УПЧ).

$$P_1 = k \int_0^{\infty} K_v(\nu) [(1 - q) T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_0(\nu)] d\nu,$$

а

$$P_2 = k \int_0^{\infty} K_v(\nu) [(1 - q) T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_r(\nu)] d\nu.$$

Здесь k — постоянная Больцмана, $K_v(\nu)$ — коэффициент передачи системы по мощности от входа до УПЧ, $T_c(\nu)$ — эффективная температура сигнала, $T_m(\nu)$ — температура собственных шумов радиометра вместе с антенной, $T_r(\nu)$ — эффективная температура генератора шума, $T_0(\nu)$ — эффективная температура шума согласованного поглотителя, q — коэффициент передачи направленного ответвителя (будем считать, что он не зависит от частоты).* В результате коммутации коэффициента усиления

* Коэффициент передачи направленного ответвителя q имеет оптимум, зависящий от температуры шума радиометра и эффективной температуры ГШ. Критерием для нахождения оптимальной величины q служит минимум среднеквадратичной флуктуационной ошибки. Оптимальную величину $q_{\text{опт}}$ можно находить по формуле из [5]

$$q_{\text{опт}} = \frac{T_m}{\sqrt{T_0(T_r + T_0)}}.$$

УПЧ и действия АРУ на выходе УПЧ мощности сигналов при включенном и выключенном ГШ будут одинаковые, т. е. будет выполняться приближенно равенство

$$\int_0^{\infty} K_B(\nu) K_{1H}(\nu) [(1-q) T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_0(\nu)] d\nu = \\ = \int_0^{\infty} K_B(\nu) K_{2H}(\nu) [(1-q) T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_r(\nu)] d\nu, \quad (1)$$

где $K_{1H}(\nu)$ и $K_{2H}(\nu)$ — коэффициенты усиления УПЧ по мощности при выключенном и включенном ГШ. Приближенность равенства заключается в том, что коэффициент усиления в цепи АРУ имеет конечную величину и балансировка осуществляется с точностью до статической ошибки регулирования. На выходе каналов спектроанализатора эта ошибка может быть сделана достаточно малой по сравнению с величиной среднеквадратичной флуктуационной ошибки (благодаря различию полос пропускания широкополосного и узкополосных каналов и различию постоянных времени фильтров АРУ и узкополосных каналов). Полагаем, что при переключении усиления УПЧ не происходит изменения частотных характеристик радиометра.

Представим сомножители $K_B(\nu) \cdot K_{1H}(\nu)$ и $K_B(\nu) \cdot K_{2H}(\nu)$ соответственно как $K_B \cdot K_{1H} \cdot K(\nu)$ и $K_B \cdot K_{2H} \cdot K(\nu)$, где K_B , K_{1H} , K_{2H} — усиления на средней частоте диапазона, $K(\nu)$ — относительная частотная характеристика всего радиометра (УВЧ+УПЧ). Из уравнения (1) получим выражение, определяющее условие балансировки широкополосного канала

$$\frac{K_{2H}}{K_{1H}} = \frac{\int_0^{\infty} K(\nu) [(1-q) T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_0(\nu)] d\nu}{\int_0^{\infty} K(\nu) [(1-q) T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_r(\nu)] d\nu} = \\ = \frac{(1-q) \bar{T}_c + \bar{T}_m + q\bar{T}_0}{(1-q) \bar{T}_c + \bar{T}_m + q\bar{T}_r} \quad (2)$$

(черта над знаком T обозначает среднее значение температуры по полосе пропускания).

Из этого выражения видно, что в общем случае, т. е. для произвольных спектров сигналов, балансировка широкополосного канала зависит не только от величины сигналов на входе, но и от частотных характеристик радиометра $K(\nu)$ и от спектров всех сигналов на входе радиометра. По существу отношение K_{2H}/K_{1H} является единственной характеристикой, с помощью которой можно измерить среднюю интенсивность сигнала в широкополосном канале такого спектрального радиометра. При неизменной частотной характеристике радиометра, величинах и спектрах сигналов T_0 , T_m и T_r между K_{2H}/K_{1H} и T_c будет однозначное соответствие. Из (2) видно, что результат измерения общей интенсивности сигнала с помощью измерения отношения K_{2H}/K_{1H} не зависит от изменений коэффициента усиления радиометра, а при одинаковых спектрах всех шумовых сигналов (в частном случае — при плоских спектрах) он, как нетрудно показать, не зависит и от формы частотной характеристики радиометра. В этом случае выражение (2) переходит в следующее условие балансировки при наличии сигналов с одинаковым спектром:

$$\frac{K_{2H}}{K_{1H}} = \frac{(1-q) T_c + T_m + qT_0}{(1-q) T_c + T_m + qT_r}, \quad (3)$$

где T_c, T_m, T_r, T_0 — постоянные, определяющие уровень сигнала. Усиление УПЧ изменяется обратно пропорционально суммарной температуре сигналов на входе радиометра, а значит и результат измерения средней интенсивности сигнала в этом случае не зависит от изменений усиления и формы частотной характеристики радиометра. Однако сохраняется зависимость от изменений уровня собственных шумов радиометра. Из уравнения (2) видно, что отношение K_{2n}/K_{1n} одинаковым образом зависит от сигнала T_c и от шумов T_m . Это значит, что влияние изменений интенсивности собственных шумов не ослабляется, они не отличимы от изменений интенсивности сигнала и будут вносить ошибки в измерения последней.

Баланс каналов спектроанализатора. На выходе узкополосного фильтра, т. е. на входе детектора узкополосного канала, в разные полупериоды будут поочередно действовать мощности сигналов:

$$p_1 = kK_b K_{1n} \int_0^{\infty} K(\nu) K_n(\nu) [(1-q)T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_0(\nu)] d\nu$$

и

$$p_2 = kK_b K_{2n} \int_0^{\infty} K(\nu) K_n(\nu) [(1-q)T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_r(\nu)] d\nu,$$

где $K_n(\nu)$ — коэффициент усиления по мощности n -го фильтра. Выпрямленное квадратичным детектором напряжение будет $v=c_1 p$ (c_1 — коэффициент передачи квадратичного детектора). После детектора получим в последовательные полупериоды напряжения $v_1=c_1 p_1$ и $v_2=c_1 p_2$. На выходе синхронного детектора n -го канала спектроанализатора получим постоянное напряжение v_n , пропорциональное разности $v_1 - v_2$:

$$v_n = c_2(v_1 - v_2) = c_1 c_2 k K_b \int_0^{\infty} K(\nu) K_n(\nu) \{K_{1n} [(1-q)T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_0(\nu)] - K_{2n} [(1-q)T_c(\nu) + T_m(\nu) + qT_r(\nu)]\} d\nu, \quad (4)$$

где c_2 — коэффициент передачи синхронного детектора. При одинаковых и, в частном случае, плоских спектрах сигналов T_c, T_r, T_m, T_0 на входе радиометра v_n будет равно нулю (см. уравнение (3)).

Таким образом, при одинаковых или плоских спектрах сигналов узкополосные каналы спектроанализатора тоже оказываются сбалансированными, и баланс этот не может быть нарушен ничем, кроме изменения спектра любого из сигналов на входе. При наличии неоднородности в спектре любого из сигналов $T_c(\nu), T_m(\nu), T_r(\nu), T_0(\nu)$ величина в фигурных скобках в выражении (4) будет отлична от нуля и будет представлять собой некую ΔT , полезную, если это обусловлено сигналом T_c , либо паразитную в других случаях. В этом случае каналы спектроанализатора будут сбалансированы неточно и имеющийся разбаланс, т. е. выходной сигнал, будет подвержен влиянию флуктуаций всех коэффициентов передачи $c_1, c_2, K_b, K_{1n}, K_n$ и полосы фильтра $\Delta\nu$. Это имеет место и в обычном нулевом спектральном радиометре.

Спектр исследуемого сигнала. Спектр исследуемого сигнала можно записать так:

$$S(\nu_n) = \frac{T_c(\nu_n)}{T_c} = \frac{T_c + \Delta T_n}{T_c} = 1 + \frac{\Delta T_n}{T_c}, \quad (5)$$

где $S(\nu_n)$ — относительная величина спектральной плотности потока радиоисточника на средней частоте n -го узкополосного канала спектроанализатора, $\Delta T_n = T_c(\nu_n) - \bar{T}_c$ — приращение входного сигнала в каналах спектроанализатора при наведении на источник сигнала, выраженное в антенной температуре; \bar{T}_c — приращение входного сигнала в канале средней интенсивности при наведении на источник, выраженное в антенной температуре.

Найдем выражение для ΔT_n и \bar{T}_c , не делая никаких предположений о характере спектров сигналов T_c , T_m , T_r , T_0 .

Напряжение на выходе канала спектроанализатора v_n при наведении антенны на источник определяется выражением (4). При отведении антенны от источника напряжение будет

$$v_{n0} = kc_1 c_2 K_b \int_0^{\infty} K(\nu) K_n(\nu) \{K_{1n0} [T_m(\nu) + qT_0(\nu)] - K_{2n} [T_m(\nu) + qT_r(\nu)]\} d\nu, \quad (6)$$

где K_{1n0} — усиление УПЧ, соответствующее полупериоду выключенного ГШ при отведении от источника. Будем считать, что при отведении антенны от источника температура шума антенны и прочие сигналы не меняются. Заметим, что усиление УПЧ K_{2n} , соответствующее полупериоду, когда включен ГШ, остается неизменным. Отношение усилений при отведении от источника будет

$$\frac{K_{2n}}{K_{1n0}} = \frac{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}{\bar{T}_m + q\bar{T}_r}, \quad (7)$$

что следует из условия балансировки широкополосного канала (2). Приращение сигнала на выходе канала спектроанализатора, вызванное наведением на источник, будет равно разности $v_n - v_{n0} = \Delta v'_n$. Из уравнений (4), (6), (2) и (7) получим

$$\Delta v'_n = kc_1 c_2 K_b \int_0^{\infty} K(\nu) K_n(\nu) \{ (K_{1n} - K_{1n0}) [T_m(\nu) + qT_0(\nu)] + (K_{1n} - K_{2n})(1 - q) T_c(\nu) \} d\nu. \quad (8)$$

Положим, далее, что полоса пропускания УВЧ и УПЧ достаточно широкая по сравнению с полосой пропускания $\Delta\nu$ фильтра, которая, будем считать, имеет прямоугольную форму. Тогда уравнение (8) примет вид

$$\Delta v'_n = c_1 c_2 k K_b K(\nu_n) K_n (1 - q) (K_{1n} - K_{2n}) \left\{ T_c(\nu_n) - \bar{T}_c \frac{T_m(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_m + q\bar{T}_0} \right\} \Delta\nu,$$

где K_n — коэффициент передачи n -го фильтра, $K(\nu_n)$ — относительная частотная характеристика всего радиометра (УВЧ+УПЧ) на частоте n -го фильтра. Выражение в фигурных скобках представляет собой приращение входного сигнала в каналах спектроанализатора при наведении на источник сигнала, выраженное через температуру; оно искажено шумами

$$\frac{T_m(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_m + q\bar{T}_0},$$

т. е. зависит не только от спектра сигнала, но и от спектра шумов. Обозначим это приращение

$$\Delta T'_n = T_c(\nu_n) - \bar{T}_c \frac{T_m(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}, \quad (9)$$

а коэффициент пропорциональности обозначим

$$\frac{1}{a} = c_1 c_2 k K_b K(\nu_n) K_n (1 - q) (K_{1н} - K_{2н}) \Delta \nu,$$

тогда

$$\Delta T'_n = a \Delta \nu'_n. \quad (10)$$

Из уравнений (2) и (7) получим

$$\bar{T}_c = \frac{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}{(1 - q) \cdot (K_{1н} - K_{2н})} (K_{1но} - K_{1н}).$$

Регистрируемой величиной в канале средней интенсивности будем считать разность коэффициентов усиления $(K_{1но} - K_{1н})$. Действительно, поскольку $K_{2н}$ неизменно, то, при изменении средней интенсивности сигнала на входе, $K_{1н}$ будет изменяться и разность $(K_{1но} - K_{1н})$ будет характеризовать изменение интенсивности. Обозначим

$$\frac{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}{(1 - q) (K_{1н} - K_{2н})} = b,$$

тогда

$$\bar{T}_c = b (K_{1но} - K_{1н}). \quad (11)$$

Измеренный с помощью $\Delta T'_n$ и \bar{T}_c спектр сигнала будет не истинным из-за зависимости $\Delta T'_n$ от шумов. Обозначим этот спектр

$$S'(\nu_n) = 1 + \frac{a}{b} \cdot \frac{\Delta \nu'_n}{K_{1но} - K_{1н}}. \quad (12)$$

a и b представляют собой коэффициенты передачи от антенны до выхода узкополосного канала и от антенны до выхода широкополосного канала. Их отношение не зависит от измеряемых сигналов и переменной величины $K_{1н}$. Определить отношение a/b можно посредством калибровки, проводимой следующим образом.

Во время отведения антенны от источника, когда на входе радиометра имеются шумовые сигналы с произвольным спектром, введем некоторый разбаланс в АРУ путем подачи сигнала внутрь петли обратной связи. Это приведет к изменению $K_{1н}$ на $K_{1нк}$ и появлению сигналов $(K_{1но} - K_{1нк})$ на выходе канала средней интенсивности и $\Delta \nu_{нк}$ — на выходе узкополосных каналов спектроанализатора. Разбаланс, вводимый в систему АРУ, эквивалентен в широкополосном канале подаче на вход радиоспектрографа сигнала $\bar{T}_к$, а в каждом узкополосном канале — подаче на вход радиоспектрографа сигнала с неоднородностью на частоте канала, равной $\Delta T'_n = \bar{T}_к \frac{T_m(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}$. Подставив сюда выражения для $\Delta T'_n$ и $\bar{T}_c = \bar{T}_к$ из (10) и (11), получим уравнение, определяющее отношение коэффициентов a/b через калибровочные отклонения на выходе радиометра

$$\frac{a}{b} = \frac{K_{1но} - K_{1нк}}{\Delta \nu_{нк}} \cdot \frac{T_m(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}. \quad (13)$$

Измерение спектра сигнала при плоском спектре шумов $(T_m + qT_0)$. При плоском спектре шумов отношение $\frac{T_m(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_m + q\bar{T}_0}$

равно единице, тогда в уравнениях (9), (10), (12) исчезает штрих, обозначающий зависимость от шумов, и из этих уравнений и (13) получим выражение для истинного относительного спектра сигнала

$$S(\nu_n) = 1 + \frac{K_{1\text{по}} - K_{1\text{нк}}}{\Delta\nu_{\text{нк}}} \cdot \frac{\Delta\nu_n}{K_{1\text{по}} - K_{1\text{п}}}, \quad (14)$$

где $\Delta\nu_n$, $(K_{1\text{по}} - K_{1\text{п}})$ — приращения выходных сигналов соответственно n -го канала спектроанализатора и канала средней интенсивности при наведении на источник, $\Delta\nu_{\text{нк}}$, $(K_{1\text{по}} - K_{1\text{нк}})$ — приращения выходных сигналов тех же каналов при проведении калибровки разбалансировкой АРУ.

Таким образом, из уравнения (14) следует, что для измерения относительного спектра радиоисточника при плоском спектре шумов ($T_{\text{ш}} + qT_0$) достаточно при отведенной от источника антенне произвести калибровку радиоспектрографа путем разбалансировки АРУ, что даст отношение $\frac{K_{1\text{по}} - K_{1\text{нк}}}{\Delta\nu_{\text{нк}}}$, затем навести антенну на источник и, произведя

отсчеты, получить отношение $\frac{\Delta\nu_n}{K_{1\text{по}} - K_{1\text{п}}}$. Наведение на калибровочный источник не требуется. От качества аппаратуры будет зависеть, сколько часто нужно проводить калибровку радиоспектрографа путем разбалансировки АРУ. Если радиоспектрограф будет обладать достаточной стабильностью, то эта калибровка может производиться довольно редко и большая часть времени будет расходоваться на наблюдения.

Измерение спектра сигнала при неплоском спектре шумов ($T_{\text{ш}} + qT_0$). При неплоском спектре шумов измерение спектра излучения радиоисточника требует дополнительной калибровки. Из уравнений (12) и (13) следует, что проведение одной калибровки (разбалансировкой АРУ) дает спектр $S'(\nu_n)$ не истинный, искаженный шумами. Из уравнений (5) и (9) следует, что можно записать

$$S'(\nu_n) = 1 + \frac{\left[T_c(\nu_n) - \bar{T}_c \frac{T_{\text{ш}}(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_{\text{ш}} + q\bar{T}_0} \right]}{\bar{T}_c}.$$

Истинный спектр будет $S(\nu_n) = \frac{T_c(\nu_n)}{\bar{T}_c}$. Ошибка в измерении спектра, обусловленная шумами, будет равна разности

$$S'(\nu_n) - S(\nu_n) = 1 - \frac{T_{\text{ш}}(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_{\text{ш}} + q\bar{T}_0}.$$

Она, как видим, не зависит от измеряемого сигнала, а зависит от спектра шумов и, следовательно, может быть исключена путем калибровки радиоспектрографа по радиоисточнику произвольной интенсивности, имеющему известный, скажем, плоский спектр и находящемуся на той же высоте, что и измеряемый радиоисточник, чтобы сохранилось неизменным отношение

$$\frac{T_{\text{ш}}(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{\bar{T}_{\text{ш}} + q\bar{T}_0}.$$

Измеренный спектр $S'(\nu_n)$ исследуемого радиоисточника и измеренный спектр $S''(\nu_n)$ калибровочного источника с плоским спектром запишем согласно (12)

$$S'(\nu_n) = 1 + \frac{a}{b} \cdot \frac{\Delta\nu'_n}{K_{1\text{по}} - K'_{1\text{п}}},$$

$$S''(\nu_n) = 1 + \frac{a}{b} \cdot \frac{\Delta\nu''_n}{K_{1\text{по}} - K''_{1\text{п}}}.$$

Поскольку истинный спектр калибровочного источника плоский, т. е. $S=1$, то ошибка, обусловленная шумами, будет равна

$$S''(\nu_n) - 1 = \frac{a}{b} \cdot \frac{\Delta v_n''}{K_{1по} - K_{1л}}.$$

Истинный спектр $S(\nu_n)$ исследуемого радиоисточника будет

$$S(\nu_n) = S'(\nu_n) - [S''(\nu_n) - 1],$$

т. е.

$$S(\nu_n) = 1 + \frac{a}{b} \left(\frac{\Delta v_n'}{K_{1по} - K_{1л}} - \frac{\Delta v_n''}{K_{1по} - K_{1л}} \right).$$

В качестве калибровочного источника может, по-видимому, служить второй ГШ, подведенный также через направленный ответвитель и включаемый во время калибровки. На рис. 1 этот ГШ показан пунктиром. Он может быть использован для калибровки канала интенсивности при измерении средней антенной температуры источника.

Отношение коэффициентов a/b , как уже указывалось, определяется при калибровке разбалансировкой АРУ. Но, как видно из уравнения (13), при неплоском спектре шумов a/b зависит от спектра шумов, который нам неизвестен. Исключить эту зависимость не удастся. Однако можно считать, что спектр шумов при определении a/b плоский, т. е.

$$\frac{T_{ш}(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{T_{ш} + qT_0} = 1$$

в любом случае. Действительно, представим спектр в виде выражения

$$S = cde,$$

где

$$c = \frac{K_{1по} - K_{1лк}}{\Delta v_{лк}}, \quad d = \left(\frac{\Delta v_n'}{K_{1по} - K_{1л}} - \frac{\Delta v_n''}{K_{1по} - K_{1л}} \right),$$

$$e = \frac{T_{ш}(\nu_n) + qT_0(\nu_n)}{T_{ш} + qT_0}.$$

Полагая всегда $e=1$, мы допускаем ошибку в спектре $\Delta S = cd\Delta e$. Из формулы видно, что эта ошибка пропорциональна неоднородности в спектре исследуемого радиоисточника и неоднородности спектра шумов. При плоском спектре исследуемого радиоисточника $\Delta S=0$ при любой неоднородности спектра шумов.

Таким образом, при неплоском спектре шумов ($T_{ш} + qT_0$) получим следующую формулу для относительного спектра сигнала:

$$S(\nu_n) = 1 + \frac{K_{1по} - K_{1лк}}{\Delta v_{лк}} \left(\frac{\Delta v_n'}{K_{1по} - K_{1л}} - \frac{\Delta v_n''}{K_{1по} - K_{1л}} \right). \quad (15)$$

Здесь $\Delta v_n'$, $(K_{1по} - K_{1л})$ — приращения выходных сигналов спектроанализатора и канала средней интенсивности соответственно при наведении на исследуемый радиоисточник; $\Delta v_n''$, $(K_{1по} - K_{1л})$ — приращения выходных сигналов спектроанализатора и канала средней интенсивности соответственно при наведении на калибровочный источник с плоским спектром (или ГШ); $\Delta v_{лк}$, $(K_{1по} - K_{1лк})$ — приращения выходных сигналов спектроанализатора и канала средней интенсивности соответственно при проведении калибровки разбалансировкой АРУ.

Измерение средней интенсивности сигнала в широкополосном канале. В выражения для спектра сигнала входят разности коэффициентов усиления УПЧ, представляю-

щие собой выходной сигнал. До сих пор мы не рассматривали способ измерения этих разностей. Очевидно, что разность коэффициентов усиления можно определить путем измерения сигнала ошибки АРУ. Но между сигналом ошибки и усилением существует нелинейная связь, поэтому при таком способе измерения нужно иметь экспериментально снятую кривую зависимости усиления УПЧ от сигнала ошибки АРУ. Можно осуществить схему измерения разности коэффициентов усиления, которая изображена на рис. 1 в канале средней интенсивности. На вход каскадов УПЧ, усиление которых коммутируется (см. блок М), одновременно с сигналом промежуточной частоты подается сигнал низкой частоты $\psi \gg f$ неизменной амплитуды. С выхода этих каскадов снимается сигнал частоты ψ , амплитуда которого характеризует усиление УПЧ, а разность амплитуд — разность усиления УПЧ. По-видимому, регулируемый каскад УПЧ следует выполнить так, чтобы при коммутации усиления УПЧ синхронно с коммутацией ГШ уже осуществлялась «квазибалансировка» даже при отключенной АРУ, т. е. амплитуда сигнала промежуточной частоты на выходе этого каскада должна оставаться почти неизменной. АРУ осуществляет точную балансировку канала средней интенсивности. Такая же «квазибалансировка» должна быть осуществлена и для сигнала низкой частоты ψ . В канале средней интенсивности сигнал частоты ψ , снятый с выхода коммутируемых каскадов УПЧ, подается после усиления на квадратичный детектор Д. С выхода детектора снимается огибающая сигнала на частоте f . Амплитуда огибающей характеризует разность усиления УПЧ в два полупериода частоты f («ГШ включен» — «ГШ выключен»). Ранее мы условились, что усиление УПЧ, соответствующее полупериоду «ГШ включен», остается постоянным при наведениях и отведениях антенны от радиоисточника. Следовательно, изменение амплитуды сигнала частоты f характеризует изменение усиления УПЧ, обусловленное изменением интенсивности сигнала на входе антенны. «Квазибалансировкой» можно добиться того, чтобы амплитуда сигнала частоты f была близка к нулю, когда антенна отведена от радиоисточника. При наведении на радиоисточник амплитуда возрастает. Это возрастание амплитуды и будет характеризовать среднюю интенсивность исследуемого радиоисточника. Сигнал частоты f усиливается, синхронно детектируется, усредняется и регистрируется. Очевидно, что приращения выходного сигнала канала средней интенсивности будут пропорциональны приращениям усиления УПЧ. Калибровка шкалы выходных сигналов канала средней интенсивности может быть проведена обычным в радиоастрономии способом, т. е. подачей на вход антенны сигнала известной мощности, скажем, с помощью ГШ. Так можно измерить среднюю по полосе антенную температуру источника T_c и, подставив ее в (5), получить абсолютный спектр. Формулы для относительного спектра исследуемого радиоисточника после этого переписываются следующим образом.

При наличии шумов ($T_m + qT_0$) с плоским спектром

$$S(\nu_n) = 1 + \frac{\Delta u_k}{\Delta v_{nk}} \cdot \frac{\Delta v_n}{\Delta u}, \quad (16)$$

где Δv_n , Δu — приращения выходных сигналов спектроанализатора и канала средней интенсивности соответственно при наведении на радиоисточник; Δv_{nk} , Δu_k — приращения выходных сигналов спектроанализатора и канала средней интенсивности соответственно при калибровке разбалансировкой АРУ.

При наличии шумов ($T_m + qT_0$) с неплоским спектром

$$S(\nu_n) = 1 + \frac{\Delta u_k}{\Delta v_{nk}} \left(\frac{\Delta v_n'}{\Delta u'} - \frac{\Delta v_n''}{\Delta u''} \right), \quad (17)$$

где приняты те же обозначения, что и в формуле (16). Обозначения с одним штрихом относятся к исследуемому радиоисточнику, с двумя штрихами — к калибровочному источнику с плоским спектром.

Литература

1. Т. М. Егорова, Н. Ф. Рыжков, Изв. Глав. астр. обс. в Пулкове, № 164, 140, 1960.
2. R. A. Batchelor, J. W. Brooks, M. W. Sinclair, Proc. Instn. Radio Eng. Austr., 30, No. 2, 39, 1969.
3. H. T. Ewen, E. M. Purcell, Nature, 168, 356, 1951.
4. R. D. Davies, J. E. B. Ponsonby, L. Pointon, G. Jager, Nature, 222, 933, 1969.
5. E. A. Ohm, W. W. Snell, Bell Syst. tech. J., XLII, No. 5, 2047, 1963.
6. T. Orhaug, W. Waltman, Publ. Nat. Radio Astr. Obs., 1, 12, 1962.

Декабрь 1969 г.