

В.А. СВЕТЛИЧНЫЙ, аспирант ХНУРЭ, Харьков;
Ю.Е. ХОРОШАЙЛО, канд. техн. наук, доц., ХНУРЭ, Харьков
А.Е. ОРЛОВ, д-р. техн. наук, НАГУ при Президенте Украины,
Харьков

АНАЛИЗ МОДЕЛИ АПЕРИОДИЧЕСКОГО ЭКРАННОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТОНКИХ НЕФЕРОМАГНИТНЫХ ПЛЕНОК

Рассмотрены вопросы теории апериодических трансформаторных ВТП, с учетом анализа влияния на характеристики преобразования внутреннего сопротивления источников питания и параметров нагрузки.

Ключевые слова: апериодический вихретоковый преобразователь, объект контроля, импеданс, функция преобразования обобщенный параметр.

Введение. Теория экранных вихретоковых преобразователей (ВТП) разработана достаточно полно [1]. Однако, недостатком в существующей теории апериодических трансформаторных ВТП является отсутствие анализа влияния на характеристики преобразования внутреннего сопротивления источников питания и параметров нагрузки (т.е. рассматривается идеальный случай $R_n = \infty$, $R_i = \infty$). В действительности же объект контроля (ОК), помещенный в измерительный зазор ВТП экранного типа, вносит в возбуждающую катушку некоторый импеданс, который в зависимости от параметров системы ВТП - ОК может в широких пределах изменять нагрузку на источник питания. Аналогично и измерительная обмотка вносит дополнительный импеданс в возбуждающую обмотку, если она нагружена, т.е. в ней протекает некоторый ток. Эти факторы в значительной степени оказывают влияние на модуль и фазу входного тока и напряжения. Степень этого влияния существенно зависит от внутреннего импеданса источника питания и импеданса нагрузки. Эти факторы обуславливают некоторую разницу в расчетных и экспериментальных данных.

Анализ основных достижений и литературы. В ряде литературных источников, например, [2] утверждается, что характерной особенностью ВТП экранного типа и его достоинством является то, что значения выходного сигнала при контроле металлических пластин, расположенных в измерительном зазоре ВТП в плоскости, перпендикулярной оси катушек, не зависят от расстояния пластины до торца

© Светличный В.А., Хорошайло Ю.Е., Орлов А.Е., 2013

возбуждающей или измерительной катушки. Однако это справедливо лишь при условии питания возбуждающей обмотки от идеального генератора тока. При этом условии питающий ток оказывается независимым от импеданса, вносимого во входную цепь.

Основная часть. В статье сделана попытка проанализировать характеристики преобразования аperiodического ВТП при питании возбуждающей катушки от реального источника, имеющего конечное значение внутреннего сопротивления источника питания и сопротивления нагрузки.

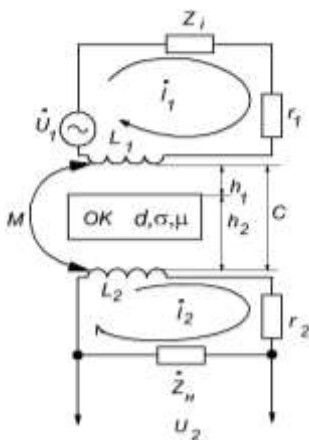


Рис. 1 – Принципиальная схема аperiodического экранированного ВТП.

Для анализа модели аperiodического экранированного ВТП рассмотрим принципиальную схему, представленную на рис. 1, где L_1 , r_1 , L_2 , r_2 – индуктивности и активные сопротивления возбуждающей и измерительной катушек; Z_i и Z_n – импедансы, соответственно, внутреннего источника питания и нагрузки; M – коэффициент взаимной индукции между катушками L_1 и L_2 при отсутствии в рабочем зазоре ОК; h_1 и h_2 – расстояние от одной из поверхностей пластины до торцов катушек L_1 и L_2 ; C – расстояние между торцами катушек, $C = h_1 + h_2$; ОК – объект контроля, представляющий из себя металлическую пластину или пленку, имеющую толщину d , удельную проводимость σ и магнитную проницаемость $\mu = 1$.

Введем следующие представления импедансов входной цепи (цепи измерительной катушки):

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1; \quad Z_2 = r_2 + j\omega L_2;$$

$$Z_{1\varnothing} = Z_1 + Z_i = r_1 + R_i + j(\omega L_1 + X_i) = r_{1\varnothing} + jX_{1\varnothing};$$

$$Z_{2\varnothing} = Z_2 + Z_n = r_2 + R_n + j(\omega L_2 + X_n) = r_{2\varnothing} + jX_{2\varnothing};$$

$$r_{1\varnothing} = r_1 + R_i; \quad r_{2\varnothing} = r_2 + R_n; \quad X_{1\varnothing} = \omega L_1 + X_i; \quad X_{2\varnothing} = \omega L_2 + X_n,$$

где $j\omega L_1$, $j\omega L_2$ – индуктивные сопротивления входной и выходной цепей; $r_{1\varnothing}$, $r_{2\varnothing}$ и $X_{1\varnothing}$, $X_{2\varnothing}$ – активные и реактивные составляющие импедансов входной и выходной цепей;

В дальнейшем будем различать два измерительных режима, а также ряд электрических – режим холостого хода ($Z_n = \infty$), режим нагрузки ($Z_n \neq \infty$), режим короткого замыкания ($Z_n = 0$ на выходе) и

режим идеального генератора тока ($Z_i = R_i = \infty$) и напряжения ($Z_i = 0$ на входе).

Рабочим будем именовать такой режим, когда в рабочем зазоре ВТП присутствует ОК, а исходным – когда ОК отсутствует.

В исходном измерительном режиме холостого хода выходное напряжение

$$\dot{U}_{20} = j\omega M \dot{I}_{10}.$$

Для катушек ВТП зависимость коэффициента взаимной индукции M от расстояния C (рис. 1), подчиняется экспоненциальному закону [3],

$$M = M_0 e^{-\frac{2}{3R}C} = M_0 e^{-\frac{3}{4}\alpha_0}, \quad (1)$$

где M_0 – максимальное значение коэффициента взаимоиндукции при отсутствии в ОК в ВТП (т.е. $C = 0$);

$$M_0 = \frac{\mu_0}{4\pi} (34H - 10) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2}, \quad (2)$$

где W_1, W_2, R_1, R_2 – количество витков и радиусы, соответственно возбуждающей L_1 и измерительной L_2 катушек; $H \leq 1$ – коэффициент, представляющий собой отношение радиусов катушек, меньшего к большему; α_0 – обобщенный параметр расстояния между катушками [4-6],

$$\alpha_0 = \frac{2c}{R}, \quad (3)$$

где R – больший из радиусов R_1 и R_2 .

В рабочем режиме выходное напряжение

$$U_2 = j\omega M \dot{I}_1 \dot{F}, \quad (4)$$

где $\dot{F}$ – функция преобразования экранного ВТП, являющаяся функцией от аргументов μ, ξ, β ; ξ и β – обобщенные параметры системы ВТП-ОК

$$\xi = \frac{2d}{R}; \beta = R\sqrt{\omega \sigma \mu_0 \mu}, \quad (5)$$

Функция $\dot{F}$ предполагает питание возбуждающей катушки от идеального генератора тока, т.е. независимость тока $\dot{I}_1$, от вносимого ОК импеданса Z_{1BH} в возбуждающую обмотку.

Для реального источника питания $Z_i \neq \infty$ ток

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1Э} + Z_{1BH}}, \quad (6)$$

где вносимый импеданс

$$Z_{1BH} = j\omega M_1 \varphi, \quad (7)$$

где M_1 – коэффициент взаимной индукции между возбуждающей катушкой и ее зеркальным отображением, т.е. между катушкой L_1 , и ОК.

$$M_1 = 24 \frac{\mu_0}{4\pi} R_1 W_1^2 e^{-\frac{3}{R_1} h_1} = M_{10} e^{-\frac{3}{2} \alpha_1}, \quad (8)$$

M_{10} – максимальное значение коэффициента M_1 , при расстоянии $h_1 = 0$,

$$M_{10} = \frac{\mu_0}{4\pi} R_1 W_1^2, \quad (9)$$

α_1 – обобщенный параметр,

$$\alpha_1 = \frac{2h_1}{R_1}; \quad (10)$$

$$\varphi_1 = \varphi_1(\mu, \xi_1, \beta_1), \quad (11)$$

где ξ_1 и β_1 – обобщенные параметры,

$$\xi_1 = \frac{2d}{R_1}; \quad \beta_1 = R_1 \sqrt{\omega \sigma \mu_0 \mu}, \quad (12)$$

С учетом (2.6) выходное напряжение можно записать в виде

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{M} F \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\varnothing} + Z_{1BH}} = j\omega \dot{M}_\varnothing \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\varnothing} + Z_{1BH}}, \quad (13)$$

где $M_\varnothing = \dot{M} \cdot \dot{F}$ – назовем эквивалентным комплексным коэффициентом взаимной индукции.

На основании выражения (13) ВТП вместе с ОК в рабочем зазоре для режима холостого хода удобно представить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 2. На этой схеме ОК отсутствует, а его влияние на параметры системы учитываются вносимым импедансом Z_{1BH} и эквивалентным комплексным коэффициентом взаимоиндукции $M_\varnothing$. В режиме нагрузки ток $\dot{I}_2$ измерительной обмотки будет создавать свое электромагнитное поле, которое будет вызывать в ОК вихревые токи, аналогично току $\dot{I}_1$. Поэтому ОК (пластина, пленка), расположенный в рабочем зазоре ВТП, будет оказывать на цепь измерительной катушки влияние, аналогичное его влиянию на цепь возбуждающей катушки, которое можно эквивалентно заменить вносимым импедансом.

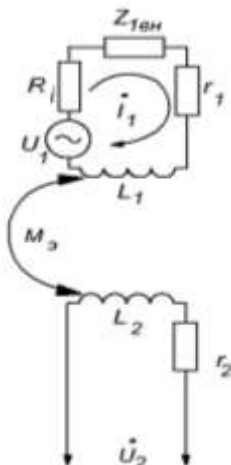


Рис. 2 – Эквивалентная схема аperiodического экранированного ВТП в режиме холостого хода.

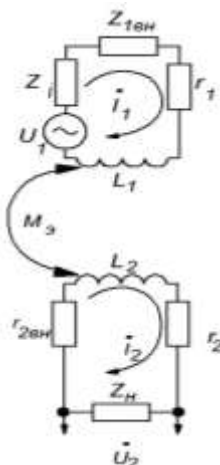


Рис.3 – Эквивалентная схема аperiodического экранированного ВТП в режиме нагрузки.

$$Z_{2BH} = j\omega M_2 \Phi_2, \quad (14)$$

Все параметры и характеристики, представленные выражениями (8), (9), (11) и (12) применимы и для расчета z_{2BH} . При этом индексы "1" должны быть заменены на "2".

Выражение для обобщенного параметра

$$\alpha_2 = \frac{2(h_2 - d)}{R_2},$$

для случая контроля тонких пленок, толщина которых составляет доли и единицы микрон, можно принять

$$\alpha_2 = \frac{2h_2}{R_2}, \quad (15)$$

Рассмотрим аналитическое выражение для функции преобразования аperiodического ВТП в режиме нагрузки $\dot{H} = \frac{U_2}{U_{20}}$, воспользуемся эквивалентной схемой, представленной на рис. 3.

Обозначим импедансы входной и выходной цепей:

$$\begin{aligned} Z'_{1\vartheta} &= Z_{1\vartheta} + Z_{1BB} = Z_{1\vartheta} \left(1 + \frac{Z_{1BB}}{Z_{1\vartheta}} \right); \\ Z'_{2\vartheta} &= Z_{2\vartheta} + Z_{2BB} = Z_{2\vartheta} \left(1 + \frac{Z_{2BB}}{Z_{2\vartheta}} \right). \end{aligned} \quad (16)$$

Решая линейные уравнения Кирхгофа для схемы на рис. 3 и учитывая (14) и (16) можно получить выражение для тока:

$$J'_2 = -j \frac{U'_1 \frac{\omega M_2 F}{Z_{1\vartheta} + Z_{2\vartheta}}}{\left[\left(1 + \frac{Z_{1BH}}{Z_{1\vartheta}} \right) \left(1 + \frac{Z_{2BH}}{Z_{2\vartheta}} \right) + \frac{\omega M_2^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right]}.$$

Запишем это уравнение в следующем виде

$$J'_2 = -j \frac{U'_1 \frac{\omega M_2 F}{Z_{1\vartheta} + Z_{2\vartheta}}}{F \left(\frac{1}{P_{1\vartheta} P_{2\vartheta}} + \frac{\omega M_2^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right)}, \quad (17)$$

где

$$\dot{P}_{1\vartheta} = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{1BB}}{Z_{1\vartheta}}}, \quad \dot{P}_{2\vartheta} = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{2BB}}{Z_{2\vartheta}}}. \quad (18)$$

В исходном режиме $\dot{F} = 1$, $Z_{1BB} = Z_{2BB} = 0$, $\dot{P}_{1\vartheta} = \dot{P}_{2\vartheta} = 1$, выходной ток равен

$$\dot{J}_{20} = -j \frac{\dot{U}_1 \frac{\omega M}{Z_{1\vartheta} + Z_{2\vartheta}}}{\left(1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right)}. \quad (19)$$

Функция преобразования может быть представлена в виде

$$\dot{H} = \frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}}}{F \left(\frac{1}{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right)} = \frac{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} \cdot \frac{1 + \dot{D}}{1 + \dot{D} \dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}, \quad (20)$$

где $\dot{D} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}}$.

Для наиболее часто встречающегося на практике случая преимущественно активных импедансов $Z_i = R_i$ и $Z_n = R_n$ имеем

$$\begin{aligned} Z_{1\vartheta} &= r_{1\vartheta} \left(1 + j \frac{\omega L_1}{r_{1\vartheta}} \right) = r_{1\vartheta} (1 + j Q_{1\vartheta}), \\ Z_{2\vartheta} &= r_{2\vartheta} \left(1 + j \frac{\omega L_2}{r_{2\vartheta}} \right) = r_{2\vartheta} (1 + j Q_{2\vartheta}). \end{aligned} \quad (21)$$

где $Q_{1\vartheta}$ и $Q_{2\vartheta}$ – эквивалентные добротности входной и выходной цепей,

$$\begin{aligned} Q_{1\vartheta} &= \frac{\omega L_1}{r_{1\vartheta}} = \frac{Q_1}{1 + \frac{R_i}{r_1}}; \\ Q_{2\vartheta} &= \frac{\omega L_2}{r_{2\vartheta}} = \frac{Q_2}{1 + \frac{R_n}{r_2}}, \end{aligned} \quad (22)$$

где Q_1 и Q_2 – добротности катушек L_1 и L_2 ,

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{r_2}$$

С учетом (21) и (22) можно коэффициент $\dot{D}$ записать следующим образом

$$\dot{D} = \frac{K^2 Q_{1\vartheta} Q_{2\vartheta}}{(1 + j Q_{1\vartheta})(1 + j Q_{2\vartheta})} = \frac{K^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \frac{R_i}{r_1} + j Q_1 \right) \left(1 + \frac{R_n}{r_2} + j Q_2 \right)}, \quad (23)$$

где K – коэффициент связи между катушками L_1 и L_2 , $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, ко-

торый на основании (1) и (2) равен

$$K = \frac{M_0}{\sqrt{L_1 L_2}} e^{-\frac{3\alpha_0}{4}} = K_0 e^{-\frac{3\alpha_0}{4}}, \quad (24)$$

где K_0 – максимальное значение коэффициента связи при полном сближении катушек, $C = \alpha_0 = 0$.

Подставив (23) в (20) получим искомое выражение

$$\dot{H} = \frac{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} \frac{1 + \frac{K^2 Q_{1\vartheta} Q_{2\vartheta}}{(1 + jQ_{1\vartheta})(1 + jQ_{2\vartheta})}}{1 + \frac{K^2 Q_{1\vartheta} Q_{2\vartheta} \dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{(1 + jQ_{1\vartheta})(1 + jQ_{2\vartheta})}}. \quad (25)$$

Вывод. Таким образом, общее аналитическое выражение (25) для функции преобразования апериодического ВТП имеет, как видно, довольно сложную структуру, поэтому для ее анализа, достаточно ограничиться несколькими граничными случаями:

1. Режим холостого хода, $R_n = \infty$. Для этого режима имеем

$$Q_{2\vartheta} = 0; D = 0; Z_{2\text{вв}} = 0; \dot{P}_{2\vartheta} = \dot{F};$$

$$\dot{H} = P_{1\vartheta};$$

2. Режим идеального генератора тока, $R_i = \infty$. В этом режиме

$$Q_{1\vartheta} = 0; D = 0; Z_{1\text{вв}} = 0; \dot{P}_{1\vartheta} = \dot{F};$$

$$\dot{H} = P_{2\vartheta};$$

3. Режим идеального генератора тока, $R_i = \infty$ и холостого хода, $R_n = \infty$,

$$\dot{H} = \dot{F};$$

4. Режим идеального генератора напряжения, $R_i = 0$ и холостого хода, $R_n = \infty$. В этом режиме $Q_{1\vartheta} = Q_1$, $r_{1\vartheta} = r_1$, $Z_{1\vartheta} = Z_1$, $\dot{H} = P_1$; где

$$\text{функция преобразования согласно (18)} \quad \dot{P}_1 = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{1\text{BB}}}{Z_1}}.$$

5. Предельный режим идеального генератора тока $R_i = \infty$ и короткого замыкания на выходе, $R_n \rightarrow 0$, $\lim_{R_H \rightarrow 0} H = \dot{P}_2$, где согласно (18)

$$\text{функция} \quad \dot{P}_2 = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{2\text{BB}}}{Z_2}}. \text{ При условии } Q_{1\vartheta} \rightarrow +\infty \text{ и } Q_{2\vartheta} \rightarrow +\infty, \text{ имеем;}$$

$$D \approx K_2 \text{ и } \dot{H} \approx \frac{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} \frac{1 + K^2}{1 + K^2 \dot{P}_1 \dot{P}_2}. \text{ Для дополнительного условия } K^2 \rightarrow 0$$

$$\dot{H} \approx \frac{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} = \dot{H} \approx \frac{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} e^{j(\varphi_{P1} + \varphi_{P2} - \varphi_F)} = H e^{j(\varphi_{P1} + \varphi_{P2} - \varphi_F)}, \text{ где } H - \text{мо-}$$

дуль функции $\dot{H}_1$, $H \approx \frac{P_{13}P_{23}}{F}$; $e^{j(\varphi_{P1}+\varphi_{P2}-\varphi_F)}$ – аргументы функций $\dot{P}_{13}$, $\dot{P}_{23}$, $\dot{F}$.

Список литературы: 1. Білокур І.П. Основи дефектоскопії. Підручник. – К.: Азимут-Україна, 2004. – 495 с. 2. Шкарлет Ю.М. К вопросу с физических основах метода вихревых токов // Электромагнитные методы контроля – М.: МДНТП, 1969 – С. 5-15. 3. Цейтлин Л.А. Вихревые токи в тонких пластинах и оболочках. – "Журнал технической физики". Т. XXXIX. 1969 № 10. 4. Цейтлин Л.А. Потери на вихревые токи в тонких пластинах. – "Электричество", 1969, № 9. 5. Тозони О.В., Маергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. – К.: Техніка, 1974. – 352 с. 6. Ковбасенко Ю.П. Метод расчета трехмерного электромагнитного поля тонких пластин и оболочек // Электричество. 1992. № 14. – С. 45-47.

Поступила в редколлегию 05.09.2013

УДК 620.179.14

Анализ модели аперіодического экранного вихретокового преобразователя для контроля тонких неферромагнитных пленок / Светличный В.А., Хорошайло Ю.Е. // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 117-125. Бібліогр.: 6 назв.

Розглянуто питання теорії аперіодичних трансформаторних ВП, з урахуванням аналізу впливу на характеристики перетворення внутрішнього опору джерел живлення і параметрів навантаження.

Ключові слова: аперіодичний вихрострумний перетворювач, об'єкт контролю, імпеданс, функція перетворення узагальнений параметр.

The problems of the theory of a periodic transformer of eddy current probes based on the analysis of the impact of the conversion characteristic of the internal resistance of power supplies and load parameters is considered.

Keywords: deadbeat eddy current transducer, the test object, the impedance, transformation function, generalized parameter.