

ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ФАЗОВЫХ ВИХРЕТОКОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ С ЧАСТОТНЫМ УРАВНОВЕШИВАЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

В. Г. РЫБАЧУК

Проанализированы инструментальные погрешности фазовых вихретоковых измерителей удельной электрической проводимости (УЭП) уравнивающего частотного преобразования при следящем и развертывающем способах уравнивания. Показано, что их основным источником является неидентичность фазовых характеристик каналов преобразования измерительного и опорного сигналов. Установлено, что с увеличением чувствительности фазы результирующего напряжения на выходе системы «вихретоковый преобразователь (ВТП) — компенсатор» к УЭП влияние инструментальных погрешностей на точность измерения уменьшается. Исследована динамическая погрешность фазовых вихретоковых измерителей УЭП развертывающего частотного преобразования и определены требования к скорости изменения тока возбуждения ВТП исходя из предельно допустимого значения данной погрешности.

Analyzed are the instrumental errors of phase eddy current measurement instruments of specific electric conductivity (SEC) of balancing frequency conversion with the following and deploying balancing method. It is shown that their main source in the non-identical nature of phase characteristics of the channels of measurement and reference signal conversion. It is established that the influence of instrument errors on measurement accuracy is reduced with increase of the sensitivity of the resulting stress phase at the output of Eddy current converter (EDC) Φ compensator system to SEC. Dynamic error of phase eddy current measurement instruments for SEC of a deploying frequency conversion was studied and requirements to the rate of change of EDC excitation current are determined, proceeding from the limit admissible value of this error.

В практике вихретоковой структуроскопии широкое применение получили фазовые измерители удельной электрической проводимости (УЭП) [1–3]. В основном они относятся к приборам прямого преобразования. При относительной простоте их основной недостаток — это нелинейность шкалы, что существенно усложняет представление результатов измерения в цифровом виде, потому что требует применения специальных функциональных преобразователей. В тоже время известны фазовые вихретоковые измерители УЭП с частотным уравнивающим преобразованием, лишенные этого недостатка [4]. Однако по ряду причин они не получили заметного распространения в практике НК. Одна из таких причин, на наш взгляд, — это недостаточная изученность их метрологических характеристик. Особенно это касается инструментальных погрешностей, потому что с точки зрения влияния зазора эти устройства мало чем отличаются от фазовых измерителей электропроводности прямого преобразования. В данной работе рассмотрены инструментальные погрешности фазовых измерителей УЭП уравнивающего частотного преобразования при следящем и развертывающем способах уравнивания.

Обобщенная функциональная схема фазовых измерителей УЭП следящего частотного уравнивающего преобразования представлена на рис. 1, где приняты следующие условные обозначения: УГ — управляемый генератор гармонического напряжения; ВТП — вихретоковый преобразователь; У — усилитель внесенного напряжения, ФИ — фазоизмеритель; БУЧ — блок

управления частотой генератора; БЧВИ — блок частотновременных измерений, осуществляющий измерение частоты или периода напряжения генератора УГ; И — индикатор результата измерения. Принцип работы данного устройства состоит в непрерывном поддержании постоянного значения обобщенного параметра $\beta = a \sqrt{\omega \mu_0 \sigma}$ путем регулирования частоты генератора УГ. При этом показания индикатора И пропорциональны периоду напряжения генератора, который связан с значением УЭП контролируемого материала следующей зависимостью [4]:

$$T = \frac{T_{\text{co}}}{\sigma_{\text{co}}} \quad (1)$$

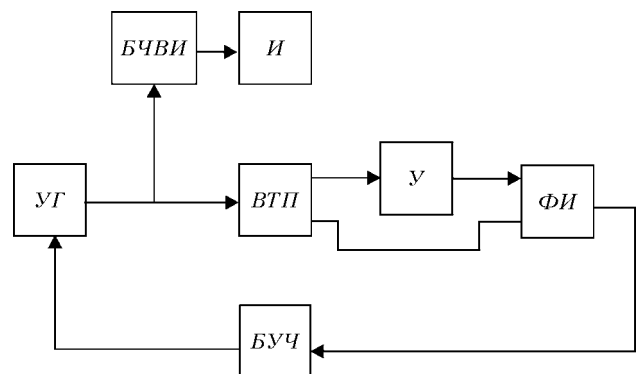


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема фазовых измерителей УЭП следящего частотного уравнивающего преобразования



где σ_{co} — УЭП стандартного калибровочного образца; T_{co} — период тока в обмотке возбуждения ВТП при его установке на стандартный образец.

Если БЧВИ измеряет частоту генератора УГ, то показания индикатора будут пропорциональны значению удельного электрического сопротивления материала, на поверхности которого установлен ВТП. С учетом условия $\beta = const$ и выражения (1) номинальная функция преобразования измерителей УЭП уравнивающего преобразования имеет вид

$$Y_{\sigma} = k_{БЧВИ}^H C \sigma, \quad (2)$$

где $k_{БЧВИ}^H$ — номинальное значение коэффициента преобразования БЧВИ; $C = T_{co}/\sigma_{co}$ — постоянная преобразования УЭП в период тока возбуждения ВТП.

Условие

$$\beta = \beta_H = const, \quad (3)$$

где β_H — номинальное значение обобщенного параметра, реализуется путем стабилизации фазы результирующего напряжения \dot{U}_p , которое формируется на выходе системы «ВТП–компенсатор» и равно векторной сумме внесенного напряжения ВТП и некоторого вспомогательного напряжения $\dot{U}_{дон}$. Последнее выбирается исходя из тех или иных требований к аппаратуре вихретокового контроля (как правило, таким основным требованием есть максимально возможное устранение влияния зазора или других помех). Вследствие влияния различного рода помех (это могут быть зазор, перекос ВТП, а также помехи инструментального характера) выполнение условия (3) нарушается и вместо номинального значения частоты $\omega_{H\sigma} = \beta_H^2 / (a^2 \mu_0 \sigma)$, которое должно отвечать измеряемому значению σ , в действительности имеет место частота $\omega_{\sigma} = \beta^2 / (a^2 \mu_0 \sigma)$. При этом возникает погрешность измерения УЭП, которая описывается следующим выражением [5]:

$$\delta \sigma_{\Delta\beta} = \frac{2\beta_H \Delta\beta + (\Delta\beta)^2}{\beta_H^2}, \quad (4)$$

где $\Delta\beta$ — изменение обобщенного параметра относительно номинального значения β_H .

Выражение (4) имеет универсальный характер, потому что позволяет анализировать погрешности измерения УЭП вихретоковыми измерителями следящего частотного уравнивания, обусловленные любыми факторами, влияющими на обобщенный параметр β . К таким влияющим факторам кроме зазора (который является источником методической погрешности) относятся также погрешности отдельных функциональных узлов и систем прибора.

К источникам инструментальных погрешностей относятся нестабильность коэффициента преобразования БЧВИ и его аддитивная погрешность. Од-

нако их влиянием на результат измерения УЭП можно смело пренебречь, потому что погрешности цифровых измерителей частоты и периода составляют $5 \cdot 10^{-8} \dots 3 \cdot 10^{-5} \%$ [6], что на 5...8 порядков меньше общей погрешности вихретоковых измерителей УЭП. Поэтому основным источником погрешности фазовых измерителей УЭП следящего частотного уравнивания является неточная стабилизация фазы результирующего напряжения на выходе системы «ВТП–компенсатор».

Для стабилизации фазы напряжения \dot{U}_p служит контур автоматического регулирования частоты генератора УГ. Погрешность стабилизации фазы описывается выражением, аналогичным полученному в работе [7] для контура автоматической стабилизации фазы тангенциальной составляющей поля вихревых токов в вихретоковом измерителе коэффициента анизотропии УЭП:

$$\Delta_{ct}(\Psi_p) = - \left[\Delta\Psi^{(H-O)} + \Psi_p \frac{\delta k_{\phi}}{1 + \delta k_{\phi}} + \frac{b_{\phi} + b_{БУЧ}}{k_{\phi}(1 + \delta k_{\phi})} \right], \quad (5)$$

где $\Delta\Psi^{(H-O)}$ — неидентичность фазовых характеристик каналов преобразования результирующего (измерительного) и опорного напряжений (так как результирующее напряжение несет информацию о измеряемой величине, то канал преобразования этого напряжения в дальнейшем будем именовать измерительным); Ψ_p — фаза результирующего напряжения \dot{U}_p ; δk_{ϕ} и b_{ϕ} — соответственно мультипликативная и аддитивная погрешности фазоизмерителя; $b_{БУЧ}$ — аддитивная погрешность блока управления частотой.

Из выражения (5) следует, что основной вклад в погрешность стабилизации вносит первая составляющая $\Delta\Psi^{(H-O)}$. Влияние двух других составляющих можно относительно просто устранить выбором достаточно большого значения коэффициента преобразования фазоизмерителя ФИ и обеспечением его стабильности конструктивным путем. Поэтому, чтобы уменьшить погрешность $\Delta_{ct}(\Psi_p)$ необходимо обеспечить максимально возможную идентичность фазовых характеристик каналов преобразования [8]. Погрешность стабилизации фазы

напряжения \dot{U}_p приводит к отклонению параметра β от номинального значения, что и приводит к погрешности измерения УЭП. Эта погрешность была проанализирована для двух способов формирования вспомогательного напряжения:

1) для способа, предложенного А. С. Гаревских и А. Л. Дорофеевым [9];

2) для способа, который обеспечивает повышенную чувствительность к УЭП [10].

При этом анализе были использованы предварительно построенные графики зависимостей $\Psi_p^{(1)} = f(\beta)$ и $\Psi_p^{(2)} = f(\beta)$ для нормированного зазора $\alpha = 0,05$ и выражение (19). На рис. 2 показаны графики зависимости погрешности измерения УЭП от погрешности стабилизации фазы результирующего напряжения \dot{U}_p . Зависимость $\delta^{(1)}\sigma_{ct} =$

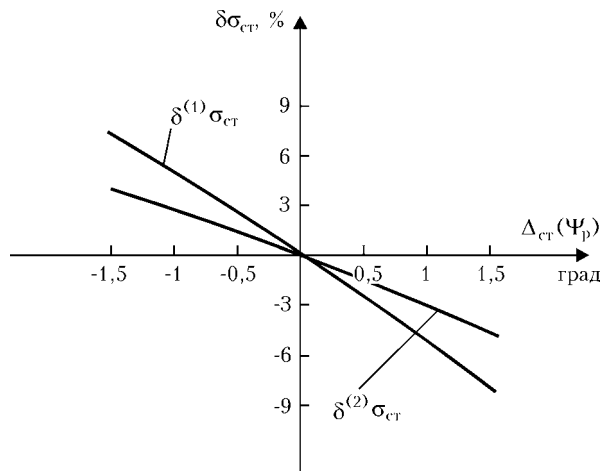


Рис. 2. Зависимость погрешности измерения УЭП от погрешности стабилизации фазы результирующего напряжения \dot{U}_p на выходе системы «ВТП-компенсатор» при различных способах формирования последнего: $\delta^{(1)}\sigma_{ст}$ — при формировании \dot{U}_p по способу, предложенному А. Л. Дорофеевым и А. С Гаревских; $\delta^{(2)}\sigma_{ст}$ — при формировании \dot{U}_p по способу с повышенной чувствительностью к УЭП

= $f[\Delta_{ст}(\Psi_p)]$ отвечает случаю формирования $\dot{U}_{дон}$ по способу А. С. Гаревских-А. Л. Дорофеева, а зависимость $\delta^{(2)}\sigma_{ст} = f[\Delta_{ст}(\Psi_p)]$ — по способу с повышенной чувствительностью к УЭП. Сравнительный анализ представленных графиков показывает, что во втором случае погрешность измерения УЭП почти в два раза меньше. Так, при $\Delta_{ст}(\Psi_p) = \pm 0,2^\circ$ $|\delta^{(1)}\sigma_{ст}| \leq 1\%$, тогда как $|\delta^{(2)}\sigma_{ст}| \leq 0,6\%$. А при $\Delta_{ст}(\Psi_p) = \pm 1,5^\circ$ абсолютные значения $\delta^{(1)}\sigma_{ст}$ и $\delta^{(2)}\sigma_{ст}$ приближаются соответственно к 8,4 и 4,7%. Для того, чтобы фазовые измерители УЭП частотного уравнивающего преобразования не уступали по точности устройствам прямого преобразования, погрешность $\Delta_{ст}(\Psi_p)$ не должна превышать $\pm 0,2^\circ$. Это предъявляет высокие требования к идентичности фазовых характеристик измерительного и опорного каналов. Обеспечить абсолютное выполнение этого условия в широком частотном и температурном диапазонах практически невозможно. Поэтому в измерителях УЭП частотного уравнивающего преобразования обычно применяют сравнительно низкие рабочие частоты (сотни герц — единицы

килогерц). А для того, чтобы не уменьшалась чувствительность фазы внесенного напряжения к УЭП, приходится использовать ВТП с обмотками большого диаметра (десятки миллиметров), что существенно снижает локальность измерений и не позволяет применять устройства данного типа для измерения УЭП малоразмерных объектов. В этом отношении фазовые измерители УЭП прямого преобразования имеют перед ними значительное преимущество.

Рассмотренная выше обобщенная функциональная схема фазовых измерителей УЭП уравнивающего частотного преобразования представляет собой замкнутую следящую систему с отрицательной обратной связью. Разработка и настройка таких систем являются довольно сложными, но самое главное то, что в них всегда есть опасность возникновения автоколебаний, которые не позволяют получить достоверные результаты измерений. Эти недостатки отсутствуют у измерителя УЭП с развертывающим частотным преобразованием [11], функциональная схема которого приведена на рис. 3. Его характерная особенность состоит в том, что в процессе измерений частота тока возбуждения ВТП непрерывно изменяется от минимального значения ω_{min} до максимального значения ω_{max} . Для этой цели служит генератор качающейся частоты ГКЧ, который через усилитель мощности УМ питает генераторную обмотку ВТП. Выходное напряжение ВТП усиливается усилителем У и его фаза измеряется фазоизмерителем ФИ. Вследствие непрерывного изменения частоты тока возбуждения обобщенный параметр β также непрерывно изменяется в интервале от $\beta_{min} = a \sqrt{\omega_{min} \mu_0 \sigma}$ до $\beta_{max} = a \sqrt{\omega_{max} \mu_0 \sigma}$. Благодаря этому фаза результирующего напряжения на выходе усилителя У также непрерывно изменяется от $\Psi_{p min}$ до $\Psi_{p max}$ и обратно. Когда фаза напряжения \dot{U}_p достигнет заданного номинального значения Ψ_{pn} , сработает нуль-орган НО. Он генерирует короткий импульс, который запускает цифровой периодомер ЦП. Периодомер измеряет текущее значение периода напряжения ГКЧ. Зафиксированный периодомером цифровой код преобразуется дешифратором ДШ и поступает на цифровой индикатор ЦИ.

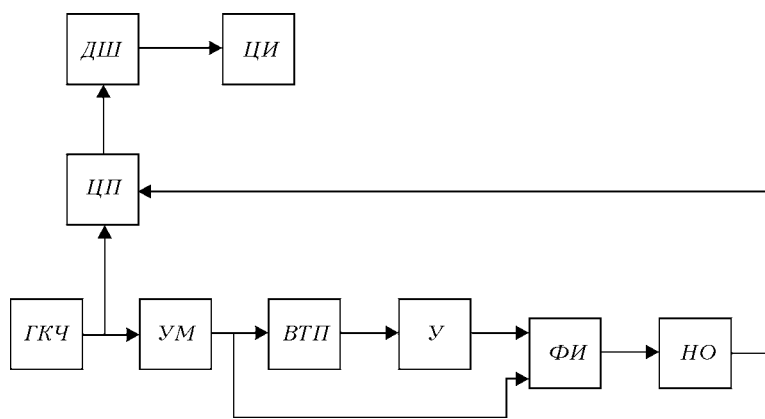


Рис. 3. Функциональная схема фазового измерителя УЭП с развертывающим частотным уравнивающим преобразованием

С точки зрения возможностей отстройки от влияния зазора это устройство не имеет преимуществ перед рассмотренным выше измерителем УЭП следящего уравнивания. Основное его отличие состоит в отсутствии замкнутого контура автоматической стабилизации фазы напряжения \dot{U}_p . Поэтому отсутствует и соответствующая погрешность измерения УЭП от неточной стабилизации фазы этого напряжения. Однако появляется погрешность от неточного срабатывания нуль-органа НО. В идеальном случае нуль-орган срабатывает в момент, когда выполняется условие



$$\Psi_{p_n} k_{\phi_n} = U_{пн}, \quad (6)$$

где k_{ϕ_n} — номинальное значение коэффициента преобразования фазоизмерителя; $U_{пн}$ — порог срабатывания нуля-органа *НО*.

В действительности же нуль-орган срабатывает в момент, когда

$$\left(\Psi_{p_{cp}} + \Delta\Psi^{(n-o)} \right) k_{\phi_n} (1 + \delta k_{\phi}) + b_{\phi} = U_{пн} + \Delta U_{пн}, \quad (7)$$

где $\Psi_{p_{cp}}$ — фаза напряжения \dot{U}_p в момент срабатывания нуля-органа *НО*.

Используя выражения (6) и (7), определяем погрешность фиксации номинального значения фазы результирующего напряжения

$$\begin{aligned} \Delta_{cp}(\Psi_{p_n}) &= \Psi_{p_{cp}} - \Psi_{p_n} = \\ &= - \left[\Delta\Psi^{(n-o)} + U_{пн} \frac{\delta k_{\phi}}{k_{\phi_n} (1 + \delta k_{\phi})} + \frac{b_{\phi} - \Delta U_{пн}}{k_{\phi_n} (1 + \delta k_{\phi})} \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Из полученного выражения вытекает, что эта погрешность в основном определяется неидентичностью фазовых характеристик измерительного и опорного каналов. Что касается составляющих данной погрешности от дрейфа порога срабатывания нуля-органа $\Delta U_{пн}$, мультипликативной δk_{ϕ} и аддитивной b_{ϕ} погрешностей фазоизмерителя то, во-первых, их влияние можно ограничить соответствующим выбором значения коэффициента преобразования фазоизмерителя, а, во-вторых, аддитивная погрешность фазоизмерителя и дрейф порога срабатывания нуля-органа входят в выражение (8) с противоположными знаками и частично взаимно компенсируют друг друга. По влиянию на результат измерения *УЭП* погрешность $\Delta_{cp}(\Psi_{p_n})$ полностью аналогична погрешности стабилизации фазы $\Delta_{ct}(\Psi_p)$ в фазовых измерителях уравнивающего преобразования следящего действия и для нее также справедливы графики, представленные на рис. 2.

Необходимо отметить, что периодические изменения частоты и фазы входного напряжения фазоизмерителя могут привести к возникновению динамической погрешности. Причинами появления данной погрешности являются инерционность фазоизмерителя и задержка срабатывания нуля-органа. Вследствие этого запускающий импульс на выходе нуля-органа будет запаздывать на время $\Delta t_3 \sigma$ относительно момента, когда фаза напряжения \dot{U}_p равна номинальному значению. Если Δt_3 меньше периода колебаний напряжения *ГКЧ*, то динамическая погрешность $\delta_d \sigma$ равна относительному изменению значений соседних периодов, которое определяется скоростью изменения периода этого напряжения

$$\delta_d \sigma = \delta T = \frac{\Delta T}{T} = V_T, \quad (9)$$

где ΔT — абсолютное значение разности соседних периодов напряжения *ГКЧ*.

В том случае, если время задержки запускающего импульса превышает период колебаний напряжения *ГКЧ*, то динамическая погрешность измерения *УЭП* равна

$$\delta_d \sigma = \frac{V_T \Delta t_3}{T}. \quad (10)$$

Она не будет превышать предельно допустимого значения, если скорость изменения периода напряжения *ГКЧ* удовлетворяет следующему условию:

$$V_T \leq \frac{(\delta_d \sigma)_{доп} T_{min}}{\Delta t_3}, \quad (11)$$

где $(\delta_d \sigma)_{доп}$ — предельно допустимое значение динамической погрешности измерения *УЭП*; T_{min} — минимальное значение периода напряжения *ГКЧ*.

Из выражений (9) и (10) следует, что погрешностью $\delta_d \sigma$ можно пренебречь в том случае, если выходное напряжение *ГКЧ* является квазигармоническим и его соседние периоды практически равны. Так, при $\Delta t_3 < T$ динамическая погрешность не превышает 0,1 %, если относительные изменения соседних периодов не превышают 0,001. Если же $\Delta t_3 > T$, то указанные изменения должны быть еще меньше. Это в известной степени ограничивает быстроедействие рассматриваемого устройства, особенно на низких частотах напряжения *ГКЧ* и при широком диапазоне измеряемых значений *УЭП*.

Выводы

1. Анализ инструментальных погрешностей фазовых вихретоковых измерителей *УЭП* уравнивающего частотного преобразования показал, что при следящем способе уравнивания основным источником инструментальной погрешности измерения *УЭП* является погрешность стабилизации фазы результирующего напряжения на выходе системы «ВТП-компенсатор». В измерителях *УЭП* с развертывающим способом уравнивания источником инструментальной погрешности есть погрешность фиксации момента, когда фаза этого напряжения равна номинальному значению. Основной составляющей указанных погрешностей является неидентичность фазовых характеристик каналов преобразования измерительного (результатирующее напряжение на выходе системы «ВТП-компенсатор» и опорного напряжений).

2. Установлено, что эти погрешности зависят от режима компенсации остаточного напряжения *ВТП* и уменьшаются с увеличением чувствительности фазы результирующего напряжения на выходе системы «ВТП-компенсатор» к *УЭП*.

3. На основе исследования динамической погрешности фазовых вихретоковых измерителей *УЭП* развертывающего частотного преобразования определены требования к скорости изменения тока возбуждения *ВТП* исходя из предельно допустимого значения данной погрешности.



1. *Неразрушающий контроль и диагностика: Справ.* / В. В. Клюев, Ф. Р. Соснин, В. Н. Филипов и др. // Под ред. В. В. Клюева. — М.: Машиностроение, 1995. — 64 с.
2. *Дорофеев А. Л., Казаманов Ю. Г.* Электромагнитная дефектоскопия. — М.: Машиностроение, 1980. — 232 с.
3. *Дорофеев А. Л., Еришов Р. Е.* Физические основы электромагнитной структуроскопии / Отв. ред. Р. Г. Хлебопрос. — Новосибирск: Наука. Сиб. отд-ние, 1985. — 182 с.
4. *Журавель Ф. А., Соболев В. С.* Бесконтактные измерения удельного сопротивления материалов с получением результата в цифровом виде // *Автометрия*. — 1969. — № 6. — С. 103–107.
5. *Гордиенко В. И., Рыбачук В. Г., Тетерко А. Я.* Влияние зазора на точность фазовых вихретоковых измерителей удельной электрической проводимости // *Техн. электродинамика*. — 1988. — № 5. — С. 96–101.
6. *Ориатский П. П.* Автоматические измерения и приборы. — Киев: Вища школа, 1980. — 560 с.
7. *Гордиенко В. И., Рыбачук В. Г.* Измеритель коэффициента анизотропии удельной электрической проводимости // *Измерительная техника*. — 1989. — № 4. — С. 50–52.
8. *А. с. 436200 СССР, МКИ G 01R 31/00.* Устройство для измерения удельного сопротивления парамагнитных и диамагнитных материалов / Ф. А. Журавель, В. С. Соболев. — Оpubл. 15.07.74; Бюл. № 26.
9. *Гаревских А. С., Дорофеев А. Л.* Прибор для измерения удельного электросопротивления углеродистых материалов // *Дефектоскопия*. — 1974. — № 6. — С. 123–126.
10. *А. с. 993153 СССР, МКИЗ G 01R 27/00, G 01 N 27/00.* Устройство для измерения удельного сопротивления немагнитных материалов / А. Я. Тетерко, В. Г. Рыбачук. — Оpubл. 30.01.83; Бюл. № 4.
11. *А. с. 979983 СССР, МКИЗ G 01N 27/90, G 01 N 27/02.* Устройство для измерения удельной электропроводности немагнитных материалов / А. Я. Тетерко, В. Г. Рыбачук. — Оpubл. 07.12.82; Бюл. № 45.

Физ.-мех. ин-т им. Г. В. Карпенко НАН Украины,
Львов

Поступила в редакцию
04.06.2004



**ОРГАНИЗАТОРОМ ВЫСТАВКИ
ПРИ 17-Й ВСЕРОССИЙСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ ПО
НЕРАЗРУШАЮЩЕМУ КОНТРОЛЮ В ЕКАТЕРИНБУРГЕ
СТАНЕТ ООО «ПРИМЭКСПО»**



Выставочная компания **ПРИМЭКСПО** (партнер британской выставочной компании *ITE Group Pie*) назначена официальным организатором выставки «Неразрушающий контроль и диагностика», которая пройдет в Екатеринбурге одновременно с 17-й Всероссийской научно-технической конференцией, посвященной 100-летию со дня рождения Михаила Николаевича Михеева — члена-корреспондента АН СССР, выдающегося ученого в области физических методов неразрушающего контроля, одного из основателей академической науки на Урале, более пятидесяти лет возглавлявшего Институт физики металлов Уральского отделения Российской академии наук.

Выставка **NOT URAL** состоится 6–9 сентября 2005 г., в Уральском политехническом Институте при поддержке Уральского отделения Российской академии наук, Российского общества по неразрушающему контролю и технической диагностике, Правительства Свердловской области, Национальной ассоциации контроля и сварки, Института машиноведения УрО РАН, Института физики металлов УрО РАН и др.

Компания **ПРИМЭКСПО** была выбрана не случайно — уже 4 года она известна профессионалам неразрушающего контроля и технической диагностики по ежегодно проводимой в Москве выставке **NOT RUSSIA**, которая стала крупнейшим в Европе событием, где встречаются разработчики, производители и поставщики средств неразрушающего контроля с потребителями со всех регионов России и стран СНГ (в 2005 году выставка пройдет в СК «Олимпийский» с 17 по 20 мая).

**В данный момент готовится научная программа конференции,
информацию по которой Вы можете получить на сайте www.imach.uran.ru**

**По вопросам участия в выставке обращайтесь в ООО «ПРИМЭКСПО» к Марии Бадах
по тел. (812) 380-60-02 или на e-mail: ndi@primexpo.ru.**

Подробная информация на сайте www.primexpo.ru/ndt.