

19. Tereshchuk R.M., Tereshchuk K.M., Sedov S.A. Poluprovodnikovye priemno-usilitel'nye ustroystva: Spravochnik radiolyubitelya [Semiconductor receiving and amplifying device: Handbook of Amateur radio]. Kiev: Naukova dumka, 1981, 670 p.
20. Bezrukov V.A., Ivanov V.P., Lebedev M.N. Ustroystvo radiomaskirovki [Device radiometric]; Patent 2224376 Rossiyskoy federatsii, MPK N04K 3/00, N03V 29/00. applicant and patentee Federal state unitary enterprise "Special design Bureau of Institute of Radioengineering and electronics of RAS" RU; stated 07.06.2002; published 20.02.2004, bull. No. 4, 12 p.
21. Gonorovskiy I.S. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya vuzov [Radio circuits and signals: textbook. the manual for high schools]. 5th ed. Moscow: Drofa, 2006, 719 p.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н., доцент Д.А. Беспалов.

Землянухин Петр Андреевич – Южный федеральный университет; e-mail: razemlyanuchin@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, ул. Чехова, 2; тел.: 89185061318; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; к.т.н.; доцент.

Zemlyanukhin Petr Andreevich – Southern Federal University; e-mail: pazemlyanuchin@sfedu.ru; 2, Chekhov street, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79185061318; the department of information security of telecommunication systems; cand. of eng. sc.; assistant professor.

УДК 621.376

DOI 10.18522/2311-3103-2016-9-93102

А.В. Помазанов, С.С. Шibaев, Д.П. Волик

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ РАДИОСИГНАЛА ПОСРЕДСТВОМ КВАДРАТУРНОГО ДЕТЕКТОРА AD8347

Рассмотрены особенности измерения фазы радиосигнала посредством квадратурного детектора на ИМС AD8347, изготовленного и исследованного сотрудниками лаборатории «Нанопотоники и оптоэлектроники» Южного федерального университета. Актуальность исследования квадратурных детекторов в измерителях разности фаз объясняется их широким применением в различных радиотехнических системах и устройствах. Точность измерения разности фаз в значительной степени определяется выбором оптимального способа обработки данных с выхода аппаратной части измерителя, поэтому постоянно ведутся поиски алгоритмов вычисления фазового сдвига двух квазигармонических колебаний обеспечивающих минимальную погрешность при максимальном быстродействии. Аналогичная попытка была выполнена и авторами статьи. Описывается алгоритм обработки сигналов на выходе квадратурного детектора, позволяющий минимизировать погрешности измерения разности фаз в широком диапазоне их изменения. Для минимизации погрешностей измерений принято решение использовать оба квадратурных канала, а усреднением результатов снизить итоговую погрешность. Причем реализуется взвешенное усреднение с выполнением условий нормировки, то есть сумма коэффициентов, стоящих перед усредняемыми функциями не должна превышать единицы. Приводятся результаты экспериментальных исследований измерителя разности фаз на основе квадратурного детектора в диапазоне частот 800–2700 МГц. Указываются основные составляющие погрешности измерения разности фаз радиосигналов посредством квадратурного детектора на ИМС AD8347, зависящие от неидентичности частотных зависимостей коэффициентов передачи каналов, неравномерности частотных характеристик квадратурного детектора, а также погрешности алгоритма обработки сигналов квадратурного детектора. Погрешность вычисления сдвига фаз гарантированно не превышает $\pm 5^\circ$ в диапазоне изменения разности фаз от 0° до 340° .

Радиосигнал; фаза; квадратурный детектор; измерение; алгоритм.

A.V. Pomazanov, S.S. Shibaev, D.P. Volik

THE FEATURES OF RADIOSIGNAL PHASE MEASUREMENT BY MEANS OF QUADRATURE DEMODULATOR AD8347

The features of radiosignal phase measuring by means of quadrature demodulator on integrated circuit AD8347, fabricated and examined with workers of "Nanophotonics and optoelectronics" laboratory of Southern federal university, are considered. Topicality of quadrature demodulators investigation is explained with wide use of them in different radioengineering systems and devices. The accuracy of measurement is substantially determined with the choice of optimal way of hardware output data processing, therefore constantly carried out is the search of algorithms of phase shift of two quasi harmonical oscillations, providing minimal error at maximal rate. Such the trial has been implemented by the article authors. The algorithm of signals processing at the output of demodulator is described; it allows minimizing the errors of phase shift measurement in quite wide range. For minimization of errors made is the decision to use both quadrature channels and reduce total error with averaging the results. Besides, realized is the weighted averaging with normalization conditions, i.e. the sum of coefficient at averaged functions does not have to exceed unity. The results of experimental research of phase shift measurer based on quadrature demodulator in frequency range of 800 – 2700 MHz are given. Basic components of mentioned errors are pointed. They depend on nonidentity of frequency characteristics of channels, irregularity of frequency response of the demodulator and processing algorithm error. Phase shift measurement error does not exceed $\pm 5^\circ$ in the range from 0° to 340° .

Radiosignal; phase; quadrature demodulator; measurement; algorithm.

Введение. Квадратурные детекторы находят широкое применение в различных радиотехнических системах и устройствах. На их основе строятся измерители разности фаз, фазовые и частотные демодуляторы, системы фазовой автоподстройки частоты, системы фазовой синхронизации.

Так, в цифровых системах связи квадратурные детекторы применяются [1–4]:

- ◆ для синхронного детектирования амплитудно-модулированных сигналов;
- ◆ для когерентной демодуляции фазо- и частотно-модулированных сигналов;
- ◆ в системах фазовой синхронизации.

Причем идеальная демодуляция высокочастотного сигнала возможна лишь в том случае, если фазовый сдвиг между частотой несущего колебания и частотой опорного гетеродина является строго постоянной величиной.

В радиотехнических системах военного назначения также широко применяются квадратурные детекторы:

- ◆ в системах радиотехнической разведки в устройствах оценки параметров радиосигналов и демодуляторах [5–7];
- ◆ в системах обнаружения и пеленгования источников радиоизлучений, в фазовых пеленгаторах [8, 9].

Особенности цифровой реализации оптимальных приемников АМ и ЧМ сигналов, синтезированных на основе марковских случайных процессов, также приводят к необходимости построения их по квадратурной схеме [10].

От параметров квадратурных детекторов во многом зависят параметры в целом системы или устройства, поэтому практическая реализация измерителя фазы радиосигнала посредством квадратурного детектора на современной элементной базе и экспериментальная оценка его основных параметров является актуальной задачей.

Ряд зарубежных фирм выпускает квадратурные детекторы в виде интегральных микросхем и законченных в функциональном отношении модулей [11–14].

Целью настоящей статьи является исследование особенностей измерения фазы радиосигнала посредством квадратурного детектора на ИМС AD8347 [15], определения основных составляющих погрешностей измерения разности фаз.

Квадратурный детектор. Применяемый в составе измерителя фазы [16], изготовленного в лаборатории «Нанопластики и оптоэлектроники» ЮФУ, чип AD8347 фирмы «Analog Devices» представляет собой широкополосный квадратурный детектор (КД) прямого преобразования в диапазоне частот от 800 МГц до 2,7 ГГц. КД (рис. 1 и 2) включает в себя и каскады радиочастотного (РЧ) усиления, и видеоусилители, дифференциальные выходы которых могут быть непосредственно нагружены на АЦП, например, AD9201 или AD9283.

Входной РЧ сигнал поступает (входы 10, 11 рис. 2) на смесители (на ячейках Гилберта), пройдя через два усилительных каскада с регулируемым усилением. Сигнал гетеродина (дифференциальный вход 1, 28) делится на два канала (синфазный и квадратурный) фазовым делителем с высокой стабильностью поддержания фазы квадратурного канала в рабочем диапазоне частот (ошибка не превышает 1°). Синфазный (СК) и квадратурный (КК) каналы содержат по два видеоусилительных каскада для сигналов, снимаемых со смесителей. ВУ совместно с РЧ усилителями обеспечивают регулировку коэффициента усиления в диапазоне 70 дБ. Регулировка производится изменением постоянного напряжения в пределах 0,2..1,2 В на входе 17.

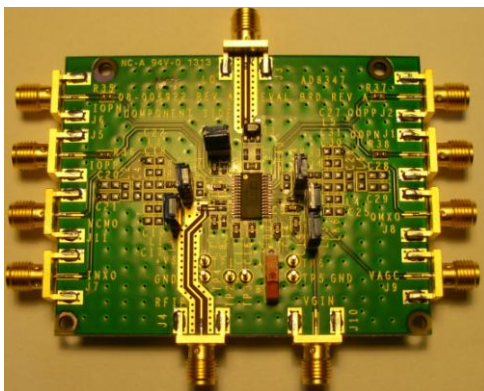


Рис. 1. Плата КД на основе AD8347

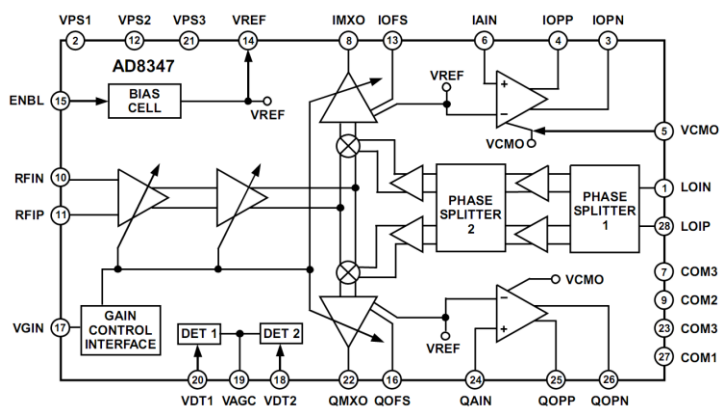


Рис. 2. Структура КД AD8347

КД содержит два встроенных амплитудных детектора (входы 18, 20) для организации системы автоматической регулировки усиления (АРУ). Сигнал управления на выходе 19 формируется как сумма квадратов детектируемых сигналов и подается (если требуется) на вход 17.

Для борьбы с паразитной постоянной составляющей, возникающей в цепях смесителей, предусмотрена схема компенсации, параметры которой в каждом из каналов регулируются внешне подключаемой к выводам 13 и 16 ёмкостью C_K . Верхняя граничная частота (в Гц по уровню минус 3 дБ) компенсаторной цепи определяется выражением $f_{зdB} = 40/C_K$.

Сигнал гетеродина рекомендуется подключать ко входам 1, 28 через трансформатор, а уровень сигнала минус 8 дБм обеспечивает минимизацию фазовой погрешности в рабочем диапазоне.

Измеритель фазы. Во многих фазовых системах требуется измерять значение медленно меняющейся фазы между сигналом опорного канала, используемого в качестве гетеродина, и немодулированным сигналом, близким по частоте к опорному [2]. Схема измерителя фазы приведена на рис. 3.

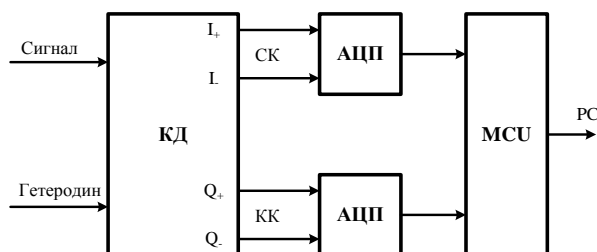


Рис. 3. Схема измерителя фазы радиосигнала

Поскольку частоты сигналов после преобразования в КД близки к нулю, описанная выше система компенсации отключалась подачей постоянного напряжения на выводы 13, 16. Система АРУ также не была задействована для сохранения формы выходных сигналов и минимизации последующих вычислительных погрешностей.

Дифференциальные сигналы синфазного и квадратурного каналов оцифровывались 24-разрядными дифференциальными АЦП и передавались в микроконтроллер (МСУ). В МСУ отсчеты АЦП соответствующим образом формировались для дальнейшей обработки в персональном компьютере (РС). Отметим, что вычисления фазового сдвига $\Delta\varphi$ могут производиться и в самом МСУ с передачей в РС только конечного результата.

Точность измерения фазы в значительной степени определяется выбором оптимального способа обработки данных с выхода аппаратной части измерителя, поэтому постоянно ведутся поиски алгоритмов вычисления фазового сдвига двух квазигармонических колебаний обеспечивающих минимальную погрешность при максимальном быстродействии [17–19]. Аналогичная попытка была выполнена и авторами статьи.

Описание алгоритма. Рассмотрим некоторые особенности исходных данных, а именно – сигналов квадратурного детектора, один из которых пропорционален косинусу разности фаз (СК), а второй – синусу (КК). В идеальном случае сигналы на выходах АЦП можно описать функциями: $f_1(\Delta\varphi) = A(1 + \cos(\Delta\varphi))$; $f_2(\Delta\varphi) = A(1 + \sin(\Delta\varphi))$, графики которых, нормированные по А, приведены на рис. 4.

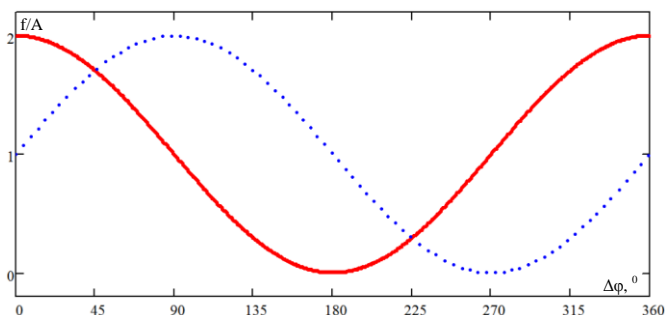


Рис. 4. «Идеальные» сигналы на выходах АЦП

Нужно отметить, что использование только одного из сигналов КД для оценки $\Delta\varphi$ в широких пределах изменения фазы (от 0 до 360°) недостаточно, поскольку каждая из функций в отдельности определяет аргумент однозначно лишь в точках экстремума. Для исключения неоднозначности определения $\Delta\varphi$ необходимо полный интервал изменяемого фазового сдвига разбить на 4 части (рис. 4).

1) Значения сигналов в пределах ($A < f_1 \leq 2A$ и $A \leq f_2 < 2A$) определяют $\Delta\varphi$ в диапазоне ($0 \leq \Delta\varphi < 90^\circ$).

2) Значения в пределах ($0 < f_1 \leq A$ и $A < f_2 \leq 2A$) определяют $\Delta\varphi$ в диапазоне ($90^\circ \leq \Delta\varphi < 180^\circ$).

3) Значения в пределах ($0 \leq f_1 < A$ и $0 < f_2 \leq A$) определяют $\Delta\varphi$ в диапазоне ($180^\circ \leq \Delta\varphi < 270^\circ$).

4) Значения сигналов в пределах ($A \leq f_1 < 2A$ и $0 \leq f_2 < A$) определяют $\Delta\varphi$ в диапазоне ($270^\circ \leq \Delta\varphi < 360^\circ$).

Реальные сигналы отличаются от теоретических зависимостей – имеют разные амплитуды (A_1 и A_2), которые меняются в зависимости от частоты и температуры, их форма подвержена нелинейным искажениям, приводящим к сжатию (растяжению) и смещению (в общем случае по обеим осям) функций f_1 и f_2 . В результате, вместо точек, на графиках реальных сигналов имеют место некоторые области, характеризующиеся величинами $(\delta f_1; \Delta\varphi_{1\delta})$ и $(\delta f_2; \Delta\varphi_{2\delta})$, показанные на рис. 5.

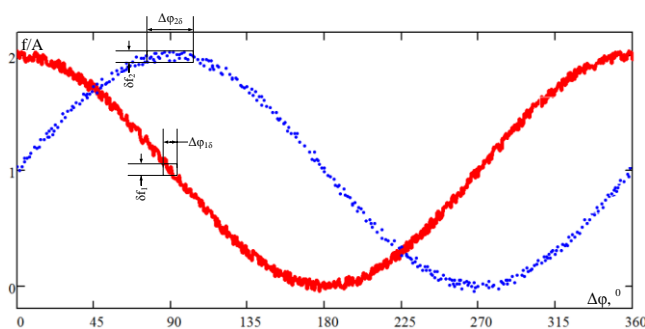


Рис. 5. Зависимости реальных цифровых величин на входах МСУ от $\Delta\varphi$

С учетом вышесказанного можно заметить, что простые вычисления обратных тригонометрических функции (ОТФ) от аргументов $F_1 = f_1/A - 1$ и $F_2 = f_2/A - 1$ неизбежно приводят к погрешностям вычисления фазового сдвига $\Delta\varphi_\delta$, причем величина погрешности будет существенно зависеть как от значения самого фазового сдвига $\Delta\varphi$, так и от используемой ОТФ. Для минимизации погрешностей измерений принято решение использовать как \arcsin , так и \arccos , а

усреднением результатов снизить итоговую погрешность. Но, как было замечено ранее, и как следует из рис. 5, зависимость погрешности $\Delta\varphi_\delta$ определяется не только δf , но и для каждой из ОТФ по-разному зависит от $\Delta\varphi$, причем зависимость эта будет пропорциональна площади областей $(\delta f_1; \Delta\varphi_{1\delta})$ и $(\delta f_2; \Delta\varphi_{2\delta})$.

Из рис. 5 следует, что максимальные площади данных областей будут наблюдаться в окрестности точек экстремумов f_1 и f_2 , где эти функции максимально нелинейно зависят от аргумента $\Delta\varphi$. Минимальные площади будут на линейных участках, где как следствие, ошибка оценки $\Delta\varphi_\delta$ будет минимальной.

Очевидно, что так как исходные (по отношению к вычислителю фазы) сигналы находятся в квадратуре, то в момент максимума погрешности $\Delta\varphi_\delta$ определяемой по F_1 , будет наблюдаться минимум погрешности по F_2 . В этих условиях обычное усреднение может привести к увеличению погрешности, в связи с чем принято решение использовать взвешенное усреднение, которое заключается в следующем. Как видно из графиков (рис. 5), когда одна из функций располагается в области экстремума, вторая находится в области минимума ошибки $\Delta\varphi_\delta$ и при изменении $\Delta\varphi$ площади областей $(\delta f_1; \Delta\varphi_{1\delta})$ и $(\delta f_2; \Delta\varphi_{2\delta})$ будут меняться во встречных направлениях и через 90° поменяются местами. Помимо этого должно выполняться условие нормировки, т.е. сумма коэффициентов, стоящих перед усредняемыми функциями не должна превышать единицы. Первое было учтено умножением ОТФ от приведенного сигнала одного из каналов на значение приведенного сигнала другого канала, второе – делением введенного коэффициента на сумму квадратов приведенных сигналов. Эти условия довольно просто поясняются выражениями:

$$F_1 \approx \sin(\Delta\varphi); \quad F_2 \approx \cos(\Delta\varphi); \quad \sin^2(\Delta\varphi) + \cos^2(\Delta\varphi) = 1.$$

Заметим, что в окрестности экстремумов f_1 и f_2 из-за большой погрешности и возможности нарушения условия:

$$-1 \leq \sin(\Delta\varphi) \leq 1; \quad -1 \leq \cos(\Delta\varphi) \leq 1$$

принято решение использовать для вычисления лишь одну из ОТФ, имеющую в данный момент минимальную погрешность, для чего ограничиваться некоторым относительным уровнем допустимой погрешности δf , при которой могут наблюдаться превышения, приводящие к комплексным значениям ОТФ. В таком случае вычисления проводятся с использованием лишь одной ОТФ – находящейся на линейном участке. Естественно, режим, когда обе функции F_1 и F_2 будут по модулю превышать единицу означает, что информация о фазе в сигналах отсутствует и программа должна выдавать соответствующее сообщение.

Блок-схема разработанного алгоритма расчета фазового сдвига $\Delta\varphi$ с использованием квадратурных цифровых сигналов приведена на рис. 6, на котором:

$$\Delta\varphi_1 = \arcsin(F_2) \text{ – для } \Delta\varphi \text{ на границе 1-й и 4-й четверти;}$$

$$\Delta\varphi_2 = 360^\circ - \arcsin(F_2) \text{ – на границе 2-й и 3-й четверти;}$$

$$\Delta\varphi_3 = \arccos(F_1) \text{ – на границе 1-й и 2-й четверти;}$$

$$\Delta\varphi_4 = 360^\circ - \arccos(F_1) \text{ – на границе 3-й и 4-й четверти;}$$

$$\Delta\varphi_5 = \frac{F_2 \cdot \arccos(F_1) + F_1 \arcsin(F_2)}{F_1^2 + F_2^2} \text{ – для } \Delta\varphi \text{ в 1-й четверти полного диапазона;}$$

$$\Delta\varphi_6 = \frac{F_2 \cdot \arccos(F_1) + F_1 [180^\circ - \arcsin(F_2)]}{F_1^2 + F_2^2} \text{ – во 2-й четверти;}$$

$$\Delta\varphi_7 = \frac{F_2 \cdot [360^\circ - \arccos(F_1)] + F_1 [180^\circ - \arcsin(F_2)]}{F_1^2 + F_2^2} \text{ – в 3-й четверти;}$$

$$\Delta\varphi_8 = \frac{F_2 \cdot [360^\circ - \arccos(F_1)] + F_1 [360^\circ + \arcsin(F_2)]}{F_1^2 + F_2^2} \text{ – в 4-й четверти.}$$

Отметим, что наличие погрешностей δf и $\Delta\varphi$ в гармонических периодических функциях с периодом 360° , приводит к неоднозначности определения фазы в окрестности 0° и 360° , что объясняется переменной знака функции F_2 , который приводит к вычислению фазы либо в 1-й четверти (рис. 4) либо в 4-й, расстояние между рассчитанными таким образом фазовыми сдвигами близко к 360° , и наличие указанных выше погрешностей приводит к ошибке в определении фазы вблизи значений 360° . Если же ограничиться диапазоном фазовых сдвигов от 0° до 340° , алгоритмическая погрешность вычисления сдвига фаз гарантированно не превышает $\pm 3^\circ$, а с учетом описанных выше практических нюансов составляет не более $\pm 5^\circ$ (рис. 7).

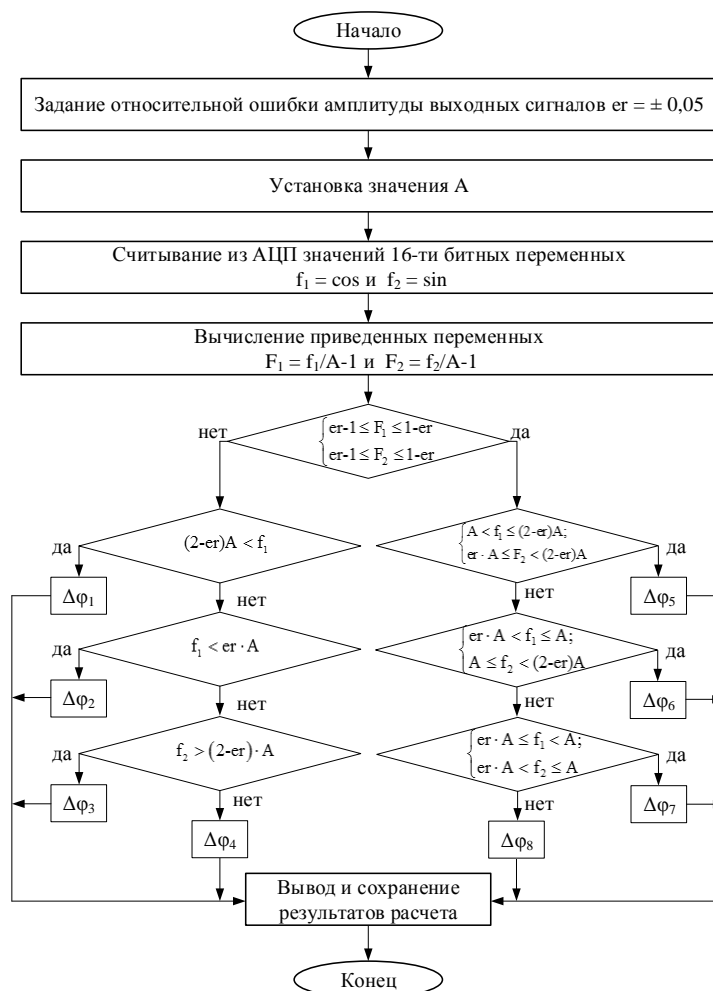


Рис. 6. Алгоритм расчета $\Delta\varphi$

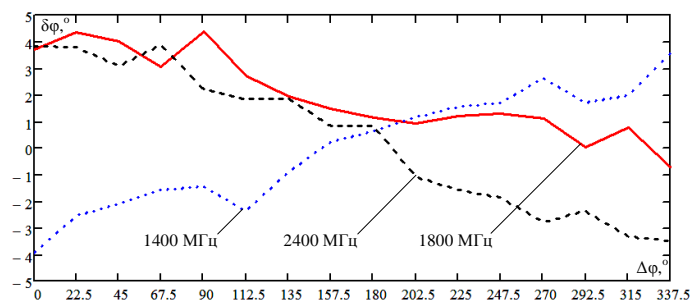


Рис. 7. Погрешности измерителя фазы

Основными источниками погрешностей являются: неидентичность частотных зависимостей коэффициентов передачи каналов, неравномерность частотных характеристик КД, а также погрешности алгоритма обработки сигналов КД.

Заключение. Разработан и изготовлен измеритель разности фаз СВЧ радиосигналов на основе квадратурного детектора на ИМС AD8347, проведены его экспериментальные исследования. Приводится алгоритм обработки сигналов на выходе квадратурного детектора, позволяющий минимизировать погрешности измерения разности фаз в широком диапазоне их изменения. Указываются основные составляющие погрешности измерения разности фаз радиосигналов, зависящие от неидентичности частотных зависимостей коэффициентов передачи каналов, неравномерности частотных характеристик КД, а также погрешности алгоритма обработки сигналов КД. Погрешность вычисления сдвига фаз не превышает $\pm 5^\circ$ в диапазоне изменения разности фаз от 0° до 340° .

Разработанный измеритель может быть использован при настройке и регулировке, а также проверке результатов измерения фазовых параметров радиосигналов, например, акустооптическими измерителями параметров радиосигналов [20–22].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Галкин В.А. Цифровая мобильная связь: учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – телеком, 2007. – 432 с.
2. Прокис Джон. Цифровая связь: пер. с англ. / под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
4. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
5. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / под. ред В.Г. Радзиевского. – М.: Радиотехника, 2006. – 424 с.
6. Демин В.П., Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронная разведка и радиомаскировка. – М.: Изд-во МАИ, 1997. – 155 с.
7. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. – М.: Изд-во МАИ, 1998. – 248 с.
8. Пат. на изобретение № RU 2450283 С1. Фазовый способ пеленгации и фазовый пеленгатор для его осуществления / Дикарев В.И., Шубарев В.А., Петрушин В.Н. 10.05.2012, Бюл. № 13.
9. Пат. на изобретение № RU 2458355 С1. Фазовый пеленгатор / Смирнов В.Н., Шереметьев А.В., Кульпин С.Н., Иванов В.В., Тимофеев М.Н. 10.08.2012, Бюл. № 22.
10. Тяжеев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. – Самара, 1994. – 256 с.
11. <http://www.cmlmicro.com/DesignSupport/resources/2012/11/23/CMX973-Product-Preview>.
12. <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2022.pdf>.
13. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/5575f.pdf>.
14. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/trf371125.pdf>.

15. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/AD8347.pdf>.
16. *Помазанов А.В., Шибяев С.С., Волик Д.П.* Макет системы дистанционного оптоволоконного управления антенной решеткой // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 8 (169). – С. 137-146.
17. *Игнатъев В.К., Никитин А.В., Юшанов С.В.* Измерение фазового сдвига квазигармонических сигналов // Вычислительные методы и программирование: новые вычислительные технологии. – 2013. – Т. 14. № 1. – С. 424-431.
18. *Келехсаев Б.Г.* Способ определения квадратурных фазовых сдвигов синусоидальных сигналов. Заявка на изобретение № RU 93039909. 10.06.1996.
19. Пат. на изобретение № RU 2159410С2. Устройство и способ обработки сигнала для определения фазового сдвига / Калотай П.З. 20.11.2000, Бюл. № 32.
20. *Помазанов А.В.* Акустооптический измеритель параметров радиосигналов с адаптивным управлением // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – № 4 (129). – С. 80-83.
21. *Шибяев С.С., Помазанов А.В., Роздобудько В.В.* Акустооптические измерители параметров радиосигналов: монография. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014. – 233 с.
22. *Волик Д.П., Шибяев С.С., Помазанов А.В.* Принципы построения и реализация акустооптических измерителей параметров радиосигналов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 11 (148). – С. 175-182.

REFERENCES

1. *Galkin V.A.* Tsifrovaya mobil'naya svyaz': uchebnoe posobie dlya vuzov [Digital wireless communication: textbook for universities]. Moscow.: Goryachaya liniya – telekom, 2007, 432 p.
2. *Prokis Dzhon.* Tsifrovaya svyaz' [Digital communication]: translation from English, ed. by D.D. Klovsogo. Moscow: Radio i svyaz', 2000, 800 p.
3. *Sklyar Bernard.* Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye [Digital communication. The theoretical basis and practical application]. 2nd ed.: translation from English. Moscow: Izdatel'skiy dom «Vil'yams», 2003, 1104 p.
4. *Volkov L.N., Nemirovskiy M.S., Shinakov Yu.S.* Sistemy tsifrovoy radiosvyazi: bazovye metody i kharakteristiki: ucheb. posobie [System digital radio: basic methods and characteristics: a training manual.]. Moscow: Eko-Trendz, 2005, 392 p.
5. *Sovremennaya radioelektronnaya bor'ba. Voprosy metodologii* [Modern electronic warfare. Methodological issues], ed. by V.G. Radzievskogo. Moscow: Radiotekhnika, 2006, 424 p.
6. *Demin V.P., Kupriyanov A.I. Sakharov A.V.* Radioelektronnaya razvedka i radiomaskirovka [Electronic reconnaissance and radioactive]. Moscow: Izd-vo MAI, 1997, 155 p.
7. *Tsvetov V.V., Demin V.P., Kupriyanov A.I.* Radioelektronnaya bor'ba: radiatorazvedka i radioprotivodeystvie [Electronic warfare: radio razvedka and radioprotective]. Moscow: Izd-vo MAI, 1998, 248 p.
8. *Dikarev V.I., Shubarev V.A., Petrushin V.N.* Fazovyy sposob pelengatsii i fazovyy pelengator dlya ego osushchestvleniya [The phase method of direction finding and phase direction finder for its implementation]. Patent for the invention No. RU 2450283 C1. 10.05.2012, Bull. No. 13.
9. *Smirnov V.N., Sheremet'ev A.V., Kul'pin S.N., Ivanov V.V., Timofeev M.N.* Fazovyy pelengator [The phase direction finder]. Patent for the invention No. RU 2458355 C1. 10.08.2012, Bull. № 22.
10. *Tyazhev A.I.* Optimizatsiya tsifrovyykh detektorov v priemnikakh po minimumu vychislitel'nykh zatrat [Optimization of digital detectors in receivers for low computational costs]. Samara, 1994, 256 p.
11. Available at: <http://www.cmlmicro.com/DesignSupport/resources/2012/11/23/CMX973-Product-Preview>.
12. Available at: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2022.pdf>.
13. Available at: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/5575f.pdf>.
14. Available at: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/trf371125.pdf>.
15. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/AD8347.pdf>.
16. *Pomazanov A.V., Shibaev S.S., Volik D.P.* Maket sistemy distantsionnogo optovolokonnoogo upravleniya antennoy reshetkoy [Prototype of phased array remote fiberoptic control system], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 8 (169), pp. 137-146.

17. *Ignat'ev V.K., Nikitin A.V., Yushanov S.V.* Izmerenie fazovogo sdviga kvazigarmonicheskikh signalov [Measuring phase shift of quasi-harmonic signals], *Vychislitel'nye metody i programmirovaniye: novye vychislitel'nye tekhnologii* [Numerical methods and programming: new computing technology], 2013, Vol. 14, No. 1, pp. 424-431.
18. *Kelekhsaev B.G.* Sposob opredeleniya kvadraturnykh fazovykh sdvigov sinusoidal'nykh signalov [The method of determining the quadrature phase shifts of the sinusoidal signals]. The application for the invention № RU 93039909. 10.06.1996.
19. *Kalotay P.Z.* Ustroystvo i sposob obrabotki signala dlya opredeleniya fazovogo sdviga [The apparatus and method of signal processing to determine the phase shift], Patent for the invention No. RU 2159410C2. 20.11.2000, Bull. No. 32.
20. *Pomazanov A.V.* Akustoopticheskiy izmeritel' parametrov radiosignalov s adaptivnym upravleniem [Acoustooptic measurer of radiosignals parameters with adaptive control], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2012, No. 4 (129), pp. 80-83.
21. *Shibaev S.S., Pomazanov A.V., Rozdobud'ko V.V.* Akustoopticheskie izmeriteli parametrov radiosignalov: monografiya [Acousto-optical measuring parameters of radio signals: monograph]. Rostov-on-Don: Izd-vo YuFU, 2014, 233 p.
22. *Volik D.P., Shibaev S.S., Pomazanov A.V.* Printsipy postroeniya i realizatsiya akustoopticheskikh izmeriteley parametrov radiosignalov [Radiosignals parameters acoustooptic measurers implementation principles], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2013, No. 11 (148), pp. 175-182.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н., доцент Д.А. Беспалов.

Помазанов Александр Васильевич – Южный федеральный университет; e-mail: pav_tsure@mail.ru; 347922, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: 88634361573; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; доцент; к.т.н.

Шибяев Станислав Сергеевич – e-mail: sheab@list.ru; лаборатория нанофотоники и оптоэлектроники; с.н.с.; к.т.н.

Волик Денис Петрович – e-mail: DVLbest@mail.ru; кафедра радиотехнической электроники; ассистент.

Pomazanov Alexander Vasilievich – Southern Federal University; e-mail: pav_tsure@mail.ru; 2, Shevchenko street, Taganrog, 347922, Russia; phone: +78634361573; the department of telecommunication systems information security; associate professor; cand. of eng. sc.

Shibaev Stanislaw Sergeyevich – e-mail: sheab@list.ru; laboratory of nanophotonics and optoelectronics; senior scientist; cand. of eng. sc.

Volik Denis Petrovich – e-mail: DVLbest@mail.ru; the department of radioengineering electronics; assistant.

УДК 621.373.9

DOI 10.18522/2311-3103-2016-9-102113

Ю.В. Зачиняев

ТРЕБОВАНИЯ К ФОРМЕ ВХОДНОГО ОПТИЧЕСКОГО ИМПУЛЬСА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЯВЛЕНИЯ ФАЗОВОЙ САМОМОДУЛЯЦИИ*

Исследования посвящены одному из подходов к решению проблемы увеличения девиации частоты радиосигналов с линейной частотной модуляцией. Целью исследования является выбор оптимальной формы входного оптического импульса для обеспечения режима работы формирователя сигналов с линейной частотной модуляцией на основе явления фазовой самомодуляции, позволяющего достичь высоких значений девиации частоты сигнала

* Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-37-00015 мол_а.