

# МГНОВЕННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ: МЕТОДЫ И СРЕДСТВА

Н.Егоров, к.т.н.<sup>1</sup>, В.Кочемасов, к.т.н.<sup>2</sup>

УДК 621.396  
ВАК 05.12.00

В системах радиотехнической разведки и радиомониторинга применяются специальные технические средства для обнаружения радиосигналов и измерения их параметров. К этим средствам предъявляются весьма жесткие требования по ширине рабочего частотного диапазона, времени обработки информации, массе, габаритам и энергопотреблению. Один из типов таких радиосредств – приемники для мгновенного измерения частоты (МИЧ). О методах МИЧ и устройствах, в которых они реализуются, рассказывается в статье.

**М**етоды и приемники для мгновенного измерения частоты (англ. Instantaneous Frequency Measurement, IFM), которые активно развиваются с 60-х годов 20 века, позволяют измерить несущую частоту высокочастотного радиосигнала за очень короткое время – несколько десятков наносекунд.

В течение долгого времени для мгновенного измерения частоты использовались приемники с традиционной структурой (рис.1) [1], принципиальные операции выполнялись в аналоговой форме. В данной схеме входной высокочастотный сигнал разделяется и проходит по двум каналам: с линией задержки (ЛЗ) и без нее. Затем сигналы поступают на фазовый коррелятор, на выходе которого формируются два видеосигнала, пропорциональные синусу и косинусу фазового сдвига. Частота входного радиочастотного сигнала вычисляется по формуле [2]:

$$f = (c \cdot \arctg(Y/X)) / 2\pi L \sqrt{\epsilon},$$

где  $c$  – скорость света;  $Y, X$  – выходные сигналы фазового коррелятора;

<sup>1</sup> ООО "Радиокомп", научный консультант, egorov@radiocomp.ru.

<sup>2</sup> ООО "Радиокомп", генеральный директор, vkochemasov@radiocomp.ru.

$X = \cos(\beta L)$ ,  $Y = \sin(\beta L)$ ,  $\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  – длина волны входного сигнала;  $L$  – длина линии задержки;  $\epsilon$  – диэлектрическая проницаемость материала линии задержки.

Этой классической схеме МИЧ свойственны существенные недостатки. Для повышения точности измерения частоты необходимо увеличивать длину линии задержки. Однако для расширения рабочего частотного диапазона нужно сокращать время задержки, что приводит к снижению точности и разрешающей способности приемника. К тому же такой приемник не подходит для измерения при перекрывающихся во времени сигналах.

Преодоление указанного противоречия возможно при использовании многоканальных приемников, с помощью которых проводятся измерения на различных участках диапазона. Также можно применять более сложные структуры (рис.2) [2], предлагаемые в развитие традиционной схемы (см. рис.1).

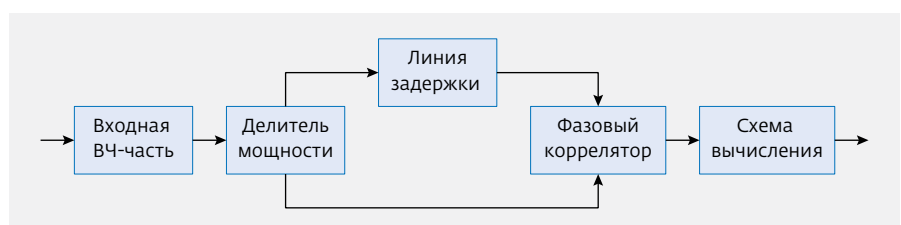


Рис.1. Традиционная структурная схема приемника с мгновенным измерением частоты

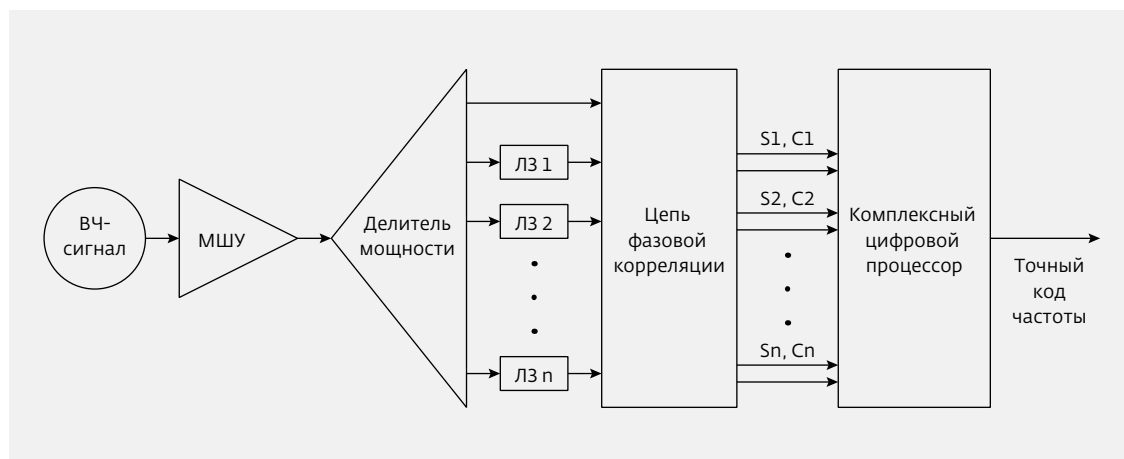


Рис.2.

Схема широкополосного приемника МИЧ со многими линиями задержки

В данных решениях используются широкополосный малошумящий усилитель (МШУ), многоканальный делитель мощности высокочастотного сигнала, группа линий задержки, сложная цепь фазовой корреляции и комплексный цифровой вычислитель кода частоты. При этом самая протяженная линия задержки обеспечивает точность определения частоты, а короткие линии задержки – широкий диапазон рабочих частот. Цепь фазовой корреляции формирует совокупность сигналов, пропорциональных синусу и косинусу разницы фаз для  $n$  линий задержки ( $S_1, C_1 \dots S_n, C_n$ ).

Кроме схемы со многими линиями задержки, для преодоления недостатков базовой схемы МИЧ была предложена структура с переменной линией задержки [3], в которой применена схема с линией задержки на ПАВ. Переменная линия задержки может быть реализована, в частности, с помощью двух ЛЧМ-фильтров на ПАВ и генератора, управляемого напряжением. Такой подход позволяет создать более широкополосный приемник МИЧ и исключить неопределенность измерений частоты благодаря тщательному выбору параметров управляемой линии задержки.

Стоит также отметить работу [4], в которой вместо традиционной схемы МИЧ со многими линиями задержки предлагается использовать схему с группой полосно-заграждающих фильтров. Такая схема была реализована для диапазона частот 1,50–4,66 ГГц. Фильтры выполняются на разомкнутых микрополосковых резонаторах. Авторы показывают, что этот подход

позволяет упростить как моделирование, так и реализацию радиоприемника МИЧ.

Однако в целом схемы, позволяющие строить широкополосные и точные измерители частоты на основе аналоговых принципов, весьма сложны и приводят к относительно крупногабаритным устройствам. Поэтому основная линия развития приемников МИЧ – использование цифровых методов.

В последние годы развиваются различные методы построения цифровых приемников МИЧ. Один из основных методов – применение цифровых линий задержки, что является логичным развитием прежнего подхода с аналоговыми физическими линиями задержки. Такой алгоритм рассматривается, в частности, в [2]. Общая структурная схема реализации метода приведена на рис.3.

Высокочастотный радиосигнал разделяется на квадратурные составляющие, преобразуется в цифровую форму и поступает на ПЛИС, с помощью которой реализован алгоритм определения частоты на основе формирования задержек. В данном случае частота радиосигнала находилась в полосе 750–1250 МГц, входной сигнал изменялся в диапазоне  $-40 \dots 0$  дБм. В схеме использовался 10-разрядный АЦП и ПЛИС Virtex-6.

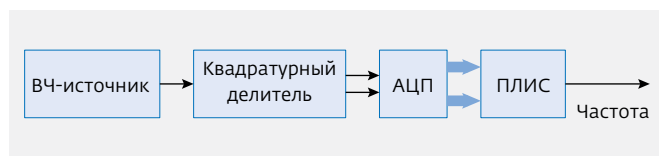


Рис.3. Общая структурная схема МИЧ с цифровыми задержками

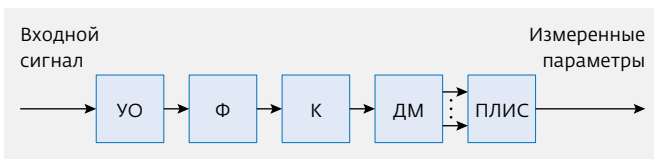


Рис. 4. Структурная схема широкополосного приемника МИЧ

Среднеквадратическая ошибка измерения частоты составила менее 1 МГц. Та же точность измерения может быть реализована при использовании 6-разрядного АЦП с уменьшенным динамическим диапазоном.

Другой базовый вариант цифрового приемника МИЧ основан на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ). Так, в [5] рассматривается широкополосный приемник с одноразрядным аналого-цифровым преобразованием (рис. 4), который получил название монобитного. Данное устройство измеряет частоту и выполняет другие функции.

Входной радиосигнал ограничивается по амплитуде при помощи усилителя-ограничителя (УО), проходит через фильтр (Ф) и преобразуется в цифровую форму при помощи быстродействующего компаратора (К). Для согласования высокоскоростного цифрового потока и ПЛИС применяется демультиплексор (ДМ). Основная обработка сигнала выполняется в ПЛИС на базе монобитного быстрого преобразования Фурье.

Монобитное БПФ характеризуется упрощенным алгоритмом, реализуемым благодаря исключению операции умножения. Расчеты показали, что при частоте дискретизации входного радиосигнала 10 ГГц и 1024-точечном БПФ точность измерения частоты составляет 10 МГц при отношении сигнал/шум, превышающем 0 дБ. Недостатком данного метода, помимо относительно высокого требуемого отношения сигнал/шум, является невозможность измерения частот перекрывающихся во времени сигналов. В то же время, по оценкам авторов работы [5], можно создать приемники с рабочей полосой до десятков гигагерц при относительно небольших габаритах и энергопотреблении.

Сравнение классического аналогового приемника МИЧ и цифрового монобитного приемника проведено в работе [6]. В рассматриваемом монобитном приемнике применяется цифровой алгоритм определения входной частоты, разработанный компанией Eletttronica S.p.A., его особенности не раскрываются. Сравнение проводилось для входных частот в диапазоне 2–18 ГГц. Как выяснилось, точность измерения частоты для цифрового приемника при непрерывном сигнале находится на уровне 0,5 МГц, что в два с лишним раза лучше, чем у аналогового. Выигрыш

еще значительно при отношении сигнал/помеха менее 1.

Реализация мгновенного измерения частоты с помощью алгоритма БПФ рассматривается в работе [7]. Сообщается, что было применено 16-разрядное квантование амплитуды сигнала. Проверка предложенного подхода выполнялась с помощью моделирования в среде MATLAB. Аппаратная реализация осуществлялась на ПЛИС Xilinx Spartan 3E (тип XC3S500E).

Среди проектов цифровых приемников для МИЧ стоит выделить работу [8], в которой анализируется структура цифрового приемника МИЧ на основе преобразования Гильберта. Авторы предложили усовершенствованную цифровую архитектуру для более быстрой реализации преобразования Гильберта на ПЛИС. Это позволяет выполнять анализ радиосигналов в реальном времени. С помощью приемника анализируются непрерывные и импульсные сигналы в полосе частот от 0 до 1,2 ГГц, при этом максимальная ошибка измерения частоты не превышает 2 МГц, а время измерения не более 100 нс.

Разработчики ищут новые цифровые методы для МИЧ. К примеру, в [9] предлагается алгоритм МИЧ, реализуемый с помощью вычислительного метода CORDIC. Метод исключает использование операции умножения и вследствие этого обеспечивает более простую реализацию на ПЛИС. Эксперимент был проведен для входных частот в диапазоне 30 МГц. При этом точность измерения частоты весьма высокая – 0,1 МГц. В то же время этот метод демонстрирует удовлетворительные результаты при относительно высоких значениях отношения сигнал/помеха – более 5 дБ.

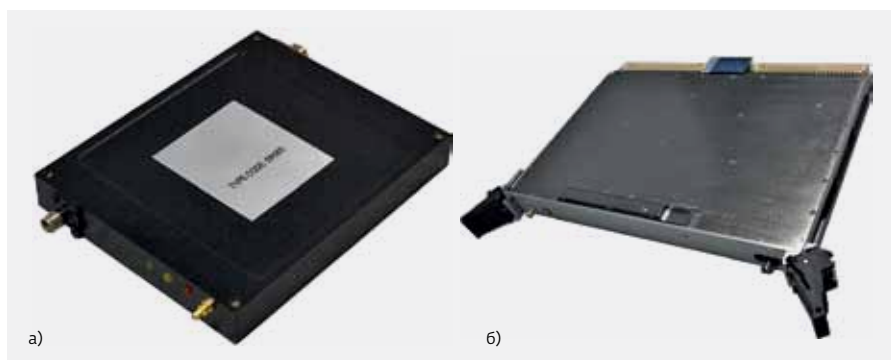
Помимо цифровых методов, среди важнейших и перспективных направлений МИЧ – методы радиофотоники, которые активно прорабатываются в последнее время. Основные преимущества их применения для МИЧ: измерение частот сигналов в очень широкой полосе (десятки гигагерц), более высокая помехоустойчивость, низкие потери, определенное упрощение схем и снижение их стоимости [10–12].

Среди соответствующих методов радиофотоники – использование специальных волоконно-оптических решеток Брэгга [10], смешивание оптических сигналов в высоконелинейном оптоволокне [11], метод фазовой модуляции [12] и др. Так, мгновенное измерение частоты в схеме с решеткой Брэгга выполнялось для диапазона радиочастот 1–10 ГГц, ошибка измерения частоты составила  $\pm 0,2$  ГГц. В схеме МИЧ с использованием фазового модулятора для диапазона частот 1,6–24,6 ГГц ошибка измерения частоты находилась в пределах  $\pm 0,3$  ГГц. При использовании метода смешивания оптических сигналов измерение проводилось

## Характеристики цифровых приемников МИЧ

Фирма	Модель, тип устройства	Диапазон рабочих частот, ГГц	Разрешение по частоте, МГц	Разрядность кода частоты, бит	Динамический диапазон, дБм	Ошибка измерения частоты (СКЗ), МГц	Напряжение питания, В, потребляемый ток, мА	Размеры, мм; масса, г
Teledyne Defence & Space	DR063, компактный модуль МИЧ	0,5-2,4	0,5	12	-55...5	4 (СШ 0 дБ)	+5, 300; +3,3, 1300; -5, 60	130×90×18; 400
Teledyne Defence & Space	DR076, компактный модуль МИЧ	2-6	0,5	13	-55...5	4 (СШ 0 дБ)	+5, 1600	130×90×18; 550
Teledyne Defence & Space	DR073, приемник МИЧ в виде модуля VME64	2-18	0,5	15	-55...5	3 (СШ 3 дБ)	+12, 100; +3,3, 2000; +5, 2000; -12, 400	262 × 20,32; 1750
API technologies corp.	FDFD7409-2, модуль приемника МИЧ	2-18	1	14	-50...10	2 (СШ 6 дБ)	+5, 800; +12/+15, 800; -5/-15, 150	167,6×139,7×30,5; 1250
API technologies corp.	FDFD6850-1, модуль цифрового частотного дискриминатора	2,4-5	1,45	11	-10...10	2	+5, 500; +12/+15, 400; -12/-15, 50	139,7×133,4×38,1; 1320
API technologies corp.	FDFD7678-1, модуль цифрового частотного дискриминатора	6-18	1,25	14	0-10	4	+15, 700; +5, 700; -5,2, 600	152,4×203,2×40; 2270
Mercury Computer Systems, Inc.	FM021814, компактный модуль МИЧ	2-18	1	14	-50...10	3 (СШ 0 дБ)	-5, 100; +5, 100; +12, 1050	Нет данных; 1250
Meuro Microwave Corp.	IFM0218R25E6M100, модуль МИЧ	2-18	3	13	-60...-5	6	+5, 2000; -5, 1000; +12, 1500	230×290×90; 3000
Meuro Microwave Corp.	IFM1826R2E6M100, модуль МИЧ	18-26,5	2	13	-60...-10	6	+5, 2000; -5, 1000; +12, 1500	235×290×110; 3000
Meuro Microwave Corp.	IFM2640R2E6M100, модуль МИЧ	26,5-40	2	13	-60...-10	6	+5, 2000; -5, 1000; +12, 1500	235×290×110; 3000
Wide Band Systems, Inc.	Приемник МИЧ	0,5-18	3	16	-50...10	6	-	Исполнение в виде различных модулей

Примечание: СШ – отношение сигнал / шум.



**Рис.5.** Приемники МИЧ компании Teledyne Defence & Space: в виде компактного модуля – DR063 (а) и в виде модуля VME64 – DR073 (б)

для весьма широкой полосы радиочастот (1–40 ГГц), при этом ошибка измерения для большинства частот не превышала 5%.

Что касается готовой продукции, то в открытом доступе в Интернете представлена информация по ряду зарубежных приемников МИЧ с цифровой обработкой, характеристики которых сведены в таблицу [13–17]. У всех приемников на выходе реализован цифровой код, представляющий результат измерения частоты входного сигнала. Фирмы-разработчики, как правило, не дают подробного описания структур и алгоритмов функционирования приемников, отмечают лишь общие моменты. Например, компания Teledyne Defence & Space в приемниках использует цифровые фазовые корреляторы, реализованные на ПЛИС с помощью собственных запатентованных методов, а также логарифмические усилители типа SDLVA (Successive Detection Log Video Amplifier), имеющие выход для радиосигнала с ограничением и видеовыход.

Приемники МИЧ выпускаются в различном конструктивном исполнении. В качестве графического дополнения к таблице на рис.5 представлены приемники МИЧ DR063 и DR073 компании Teledyne Defence & Space. На радиочастотном входе приемника DR063 используется соединитель SMA female, а для выходного кода частоты, управления и электропитания – соединитель типа micro-D.

Приемники МИЧ выпускают и другие компании, например Rockwell Collins [18], которая разрабатывает и изготавливает устройства с диапазоном рабочих частот 0,5–18 ГГц, устанавливаемые в стандартные 19-дюймовые приборные стойки.

Стоит отметить, что производители, как правило, не приводят в спецификациях приемников такой ключевой показатель, как время измерения входной частоты. Компания Teledyne Defence & Space, к примеру, указывает общее время прохождения сиг-

нала (полная длительность рабочего цикла), которое составляет 200 нс. Минимальная длительность входного радиоимпульса равна 50 нс. Приемники этой компании могут измерять частоты перекрывающихся во времени сигналов при различии в частоте более 50 МГц.

Существуют определенные резервы дальнейшего сокращения времени мгновенного измерения частоты входных сигналов (времени рабочего цикла). Перед разработчиками стоит задача замет-

ного повышения точности определения частоты, которая нередко остается невысокой и вряд ли может соответствовать особенностям будущих радиоэлектронных противоборств. Другая задача – поиск новых методов МИЧ. С точки зрения внешнего исполнения вектор развития приемников МИЧ видится в их изготовлении в виде микромодулей и в более широком использовании специализированных микросхем. В то же время во многих ситуациях и приемники МИЧ, и соответствующие алгоритмы будут интегрированы в многофункциональные цифровые комплексы радиомониторинга.

В заключение следует отметить, что такие тенденции, как быстрое и повсеместное распространение новых радиоэлектронных технологий и средств, их доступность частным лицам, а также активное использование преступными группами, создают предпосылки для широкого применения приемников МИЧ в деятельности технических подразделений правоохранительных органов и негосударственных служб безопасности.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Байлов В.В., Плаксиенко В.С.** Средства радиоэлектронного наблюдения. – Таганрог: Изд-во ТТИ, 2009. 104 с.
2. **Praneetha R, Raju VVSRN, E.Sreenivasa Rao, A.K.Singh.** Simulation and Verification of Digital Delay based Instantaneous Frequency Measurement Technique for Electronic Warfare receivers // International Journal of Recent Advances in Engineering & Technology (IJRAET). 2015. Vol. 3. Is. 9. P. 7–14.
3. **Bar-Ness Y., Messer H.** WIDEBAND INSTANTANEOUS FREQUENCY MEASUREMENTS (IFM) USING SAW DEVICES. ULTRASONICS SYMPOSIUM, Boston, MA, USA, 1980. P. 226–229.
4. **Marcio F.A. de Souza, Fabio R.L. e Silva, Marcos T. de Melo, and Lauro R.G.S.L. Novo.** Discriminators for

- Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Based on Open-Loop Resonators // IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. Vol. 57. № 9. SEPTEMBER 2009. P. 2224–2231.
5. **Николаев А. Н.** Цифровые технологии в широкополосных приемниках СВЧ радиосигналов // Вестник ЮУрГУ. 2012. № 35. С. 30–34.
  6. **Pandolfi C., Fitini E., Gabrielli G., Megna E., Zaccaron A.** Comparison of Analog IFM and Digital Frequency Measurement Receivers for Electronic Warfare. – Proceedings of the 7th European Radar Conference, 30 September – 1 October 2010, Paris, France, p. 232–235.
  7. **Chinmaya Mishra, J.Lingaiah, G.Kalyan.** FPGA Implementation of FFT based Digital Instantaneous Frequency Measurement (DIFM) technique // International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR). 2016. Vol. 5. Is. 5. P. 1532–1535.
  8. **Yu-Heng George Lee, James Helton, and Chien-In Henry Chen.** Real-Time FPGA-Based Implementation of Digital Instantaneous Frequency Measurement Receiver. – Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2008. Seattle, Washington. P. 2494–2497.
  9. **Xue Chen Qin, Zhen Feng Pan, and Jia Qi Zhang.** A Digital Implementation of Delay Relevant Frequency Measurement Technology Based on CORDIC Algorithm. – 5th International Conference on Education, Management, Information and Medicine (EMIM 2015), p. 1087–1091.
  10. **Ze Li, Chao Wang, Ming Li, Hao Chi, Xianmin Zhang, and Jianping Yao.** Instantaneous Microwave Frequency Measurement Using a Special Fiber Bragg Grating // IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS. 2011. Vol. 21, № 1.
  11. **Lam A. Bui, Mark D. Pelusi, Trung D. Vo, Niusha Sarkhosh, Hossein Emami, Benjamin J. Eggleton, and Arnan Mitchell.** Instantaneous frequency measurement system using optical mixing in highly nonlinear fiber // OPTICS EXPRESS, December 2009. Vol. 17. № 25. P. 22983–22991.
  12. **Zhaoyang Tu, Aijun Wen, Yongsheng Gao, Wei Chen, Zhengxue Peng, and Mei Chen.** A Photonic Technique for Instantaneous Microwave Frequency Measurement Utilizing a Phase Modulator // IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS. 2016. Vol. 28. № 24. P. 2795–2798.
  13. [www.teledynedefence.co.uk](http://www.teledynedefence.co.uk).
  14. [www.micro.apitech.com](http://www.micro.apitech.com).
  15. [www.soltron.co.kr](http://www.soltron.co.kr).
  16. [www.meurorf.com](http://www.meurorf.com).
  17. [www.widebandsystems.com](http://www.widebandsystems.com).
  18. [www.rockwellcollins.com](http://www.rockwellcollins.com).