

09

## Оценка чувствительности корреляционного метода измерения флуктуаций радиосигналов

© И.А. Ермоленко, В.В. Морар

Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота,  
Калининград

Поступило в Редакцию 2 марта 2006 г.

Для решения различных физических задач используется корреляционный метод измерения слабых флуктуационных сигналов. Авторами предложена схема корреляционного измерителя, использующего для своей работы высшие гармоники частоты гетеродина. Исследовано влияние применяемого первого приближения и нелинейных искажений исследуемого сигнала на чувствительность измерителя.

PACS: 06.30.-K

Для решения задач радиоастрономии [1], исследования полупроводников [2], измерения флуктуационных характеристик различных автоколебательных систем [3] и других применяется корреляционный метод, суть которого состоит в подавлении статистически независимых собственных шумов двух идентичных измерительных каналов, в которые когерентно вводятся сигналы измеряемых флуктуаций. Данный метод впервые был предложен в [4] и использовался в оптических исследованиях Брауном и Твиссом [5], а разработанная ими схема измерителя рассматривалась А. Ван-дер-Зилом в [6].

Авторами была разработана схема измерителя (см. рисунок), позволяющая существенно расширить диапазон частот исследуемого сигнала (от 5 до 500 МГц) за счет использования высших гармоник частоты гетеродина и применения в каждом канале независимых стробоскопических смесителей и формирователей импульсов, а также обеспечить лучшую развязку между входами каналов за счет задержки строб-импульса в одном канале для неодновременного открывания ключей в стробоскопических смесителях [7]. Сигнал с выходов формирователей импульсов, управляемых сигналом гетеродина, подается на управляющие входы стробоскопических смесителей, при этом верхняя частота

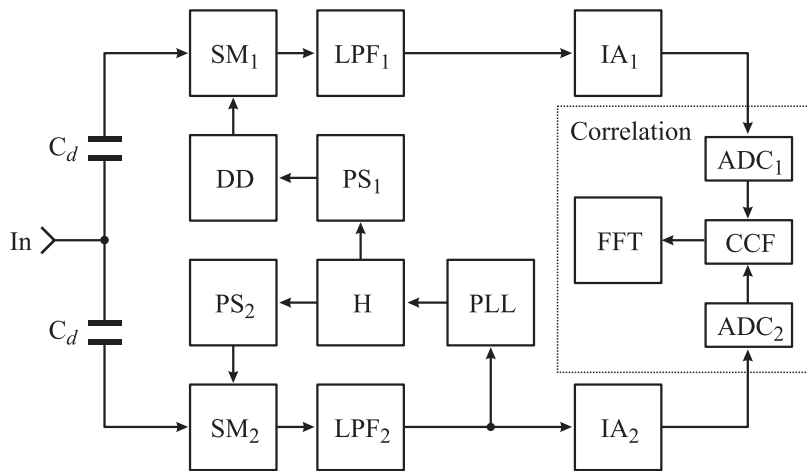


Схема разработанного авторами корреляционного измерителя флуктуаций. H — общий гетеродин, DD — устройство задержки, PS — формирователь импульсов, SM — стробоскопический смеситель, LPF — фильтр нижних частот, PLL — кольцо фазовой автоподстройки частоты, IA — измерительный усилитель, ADC — аналого-цифровой преобразователь, CCF — блок вычисления взаимно корреляционной функции, FFT — блок вычисления быстрого преобразования Фурье,  $C_d$  — разделительный конденсатор малой емкости.

исследуемых сигналов определяется длительностью строб-импульсов, поступающих на ключевой элемент смесителя (порядка 1 ns), период следования импульсов равен периоду колебаний гетеродина (была выбрана частота гетеродина 5 MHz с перестройкой  $\pm 10\%$  и более). Стробоскопический смеситель представляет собой быстродействующий электронный ключ с запоминающим конденсатором на выходе [8]. В качестве блока корреляционно-спектральной обработки используется персональный компьютер с платой ввода аналоговых сигналов, содержащей два независимых аналого-цифровых преобразователя для обоих каналов измерителя. Анализ работы устройства в первом приближении был проведен в [9]. Чувствительность корреляционного измерителя была исследована ранее в [3,10]. Было исследовано влияние таких факторов, ограничивающих чувствительность, как коэффициент связи между входами каналов, неидентичность характеристик селективных

усилителей в каналах и др. Для разработанной схемы необходимо дополнительно исследовать влияние нелинейных искажений исследуемого сигнала и методическую погрешность измерения, обусловленную первым приближением.

Исследуемый сигнал представляется квазигармонической моделью

$$u_S(t) = U_S [1 + \alpha(t)] \cos[2\pi f_0 t + \varphi_0 + \varphi(t)], \quad (1)$$

где  $U_S$ ,  $f_0$  и  $\varphi_0$  — средние значения амплитуды, частоты и фазы соответственно;  $\alpha(t)$  — относительные флуктуации амплитуды,  $\varphi(t)$  — флуктуации фазы. Аналогичным образом может быть представлен сигнал гетеродина. В результате применения стробоскопических смесителей возможно использовать высшие гармоники гетеродина (с фазовыми флуктуациями  $\psi_n(t)$ ), синхронизируя их со входным сигналом с помощью системы автоподстройки частоты. На выходе  $IA_1$  будем иметь [9]:

$$u_1(t) = A [\alpha(t) + m_1(t)] \{ \cos \Delta\varphi_n \cos[\varphi(t) - \psi_{1n}(t)] + \sin \Delta\varphi_n \sin[\varphi(t) - \psi_{1n}(t)] \}, \quad (2)$$

где  $A$  — амплитуда сигнала,  $m_1(t)$  — суммарные собственные флуктуации амплитуды (обусловленные флуктуациями коэффициентов передачи в канале),  $\Delta\varphi_n$  — сдвиг фаз между входным исследуемым сигналом и  $n$ -й гармоникой гетеродина. Ограничившись первыми членами ряда Тэйлора для тригонометрических функций малого аргумента  $[\varphi(t) - \psi_{1n}(t)]$ , на выходе блока спектрально-корреляционной обработки получим в первом приближении взаимно корреляционную функцию  $R_{12}(\tau)$  и соответственно взаимную спектральную плотность  $S_{12}(f)$ :

$$R_{12}(\tau) = A^2 \left[ R_{\alpha\alpha}(\tau) \cos^2(\Delta\varphi_n) + R_{\varphi\varphi}(\tau) \sin^2(\Delta\varphi_n) + \frac{1}{2} R_{\alpha\varphi}(\tau) \sin(2\Delta\varphi_n) + \frac{1}{2} R_{\alpha\varphi}(-\tau) \sin(2\Delta\varphi_n) \right], \quad (3)$$

$$S_{12}(f) = A^2 [S_{\alpha\alpha}(f) \cos^2 \Delta\varphi_n + S_{\varphi\varphi}(f) \sin^2 \Delta\varphi_n + \operatorname{Re}(S_{\alpha\varphi}(f)) \sin 2\Delta\varphi_n],$$

где  $S_{\alpha\alpha}(f)$  — спектр мощности амплитудных флуктуаций,  $S_{\varphi\varphi}(f)$  — спектр мощности фазовых флуктуаций,  $S_{\alpha\varphi}(f)$  — взаимный спектр фазовых и амплитудных флуктуаций исследуемого сигнала (когерентного в обоих каналах). Из (3) видно, что в случае  $\Delta\varphi_n = 90^\circ$  измеряются только фазовые флуктуации. Сдвиг фаз регулируется начальной

настройкой гетеродина и может быть измерен высокочастотным фазометром. Заметим, что в первом приближении обеспечивается полное подавление собственных флуктуаций каналов измерителя и гетеродина. Учет членов более высоких порядков при разложении в ряд  $\sin$  и  $\cos$  малого аргумента  $[\varphi(t) - \psi_{1n}(t)]$  в (2) приводит к появлению в (3) дополнительных членов порядка  $\psi_{1n}^2$  и более высоких порядков, что выявляет принципиальное ограничение чувствительности данного метода измерения; однако с учетом шумовых характеристик реальных генераторов (например, Г4-164) относительная погрешность измерения фазовых флуктуаций, вносимая членами второго и более высоких порядков, не превышает 0.1%. Таким образом, применение первого приближения является обоснованным и не накладывает серьезных ограничений на чувствительность измерения.

С учетом нелинейных искажений исследуемого сигнала (1) преобразуется в

$$u_S(t) = \sum_{k=1}^{2N} U_{Sk} [1 + \alpha_k(t)] \cos[2\pi k f_0 t + \varphi_{0k} + \varphi_k(t)], \quad (4)$$

где  $U_{Sk}$ ,  $\varphi_{0k}$  — средняя амплитуда и фаза  $k$ -й гармоники исследуемого колебания соответственно;  $\alpha_k(t)$ ,  $\varphi_k(t)$  — флуктуации амплитуды и фазы  $k$ -й гармоники исследуемого колебания,  $2N$  — номер высшей гармоники, оказывающей существенное влияние. Сигнал вида (4) характеризуется коэффициентом нелинейных искажений

$$K_D = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{2N} U_{Sk}^2}}{U_{S1}}. \quad (5)$$

Ограничиваясь рассмотрением режима измерения только фазовых флуктуаций (при  $\Delta\varphi_n = 90^\circ$ ), получим для сигнала на выходе первого канала

$$\begin{aligned} \tilde{y}_1(t) = & \alpha(t) \sum_{k=1}^N [U_{n2k} U_{S2k} (-1)^k k] \\ & + \frac{1}{2} \varphi(t) \sum_{k=1}^N [U_{n(2k-1)} U_{S(2k-1)} (2k-1) (-1)^{k-1}]. \end{aligned} \quad (6)$$

Переходя к искомым спектрам, получим, в первом приближении, относительную погрешность

$$\delta S(f) \approx 2K_D. \quad (7)$$

Из (7) следует, что нелинейные искажения исследуемого сигнала оказывают существенное влияние на работу измерителя и должны быть предварительно подавлены.

В работе [11] были представлены оценки собственных шумов и спектральной чувствительности каналов в отдельности  $S_{1\varphi}$  и общей чувствительности двухканального измерителя  $S_{2\varphi}$  (при  $U_S = 1 \text{ V}$  и скважность строб-импульсов 100). Полученные данные (в зависимости от отстройки от несущей  $F$ ) для измерителя, собранного на основе отечественной элементной базы, представлены в таблице.

$F, \text{ Hz}$	$S_{1\varphi}, \mu\text{V/Hz}$	$S_{1\varphi}, \text{ dB/Hz}$	$S_{2\varphi}, \text{ dB/Hz}$
10	1.45	-116	-136
100	0.45	-126	-146
1000	0.13	-137	-157
10000	0.04	-147	-167

Таким образом, заметное влияние на чувствительность корреляционного измерителя флуктуаций оказывают нелинейные искажения исследуемого квазигармонического сигнала наряду с собственными шумами элементов измерителя.

## Список литературы

- [1] Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 416 с.
- [2] Ferrari G., Sampietro M. // Materials science in semiconductor processing. 2001. N 4. С. 133–136.
- [3] Корнилов С.А. // Сб. науч. тр. Моск. энерг. ин-та. 1989. № 200. С. 67–81.
- [4] Lee Y.W. The application of correlation functions in the detection of small signals in noise // MIT technical. Rep. 141. 1949.
- [5] Brown R.H., Twiss R.Q. // Nature (London). 1956. Т. 177. С. 27–29.
- [6] Ван-дер-Зил А. Шум: источники, описание, измерения. М.: Сов. радио, 1973. 228 с.
- [7] Ермоленко И.А., Морар В.В. Корреляционный измеритель флуктуаций. Решение о выдаче патента на изобретение от 06.10.2005 по заявке № 2004120799/28 (022356) с приоритетом от 07.07.2004.

- [8] *Рябинин Ю.А.* Стробоскопическое осциллографирование. Изд. 2-е, доп. и перераб. М.: Сов. радио, 1972. 272 с.
- [9] *Ермоленко И.А., Морар В.В.* // Безопасность мореплавания и надежность судовых технических средств: Сб. научн. тр. БГАРФ № 57. СПб.: Наука РАН, 2005. С. 313–320.
- [10] *Винокуров В.И., Ваккер Р.А.* Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. М.: Сов. радио, 1972. 216 с.
- [11] *Ермоленко И.А., Ферсман Г.А., Морар В.В.* // Науч.-техн. ведомости СПбГТУ. 2005. № 3. С. 111–115.