УДК 621.317.7.083.5
DOI: 10.55648/1998-6920-2022-16-4-3-9

О компенсационном методе в электронных измерениях

В. Г. Арсентьев, Г. И. Криволапов

Рассматривается методическая база применения метода когерентной компенсации узкополосных помех для измерений характеристик электрических сигналов и физических величин.

Ключевые слова: электронные измерения, квадратурный автокомпенсатор, многофункциональный измерительный прибор.

1. Введение

Электронные измерения являются составной частью общей науки об измерениях – метрологии и измерительной техники. Само название «электронные измерения» отражает два целеполагающих обстоятельства:

– целевое назначение – измерения в электронике и других областях, использующих электронные устройства и системы;

– выполнение измерений на основе методов электронной техники и радиотехники, построение измерительных приборов, основой которых служат электронные (микроэлектронные) компоненты.

Объектами электронных измерений являются физические величины, характеристики электрических сигналов, электронных цепей и их режимов. Понятие цепи в электронике и радиотехнике трактуется достаточно широко – оно включает в себя технические устройства для преобразования, передачи и приёма различных сигналов.

Различают прямые и косвенные измерения [1]. Прямыми называются измерения, при которых искомые характеристики объектов измерений находят непосредственно из опытных данных. Косвенные измерения характеризуются тем, что искомые характеристики объектов измерений находят по соответствующим математическим зависимостям между искомыми характеристиками и характеристиками, полученными путём прямых измерений.

В статье рассматривается возможность применения метода когерентной компенсации узкополосных помех [2, 3] с реализацией в виде квадратурного автокомпенсатора по новому назначению – для косвенных измерений таких характеристик электрических сигналов, как разность фаз, отношение амплитуд, корреляционная функция, и таких физических величин, как активное сопротивление, индуктивность и ёмкость, что указывает на привлекательность использования метода с точки зрения практической реализации многофункционального измерительного прибора.

Следует заметить, что в настоящее время для измерений указанных характеристик электрических сигналов и физических величин используются специализированные измерительные приборы. Для измерений разности фаз – фазометры с преимущественно цифровыми методами измерения [4], для измерений отношения амплитуд – измерители отношений [5] прямого или косвенного действия, для измерений корреляционной функции – коррелометры с разновидностями мультипликативного метода или метода преобразования Фурье [1], для измерений

активного сопротивления, индуктивности и ёмкости – измерители *R, L, C*, базирующиеся в основном на мостовом методе [6].

Вопросы аппаратно-программной реализации метода когерентной компенсации и его метрологические характеристики заслуживают отдельного внимания и в данной публикации не рассматриваются.

2. Измерение разности фаз и отношения амплитуд сигналов

Взаимосвязь функциональных операций квадратурного автокомпенсатора (КА) для адаптивной когерентной компенсации выбранных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ представлена на рис. 1 в виде графической структуры. Такая конфигурация КА может служить ядром многофункционального измерительного прибора.

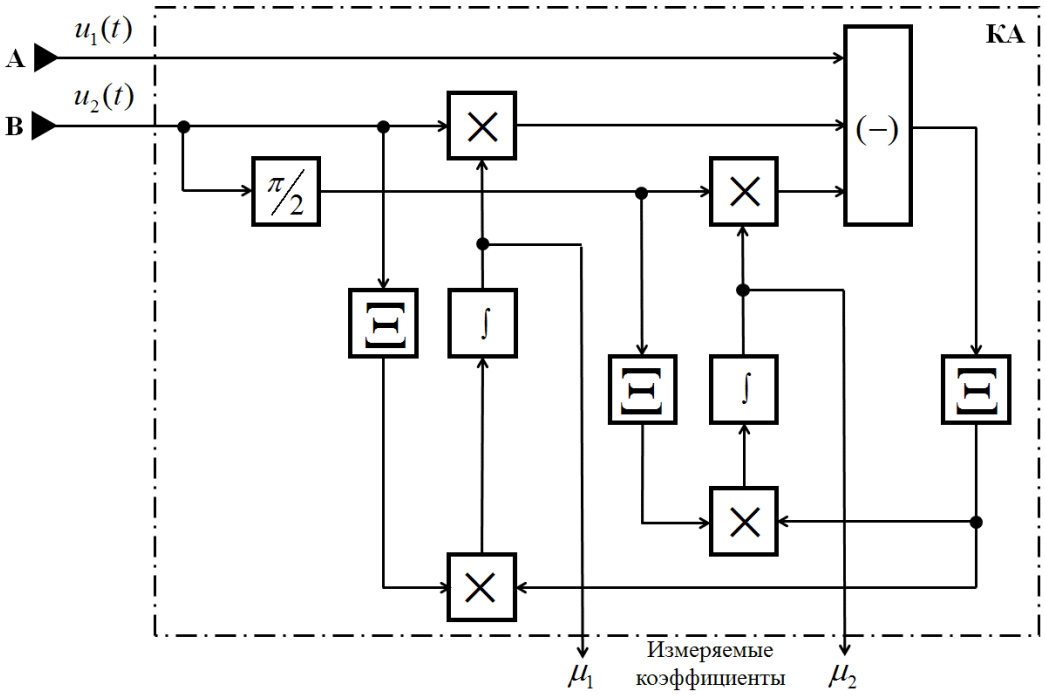

Рис. 1. Схема функциональных операций квадратурного автокомпенсатора

В КА на рис. 1 необходимые для адаптивной когерентной компенсации сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ функциональные операции имеют следующие обозначения: $\pi/2$ – операция изменения начальной фазы колебаний сигнала $u_2(t)$ на 90^0; × – операция перемножения сигналов; Ξ – операция предельного ограничения сигнала; $\int$ – операция интегрирования сигнала; (–) – операция вычитания из сигнала $u_1(t)$ взвешенных с коэффициентами μ_1 и μ_2 квадратурных составляющих сигнала $u_2(t)$.

Представленная структура КА реализует градиентный алгоритм наискорейшего спуска [2, 3] с минимизацией разности сигналов $u_1(t)-u_2(t)$ и стабилизацией времени установления переходного процесса компенсации (времени адаптации) за счёт предельного ограничения перемножаемых сигналов в цепях корреляционных обратных связей.

Представим входные сигналы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ КА, разность фаз и отношение амплитуд которых подлежат измерению, в виде детерминированных сигналов:

$$u_1(t)=U_1\sin(2\pi ft+\varphi_1);\ u_2(t)=U_2\sin(2\pi ft+\varphi_2), \qquad (1)$$

где $U_1, U_2, \varphi_1, \varphi_2, f$ – амплитуды, начальные фазы и частота входных сигналов.

Сигнал $u_2(t)$ после изменения начальной фазы колебаний на 90^0 имеет вид:

$$u_2^{\bullet}(t) = U_2 \cos(2\pi ft + \varphi_2). \tag{2}$$

В установившемся режиме КА (после завершения переходного процесса когерентной компенсации сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$) квадратурные коэффициенты взвешивания μ_1 и μ_2 определяются соотношениями [2]:

$$\mu_1 = \mathrm{H}_1\Phi_{11}^{-1};\ \mu_2 = \mathrm{H}_2\Phi_{22}^{-1}, \tag{3}$$

где функциональные параметры

$$\mathrm{H}_1 = f\int_0^{1/f} u_1(t)u_2(t)dt = \frac{U_1U_2}{2}\cos\Delta\varphi_{12};\ \mathrm{H}_2 = f\int_0^{1/f} u_1(t)u_2^{\bullet}(t)dt = \frac{U_1U_2}{2}\sin\Delta\varphi_{12};$$

$$\Phi_{11} = \Phi_{22} = f\int_0^{1/f} u_2(t)u_2(t)dt = f\int_0^{1/f} u_2^{\bullet}(t)u_2^{\bullet}(t)dt = \frac{U_2^2}{2}; \tag{4}$$

$$\Phi_{11}^{-1} = \Phi_{22}^{-1} = \frac{2}{U_2^2};\ \Delta\varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2.$$

Соотношения (3) с учётом (4) преобразуются к виду:

$$\mu_1 = \frac{U_1}{U_2}\cos\Delta\varphi_{12};\ \mu_2 = \frac{U_1}{U_2}\sin\Delta\varphi_{12}, \tag{5}$$

откуда видно, что искомая разность фаз $\Delta\varphi_{12}$ сигналов, вычисляемая на основе измеренных квадратурных коэффициентов взвешивания, будет равна

$$\Delta\varphi_{12} = \operatorname{arctg}\frac{\mu_2}{\mu_1};\ \Delta\varphi_{12} \in [-\pi/2 \div \pi/2]. \tag{6}$$

Для расширения диапазона значений измеряемой разности фаз от $\pm\pi/2$ до $\pm\pi$ необходимо учитывать сочетания знаков измеренных квадратурных коэффициентов взвешивания μ_1 и μ_2, при этом разность фаз рассчитывается по формуле:

$$\Delta\varphi_{12} = \begin{cases} \operatorname{arctg}[\mu_2/\mu_1], \text{ если } \mu_1 > 0,\ \mu_2 \ge 0 \\ \pi/2, \text{ если } \mu_1 = 0,\ \mu_2 > 0 \\ \pi/2 - \operatorname{arctg}[\mu_1/\mu_2], \text{ если } \mu_1 \le 0,\ \mu_2 > 0 \\ \pi, \text{ если } \mu_2 = 0,\ \mu_1 < 0 \\ \operatorname{arctg}[\mu_2/\mu_1], \text{ если } \mu_1 > 0,\ \mu_2 \le 0 \\ -\pi/2, \text{ если } \mu_1 = 0,\ \mu_2 < 0 \\ -\pi/2 - \operatorname{arctg}[\mu_1/\mu_2], \text{ если } \mu_1 \le 0,\ \mu_2 < 0 \\ -\pi, \text{ если } \mu_2 = 0,\ \mu_1 < 0 \end{cases}; \tag{7}$$

$$\Delta\varphi_{12} \in [-\pi \div +\pi].$$

Из соотношений (5) следует очевидная зависимость:

$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2}, \tag{8}$$

которая позволяет по измеренным квадратурным коэффициентам взвешивания μ_1 и μ_2 КА определить отношение амплитуд сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$, являющееся мерой коэффициентов передачи, преобразования, усиления, затухания различных радиоэлектронных устройств и цепей.

При схемотехнической реализации КА представленной на рис. 1 структуры, когда необходимые для адаптивной когерентной компенсации сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ функциональные операции выполняются посредством соответствующих электронных устройств, в формулах (6),

(7) следует осуществить замену: $\mu_1 \Rightarrow \upsilon_1$, $\mu_2 \Rightarrow \upsilon_2$, где υ_1 и υ_2 – измеряемые величины постоянных напряжений после операции интегрирования, а в формуле (8) заменить: $\mu_1 \Rightarrow k_1\upsilon_1$, $\mu_2 \Rightarrow k_2\upsilon_2$, где k_1 и k_2 – коэффициенты преобразования (с размерностью 1/В) устройств перемножения сигналов $u_2(t)\times\upsilon_1$ и $u_2^{\bullet}(t)\times\upsilon_2$, причём напряжения υ_1 и υ_2 измеряются в вольтах.

3. Измерение корреляционной функции

Для используемого ранее представления (1) входных сигналов КА функция их взаимной корреляции $B_{12}(\tau)$ имеет вид:

$$B_{12}(\tau) = f\int_0^{1/f} u_1(t+\tau)u_2(t)dt = \frac{U_1U_2}{2}\cos(2\pi f\tau + \Delta\varphi_{12}), \tag{9}$$

где τ – задержка сигнала $u_1(t)$ относительно сигнала $u_2(t)$.

При этом для установившегося режима КА (см. рис. 1) функциональные параметры (4) характеризуются соотношениями:

$$\begin{aligned} \mathrm{H}_1(\tau) &= f\int_0^{1/f} u_1(t+\tau)u_2(t)dt = \frac{U_1U_2}{2}\cos(2\pi f\tau + \Delta\varphi_{12});\\ \mathrm{H}_2(\tau) &= f\int_0^{1/f} u_1(t+\tau)u_2^{\bullet}(t)dt = \frac{U_1U_2}{2}\sin(2\pi f\tau + \Delta\varphi_{12}); \end{aligned} \tag{10}$$

$$\Phi_{11} = \Phi_{22} = f\int_0^{1/f} u_2(t)u_2(t)dt = f\int_0^{1/f} u_2^{\bullet}(t)u_2^{\bullet}(t)dt = \frac{U_2^2}{2};\ \Phi_{11}^{-1} = \Phi_{22}^{-1} = \frac{2}{U_2^2},$$

а квадратурные коэффициенты взвешивания (3) будут равны:

$$\mu_1(\tau) = \frac{U_1}{U_2}\cos(2\pi f\tau + \Delta\varphi_{12});\ \mu_2(\tau) = \frac{U_1}{U_2}\sin(2\pi f\tau + \Delta\varphi_{12}). \tag{11}$$

Из сопоставления зависимостей (9) и (11) следует, что функция взаимной корреляции $B_{12}(\tau)$, схема измерения которой иллюстрируется рис. 2, равносильна функции квадратурного коэффициента взвешивания $\mu_1(\tau)$ с точностью до мощности $U_2^2/2$ сигнала $u_2(t)$, а с учётом замечания по технической реализации КА функционально соответствует изменениям напряжения $\upsilon_1(\tau)$ с коэффициентом пропорциональности, зависящим от схемотехнической реализации КА:

$$B_{12}(\tau) \Leftrightarrow \frac{U_2^2}{2}\mu_1(\tau);\ B_{12}(\tau) \Rightarrow \upsilon_1(\tau). \tag{12}$$

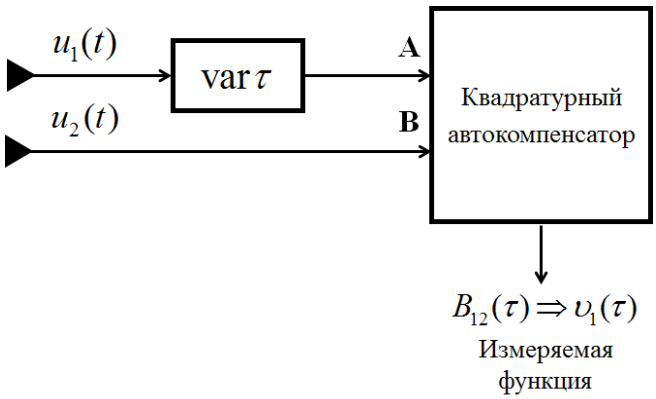

Рис. 2. Схема измерения корреляционной функции

Функциональная операция $\mathrm{var}\,\tau$ на рис. 2 подразумевает изменение задержки сигнала $u_1(t)$ относительно сигнала $u_2(t)$ в процессе измерения, остальные операции аналогичны операциям на рис. 1.

Более востребована в различных теоретических и практических приложениях нормированная корреляционная функция (коэффициент корреляции), которая равна

$$\rho_{12}(\tau) = \frac{B_{12}(\tau)}{B_{12}(\tau)_{\max}} = \cos(2\pi f \tau + \Delta\varphi_{12}), \qquad (13)$$

при этом исключается зависимость результата от схемотехнической реализации КА.

4. Измерение активного сопротивления, индуктивности и ёмкости

Измерение указанных физических величин основано на возможности измерения посредством КА отношения амплитуд сигналов. Схема измерений показана на рис. 3.

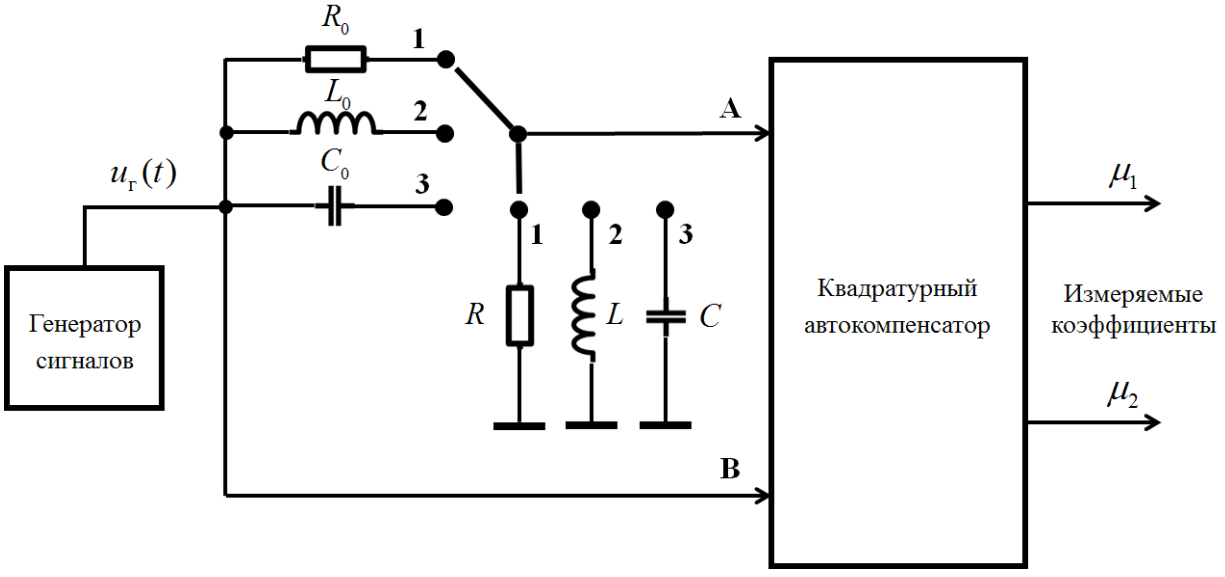

Рис. 3. Схема измерений *R, L, C*

Для этого гармонический сигнал $u_г(t) = U_г \sin(2\pi ft + \varphi_г)$ заданной частоты f с амплитудой $U_г$, сформированный отдельным генератором, подаётся на один вход КА непосредственно, а на другой – через делитель напряжения, образованный одноимёнными элементами: для измерения активного сопротивления – резисторами $R - R_0$, для измерения индуктивности

– индуктивными элементами $L - L_0$, для измерения ёмкости – конденсаторами $C - C_0$. Элементы R, L, C делителя напряжения являются измеряемыми, а элементы R_0, L_0, C_0 – вспомогательными, величины которых априорно известны.

При технической реализации КА следует обеспечивать условия:

$$R_{\text{вхA}}, R_{\text{вхB}} \gg R;\ 2\pi fL_{\text{вхA}}, 2\pi fL_{\text{вхB}} \gg 2\pi fL;\ \frac{1}{2\pi fC_{\text{вхA}}}, \frac{1}{2\pi fC_{\text{вхB}}} \gg \frac{1}{2\pi fC}, \qquad (14)$$

где $R_{\text{вхA}}, R_{\text{вхB}}$; $L_{\text{вхA}}, L_{\text{вхB}}$; $C_{\text{вхA}}, C_{\text{вхB}}$ – активные, индуктивные и ёмкостные составляющие входных (входы **A** и **B**) сопротивлений КА.

В представленной на рис. 3 схеме отношение амплитуд сигналов на входах **A** и **B** КА при измерениях *R, L, C* с учётом зависимости (8) будет равно:

$$\frac{U_{\text{A}}}{U_{\text{B}}} = \frac{U_{\text{A}}}{U_{\text{г}}} = \frac{R}{R + R_0} = \frac{L}{L + L_0} = \frac{C_0}{C + C_0} = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2}, \qquad (15)$$

откуда измеряемые *R, L, C* с учётом коэффициентов преобразования устройств перемножения сигналов КА рассчитываются по формулам:

$$R = \frac{R_0}{\frac{1}{\sqrt{k_1^2\upsilon_1^2 + k_2^2\upsilon_2^2}} - 1};\ L = \frac{L_0}{\frac{1}{\sqrt{k_1^2\upsilon_1^2 + k_2^2\upsilon_2^2}} - 1};\ C = C_0\left(\frac{1}{\sqrt{k_1^2\upsilon_1^2 + k_2^2\upsilon_2^2}} - 1\right). \qquad (16)$$

5. Заключение

Показана возможность использования метода когерентной компенсации узкополосных помех с реализацией в виде квадратурного автокомпенсатора по новому назначению – для косвенных измерений трёх характеристик электрических сигналов – разности фаз, отношения амплитуд, корреляционной функции и трёх физических величин – активного сопротивления, индуктивности и ёмкости. Рассмотрена методическая база для осуществления таких измерений, которая необходима при технической реализации многофункционального измерительного прибора, позволяющего при разработке и эксплуатации различных радиоэлектронных систем, устройств и цепей снизить затраты на приобретение и техническое содержание соответствующих специализированных измерительных приборов.

Литература

1. *Мирский Г. Я.* Электронные измерения. М.: Радио и связь. 1986. 440 с.
2. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. под редакцией В. В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь. 1989. 440 с.
3. *Лосев Ю. И., Бердников А. Г., Гойхман Э. Ш., Сизов Б. Д.* Адаптивная компенсация помех в каналах связи. М.: Радио и связь. 1988. 208 с.
4. *Чмых М. К.* Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь. 1993. 184 с.
5. *Жилинскас Р.-П. П.* Измерители отношения и их применение в радиоизмерительной технике. М.: Сов. радио. 1975. 320 с.
6. Техническое описание измерителя L, C, R цифрового Е7-8 [Электронный ресурс] // URL: `https://www.qrz.ru/schemes/detail/11415.html` (дата обращения: 10.05.2022).

Статья поступила в редакцию 08.06.2022;
переработанный вариант – 03.08.2022.

Арсентьев Виктор Георгиевич

к.т.н., ведущий научный сотрудник научно-технического центра специализированных информационных систем СибГУТИ (630008, Новосибирск, ул. Бориса Богаткова, 51), тел. (383) 2-693-938, e-mail: viktor.arsentev.51@mail.ru.

Криволапов Геннадий Илларионович

к.т.н., доцент, заведующий лабораторией, руководитель научно-технического центра специализированных информационных систем СибГУТИ (630008, Новосибирск, ул. Бориса Богаткова, 51), тел. (383) 2-693-942, e-mail: krivolapov@sibsutis.ru.

On the compensation method in electronic measurements

Viktor G. Arsent'ev
Candidate of technical sciences, Leading researcher, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Novosibirsk, Russia), viktor.arsentev.51@mail.ru.

Gennagy I. Krivolapov
Candidate of technical sciences, Head of laboratory, Siberian State University of Telecommunications and Information Science (SibSUTIS, Novosibirsk, Russia), krivolapov@sibsutis.ru.

The methodological basis of the coherent compensation method application of narrow-band interference for measuring the characteristics of electrical signals and physical quantities is considered.

Keywords: electronic measurements, quadrature autocompensator, multifunctional measuring device.

References

1. Mirskij G.YA. *Elektronnye izmereniya* [Electronic measurements]. Moscow: Radio and Communications, 1986, 440 p.
2. Uidrou B., Stirnz S. *Adaptivnaja obrabotka signalov. Per. s angl. pod red. V. V. Shahgil'djana* [Adaptivesignal processing. Translation from English]. Moscow: Radio and Communication, 1989, 440 p.
3. Ju. I. Losev, A. G. Berdnikov, Je. Sh. Gojhman, B. D. Sizov *Adaptivnaja kompensacija pomeh v kanalah svjazi* [Adaptive interference compensation in communication channels]. Moscow: Radio and Communication, 1988, 208 p.
4. CHmyh M.K. *Cifrovaya fazometriya* [Digital phase measurement]. Moscow: Radio and Communications, 1993, 184 p.
5. ZHilinskas R.-P.P. *Izmeriteli otnosheniya i ih primenenie v radioizmeritel'noj tekhnike* [Attitude meters and their application in radio measuring equipment]. Moscow: Radio and Communications, 1975, 320 p.
6. *Tekhnicheskoe opisanie izmeritelya L, C, R cifrovogo E7-8* [Technical description of the digital meter L, C, R E7-8], available at: https://www.qrz.ru/schemes/detail/11415.html (accessed 10.05.2022).