ЛИНЕЙНЫЙ МАТРИЧНЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ С ОДНОСТОРОННИМ ДОСТУПОМ К ОБЪЕКТУ КОНТРОЛЯ

© 2008 А. Ю. Лавров, А. И. Меркулов

Самарский государственный аэрокосмический университет

В работе рассмотрено устройство контроля линейного вертикального, поперечного горизонтального и углового перемещений, а также ширины верха головки рельса. Методика определения значений контролируемых факторов основана на компьютерной обработке сигналов сильносвязанных вихретоковых преобразователей перемещений. Анализ конструктивной топологии многоэлементных вихретоковых первичных преобразователей, определяемой количеством, пространственной ориентацией и взаимными связями синфазных полей катушек с переменным током, позволил реализовать широкий диапазон перемещений при высокой разрешающей способности к контролируемым факторам.

Взаимное положение и геометрия рельсов определяет безопасность движения транспорта по железнодорожной колее. Рельсы имеют большую протяжённость, подвержены динамическому и климатическому воздействию. Сбор информации об их состоянии для систем управления движением поездов осуществляется с помощью диагностических вагонов-лабораторий, выполняющих комплексную компьютерную диагностику железнодорожного пути [1]. Сложность и малая надежность механических сканирующих систем затрудняет их применение при повышенных скоростях движения. Наличие стрелочных переводов рельсовой колеи требует одностороннего размещения преобразователей над рельсом, что определяет актуальность разработки многоканальной системы автоматического бесконтактного экспрессконтроля взаимного положения рельсов железнодорожной колеи.

Электромагнитные методы контроля широко применяются в различных отраслях промышленности для бесконтактного измерения перемещений и геометрических параметров изделий сложной формы [2, 3].

В системе координат $X_0Y_0Z_0$, связанной с колёсной парой фиксируем координаты центров рабочих поверхностей корпусов накладных преобразователей (ПН) левого и правого рельсов колеи, как объекта контроля (ОК), задающих системы координат *XYZ* преобразователей. Надёжная работа преобразователей требует их установки с максимальным вертикальным зазором безопасности $h_{z_{\rm H}}$. Геометрия рельсов и их взаимное положение определяет ширину колеи $b_{\kappa n}$ (рис. 1, 2), измеряемую вдоль оси Y_0 :

меряемую вдоль оси Y_0 : $b_{\kappa n} = (b_{\kappa m} + 2b_{\kappa o}) - (b_w + h_{y,np} + \frac{1}{2}b_{r,np} + h_{y,np} + \frac{1}{2}b_{r,np})$,(1) где $b_{\kappa m}$ – расстояние между внутренними торцами колёс; $b_{\kappa o}$ – ширина колеса; b_{μ} – ширина металлического корпуса ПН, рабочая поверхность которого параллельна плоскости *XY*; $b_{_{r,np}}$, $b_{_{r,np}}$ – ширина левого и правого рельсов. Вертикальное h_{z} и горизонтальное h_{y} перемещения поверхности катания каждого рельса относительно преобразователей вычисляются автономно, как отклонения систем координат $X_r Y_r Z_r$, связанных с серединой поверхности катания рельсов от систем координат XYZ преобразователей: $h_z = z - h_{z_{H}}, h_y = y$. Ширина b_u корпуса ПН должна быть больше суммы ширины b рельса и диапазона $h_{y max}$ поперечных перемещений: $b_{u} >> b_r + h_{y max}$, а для безопасности работы, при движении вагона-лаборатории $b_{\mu\nu}$ меньше ширины $b_{\mu\nu}$ колеса вагона. Для реализации многоточечного контроля количество преобразователей, размещаемых вдоль оси *Y*, составляет $n_{pab} = b_{ul}/b_{M}$, где h_{zH} определяет b_{M} – ширину одиночного ПН.

Тогда для линейного матричного преобразователя средние ПН, удалены от краев рельса и имеют доминирующую чувствительность к вертикальным перемещениям h_z . Крайние преобразователи, расположенные



Рис. 1. Установка корпуса преобразователей на тележке вагона-лаборатории



Рис. 2. Взаимное положение рельса и преобразователей

вблизи краёв рельса, чувствительны к h_z и h_y . Установка промежуточных преобразователей позволяет дополнительно контролировать угловые отклонения поверхностей катания рельса и колеса, влияющих на динамику износа профиля рельса. Угловое положение можно определить по формуле:

$$\varphi_x = \operatorname{arctg} \frac{h_{znn} - h_{znn}}{b_{\omega}}, \qquad (2)$$

где h_{znn} , h_{znn} – текущие вертикальные зазоры промежуточных ПН; b_j – расстояние между их центрами.

Таким образом, задача сводится к определению значений вектора $\overline{P} = (h_z, h_y, b_r, \varphi_x)$ пространства факторов.

В методе вихревых токов широко используются компланарные преобразователи(ПНк – рис. 3*a*), для которых диапазон контролируемых перемещений связан с величиной диаметра эквивалентного контура вихревых токов $D_{3} \approx D_{\kappa}$, где D_{κ} – диаметр катушки ПНк, и коэффициентом связи K_{τ} :

$$D_{3} = \frac{6h_{z}}{\ln L_{_{6H_{m}}} - \ln L_{_{6H}}}, \ K_{_{T}} = L_{_{6H}}/L_{_{6H_{m}}}, \ (3)$$

где $L_{_{6H_m}}$ – максимальная, а $L_{_{6H}}$ – текущая вносимые индуктивности преобразователей.

Решение поставленной задачи достигается использованием экранированных ортогональных преобразователей (рис. 3). Изменяя соотношение площадей $l \times b$, $l \times d$, $b \times d$, определяющих электромагнитное поле преобразователя по заданному направлению, можно осуществить многовариантность соотношений чувствительностей к контролируемым факторам. Длина *l*, магнитопровода катушки определяет дальнодействие D₂ возбуждающего электромагнитного поля преобразователя. Длина рельса намного превышает l_{μ} , а потому легко реализуется заданный диапазон *h*_{г тах} изменений зазоров между поверхностью катания рельса и преобразователями. Увеличение n_{раб} количества ПН расширяет функциональные возможности устройства экспресс-контроля и позволяет реализовать пространственную селекцию влияющих факторов. Однако, уменьшение b_{M} ограничено начальным зазором h_{z_H} безопасности, т. к. при малых b, соседние преобразователи будут иметь близкие характеристики.

Модульный принцип схемно-конструктивной компоновки многоэлементных ортогональных первичных преобразователей позволяет:

 организовать переменную или периодическую структуру возбуждающего электромагнитного поля, исходя из задач контроля и особенностей форм изделия;



Рис. 3. Конструктивные размеры ПН

2. повысить производительность контроля путем выбора рационального количества унифицированных модулей ПН и зон контроля;

3. получить повышенные *K*_т и *D*э каждого ПН к контролируемому фактору;

4. использовать интегральную технологию изготовления катушек ПН с магнитопроводом;

5. размещать ПН в пазах единого проводящего корпуса для локализации электромагнитного поля в зоне контроля и снижения погрешности от взаимного влияния пространственных компонент перемещений и от других факторов, например, температуры;

6. получить новые характеристики преобразователей, позволяющие расширить функциональные возможности средств.

На рис. 4 показана структурная схема устройства экспресс-контроля пространственного положения и геометрии ОК. Преобразователи 2 образуют дискретную шину с общим электромагнитным полем, что обеспечивает высокое значение D_3 , а дискретизация шины на токовые элементы (ТЭ) позволяет выполнить пространственную селекцию контролируемых факторов [4]. Рабочие 2 и компенсационный 3 преобразователи включёны по дифференциальной схеме и размещены в едином проводящем корпусе. Для синфазного возбуждения все преобразователи питаются от источника постоянного напряжения 8, а пере-



Рис. 4. Структурная схема устройства контроля

менное поле создаётся переходными колебательными процессами при коммутации цепи питания с LC-контурами с помощью синхронных ключей 4, управляемых от генератора 5. Преобразователи блока имеют одинаковое значение начальной индуктивности L_и. Период колебаний LC-контуров с рабочим и компенсационным преобразователями составляет $T_p = 2\pi \sqrt{L_p C}$ и $T_{\kappa} = 2\pi \sqrt{L_{\kappa} C}$. Вихревые токи, наводимые на поверхности ОК, изменяют величину индуктивности L_p рабочих преобразователей. В блоке электроники 6 определяется разность $DT = T_{\kappa} - T_{p}$ и выполняется усреднение $\Delta \overline{T} = \sum_{i}^{n} \Delta T_{i} / n$, что позволяет снизить случайные погрешности. Выходной сигнал каждого измерительного канала определяется как:

$$U = U_{_{DM}} \frac{\Delta T}{T_{_s}},\tag{4}$$

где $U_{_{3m}}$ – напряжение источника питания 8; $T_{_{s}}$ – период, задаваемый генератором 5.

Выходные напряжения U_i блока электроники 6, передаются в компьютер 7 для последующей обработки. Проводящий корпус устройства экранирует ПН, что позволяет локализовать поле в зоне контроля и снизить влияние внешних полей на погрешности измерений.

Результирующее электромагнитное поле в пространстве между ВТП и ОК определяется полями преобразователей и полем, создаваемым руслом вихревых токов. Выбор высоких значений частоты *f* генератора 5 позволяет рассматривать распределение вихревых токов только на поверхности ОК, с глубиной проникновения $d_{3M} \rightarrow 0$.

Исследование параметров электромагнитного поля ТЭ осложняется его трёхмерным характером. Поле каждого ТЭ размером b_{M} , имеет переменное сечение магнитного потока. Известно достаточно много компьютерных программ (ANSYS, FEMLAB, ELCUT и др.), которые автоматически разбивают моделируемое пространство на конечные элементы при заданных границах сечений магнитных потоков. Однако, для рассматриваемой задачи границы полей автономных ПН неизвестны, что требует разработки новых алгоритмов численных расчётов их характеристик. Рассматривая магнитный поток ПН в пространстве между ПН и поверхностью ОК, представим его в виде совокупности магнитных потоков элементарных трубок. Расчет функций пространственного распределения магнитного поля токовых элементов, с использованием принципа суперпозиции полей, показывает, что магнитные трубки с большой плотностью магнитной энергии обладают повышенным давлением $p = 0.5\mu_0 H^2$. Поэтому в плоскости *Z0Y* наклон силовых линий трубок j_u увеличивается с удалением *Y* зоны контроля поля, следовательно, необходимо учитывать увеличение b_s трубки при удалении по *Z* и *Y* (рис. 5).

В пределах сечения трубки $DS_p = Db_s Dh_z$, где Db_s , Dh_z – ширина и высота элементарной трубки магнитного потока, напряжённость поля можно считать $\vec{H} = const$. При этом начальная индуктивность $L_{\rm H}$ ПН равна:

$$L_{ii} = \sum_{1}^{n_{x}} \left(\sum_{1}^{m_{x}} \sum_{1}^{m_{y}} \boldsymbol{\Phi}_{i_{x}} + \sum_{1}^{n_{x},n_{y}} \sum_{1}^{m_{y}} \sum_{1}^{m_{y}} \boldsymbol{\Phi}_{ij_{x}} - \sum_{1}^{n_{y},n_{y}} \sum_{1}^{m_{x}} \sum_{1}^{n_{y}} \boldsymbol{\Phi}_{ik_{x}} \right) \middle| I_{\kappa}, (5)$$

где $\Phi_{i_s} = \mu \sum_{S_p} H_{i_s} \Delta S_p$ – магнитный поток, со-

здаваемый *i*-м ТЭ; $\Phi_{ij_{M}}$ – магнитный поток, создаваемый *j*-м ТЭ и охватывающий *i*-й ТЭ; $\Phi_{ik_{M}}$ – магнитный поток, создаваемый *k*-м ТЭ русла вихревых токов и охватывающий *i*-й ТЭ дискретной шины; n_{x} , n_{y} – количество ТЭ дискретной токовой шины в плоскости оси XY; m_{z} , m_{y} – количество трубок магнитного потока в направлении осей Z и Y. Погрешность численных расчётов индуктивности ПН существенно зависит от выбора Db_M. Однако, уменьшение Db_M ведёт к существенному росту времени вычислений.

Расчёт магнитных потоков ТЭ, представленных совокупностью $n_x i n_y$ линейных проводников конечного размера b_{M} , выполнен с помощью закона Био-Савара:



Рис. 5. Сечения магнитных потоков ПН шины

$$d\vec{H} = \frac{I_{\kappa}d\vec{b}_{\rm M} \times h_0}{4\pi \left|h\right|^3},\tag{6}$$

где $I_{\kappa}d\vec{b}_{M}$ – ТЭ, создающий напряжённость \vec{H} в рабочем пространстве, а h – радиус-вектор, проведённый от ТЭ в точку определения напряжённости \vec{H} поля.

Для расчёта Φ_{i_s} количество трубок магнитного потока в направлении оси *Z* составляет:

$$m_{z_i} = \frac{0.5l_{\scriptscriptstyle M} - \left| x_{\scriptscriptstyle \kappa_i} \right|}{\Delta x_{\scriptscriptstyle \kappa}},\tag{7}$$

где l_{M} – длина магнитопровода; $x_{\kappa_{i}}$ – координата *i*-го ТЭ ПН; Dx_{κ} – шаг размещения ТЭ вдоль оси *X*. Для расчёта $\Phi_{ij_{M}}$ используем:

$$m_{z_{ij}} = \frac{\left| x_{\kappa_j} - x_{\kappa_i} \right|}{\Delta x_{\kappa}}, \qquad (8)$$

где x_{κ_i} – координата *j*-го ТЭ ПН.

Границы синфазных квазистационарных электромагнитных полей ПН определяется по условию:

$$\sum_{i=0}^{np} H_{x_i} = \sum_{i=0}^{np} H_{x_i}, \qquad (9)$$

где $\sum_{x_i}^{nee} H_{x_i}$, $\sum_{x_i}^{np} H_{x_i}$ — суммы напряжённостей полей ПН, расположенных слева и справа от границы рассматриваемых преобразователей.

Для проверки достоверности теоретических расчётов создан лабораторный стенд, общий вид которого показан на рис. 6. Вихретоковые преобразователи 1 закреплены на инструментальном микроскопе ММИ-1 2. Эталонные многокомпонентные перемещения рельса 7 задавались с помощью микрометри-



Рис. 6. Общий вид лабораторного стенда

ческих винтов 3, 4, 5, 6 ММИ-1. Напряжения ПН образуют вектор $\overline{U} = (u_1, u_2, ..., u_n)$, поступающий в компьютер 9 для обработки. Для получения характеристик $\overline{U} = \overline{f}(\overline{P})$ использовались имитационные модели 8.

В алгоритмических методах процедура инверсии экспериментальных данных формулируется как задача распознавания образов, и в этом случае вектор сигналов идентифицируется как представитель одного из известных положений ОК относительно ПН. На практике наиболее широко применяется подход, ориентированный на использование массивов градуировочных данных, предполагающий построение соответствующих характеристик. При этом непрерывное пространство решений разбивается на конечное число подпространств, определяемых всеми возможными положениями ОК. Массив градуировочных сигналов относится к так называемой обучающей выборке, которая используется для обучения автоматического устройства контроля.

В общем случае погрешность измерения определяется как:

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_{CR}^2 + \delta_r^2 + \delta_{RR}^2}, \qquad (10)$$

где d_{сл} – случайная погрешность, обусловленная слабо действующими факторами; d_r – погрешность гистерезиса; d_{ил} – погрешность нелинейности характеристик функций отклика. Ввиду усреднения U_i величиной d_{c_i} пренебрегаем. Погрешность d также пренебрегаем, поэтому учитывается только погрешность нелинейности характеристик функции отклика. Минимальная погрешность нелинейности d_и, которая должна быть меньше допустимой, определяет шаг дискретизации по контролируемым факторам. При этом над поверхностью ОК всегда расположено не менее b_r/b_u преобразователей, и их количество меняется в зависимости от перемещения *h*, и ширины *b*.

Объём массива градуировочных сигналов зависит от количества измерительных каналов, по каждому из которых задаётся *N* возможных состояний ОК:

$$N = n_z \cdot n_y \cdot n_b \cdot n_\varphi, \qquad (11)$$

где n_z , n_y , n_b , n_j – количество градуировочных точек по каждому фактору, определяемое шагом дискретизации градуировочных харак-

теристик. Градуировочные данный представляют собой многомерный массив:

$$\begin{cases} u_{1} = f_{1}(h_{z}, h_{y}, b_{r}, \varphi_{x}), \\ u_{2} = f_{2}(h_{z}, h_{y}, b_{r}, \varphi_{x}), \\ \cdots \\ u_{n} = f_{n}(h_{z}, h_{y}, b_{r}, \varphi_{x}), \end{cases}$$
(12)

Для заданных диапазонов изменения контролируемых факторов и выбранных шагов их дискретизации с учётом переналадок стенда общее время градуировки превышает 4 часа. На рис. 7 показаны зависимости U/ $U_{m} = f(h_{j})$ преобразователей дискретной токовой шины. В качестве ОК использовалась имитационная модель в виде плоской пластины шириной b_. = 60 мм, выполненной из алюминиевого сплава. Из графиков видно, что характеристики ПН имеют существенные различия. При этом максимальное значение $U_{av} = f(h_z)$ имеет преобразователь, расположенный над серединой ОК (средний ПН). На ПН, находящиеся над краями ОК, оказывает влияние краевые зоны ОК, в результате чего функция имеет наибольшую крутизну.

Графики функций (рис. 7) показывает, что для преобразователей, находящихся за пределами ОК, $L_{_{M}} > L_{_{H}}$, что соответствует теоретическим расчётам. В соответствии с (5), данный результат можно объяснить тем, что компенсация собственного поля закрытого ПН вихревыми токами ОК при $h_{_{Z}} \rightarrow 0$ уменьшает $\sum_{S_{_{P}}} H_{_{X}}$, действующее на поле соседнего открытого ПН, при этом сильное увели-

чение $\sum_{S_p} \Delta S_p$ открытого ПН приводит к росту его L_p .



Рис. 7. Функции распределения напряжений $U'_{i}/U_{m} = f(h_{z})$ по ПН

На рис. 8 показана совокупность градуировочных характеристик $U_i = f(h_y)$, отражающие взаимное положение ПН и ОК и позволяющие задать границы зоны контроля.

Точки пересечения графиков $U_i = f(h_y)$ характеризуют симметрию расположения преобразователей относительно середины ОК. Характеристики имеют существенно нелинейный характер.

При контроле взаимного положения рельсов вектор \overline{P}_s рассматривается как отклонение $\Delta \overline{P}_s$ относительно известного положения \overline{P}_0 факторного пространства. Используя кусочно-линейную аппроксимацию функции отклика, представим вектор сигнальных напряжений $\overline{U}(\overline{P}_s)$ как отклонение от вектора напряжений $\overline{U}(\overline{P}_0)$ в градуировочной точке \overline{P}_0 факторного пространства, которое в матричной форме может быть представлено как:

 $\overline{U}(\overline{P}_0 + \Delta \overline{P}_s) = \overline{U}(\overline{P}_0) + \nabla \overline{U} \Delta \overline{P}_s + \varepsilon$, (13) где $\overline{U}(\overline{P}_0 + \Delta \overline{P}_s) = \overline{U}(\overline{P}_s)$ – вектор сигнальных напряжений ПН блока; $\nabla \overline{U}$ – матрица, определяющая чувствительность ПН по каждому контролируемому фактору; *е* – погрешность определения факторов. Выражая из (15) отклонение $\Delta \overline{P}_s$, получим:

$$\Delta \overline{P}_{s} = \left(\nabla \overline{U}\right)^{-1} \left[\overline{U}\left(\overline{P}_{0} + \Delta \overline{P}_{s}\right) - \overline{U}\left(\overline{P}_{0}\right)\right], \quad (14)$$

В линейном приближении, выбирая малый шаг дискретизации $\Delta \overline{P}$ факторного пространства, считаем, что чувствительность ПН к каждому фактору в зоне контроля остаётся постоянной. Тогда коэффициенты $K = (k_s, k_s, k_b, k_j)$ отклонения вектора $\overline{U}(\overline{P}_s)$ от $\overline{U}(\overline{P}_0)$ равны коэффициентам отклонения \overline{P}_s от \overline{P}_0 . Для определения K по всем факторам, выбираем дополнительные точки факторного пространства, отстоящие на шаг градуировки от



Рис. 8. Зоны контроля в диапазоне изменения поперечного горизонтального перемещения ОК

 \overline{P}_0 и ближайшие к \overline{P}_s . В каждой такой точке имеем вектора напряжений

$$\begin{array}{l} U(P_{z}) = U(h_{z_{0}} + \Delta h_{z}, h_{y_{0}}, b_{r_{0}}, \varphi_{x_{0}}), \\ \overline{U}(P_{y}) = \overline{U}(h_{z_{0}}, h_{y_{0}} + \Delta h_{y}, b_{r_{0}}, \varphi_{x_{0}}), \\ \overline{U}(P_{b}) = \overline{U}(h_{z_{0}}, h_{y_{0}}, b_{r_{0}} + \Delta b_{r}, \varphi_{x_{0}}), \\ \overline{U}(\overline{P}_{\phi}) = \overline{U}(h_{z_{0}}, h_{y_{0}}, b_{r_{0}}, \varphi_{x_{0}} + \Delta \varphi_{x}), \end{array}$$

для которых составим систему линейных уравнений. Количество уравнений соответствует количеству ПН, поэтому система линейных уравнений является переопределённой. Значения коэффициентов определяем методом наименьших квадратов, реализованным во многих широко распространённых программах обработки экспериментальных данных, из выражения:

$$\overline{U}(\overline{P_s}) - \overline{U}(\overline{P_0}) = k_z (\overline{U}(\overline{P_z}) - \overline{U}(\overline{P_0})) + \\ + k_y (\overline{U}(\overline{P_y}) - \overline{U}(\overline{P_0})) + \\ + k_b (\overline{U}(\overline{P_b}) - \overline{U}(\overline{P_0})) + \\ + k_{\varphi} (\overline{U}(\overline{P_{\varphi}}) - \overline{U}(\overline{P_0})).$$
(15)

Отклонения по каждому фактору определяется как:

$$h_{z} = h_{z_{0}} + k_{z}\Delta h_{z},$$

$$h_{y} = h_{y_{0}} + k_{y}\Delta h_{y},$$

$$b_{r} = b_{r_{0}} + k_{b}\Delta b_{r},$$

$$\varphi_{x} = \varphi_{x_{0}} + k_{\varphi}\Delta\varphi_{x} (16)$$

Исключение из алгоритма определения значений контролируемых факторов итеративных циклов позволяет обеспечить высокое быстродействие работы устройства экспресс-контроля. Оценка времени измерения показывает, что обработка измерительной информации занимает наибольшее время:

$$T = n_{\rm s} T_{\rm o} + T_{\rm m} + T_{\rm mo} + T_{\rm \kappa} + T_{\rm R} \,, \qquad (17)$$

где T_{o} – время опроса ПН, составляющее 0.01 мс при f = 100 кГц; n_s – количество блоков измерительных сигналов; T_{n} – время их передачи по последовательному интерфейсу RS-232C в ЭВМ, равное 19.2 мс при скорости 19.2 кБит/с; $T_{no} \approx 18.0$ мс – время обработки и определения влияющих факторов, зависящее от быстродействия ЭВМ и алгоритма обработки данных; T_{κ} – время определения адекватности объекта контроля; $T_{B} \approx 5.0$ мс – вывода/ вывода информации. Таким образом, общий период измерения составляет ≈ 59.8 мс.

Полученные результаты позволяют дать рекомендации по использованию измерительных модулей с дискретной токовой шиной для контроля перемещений и геометрических параметров изделий сложной формы. Линейный матричный вихретоковый преобразователь обеспечивает решение различных задач в промышленности, научных исследованиях и учебном процессе, а также позволяет расширить функциональные возможности средств диагностики железнодорожного пути и повысить производительность испытаний дорогостоящего оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированные средства контроля параметров рельсовой колеи на базе вагонов-лабораторий. / Под ред. С.В. Архангельского, В.Б. Каменского и В.П. Конакова. Самара: Самарский научный центр PAH, 2002.

- 2. Меркулов А.И., Стеблев Ю.И., Корнеев Б.В. Принципы построения матричных вихретоковых преобразователей с магнитопроводом // Дефектоскопия. 1979. № 6.
- 3. Avrin F.W. Eddy current measurements with magneto-resistive sensors: Third-layer flaw detection in a wing-splice structure 25 mm thick // Nondestructive Evaluation of Aging Aircraft, Airports and Aerospace Hardware IV / A.K Mal, editor Proceedings of SPIE. Vol. 3994 (2000).
- Лавров А.Ю., Меркулов А.И. Компоновка кластеров экранированных вихретоковых преобразователей // Материалы Международной научно-практической конференции аспирантов и научных работников. Астрахань: АГУ, 2007.

THE LINEAR MATRIX ELECTROMAGNETIC CONVERTER OF MOVINGS WITH UNILATERAL ACCESS TO OBJECT OF THE CONTROL

© 2008 A. J. Lavrov, A. I. Merkulov

Samara State Aerospace University

The device of the control of linear vertical, cross-section horizontal and angular movings, and also width of top head rail is considered of this topic. The technique of definition of values the controlled factors is based on computer processing of signals a eddy current sensor of movings with strongly linked. The analysis of constructive topology multielement the primary eddy current sensors, defined by amount, spatial orientation and mutual links of inphase fields of coils with an alternating current, has allowed to realize a wide range of movings at high resolution to controlled factors.