

Извлечение формфакторов осуществлялось как по квазиданным, не подвергавшимся статистическому возмущению, так и по квазиданным, распределенным по нормальному закону вблизи рассчитанной величины сечения с дисперсией $\sigma = 0,5\%$ и 5% . В качестве начальных значений восстанавливаемых формфакторов $A_{1/2}$, $A_{3/2}$ были взяты величины, лежащие в пределах 30% относительно «истинных», приведенных в табл. 1 значений.

При восстановлении формфакторов из невозмущенных квазиданных полученные величины в точности совпадают со своими начальными значениями. Это свидетельствует об устойчивости процедуры восстановления формфакторов N^* . Точность восстановления формфакторов при наличии статистических возмущений квазиданных характеризуется относительными ошибками восстановленных величин формфакторов (табл. 2). Как следует из данных табл. 2, при флуктуации величин сечений с $\sigma = 0,5\%$ формфакторы восстанавливаются с хорошей точностью (погрешность $\pm 10\%$). Для резонансов, вносящих большой вклад в сечение процесса (большая величина $\Gamma_{\gamma p}(\Gamma_{\Delta\pi}/\Gamma_{\text{tot}})$ или $\Gamma_{\gamma p}(\Gamma_{p\rho}/\Gamma_{\text{tot}})$), точность формфакторов оказывается выше. При возрастании возмущения до 5% для реакции $\gamma_r p \rightarrow \Delta^{++} \pi^-$ точность восстановления формфакторов оказывается ниже, чем приемлемо для извлечения информации об их структуре. В канале $\gamma_r p \rightarrow p\rho^0$ с погрешностью менее 10% восстанавливаются лишь формфакторы наи-

более сильно возбуждаемых резонансов $D_{33}(1700)$ и $F_{35}(1905)$. Таким образом, для определения формфакторов N^* с погрешностью не менее 10% приемлемые ошибки измерения сечений квазидвухчастичных каналов не должны превышать 1%.

Литература

1. *Walecka J.D.* // AIP Conf. Proc. No. 296 (Newport News, Virginia, 1992). N.Y., 1993. P. 87.
2. *Domingo J.D., Carlini R.D., Mecking B.A., Mougeu J.Y.* // Ibid. P. 25.
3. *Capstics S., Roberts W.* // Phys. Rev. 1994. **D49**. P. 4570.
4. *Koniuk R., Isgur N.* // Phys. Rev. 1980. **D21**. P. 1868.
5. *Koniuk R.* // Nucl. Phys. 1982. **B195**. P. 452.
6. *Struczinski W., Dittman P., Eckardt V. et al.* // Nucl. Phys. 1976. **B108**. P. 45.
7. *Ballam J., Chadwick G.B., Gearhart R. et al.* // Phys. Rev. 1972. **D5**. P. 545.
8. *Головач Е.Н., Замиралов В.С., Иуханов Б.С. и др.* // Препринт НИИЯФ МГУ 97-27/478. М., 1997.
9. *Stichel P., Scholtz M.* // Nuovo Cimento. 1964. **34**. P. 1381.
10. *Gottfried K., Jackson J.D.* // Ibid. P. 736.
11. *Söding P.* // Phys. Lett. 1966. **19**. P. 702.
12. *James F.* MINUIT // CERN Program Library Long Writeup. **D506**. CERN, Geneva, 1994.
13. *Particle Data Group* // Phys. Rev. 1996. **D54**. P. 2950.

Поступила в редакцию
13.10.97

РАДИОФИЗИКА

УДК 621.396.96

ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПОСРЕДСТВОМ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

В. В. Гладун, А. И. Дубина, Ю. А. Пирогов

(кафедра радиофизики)

Описывается цифровой метод обработки последетекторного сигнала, принципиально позволяющий получать максимальную чувствительность радиометрических систем. Метод позволяет также адаптировать радиометрическую систему для работы в устройствах радиовидения с фазированными антенными решетками при скашивании наблюдаемых сцен в реальном времени.

Чтобы обнаружить радиометром малые изменения мощности теплового излучения, необходимо подавить влияние собственных шумов радиометрического приемника, которые в большинстве случаев во много раз больше измеряемого сигнала. Значительно усложняет эту задачу наличие низкочастотного фликкер-шума. Чтобы предотвратить отклонение показаний от истинного значения, в широко известных схемах радиометров с аналоговым накоплением сигнала обычно добавляют дополнительные устройства, которые увеличивают шум приемника (корреляционный радиометр), или калибруют приемник опорным сигналом в процессе измерений, выключая на время

калибровки сигнальный канал, что приводит к потере принимаемой мощности (модуляционная схема), или точно калибруют лишь узкую полосу частотной характеристики приемника, теряя при этом точность измерений из-за неучтенных флуктуаций остальной части спектра (схема с пилот-сигналом). Это приводит к тому, что чувствительность подобных схем в несколько раз ниже, чем у идеального радиометра.

Более эффективно использовать мощность входного сигнала и повысить точность измерений нам удалось, накапливая не сам входной сигнал, а его флуктуации. Это реализуется путем оцифровки усиленного и продетектированного сигнала с последую-

щей его цифровой обработкой. При этом уменьшается количество аналоговых узлов в схеме, а потенциальная чувствительность такой схемы радиометра принципиально имеет наивысший предел [1]:

$$\Delta T = \sqrt{2} T_n \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}. \quad (1)$$

Здесь Δf — полоса принимаемых частот, а ΔF — полоса пропускания выходного фильтра. Для получения функциональной зависимости измеряемых флуктуаций от входной температуры рассмотрим влияние нелинейного элемента цепи радиометра — квадратичного детектора. Сигнал на входе детектора является суммой случайных сигналов тепловой природы: усиленного входного сигнала и собственного шума приемника. Так как эти компоненты не коррелируют между собой, то сумма их дисперсий является дисперсией детектируемого сигнала:

$$D_{in.det} = D_s + D_n. \quad (2)$$

По теореме Винера–Хинчина [2] дисперсии этих сигналов пропорциональны интегралам спектральных плотностей, откуда следует пропорциональная зависимость дисперсии детектируемого сигнала от температуры:

$$(T_s + T_n) \sim \int (S_s + S_n) d\omega = D_s + D_n = D_{in.det}. \quad (3)$$

Принимая во внимание отсутствие постоянной составляющей у сигнала, поступающего на детектор с ВАХ, имеющей крутизну β , можно связать дисперсии детектируемого и последдетекторного сигналов:

$$D_{out.det} = 2\beta^2 (D_{in.det})^2. \quad (4)$$

Значение искомой температуры входного сигнала T_s находится из выражений (3) и (4) при известной T_n :

$$T_s - T_n \sim D_{in.det} = \sqrt{\frac{D_{out.det}}{2\beta^2}}. \quad (5)$$

Таким образом, чтобы измерить предлагаемым методом тепловой сигнал, надо оцифровать продетектированный сигнал, отсесть цифровым фильтром низкочастотную часть спектра с фликкер-шумом, оценить дисперсию полученной сигнальной последовательности и вычислить значение температуры сигнала по формуле (5). Точность результата, как видно из этой формулы, зависит от точности определения дисперсии сигнала. Состоятельная несмещенная оценка дисперсии последовательности N отсчетов сигнала x с нулевым средним дается выражением [3]

$$\hat{D} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N x_i^2. \quad (6)$$

Увеличив число отсчетов, можно уменьшить ошибку вычисленной дисперсии вследствие состоятельности этой оценки. Для этого требуется увеличить время накопления сигнала или повысить скорость съема данных. Поэтому применение быстродействующих АЦП для оцифровки последдетекторного сигнала позволяет уменьшить погрешность определения температуры входного излучения за ограниченное время измерения. Такой подход к определению температуры принимаемого сигнала благодаря отсутствию в последдетекторной части радиометра низкочастотных узлов со сравнительно большим временем релаксации позволяет принимать нестационарные сигналы. Это дает преимущество при построении радиометрических портретов тепловых сцен в режиме реального времени. Применяя данный метод измерений, необходимо учитывать особые условия, накладываемые на частоту дискретизации и точность их оцифровки. Сверху эффективная частота выборки отсчетов может ограничиваться шириной полосы оцифрованного сигнала или быстродействием применяемого АЦП и вычислительных устройств, обрабатывающих данные. Количество отсчетов должно быть достаточно большим, чтобы оценка дисперсии (6) точнее соответствовала истинному ее значению. Но, с другой стороны, время накопления отсчетов ограничивает период наименьших составляющих фликкер-шума, которые не были «замечены» при цифровой фильтрации. Обе эти границы могут быть определены из спектрального анализа сигнальной цифровой последовательности. Необходимо отметить, что в реальных радиометрах значительная часть мощности продетектированного сигнала в высокочастотной части спектра задерживается ограниченной полосой пропускания усилителя низкой частоты, стоящего непосредственно перед АЦП. По этой причине реальная чувствительность радиометра всегда меньше рассчитываемой по формуле (1), в которой не учитывается ограничение выходного спектра мощности. Экспериментальное исследование примененной методики проводилось на установке, схема которой приведена на рис. 1. На этой схеме обозначены следующие элементы: ГШ-6 — генератор шумового радиоизлучения типа ГШ-6, который обеспечивает в полосе частот от 26,0 до 37,5 ГГц генерацию шумового сигнала с температурой 18 000 К; АТ — поляризационный волноводный attenuator типа ДЗ-36А; П — супергетеродинный приемник, усиливающий сигнал в полосе частот 2 ГГц; КД — квадратичный детектор; АЦП — аналого-цифровой преобразователь L-1250 со встроенным контроллером ADSP-2105. Входной сигнал оцифровывается 12-разрядной сеткой с частотой 450 кГц. В режиме непрерывного съема данных удалось обрабатывать массив из 32 760 отсчетов.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки

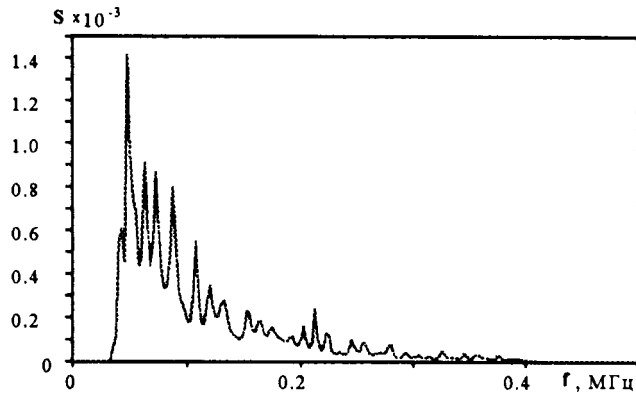


Рис. 2. Спектральная плотность $S(t)$ сигнала после фильтрации

Пример спектра измеренной и отфильтрованной с частотой 1 МГц последовательности из 2048 отсчетов показан на рис. 2 (отметим, что в этом эксперименте исходные данные были получены цифровым запоминающим осциллографом С9-8, применявшимся в качестве АЦП: он обеспечивал высокую скорость оцифровки сигналов, но его недостаток — невозможность измерять реализации из более 2048 отсчетов). В данном случае (рис. 2) видно, что протектированный сигнал находится в области ниже 400 кГц, и, следовательно, верхняя граница эффективной частоты дискретизации находится вблизи 800 кГц. Результат разложения в спектр последовательности 1920 отфильтрованных реализаций по 30 720 отсчетам, оцифрованным с частотой 450 кГц, приведен на рис. 3. Спад этой кривой на частоте 0,2 Гц показывает, что применяемый цифровой фильтр эффективно ликвидирует фликкер-шум при времени накопления сигнала не более 5 с. Необходимую точность оцифровки отсчетов можно определить из соотношения ошибки при дискретизации [4] и случайной ошибки измерения мощности сигнала. Многократная обработка измеренной и записанной в память реализации при изменении точности отсчетов в каждом случае путем округления до конкретного числа разрядов показала, при каком числе используемых разрядов ошибка дискретизации не превосходит случайной погрешности (в данном случае оказалось необходимым иметь не менее 10 разрядов). Для

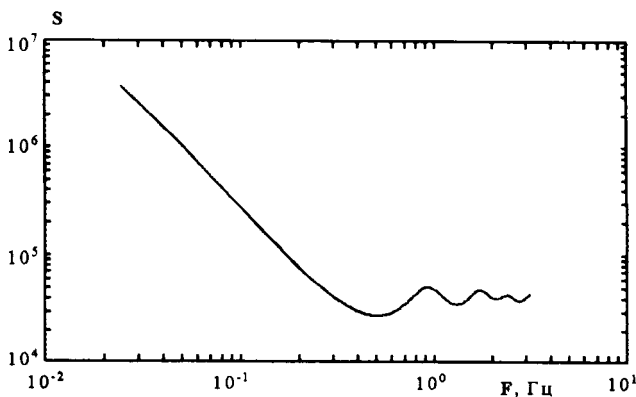


Рис. 3. Спектр $S(F)$ последовательности реализаций

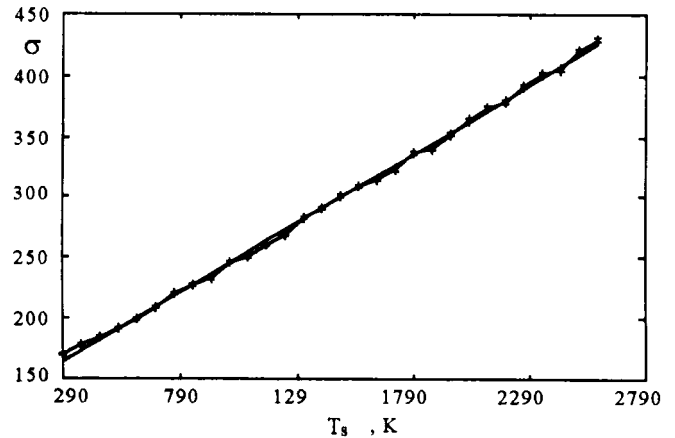


Рис. 4. Калибровочный график радиометра: зависимость стандартного отклонения от температуры $\sigma(T_s)$

определения яркостной температуры принимаемого излучения радиометр следует предварительно откалибровать. Результат калибровки — зависимость среднеквадратичного отклонения отфильтрованного последетекторного сигнала от температуры входного сигнала — представлен на рис. 4. Аппроксимация полученной кривой линейной функцией позволила определить шумовую температуру радиометра (см. (2), (3) и (4)):

$$T_n = \sqrt{\frac{D_{\text{out.det}}}{2\beta^2}} \Big|_{T_n = 0}$$

Для данной установки она составила 1440 К. В приведенном здесь демонстрационном эксперименте чувствительность радиометра — разброс показаний относительно аппроксимирующей линии — составила 5 К (относительная точность 0,3%). Учитывая потерю мощности вне полосы пропускания низкочастотного усилителя, которая, как видно из рис. 2, составляет 150 ÷ 200 кГц, можно считать, что полученные результаты хорошо соответствуют радиометрической формуле (1). Таким образом, при увеличении ширины полосы пропускания последетекторного усилителя до значения, превышающего в 2 раза удвоенную ширину полосы принимаемого внешнего сигнала [1], и повышении частоты оцифровки АЦП до значения, превышающего в 4 раза верхнюю частоту полосы принимаемого излучения, порог обнаружения будет стремиться к 0,05 К (при ширине спектра принимаемого сигнала 2 ГГц, времени накопления 1 с и шумовой температуре приемника 1500 К).

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (гранты 97-01-00971 и 97-02-17469).

Литература

1. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. М., 1973.
2. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. М., 1976. Ч. 1.
3. Бендат Дж., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов. М., 1971.
4. Harris A.I. // Rev. Sci. Instr. 1989. 60, No. 8. P. 2777.

Поступила в редакцию
21.11.97