

## АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФЕРРОЗОНДОВОГО ДАТЧИКА СТЫКА СВАРИВАЕМЫХ ДЕТАЛЕЙ<sup>1</sup>

Приведены результаты исследований динамических свойств дифференциального феррозонда как элемента автоматической системы слежения за стыком, измеряющего составляющую магнитного поля сварочного тока, несущую информацию о положении электрода относительно стыка.

Ключевые слова: феррозонд, спектр, добротность, передаточная функция.

В системах автоматической ориентации электрода по стыку свариваемых деталей применяются измерительные устройства с феррозондовым датчиком стыка, измеряющим информационную составляющую магнитного поля переменного тока сварочного контура [1].

Традиционно феррозонды применяются для измерения магнитных полей в статическом режиме и достаточно полно освещены в научно-технической литературе [2–4]. Динамический характер функционирования автоматических систем, использующих феррозонд в контуре управления, предполагает обеспечение соответствующих требований к его динамическим свойствам, которые в большой степени определяются характером нагрузки измерительной обмотки. Сведения, касающиеся оценки феррозонда как элемента системы управления положением электрода в условиях дуговой сварки, когда информационное магнитное поле на 1,5...2 порядка меньше поля сварочного тока, отсутствуют. Это обстоятельство обуславливает целесообразность исследования динамических характеристик феррозонда и является предметом данной статьи.

Рассмотрим работу дифференциального феррозонда [2] с выходом на второй гармонике, нагруженного на комплексное сопротивление  $r, L, C$  (см. рисунок), при воздействии измеряемого поля  $H(t)$ , слабого по сравнению с полем возбуждения.

Сигнал  $H(t)$  моделирует четные гармоники выходной ЭДС феррозонда, поэтому при выделении второй гармо-

ники напряжение на нагрузке может быть представлено в виде

$$u(t) = U(t) \cdot \cos 2\omega t,$$

где  $U(t) = G_2 \cdot H(t)$  – огибающая выходного амплитудно-модулированного сигнала;  $G_2$  – коэффициент преобразования феррозонда по второй гармонике;  $\omega$  – частота возбуждения.

Если входной сигнал  $H(t)$  имеет ограниченный спектр частот  $0 \leq \Omega \leq \omega$ , то он может быть представлен преобразованием Фурье [5]:

$$H(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega}^{\omega} H(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega.$$

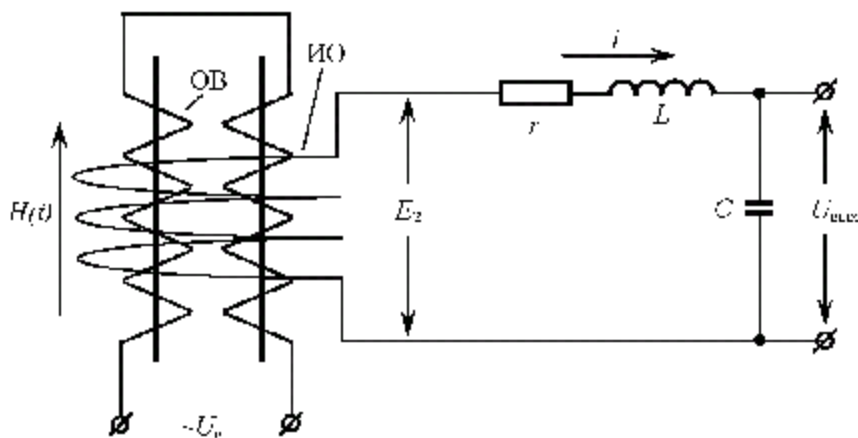
В этом случае в огибающей несущего напряжения сохраняется полная информация о передаваемом сигнале при использовании амплитудной модуляции.

Амплитудные и фазовые частотные характеристики для огибающей выходного сигнала можно найти в предположении, что входной сигнал изменяется по следующему гармоническому закону:

$$H(t) = H(\Omega) \cdot \cos \Omega t.$$

Из этого соотношения видно, что огибающая выходного напряжения феррозонда изменяется по тому же закону. При этом амплитуда и фаза огибающей зависят от  $\Omega$ . Таким образом,

$$u(t) = U(\Omega) \cdot \cos[\Omega t - \varphi(\Omega)] \cdot \cos 2\omega t,$$



Феррозонд с нагрузкой: ИО – измерительная обмотка; ОБ – обмотка возбуждения;  $E_2$  – ЭДС измерительной обмотки;  $\sim U_b$  – напряжение возбуждения феррозонда частотой  $\omega$

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (код проекта 07-08-00179) и АВИЦП «Развитие научного потенциала высшей школы» (код проекта 2957).

где  $U(\Omega) = H(\Omega) \cdot G_2(\Omega)$  – амплитуда огибающей;  $\varphi(\Omega)$  – фаза огибающей выходного сигнала.

Задача сводится к определению функций  $G_2(\Omega)$  и  $\varphi(\Omega)$ , которые являются соответственно амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками феррозонда для огибающей.

При гармоническом измеряемом поле ток в нагрузке феррозонда с выходом на второй гармонике содержит две составляющие с частотами  $(2\omega + \Omega)$  и  $(2\omega - \Omega)$  [5]:

$$I(t) = \frac{|I_{q,p}|}{2} \cos[(2\omega + \Omega)t + \varphi_{q,p}] + \frac{|I_{q,-p}|}{2} \cos[(2\omega - \Omega)t + \varphi_{q,-p}],$$

где  $|I_{q,p}|$  и  $|I_{q,-p}|$  – модули;  $\varphi_{q,p}$  и  $\varphi_{q,-p}$  – фазы составляющих тока;  $q$  и  $p$  – номера гармонических составляющих частот  $\omega$  и  $\Omega$ , соответственно.

Если модули и фазы составляющих суммарной и разностной частот равны, то изменение тока может быть представлено в виде амплитудно-модулированного колебания:

$$I(t) = |I_{q,p}| \cos \Omega t \cos(2\omega t + \varphi_{q,p}).$$

Такое условие выполняется для низкой частоты измеряемого поля, т. е. при  $\Omega \ll \omega$ .

Если частота измеряемого поля  $\Omega$  соизмерима с частотой возбуждения  $\omega$ , такое приближение недопустимо. Упростить решение задачи в этом случае можно, если учесть, что характерной особенностью схемы выделения сигнала феррозонда является использование фазочувствительного демодулятора, который выделяет из входного сигнала только составляющую, синфазную с его опорным напряжением. Фаза опорного напряжения выбирается равной фазе  $\varphi_{q,0}$  синфазной составляющей несущего колебания в статическом состоянии при постоянном измеряемом поле. При этом квадратурная составляющая модулированного колебания, фаза которой сдвинута на угол  $\pm\pi/2$  относительно опорного напряжения, не детектируется фазочувствительным демодулятором.

В общем случае, когда  $|I_{q,p}| \neq |I_{q,-p}|$  и  $\varphi_{q,p} \neq \varphi_{q,-p}$ , ток в нагрузке целесообразно представить в виде суммы синфазной  $I_{\text{сф}}$  и квадратурной  $I_{\text{кв}}$  составляющих модулированного колебания

$$I(t) = I_{\text{сф}} \cos(2\omega t + \varphi_{q,0}) + I_{\text{кв}} \sin(2\omega t + \varphi_{q,0}), \quad (1)$$

где

$$I_{\text{сф}} = \frac{1}{2} |I_{q,-p}| \cos(\Omega t - \varphi_{q,-p} + \varphi_{q,0}) + \frac{1}{2} |I_{q,p}| \cos(\Omega t + \varphi_{q,p} - \varphi_{q,0}), \quad (2)$$

$$I_{\text{кв}} = \frac{1}{2} |I_{q,-p}| \sin(\Omega t - \varphi_{q,-p} + \varphi_{q,0}) - \frac{1}{2} |I_{q,p}| \cos(\Omega t - \varphi_{q,p} - \varphi_{q,0}). \quad (3)$$

Синфазную составляющую полезного сигнала (2) представим в виде

$$I_{\text{сф}}(j\omega) = \frac{1}{2} \left[ |I_{q,p}| \cos(\varphi_{q,p} - \varphi_{q,0}) + |I_{q,-p}| \cos(\varphi_{q,0} - \varphi_{q,-p}) \right] +$$

$$+ \frac{1}{2} j \left[ |I_{q,p}| \sin(\varphi_{q,p} - \varphi_{q,0}) \right] + \left[ |I_{q,-p}| \sin(\varphi_{q,0} - \varphi_{q,-p}) \right].$$

Запишем последнее выражение в комплексной форме и определим частотную передаточную функцию феррозонда по огибающей:

$$G_{\text{сф}}(j\Omega) = \frac{I_{\text{сф}}(j\Omega)}{H(j\Omega)} = \frac{I_{q,0}}{2H(j\Omega)} \left[ \frac{|I_{q,p}|}{|I_{q,0}|} e^{j(\varphi_{q,p} - \varphi_{q,0})} + \frac{|I_{q,-p}|}{|I_{q,0}|} e^{j(\varphi_{q,0} - \varphi_{q,-p})} \right] = \frac{|I_{q,p}| e^{-j\varphi_{q,0}} + |I_{q,-p}| e^{j\varphi_{q,0}}}{2H(j\Omega)},$$

где  $I_{q,-p}^*$  и  $I_{q,p}$  – составляющие тока, сопряженные по гармоническим составляющим огибающей модулированного колебания.

Аналогично получим передаточную функцию для квадратурной составляющей (3):

$$G_{\text{кв}}(j\Omega) = \frac{I_{\text{кв}}(j\Omega)}{H(j\Omega)} = \frac{|I_{q,p}| e^{-j\varphi_{q,0}} - |I_{q,-p}| e^{j\varphi_{q,0}}}{2H(j\Omega)}.$$

Рассматриваемая квадратурная составляющая, возникающая при воздействии на феррозонд переменного измеряемого поля, имеет место лишь тогда, когда составляющие боковых частот не равны, т. е.

$$|I_{q,p}| \neq |I_{q,-p}|.$$

Этими же причинами обусловлено появление квадратурной составляющей при прохождении амплитудно-модулированного сигнала через частотно-избирательный фильтр с несимметричными амплитудно- и фазочастотной характеристиками.

Для переменного измеряемого поля с ограниченным спектром частот  $p\Omega \ll q\omega$ , пользуясь приближенным соотношением [5; 6]

$$\frac{q\omega \pm p\omega}{q\omega} - \frac{q\omega}{q\omega \pm p\omega} = \pm \frac{2p\Omega \left( 1 - \frac{p\Omega}{2q\omega} \right)}{q\omega \left( 1 - \frac{p\Omega}{q\omega} \right)} \approx \pm 2 \frac{p\Omega}{q\omega},$$

представим напряжение на конденсаторе (см. рисунок) следующим образом:

$$U_c = U_{q,\pm p} = \frac{wS\mu_2 H(\Omega) (1 \pm j\Omega\tau' + j\gamma)}{rC \left[ (1 + j\Omega\tau)^2 - \gamma^2 \right]},$$

где  $w$  – количество витков измерительной обмотки феррозонда;  $S$  – площадь сечения сердечников;

$\mu_2 = \frac{L_2}{A} = \frac{4}{\pi} \mu_{\text{max}} \frac{1}{h^2} \sqrt{h^2 - 1}$  – вторая гармоника магнитной проницаемости сердечников;  $L_2$  – вторая гармоника индуктивности измерительной обмотки;  $A = w^2 S l^{-1}$  – коэффициент пропорциональности;  $l$  – длина сердечника;  $h = H_m/H_s$  – относительная амплитуда поля возбуждения;  $H_m$  – амплитуда поля возбуждения;  $H_s$  – значение поля

насыщения сердечника;  $\gamma = \omega L_4/r$  – коэффициент регенерации;  $L_4$  – четвертая гармоника индуктивности измерительной обмотки;  $\tau = \frac{2(L_0 + L)}{r}$ , и  $\tau' = \frac{2(L_0 + L) - \frac{L_4}{2}}{r}$  – постоянные времени;  $L_0$  – индуктивность измерительной обмотки.

Учитывая, что [5; 6]

$$e^{j\varphi_0} = \frac{1 + j\gamma}{\sqrt{1 + \gamma^2}},$$

определим следующее:

– коэффициент передачи феррозонда для огибающей синфазного напряжения (квадратурная составляющая не детектируется фазочувствительным демодулятором)

$$\begin{aligned} G_{\text{сф}} &= \frac{U_c(\Omega)}{H(\Omega)} = \\ &= \frac{1}{2H(\Omega)} (U_{q,p} e^{-j\varphi_0} + U_{q,-p} e^{j\varphi_0}) = \\ &= \frac{wS\mu_2(1 + \gamma^2 + j\Omega\tau')}{rC(1 - \gamma^2 - \Omega^2\tau^2 + j\Omega\tau)\sqrt{1 + \gamma^2}}; \end{aligned}$$

– относительную амплитудно-частотную характеристику феррозонда для огибающей

$$\begin{aligned} W(\Omega) &= \frac{U_c(\Omega)}{U_{c0}} = \\ &= \frac{\sqrt{1 + \frac{\Omega^2\tau'^2}{(1 + \gamma^2)^2}}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\Omega^2\tau^2}{1 - \gamma^2}\right)^2 + \frac{\Omega^2\tau^2}{(1 - \gamma^2)^2}}}; \end{aligned} \quad (4)$$

– фазочастотную характеристику

$$\varphi(\Omega) = \arctg \frac{\Omega\tau'}{1 + \gamma^2} - \arctg \frac{\Omega\tau}{1 - \gamma^2 - \Omega^2\tau^2}.$$

В диапазоне частот, характеризуемом соотношением  $\Omega^2\tau^2 \gg 1$ , при  $\tau \approx \tau'$  выражение (4) можно упростить:

$$W(\Omega) \approx \frac{1}{\Omega\tau \frac{1 + \gamma^2}{1 - \gamma^2}}. \quad (5)$$

Из выражения (5) видно, что феррозонд в динамическом режиме эквивалентен инерционному звену первого порядка с передаточной функцией:

$$W(j\Omega) = \frac{1}{1 + j\Omega\tau_3},$$

где

$$\tau_3 = \tau \frac{1 + \gamma^2}{1 - \gamma^2} = \frac{2(L_0 + L)(1 + \gamma^2)}{r(1 - \gamma^2)} = T_0 Q_3; \quad (6)$$

$Q_3$  – эквивалентная добротность феррозонда.

Таким образом, приближенные расчеты коэффициента феррозонда для огибающей могут производиться по выражениям амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик эквивалентного инерционного звена:

$$\begin{aligned} W(j\Omega) &= \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2\tau_3^2}}, \\ \varphi(\Omega) &= -\arctg \Omega\tau_3. \end{aligned}$$

Для определения эквивалентного коэффициента передачи феррозонда достаточно найти постоянную времени  $\tau_3$ , которая может быть получена экспериментально или аналитически.

В резонансном режиме экспериментально может быть найдено значение эквивалентной добротности феррозонда  $Q_3$ , показывающее, во сколько раз возрастает его коэффициент преобразования для постоянного измеряемого поля, по сравнению с аналогичным коэффициентом в режиме холостого хода. Тогда, в соответствии с выражением (6), эквивалентная постоянная времени феррозонда оказывается в  $Q_3$  раз больше периода  $T_0$  частоты возбуждения  $\omega$ .

Расчетный способ определения  $\varphi_3$  при известных параметрах нагрузки  $r, L, C$  сводится к нахождению индуктивностей  $L_0$  и  $L_4$ . Задавшись аппроксимирующей функцией кривой намагничивания сердечника феррозонда, для определения амплитуды поля возбуждения  $h$  можно найти значения  $L_0$  и  $L_4$  [2].

Таким образом, при оценке динамических характеристик феррозонда, цепь нагрузки которого настроена в резонанс на частоту второй гармоники, необходимо учитывать, что его статический коэффициент преобразования в  $Q_3$  раз выше, чем в режиме холостого хода, а постоянная времени возрастает в  $Q_3$  раз по сравнению с периодом частоты возбуждения.

При отсутствии резонанса в цепи нагрузки, т. е. при активной или активно-индуктивной нагрузке, а также в режиме холостого хода постоянная времени оказывается соизмеримой с периодом частоты возбуждения, и ее влиянием в большинстве случаев можно пренебречь, по сравнению со значительно большими постоянными времени фазочувствительного демодулятора и избирательного усилителя.

Точность расчета по приведенным формулам достаточна для анализа динамических характеристик феррозонда в резонансном режиме при эквивалентной добротности, достигающей значений от единиц до нескольких десятков.

#### Библиографический список

1. Браверман, В. Я. Устройство для слежения за стыком свариваемых деталей с датчиком магнитного поля / В. Я. Браверман, В. С. Белозерцев // Вестник СибГАУ. Вып. 3. Красноярск, 2008. С. 106–108.
2. Афанасьев, Ю. В. Феррозонды / Ю. В. Афанасьев. Л. : Энергия, 1969.
3. Розенблат, М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники / М. А. Розенблат. М. : Наука, 1974.
4. Лысенко, А. П. Работа четногогармонических феррозондов и магнитных усилителей под нагрузкой / А. П. Лысенко // Электричество. 1963. № 12. С. 17–25.
5. Куракин, К. И. Следящие системы малой мощности / К. И. Куракин. М. : Машиностроение, 1965.
6. Власов, Н. П. Теория линейных следящих систем, работающих на переменном токе / Н. П. Власов. М. : Энергия, 1964.

V. Ya. Braverman, V. S. Belozertsev

## DYNAMIC CHARACTERISTICS ANALYSIS OF THE FLUX GATE SENSOR OF JOINT WELDING PARTS

*The investigation results of dynamic properties of the differential flux gate as a part of automatic tracking system, which measures the magnetic field of the welding current, with the information about the electrode position relatively to the junction are presented.*

*Keywords: flux gate, spectrum, Q-factor, transfer function.*

УДК 658.512, 004.942

Р. Х. Ахатов, К. А. Однокурцев

## ФОРМАЛИЗОВАННЫЙ МЕТОД ВЫБОРА И АНАЛИЗА СБОРОЧНЫХ БАЗ В САМОЛЕТОСТРОЕНИИ

*Исследование относится к области автоматизации технологической подготовки сборочного производства в самолетостроении. Метод формализованного выбора и анализа сборочных баз основан на применении координатной модели – дискретной информационной модели изделия.*

*Ключевые слова: сборка, планер, сборочная база, дискретная модель.*

Изделия самолетостроения отличаются сложными формами, малой жесткостью деталей и высокими требованиями к точности сборки. Поэтому при сборке узлов и агрегатов самолета широко применяют сборочную оснастку. Компоновку сборочной оснастки и структуру технологического процесса сборки изделия определяет выбранная схема базирования деталей при сборке [1] – сборочная схема базирования.

При традиционном подходе к проектированию сборочной оснастки состав сборочных баз определяет технолог. Методы выбора и анализа сборочных баз слабо формализованы, а способ представления баз, удобный для человека, неудобен в условиях автоматизированного производства [2]. Поэтому необходимо разработать формализованный метод анализа и выбора сборочных баз и соответствующую математическую модель для его реализации.

Воспользуемся методом последовательной оптимизации состава сборочных баз по критериям технологичности сборки, собираемости, текущей жесткости, точности сборки и др. Тогда разработка сборочной схемы базирования включает несколько этапов (рис. 1):

- анализ структуры и геометрических параметров изделия;
- выбор основного способа базирования;
- выбор состава сборочных баз и последовательности сборки;
- анализ собираемости изделия;
- анализ текущей жесткости (жесткости установки деталей с учетом условий базирования и закрепления);
- анализ точности сборки;
- выбор измерительных баз.

Большинство исходных данных доступны из электронного макета (ЭМ) изделия, выполненного в САД-системе: массовые и геометрические характеристики деталей,

взаимное расположение деталей и крепежных элементов. Прочие исходные данные (точность изготовления деталей, требуемая точность сборки, технологические нагрузки и др.) доступны из PDM-системы предприятия или задаются технологом.

На основе перечисленных данных с применением формализованных алгоритмов анализа ЭМ изделия [3] построим конструкторскую схему базирования – двухуровневый гиперграф сопряжений деталей. На первом уровне графа в узлах находятся детали изделия, а на втором – отдельные грани. Дуги графа показывают сопряжения соответствующих элементов изделия. Такой граф отражает необходимый результат сборки изделия.

Выбор основного способа базирования определяет тип сборочного приспособления, используемого при сборке данного изделия. Различают три основных способа базирования (в порядке снижения технологичности и повышения точности сборки) [1]:

- по сборочным отверстиям (СО) на деталях – сборка без приспособления;
- по базовым отверстиям (БО) на приспособлении – сборка в приспособлении упрощенной конструкции;
- по поверхностям в приспособлении – сборка в приспособлении традиционной конструкции.

Выбираем основной способ базирования в порядке снижения технологичности. Это гарантирует сборку изделия с заданной точностью и наиболее технологичным способом.

Для выбора и анализа сборочных баз используем координатную модель [4]. Это дискретная математическая модель схемы базирования деталей в изделии, динамически связанная с твердотельной моделью изделия и состоящая из конечного множества точек (назовем их базовыми точками) с заданными в них дополнительными па-