

Выводы. Предложена статистическая модель пирометрического сигнала от объектов с ограниченной скоростью изменения температуры для широкого круга задач пирометрического контроля, реализующая методы оптимальной фильтрации для снижения погрешности измерений. Получены выражения для расчета коэффициентов импульсной характеристики оптимального цифрового нерекурсивного фильтра, минимизирующего дисперсию погрешности воспроизведения пирометрического сигнала при аддитивном воздействии нормального белого шума.

Л и т е р а т у р а

1. **Диомидов Б. Б., Литовченко Н. В.** Прокатное производство. М.: Металлургия, 1979.
2. **Ильин С. И., Корягин Ю. Д.** Технология термической обработки сталей. Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ, 2009.
3. **СО 153-34.17.459—2003.** Инструкция по восстановительной термической обработке элементов теплоэнергетического оборудования.

4. **Мазурин О. В., Белоусов Ю. Л.** Отжиг и закалка стекла. М.: Изд. МИСИ и БТИСМ, 1984.
5. **Тихонов В. И., Миронов М. А.** Марковские процессы. М.: Сов. радио, 1977.
6. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.
7. **Зюко А. Г.** Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972.
8. **Свет Д. Я.** Оптические методы измерения истинных температур. М.: Наука, 1982.
9. **Румшиский Л. С.** Элементы теории вероятностей. М.: Наука, 1970.
10. **Рабинер Л. Р., Шафер Р. В.** Цифровая обработка речевых сигналов / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1981.
11. **Бушнев Д. В., Романов А. В.** Теоретические основы цифровой обработки сигналов. Воронеж: Изд-во Воронеж. гос. техн. ун-та, 2005.

Дата принятия 25.09.2014 г.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.317.7

Подход к построению универсальных преобразователей параметров многоэлементных двухполюсников

Д. А. БОБЫЛЕВ, Л. П. БОРОВСКИХ

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва, Россия,
e-mail: da-bobylev@mail.ru; borovski@ipu.ru

Рассмотрены современные принципы построения и предложена оптимальная структура преобразователей параметров многоэлементных двухполюсников. Дано сравнение импульсных и частотных методов измерения указанных параметров, описан универсальный алгоритм их вычисления по данным измерений.

Ключевые слова: многоэлементный двухполюсник, частотные и импульсные методы, фазочувствительное преобразование.

The modern construction principles for converters of multielement one-ports parameters are considered and the optimal conversion structure has been suggested. The pulse and frequency measuring methods are compared. The universal algorithm for computation of parameters by measurements data is described.

Key words: multielement one-port, frequency and pulse methods, phase-sensitive transformation.

Круг научно-технических задач, требующих измерений параметров многоэлементных двухполюсников (ПМД), довольно широк. Примерами могут служить преобразование параметров датчиков, контроль параметров элементов и устройств в процессе их производства или функционирования, исследование физико-химических процессов и др. [1].

Еще до начала компьютеризации измерительной техники были разработаны различные методы и средства преобразования ПМД, предложены соответствующие классификации. Большинство методов носит узкоспециализированный характер и нацелено на решение конкретных научно-

технических задач. Они или предназначены для измерений ПМД одной или нескольких конкретных схем замещения, или диапазоны измеряемых параметров сильно ограничивают их возможности. На каждом этапе компьютеризации ее возможности, первоначально ограниченные, адаптировались к уже сложившейся системе методов и средств измерений (СИ) параметров комплексных величин без кардинального изменения основных аспектов данной проблемы.

В настоящее время широкое применение современных средств вычислительной техники и развитие элементной базы позволяют создать универсальные СИ ПМД, основан-

ные на наиболее универсальных и перспективных методах исследований и измерений параметров объектов со схемами замещения в виде многоэлементных двухполюсников.

Основы рассматриваемого подхода. Под универсальностью метода будем понимать возможность измерения параметров широкого класса объектов исследования (ОИ) с максимально унифицированными аппаратной и вычислительной частями. Универсальность предполагает не только многообразие схем замещения ОИ, но и широкий диапазон измеряемых параметров и соотношений между ними. Кроме того, необходима высокая помехозащищенность преобразования, что особенно актуально при малом уровне тестового сигнала, воздействующего на ОИ.

Известно, что линейный двухполюсник полностью описывается импульсной характеристикой $x(t, \mathbf{q})$, где $\mathbf{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)$ — вектор ПМД, связывающей уравнением свертки протекающий ток $i(t)$ и падение напряжения $u(t)$. Применение преобразования Лапласа или Фурье позволяет воспользоваться более удобной формой описания двухполюсника: операторным сопротивлением (проводимостью) $H(p, \mathbf{q}) \Leftrightarrow x(t, \mathbf{q})$ или иммитансом $H(j\omega, \mathbf{q}) \Leftrightarrow x(t, \mathbf{q})$ — комплексным сопротивлением (проводимостью). Для преобразования ПМД необходимо реализовать некоторую совокупность в общем случае достаточно сложных математических преобразований указанных величин техническими средствами (аналоговыми и цифровыми) с целью определения параметров q_i .

Поскольку иммитанс линейного двухполюсника представляет дробно-рациональную функцию, то определение ее коэффициентов вполне естественно сделать универсальной составляющей преобразования ПМД, поскольку преобразование вектора коэффициентов в вектор $\mathbf{q}$, индивидуальное для каждой конкретной схемы замещения, не представляет особой сложности.

Несмотря на то, что преобразование ПМД — сравнительно сложная в математическом плане задача, в ряде достаточно простых случаев ее можно решить путем исключительно аналоговых преобразований. Традиция широкого использования аналоговых преобразований во многом сохраняется параллельно с применением современных средств цифровой вычислительной техники. Однако учитывая, что аналоговые преобразователи служат основными источниками погрешностей, число аналоговых преобразований должно быть сокращено до минимального (рис. 1). К ним относятся преобразование пассивной величины $x(t, \mathbf{q})$ (а также $H(p, \mathbf{q})$ и $H(j\omega, \mathbf{q})$) в активную ППА, т. е. воспроизведение посредством тестового воздействия (ТВ) одного или нескольких сигналов $u_n(t)$, зависящих от исследуемой пассивной величины.

Эту функцию выполняет измерительная цепь — четырехполюсник или многополюсник, содержащий ОИ и, как минимум, один рабочий эталон.

Следующий необходимый этап преобразования ПМД, также выполняемый в аналоговой форме, — преобразование вектор — скаляр ПВС, т. е. преобразование сигналов $u_n(t)$ в массивы значений $v_n[i]$ определенного числа линейных функционалов. Такую процедуру можно аналитически выразить через скалярное произведение исследуемого $u_n(t)$ и некоторого образцового $g_i(t)$ сигналов длительности T [2]:

$$v_n[i] = \int_0^T u_n(t) g_i(t) dt.$$

Она эквивалентна преобразованию сигнала линейным фильтром с амплитудно-частотной характеристикой $|G_i(f)|$, где $G_i(f)$ — преобразование Фурье сигнала $g_i(t)$, и позволяет обеспечить требуемую помехоустойчивость на стадии получения массивов скаляров $v_n[i]$. Для этой цели используются емкостной аналоговый интегратор или в предельном случае, когда функционалы представляют мгновенные значения сигналов, устройство выборки и хранения.

Последним этапом, содержащим аналоговые преобразования, должно быть аналого-цифровое преобразование АЦП массива скаляров $v_n[i]$ в массив кодов $\tilde{v}_n[i]$. Дальнейшие преобразования осуществляются только в цифровом виде вычислительным устройством — персональным компьютером или микропроцессорным контроллером. При этом целесообразно использовать, прежде всего, линейные преобразования или связанные с решением систем линейных уравнений. Возможно применение предварительной линейной цифровой фильтрации ЦФ (необязательная процедура), позволяющее повысить помехоподавление, однако массивы скаляров должны обладать определенной избыточностью.

Алгоритм вычислительной части предпочтительно формировать из двух блоков: унифицированного блока вычислений УБВ, в целом общего для всех ОИ, и специализированного СБВ, уникального для каждой конкретной схемы замещения. Желательно, чтобы вычислительные затраты на реализацию специализированной процедуры были значительно меньше, чем вычислительные затраты на реализацию унифицированной процедуры. Это позволит оптимизировать вычислительную часть. Если результат преобразования ПМД нужно представить в аналоговом виде, то на последнем этапе следует предусмотреть цифроаналоговое преобразование ЦАП.

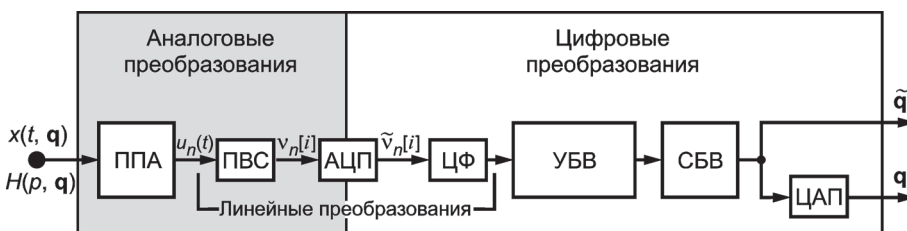


Рис. 1. Функциональная схема преобразования ПМД:

ППА — преобразователь пассивной величины в активную; ПВС — преобразователь вектор — скаляр; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦФ — цифровой фильтр; УБВ, СБВ — унифицированный и специализированный блоки вычислений; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь

Данный подход предполагает отказ от выполнения операций умножения, деления, дифференцирования и других в аналоговом виде, применения регулируемых рабочих эталонов с высокой разрешающей способностью. Это означает, в свою очередь, отказ от мостовых и компенсационных методов преобразования как наиболее громоздких в реализации и имеющих низкое быстродействие. Также целесообразно отказаться от применения нелинейных преобразователей амплитудного, средневывявленного и среднеквадратического значений сигналов, которые часто используют в качестве преобразователей модуля вектора си-

нусоидального сигнала в комплексном представлении. Основная причина такого решения — слабая помехозащищенность преобразователей, в том числе даже от паразитного постоянного смещения применяемых активных элементов. Это касается и классического измерения разности фаз двух синусоидальных сигналов как временного интервала между переходами сигналов через нуль. В частности, если уровень помехи превышает уровень полезного сигнала, то указанные преобразователи фактически перестают функционировать.

Частотный метод преобразования ПМД. Выделим две группы методов преобразования: частотный метод и альтернативные ему методы, которые условно назовем импульсными. Частотный метод основан на измерении иммитанса $H(j\omega)$ двухполюсника на некотором множестве значений частоты $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$ и определении ПМД на основании полученной информации [1]. С учетом комплексного характера иммитанса максимальное число идентифицируемых параметров равно $2N$.

Импульсные методы не предполагают получения значений иммитанса в качестве обязательного промежуточного результата, а позволяют найти ПМД в результате преобразования отклика двухполюсника на импульсное ТВ того или иного вида [1, 4—7]. Основным недостатком этой группы методов — быстрое убывание спектра ТВ с ростом частоты, что затрудняет точное измерение параметров, от которых зависит поведение ОИ в высокочастотной области. Развиваясь как альтернатива частотному методу исключительно благодаря простоте реализации, они к настоящему времени теряют и это преимущество, а по совокупности свойств ни один из них не может претендовать на роль универсального метода в рамках данного рассмотрения [6, 7].

Современная оптимальная реализация частотного метода предполагает подачу на ОИ синусоидального ТВ заданной частоты ω_i , вычисление иммитанса как отношения комплексных величин — напряжения $\dot{U}$ на двухполюснике и протекающего через него комплексного тока $\dot{I}$:

$$H(j\omega_i) = \left[(\text{Re } \dot{U} + j \text{Im } \dot{U}) / (\text{Re } \dot{I} + j \text{Im } \dot{I}) \right]^{\pm 1}.$$

Составляющие исследуемых сигналов $\text{Re } \dot{U}$, $\text{Im } \dot{U}$, $\text{Re } \dot{I}$, $\text{Im } \dot{I}$ определяют в результате фазочувствительного преобразования (ФЧП) — скалярного произведения сигнала на орты $g_{\text{Re}}(t)$, $g_{\text{Im}}(t)$ длительности T , образующие ортогональную систему координат [3]. Например, ФЧП напряжения $\dot{U}$ имеет вид

$$\text{Re } \dot{U}(\text{Im } \dot{U}) = \int_0^T u(t) g_{\text{Re}}(\text{Im}) (t) dt.$$

Если ФЧП тока и напряжения выполняются последовательно во времени одними и теми же узлами, то оба сигнала преобразуются строго в одной и той же системе координат. Таким образом, проблема точного раздельного преобразования составляющих иммитанса в широком диапазоне частот получает кардинальное и просто реализуемое решение [3, 7]. Дискретизация сигналов и реализация ФЧП в цифровом виде дополнительно открывают широкие возможности

повышения избирательности преобразования и снижения влияния шума квантования путем увеличения числа отсчетов.

Применение других методов преобразований и измерений иммитанса, например мостовых и компенсационных, решавших ту же задачу преимущественно аналоговыми средствами, громоздкими в аппаратном плане, менее быстродействующими и, в целом, менее точными, в данном случае трудно чем-либо обосновать. Кроме того, рассматриваемый метод преобразования иммитанса позволяет снизить влияние на точность преобразования инструментальных погрешностей применяемых узлов [3]. Прежде всего, иммитанс вычисляется как относительная величина, поэтому ни уровень ТВ, ни мультипликативные погрешности канала преобразования исследуемых сигналов не оказывают влияния на результат преобразования составляющих иммитанса. Далее, аддитивные погрешности узлов, например связанные с напряжением смещения операционных усилителей, совершенно не влияют на результат преобразования. Наконец, погрешность формирования ТВ приводит лишь к появлению дополнительных гармоник, влияние которых в силу выбранного способа реализации ФЧП ничтожно.

Универсальный вычислительный алгоритм определения ПМД частотным методом. Для частотного метода измерения ПМД был предложен универсальный алгоритм определения ПМД, который состоит из двух этапов [1]. На первом из них решается система линейных уравнений относительно коэффициентов c_i дробно-рациональной функции иммитанса

$$H(p, q) = \left[\frac{c_n p^n + c_{n-1} p^{n-1} + \dots + c_1 p + c_0}{c_{2n} p^n + c_{2n-1} p^{n-1} + \dots + c_{n+1} p} \right]^{\pm 1}, \quad (1)$$

где n — число независимых контуров двухполюсника; $c_i = u_i(q)$ — непрерывно дифференцируемые функции параметров q_i ; «+1» в показателе степени соответствует функции сопротивления $Z(p, q)$, а «-1» — функции проводимости $Y(p, q)$ двухполюсника.

На втором этапе по полученным значениям коэффициентов c_i вычисляются параметры x_i путем решения простой системы нелинейных уравнений

$$c_i = u_i(q), \quad i = \overline{1, n}. \quad (2)$$

Пусть, например, измерено m значений иммитанса на m частотах ω_i , тогда получим m уравнений вида

$$H(j\omega_i, q) = (\text{Re } A_i + j \text{Im } A_i) / (\text{Re } B_i + j \text{Im } B_i) = \alpha_i + j\beta_i, \quad i = \overline{1, m}, \quad (3)$$

где α_i, β_i — результаты измерений.

Выразив A_i, B_i через коэффициенты функции (1), приравняв соответственно действительные и мнимые части равенства (3) и положив для определенности n четным, $c_0 = 1$, можно составить неоднородную систему линейных уравнений

$$\sum_{k=0}^{n/2} (-1)^k c_{2k} \omega_i^{2k} - \alpha_i \sum_{k=1}^{n/2} (-1)^k c_{n+2k} \omega_i^{2k} + \beta_i \sum_{k=0}^{n/2-1} c_{n+2k+1} \omega_i^{2k+1} = 0;$$

$$\sum_{k=0}^{n/2-1} (-1)^k \omega_i^{2k+1} (c_{2k+1} - \alpha_i c_{n+2k+1}) - \beta_i \sum_{k=1}^{n/2} (-1)^k c_{n+2k} \omega_i^{2k} = 0, \quad (4)$$

из которой находим коэффициенты дробно-рациональной функции (1), а из системы нелинейных уравнений (2) — искомые ПМД.

Пример. Рассмотрим схемы замещения в виде четырех-элементных двухполюсников (рис. 2). Подобные схемы возникают при исследовании с помощью емкостных и резистивных датчиков свойств различных материалов и биологических тканей, при кондуктометрических измерениях, измерениях влажности и др. Наряду с информативными параметрами схема замещения датчика может содержать и паразитные параметры. Возможность измерений информативных параметров независимо от паразитных резко повышает эффективность исследований, контроля и измерений с помощью таких двухполюсников.

Функции иммитанса (1) для двухполюсников, представленных на рис. 2, имеют вид

$$Z(p, q) = \frac{1+c_1p+c_2p^2}{c_3p+c_4p^2}; \quad Y(p, q) = \frac{1+c_1p+c_2p^2}{c_3+c_4p}.$$

Обозначив результаты измерений иммитанса на частотах ω_1, ω_2 как $\alpha_1 = \text{Re}H(j\omega_1)$, $\beta_1 = \text{Im}H(j\omega_1)$, $\alpha_2 = \text{Re}H(j\omega_2)$, $\beta_2 = \text{Im}H(j\omega_2)$, получим систему уравнений (4) в матричном виде для двух групп схем замещения (см. рис. 2):

$$\begin{vmatrix} \beta_1\omega_1 & \alpha_1\omega_1^2 & -\omega_1^2 & 0 \\ \alpha_1\omega_1 & -\beta_1\omega_1^2 & 0 & -\omega_1 \\ \beta_2\omega_2 & \alpha_2\omega_2^2 & -\omega_2^2 & 0 \\ \alpha_2\omega_2 & -\beta_2\omega_2^2 & 0 & -\omega_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} c_3 \\ c_4 \\ c_2 \\ c_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{vmatrix};$$

$$\begin{vmatrix} \alpha_1 & -\beta_1\omega_1 & 0 & \omega_1^2 \\ \beta_1 & \alpha_1\omega_1 & -\omega_1 & 0 \\ \alpha_2 & -\beta_2\omega_2 & 0 & \omega_2^2 \\ \beta_2 & \alpha_2\omega_2 & -\omega_2 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} c_3 \\ c_4 \\ c_2 \\ c_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Решив систему, например методом Гаусса, относительно c_1, c_2, c_3, c_4 , можно составить для одной из схем каждой группы на рис. 2 систему нелинейных уравнений (2), которая имеет вид (здесь $\mathbf{q} = (x_1, x_2, \dots, x_n) = (R_1, R_2, C_1, C_2)$) в первом и во втором случаях соответственно:

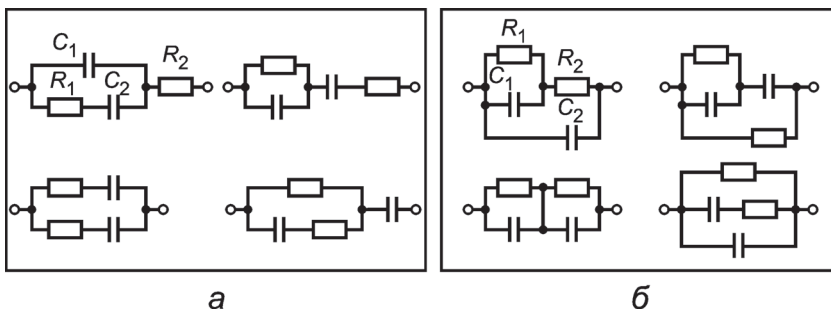


Рис. 2. Схемы замещения:

а — $H(p, q) = Z(p, q)$; б — $H(p, q) = Y(p, q)$

$$\begin{cases} c_1 = R_1C_1 + R_2(C_1 + C_2) \\ c_2 = R_1R_2C_1C_2 \\ c_3 = C_1 + C_2 \\ c_4 = R_1C_1C_2 \end{cases}; \quad \begin{cases} c_1 = R_1C_1 + C_2(R_1 + R_2) \\ c_2 = R_1R_2C_1C_2 \\ c_3 = R_1 + R_2 \\ c_4 = R_1R_2C_1 \end{cases},$$

откуда легко определяются искомые параметры. Заметим, что последний этап — решение системы линейных уравнений — в целом уникальный для каждой конкретной схемы замещения также поддается определенной унификации.

Таким образом, наиболее трудоемкая часть вычислений становится унифицированной и сводится к решению системы линейных уравнений, а специализированная часть алгоритма, дающая решение весьма простой системы нелинейных уравнений, происходит на конечной стадии преобразования. Это существенно облегчает анализ погрешностей, необходимый для метрологического сопровождения измерительного средства, и обеспечивает универсальность преобразователя ПМД.

Рассматриваемый алгоритм позволяет выделить в вычислительной процедуре ту ее часть, где можно повлиять на точность определения ПМД. Так, в матрицу системы линейных уравнений входят значения частот, на которых измеряют составляющие иммитанса. Эти значения можно задавать, исходя из критерия минимума погрешности определения ПМД [8], в частности, минимума числа обусловленности матрицы системы линейных уравнений. Если матрица достаточно хорошо обусловлена, то для минимизации случайных погрешностей определения ПМД целесообразно выбрать значение $m \gg n$ и воспользоваться методом наименьших квадратов.

Частотный метод можно применять не только с дробно-рациональными функциями иммитанса вида (1), но и с дробно-иррациональными. Такие функции иммитанса, например, встречаются при исследовании объектов на переменном токе, когда их схемы замещения содержат так называемый импеданс Варбурга, моделирующий процессы диффузии. При этом появляется дополнительная возможность использовать избыточную априорную информацию для повышения точности определения параметров схем замещения [9]. Простота вычислительной процедуры допускает многократное ее повторение и открывает новые возможности для интеллектуализации измерителей ПМД, анализа погрешностей методом обратного анализа ошибок, выбора оптимальных значений частот, самопроверки, калибровки, определения структуры схемы замещения и др.

Заключение. Универсальность частотного метода исследования объектов на переменном токе вряд ли нуждается в

доказательствах. Об этом свидетельствует и вся история развития соответствующих СИ, выпускаемых серийно. Однако вопрос о его эффективности при решении частной задачи — преобразования ПМД — не столь очевиден. Долгое время измерители импеданса в широком диапазоне частот были громоздкими и дорогими устройствами и на роль аппаратной части универсального преобразователя не годились. Это и стимулировало поиск альтернативных методов преобразования ПМД.

Сегодня возможность создания простых, дешевых и в то же время точных, помехоустойчивых измерителей иммитанса в широком диапазоне частот в сочетании с универсальным вычислитель-

ным алгоритмом позволяет по-новому расставить акценты в решении этой задачи.

Л и т е р а т у р а

1. Кнеллер В. Ю., Боровских Л. П. Определение параметров многоэлементных двухполюсников. М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука, 1971.
3. Агамалов Ю. Р. и др. Виртуальный самоверяемый анализатор иммитанса с адаптивными функциональными возможностями // Датчики и системы. 2008. № 7. С. 21—27.
4. Мартяшин А. И. и др. Основы инвариантного преобразования параметров цепей / Под ред. А. И. Мартяшина. М.: Энергоатомиздат, 1990.
5. Дегтяренко П. И., Коноваленко В. И. Определение характеристик звеньев систем автоматического регулирования. М.: Энергия, 1973.

6. Бобылев Д. А. Оценка эффективности применения частотного метода и метода моментов импульсной характеристики для параметрической идентификации двухполюсников // Датчики и системы. 2012. № 7. С. 29—33.

7. Бобылев Д. А., Боровских Л. П. Универсальный преобразователь параметров многоэлементных двухполюсников // Датчики и системы. 2013. № 12. С. 7—12.

8. Боровских Л. П., Читашили Н. Г. Об инвариантном измерении параметров трехэлементных двухполюсников // Измерительная техника. 1990. № 1. С. 42—44; Borovskikh L. P., Chitashvili N. G. Invariant measurement of three-element two-terminal network parameters // Measurement Techniques. 1990. V. 33. N. 1. P. 63—67.

9. Боровских Л. П. Использование априорной информации для повышения точности измерения параметров объектов с многоэлементной схемой замещения // Датчики и системы. 2006. № 12. С. 22—25.

Дата принятия 12.09.2014 г.

538.91

Пространственно-временные характеристики высокотемпературных сверхпроводников и холловский микроскоп для их исследования

Х. Р. РОСТАМИ

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова
РАН, Фрязино, Россия, e-mail: rostami@ms.ire.rssi.ru

Исследованы пространственные и временные характеристики плотности захваченного магнитного потока в монокристаллических $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+x}$ и поликристаллических $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ образцах. Показана эффективность этих исследований при изучении неоднородности сверхпроводников. Разработан низкотемпературный трехмерный растровый микроскоп чувствительностью $2,5 \cdot 10^{-7}$ Тл/Гц^{1/2} на основе двух преобразователей Холла.

Ключевые слова: высокотемпературные сверхпроводники, моно- и поликристаллы, критический ток, захваченный магнитный поток, холловский микроскоп.

The space and time characteristics of density of trapped magnetic flux in monocrystalline $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+x}$ and polycrystalline $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ samples have been studied. The efficiency of these studies is demonstrated at research of inhomogeneity of superconductors. The three-dimensional low temperature raster microscope with sensitivity of $2,5 \cdot 10^{-7}$ T/Hz^{1/2} based on the two Hall converters is developed.

Key words: high-temperature superconductors, mono-crystals, polycrystals, critical current, trapped magnetic flux, Hall microscope.

Высокотемпературные сверхпроводники (ВТСП) являются неоднородными материалами, и их подробное исследование представляет большой научный интерес [1—3]. Создание сверхпроводников с плотностью критического тока $J_{\text{кр}}$, близкой к плотности критического тока распаривания в соответствии с теорией Гинзбурга—Ландау, — задача весьма важная как для физики, так и для электроники и электро- и магнитоэнергетики. Технологически проще и дешевле синтезировать поликристаллические образцы ВТСП нужной формы и размеров, однако в них $J_{\text{кр}}$ существенно ниже, чем в монокристаллах и эпитаксиальных пленках, что ограничивает их широкое применение на практике. Изучение происхождения, распределения, выхода и захвата магнитного потока дефектами образца может служить высокоинформативным неразрушающим методом диагностики ВТСП [2—4].

Один из таких методов связан с исследованием их пространственно-временных характеристик.

Рассмотрим принцип работы простого высокочувствительного трехмерного микроскопа на основе преобразователей Холла (ПХ) для визуализации магнитного состояния объектов. Для исследования пространственного распределения магнитного поля вокруг объекта в микроскопе предусмотрено два режима сканирования:

поле изменяется, измеряется сигнал от неподвижного зонда (в данном режиме микроскоп обладает более высоким разрешением и позволяет наблюдать перемещение вихрей и фрагментов магнитного потока на единицы нанометров);