

13. Семенов А. С. Анализ показателей качества электроэнергии потребителей подземного рудника // Метрология — Измерения — Учет и оценка качества электрической энергии: Тр. 6-й Всерос. науч.-техн. конф.: СПб., 2013. С. 240—251.

14. Козярук А. Е и др. Искажение формы питающего напряжения в сетях электроснабжения при наличии полупроводниковых преобразователей // Горное оборудование и электромеханика. 2011. № 6. С. 30—35.

15. Карташев И. И. и др. Оценка работы фильтров в системе электроснабжения горнодобывающего предприятия по результатам контроля качества электроэнергии // Горное оборудование и электромеханика. 2012. № 7. С. 16—19.

16. Тульский В. Н. и др. Управление качеством электроэнергии в электрических сетях // Горный журнал. 2012. № 12. С. 52—55.

Дата принятия 02.09.2013 г.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.376.2

Способ снижения систематической погрешности акустооптических измерителей радиочастоты

С. С. ШИБАЕВ, А. В. ПОМАЗАНОВ, Д. П. ВОЛИК

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия, e-mail: sheab@list.ru

Предложен алгоритм калибровки акустооптических измерителей параметров радиосигналов, использующий аппроксимацию координатно-частотной кривой настройки реального измерителя ломаной линией, что снижает систематическую погрешность определения частоты.

Ключевые слова: акустооптический измеритель частоты, кривая настройки.

The calibration algorithm for reduction of systematic error of acousto-optical radiofrequency measuring instruments is suggested. It is based on the use of coordinate-frequency adjustment curve approximation with broken line.

Key words: acousto-optical radiofrequency measuring instrument, adjustment curve.

Для измерений неизвестного параметра сигнала (уровня, частоты, направления прихода и т. д.) во многих измерительных приборах используют шкалу, заданную в явной или неявной форме и проградуированную в значениях измеряемого параметра. Полученные значения параметра могут служить в качестве исходных данных для вычисления его уточненного значения. В этом случае проградуированную шкалу можно рассматривать как упорядоченную последовательность опорных значений параметра, которую с определенной точностью можно описать какой-либо зависимостью, например линейной, квадратичной и т. п. От того, насколько точно известны опорные, принадлежащие шкале значения параметра, напрямую зависит погрешность его вычисления. Эту погрешность относят к инструментальным погрешностям измерений.

Рассмотрим данный вид погрешности и способ ее уменьшения на примере акустооптического измерителя частоты (АОИЧ). Дело в том, что принцип действия АОИЧ основан на использовании соответствия между частотой подаваемого на его вход радиосигнала и пространственным положением на фотоприемнике продифрагировавшего светового сигнала в дефлекторе измерителя светового сигнала [1—4]. Пространственное положение распределения интенсивности

(РИСС) измеряется и регистрируется фотодиодами фотоприемника.

Ценное для практического использования свойство АОИЧ состоит в том, что между некоторыми частотами входного сигнала и пространственными положениями центров x_k на оси X фотодиодов с номером k существует взаимно-однозначное соответствие: при подаче на вход АОИЧ сигнала частотой f_k в точке x_k (или, что одно и то же, на выходе k -го фотодиода) регистрируется максимальный сигнал. При симметричной форме РИСС максимум светового сигнала расположен на его оси симметрии.

Частоты f_k , соответствующие k -м фотодиодам, можно рассматривать как упомянутые опорные значения измеряемого параметра или как опорные значения частот. Эти частоты называют частотами точной настройки фотодиодов, а их упорядоченную последовательность — кривой настройки (КН) АОИЧ.

В качестве фотоприемников в современных АОИЧ используют линейки приборов с зарядовой связью (ПЗС) [1—4], фотодиодные линейки и матрицы. Во всех этих устройствах фотодиоды распределены эквидистантно по пространственной координате (длине) фотоприемника. В связи с этим зависимость между k и x_k можно представить арифметической прогрессией

$$x_k = x_0 + kh_x, 0 \leq k \leq n-1, \quad (1)$$

где x_0 — пространственное положение середины фотодиода с нулевым номером; h_x — интервал между положениями центров соседних фотодиодов фотоприемника (шаг фотодиодов); n — количество фотодиодов.

Нелинейность КН проявляется в том, что интервалы между частотами настройки соседних фотодиодов различны на разных участках частотного диапазона приемника-частотомера. Эти различия не учитывают в формулах вычислений частот настройки фотодиодов, поскольку формулы линейны. В результате: частоты настройки фотодиодов определяют с погрешностями и, как следствие, частоту сигнала, в формулах вычислений которой используют частоты настройки фотодиодов, тоже определяют с погрешностью.

Нелинейность реальной КН в АОИЧ, как показывает анализ, объясняется следующими основными причинами.

1. Нелинейным характером зависимости угла дифракции θ_d от частоты f , которая для изотропного варианта применяемого в АОИЧ дефлектора отображается в виде $\theta_d = \arcsin(\lambda f/v)$, где λ — длина волны лазера; v — скорость ультразвука. Данный вид нелинейности проявляется тем больше, чем шире полоса частот измерителя.

2. Аберрациями входящего в состав АОИЧ фурие-объектива с фокусным расстоянием F , которое в параксиальном приближении выбирается из условия $F = LV/(\lambda \Delta f)$, где Δf — полоса рабочих частот АОИЧ; L — протяженность линейки фотодиодов. При этом погрешность фурие-преобразования [5], равная $(L/F) \tan \theta_d$, увеличивается с ростом Δf и L .

3. Погрешностями, связанными с неэквидистантностью расположения диодов в фотолинейках и матрицах (как, например, в фотоматрице ФПУ-14 и др.), неоднородностью распределения чувствительности отдельных фотодиодов и по поверхности их фотоплощадок.

4. Погрешностями из-за конечной ширины линии излучения лазерного (полупроводникового) источника, асимметрии ее формы, а также паразитных составляющих в спектре излучения, уровень которых, как правило, изготовителями не регламентируется.

Построим зависимость частотной погрешности $\Delta f(k)$ для случая, когда нелинейность КН определяется лишь первой из рассмотренных причин. Тогда КН можно описать выражением

$$f(x_k) = (v/\lambda) \sin[\arctg(x_k/F) + \arcsin(\lambda f_0/v)], \quad (2)$$

где x_k , k связаны формулой (1); f_0 — центральная частота диапазона, на которой $x_k = 0$.

Если для вычисления частоты КН аппроксимировать прямой $f_a(x_k) = ax_k + b$, которая совпадает с (2) на краях диапазона, то зависимость погрешности $\Delta f(k) = f(k) - f_a(k)$ будет иметь вид, показанный на рис. 1. В данном случае погрешность вычислена в процентах от текущей частоты f для параметров АОИЧ: $\lambda = 657$ мкм, $v = 3600$ м/с, $f_0 = 1500$ МГц, $F = 50$ мм, $n = 1001$ в намеренно (для большей наглядности) широком диапазоне $x_k = \pm 10$ мм.

Привязку к двум частотным точкам (калибровку) можно выполнить, если в состав АОИЧ ввести источник опорного (реперного) бигармонического сигнала и применить один из алгоритмов вы-

числения номеров фотодиодов, например, описанный в [6]. В данном варианте совершенно не учитывается нелинейность КН, а погрешность в единицы процентов на рабочих частотах 1—2 ГГц означает погрешности в десятки мегагерц при разрешающей способности в единицы мегагерц [1].

Возможны два способа устранения или уменьшения рассматриваемой инстру-

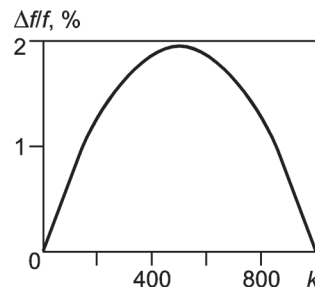


Рис. 1. Погрешность АОИЧ в простейшем варианте обработки

ментальной погрешности, связанной с нелинейностью КН: линейаризация существующей КН аппаратными средствами или ее замена приближенной (аппроксимированной).

Рассмотрение первого способа выходит за рамки настоящей статьи, что же касается второго, то его идея заключается в аппроксимации нелинейной КН фотодиодов отрезками прямых (ломаной). При этом вся кривая в диапазоне частот АОИЧ равномерно разбивается узлами аппроксимации (например, опорными сигналами) на $(R-1)$ участок. Всего узлов аппроксимации (или опорных сигналов) R и каждый из них (за исключением крайних) является общей точкой и для КН, и для двух соседних аппроксимирующих отрезков прямой. Очевидно, что в узлах погрешность равна нулю.

Для каждого j -го узла аппроксимации ($1 \leq j \leq R$) с помощью одного из алгоритмов [6, 7] находят номера фотодиодов k_j , которые в общем случае выражаются дробными числами, так как узловые (опорные) частоты f_j не обязательно совпадают с частотами настройки («центры» РИСС на этих частотах, в основном, не совпадают с центрами фотодиодов).

Интервалы по частотной оси между соседними узлами аппроксимации могут быть неодинаковыми. Их можно выбирать таким образом, чтобы в пределах j -го интервала нелинейную КН линейаризовать с требуемой частотной погрешностью. После линейаризации всех участков КН частотные интервалы Δf_j между соседними фотодиодами считают постоянными, и, следовательно, в пределах j -го интервала, т. е. в полосе частот $f_j - f_{j+1}$, можно использовать линейную фор-

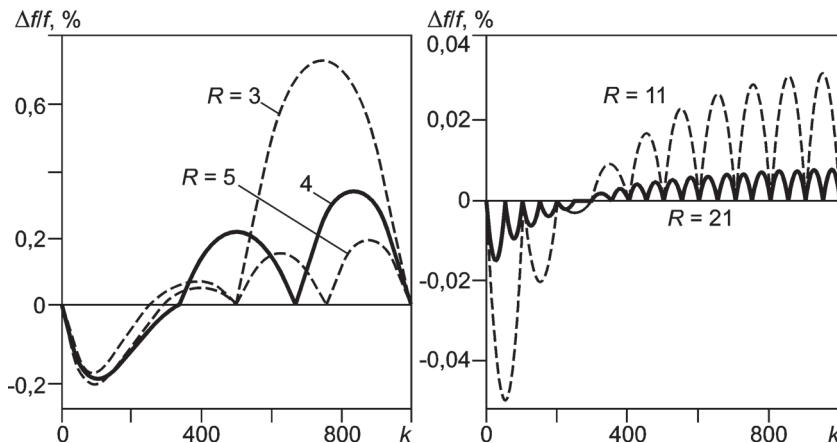


Рис. 2. Погрешности при аппроксимации кривой настройки ломаной линией с различным числом узлов R

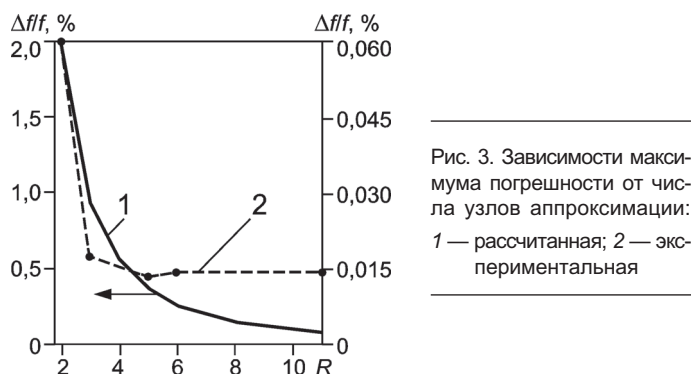


Рис. 3. Зависимости максимума погрешности от числа узлов аппроксимации: 1 — расчетная; 2 — экспериментальная

мулу $f_{aj} = f_j + \Delta f_j (k_{j+1} - k_j)$, обеспечивающую, если пренебречь погрешностями линеаризации, точное вычисление частот f .

По-видимому, точность измерений частоты в рассматриваемом случае должна быть выше, поскольку в результатах измерений снижены погрешности, связанные с нелинейностью КН. На рис. 2 представлены графики погрешностей при различном количестве узлов аппроксимации R . С увеличением аппроксимирующих интервалов погрешность все чаще осциллирует вокруг нулевой линии, совпадая с ней в узлах, а амплитуда погрешности при этом заметно падает.

Оценить зависимость максимальной погрешности от числа узлов аппроксимирующей функции можно, используя рис. 3. Из рис. 3 следует, что для снижения Δf на порядок по сравнению с аппроксимацией КН обычной прямой ($R=2$) достаточно пяти—шести узловых точек. Расчетная зависимость 1 стремится к нулю при $R \rightarrow \infty$.

Экспериментальную оценку предложенного способа выполняли на макете АОИЧ, аналогичном описанному в [1], в котором на каждой частоте, задаваемой высокостабильным СВЧ-генератором, для оцифровки амплитуд сигналов с 1024 фотоприемных ячеек ПЗС-линейки использовали 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Эти данные посредством USB интерфейса вводили в персональный компьютер для формирования РИСС в виде тек-

стовых файлов. Каждый файл содержал 1024-элементный вектор-столбец кодов АЦП. Всего в рабочем диапазоне АОИЧ для 501 частоты генератора было сформировано такое же число распределений, часть которых при последующей обработке могла быть использована в качестве узловых, а оставшиеся — в качестве промежуточных. Результаты экспериментальной оценки погрешности измерения частоты приведены на рис. 4, а экспериментальная зависимость 2 погрешности от количества узлов аппроксимации — на рис. 3.

Из рис. 4 следует, что систематическая (инструментальная) погрешность в эксперименте быстро снижается с увеличением числа узлов (опорных частот), но не до нуля, а до некоторого остаточного уровня (см. рис. 3). Эта остаточная инструментальная погрешность связана с тем, что на практике кроме нелинейности КН существует еще ряд влияющих факторов: асимметрия светового пятна на фотоприемнике; изменение ее как от частоты, так и от амплитуды сигнала; неравномерность амплитудно-частотной характеристики и др.

Пилообразная форма кривых на рис. 4 объясняется методической погрешностью алгоритма, который используется для определения положения светового пятна на линейке фотодиодов, а также дискретностями фотоприемника и шага частот генератора. В данном случае применяли простейший алгоритм определения номера фотодиода, соответствующий середине светового пятна. Размах алгоритмической погрешности не превышает частотного интервала между соседними фотодиодами $\Delta f = 540$ кГц. Таким образом, при отсутствии инструментальной погрешности график представлял бы собой осциллирующий вокруг нуля пилообразный сигнал амплитудой $\Delta f/2$.

Из сопоставления зависимостей на рис. 4 следует, что предлагаемый способ уменьшения инструментальных погрешностей несомненно эффективен. Очевидно, что игнорирование расхождений между реальной и идеальной КН может привести к существенным инструментальным погрешностям измерений.

Практическая значимость настоящей работы состоит в эффективности методики оценки и нейтрализации инструментальных погрешностей, выражающихся в нелинейности и неравномерности КН. Поскольку вклад инструментальных погрешностей, вызванных разными причинами, на результирующую погрешность измерений частоты может оказаться весьма значительным, представляется целесообразным включить оценку этих погрешностей в методики настройки и регулировки разрабатываемых и изготавливаемых АОИЧ.

Предложенный алгоритм можно рекомендовать к практическому использованию, эффективность его будет возрастать с увеличением полосы рабочих частот АОИЧ.

Л и т е р а т у р а

1. Роздобудько В. В., Пелипенко М. И. Быстродействующий измеритель параметров СВЧ-радиосигналов // Специальная техника. 2006. № 1. С. 28—36.
2. Шибачев С. С., Новиков В. М., Роздобудько В. В. Теория акустооптического спектроанализатора с синтезированной апертурой // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 1. С. 55—60.

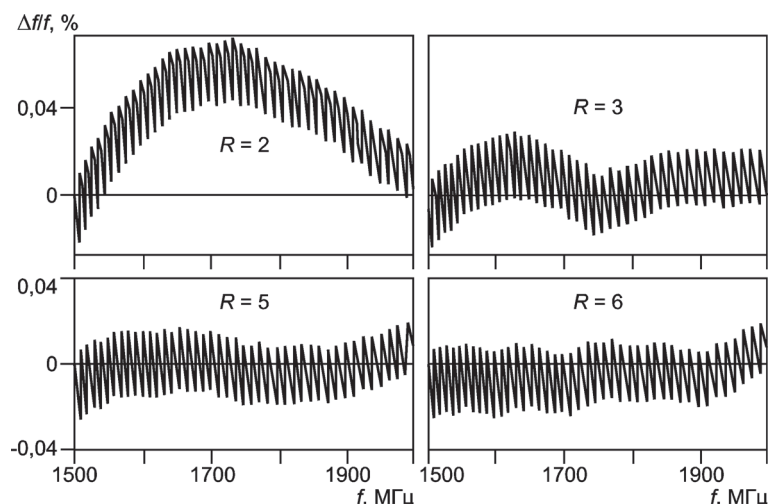


Рис. 4. Экспериментальные зависимости относительной погрешности при различном числе узлов аппроксимации

3. Пат. 75761 РФ. Акустооптический измеритель параметров радиосигналов / С. С. Шибает // Изобретения. Полезные модели. 2008. № 23.

4. Роздобудько В. В. и др. Акустооптический измеритель частотно-временных параметров СВЧ радиосигналов // Специальная техника. 2011. № 3. С. 8—24.

5. Роздобудько В. В., Крутинский Г. С. Погрешности фурье-преобразования в акустооптических измерителях параметров радиосигналов // Радиоэлектроника. 1998. № 1. С. 50—56.

6. Пат. 2421767 РФ. Способ измерения частоты радиосигнала в акустооптическом приемнике-частотомере / Б. Н. Вольфовский, С. С. Шибает, В. В. Роздобудько // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 17.

7. Вольфовский Б. Н., Шибает С. С., Роздобудько В. В. Алгоритмы вычисления частоты в акустооптических измерителях параметров радиосигналов // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. 2008. № 4. С. 38—46.

Дата принятия 04.01.2014 г.

621.376.2

Калибратор амплитудно- и частотно-модулированных сигналов на базе векторного генератора

А. В. МЫЛЬНИКОВ*, А. В. ПИВАК**

*Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Россия, e-mail: lab203@vniiftri.org

**ООО «Роде и Шварц РУС», Москва, Россия

Изложены результаты исследований и характеристики калибратора на базе векторного генератора. Рассмотрено применение калибратора в государственных поверочных схемах.

Ключевые слова: амплитудная и векторная модуляция, калибратор, девиация частоты, коэффициент амплитудной модуляции, эталон, измеритель модуляции.

Results of research and characteristics of the calibrator, based upon vector generator, are described. The application of the calibrator at State verification schedules is discussed.

Key words: amplitude and vector modulation, calibrator, frequency deviation, modulation depth, standard, modulation meter.

Сигналы с амплитудной и частотной модуляцией находят широкое применение в радиовещании, телевидении, средствах связи, системах инструментальной посадки самолетов и т. д. Для метрологического обеспечения таких сигналов в России созданы государственные первичные эталоны высокочастотных колебаний ГЭТ 180—2010 для коэффициента амплитудной модуляции (АМ) [1] и ГЭТ 166—2004 для частотной модуляции (ЧМ) [2], имеются также и соответствующие государственные поверочные схемы. Рабочие эталоны, применяемые для этих поверочных схем, были разработаны еще в СССР. Новые рабочие эталоны [3, 4] компьютеризированы и имеют современную элементную базу, однако они строятся на тех же принципах и используют аналоговые модуляторы. Это, безусловно, имеет свои положительные стороны, среди которых хорошо освоенная схемотехника, изученные источники погрешностей и высокие точности. Между тем, существуют определенные ограничения, связанные с габаритными размерами и использованием рабочих эталонов для поверки измерителей модуляции только по одной физической величине. Возможность применения перспективной цифровой техники как источников АМ- и ЧМ-сигналов в эталонах изучена недостаточно. В данной статье приведены обоснования для использования современного векторного генератора фирмы Rohde & Schwarz в качестве калибратора АМ- и ЧМ-сигналов в поверочных схемах [5, 6].

Устройства на базе цифроаналоговых и аналого-цифровых преобразователей (ЦАП—АЦП) имеют ограничения, в первую очередь, связанные с выбором частоты дискретизации f_d . Действительно, для работы с АМ-сигналом на несущей частоте 425 МГц потребуется ЦАП с $f_d \geq 1$ ГГц при числе разрядов не менее десяти. По теореме Котельникова фильтры при использовании частоты дискретизации с минимальным запасом и их амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) влияют на точность воспроизведения АМ-сигнала т. е. f_d следует увеличить минимум до 2 ГГц. Еще сложнее ситуация с ЧМ-сигналом: простые расчеты показывают, что требуется временное разрешение порядка 10^{-15} с [2].

Для снижения требований к ЦАП—АЦП можно использовать переносчики частоты, которые исключают влияние несущей частоты на требования к f_d . Для этого можно применить квадратурные модуляторы-демодуляторы, предназначенные для генерации и анализа сигналов с векторной модуляцией. Поскольку АМ- и ЧМ-сигналы можно математически представить как один из частных случаев векторной модуляции, то такое решение возможно и для них. Таким образом, схемы генератора и измерителя сигналов с векторной модуляцией должны включать ЦАП—АЦП, квадратурный модулятор-демодулятор и гетеродин. Принципиальное отличие этих схем в том, что для измерителей обычно используют не аппаратный, а программный демодулятор.