

Ф. А. ЖУРАВЕЛЬ, В. С. СОБОЛЕВ

(Новосибирск)

БЕСКОНТАКТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ С ПОЛУЧЕНИЕМ РЕЗУЛЬТАТА В ЦИФРОВОМ ВИДЕ

В связи с прогрессом физики твердого тела и таких ее приложений, как например полупроводниковая электроника и металлургия, возникла острая потребность в современных методах измерения удельного сопротивления веществ и материалов. При этом по известным причинам предпочтительными оказываются такие из них, которые не требуют непосредственного гальванического контакта с объектом измерений. Как известно, одним из перспективных методов измерения удельного сопротивления является метод вихревых токов. Он свободен от недостатков контактных методов измерения и мог бы совершенно вытеснить их, если бы приборы, основанные на его применении, имели линейные шкалы или, что более предпочтительно, цифровой отсчет. Оказывается, при определенных условиях этого можно добиться.

Для бесконтактных измерений используются, как правило, проходные, накладные и экранные датчики (рис. 1), представляющие собой катушки или системы из двух катушек индуктивности, располагаемые в непосредственной близости от объекта, сопротивление которого подлежит измерению. Рассмотрим выражения, описывающие сигнал, получаемый от таких датчиков. В [1] показано, что для первого типа датчиков при внесении в их поле объекта измерений в форме цилиндра сигнал в виде

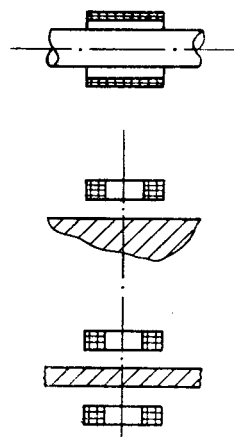


Рис. 1.

амплитуды э. д. с.

$$E = \pi \omega \mu_0 H_0 W R^2 \left[1 - \eta + \eta \mu \frac{2 J_1(ka \sqrt{-j})}{ka \sqrt{-j} J_0(ka \sqrt{-j})} \right], \quad (1)$$

где $k^2 = \omega \sigma \mu_0$; ω — круговая частота тока, питающего датчик; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; H_0 — напряженность магнитного поля, создаваемого первичной обмоткой; R — радиус измерительной катушки; $\eta = \frac{a^2}{R^2}$; μ , σ — относительная магнитная проницаемость и электро-

проводность объекта контроля соответственно; a — радиус объекта контроля; J_1, J_0 — функции Бесселя.

Как показано в [2], амплитуда сигнала накладного трансформаторного датчика в виде двухвитковой системы при расположении последнего над ферромагнитным полупространством с постоянной магнитной проницаемостью описывается так:

$$E = E_0 + j \pi \omega \mu_0 a_1 a_2 I \int_0^{\infty} J_1(a_1 \lambda) J_1(a_2 \lambda) e^{-(h_1+h_2)\lambda} \frac{\mu \lambda - \sqrt{\lambda^2 + jk^2}}{\mu \lambda + \sqrt{\lambda^2 + jk^2}} d\lambda. \quad (2)$$

где E_0 — э. д. с. вторичной обмотки в отсутствие полупространства; a_1, a_2 — радиусы витков; I — ток питания датчика; λ — переменная интегрирования, получившаяся при решении уравнений поля; h_1, h_2 — их расстояния до поверхности полупространства.

Если датчик выполнен в виде двух цилиндрических катушек с длиной намотки l_1 и l_2 , то легко показать, что амплитуда сигнала будет выражаться следующим образом:

$$E = E_0 + j \pi \omega \mu_0 a_1 a_2 W_1 W_2 \int_0^{\infty} J_1(a_1 \lambda) J_2(a_2 \lambda) \times \\ \times e^{-(h_1+h_2)\lambda} (e^{-l_1\lambda} - 1) (e^{-l_2\lambda} - 1) \frac{\mu \lambda - \sqrt{\lambda^2 + jk^2}}{\mu \lambda + \sqrt{\lambda^2 + jk^2}} d\lambda. \quad (3)$$

Анализ выражений (1) — (3) показывает, что, будучи проинтегрированными по времени, при прочих равных условиях они будут функциями только произведения частоты и электропроводности. Действительно, учитывая, что э. д. с. E_0 пропорциональна частоте ω , любой из этих сигналов может быть представлен

$$E = \omega F(\omega \sigma) \cos \omega t, \quad (4)$$

где $F(\omega \sigma)$ — функция геометрических параметров системы датчик — объект контроля и произведения частоты и электропроводности, легко выделяемая из выражений (1) — (3). Интеграл от выражения (4) по времени равен

$$\int E dt = F(\omega \sigma) \sin \omega t. \quad (5)$$

Отсюда видно, что амплитуда сигнала, получившегося в результате интегрирования, является функцией произведения $\omega \sigma$, т. е. частота и электропроводность одинаково влияют на изменение его амплитуды. Этот факт, как будет показано ниже, позволяет осуществить точные измерения электропроводности в особенности для неферромагнитных образцов.

Если выражения (1) — (3) представить в виде действительной и мнимой частей и разделить мнимую на действительную, то получим тангенс угла наклона вектора сигнала по отношению к току, питающему датчик, т. е. тангенс фазового угла сигнала. Прделав эту операцию, легко видеть, что фаза сигнала при прочих равных условиях также является функцией произведения частоты и электропроводности. В качестве примера приведем значение фазового сигнала двухвиткового датчика, расположенного над неферромагнитным полупространством, полученное из выражения (2) при условии, что начальная э. д. с. E_0 скомпенсирована соответствующим напряжением

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{\int_0^{\infty} J_1(a_1 \lambda) J_1(a_2 \lambda) e^{-(h_1 + h_2) \lambda} \left(\sqrt{2} \sqrt{\lambda^4 + k^4} - \lambda^2 - k^2 \right) d\lambda}{\int_0^{\infty} J_1(a_1 \lambda) J_1(a_2 \lambda) e^{-(h_1 + h_2) \lambda} \left(\lambda \sqrt{2} \sqrt{\lambda^4 + k^4} + \lambda^2 - 2\lambda^2 \right) d\lambda} \right). \quad (9)$$

Далее, если вместо трансформаторных датчиков использовать однообмоточные, то, как известно [3], вносимое сопротивление в такой датчик, выполненный, например, в виде короткой катушки квадратного сечения со средним радиусом a и расположенной над неферромагнитным полупространством, определяется так:

$$Z_{\text{вн}} = \frac{\pi \omega \mu_0 a^2 W^2}{k^2} \left[\int_0^{\infty} J_1^2(a \lambda) e^{-2\lambda h} \lambda \sqrt{2} \sqrt{\lambda^4 + k^4} + \lambda^2 - \sqrt{2} \lambda \right] d\lambda - j \int_0^{\infty} J_1^2(a \lambda) e^{-2\lambda h} \left(k^2 - \sqrt{2} \sqrt{\lambda^4 + k^4} - \lambda^2 \right) d\lambda \right]. \quad (7)$$

Легко видеть, что второй член выражения в квадратных скобках, представляющий собой вносимую индуктивность, а также фазовый угол вносимого сопротивления являются функциями k , т. е. произведения электропроводности и частоты. Ни частота, ни электропроводность в выражениях, описывающих эти величины, не встречаются отдельно.

Используя выражения, описывающие сигнал датчика экранного типа [2], легко показать, что фаза этого сигнала, так же как и амплитуда интеграла от него по времени, являются функциями произведения частоты и электропроводности.

Если обозначить любую из перечисленных величин (амплитуду интеграла по времени от э. д. с. измерительной обмотки, фазовый угол э. д. с., вносимую индуктивность или фазовый угол вносимого сопротивления) функцией $F(\omega\sigma)$, то при воздействии на датчик измеряемого объекта с электропроводностью σ_1 на частоте ω_1 получится сигнал в виде $F(\omega_1\sigma_1)$. Если на датчик воздействует образец σ_2 , то сигнал получится в виде $F(\omega_1\sigma_2)$. Изменяя частоту, можно добиться следующего равенства:

$$F(\omega_1\sigma_1) = F(\omega_2\sigma_2). \quad (8)$$

Откуда, поскольку F обозначает одну и ту же функцию, следует

$$\omega_1\sigma_1 = \omega_2\sigma_2. \quad (9)$$

Переходя к значениям удельного сопротивления, найдем

$$\rho_2 = \rho_1 \frac{f_2}{f_1}, \quad (10)$$

где f_1 и f_2 — соответствующие частоты питающего датчик тока. Выражая f_1 и f_2 через соответствующие периоды T_1 и T_2 , получим

$$\sigma_2 = \sigma_1 \frac{T_2}{T_1}. \quad (11)$$

Эти соотношения позволяют реализовать измерение электропроводности или удельного сопротивления материалов с высокой точностью. Действительно, при использовании образцового материала с известным ρ_1 , определяя с помощью цифрового частотомера f_1 и f_2 , можно легко найти ρ_2 . Причем погрешность этого определения почти целиком равна погрешности удельного сопротивления образцового вещества, так как

f_1 и f_2 можно измерить с точностью до 4-го — 5-го знака. Более того, если частоту f_1 выбрать так, чтобы отношение ρ_1/f_1 было бы равным 1 или кратным 10, можно легко осуществить представление результата измерения в цифровом виде, ибо в этом случае, как следует из (10), $\rho_2 = f_2$ или $\rho_2 = 10^n \cdot f_2$, где n — выбранное целое число. Аналогичным образом можно определить σ , измерив периоды T_1 и T_2 .

Рассмотрим теперь несколько примеров реализации описанного способа измерения.

На рис. 2 представлена блок-схема автоматического устройства с интегрирующим усилителем. Датчик Д трансформаторного типа питается от генератора тока Г. Сигнал с выхода датчика попадает на интегрирующий усилитель \int и затем на фазочувствительный детектор. Опорное напряжение на последний задается в такой фазе, чтобы подавить влияние изменений зазора, как это обычно делается при амплитудно-фазовом способе разделения полезной и мешающей информации. Выходное напряжение детектора сравнивается в блоке Σ с напряжением опорного источника ОИ, усиливается и подается на модулятор ЧМ, модулирующий ток генератора Г по частоте. Выход генератора подключен к цифровому частотомеру ЦЧ.

Вначале на измерительную позицию устанавливается образец с известным удельным сопротивлением. Изменяя величину опорного напряжения, устанавливают требуемую частоту f_1 из условия $\rho_1/f_1 = 10^n$ и из соображений максимальной чувствительности сигнала датчика к электропроводности ($a \sqrt{\omega \sigma \mu_0} = 3$) [2]. Затем образец с известным удельным сопротивлением заменяется образцом, сопротивление которого подлежит измерению. Поскольку, как указывалось выше, сигнал после интегрирующего усилителя является функцией произведения частоты и электропроводности, то система автоматического управления изменяет частоту генератора таким образом, чтобы это произведение осталось неизменным. Показания цифрового частотомера при этом дают величину измеряемого удельного сопротивления.

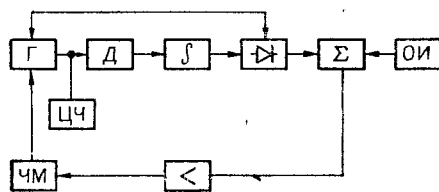


Рис. 2.

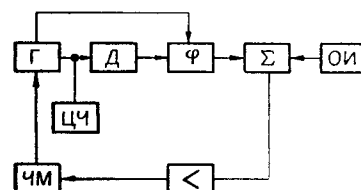


Рис. 3.

Устройство по блок-схеме рис. 3 реализует способ измерений с поддержанием постоянства фазы вносимой в датчик э. д. с. или сопротивления. В данном устройстве используются два дифференциально включенных датчика, так что на выходе этой системы получается сигнал, пропорциональный вносимой э.д.с. или сопротивлению. Блок Ф представляет собой фазочувствительный детектор. Его выходное напряжение через усилитель управляет модулятором ЧМ. При установке на измерительную позицию образца с известным ρ_1 с помощью фазовращателя Ф добиваются нуля на выходе фазочувствительного детектора. Поскольку фазовый угол вносимой э. д. с. или сопротивления является функцией произведения $\omega\sigma$, то, как и в предыдущем случае, система авторегулирования поддерживает это произведение постоянным.

Если частота f_1 выбрана из условия $\rho_1/f_1 = 10^n$, то значение ρ_2 с точностью до множителя 10^n можно прочесть по шкале цифрового частотомера.

Поскольку, как известно, фазовый угол вносимого сопротивления практически не зависит от малых приращений зазора, результат измерения в данном случае также очень слабо зависит от этих приращений.

Блок-схема следующего устройства изображена на рис. 4. Оно реализует способ измерения удельного сопротивления по вносимой индуктивности. Напряжение генератора питает трансформаторный мост, в одно из плеч которого включен датчик, а во второе — элементы уравнивания в виде переменных активного сопротивления и индуктивности. Напряжение с выхода моста подается на амплитудный указатель нуля. К выходу генератора подключен цифровой частотомер. Частота генератора выбирается из тех же соображений, что и в предыдущем случае. Вначале при установке вблизи датчика образца с известным удельным сопротивлением мост уравнивается по обоим компонентам вносимого сопротивления. Затем на измерительную позицию устанавливается образец с измеряемым удельным сопротивлением. Теперь мост приводится в состояние равновесия изменением частоты генератора и активного сопротивления плеча. При достижении равновесия $L_{вн1} = L_{вн2}$, а так как $L_{вн}$ является функцией $\omega\sigma$, то показания частотомера будут соответствовать значению измеряемого сопротивления. Устройство, соответствующее описанной блок-схеме, было собрано нами и проверено экспериментально. Методика проверки заключалась в следующем. Вначале на измерительную позицию устанавливался медный образец, выбиралась частота $f_1 = 200$ гц и мост приводился в состояние равновесия. Затем медный образец заменялся дюралюминиевым, мост снова приводился в состояние равновесия путем изменения частоты и активного сопротивления; измерялась соответствующая этому состоянию частота f_2 и затем вычислялось отношение f_2/f_1 . Аналогичные измерения были проделаны на частотах 400, 600, 800, 1000, 2000 и 3000 гц. В результате оказалось, что среднеквадратичное отклонение отношения f_2/f_1 , характеризующего погрешность измерения, от среднего арифметического в диапазоне частот 200—2000 гц составляет 0,2%, а в диапазоне до 3000 гц — 0,5%.

В заключение авторы считают своим приятным долгом поблагодарить своих товарищей по работе О. В. Ковалеву и Г. А. Бариллу за помощь при проведении экспериментов и расчетных работ.

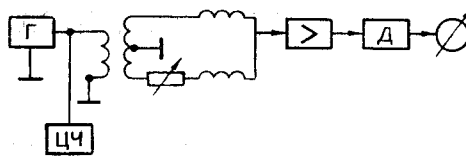


Рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. М. Родигин, И. Е. Коробейникова. Контроль качества изделий методом вихревых токов. М.—Свердловск, Машгиз, 1958.
2. В. С. Соболев, Ю. М. Шкарлет. Накладные и экранные датчики. Новосибирск, «Наука», 1967.
3. В. С. Соболев. К теории метода накладной катушки при контроле вихревыми токами.— Изв. СО АН СССР, 1963, вып. 1, № 2.

Поступила в редакцию
3 июля 1969 г.