

Электронный научный журнал "Математическое моделирование, компьютерный и натурный эксперимент в естественных науках" <http://mathmod.esrae.ru/>

URL статьи: mathmod.esrae.ru/35-131

Ссылка для цитирования этой статьи:

Шаронов П.А., Балабан О.М., Ивженко С.П., Фролова Н.Б. Оценка неопределенности измерения мощности в канале анализатором спектра упрощенным способом // Математическое моделирование, компьютерный и натурный эксперимент в естественных науках. 2021. № 3

УДК 621.438:398.14:53.08

DOI: 10.24412/2541-9269-2021-3-27-39

ОЦЕНКА НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ В КАНАЛЕ АНАЛИЗАТОРОМ СПЕКТРА УПРОЩЕННЫМ СПОСОБОМ

Шаронов П.А.¹, Балабан О.М.², Ивженко С.П.³, Фролова Н.Б.⁴

¹Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
Саратов, Россия, stalker-scharonov@mail.ru

²Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
Саратов, Россия, ombal@mail.ru

³Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
Саратов, Россия, sarvizir@mail.ru

⁴Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
Саратов, Россия, natalya-fr@yandex.ru;

Аннотация. Рассматривается неопределенность измерения (НИ) мощности в канале при использовании супергетеродинного анализатора спектра. В частности, предлагается простой и эффективный метод оценки неопределенности. Он основан на измерении некоторых характеристик спектра входного сигнала и на использовании новой полученной формулы обработки измеренных отсчетов мощности. Эта формула базируется на применении правила «распространения неопределенности в измерениях» и рассмотрении подходящей идеализированной спектральной кривой вместо отображаемой анализатором кривой исследуемого сигнала. Метод позволяет пользователю значительно упростить вычисление НИ без потери точности. Эффективность метода проверена как теоретически, так и практически. Также представлены практические рекомендации по оптимизации настройки анализатора спектра и снижению неопределенности.

Ключевые слова: неопределенность измерения, измерение мощности, анализатор спектра, цифровой измеритель, метод «мощность в канале»

SIMPLIFIED METHOD OF POWER MEASUREMENT UNCERTAINTY ESTIMATION IN THE CHANNEL BY SPECTRUM ANALYZER

P.A. Sharonov¹, O.M. Balaban², S.P. Ivzhenko³, N.B. Frolova⁴

¹Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia, stalker-scharonov@mail.ru

²Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia, ombal@mail.ru

³Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia, sarvizir@mail.ru,

⁴Yuri Gagarin State Technical University of Saratov,
Saratov, Russia, natalya-fr@yandex.ru

Abstract. Uncertainty of channel power measurement using a superheterodyne spectrum analyzer is considered. In particular, a simple and effective method for assessing uncertainty is proposed. It is based on the measurement of some characteristics of the spectrum of the input signal, and on the use of a new derived formula for processing the measured power samples. This formula is based on applying the “propagation of measurement uncertainty (MU)” rule and considering a suitable idealized spectral curve instead of the researched signal curve. The method allows the user to greatly simplify the calculation of the MU without loss of accuracy. The effectiveness of the method has been verified both theoretically and practically. It also provides practical guidelines for optimizing spectrum analyzer tuning and reducing uncertainty.

Keywords: measurement uncertainty, power measurement, spectrum analyzer, «channel power» method, digital meter

Введение

Супергетеродинный анализатор спектра (САС, *Superheterodyne Spectrum Analyzer, SSA*) — это цифровой прибор, являющийся одним из лучших для точного измерения мощности сигналов с ограниченной полосой частот. Фактически, он позволяет с хорошим разрешением измерять даже очень узкие частотные каналы (находящиеся на оси частот ближе, чем сотни кГц), причем с хорошей точностью (менее 1 дБ) на частотах выше нескольких гигагерц. Благодаря этим характеристикам САС широко используются в системах связи, для тестирования систем и линий связи как проводных, так и беспроводных с точки зрения передаваемой и принимаемой мощности.

В литературе показано, что в зависимости от характеристик входного сигнала измерения мощности с помощью САС могут выполняться разными способами [1]. В частности, в цитируемой работе приводится подробное описание трех различных методов измерения, позволяющих оптимизировать точность измерения и минимизировать издержки измерительного процесса в зависимости от вида сигнала. Также показано, что метод, называемый «мощность в канале» (МвК, *Channel Power*), является наиболее эффективным для точного измерения мощности сигналов с ограниченной полосой частот [1]. Фактически, он всегда позволяет производить точные измерения и не зависит от вида модуляции входного сигнала и таких его параметров, как ширина полосы частот или возможные импульсные характеристики сигнала.

В последние десятилетия в метрологическую практику активно внедряется относительно новый показатель, характеризующий точность измерения и называемый «неопределенность измерения (НИ)» [2–14].

В работе исследуется НИ мощности сигналов с ограниченной полосой частот при использовании САС, работающего в режиме измерения мощности в канале. В частности, предлагается, как вычислить НИ мощности сигнала в канале, избегая некоторых типичных проблем, возникающих на практике. Одной из таких проблем является отсутствие в литературе рекомендаций о том, как вычислить НИ при измерении мощности, когда анализатор используется в

подобном режиме. Известные рекомендации позволяют определить только значения неопределенности типа B , на основе только одной отображаемой дискретной выборки спектра. При этом нет сведений о том, как объединить неопределенности различных выборок, чтобы получить итоговую стандартную НИ. В этих обстоятельствах пользователь-метролог должен непосредственно применять рекомендации стандартов [2–7] и совершать ряд непростых численных расчетов [2, 15]. Вторая проблема состоит в том, что выражения, получаемые из стандартов, не так просто применять [15]. Фактически, приходится иметь дело с большим количеством выражений, каждое из которых задается комбинацией членов, содержащих неопределенности типов A и B для каждой отображаемой выборки спектра в пределах рассматриваемого диапазона частот. Это значительно усложняет задачу и может привести к неправильной конечной оценки неопределенности, связанной с проведенным измерением мощности.

В предлагаемой работе приводится эффективный и упрощенный метод оценки неопределенности. Описываемый подход основан на оценке некоторых параметров, связанных со спектром входного сигнала, и на подходящей формуле. Эта формула получена из Руководства [2], когда вместо отображаемой спектральной кривой используется ее упрощенная идеализированная аппроксимация.

Цели работы: во-первых, описать метод и показать, как его можно применить на практике; во-вторых, проверить его эффективность с помощью соответствующих экспериментальных исследований. Поэтому в конце работы описаны наглядные экспериментальные примеры и приведены результаты реальных экспериментов, проведенных с модулированными цифровыми сигналами.

1 Неопределенность измерения мощности в канале

1.1 Метод оценки мощности в канале

Рассмотрим действительный сигнал $x(t)$ с конечной полосой частот Δf_s на входе скалярного САС. Метод МВК основан на вычислении площади под спектральной кривой, которую анализатор предоставляет на экране после усреднения N последовательных разверток измеряемого спектра [1]. В частности, обозначая отображаемую усредненную анализатором кривую $\bar{T}(f)$ и предполагая, что ось ординат дисплея откалибрована в единицах мощности, можно оценить мощность P входного сигнала из следующего соотношения:

$$\hat{P} = \frac{1}{\Delta F_{EN} \Delta f} \int \bar{T}(f) df, \quad (1)$$

где \hat{P} — оценка измеряемой мощности P ; Δf — отображаемый на экране анализатора диапазон частот; ΔF_{EN} — эквивалентная ширина спектра шума (*Equivalent Noise Band Width*) фильтра промежуточной частоты (ФПЧ). Следует напомнить, что параметр ΔF_{EN} пропорционален ширине полосы разрешения

(Resolution Bandwidth) ФПЧ: $\Delta F_{RB} = \Delta F_{EN}/k$, где k — константа, обычно задаваемая в технических условиях прибора. Следует учесть, что соотношение (1) выполняется независимо от выбранного значения для ΔF_{RB} [1] и что во избежание больших ошибок измерения отображаемый диапазон частот Δf должен быть больше, чем ширина полосы входного сигнала Δf_s . Более того, поскольку анализатор предоставляет оцифрованную версию $\bar{T}(f)$, мощность входного сигнала практически может быть оценена по формуле:

$$\hat{P} = \frac{1}{\Delta F_{EN}} \frac{\Delta f}{MNR} \sum_{k=1}^M \sum_{i=1}^N X_{ki}^2, \quad (2)$$

где M — количество отсчетов исследуемого сигнала, отображаемых при каждой развертке; N — число усредняемых разверток; R — входной импеданс прибора; X_{ki} — значение напряжения k -го отображаемого отсчета, полученное в i -й усредняемой выборке измеряемого сигнала.

1.2 Неопределенность измерения

Для получения НИ мощности P необходимо следовать стандартам [2–7]. В частности, сначала, на первом шаге, надо оценить стандартную неопределенность $u(X_k)$, связанную с каждым усредненным отсчетом напряжения X_k , где X_k — среднее значение k -го отсчета в N измеренных выборках $\{X_{ki}, 1 \leq i \leq N\}$. Значение $u(X_k)$ может быть получено путем объединения вкладов неопределенностей типов A и B , связанных с X_k , следующим выражением:

$$u(X_k) = \sqrt{u^2(X_k^A) + u^2(X_k^B)}, \quad (3)$$

где $u(X_k^A)$ — неопределенность типа A для X_k , которая зависит от изменчивости отсчетов X_{ki} в окрестности X_k , а $u(X_k^B)$ — вклад неопределенности типа B для X_k , которая возникает из-за внутренней неточности, присущей данному анализатору спектра. Второй шаг состоит в объединении членов $\{u(X_k), 1 \leq k \leq M\}$, чтобы вывести стандартную общую неопределенность, связанную с P , которая здесь обозначена как $u(P)$. Применяя правило «распространения неопределенности» [17] к уравнению (2) и с учетом [15], получаем:

$$u(\hat{P}) = \frac{\Delta f}{M \Delta F_{EN}} \frac{2}{R} \sqrt{\sum_{k=1}^M \bar{X}_k^2 u(X_k)}, \quad (4)$$

где: $\bar{X}_k = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_{ki}$.

Выражение (4), кроме того, чтобы быть полезным для вычисления неопределенности, связанной с полученной оценкой мощности, также может быть использовано для понимания вопроса, как повысить точность измерения, выполняемого по методике, предлагаемой в [16]. Дело в том, что вычисления по формуле (4) требуют значительных вычислительных затрат. На самом деле, для каждого произведенного отсчета X_k для выражения (4) требуется оценить соответствующий вклад неопределенности типа B . Это означает, что для

каждого X_k необходимо учитывать множество дополнительных вкладов, каждый из которых связан с различными параметрами анализатора спектра. Более того, (4) для каждого X_k требует оценки вклада неопределенности типа А, то есть стандартного отклонения отсчетов $\{X_{ki}, 1 \leq i \leq N\}$. Учитывая, что M обычно больше 1000, а N , как правило, — больше 100, возникает достаточно трудоемкая задача. Как указывалось выше, этот факт может оттолкнуть обычного метролога от использования подхода, предлагаемого в [2–7].

2 Упрощенный подход к оценке неопределенности

Предлагаемый подход основан на выборе подходящей кривой сигнала $\{Y_k, 1 \leq k \leq M\}$ для подстановки ее в (4) вместо реально отображаемых отсчетов сигнала $\{X_k, 1 \leq k \leq M\}$. Эта кривая выбирается так, чтобы упростить выражение (4) и, в то же время, для обеспечения оценки неопределенности, максимально приближенной к значению, вычисленному с использованием (4). На рис. 1 представлены две кривые. Первая из них, обозначенная как «Кривая 1», представляет кривую значений, измеренных анализатором спектра, работающим в режиме усреднения, и полученную после усреднения N разверток, для характерного шумоподобного входного сигнала с полосой пропускания B_S . Каждая точка k кривой представляет собой среднее значение напряжения, связанное с соответствующей выборкой X_k . Вторая кривая, обозначенная как «Кривая 2» и используемая вместо первой, представляет собой траекторию, которую предлагается использовать для упрощенного вычисления неопределенности $u(\hat{P})$.

Кривая 2 задается следующим соотношением:

$$Y_k = \begin{cases} S_L, & \text{если } X_k \in B_S; \\ S_N, & \text{если } X_k \notin B_S, \end{cases} \quad 1 \leq k \leq M. \quad (5)$$

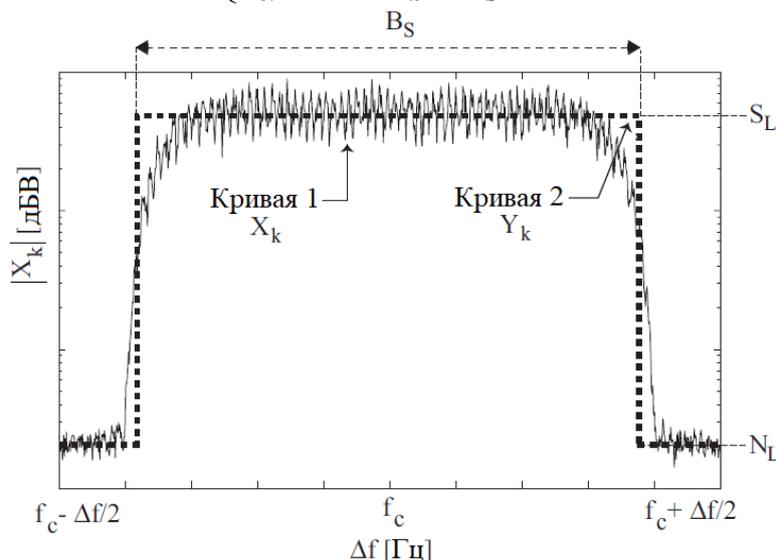


Рис. 1. Кривые, полученная анализатором спектра (Кривая 1) и рассматриваемая в упрощенном подходе (Кривая 2).

В выражении (5) S_L — адекватный уровень напряжения, выбранный в верхней части кривой 1, а N_L — отображаемый средний уровень шума анализатора спектра. После замены X_k из кривой 1 на Y_k из кривой 2 выражение (4) примет вид:

$$\tilde{u}(\hat{P}) = \frac{\Delta f}{M \Delta F_{EN}} \frac{2}{R} \sqrt{M_S [S_L u(S_L)]^2 + M_N [N_L u(N_L)]^2} \quad (6),$$

где $M_S = B_S M / \Delta f$, $M_N = M - M_S$.

В выражении (6) $\tilde{u}(\hat{P})$ — оценка $u(\hat{P})$, а $u(S_L)$ и $u(N_L)$ — неопределенности, связанные с отображаемыми уровнями S_L и N_L , соответственно. Выражение показывает, что $\tilde{u}(\hat{P})$ строго зависит как от значений, принимаемых S_L и N_L , так и от M_S и M_N , в дополнение к другим параметрам, связанным с измерительной установкой, например, Δf или ΔF_{EN} . Так как диапазон частот Δf почти равен B_S , то $M_S \approx M \gg N$. Поэтому в соответствии с гипотезой, что уровень шума N_L значительно меньше, чем S_L , уравнение (6) можно еще упростить:

$$\tilde{u}(\hat{P}) = \frac{2}{M \Delta F_{EN} R} \sqrt{\frac{\Delta f \cdot B_S}{M}} S_L u(S_L). \quad (7)$$

Уравнение (7) — выражение, предлагаемое для оценки стандартной общей неопределенности, связанной с измерением мощности в канале. Эта формула может быть успешно применена к сигналам, характеризующимся спектральными кривыми, подобными кривой 1, например, к сигналам с цифровой модуляцией современных стандартов связи (то есть CDMA, OFDM, DSSS) [17, 18]. В некоторых случаях он также может применяться к другим типам сигналов, даже если может потребоваться другой уровень S_L . Легко заметить, что выражение (7) по форме гораздо проще, чем выражение (4). На самом деле, при использовании (7) от пользователя требуются только измерения легко получаемых параметров и учет технических характеристик прибора. В частности, ΔF_{EN} можно получить из приводимого выше соотношения $\Delta F_{RB} = \Delta F_{EN} / k$, где k можно найти в руководстве к прибору; $R = 50$ Ом; Δf — выбранный диапазон частот; B_S можно измерить, просто установив $\Delta F_{RB} \ll B_S$ и действуя в соответствии с [19]; M — выбранное количество отображаемых точек; S_L — уровень напряжения, определяемый пользователем (как это будет показано в разделе 3); $u(S_L)$ — неопределенность, связанная с характерной амплитудой произведенного отсчета S_L , можно найти в технических характеристиках прибора.

3 Экспериментальная проверка предлагаемого подхода

Эффективность расчета на основе выражения (7) строго зависит от значения, выбранного уровня S_L . Этот факт может быть экспериментально подтвержден следующими результатами. Рассмотрим цифровой модулированный сигнал $x(t)$, поступающий от генератора сигналов *Agilent (AT) E4433B* в полосе частот от 250 кГц до 4 ГГц, который измеряется с помощью *SAC Agilent AT E4407B* (рабочая полоса частот от 9 кГц до 26,5 ГГц). Входной

сигнал $x(t)$ модулируется сигналом 64-QAM со скоростью передачи символов 1 Мб/с, имеющим ширину полосы около 1,2 МГц. Несущая частота при этом устанавливается равной 2 ГГц. Измерения проводятся в режиме МВК при следующей настройке анализатора спектра: $M = 1000$, $N = 100$, $\Delta f = 1,5$ МГц. Рассматриваются различные значения ΔF_{RB} : от 10 до 300 кГц, при отключенном видеофильтре, то есть с полосой пропускания ΔF_{VB} больше $10\Delta F_{RB}$. На рис. 2 показана снятая с монитора прибора усредненная кривая, отображаемая после N последовательных разверток для случая $\Delta F_{RB} = 100$ кГц.

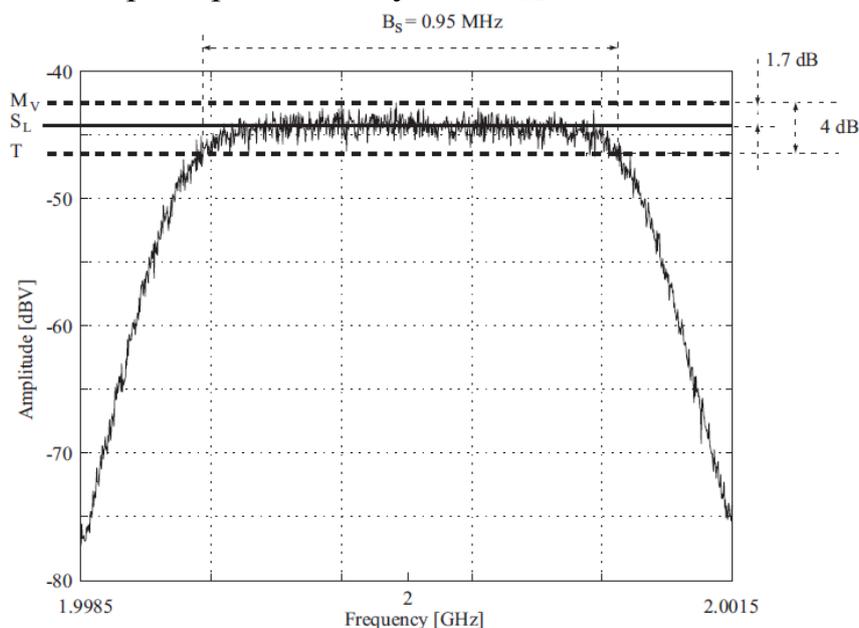


Рис. 2. Усредненная кривая на экране анализатора спектра для тестируемого сигнала

На экране показан пороговый уровень T , который метролог может изменять произвольно для достижения наибольшей эффективности предлагаемого подхода оценки неопределенности. Также показано и максимальное значение M_V , соответствующее максимальному значению самого высокого отсчета, отображаемого на экране. Из параметров M_V и T последовательно определяются два параметра B_S и S_L для выражения (7). В частности, S_L — это среднее значение между M_V и T , а B_S — это ширина полосы частотного интервала между самым левым и самым правым отсчетами кривой, имеющими интенсивность, равную T . В случае, показанном на рисунке, T выбирается на 4 дБ ниже M_V , $\Delta F_{RB} = 100$ кГц и $B_S = 0,95$ МГц. Были проведены различные тесты, в которых значение T варьировалось от 1 до 10 дБ ниже M_V . Эти испытания были повторены для различных значений полосы ΔF_{RB} анализатора спектра. Результаты представлены на рис. 3.

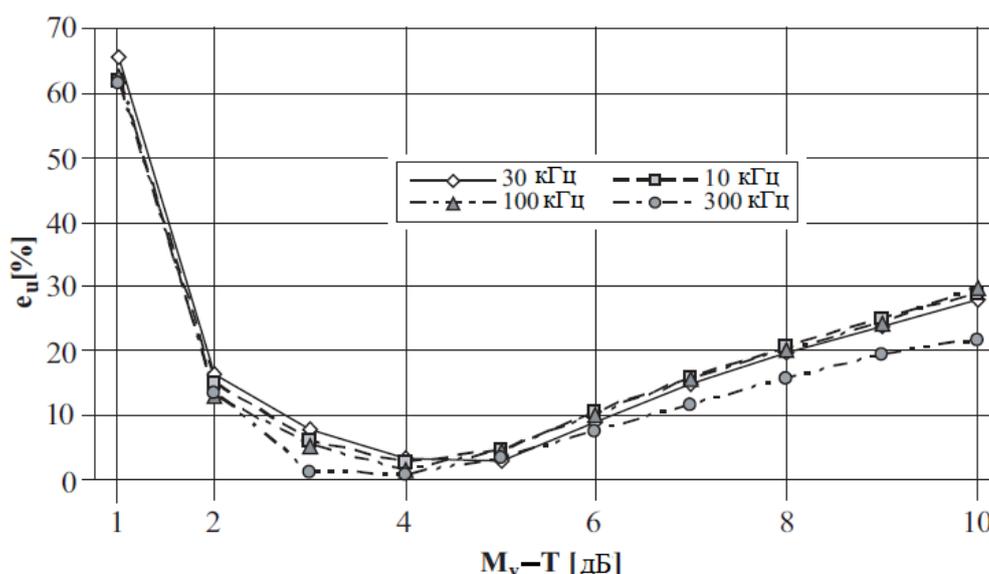


Рис. 3. Относительная разность между значениями неопределенности, полученными из (4), и соответствующими значениями, полученными из (7), для различных значений T и ΔF_{RB}

На рис. 3 по оси абсцисс отложена разница между полученным значением M_V и значением, выбранным для T . По оси ординат откладывается относительная разность e_u между величинами неопределенностей, полученными из выражений (7) и (4), выраженная в процентах и определяемая как:

$$e_u = \frac{\tilde{u}(\hat{P}) - u(\hat{P})}{u(\hat{P})} \cdot 100\%.$$

Для большей наглядности фрагмент графика на рис. 3 показан на рис. 4 в большем масштабе.

На рис. 3 и 4 видно, что наименьшая разница между $\tilde{u}(\hat{P})$ и $u(\hat{P})$ достигается, когда T устанавливается на 3–5 дБ ниже M_V . В частности, наименьшая относительная разность (0,9%) достигается для $\Delta F_{RB} = 300$ кГц и $T = M_V - 4$ дБ. Следует отметить, что такая разность (0,9%, что эквивалентно 0,06 дБ) может считаться незначительной по сравнению с типичной погрешностью $u(\hat{P})$ анализатора спектра в режиме МвК, которая обычно составляет от 0,7 до 0,9 дБ, т.е. между 8 и 11% [3]. Кроме того, значения на рис. 3 всегда неотрицательны, в любой конфигурации САС. Это означает, что выражение (7) дает немного завышенные оценки $u(\hat{P})$, следовательно, значение $\tilde{u}(\hat{P})$ может быть использовано вместо значения $u(\hat{P})$ практически без соответствующей потери точности.

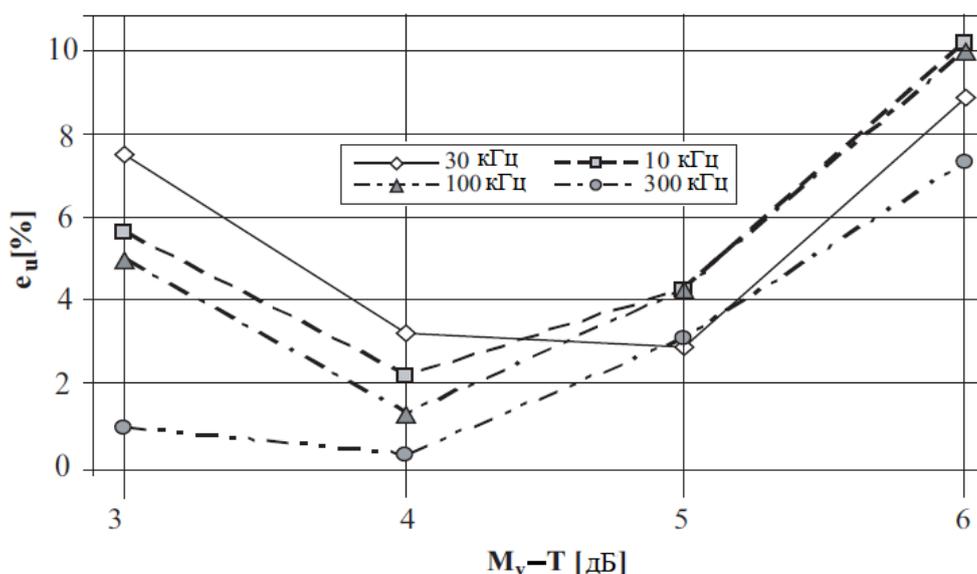


Рис. 4. Вид фрагмента рис. 3 в большем масштабе

Другой интересный факт, следующий по рис. 4, заключается в том, что лучшие результаты получаются при больших значениях ΔF_{RB} . Это очевидное преимущество с точки зрения времени измерения. Фактически, конечный пользователь может устанавливать меньшие значения времени развертки, а значит, тратить меньше времени на получение N разверток сигнала, необходимых для измерения мощности в канале.

4 Применение предлагаемого подхода к реальным сигналам

Предлагаемый подход был применен также для анализа реальных модулированных сигналов цифровой связи. Испытательный стенд, используемый в ходе экспериментов, аналогичен стенду, описанному в предыдущем разделе, где генератор сигналов является источником модулированного сигнала при тестировании, а измерительным прибором является САС. В анализе рассматриваются три реальных модулированных сигнала. Первые два относятся к стандартам мобильной связи, в частности к GSM [20] и UMTS [21]. Третий — это сигнал с модуляцией OFDM, соответствующий стандарту DVB-T2 [17, 18, 22–25]. Основные характеристики трех сигналов представлены в таблице 1 вместе с параметрами САС, используемыми для измерения мощности.

Таблица 1. Характеристики тестируемых сигналов и САС

Вид сигнала	Центральная частота	Диапазон, МГц	ΔF_{RB} , кГц	M	N
GSM	1 ГГц	1	100	1000	50
UMTS	2 ГГц	6	100	1000	50
DVB-T2	600 МГц	10	300	1000	50

Для оценки НИ применен упрощенный метод, также учитывающий результаты раздела 3. В частности, неопределенность типа A, $u_A(S_L)$, связанная со значением S_L , была вычислена после $N_S = 10$ повторных измерений средней кривой спектра и путем вычисления стандартного отклонения отсчетов S_{Li} ,

$\{1 \leq i \leq N_s\}$. Неопределенность типа B , $u_B(S_L)$, в свою очередь, была выведена из технических характеристик приборов. Затем из $u_A(S_L)$ и $u_B(S_L)$ была получена общая неопределенность $u(S_L)$ согласно рекомендациям [2–8], а $\tilde{u}(\hat{P})$ была рассчитана, соответственно, из (7). Как предлагается в разделе 3, порог T был установлен на 4 дБ меньше максимального значения средней кривой. Полученные результаты для трех рассмотренных случаев представлены в таблице 2, где показаны оценочные значения S_L , B_s , $\tilde{u}(\hat{P})$, полученные с помощью упрощенного метода, и значения $u(\hat{P})$, полученные с помощью [2–8].

Таблица 2. Сравнение оценок неопределенности, для трех рассматриваемых сигналов

Вид сигнала	S_L , мВ	B_s , кГц	$\tilde{u}(\hat{P})$, мкВ	$u(\hat{P})$, мкВ
GSM	5,854	168	0,043	0,015
UMTS	3,876	2450	0,078	0,075
DVB-T2	5,487	4120	0,088	0,086

Из таблицы 2 легко заметить, что предложенный подход, применяемый к сигналам UMTS и DVB-T2, обеспечивает хорошее согласие с традиционным подходом, поддерживаемым [2–8]. Фактически, оценка по выражению (7), является слегка завышенной по сравнению с оценкой $u(\hat{P})$, причем для этих классов сигналов относительная разность e_u между традиционным подходом и упрощенным составляет, соответственно, 4,1% и 3,0 %. Следует сказать, что столь хороший результат обусловлен особой формой спектров сигналов, которая очень похожа на типичную для сигналов с цифровой модуляцией, как показано на рис. 1. В случае сигнала GSM относительная разность e_u достигает 1,8. Это означает, что $\tilde{u}(\hat{P}) = 3u(\hat{P})$. Большая разница в результатах оценивания неопределенности в основном связана с тем, что аппроксимирующая кривая, используемая в подходе, значительно отличается от реальной спектральной кривой, измеряемой САС, для рассматриваемого сигнала GSM. Характерный пример такой кривой представлен на рис. 5 (кривая 1).

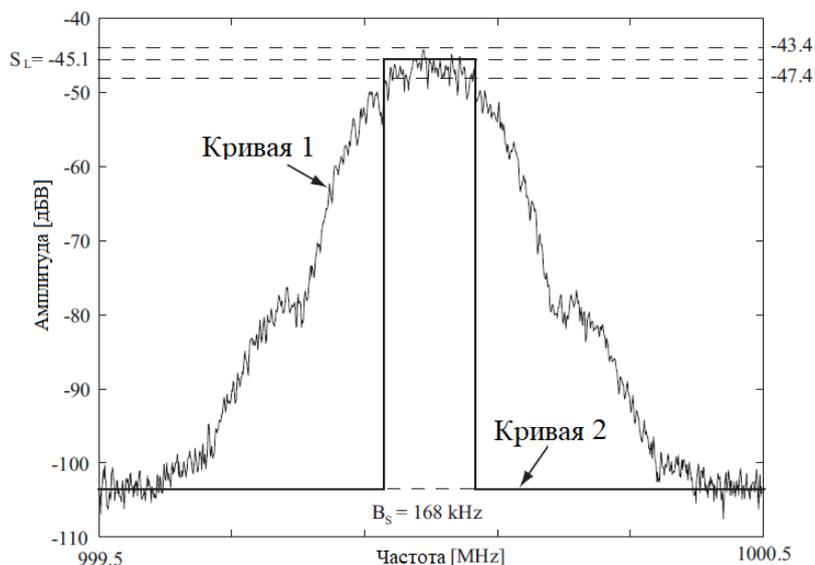


Рис. 5. Кривые GSM сигнала, измеренная САС, и построенная для упрощенного подхода

На рис. 5 видно, что кривая 1 имеет совершенно другую форму по сравнению с прямоугольной кривой 2, применяемой для упрощенного вычисления. Следовательно, кривая 2 не может считаться хорошим приближением спектра сигнала, что приводит к большой ошибке вычисления НИ мощности. Можно попытаться избавиться от этого недостатка с помощью рассмотрения для сигналов GSM другой адекватной кривой, аналогичной кривой 2, которая обеспечит лучшее приближение к кривой 1 и, как следствие, уменьшит e_u .

Заключение

Предлагаемый подход позволяет метрологу упростить оценку НИ мощности канала без потери точности. Это требует применения формулы (7), которая зависит от небольшого числа простых для нахождения параметров, вместо традиционных соотношений, требующих знания сотен, а иногда и тысяч значений, необходимых при подходе, рекомендуемом [2–7]. Проведенный экспериментальный анализ подтверждает эффективность метода с точки зрения точности. Он также показывает, что для сигналов с цифровой модуляцией, таких как UMTS и DVB-T2, метод обеспечивает хорошее согласие с традиционным подходом. В случае сигнала GSM полученные результаты показывают, что следует принять другой выбор рассматриваемой упрощенной кривой.

Библиографический список

1. Bertocco, M. On the Power Measurement Via a Spectrum Analyzer / M. Bertocco, A.Sona // Proc. IEEE Instr. and Meas. Tech. Conf. – Como, Italy: IEEE, 2004. – P. 958-963.
2. ISO/IEC GUIDE 98-3:2008. Uncertainty of Measurement — Part 3: Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. – Geneva: ISO, 2010. – 120 p.
3. BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, and OIML. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. – Geneva: ISO, 1995. – 118 p. ISBN 92-67-10188-9.
4. ANSI/NCSL Z540-2-1997, American National Standard for Expressing Uncertainty – U.S. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement. – Boulder: NCSL, 1998. – 212 p.
5. ГОСТ Р 54500.1—2011/Руководство ИСО/МЭК 98-3:2008. Неопределенность измерения. Часть 3. Руководство по выражению неопределенности измерения. – М.: Стандартинформ, 2011. – 57 с.
6. ГОСТ Р 54500.1—2011/Руководство ИСО/МЭК 98-1:2009. Неопределенность измерения. Часть 1. Введение в руководство по неопределенности измерения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 24 с.
7. ГОСТ Р 34100.1- 2017/ ISO/IEC Guide 98-1:2009. Неопределенность измерения. Часть 1. Введение в руководства по выражению неопределенности измерения. – М.: Стандартинформ, 2018. – 22 с.

8. Измерения длины в Древней Греции: неопределенность стандартов в золотой век Олимпийских игр / О.М. Балабан, В.В. Балабан, А.А. Львов, М.С. Светлов // Проблемы управления, обработки и передачи информации (УОПИ-2018): сб. тр. VI Междунар. науч. конф.- Саратов: ООО СОП «Лоди», 2019. – С. 611 -620.
9. Taylor J.R. An Introduction to Error Analysis: The Study of Uncertainties in Physical Measurements / J.R. Taylor. – University Science Books, 1997. – 327 p.
10. Применение метода неопределенности для анализа погрешностей многополюсного рефлектометра / А.А. Солопекина, А.А. Львов, Н. Семежев, Н.С. Вагарина // Надежность и качество: тр. Междунар. симп.: в 2 т. – Пенза: ПГУ, 2017. – Т. 2. – С. 136-139.
11. Solopekina, A.A. Calculation of measurement uncertainties of multi-port transmission line reflectometer / A.A. Solopekina, A.A. L'vov, N. Semezhev // Proc. 2014 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering. Saratov, Russia: IEEE, 2014. – P. 356-362.
12. Львов, А.А. Расчет неопределенностей измерения характеристик многозондовой измерительной линии / А.А. Львов, А.А. Солопекина, Н.Семежев // Компьютерные науки и информационные технологии: материалы Междунар. науч. конф. – Саратов: Издат. центр «Наука», 2016. – С. 396-400.
13. Application of the Uncertainty Method for Analysis of Multi-Port Correlator Accuracy /A.A. Solopekina, N. Semezhev, A.A. L'vov et al. // Proc. 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. – St. Petersburg, Russia: IEEE, 2017. – P. 505-509.
14. Анализ модели многозондовой измерительной линии и расчет неопределенностей измерения с ее помощью / А.А. Львов, Н. Семежев, А.А. Солопекина, О.М. Глухова // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика, 2019. - № 4. – С. 141-151. DOI: 10.24143/2072-9502-2019-4-141-151.
15. Bertocco, M. Uncertainty of Channel Power Measurement with Spectrum Analyzer / M. Bertocco, A. Sona, P. Zanchetta // Proc. IEEE Instr. And Meas. Tech. Conf. – Ottawa, Canada: IEEE, 2005. – P. 947-951.
16. Hall, B.D. Propagating Uncertainty in Instrumentation Systems / B.D. Hall // IEEE Trans. on Instrum. and Meas., 2005. – Vol. 54. – No. 6. – P. 2376-2380.
17. Классификация и оценивание помех при использовании QAM сигналов / Р.В. Геранин, В.В. Киселёв, А.А. Львов и др. // Вестник Саратовского государственного технического университета, 2010. – № 2 (50). – С. 10-12.
18. Киселёв, В.В. Разработка программной модели одночастотной сети цифрового вещания стандарта DVB-T / В.В. Киселёв, А.А. Львов, М.С. Светлов // Вестник Саратовского государственного технического университета, 2010. – № 3 (51). – С. 143-145.

19. Spectrum Analysis Basics. – Application Note150. – Keysight Technologies, 2016. – 89 p.
20. European Telecommunication Standards Institute. Digital Cellular Telecommunications System (Phase2 + GSM02.11ETSITS100921 V6.1.0), version7.0.1. – ETSI Technical Specification, 1998. – 36 p.
21. European Telecommunication Standards Institute. Universal Mobile Telecommunications System(UMTS), Physical Layer – General Description (3GPPTS25.201 version 6.0.0 Release 6). – ETSI Technical specification, 2005. – 43 p.
22. European Telecommunication Standards Institute. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television v.1.5.1,ETSIEN300744. – ETSI Technical specification, 2004. – 37 p.
23. Математическая модель информационного канала повышенной помехоустойчивости цифровых систем стандарта DVB-T2 / М.С. Светлов, А.А Львов., Д.В Кленов. и др. // Известия ЮФУ. Технические науки, 2018. – № 5 (199). – С. 89-110.
24. L'vov, A.A. Improvement of Information Reliability of Digital Systems With QAM/COFDM Modulation / A.A. L'vov, M.S. Svetlov, P.V. Martynov // Proc. of the 20th IMEKO TC4 Int. Symp. on Research on Electrical and Electronic Measurement for the Economic Upturn. – Benevento, Italy: University of Sannio, 2014. – P. 478-482.
25. Львов, А.А. Повышение информационной надежности цифровых систем с QAM/COFDM модуляцией / А.А. Львов, М.С. Светлов, П.В. Мартынов // Известия Саратовского университета. Новая серия. Сер.: «Математика. Механика. Информатика», 2014.– Т. 14, Вып. 4. Часть-1. – С. 473-482.