

УДК 534.13-8:534.232.082.744

Исследование передаточных характеристик ультразвуковых трактов с электромагнитным возбуждением и регистрацией волн Рэлея в ферромагнетиках. Часть 2

А.Г. Горбашова¹, О.Н. Петрищев¹, д-р техн. наук, М.И. Романюк¹, Г.М. Сучков², д-р техн. наук, С.В. Хащина²

¹Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», ул. Политехническая, 16, корпус 12, г. Киев, 03056, Украина.

²Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, 61002, Украина.

Построена замкнутая математическая модель ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом радиально распространяющихся волн Рэлея. Выполнены расчеты волновых, частотных и импульсных передаточных характеристик ультразвукового тракта

Показано влияние радиальных размеров укладки кольцевой катушки, а также влияние величины неконтакта на эффективность возбуждения ультразвуковых волн на разных частотах. Даны рекомендации по разработке конструкции преобразователя электромагнитного типа.

Показано, что с помощью радиоимпульса с изменяющейся частотой заполнения можно определить изменение амплитудно-частотной характеристики ультразвукового тракта в широком диапазоне частот. Дана оценка длительности процесса регистрации до момента прохода цилиндрического фронта волны Рэлея через центр индуктора. Библ.2, рис. 5.

Ключевые слова: *ультразвуковой тракт, волна Рэлея, режим возбуждения и приема, передаточная характеристика.*

Введение

Для развития промышленности необходимы новые и более совершенные методы контроля качества продукции. Одним из них является бесконтактный электромагнитно-акустический метод. Для должного его применения необходимо математическое моделирование, позволяющее предсказать и исключить не несущие информацию о дефекте сигналы. Все это требует создания программного продукта, который можно будет использовать на всех этапах производства, затрачивая минимум времени и средств. Располагая информацией о влиянии

измерительного преобразователя в режиме возбуждения и регистрации ультразвуковых волн в ферромагнетиках можно строить более надежные прогнозы о том, что находится под поверхностью исследуемого металлического изделия.

Оптимизация конструкции катушек ЭМА - преобразователей для контроля ферромагнитных листов является вполне очевидным фактом. Это требует качественной теоретической проработки данного вопроса, что и было сделано в [1]. Начальным этапом этих исследований является, очевидно, надежное определение спектральных искажений, которые вносятся самими преобразователями в режиме излучения и приема ультразвуковых волн. Определение этих искажений позволяет исключить из результатов наблюдений те искажения, которые вносятся измерительным прибором, т. е. ультразвуковым трактом состоящим, как минимум из излучателя и приемника ультразвуковых волн. Понимание роли измерительного прибора в формировании результатов измерения позволит существенно повысить надежность и достоверность результатов неразрушающего контроля промышленных изделий.

В первой части статьи был поэтапно описан и проведен расчет частотной характеристики преобразователя электромагнитного типа в режиме возбуждения поверхностных волн Рэлея в металлах ферромагнитной группы. Указаны особенности влияния размеров источника переменного магнитного поля и неконтакта на эффективность излучения волн Рэлея в ферромагнетике.

В настоящей работе предлагается методика расчета частотных искажений ультразвукового тракта неразрушающего контроля поверхности листового металлопроката, в котором реализуется электромагнитный способ возбуждения и

приема осесимметричных, радиально распространяющихся, поверхностных волн Рэлея.

Расчет частотной характеристики ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом волн Рэлея в ферромагнетике

Рассмотрим ультразвуковой тракт, состоящий из преобразователя электромагнитного типа (позиция 1 на рис. 1), который возбуждает осесимметричные, радиально распространяющиеся вдоль поверхности ферромагнетика (позиция 2) волны Рэлея, и расположенного на расстоянии R_0 от него приемника (позиция 3) ультразвуковых волн той же конструкции, т. е. с кольцевым индуктором. Источники постоянного поля подмагничивания, которые создают однородное магнитное поле с индукцией B_z^0 , на расчетной схеме не показаны. В общем случае кольцевые индукторы преобразователей могут иметь различное число витков (символы N_1 и N_2 на рис. 1) и различные значения геометрических параметров (символы Γ_1 и Γ_2 на рис. 1).

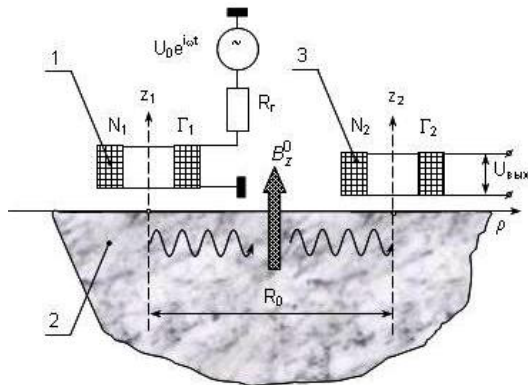


Рис. 1. Расчетная схема ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом ультразвуковых волн Рэлея

В работе [2] достаточно подробно рассмотрен вопрос о расчете амплитудного значения $U_{вых}$ разности электрических потенциалов на электрически не нагруженном (режим холостого хода) выходе преобразователя электромагнитного типа в режиме приема радиально распространяющихся волн Рэлея. Следуя методике, которая развита в работе [2], можно записать, что

$$U_{вых} = \mu_0 \pi v_R \frac{B_z^0}{\mu_3^\varepsilon} K_M N_2 U_0(\gamma) W_K(\gamma, \Gamma_2) H_0^{(2)}(\gamma R_0), \quad (1)$$

где K_M - безразмерный коэффициент, величина которого определяется магнитоупругими параметрами ферромагнетика при наличии акси-

ального поля подмагничивания; константа K_M рассчитывается по следующей формуле

$$K_M = \frac{(m_1 - m_2)}{\mu_1^\varepsilon} \cdot \frac{\alpha(\beta - \alpha)}{(\alpha + \gamma)(\beta + \gamma)} + \frac{m_1}{\mu_3^\varepsilon} \left[\frac{\alpha^2}{\gamma(\alpha + \gamma)} - \frac{m_2}{m_1} \cdot \frac{\gamma}{\alpha + \gamma} \right];$$

$U_0(\gamma)$ - амплитуда вектора смещения распространяющейся волны Рэлея – она определена в комментариях к формуле (33) [часть1]; $W_K(\gamma, \Gamma_2)$ - волновая характеристика (см. выражение (24) [часть1]) индуктора в составе приемника электромагнитного типа.

Очевидно, что выражение (1) можно представить в следующем виде

$$U_{вых} = I_0 R_{ym}(\gamma), \quad (2)$$

где $R_{yt}(\gamma)$ - проходное (с электрического входа на электрический выход) комплексное, частотно зависимое сопротивление ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом радиально распространяющихся волн Рэлея. Эта величина рассчитывается по следующей формуле

$$R_{ym}(\gamma) = R_{ym}^0 W_{ym}(\gamma, \Gamma_1, \Gamma_2) H_0^{(2)}(\gamma R_0), \quad (3)$$

где $R_{ym}^0 = \frac{\pi^2 \mu_0 (m_1 - m_2)}{8G(\mu_3^\varepsilon)^2} (B_z^0)^2 v_R f(v) K_M N_1 N_2;$

$W_{ym}(\gamma, \Gamma_1, \Gamma_2) = W_K(\gamma, \Gamma_1) W_K(\gamma, \Gamma_2)$ - волновая характеристика ультразвукового тракта.

На рис. 2 показаны графики частотно зависимого проходного сопротивления $R_{ym}(\gamma)$ ультразвукового тракта, рассчитанные в предположении, что геометрические параметры обоих индукторов одинаковы, причем $h/R_2 = 0,2$; $R_1/R_2 = 0,75$; $N_1 = N_2 = 10$; $B_z^0/\mu_3^\varepsilon = 1000 \text{ A/м}$; $\mu_1^\varepsilon = \mu_3^\varepsilon = 30\mu_0$; $m_1 = 0,1 \text{ Гн/м}$; $m_2 = -0,05 \text{ Гн/м}$; $G = 83,9 \text{ ГПа}$; $v_R = 3500 \text{ м/с}$; $v = 0,3$. Числовое значение модуля функции Ханкеля $H_0^{(2)}(\gamma R_0)$ при вычислении $R_{ym}(\gamma)$ в расчет не принималось. Варьируемым параметром семейства кривых на рис. 6 является относительный неkontakt δ/R_2 , числовые значения которого проставлены цифрами возле соответствующих кривых в поле рисунка. По оси ординат, как всегда, отсчитывается безразмерное волновое число γR_2 , а по оси абсцисс – значения проходного сопротивления ультразвукового

тракта $R_{ym}(\gamma)$ в микромах. Отчетливо видно, что увеличение относительного неконтакта приводит к резкому уменьшению проходного сопротивления, что эквивалентно уменьшению амплитудных значений разности потенциалов $U_{вых}$ и к смещению рабочего диапазона частот ультразвукового тракта в область низких частот. Высокая чувствительность проходного сопротивления к величине неконтакта дает основание для следующей рекомендации. При разработке конструкции ультразвукового преобразователя электромагнитного типа необходимо конструктивно обеспечить режим постоянства величины зазора между индуктором и поверхностью металла.

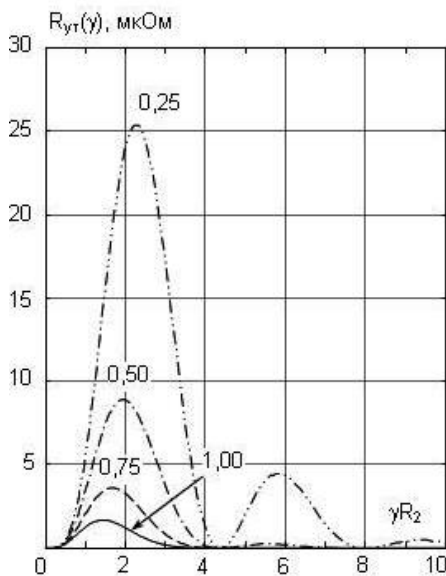


Рис. 2. Проходное сопротивление ультразвукового тракта, рассчитанное без учета значений модуля функции Ханкеля $H_0^{(2)}(\gamma R_0)$

На рис. 3 показано частотно зависимое изменение модуля проходного сопротивления ультразвукового тракта для различных расстояний $R_0 = m R_2$ между ультразвуковыми преобразователями. Число m проставлено возле соответствующих кривых в поле рисунка. Все остальные параметры ультразвукового тракта имеют те же значения, которые были приняты при выполнении расчетов, результаты которых показаны на рис. 2.

Максимальные уровни проходного сопротивления $R_{ym}(\gamma)$ уменьшаются с увеличением расстояния R_0 между преобразователями сообразно изменению модуля функции Ханкеля $H_0^{(2)}(\gamma R_0)$, который уменьшается пропорцио-

нально $\sqrt{2/(\pi\gamma R_0)}$. На рис. 3 отчетливо видно, что при увеличении расстояния R_0 в 16 раз максимальные значения $R_{ym}(\gamma)$ уменьшились в четыре раза. Одновременно с этим наблюдается весьма незначительное смещение максимума модуля $R_{ym}(\gamma)$ в сторону низких частот.

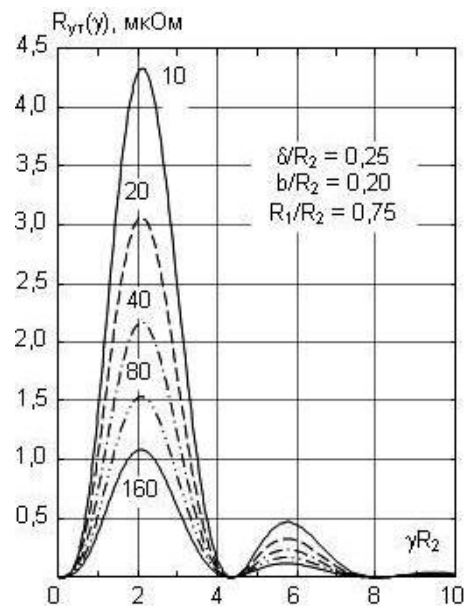


Рис. 3. Частотно зависимое изменение модуля проходного сопротивления ультразвукового тракта при различных расстояниях между преобразователями

Поскольку $I_0 = U_0 / (R_\Gamma + i\omega L_K)$, где R_Γ и L_K - выходное сопротивление генератора электрических сигналов и индуктивность катушки (индуктора), возбуждающего волны Рэлея преобразователя, постольку из формулы (2) следует, что

$$U_{вых} = U_0 \frac{K_0}{1 + i\omega\tau_\partial} W_{ym}(\gamma, \Gamma_1, \Gamma_2) H_0^{(2)}(\gamma R_0), \quad (4)$$

где $K_0 = R_{ym}^0 / R_\Gamma$ - безразмерная константа, определяющая порядок коэффициента передачи с электрического входа на электрический выход ультразвукового тракта; $\tau_\partial = L_K / R_\Gamma$ - постоянная времени входной электрической цепи ультразвукового тракта. Из выражения (4) следует соотношение для расчета комплексной частотной характеристики $K_{ym}(\omega)$ ультразвукового тракта, которая определяется стандартным для радиотехнических систем образом, т. е.

$$K_{ym}(\omega) = \frac{U_{вых}}{U_0} = A(\omega, \gamma) e^{iF(\omega, \gamma)}, \quad (5)$$

где $A(\omega, \gamma)$ - амплитудно-частотная характеристика; $F(\omega, \gamma)$ - фазо-частотная характеристика ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом радиально распространяющихся волн Рэлея. Функции $A(\omega, \gamma)$ и $F(\omega, \gamma)$ определяются следующими соотношениями

$$A(\omega, \gamma) = K_0 W_{ym}(\gamma, \Gamma_1, \Gamma_2) \times \sqrt{[\operatorname{Re}f(\omega, \gamma)]^2 + [\operatorname{Im}f(\omega, \gamma)]^2}, \quad (6)$$

$$F(\omega, \gamma) = \operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{Im}f(\omega, \gamma)}{\operatorname{Re}f(\omega, \gamma)} \right], \quad (7)$$

где $f(\omega, \gamma) = H_0^{(2)}(\gamma R_0) / (1 + i\omega\tau_3)$ - комплексно-значная функция частоты и волнового числа или, что то же самое - функция частоты, зависящая от механических параметров ферромагнитного металла и параметров входной электрической цепи преобразователя, который возбуждает упругие колебания.

На рис. 4 показаны результаты расчетов модуля комплексной частотной характеристики $K_{ym}(\omega)$, т. е. амплитудно-частотной характеристики $A(\omega, \gamma)$ ультразвукового тракта, которые выполнены по формуле (6) для различных расстояний $R_0 = mR_2$. Числа m проставлены возле соответствующих кривых в поле рисунка. Расчеты были выполнены для набора параметров, которые были использованы при построении кривых, представленных на рис. 2. Значения электрических параметров R_Γ и L_κ указаны в поле рисунка. Обращает на себя внимание существенное, более чем на порядок, уменьшение максимальных значений амплитудно-частотных характеристик по сравнению с максимальными уровнями модуля проходного сопротивления $R_{ym}(\gamma)$ (рис. 3). Причиной тому является реактивное сопротивление индуктора ωL_κ , которое принимает существенные значения на частотах в сотни кГц. Действительно, если принять размер $R_2 = 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, то при скорости распространения волны Рэлея $v_R = 3500 \text{ м/с}$ произведению $\gamma R_2 = 1$ соответствует циклическая частота $f = v_R / (2\pi R_2) = 159 \text{ кГц}$. Значению $\gamma R_2 = 4$, т. е. верхней границе частотного диапазона, в пределах которого существуют заметные уровни амплитудно-частотной характеристики ультразвукового тракта, соответствует циклическая

частота $f = 637 \text{ кГц}$, что, кстати говоря, не так уже и много.

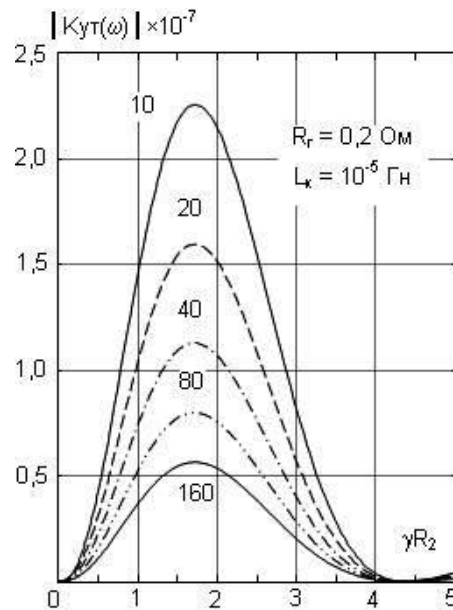


Рис. 4. Частотно зависимое изменение амплитудно-частотной характеристики ультразвукового тракта при различных расстояниях между преобразователями

Дальнейшее увеличение верхней граничной частоты рабочего диапазона частот ультразвукового тракта требует уменьшения размера R_2 , т. е. наружного радиуса концентрической укладки витков провода в индукторе излучающего преобразователя. Но этот процесс ограничивается размерами поперечного сечения проводника электрического тока. Минимальный размер диаметра поперечного сечения проводника нельзя уменьшать бесконечно. Минимальная площадь поперечного сечения проводника ограничена максимально допустимой плотностью электрического тока. Из этих рассуждений следует вывод, что преобразователи электромагнитного типа с кольцевыми индукторами способны обеспечить возбуждение и прием поверхностных волн Рэлея в ферромагнитных металлах в диапазоне частот, который ограничен сверху частотами $(1,5 \div 2,5) \text{ МГц}$. При этом минимальная длина волны Рэлея $\lambda_R = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$. Реальные длины волн Рэлея $\lambda_R > 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$. А этот показатель определяет минимальные размеры надежно определяемого дефекта на уровне $(2,0 \div 2,5) \text{ мм}$.

Очевидно, что построение более высокочастотных ультразвуковых трактов с электромагнитным возбуждением и приемом поверхност-

ных волн Рэлея возможно лишь при использовании индукторов типа токового меандра.

Рассмотрим отклик ультразвукового тракта на импульсный входной электрический сигнал.

В том случае, когда на электрический вход ультразвукового тракта подается импульсный электрический сигнал $U_0(t)$, который обладает комплексным частотным спектром $U_0(\omega) = S_0(\omega)e^{if_0(\omega)}$, где $S_0(\omega)$ - амплитудно-частотный $f_0(\omega)$ - фазо-частотный спектры комплексного частотного спектра $U_0(\omega)$, из выражения (5) следует, что

$$U_{\text{вых}}(\omega) = U_0(\omega)A(\omega, \gamma)e^{iF(\omega, \gamma)}, \quad (8)$$

где $U_{\text{вых}}(\omega)$ - комплексный частотный спектр сигнала на электрическом выходе ультразвукового тракта. Вычисляя обратное преобразование Фурье от левой и правой частей выражения (8), получаем соотношение для расчета формы импульсного сигнала на электрическом выходе ультразвукового тракта или отклик ультразвукового тракта на импульсное воздействие $U_0(t)$:

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A^*(\omega, \gamma)e^{i[\omega t + \Psi(\omega, \gamma)]} d\omega, \quad (9)$$

где $A^*(\omega, \gamma) = S_0(\omega)A(\omega, \gamma)$ - амплитудно-частотный спектр импульсного отклика ультразвукового тракта; $\Psi(\omega, \gamma) = f_0(\omega) + F(\omega, \gamma)$ - фазо-частотный спектр.

Очевидно, что интеграл (9) можно представить в следующем виде

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} A^*(\omega, \gamma) \cos[\omega t + \Psi(\omega, \gamma)] d\omega. \quad (10)$$

Естественно, что аналитическими методами определить значение интеграла (10) не представляется возможным. Вместе с тем, производительность и возможности современных персональных компьютеров позволяют достаточно просто организовать его определение численными методами. Причина для такого оптимистического утверждения (интеграл, все таки, имеет бесконечный верхний предел) вполне очевидна - функция $A(\omega, \gamma)$ принимает заметные значения в ограниченном диапазоне частот. Если верхнюю граничную частоту этого частотного диапазона обозначить символом Ω , то интеграл (10) можно с некоторой погрешностью аппроксимировать следующим выражением

$$U_{\text{вых}}(t) \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\Omega} A^*(\omega, \gamma) \cos[\omega t + \Psi(\omega, \gamma)] d\omega. \quad (11)$$

Частотный интервал $0 \leq \omega \leq \Omega$ разобьем на N полос равной ширины $\Delta\omega = \Omega/N$. Критерием для выбора числа полос N , т. е. для выбора их ширины $\Delta\omega$, является малое отличие значений функции $A^*(\omega, \gamma)$ в середине полосы $\Delta\omega$ от значений этой же функции на краях полосы. Для гладких амплитудно-частотных характеристик $A(\omega, \gamma)$, типа тех, что показаны на рис. 4, количество полос разбиения N определяется, как правило, частотным спектром входного воздействия, т. е. поведением функции $S_0(\omega)$ на интервале частот $0 \leq \omega \leq \Omega$. Помимо этого, на число полос разбиения существенным образом влияет длительность временного интервала, в пределах которого предполагается расчет формы импульсного сигнала. Надо отдавать себе отчет в том, что разбивая интервал интегрирования на конечное, пусть даже очень большое, число полос, мы переходим от сплошного спектра, который соответствует одиночному импульсному сигналу, к линейчатому спектру, который уже описывает периодически повторяющуюся последовательность импульсных сигналов. При этом период повторения $T = 2\pi/\Delta\omega$. Ясно, что не содержащие артефактов расчеты можно выполнять только на интервале времени $0 \leq t < T$.

Второй сомножитель подынтегрального выражения (11) является быстро осциллирующей функцией (аргумент ωt может принимать сколь угодно большие значения при неограниченном возрастании времени t) и по этой причине, с целью уменьшения погрешности вычисления аргумента косинуса в пределах узкой n -ой полосы $\Delta\omega$, представим фазо-частотный спектр $\Psi(\omega, \gamma)$ выходного сигнала в виде ряда Тейлора в окрестности центральной частоты ω_{0n} этой полосы. Таким образом

$$\Psi(\omega, \gamma) \approx \Psi(\omega_{0n}, \gamma) + (\omega - \omega_{0n}) \left. \frac{\partial \Psi(\omega, \gamma)}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_{0n}} + \dots,$$

где $\left. \frac{\partial \Psi(\omega, \gamma)}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_{0n}} = \tau_g(\omega_{0n})$ - отрицательная величина, называемая в радиотехнике групповым временем задержки входного сигнала физической системой. При таком определе -

ний фазо-частотного спектра второй сомножитель в подынтегральном выражении (11) принимает следующий вид

$$\cos[\omega t + \Psi(\omega, \gamma)] \approx \cos[\omega t + \Psi(\omega_{0n}, \gamma) + (\omega - \omega_{0n})\tau_g(\omega_{0n})]$$

$$\begin{aligned} \cos[\omega t + \Psi(\omega, \gamma)] &\approx \cos[(\omega - \omega_{0n})t + \Psi(\omega_{0n}, \gamma) + (\omega - \omega_{0n})\tau_g(\omega_{0n}) + \omega_{0n}t] = \\ &\cos\{(\omega - \omega_{0n})[t + \tau_g(\omega_{0n})]\} \cos[\omega_{0n}t + \Psi(\omega_{0n}, \gamma)] - \\ &-\sin\{(\omega - \omega_{0n})[t + \tau_g(\omega_{0n})]\} \sin[\omega_{0n}t + \Psi(\omega_{0n}, \gamma)] \end{aligned} \quad (12)$$

Подставляя выражение (12) в формулу (11) и заменяя интеграл суммой интегралов по узким частотным полосам $\Delta\omega$, с учетом того, что в пределах каждой из полос функция $A^*(\omega, \gamma) \cong A^*(\omega_{0n}, \gamma)$, запишем

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &\approx \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^N A^*(\omega_{0n}, \gamma) \cos[\omega_{0n}t + \Psi(\omega_{0n}, \gamma)] \times \\ &\times \int_{\omega_{0n} - \Delta\omega/2}^{\omega_{0n} + \Delta\omega/2} \cos\{(\omega - \omega_{0n})[t + \tau_g(\omega_{0n})]\} d\omega - \\ &- \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^N A^*(\omega_{0n}, \gamma) \sin[\omega_{0n}t + \Psi(\omega_{0n}, \gamma)] \times \\ &\times \int_{\omega_{0n} - \Delta\omega/2}^{\omega_{0n} + \Delta\omega/2} \sin\{(\omega - \omega_{0n})[t + \tau_g(\omega_{0n})]\} d\omega \end{aligned} \quad (13)$$

$$U_{\text{вых}}(t) \approx \frac{\Delta\omega}{\pi} \sum_{n=1}^N A^*(\omega_{0n}) \frac{\sin\{\Delta\omega/2[t + \tau_g(\omega_{0n})]\}}{\{\Delta\omega/2[t + \tau_g(\omega_{0n})]\}} \times \int_{\omega_{0n} - \Delta\omega/2}^{\omega_{0n} + \Delta\omega/2} \sin\{(\omega - \omega_{0n})[t + \tau_g(\omega_{0n})]\} d\omega \quad (14)$$

На рис. 5 показаны эпюры электрических импульсов на выходе ультразвукового тракта, рассчитанные по формуле (14). Параметры указаны в комментариях к рис. 4. Расстояние между центрами индукторов преобразователя $R_0 = 80R_2 = 280\text{мм}$. Расчеты были выполнены в предположении, что на электрическом входе ультразвукового тракта в момент времени $t=0$ начинает действовать радиоимпульс, форма которого образована четырьмя периодами синусоид с циклической частотой смены знака f_0 (числовые значения этой частоты проставлены возле соответствующих эпюр в поле рисунка) и с амплитудой $U_0 = 750\text{В}$. Амплитудно-частотная характеристика тракта, т. е. функция $A(\omega, \gamma)$, пересчитанная как функция циклической частоты f_0 , показана на врезке в рис. 5. По оси ординат на рис. 5 отсчитываются амплитудные значения импульсных сигналов. Масштаб для всех эпюр одинаков – он показан полужирной линией

В аргумент косинуса в правой части последнего выражения добавим и вычтем величину $\omega_{0n}t$. При этом

В интеграле (13) выполним замену переменной интегрирования, т. е. обозначим $\omega - \omega_{0n} = \xi$. Тогда пределы интегрирования по переменной ξ становятся равными $-\Delta\omega/2$ и $+\Delta\omega/2$. Второй интеграл в формуле (13) как интеграл от антисимметричной функции в симметричных пределах равен нулю, а первый интеграл

$$\int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} \cos k\xi d\xi = \frac{2\sin(k\Delta\omega/2)}{k} \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega} = \Delta\omega \frac{\sin\{\Delta\omega/2[t + \tau_g(\omega_{0n})]\}}{\{\Delta\omega/2[t + \tau_g(\omega_{0n})]\}}$$

Подставляя последнее выражение в формулу (13), получаем выражение для машинного расчета импульса разности электрических потенциалов на электрическом выходе ультразвукового тракта

в поле рисунка. В данной серии расчетов абсолютные значения амплитуд не столь важны. Они могут измениться в десятки раз при изменении некоторых параметров ультразвукового тракта, которые перемножаются и их квадратичная величина определяет коэффициент передачи. Более показательны относительные значения уровней импульсных сигналов при различных значениях циклической частоты заполнения f_0 . Отчетливо видно, что относительные уровни однозначно соответствуют амплитудно-частотной характеристике ультразвукового тракта на частоте заполнения f_0 . Таким образом, с помощью радиоимпульса с изменяющейся частотой заполнения f_0 можно определить изменение амплитудно-частотной характеристики ультразвукового тракта в широком диапазоне частот.

По осям ординат отложены метки времени в микросекундах начиная с момента

$t_0 = R_0/v_R - 2 \cdot 10^{-5} = 6 \cdot 10^{-5} \text{ с}$. Отчетливо видно, что процесс регистрации (приема) входящей ультразвуковой волны начинается задолго до прохождения её фронта через центр индуктора в составе приемника электромагнитного типа. Для показанных на рис. 5 эюр это момент времени $t_{00} = R_0/v_R = 8 \cdot 10^{-5} \text{ с}$. Преобразователь электромагнитного типа начинает формировать заметные уровни разности электрических потенциалов от тех потоков рассеяния магнитного поля, которые генерируются ультразвуковой волной, фронт которой находится на расстоянии $(3 \div 4)R_2$ от индуктора регистрирующего преобразователя. Этому в рассматриваемой модельной ситуации соответствует временной интервал длительностью $(3 \div 4) \text{ мкс}$. К этому необходимо добавить еще одну микросекунду, которую волна Рэлея затрачивает на прохождение расстояния R_2 до центра индуктора. Таким образом, процесс регистрации длится не менее пяти микросекунд до момента прохода цилиндрического фронта волны Рэлея через центр индуктора. Ясное понимание этого факта, которое доставляется показанными на рис. 5 эюрами импульсных сигналов, позволит более достоверно определять координаты места нахождения дефекта.

Выводы

Подводя итог всему изложенному выше, можно сформулировать следующие выводы.

Впервые построена замкнутая математическая модель ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом радиально распространяющихся волн Рэлея. Выполнены расчеты волновых, частотных и импульсных передаточных характеристик ультразвукового тракта.

Совокупность результатов настоящей статьи составляет теоретическую основу методик экспериментального исследования передаточных характеристик ультразвуковых трактов с электромагнитным возбуждением и приемом волн Рэлея, радиально распространяющихся в стальном металлопрокате.

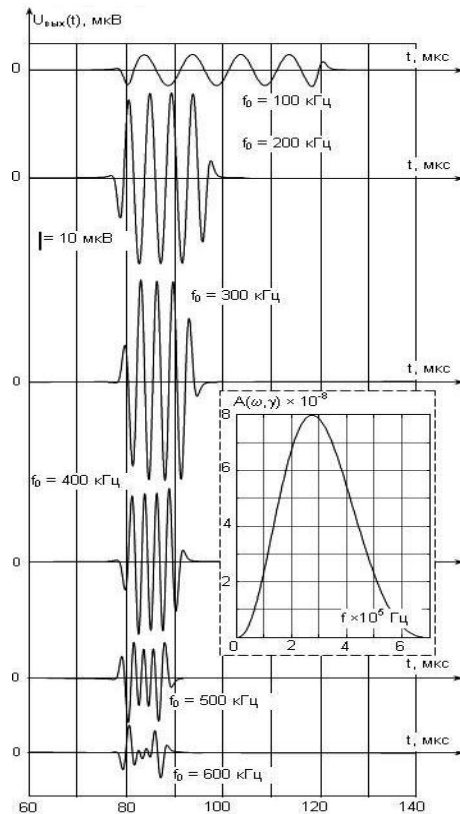


Рис. 5. Эюры электрических сигналов на выходе ультразвукового тракта с электромагнитным возбуждением и приемом волн Рэлея

Литература

1. Горбашова А. Г., Петрищев О. Н., Романюк М. И., Сучков Г. М., Хащина С. В. Исследование передаточных характеристик ультразвуковых трактов с электромагнитным возбуждением и регистрацией волн Рэлея в ферромагнетиках. Часть 1. // Электроника и связь. – 2013. – № 2. – С. 69 – 80.
2. Сучков Г. М., Романюк М. И., Петрищев О. Н., Хащина С. В. Математическое моделирование процесса регистрации ультразвуковых волн в стальном металлопрокате преобразователем электромагнитного типа. Часть 1. // Электроника и связь. – 2012. – № 6. – С. 94 – 104.

УДК 534.13-8:534.232.082.744

Дослідження передатних характеристик ультразвукових трактів з електромагнітним збудженням та реєстрацією хвиль Релея у ферромагнетиках. Частина 2

Г.Г. Горбашова¹, О.М. Петрищев¹, д-р техн. наук, М.І. Романюк¹, Г.М. Сучков², д-р техн. наук, С.В. Хащина²

¹Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», вул. Політехнічна, 16, корпус 12, м. Київ, 03056, Україна.

²Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна.

Побудовано замкнену математичну модель ультразвукового тракту з електромагнітним збудженням і прийомом хвиль Релея, що радіально поширюються. Виконано розрахунки хвильових, частотних і імпульсних передатних характеристик ультразвукового тракту. Показано вплив радіальних розмірів укладання кільцевої котушки, а також вплив величини неконтакту на ефективність збудження ультразвукових хвиль на різних частотах. Дано рекомендації по розробці конструкції перетворювача електромагнітного типу. Показано, що за допомогою радіоімпульсу із змінною частотою заповнення можна визначити зміну амплітудно-частотної характеристики ультразвукового тракту у широкому діапазоні частот. Дана оцінка тривалості процесу реєстрації до моменту проходження циліндричного фронту хвилі Релея через центр індуктора. Бібл.2, рис. 5.

Ключові слова: *ультразвуковий тракт, хвиля Релея, режим збудження та прийому, передатна характеристика.*

UDC 534.13-8:534.232.082.744

Investigation of the transfer characteristics of ultrasonic tract with electromagnetic excitation and detection of Rayleigh waves in a ferromagnet. Part 2

A. G. Gorbashova¹, O. M. Petrishev¹, M. I. Romanyuk¹, G. M. Suchkov², S. V. Haschina²

¹ National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", st. Polytechnique, 16, Kiev, 03056, Ukraine.

² National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", st. Frunze, 21, Kharkov, 61002, Ukraine.

A closed mathematical model of the ultrasonic path with electromagnetic excitation and detection of radially propagating Rayleigh waves is developed. Calculations of the wave, frequency and pulse transmission characteristics of the ultrasonic path are performed. Shows the effect of radial sizes laying coils as well as the influence of the non-contact value on excitation efficiency of the ultrasonic waves at different frequencies. The recommendations for the design development of the electromagnetic type transducer is given. It is shown that by changing the radio pulse with a varying frequency possible to determine the change of the amplitude frequency response of the ultrasonic path in a wide range of frequencies. The estimation of the duration of the registration process prior to the passage of the cylindrical Rayleigh wave front through the center of the inductor is given. Reference 2, figures 5.

Keywords: *electromagnetic acoustic transducer, magnetostriction, Lorentz force, Rayleigh waves, the transfer characteristic.*

References

1. *Gorbashova A.G., Petrishchev O.N., Romanyuk M. I., Suchkov G.M., Haschina S.V.* (2013), "Investigation of the transfer characteristics of ultrasonic tract with electromagnetic excitation and detection of Rayleigh waves in a ferromagnet. Part. 1". *Electronics and Communication*. Vol. 2, pp. 69-80. (Rus)
2. *Suchkov G.M, Romanyuk M. I, Petrishchev O. N, Haschina S.V.* (2012), "Mathematical modeling of the registration process of the ultrasonic waves in steel metal rolling by electromagnetic-type transducer. Part 1." *Electronics and Communication*. Vol 6, pp. 94 - 104. (Rus)

Поступила в редакцию 08 апреля 2013 г.