

# ИЗМЕРЕНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ АМПЛИТУДЫ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

**В. Г. Семенчик, В. А. Пахомов**

---

*Белорусский государственный университет  
Минск, Беларусь  
E-mail: semenchik@bsu.by*

Разработан и исследован цифровой метод измерения амплитуды и фазы гармонического сигнала. Приведены оценки ошибок измерений в зависимости от нестабильности частоты исследуемого сигнала, нестабильности частоты дискретизации и разрядности аналого-цифрового преобразователя.

*Ключевые слова:* измерения, гармонический сигнал, дискретизация, комплексная амплитуда.

## ВВЕДЕНИЕ

При решении ряда задач в области экспериментальной физики необходимо измерять амплитуду и фазу высокочастотного гармонического сигнала. В качестве примера таких задач можно привести голографические системы формирования микроволновых изображений [1,2], системы определения параметров антенн по измерениям в ближней зоне [3], радионавигационные системы [4,5]. Для нормальной работы этих систем необходимо обеспечить измерение фазы в диапазоне значений от 0 до 360 градусов при значительных изменениях амплитуды входного сигнала.

В настоящее время измерение амплитуды СВЧ-сигнала может быть выполнено достаточно просто, с использованием серийно выпускаемых микросхем. В отличие от амплитуды, измерение фазы СВЧ-сигнала представляет собой более сложную техническую задачу. Современные микросхемы фазовых детекторов предназначены в основном для детектирования фазомодулированных сигналов или использования в устройствах фазовой автоподстройки частоты и плохо подходят для применения в случаях, когда интервал измеряемых значений фазы составляет 360 градусов.

Задача измерения фазы СВЧ-сигнала значительно усложняется, если частота исследуемого сигнала непостоянна. В таких случаях обычно измерения проводят на промежуточной частоте [6].

## СХЕМА ИЗМЕРЕНИЯ

Для измерения амплитуды и фазы гармонического сигнала используется метод, основанный на представлении исследуемого сигнала в виде квадратурных составляющих:

$$S_C = A \cos(\varphi) \sim \int_0^T A \cos(\omega t + \varphi) \cos(\omega t) dt, \quad (1)$$

$$S_S = A \sin(\varphi) \sim \int_0^T A \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega t) dt,$$

где  $T$ ,  $A$ ,  $\omega$  и  $\varphi$  – соответственно время измерения, амплитуда, частота и начальная фаза сигнала (амплитуда опорного сигнала принята равной единице, его начальная фаза – нулю).

Блок-схема устройства, реализующего данный метод, приведена на рис. 1.

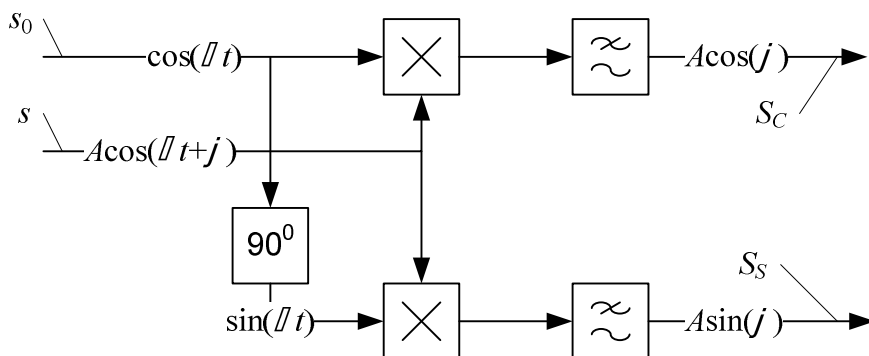


Рис. 1. Блок-схема устройства измерения комплексной амплитуды

Для аппаратной реализации метода требуются два синхронных детектора и фазовращатель на  $\pi/2$  для получения квадратурной составляющей опорного сигнала. Точность измерения при этом во многом определяется качеством синхронных детекторов и фазовращателя. При этом в случае непостоянной частоты входного сигнала к фазовращателю предъявляются особые требования, заключающиеся в обеспечении постоянного фазового сдвига с требуемой точностью во всем диапазоне рабочих частот. При высокой частоте входного сигнала аппаратная реализация такого устройства является нетривиальной задачей.

В настоящее время существуют относительно дешевые аналого-цифровые преобразователи, способные производить преобразование сигнала на частотах до сотен мегагерц с достаточно большой разрядностью выходного слова. Использование таких АЦП позволяет реализовать устройство измерения комплексной амплитуды высокочастотного сигнала следующим образом. Опорный и исследуемый сигналы при помощи двух высокоскоростных АЦП преобразуются в цифровую форму и подаются на некоторое вычислительное устройство, в котором осуществляется расчет требуемых параметров. В качестве такого устройства может выступать персональный компьютер, а если требуются измерения в реальном масштабе времени, то процессор цифровой обработки сигналов или быстродействующий микроконтроллер. Такой подход в максимальной степени упрощает аналоговую часть устройства, перекладывая основную работу по определению параметров сигнала на вычислительную систему. Подобная реализация устройства измерения амплитуды гармонического сигнала описана в [7].

Блок-схема алгоритма для вычисления комплексной амплитуды исследуемого сигнала показана на рис.2.

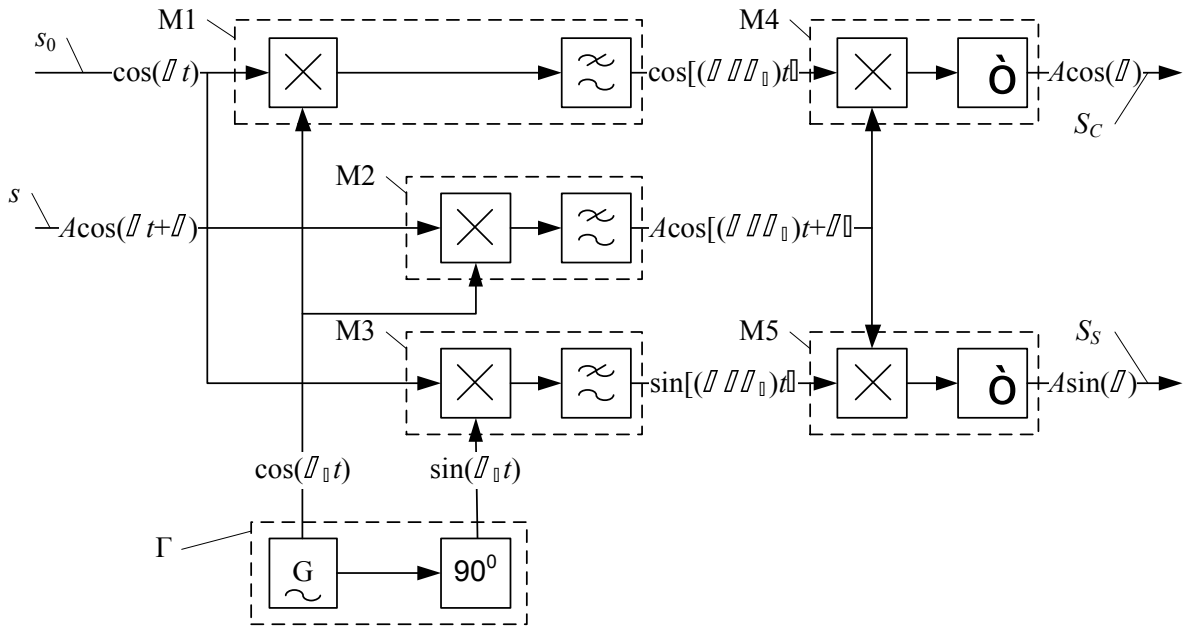


Рис. 2. Блок-схема алгоритма формирования квадратурных составляющих

Схема содержит вспомогательный генератор  $\Gamma$ , формирующий гармонические сигналы на частоте  $\omega_1$  со сдвинутыми на  $90^\circ$  фазами. В смесителях M1 и M3 происходит перенос частоты опорного сигнала  $s_0$  на разностную частоту  $\omega - \omega_1$ ; при этом формируются два опорных сигнала  $s_{1C}$  и  $s_{1S}$ , сдвинутые по фазе друг относительно друга на  $90^\circ$ . Смеситель M2 осуществляет перенос входного сигнала  $s$  на частоту  $\omega - \omega_1$ . Далее, аналогично схеме на рис. 2, происходит перемножение опорных сигналов на разностной частоте на измеряемый сигнал на этой же частоте. На выходе смесителей M4 и M5 формируются квадратурные составляющие, на основании которых можно провести оценку амплитуды и фазы входного сигнала.

Несложно показать, что оценку амплитуды  $\tilde{A}$  и фазы  $\tilde{\varphi}$  входного сигнала можно получить с помощью следующих выражений:

$$\tilde{A} = 8 \sqrt{\frac{S_C^2}{(H_-^2 + H_+^2)^2} + \frac{S_S^2}{(H_-^2 - H_+^2)^2}}, \quad (2)$$

$$\tilde{\varphi} = \text{arctg} \left( \frac{S_S}{S_C} \cdot \frac{H_-^2 + H_+^2}{H_-^2 - H_+^2} \right), \quad (3)$$

где  $S_C$  и  $S_S$  – выходные сигналы схемы,  $H_+$  и  $H_-$  – коэффициенты передачи фильтров нижних частот, используемых в смесителях, для частот  $\omega_0 - \omega_1$  и  $\omega_0 + \omega_1$  соответственно.

В случаях, когда несущая частота сигнала не имеет значения для его анализа, дискретизацию сигнала можно выполнять с частотой, значительно меньшей удвоенной верхней частоты спектра сигнала. В этом случае при дискретизации спектр сигнала переносится в низкочастотную область.

Можно показать, что при оценке амплитуды и фазы сигнала с помощью соотношений (2) и (3) будут выполняться следующие соотношения между полученными оценками и истинными значениями амплитуды и фазы:

$$A \approx \tilde{A}$$

$$\varphi \approx \begin{cases} \tilde{\varphi}, & \text{если } \omega - k \cdot \omega_D - \frac{\omega_D}{2} \leq 0, \\ -\tilde{\varphi}, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (4)$$

где  $\omega_D$  – частота дискретизации,  $k$  – наибольшее целое, такое, что  $k \leq \frac{\omega}{\omega_D}$ .

### АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Полученные выводы позволяют получить простую аппаратную реализацию системы измерения, в которой низкоскоростные АЦП подключаются непосредственно к микроконтроллеру, осуществляющему съем данных и выполнение измерительного алгоритма.

Блок измерения комплексной амплитуды используется в системе формирования микроволновых изображений, имеющей два приемных канала. Каналы регистрируют рассеянное поле в двух взаимно-перпендикулярных направлениях поляризации, что позволяет получить дополнительную информацию об исследуемом объекте.

Общая схема блока измерения приведена на рис. 3.

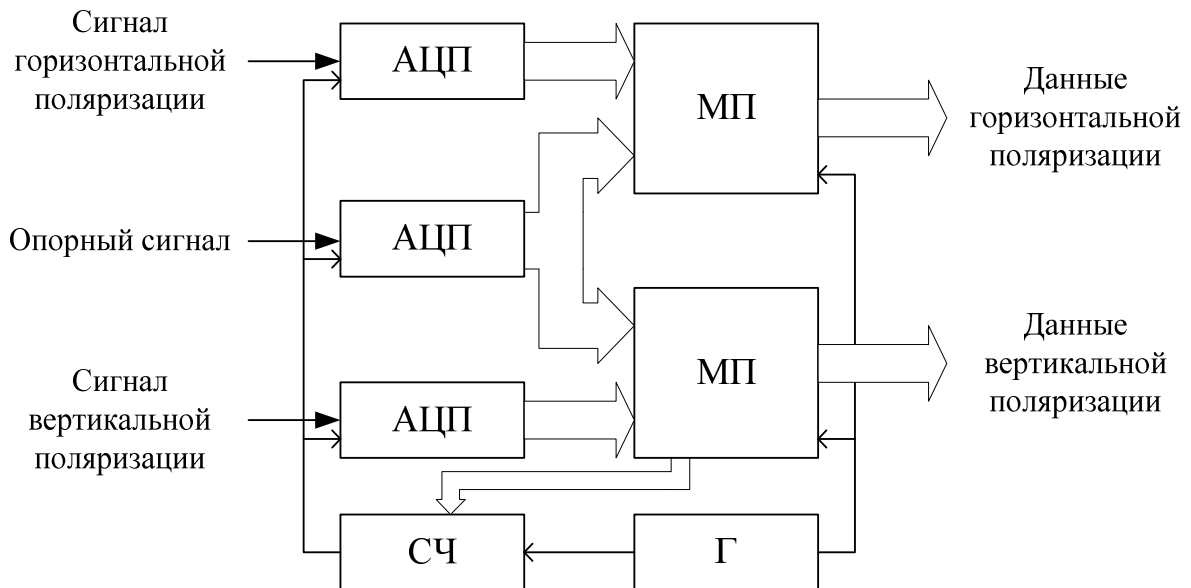


Рис. 3. Схема аппаратной реализации измерительного блока

Сигналы вертикальной и горизонтальной поляризации подаются на входы двух АЦП, данные с которых считываются двумя микропроцессорами МП. Опорный сигнал подается на третий АЦП, данные с которого поступают на оба микропроцессора одновременно. Частота дискретизации сигналов определяется синтезатором частоты

СЧ, тактируемым генератором Г. Последний также используется для тактирования микропроцессоров.

В алгоритме расчета в качестве фильтров использовались простейшие фильтры скользящего среднего [8], реализация которых заключается в усреднении двух соседних выборок сигнала. Это позволило разработать алгоритм, вычислительная сложность которого составила порядка 10 тактов на отсчет сигнала.

При применении распространенных микропроцессоров AT91SAM7A3 семейства ARM7 частота дискретизации сигналов составляет 3 МГц, что, как показывает численное моделирование, при использовании 14-разрядных АЦП обеспечивает погрешность измерения фазы на уровне  $10^{-3}$  радиан и относительной погрешности измерения амплитуды  $10^{-3}$ .

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

К достоинствам предложенного метода можно отнести относительную простоту реализации при достаточно высокой точности измерения. Из недостатков метода следует отметить сложность измерения фазы сигнала при изменении его частоты в широком диапазоне.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Гинзбург, В. М. Голография. Методы и аппаратура / В. М. Гинзбург, Б. М. Степанова. М.: Сов. радио, 1974. 376 с.
2. Белячиц, А. Ч. Принципы и применение методов многочастотной голографии / А. Ч. Белячиц, П. Д. Кухарчик, В. Г. Семенчик // Зарубежная радиоэлектроника, 1984, № 6. С. 86–92.
3. Курочкин, А. П. Теория и техника антенных измерений / А. П. Курочкин // Антенны. 2009. № 7. С. 39–44
4. Кремер, И. Я. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер и др. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
5. Авдеенко, Г. Л. Измерение разности разностей фаз в системах с пространственной обработкой сигналов СВЧ-диапазона / Г. Л. Авдеенко, А. В. Мазуренко, Е. А. Якорнов // Техника и приборы СВЧ 2008. № 1. С. 42 – 45
6. Миклашевская, А. В. Автоматические измерители в диапазоне СВЧ. / А. В. Миклашевская. М.: Связь, 1972. 80 с.
7. Семенчик, В. Г. Оценка амплитуды дискретизированного гармонического сигнала / В. Г. Семенчик, В. А. Пахомов // Вестн. БГУ. Сер. 1: Физ. Мат. Информ. № 3. 2005. С. 44–48.
8. Хэмминг, Р. В. Цифровые фильтры: пер. с англ. / Р. В. Хэмминг; под ред. А. М. Трахтмана. М.: Сов. радио, 1980. 224 с .