40. Marrison W. The Evolution of the Quartz Crystal Clock. *Bell System Technical Journal*, 1948, iss. 27 (3), pp. 510–588. DOI:10.1002/j.1538-7305.1948.tb01343.x.

41. Masuda T., Kajitani M. High accuracy calibration system for angular encoders. *Journal of robotics and mechatronics*, 1993, vol. 5 (5), pp. 448–452.

42. Mokros J., Vu K. X. Kruhovy laser a mereni uhlu. Jemna Mechanica a Optika, 1993, no. 9 (203), pp. 203–205 (in Czeck).

43. Probst R., Krause M. A Primary Standard for Angle Measurement. Proc. of the 2-nd Int. EUSPEN Conf. Turin, Italy, 2001, pp. 327–329.

44. Probst R., Wittekopf R., Krause M., Dangschat H., Ernst A. The new PTB angle comparator. *Measurement Science and Technology*, 1998, no. 9, pp. 1059–1066.

45. Sim P. J. Angle standards and their calibration. *Modern Techniques in Metrology*. Singapore, World Scientific, 1984, pp. 102–121.

46. Velikoseltsev A., Boronachin A., Tkachenko A., Schreiber K. U., Yankovsky A., Wells J.-P. R. On the Application of Fiber Optic Gyroscopes for Detection of Seismic Rotations. *Journal of Seismology*, 2012, vol. 16, no. 4, pp. 623–637.

47. Watanabe T., Fujimoto H., Nakayama K., Masuda T., Kajitani M. Automatic high precision calibration system for angle encoder. *Proc. of SPIE*, 2001, vol. 4401, pt. 1, pp. 267–274; 2003, vol. 5190, pt. 2, pp. 400–409.

DOI 10.21672/2074-1707.2019.48.4.164-175 УДК (621.396+004.2):621.317.75:621.372.8

СВЧ-ИЗМЕРИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ВЕКТОРНОГО ВОЛЬТМЕТРА В СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Статья поступила в редакцию 10.09.2019, в окончательном варианте – 26.11.2019.

Николаенко Артем Юрьевич, Саратовский государственный технический университет имени Ю.А. Гагарина, 410054, Российская Федерация, г. Саратов, ул. Политехническая, 77,

аспирант, e-mail: anikolaenkosstu@gmail.com

Львов Алексей Арленович, Саратовский государственный технический университет имени Ю.А. Гагарина, 410054, Российская Федерация, г. Саратов, ул. Политехническая, 77

доктор технических наук, профессор, e-mail: alvova@mail.ru

Юрков Николай Кондратьевич, Пензенский государственный университет, 440026, Российская Федерация, г. Пенза, ул. Красная, 40

доктор технических наук, профессор, e-mail: yurkov nk@mail.ru

Предложен новый подход к построению измерителя параметров приборов на CBЧ, основанный на применении многоканального векторного вольтметра. Предлагаемый измеритель можно с успехом использовать в качестве считывателя системы радиочастотной идентификации для повышения дальности действия считывателя. Обосновано использование выбранной структурной схемы измерителя-считывателя, когда в качестве измерительного блока используется комбинированный многополюсный рефлектометр, к измерительным выходам которого подсоединяются схемы понижения частоты измерения. В работе описаны разработанные алгоритмы проведения измерения и калибровки предлагаемого измерителя, оптимальные в смысле минимума среднего квадрата погрешностей измерения или калибровки соответственно. Важной особенностью предлагаемой процедуры калибровки является отсутствие прецизионных калибровочных эталонов отражения или передачи, что существенно упрощает и удешевляет измеритель. Приведены результаты имитационного моделирования процессов измерения и калибровки описанного измерителя, подтвердившие высокую эффективность его применения в качестве считывателя в системах радиочастотной идентификации.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, измеритель на СВЧ, считыватель, векторный вольтметр, многополюсный рефлектометр, многозондовая измерительная линия, блок понижения частоты, метод наименьших квадратов Графическая аннотация (Graphical annotation)



A MICROWAVE ANALYZER BASED ON THE MULTI-CHANNEL VECTOR VOLTMETER FOR RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION SYSTEMS

The article was received by the editorial board on 10.09.2019, in the final version -26.11.2019.

Nikolaenko Artem Yu., Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Polytekhnicheskaya St., Saratov, 410054, Russian Federation,

post-graduate student, e-mail: anikolaenkosstu@gmail.com

Lvov Alexey A., Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Polytekhnicheskaya St., Saratov, 410054, Russian Federation,

Doct. Sci. (Engineering), Professor, e-mail: alvova@mail.ru

Yurkov Nikolay K., Penza State University, 40 Krasnaya St., Penza, 440026, Russian Federation,

Doct. Sci. (Engineering), Professor, e-mail: yurkov_nk@mail.ru

A new approach to design and development of a microwave device parameter meter based on a multi-channel vector voltmeter is suggested in the paper. The proposed meter can be successfully used as a reader of the radio frequency identification system in order to increase its operation range. The use of the offered meter functional blockdiagram when a combined multi-port reflectometer with subsequent down conversion of the measuring frequency is used as the measurement unit. The paper describes the developed algorithms for measuring and calibrating the proposed meter, which are optimal in the sense of the minimum mean square error of measurement or calibration, respectively. An important feature of the proposed calibration procedure is the lack of precision calibration standards for reflection or transmission that simplifies and cheapens the meter drastically. The simulation results of measurement and calibration processes for the described meter are presented, which confirmed the high efficiency of its use as a reader in radio frequency identification systems.

Key words: radio frequency identification, microwave meter, reader, vector voltmeter, multi-port reflectometer, multi-probe transmission line reflectometer, frequency down conversion, least squares estimation

Введение. Радиочастотная идентификация (англ. Radio Frequency Identification, RFID или РЧИД) – технология автоматической идентификации объектов посредством радиосигналов. Основными компонентами РЧИД-системы являются транспондер (радиометка) и считывающее устройство (считыватель) [1, 6, 10, 11, 19, 20]. Радиометка закрепляется на объекте, который необходимо идентифицировать, и содержит в своей памяти уникальный номер. Основной функцией считывателя является извлечение информации радиометки.

Применение РЧИД-систем позволяет существенно повысить эффективность производственных процессов предприятия, снизить влияние человеческого фактора, увеличить скорость выполнения рутинных операций и достоверность результатов идентификации [1, 11, 19, 20].

К современным РЧИД-системам предъявляются жесткие требования по габаритам, низкой стоимости и большей дальности считывания радиометки. Предъявляемым требованиям наиболее полно соответствуют пассивные РЧИД-системы. Так, в радиометках пассивных РЧИД-систем отсутствует внутренний источник питания, что делает пассивную радиометку дешевой, компактной, надежной и долговечной. Кроме того, увеличение частоты работы пассивных РЧИД-систем приводит к еще большему снижению стоимости радиометки, уменьшению габаритов ее антенны, повышению скорости передачи информации и увеличению дальности считывания системы. Поэтому применение пассивных РЧИД-систем диапазона СВЧ представляется очень перспективным. В настоящее время наибольшее распространение, ввиду указанных преимуществ, получили радиометки, работающие на частотах 868 и 915 МГц.

Тем не менее пассивные РЧИД-системы имеют определенные ограничения. Так, пассивная радиометка передает информацию считывателю при помощи вариации нагрузки и модуляции обратного рассеяния, поскольку не имеет внутреннего источника питания. Дальность считывания такой радиометки не превышает десяти метров. Кроме того, так как передатчик и приемник считывателя во время идентификации радиометки работают одновременно, происходит проникание отраженного от антенны считывателя зондирующего сигнала в его приемную часть, что приводит к блокированию сигнала радиометки. Это является одной из основных проблем, которые ограничивают дальность считывания информации у пассивных РЧИД-систем.

Существующие решения данной проблемы [6, 12, 13] нельзя назвать вполне удачными, поскольку они или обеспечивают низкие параметры изоляции, или основаны на точном знании комплексного коэффициента отражения (ККО) антенны считывателя, который сильно зависит от параметров окружающей среды и может меняться, например, из-за изменения температуры, под влиянием факторов наличия металлических объектов или жидкостей вблизи антенны. Это существенно снижает дальность считывания радиометки и может являться источником ошибок идентификации. Поэтому необходимо предложить такое решение данной проблемы, которое обеспечит высокоточное измерение модуля и фазы слабого сигнала радиометки в условиях действия мощного мешающего сигнала и не зависит от факторов окружающей среды. Решение этой задачи и является целью настоящей статьи.

Считыватель РЧИД-системы на основе ААЦ. Предлагается новый подход к построению считывателя РЧИД-системы диапазона СВЧ, основанный на использовании автоматических анализаторов цепей (ААЦ) – приборов, которые традиционно применяются для измерения ККО электронных устройств и поверхностей [2, 8, 9].

В настоящее время для создания ААЦ применяются два широко известных метода: векторного вольтметра (ВВ) и многополюсного рефлектометра (МР) [2, 8]. Недостатками анализатора, основанного на ВВ, является сложность изготовления и его высокая стоимость. Данные ААЦ способны измерять ККО нагрузок при ослаблениях зондирующего сигнала, достигающих 80–100 дБ, но их стоимость на рынке достигает 100 тыс. долларов США, что делает их недоступными для РЧИД-систем. Главным недостатком метода МР является трудность калибровки измерителя, для проведения которой необходимы точно известные калибровочные эталоны отражения.

На основе проведенного в работе [17] анализа автоматических методов измерения на СВЧ можно сделать следующий вывод: ввиду указанных недостатков (прежде всего своей дороговизны) существующие ААЦ не могут быть успешно применены в считывателе РЧИД-системы. Действительно, для того чтобы технология РЧИД стала массовой и вовлеченной во многие сферы жизни и бизнеса, компоненты РЧИД-системы, в том числе и считыватель, должны быть доступными для потребителя.

Поэтому для применения в считывателе РЧИД-системы предлагается новый векторный измеритель параметров СВЧ-устройств [15], структурная схема которого представлена на рисунке 1.

В предлагаемом ААЦ выходы измерительных плеч комбинированного МР (КМР), состоящего из собственно МР и многозондовой измерительной линии (МИЛ) [16, 17], подключены к смесителям БПЧ. После понижения частоты аналоговые сигналы, пропорциональные откликам измерительных плеч МР, преобразуются в цифровую форму и вводятся в память компьютера с помощью платы сбора данных (ПСД). Вся последующая обработка измерительной информации производится в цифровой форме с использованием соответствующего математического обеспечения.



Рисунок 1 – Схема считывателя РЧИД-системы на основе многоканального ВВ: Г, ОГ – основной и опорный СВЧ-генераторы; *МР* – многополюсный рефлектометр; 1, 2, ..., *N* – измерительные плечи; *МИЛ* – многозондовая измерительная линия; 1, 2, ..., *L* – зонды МИЛ; *A* – антенна; *См* – смесители; *ПФ* – полосовые фильтры; *БПЧ* – блок понижения частоты; *ПСД* – плата сбора данных

Применение БПЧ позволяет получить линейную систему уравнений измерителя, которая связывает комплексную амплитуду отклика *j*-го измерительного плеча *u_j* с комплексными амплитудами зондирующего сигнала считывателя *a* и сигнала радиометки *b*:

$$u_j = A_j a + B_j b + \Xi_j, \quad (j = \overline{1, N}), \tag{1}$$

где A_j , B_j – комплексные коэффициенты передачи *j*-го канала (всего *N* измерительных каналов MP) для зондирующего сигнала считывателя и сигнала радиометки, соответственно, которые необходимо определить при калибровке; Ξ_j – комплексная ошибка измерения u_j .

Модель (1), за исключением ошибок измерения Ξ_j , является классической [2, 8]. Она учитывает все переотражения сигнала в СВЧ-тракте и с успехом используется во всех серийно выпускаемых ААЦ. В предлагаемом измерителе полосовые фильтры нужны только для устранения сигнала суммарной частоты основного и опорного генераторов. Неточность знания коэффициентов усиления смесителей и полосовых фильтров приводит только к изменению коэффициентов передачи A_j и B_j модели (1), которые будут учтены при калибровке измерителя. Кроме того, все переотражения сигнала, возникающие вследствие неоднородностей в СВЧ-тракте (таких как зонды, переходники, антенна), и переотражения от окружающих считыватель предметов, также учитываются в комплексных коэффициентах передачи каналов измерителя A_j и B_j [2, 8]. Сама процедура калибровки заключается именно в нахождении данных коэффициентов.

В предлагаемом измерителе (рис. 1) часть МР предназначена только для измерения сигналов a и b, а часть МИЛ – только для проведения калибровки части МР, которая состоит в определении комплексных коэффициентов передачи измерительных плеч МР A_j и B_j . Главное достоинство ААЦ на основе МР состоит в том, что эти коэффициенты учитывают все возможные переотражения сигналов a и b внутри МР [2, 17], а также различия в коэффициентах передачи и усиления смесителей и полосовых фильтров БПЧ. Алгоритм измерения параметров сигнала радиометки с помощью предлагаемого измерителя и алгоритм его калибровки представлены ниже.

Алгоритм измерения параметров сигнала радиометки. Алгоритм измерения заключается в нахождении оценки неизвестной комплексной амплитуды сигнала радиометки b по цифровым отсчетам измеренных напряжений на выходе ПСД. При этом на этапе измерения комплексные коэффициенты передачи A_j и B_j считаются известными, предполагается, что они найдены в процессе калибровки. Блок-схема алгоритма представлена на рисунке 2.



Рисунок 2 - Структурная схема алгоритма вычисления оценок комплексных амплитуд а и b

В соответствии со схемой, приведенной на рисунке 1, на первый вход смесителя БПЧ подается сигнал с измерительного выхода MP, а на второй – напряжение опорного генератора, следовательно, зависимость от времени сигнала $\upsilon_j(t)$ на выходе *j*-го смесителя имеет вид [4, 15]:

$$\upsilon_{j} = U_{mj} \left\{ \cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{j}\right) + \cos\left[(2\omega - \Delta\omega)t + \varphi_{j}\right] \right\} + c_{j},$$

где U_{mj} , φ_j – соответственно, неизвестные амплитуда и фаза СВЧ сигнала на выходе *j*-го смесителя; c_j – неизвестное постоянное смещение сигнала, обусловленное прямым понижением его частоты; ω – известная круговая частота зондирующего сигнала; $\Delta \omega$ – известная разность между круговыми частотами основного Γ и опорного ОГ генераторов. Полосовой фильтр выделяет только низкочастотную составляющую сигнала $v_j(t)$:

$$\vartheta_j(t) = U_j \cos(\Delta \omega t + \varphi_j) + c_j + \xi_j,$$

где $U_j = \beta U_{cj}$ – неизвестная амплитуда сигнала на выходе *j*-го ПФ; ξ_i – действительная погрешность измерения напряжения в *j*-м канале.

После понижения частоты действительные сигналы измерительных каналов преобразуются в цифровую форму в ПСД, образуя *N* последовательностей по *K* отсчетов в каждой:

$$\mathcal{P}_{j}(t_{k}) = \mathcal{P}_{jk} = U_{j} \cos\left(\Delta\omega k\tau + \varphi_{j}\right) + c_{j} + \xi_{jk}, \quad \left(k = \overline{1, K}\right), \tag{2}$$

где τ – период дискретизации сигнала; k – номер отсчета измеренного оцифрованного сигнала; ξ_{jk} – действительная ошибка k-го измерения в j-м канале.

Первый этап обработки данных ϑ_{jk} , полученных с измерительных каналов MP, заключается в оценивании на их основе комплексных амплитуд u_j .

После преобразования системы (2) и замены переменных:

$$\begin{cases} y_j = U_j \cos(\varphi_j), \\ z_j = U_j \sin(\varphi_j), \end{cases} \begin{cases} x_{1k} = \cos(\Delta \omega k \tau), \\ x_{2k} = -\sin(\Delta \omega k \tau), \\ x_{3k} = 1, \end{cases}$$
(3)

она приобретает следующий линейный вид:

$$v_{jk} = y_{j} x_{1k} + z_{j} x_{2k} + c_{j} x_{3k} + \xi_{jk} , \qquad (4)$$

Разность частот $\Delta \omega$ остается постоянной в течение всего периода измерения $K\tau$. Поэтому параметры $\Delta \omega$, x_{1k} и x_{2k} считаются известными. Ошибки ξ_{jk} обусловлены действием теплового шума согласующих усилителей ПСД, поэтому они адекватно описываются независимой выборкой нормального процесса с нулевым математическим ожиданием и неизвестной фиксированной дисперсией σ^2 . Параметры y_j , z_j и c_j модели (4) подлежат оценке, но интерес представляют только первые два из них.

Для оценки на основе проведенных наблюдений широко применяется метод максимального правдоподобия (ММП). Известно [3], что оценки неизвестных параметров, полученные по ММП, обладают свойствами асимптотической несмещенности, состоятельности и асимптотической эффективности. Более того, в случае распределения ошибок модели по нормальному закону оценки ММП совпадают с оценками метода наименьших квадратов (МНК). Это значит, что алгоритм, основанный на ММП, будет оптимальным в смысле минимума среднего квадрата ошибки оценивания.

Решение системы (4) относительно y_j , z_j и c_j по ММП имеет вид [3, 4]:

$$\mathbf{R}_{j} = \left(\mathbf{X}^{T} \mathbf{X}\right)^{-1} \left(\mathbf{X}^{T} \mathbf{V}_{j}\right), \tag{5}$$

где $\mathbf{R}_{j} = (\hat{y}_{j}, \hat{z}_{j}, \hat{c}_{j})^{T}$ – вектор соответствующих оценок; $\mathbf{V}_{j} = (v_{j1}, ..., v_{jK})^{T}$ – вектор, состоящий из *K* отсчетов напряжения в *j*-м канале; **X** – матрица, состоящая из величин x_{qk} (3).

Из выражений (3) следует, что y_j и z_j – действительные и мнимые части комплексных амплитуд u_j : $\hat{u}_j = U_j \exp \left\{ i \varphi_j \right\} = \hat{y}_j + i \cdot \hat{z}_j$. (6)

Вторая часть алгоритма заключается в оценивании неизвестных комплексных амплитуд сигналов a и b по ММП аналогично первому этапу. Для этого найденные оценки \hat{u}_j нужно подставить в (1). Для простоты система из N комплексных уравнений преобразована в эквивалентную систему из 2N действительных уравнений:

$$\hat{y}_{j} = \operatorname{Re}(A_{j})\operatorname{Re}(a) - \operatorname{Im}(A_{j})\operatorname{Im}(a) + \operatorname{Re}(B_{j})\operatorname{Re}(b) - \operatorname{Im}(B_{j})\operatorname{Im}(b) + \operatorname{Re}(\Xi_{j}),$$

$$\hat{z}_{j} = \operatorname{Im}(A_{j})\operatorname{Re}(a) + \operatorname{Re}(A_{j})\operatorname{Im}(a) + \operatorname{Re}(B_{j})\operatorname{Re}(b) + \operatorname{Re}(B_{j})\operatorname{Im}(b) + \operatorname{Im}(\Xi_{j}).$$
(7)

Поскольку составляющие y_j и z_j зависимы, система (7) решается в соответствии со взвешенным МНК [3]:

$$\hat{\mathbf{T}} = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H}\right)^{-1} \left(\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{Z}\right),\tag{8}$$

где $T = [\text{Re}(a), \text{Im}(a), \text{Re}(b), \text{Im}(b)]^T$ – вектор неизвестных параметров, подлежащих оценке; $\mathbf{Z} = (\hat{y}_1, \hat{z}_1, \mathbf{K}, \hat{y}_N, \hat{z}_N)^T$ – вектор действительных и мнимых частей оценок комплексных амплитуд $u_j; \mathbf{H} \in W$ – матрица коэффициентов передачи измерительных каналов многополюсника и диагональная весовая матрица ковариаций вектора \mathbf{Z} , соответственно:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(A_1) & -\operatorname{Im}(A_1) & \operatorname{Re}(B_1) & -\operatorname{Im}(B_1) \\ \operatorname{Im}(A_1) & \operatorname{Re}(A_1) & \operatorname{Im}(B_1) & \operatorname{Re}(B_1) \\ M & M & M \\ \operatorname{Re}(A_N) & -\operatorname{Im}(A_N) & \operatorname{Re}(B_N) & -\operatorname{Im}(B_N) \\ \operatorname{Im}(A_N) & \operatorname{Re}(A_N) & \operatorname{Im}(B_N) & \operatorname{Re}(B_N) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{W} = \operatorname{diag}(\mathbf{C}, \mathbf{C}, \dots, \mathbf{C});$$

где **С** – ковариационная матрица (3×3) векторов $\hat{\mathbf{u}}_{i}$.

Таким образом, при оценивании параметров сигнала радиометки b на первом этапе по ММП вычисляются оценки комплексных амплитуд u_i , а на втором – на основе этих оценок вычисляются оценки неизвестных действительной и мнимой частей сигнала радиометки.

Разработанный алгоритм измерения комплексной амплитуды сигнала радиометки с помощью ААЦ на основе КМР с прямым понижением частоты измерения позволяет создавать высокоточные РЧИД-считыватели. Высокая точность измерений достигается за счет линейности всех операций алгоритма. Кроме того, увеличенное число измерительных каналов позволяет уменьшить случайные ошибки измерения.

Алгоритм калибровки считывателя на основе многоканального векторного вольтметра. Работа ААЦ на базе МР основана на предварительном определении значений констант A_j и B_j , входящих в модель (1), с помощью калибровочных процедур. Существующие алгоритмы калибровки ВВ основаны на подключении к измерителю эталонных нагрузок с точно известными ККО [8] и решении системы (1) относительно коэффициентов A_j и B_j .

Но если ККО нагрузок будут известны неточно, такая процедура калибровки будет приводить к систематическим погрешностям измерений. Поэтому ниже описывается новый алгоритм калибровки предлагаемого измерителя, который позволяет избавиться от систематических погрешностей параметров отражения калибровочных нагрузок, поскольку не предполагает точного знания их ККО.

Сам термин «набор калибровочных нагрузок» здесь используется в том смысле, что для

решения системы калибровочных уравнений КМР требуется несколько нагрузок с неизвестными параметрами отражения для формирования избыточной системы уравнений, из которой будут вычислены искомые калибровочные константы МР.

На этапе калибровки единственно точно известным параметром считается длина волны зондирующего сигнала. В этом случае «набор калибровочных нагрузок» при использовании предлагаемого измерителя в считывателе РЧИД-системы имитирует сама пассивная радиометка, поскольку для передачи информации считывателю модулирует нагрузку своей антенны.

Описываемый алгоритм калибровки КМР с понижением частоты измерения основан на результатах работы [7] и тоже состоит из двух этапов. Блок-схема алгоритма представлена на рисунке 3. Первый этап заключается в оценивании коэффициентов передачи МИЛ и параллельном оценивании ККО используемых «калибровочных нагрузок», а на втором этапе найденные оценки ККО нагрузок подставляются в систему (1), которая решается относительно коэффициентов передачи измерительных плеч МР A_i и B_i по измеренным значениям напряжений на выходах БПЧ.



Рисунок 3 - Структурная схема алгоритма вычисления оценок комплексных коэффициентов передачи А и В

В соответствии со схемой, приведенной на рисунке 1, математическая модель МИЛ с последующим понижением частоты измерения описывается следующей системой уравнений [17]:

$$y_{jm} = \alpha_j \cos \psi_j a_m \cos \phi_m + \alpha_j \sin \psi_j a_m \sin \phi_m + + \alpha_j \cos \psi_j a_m \rho_m \cos(\phi_m - \phi_m) - \alpha_j \sin \psi_j a_m \rho_m \sin(\phi_m - \phi_m) + \operatorname{Re}(\Xi_{jm}), z_{jm} = -\alpha_j \sin \psi_j a_m \cos \phi_m + \alpha_j \cos \psi_j a_m \sin \phi_m + + \alpha_j \sin \psi_j a_m \rho_m \cos(\phi_m - \phi_m) + \alpha_j \cos \psi_j a_m \rho_m \sin(\phi_m - \phi_m) + \operatorname{Im}(\Xi_{jm}),$$
(9)

где y_{jm} и z_{jm} – действительные и мнимые части соответствующих комплексных амплитуд u_{jm} на выходе *j*-го канала $(j = \overline{1, L})$ при *m*-й нагрузке $(m = \overline{1, M})$; L – число каналов МИЛ; α_j – коэффициент передачи *j*-го зонда; a_m , ϕ_m – соответственно, модуль и аргумент комплексной амплитуды зондирующего сигнала при *m*-й нагрузке; ρ_m , ϕ_m – соответственно, модуль и фаза ККО *m*-й нагрузки; $\psi_j = 2\pi d_j \Lambda$, d_j – расстояние от условной опорной плоскости до *j*-го зонда, λ – длина волны в тракте МИЛ; Re(ξ_{jm}), Im(ξ_{jm}) – действительная и мнимая части погрешности измерения напряжения на выходе *j*-го канала при *m*-й нагрузке; M – число калибровочных нагрузок. В (9) только расстояния d_j и длина волны λ считаются точно известными, остальные параметры подлежат оценке путем решения этой системы.

Основная идея предлагаемого алгоритма калибровки рассматриваемого векторного измерителя заключается в первоначальной оценке амплитуд a_m и b_m , используя только сигналы с измерительных

плеч со слабой связью, для которых справедлива модель МИЛ (9). После замены переменных:

$$\begin{cases} s_{j1} = \alpha_{j} \cos \psi_{j}, \\ s_{j2} = \alpha_{j} \sin \psi_{j}, \\ s_{j3} = \alpha_{j} \cos \psi_{j}, \\ s_{j4} = -\alpha_{j} \sin \psi_{j}, \end{cases} \begin{cases} t_{j1} = -\alpha_{j} \sin \psi_{j}, \\ t_{j2} = \alpha_{j} \cos \psi_{j}, \\ t_{j3} = \alpha_{j} \sin \psi_{j}, \\ t_{j4} = \alpha_{j} \cos \psi_{j}, \end{cases}$$
(10)
$$\begin{cases} q_{1m} = a_{m} \cos \phi_{m}, \\ q_{2m} = a_{m} \sin \phi_{m}, \\ q_{3m} = a_{m} \rho_{m} \cos(\phi_{m} - \phi_{m}), \\ q_{4m} = a_{m} \rho_{m} \sin(\phi_{m} - \phi_{m}), \end{cases}$$
(11)

можно [17] записать следующую матричную форму системы (9):

$$\mathbf{U} = \mathbf{X}\mathbf{Q} + \mathbf{\Xi},\tag{12}$$

171

где U – матрица (2 $L \times M$), составленная из величин y_{jm} и z_{jm} ; Ξ – матрица (2 $L \times M$), составленная из величин Re(ξ_{jm}), Im(ξ_{jm}); X – матрица (2 $L \times 4$), содержащая коэффициенты модели; Q – матрица (4 $\times M$), содержащая параметры зондирующего сигнала и сигнала радиометки.

В работе [16] показано, что решение избыточной системы нелинейных уравнений (12) можно получить по ММП в следующем виде:

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}\mathbf{S}^{-1}, \ \mathbf{Q} = \mathbf{S}\mathbf{M}\mathbf{V}^T, \tag{13}$$

где W – матрица (2L×4), составленная из собственных векторов матрицы UUT, соответствующих четырем ее собственным значениям; V – матрица (M×4), составленная из собственных векторов матрицы UTU, соответствующих четырем ее собственным значениям; S – матрица размера (4×4), содержащая неизвестные коэффициенты разложения; M=diag{µ1,µ2,µ3,µ4} – диагональная матрица, состоящая из сингулярных чисел матрицы U.

Коэффициенты передачи α_j , $|A_n|$ и $|B_n|$ – относительные величины, поэтому коэффициент передачи одного из зондов может быть положен равным единице, а остальные (*N*+*L*-*1*) будут рассчитываться относительно него.

На основе проведенных рассуждений и из системы (13) можно определить элементы матрицы **W**. Оценки элементов матриц **X** и **Q** также могут быть вычислены из (13). Оценки неизвестных величин $s_{j\mu}$, $t_{j\mu}$ и $q_{\mu m}$, полученные в результате решения уравнений (12) по ММП, являются оценками максимального правдоподобия и обладают всеми их оптимальными свойствами. Подставив эти значения оценок в (11), можно рассчитать оценки ККО используемых при калибровке нагрузок и параметров зондирующего сигнала и сигнала радиометки в случае, если количество датчиков МИЛ не менее трех (L = 3).

Для вычисления оценок коэффициентов передачи измерительных каналов MP A_j и B_j найденные оценки параметров зондирующего сигнала и сигнала радиометки подставляются в (7)–(9), Однако в этом случае известными величинами будут считаться комплексные амплитуды волн a_m и b_m , а неизвестными коэффициенты передачи A_j и B_j , относительно которых должна быть решена система (7).

Несмотря на то, что оценки параметров сигнала радиометки находятся с помощью МИЛ, измерять параметры данного сигнала лучше с помощью МР, а МИЛ использовать только для его калибровки, поскольку отношение сигнал/шум на выходах измерительных зондов МИЛ меньше, чем у датчиков МР, что приводит к увеличению времени накопления информации для достижения необходимой точности.

Предлагаемый алгоритм калибровки измерителя позволяет существенно снизить влияние систематических погрешностей, обусловленных неточностью знания параметров отражения используемых «калибровочных нагрузок», в качестве которых взята антенна радиометки, модулирующая отраженный от нее сигнал. Калибровка считывателя может выполняться во время проведения измерений. Комплексные коэффициенты передачи A_j и B_j , найденные при калибровке, учитывают все погрешности, которые вносят смесители и полосовые фильтры БПЧ. Более того, коэффициенты передачи также учитывают переотражения зондирующего и отраженного от радиометки сигналов внутри КМР, в том числе отражение зондирующего сигнала от антенны считывателя.

Существует еще один резерв повышения точности измерения, основанный на надлежащем выборе положения измерительных датчиков КМР внутри его тракта. Это позволяет конструировать достаточно простые в изготовлении считыватели. Если воспользоваться результатами работы [14], то СВЧ-тракт многополюсника можно выполнить в виде отрезка микроволнового тракта регулярного поперечного сечения, а измерительные датчики расположить вдоль его центральной продольной оси на расстояниях $\Delta d = r\pi/(N\omega_0)$ (ω_0 – частота зондирующего сигнала считывателя, r – целое число, не кратное N/2, N – число измерительных каналов MP). Тогда датчики многополюсника будут расположены в соответствии с D-оптимальным планом эксперимента [14], что делает матрицу $\mathbf{H}^T \mathbf{W} \mathbf{H}$ из выражения (8) близкой к диагональному виду. В этом случае эллипсоид ошибок оценок комплексных амплитуд сигналов a и b, определяемый данной матрицей, будет иметь минимальный объем [16], поэтому вычисления будут проводиться с максимальной точностью.

Тем не менее ошибки расположения зондов приводят к погрешностям измерения фазы сигнала в СВЧ-тракте. Этот вопрос подробно рассматривался в работах [5, 18], где исследовались погрешности оценивания неизвестных параметров в (9) от неопределенностей знания длины волны в тракте и расположения зондов в линии. Из результатов этих работ следует, что данный источник погрешностей практически не влияет на точность калибровки, если СВЧ-тракт МР и МИЛ реализован по микрополосковой технологии, когда методом фотолитографии зонды устанавливаются с точностью порядка единиц микрон.

Результаты моделирования считывателя на основе многоканального векторного вольтметра. Для исследования точности измерения, характеризуемой средней квадратичной ошибкой в зависимости от отношения сигнал/шум на выходах измерительных плеч ААЦ, было проведено имитационное моделирование процессов калибровки и измерения с помощью описанного векторного измерителя с четырьмя датчиками МР и тремя зондами МИЛ. При моделировании учитывались возможные погрешности расположения зондов в МИЛ, характерные для микрополосков. Параметры комплексных коэффициентов передачи измерительных плеч A_j и B_j определялись в процессе калибровки измерителя. Моделирование проводилось для различных значений коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВн) нагрузки антенны исследуемой радиометки. На рисунке 3 приведены зависимости дисперсии погрешности оценивания модуля и фазы ККО нагрузки антенны радиометки от отношения сигнал/шум на выходе датчиков для различных значений КСВн измеряемых нагрузок.

Из линейного вида графиков, представленных на рисунке 4 в логарифмическом масштабе, следует, что увеличение отношения сигнал/шум приводит к соответствующему пропорциональному повышению точности (снижению погрешностей оценивания), то есть отсутствуют погрешности, связанные с неточным знанием ККО калибровочных нагрузок. Поэтому у ВВ с комбинированной схемой МР и МИЛ эти систематические погрешности перестают быть основными, поскольку алгоритм калибровки не предполагает их точного знания.



Рисунок 3 – Зависимость дисперсии погрешности оценивания модуля (толстые кривые) и фазы (тонкие кривые) ККО от отношения сигнал/шум по мощности

Также было проведено моделирование процессов измерения и калибровки считывателя РЧИД-системы в случае модуляции отраженного от антенны радиометки сигнала методом квадратичных амплитуд (QAM 64). На рисунке 5 представлены сигнальные созвездия QAM 64, полученные для различных отношений сигнал/шум по мощности на выходах измерительных плеч КМР (20 дБ, 30 дБ).

Из-за наличия шума в моделях (2), (9) звездная диаграмма рассеяния имеет вид пятен, расположенных в точках используемого сигнального созвездия. Уменьшение отношения сигнал/шум приводит к более расплывчатому образу точки, а в дальнейшем к перекрытию образов. Но даже в случае отношения сигнал/шум 20 дБ происходит надежное детектирование искаженного образа сигнала.



Рисунок 4 – Сигнальные созвездия QAM 64 при различных отношениях сигнал/шум (SNR) по мощности [дБ]

Заключение. Предлагаемый подход к построению считывателя РЧИД-системы, в совокупности с разработанными оптимальными алгоритмами обработки информации, позволяет с высокой точностью оценивать модуль и фазу сигнала пассивной радиометки, работающей в диапазоне СВЧ (например, на частоте 868 МГц). Данный подход не предполагает компенсации мешающего сигнала, поскольку учитывает его на этапе калибровки измерителя, которая может проводиться во время проведения измерений параметров сигнала радиометки, и не зависит от факторов окружающей среды: изменения температуры, наличия вблизи антенны считывателя жидкостей или металлических объектов.

Таким образом, можно достичь увеличения дальности считывания РЧИД-систем без применения методов компенсации мешающего сигнала, что, в совокупности с дешевизной производства и простотой конструкции предлагаемого измерителя, делает возможным применение данного считывателя в современных пассивных РЧИД-системах диапазона СВЧ.

Библиографический список

1. Григорьева А. Тенденции развития RFID технологии: обзор мирового и российского рынка / А. Григорьева // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2016. – № 4. – С. 44–49.

2. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – Москва : Радио и связь, 1987. – 432 с.

3. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений / Ю. В. Линник. – Москва : ГИФМЛ, 1958. – 334 с.

4. Львов А. А. Оптимальное оценивание параметров СВЧ-цепей с помощью автоматических анализаторов цепей. Алгоритмы обработки наблюдаемых данных / А. А. Львов, В. П. Мещанов, М. С. Светлов, А. Ю. Николаенко // Радиотехника. – 2018. – № 8. – С. 147–154.

5. Львов А. А. Статистический анализ точностных характеристик метода многозондовой измерительной линии / А. А. Львов, А. А. Моржаков, А. В. Жуков // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1990. – Вып. 1 (425). – С. 50–57.

6. Мучкаев А. С. Пассивные УВЧ- и СВЧ-системы радиочастотной идентификации: архитектура и тенденции / А. С. Мучкаев // Проблемы информатики. – 2009. – Вып. 1 (2). – С. 68–74.

7. Николаенко А. Ю. Калибровка комбинированного многополюсного рефлектометра в системах радиочастотной идентификации / А. Ю. Николаенко, А. А. Львов, П. А. Львов // Антенны. – 2017.– № 8. – С. 17–22.

8. Рейзенкинд Я. А. Состояние и перспективы развития методов измерения параметров двухполюсников и четырехполюсников на СВЧ / Я. А. Рейзенкинд, В. А. Следков // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – № °8. – С. 30–60.

9. Энген Г. Ф. Успехи в области СВЧ измерений / Г. Ф. Энген // ТИИЭР. – 1978. – № 4 (66). – С. 8–20.

10. Finkenzeller K. RFID Handbook-Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication / K. Finkenzeller. – 3d ed. – John Wiley & Sons, 2010. – 462 p.

11. Islam M. Software Defined Radio for RFID Application / M. Islam, M. A. Hannan, S. A. Samad, A. Hussain // Proc. of the World Congress on Engineering and Computer Science. – San Francisco, USA, 2009. – Vol. I. – P. 1–4.

12. Kim W.-K. A Passive Circulator for RFID Application with High Isolation Using a Directional Coupler / W.-K. Kim, M.-Q. Lee, J.-H. Kim, H-S. Lim, J. W. Yu, Jang B.-J., Park J. // Proc. of the 36-th European Microwave Conf. – Manchester, UK, 2006. – P. 196–199.

13. Lee J. A UHF Mobile RFID Reader IC with Self-Leakage Canceller / J. Lee, J. Choi, K. H. Lee, B. Kim, M. Jeong, Y. Cho, H. Yoo, K. Yang, S. Kim, S.-M. Moon, J.-Y. Lee, S. Park, W. Kong, J. Kim, T.-J. Lee, B.-E. Kim, B.-K. Ko // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. – Honolulu, USA : IEEE, 2007. – P. 273–276.

14. L'vov A. A. Statistical Approach to Measurements with Microwave Multi-port Reflectometer and Optimization of Its Construction / A. A. L'vov, R. V. Geranin, N. Semezhev, P. A. L'vov // Proc. of 14th Conf. on Microwave Techniques. – Pardubice, Czech Republic: IEEE, 2015. – P. 179–183.

15. L'vov A. A. A Novel Vector Network Analyzer Using Combined Multi-port Reflectometer / A. A. L'vov, A. Y. Nikolaenko, P. A. L'vov // Proc. of 14th Conf. on Microwave Techniques. – Pardubice, Czech Republic : IEEE, 2015. – P. 183–186.

16. L'vov A. A. A method of calibrating an automatic multiprobe measurement line / A. A. L'vov, K. V. Semenov // Measurement Techniques. – 1999. – Vol. 42, iss. 4. – P. 357–365.

17. Nikolaenko A. Yu. Analysis of Modern Techniques for Automatic Measurements in Microwaves / A. Yu. Nikolaenko, A. A. L'vov, P. A. L'vov, V. V. Komarov, S. P. Ivzhenko // Proc. of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. – St. Petersburg : IEEE, 2017. – P. 960–964.

18. Solopekina A. A. Calculation of measurement uncertainties of multi-port transmission line reflectometer / A. A. Solopekina, A. A. L'vov, N. Semezhev // Proc. of the 2014 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering. – Saratov, Russia : IEEE, 2014. – P. 356–362. – DOI: 10.1109/APEDE.2014.6958776.

19. Tan J. A RFID Architecture Built in Production and Manufacturing Fields / J. Tan, H. Wang, D. Li, Q. Wang // 3rd Int. Conf. on Convergence and Hybrid Information Technology. – Busan, South Korea : IEEE, 2008. – Vol. 1. –P. 1118–1120.

20. Wang J. RFID Assisted Object Tracking for Automating Manufacturing Assembly Lines / J. Wang, Z. Luo, E. C. Wong, C. J. Tan // IEEE Int. Conf. on e-Business Engineering. – Hong Kong, China : IEEE, 2007. – P. 48–53.

References

1. Grigoreva A. Tendentsii razvitiya RFID-tehnologiy: obzor mirovogo i rossiyskogo rynka [RFID technology development trends: a review of the global and Russian market]. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes* [Electronics: science, technology, business], 2016, no. 4, pp. 44–49.

2. Gupta K., Garg R., Chadha R. *Mashinnoe proektirovanie SVCh ustroystv* [Computer Aided Design of Microwave Circuits]. Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1987. – 432 p.

3. Linnik Yu. V. *Metod naimenshikh kvadratov i osnovy teorii obrabotki nablyudeniy* [Least Squares Method and the Basics of Observed Data Processing Theory]. Moscow, GIFML Publ., 1958. 334 p.

4. Lvov A. A., Meshchanov V. P., Svetlov M. S., Nikolaenko A. Yu. Optimalnoe otsenivanie parametrov SVCh-tsepey s pomoschyu avtomaticheskih analizatorov tsepey. Algoritmy obrabotki nablyudaemykh dannykh [Optimal Estimation of Microwave Parameters Using the Automatic Network Analyzers. Processing Algorithms of Measured Data]. *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2018, no. 8, pp. 147–154.

5. Lvov A. A., Morzhakov A. A., Zhukov A. V. Statisticheskiy analiz tochnostnykh kharakteristik metoda mnogozondovoy izmeritelnoy linii [Statistical analysis of the accuracy characteristics of the multi-probe measuring line method]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1. Elektronika SVCh* [Electronic Engineering. Series 1. Microwave electronics], 1990, iss. 1 (425), pp. 50–57.

6. Moutchkaev A. S. Passivnye UVCh- i SVCh-sistemy radiochastotnoy identifikatsii: arhitektura i tendentsii [Passive UHF and microwave RFID systems: architecture and trends]. *Problemy informatiki* [Computer Science Issues], 2009, iss. 1 (2), pp. 68–74.

7. Nikolaenko A. Yu., Lvov A. A., Lvov P. A. Kalibrovka kombinirovannogo mnogopolyusnogo reflectometra v systemakh radiochastotnoy identifikatsii [Calibration of a Combined Multiport Reflectometer in Radio Frequency Identification Systems]. *Antenny* [Antennas], 2017, no. 8, pp. 17–22.

8. Reyzenkind Ya. A., Sledkov V. A. Sostoyanie i perspektivy razvitiya metodov izmereniya parametrov dvukhpolyusnikov i chetyrekhpolyusikov na SVCh [State and prospects of methods development for measuring the parameters of microwave loads and two-ports]. *Zarubezhnaya elektronika* [Foreign Electronics], 1988, no.°8, pp. 30–60.

9. Engen G. F. Uspekhi v oblasti SVCh izmereniy [Advances in Microwave Measurement]. *Trudy IIER* [Proc. of IEEE], 1978, no. 4 (66), pp. 8–20.

10. Finkenzeller K. RFID Handbook-Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication. 3rd ed. John Wiley & Sons, 2010. 462 p.

11. Islam M., Hannan M. A., Samad S. A., Hussain A. Software Defined Radio for RFID Application. Proc. of the World Congress on Engineering and Computer Science. San Francisco, USA, 2009, vol. I, pp. 1–4.

12. Kim W.-K., Lee M.-Q., Kim J.-H., Lim H-S., Yu J. W., Jang B.-J., Park J. A Passive Circulator for RFID Application with High Isolation Using a Directional Coupler. *Proc. of the 36-th European Microwave Conf*, Manchester, UK, 2006, pp. 196–199.

13. Lee J., Choi J., Lee K. H., Kim B., Jeong M., Cho Y., Yoo H., Yang K., Kim S., Moon S.-M., Lee J.-Y., Park S. Kong W., Kim J., Lee T.-J., Kim B.-E., Ko B.-K. A UHF Mobile RFID Reader IC with Self-Leakage Canceller. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.* Honolulu, USA, IEEE, 2007, pp. 273–276.

14. L'vov A. A., Geranin R. V., Semezhev N., L'vov P.A. Statistical Approach to Measurements with Microwave Multi-port Reflectometer and Optimization of Its Construction. *Proc. of 14th Conf. on Microwave Techniques*. Pardubice, Czech Republic, IEEE, 2015, pp. 179–183.

15. L'vov A. A., Nikolaenko A. Y., L'vov P. A. A Novel Vector Network Analyzer Using Combined Multi-port Reflectometer. *Proc. of 14th Conf. on Microwave Techniques*. Pardubice, Czech Republic, IEEE, 2015, pp. 183–186.

16. L'vov A. A., Semenov K. V. A method of calibrating an automatic multiprobe measurement line. *Measurement Techniques*, 1999, vol. 42, iss. 4, pp. 357–365.

17. Nikolaenko A. Yu., L'vov A. A., L'vov P. A., Komarov V. V., Ivzhenko S. P. Analysis of Modern Techniques for Automatic Measurements in Microwaves. *Proc. of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf.* St. Petersburg, IEEE, 2017, pp. 960–964.

18. Solopekina A. A., L'vov, A. A., Semezhev N. Calculation of measurement uncertainties of multi-port transmission line reflectometer. *Proc. of the 2014 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering.* Saratov, Russia, IEEE, 2014, pp. 356–362. DOI: 10.1109/APEDE.2014.6958776

19. Tan J., Wang H., Li D., Wang Q. A RFID Architecture Built in Production and Manufacturing Fields. *3rd Int. Conf. on Convergence and Hybrid Information Technology*. Busan, South Korea, IEEE, 2008, vol. 1, pp. 1118–1120.

20. Wang J., Luo Z., Wong, E. C., Tan C. J. RFID Assisted Object Tracking for Automating Manufacturing Assembly Lines. *IEEE Int. Conf. on e-Business Engineering*. Hong Kong, China, IEEE, 2007, pp. 48–53.