Электронные системы

УДК 621.314

В.Я. Жуйков, д-р техн. наук, Н.Н. Кузнецов

Анализ передаточных функций трансформатора с использованием метода гармонического баланса

В статье приведен вывод передаточных функций трансформатора с использованием метода гармонического баланса для нормального и насыщенного состояния сердечника.

The article presents transformer transfer functions derivation based on harmonic balance method. The normal and saturated modes of transformer is considered.

Ключевые слова: трансформатор, метод гармонического баланса, передаточная функция

Введение

Трансформаторы входят в состав большинства современных источников питания, выступая звеном информационного канала системы управления [1,2]. Известно, что одним из способов математического моделирования систем управления является нахождение и последующий анализ передаточных функций их звеньев [3]. Так как трансформатор является нелинейным звеном [4], определение его передаточной функции в аналитическом виде вызывает определенные трудности. Метод гармонического баланса [3,5] позволяет получить упрощенные передаточные функции для систем с нелинейностями.

В связи с широким распространением преобразователей, работающих на высоких частотах [1], в статье рассмотрен высокочастотный маломощный трансформатор с прямоугольной петлей гистерезиса в системе источника питания.

Модель трансформатора

Т-образная схема замещения трансформатора [6] представлена на рис. 1.а. В этой схемной модели L_0 - индуктивность потокосцепления трансформатора, r_0 - сопротивление, учитывающее потери в сердечнике, L_{S1}, L_{S2}, r_1, r_2 - индуктивности рассеяния и активные сопротивления первичной и вторичной обмоток соответственно, R_H - сопротивление нагрузки. Значения элементов, моделирующих параметры вторичной стороны трансформатора, включая сопротивление нагрузки, приведены к первичной обмотке. В случае, когда $r_0 >> R_H$ и $r_2 << R_H$, что обычно соответствует реальным трансформаторам, от Т-образной схемы замещения можно перейти к более простой Г-образной [4] (рис 1.б), где L_S - индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток, приведенные к первичной обмотке, r - активное сопротивление первичной обмотки, R_H - сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке, U_1, U_2, I_1, I_2, I_3 - операторные формы напряжений и токов в узлах и контурах схемы.

Для вывода передаточной функции воспользуемся Г-образной схемой замещения трансформатора. Этой схеме (рис 1.б) соответствует следующая система уравнений:

$$\begin{cases} U_1 = I_1\left(L_S p + r\right) + U_2 \\ U_2 = I_2 R_H \\ I_1 = I_0 + I_2 \\ I_0 = \dfrac{l_{cp}}{N} H(p) \end{cases} \quad (1)$$

где l_{cp} - длина средней линии сердечника, N - количество витков первичной обмотки, $H(p)$ - операторное выражение напряженности магнитного поля. При гармонической линеаризации

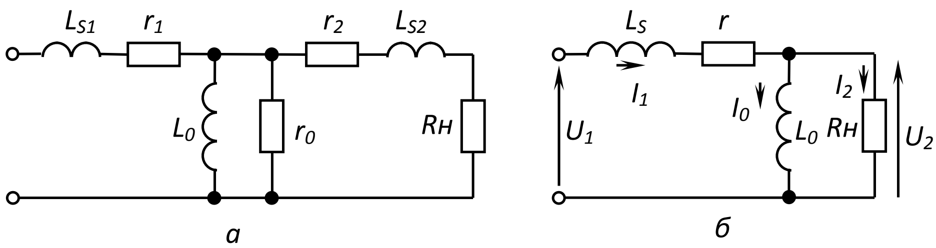

Рис. 1. Схемы замещения трансформатора. а – Т-образная, б – Г-образная

зависимость $H(p) = F(p)B(p)$ заменяется зависимостью, эквивалентной по первой гармонике:

$$H(p) = \left(q + \frac{q'}{\omega}p\right)B(p) = \left(q + \frac{q'}{\omega}p\right)\frac{U_2}{pNS} \qquad (2)$$

где q, q' - коэффициенты гармонической линеаризации функции $H(p)$, ω - частота индукции $B(p) = U_2 / pNS$, S - площадь поперечного сечения сердечника. Подставляя (2) в (1), получаем выражение, связывающее напряжения первичной U_1 и вторичной U_2 обмоток трансформатора:

$$U_1 = \left[K_0\left(q + \frac{q'}{\omega}p\right)\frac{U_2}{p} + \frac{U_2}{R_H}\right](L_S p + r) + U_2 \qquad (3)$$

где $K_0 = \dfrac{l_{cp}}{N^2 S}$. Отсюда находим передаточную функцию трансформатора $W(p) = \dfrac{U_2}{U_1}$:

$$W(p) = \frac{1}{\left[K_0\left(q + \frac{q'}{\omega}p\right)\frac{1}{p} + \frac{1}{R_H}\right](L_S p + r) + 1} =$$

$$= \frac{p}{p^2 L_S\left(K_0\frac{q'}{\omega} + \frac{1}{R_H}\right) + p\left(K_0 q L_S + K_0 r\frac{q'}{\omega} + \frac{r}{R_H} + 1\right) + K_0 rq} =$$

$$= \frac{p}{p^2 K_1 + pK_2 + K_3} \qquad (4)$$

где

$$K_1 = L_S\left(K_0\frac{q'}{\omega} + \frac{1}{R_H}\right),$$

$$K_2 = \left(K_0 q L_S + K_0 r\frac{q'}{\omega} + \frac{r}{R_H} + 1\right),$$

$K_3 = K_0 rq$ - коэффициенты при степенях характеристического уравнения передаточной функции $W(p)$.

Гармоническая линеаризация

Метод основан на использовании фильтрующих свойств системы. Когда эти свойства ярко выражены, форма сигналов в системе близка к синусоидальной. Тогда, независимо от вида периодических возмущений, приложенных к схеме, на ее выходе можно рассматривать лишь колебания основной гармонической составляющей [3].

Произведем гармоническую линеаризацию зависимости $H(p) = F(p)B(p)$ для двух состояний состояния трансформатора: 1) нормального 2) насыщенного рис. 2.

Коэффициенты гармонической линеаризации определяются выражениями [3,5]:

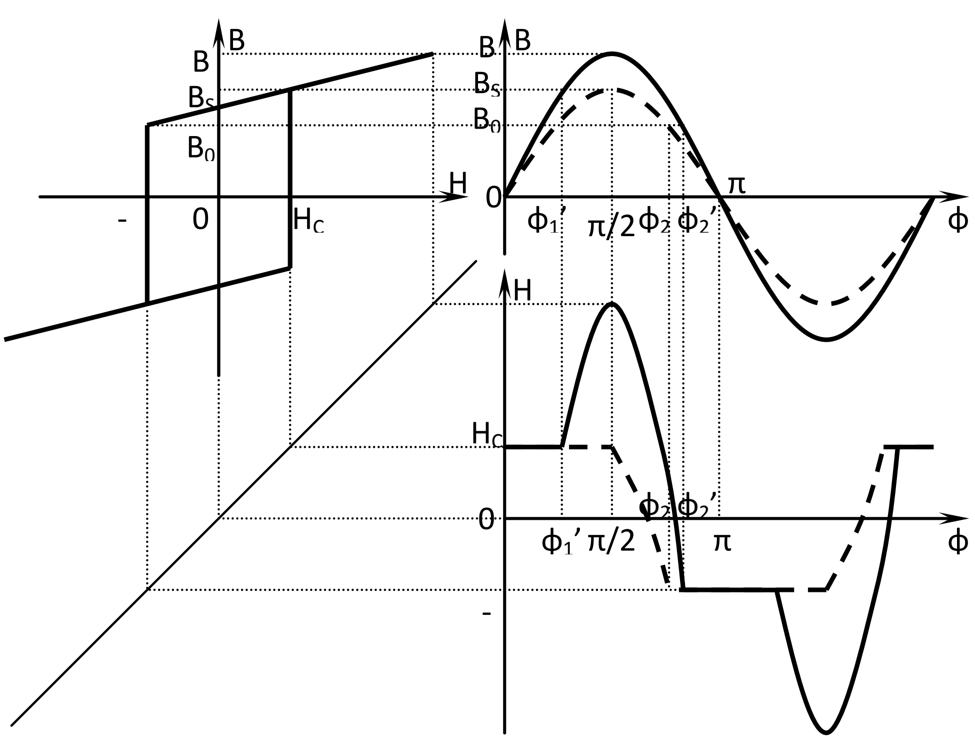

Рис. 2. Эпюры магнитной индукции и напряженности магнитного поля сердечника трансформатора в нормальном и насыщенном состояниях

$$q=\frac{2}{\pi B_a}\int_0^{\pi}F\left(B_a\sin\varphi\right)\sin\varphi d\varphi$$
$$q'=\frac{2}{\pi B_a}\int_0^{\pi}F\left(B_a\sin\varphi\right)\cos\varphi d\varphi \qquad (5)$$

Нормальное состояние трансформатора. Согласно рис. 2 и выражению (5), коэффициенты гармонической линеаризации имеют следующий вид:

$$q=\frac{2}{\pi B_S}\left[\int_0^{\pi/2}H_C\sin\varphi d\varphi+\int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{2H_C}{B_S-B_0}\left(B_S\sin\varphi-B_0\right)-H_C\right)\sin\varphi d\varphi-\int_{\varphi_2}^{\pi}H_C\sin\varphi d\varphi\right]=$$
$$=\frac{2}{\pi B_S}\left[-H_C\cos\varphi\Big|_0^{\pi/2}+H_C\cos\varphi\Big|_{\varphi_2}^{\pi}+\int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{2H_CB_S}{B_S-B_0}\sin\varphi-\frac{H_C\left(B_S+B_0\right)}{B_S-B_0}\right)\sin\varphi d\varphi\right]=$$
$$=\frac{2}{\pi B_S}\left[H_C-H_C-H_C\cos\varphi_2+\frac{H_CB_S}{B_S-B_0}\int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{1}{2}-\frac{\cos 2\varphi}{2}\right)d2\varphi+\frac{H_C\left(B_S+B_0\right)}{B_S-B_0}\cos\varphi\Big|_{\pi/2}^{\varphi_2}\right]= \qquad (6)$$
$$=\frac{2}{\pi B_S}\left[-H_C\cos\varphi_2+\frac{H_C\left(B_S+B_0\right)}{B_S-B_0}\cos\varphi_2+\frac{H_CB_S}{B_S-B_0}\left[\varphi-\frac{\sin 2\varphi}{2}\right]\Bigg|_{\pi/2}^{\varphi_2}\right]=$$
$$\frac{2}{\pi B_S}\left[\frac{2B_0H_C}{B_S-B_0}\cos\varphi_2+\frac{H_CB_S}{B_S-B_0}\left[\varphi_2-\frac{\pi}{2}-\sin\varphi_2\cos\varphi_2\right]\right]$$

$$q'=\frac{2}{\pi B_S}\left[\int_0^{\pi/2}H_C\cos\varphi d\varphi+\int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{2H_C}{B_S-B_0}\left(B_S\sin\varphi-B_0\right)-H_C\right)\cos\varphi d\varphi-\int_{\varphi_2}^{\pi}H_C\cos\varphi d\varphi\right]=$$
$$=\frac{2}{\pi B_S}\left[H_C\sin\varphi\Big|_0^{\pi/2}-H_C\sin\varphi\Big|_{\varphi_2}^{\pi}+\int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{2H_CB_S}{B_S-B_0}\sin\varphi-\frac{H_C\left(B_S+B_0\right)}{B_S-B_0}\right)\cos\varphi d\varphi\right]=$$
$$=\frac{2}{\pi B_S}\left[H_C\left(1+\sin\varphi_2\right)+\frac{H_CB_S}{B_S-B_0}\int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{1}{2}\sin 2\varphi\right)d2\varphi-\frac{H_C\left(B_S+B_0\right)}{B_S-B_0}\sin\varphi\Big|_{\pi/2}^{\varphi_2}\right]= \qquad (7)$$
$$=\frac{2}{\pi B_S}\left[H_C\left(1+\sin\varphi_2\right)-\frac{H_C\left(B_S+B_0\right)}{B_S-B_0}\left(\sin\varphi_2-1\right)-\frac{1}{2}\frac{H_CB_S}{B_S-B_0}\cos 2\varphi\Big|_{\pi/2}^{\varphi_2}\right]=$$
$$\frac{2}{\pi B_S}\left[\frac{2H_CB_S}{B_S-B_0}-\frac{2H_CB_0}{B_S-B_0}\sin\varphi_2-\frac{H_CB_S}{B_S-B_0}\cos^2\varphi_2\right]$$

Учитывая, что $\varphi_2>\pi/2$ и $B_S\sin\varphi_2=B_0$ (рис. 2), $\sin\varphi_2=\frac{B_0}{B_S}$, $\cos\varphi_2=-\sqrt{1-\frac{B_0^2}{B_S^2}}$, $\varphi_2=\pi-\arcsin\frac{B_0}{B_S}$, выражения (6) и (7) преобразуются к виду:

$$q=\frac{H_C}{B_S-B_0}\left[1-\frac{2}{\pi}\left(\arcsin\frac{B_0}{B_S}+\frac{B_0\sqrt{B_S^2-B_0^2}}{B_S^2}\right)\right] \qquad (8)$$

$$q'=\frac{2H_C}{\pi B_S\left(B_S-B_0\right)}\left[2B_S-2\frac{B_0^2}{B_S}-\frac{B_S^2-B_0^2}{B_S}\right]=$$
$$=\frac{2H_C}{\pi\left(B_S-B_0\right)}\left(1-\frac{B_0^2}{B_S^2}\right) \qquad (9)$$

Подставляя (8) и (9) в (4), получаем передаточную функцию трансформатора в нормальном состоянии. При упрощенном анализе, допуская, что $B_0\to B_S$, выражение (8) сведется к виду:

$$q=\frac{H_C}{B_S-B_0}\left[1-\frac{2}{\pi}\left(\arcsin\frac{B_0}{B_S}+\frac{\sqrt{B_S^2-B_0^2}}{B_S}\right)\right] \quad (10)$$

Подставляя (9) и (10) в (4), получаем упрощенную передаточную функцию трансформатора в нормальном состоянии.

Насыщенное состояние трансформатора. Для насыщенного состояния коэффициенты гармонической линеаризации (5) определяются выражениями:

$$q=\frac{2}{\pi B_M}\left[\int_0^{\varphi_1'}H_C\sin\varphi d\varphi+\int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{2H_C}{B_S-B_0}(B_M\sin\varphi-B_0)-H_C\right)\sin\varphi d\varphi-\int_{\varphi_2'}^{\pi}H_C\sin\varphi d\varphi\right]=$$

$$=\frac{2}{\pi B_M}\left[-H_C\cos\varphi\Big|_0^{\varphi_1'}+H_C\cos\varphi\Big|_{\varphi_2'}^{\pi}+\int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{2H_CB_M}{B_S-B_0}\sin\varphi-\frac{H_C(B_S+B_0)}{B_S-B_0}\right)\sin\varphi d\varphi\right]=$$

$$=\frac{2}{\pi B_M}\left[-H_C\left(\cos\varphi_1'+\cos\varphi_2'\right)+\frac{H_CB_M}{B_S-B_0}\int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{1}{2}-\frac{\cos2\varphi}{2}\right)d2\varphi+\frac{H_C(B_S+B_0)}{B_S-B_0}\cos\varphi\Big|_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\right]= \quad (11)$$

$$=\frac{2}{\pi B_M}\left[-H_C\left(\cos\varphi_1'+\cos\varphi_2'\right)+\frac{H_C(B_S+B_0)}{B_S-B_0}\left(\cos\varphi_2'-\cos\varphi_1'\right)+\frac{H_CB_M}{B_S-B_0}\left[\varphi-\frac{\sin2\varphi}{2}\right]\Big|_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\right]=$$

$$\frac{2}{\pi B_M}\left[\frac{2H_C}{B_S-B_0}\left(B_0\cos\varphi_2'-B_S\cos\varphi_1'\right)+\frac{H_CB_M}{B_S-B_0}\left[\varphi_2'-\varphi_1'-\sin\varphi_2'\cos\varphi_2'+\sin\varphi_1'\cos\varphi_1'\right]\right]$$

$$q'=\frac{2}{\pi B_M}\left[\int_0^{\varphi_1'}H_C\cos\varphi d\varphi+\int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{2H_C}{B_S-B_0}(B_M\sin\varphi-B_0)-H_C\right)\cos\varphi d\varphi-\int_{\varphi_2'}^{\pi}H_C\cos\varphi d\varphi\right]=$$

$$=\frac{2}{\pi B_M}\left[H_C\sin\varphi\Big|_0^{\varphi_1'}-H_C\sin\varphi\Big|_{\varphi_2'}^{\pi}+\int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{2H_CB_M}{B_S-B_0}\sin\varphi-\frac{H_C(B_S+B_0)}{B_S-B_0}\right)\cos\varphi d\varphi\right]=$$

$$=\frac{2}{\pi B_M}\left[H_C\left(\sin\varphi_1'+\sin\varphi_2'\right)+\frac{H_CB_M}{B_S-B_0}\int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{1}{2}\sin2\varphi\right)d2\varphi-\frac{H_C(B_S+B_0)}{B_S-B_0}\sin\varphi\Big|_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\right]= \quad (12)$$

$$=\frac{2}{\pi B_M}\left[\frac{H_C(B_S-B_0)}{B_S-B_0}\left(\sin\varphi_1'+\sin\varphi_2'\right)+\frac{H_C(B_S+B_0)}{B_S-B_0}\left(\sin\varphi_1'-\sin\varphi_2'\right)-\frac{1}{2}\frac{H_CB_M}{B_S-B_0}\cos2\varphi\Big|_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\right]=$$

$$\frac{2}{\pi B_M}\left[\frac{2H_C}{B_S-B_0}\left(B_S\sin\varphi_1'-B_0\sin\varphi_2'\right)-\frac{H_CB_M}{B_S-B_0}\left(\sin^2\varphi_1'-\sin^2\varphi_2'\right)\right]$$

Учитывая, что $\varphi_1'<\pi/2$, $\varphi_2'>\pi/2$, $B_M\sin\varphi_1'=B_S$, $B_M\sin\varphi_2'=B_0$ (рис. 2), $\sin\varphi_1'=\frac{B_S}{B_M}$ $\sin\varphi_2'=\frac{B_0}{B_M}$, $\cos\varphi_1'=\sqrt{1-\frac{B_S^2}{B_M^2}}$, $\cos\varphi_2'=-\sqrt{1-\frac{B_0^2}{B_M^2}}$, $\varphi_1'=\arcsin\frac{B_S}{B_M}$, $\varphi_2'=\pi-\arcsin\frac{B_0}{B_M}$, выражения (11) и (12) преобразуются к виду:

$$q=\frac{2H_C}{\pi(B_S-B_0)}\left[\pi-\arcsin\frac{B_0}{B_M}-\arcsin\frac{B_S}{B_M}-\frac{B_0\sqrt{B_M^2-B_0^2}}{B_M^2}-\frac{B_S\sqrt{B_M^2-B_S^2}}{B_M^2}\right] \quad (13)$$

$$q'=\frac{2H_C}{\pi B_M(B_S-B_0)}\left[2\frac{B_S^2}{B_M}-2\frac{B_0^2}{B_M}-\frac{B_M\left(B_S^2-B_0^2\right)}{B_M^2}\right]=\frac{2H_C(B_S+B_0)}{\pi B_M^2} \quad (14)$$

(13) и (14) используются для нахождения передаточной функции (4). Для упрощенной передаточной функции, при допущении, что $B_M >> B_S$ и $B_0 \to B_S$, $\arcsin\frac{B_S}{B_M} \approx \frac{B_S}{B_M}$, $\arcsin\frac{B_0}{B_M} \approx \frac{B_0}{B_M}$, $B_S + B_0 \to 2B_S$ (13) и (14) преобразуются следующим образом:

$$q = \frac{2H_C}{\pi(B_S - B_0)}\left[\pi - \frac{4B_S}{B_M}\right] \quad (15)$$

$$q' = \frac{4H_C B_S}{\pi B_M{}^2} \quad (16)$$

Подставляя (15) и (16) в (4), получаем упрощенную передаточную функцию трансформатора в насыщенном состоянии.

При обычных параметрах для высокочастотных трансформаторов маломощных источников питания порядка нескольких сотен ватт, величина коэффициентов q и q' для нормального состояния составит примерно 0,7 и 30, для насыщенного состояния – 4000 и 0,3, коэффициент K_0 – 0,1, индуктивность рассеивания L_S - единицы мкГн, r и R_H – единицы и сотни Ом соответственно. Тогда коэффициенты K_1, K_2 и K_3 упрощенной передаточной функции для нормального состояния трансформатора примут вид $K_1 = L_S\left(K_0\frac{q'}{\omega} + \frac{1}{R_H}\right)$, $K_2 = 1$, $K_3 = K_0 rq$, для насыщенного состояния $K_1 = \frac{L_S}{R_H}$, $K_2 = 1$, $K_3 = K_0 rq$. При этом передаточная функция (4) в нормальном состоянии сводится к виду:

$$W(p) = \frac{p}{p^2 L_S\left(K_0\frac{q'}{\omega} + \frac{1}{R_H}\right) + p + K_0 rq}, \quad (17)$$

а в состоянии насыщения:

$$W(p) = \frac{p}{p^2\frac{L_S}{R_H} + p + K_0 rq}, \quad (18)$$

где $K_0 = \frac{l_{cp}}{N^2 S}$, q и q' для выражения (17) определяются по формулам (10) и (9), для выражения (18) – по формулам (15) и (16). Согласно теории гармонического анализа для симметричных однозначных нелинейностей, $q \neq 0$, $q' \equiv 0$, а для симметричных неоднозначных нелинейностей $q \neq 0$, $q' \neq 0$ [3,5]. Как видно из (18) в насыщенном состоянии влияние гистерезиса несущественно.

Ошибка моделирования. При гармонической линеаризации зависимости $H(p) = F(p)B(p)$ учитывается только первая гармоника (5). Оценим влияние высших гармоник ΔH на выходное напряжение трансформатора. Для этого построим передаточную функцию $W_O(p)$ для разностного напряжения U_P – разницы реального напряжения и напряжения U_2, полученного с помощью передаточной функции (4). Соответствующая система уравнений повторяет (1):

$$\begin{cases} U_1 = I_1(L_S p + r) + U_P \\ U_P = I_2 R_H \\ I_1 = I_0 + I_2 \\ I_0 = \frac{l_{cp}}{N}\Delta H(p) \end{cases} \quad (19)$$

где $\Delta H(p) = \Delta H \cdot B(p)$. Из (19) находим передаточную функцию:

$$W_O(p) = \frac{p}{p^2 K_1{}' + pK_2{}' + K_3{}'}, \quad (20)$$

где

$$K_1{}' = \frac{L_S}{R_H}, K_2{}' = \left(K_0\Delta H L_S + \frac{r}{R_H} + 1\right), K_3{}' = K_0 r\Delta H$$

- коэффициенты при степенях характеристического уравнения $W_O(p)$.

Оценим величину высших гармоник напряженности магнитного поля для нормального состояния трансформатора (рис. 2):

$$\Delta H = \frac{2}{\pi}\left[\int_0^{\pi/2} H_C d\varphi + \int_{\pi/2}^{\varphi_2}\left(\frac{2H_C}{B_S - B_0}(B_S\sin\varphi - B_0) - H_C\right)d\varphi - \int_{\varphi_2}^{\pi} H_C \varphi d\varphi\right] - \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}(q\sin\varphi + q'\cos\varphi)d\varphi =$$

$$= \frac{2}{\pi}\left[-\frac{2B_0 H_C}{B_S - B_0}\left(\varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{2H_C B_S}{B_S - B_0}\cos\varphi_2\right] - \frac{4}{\pi}q =$$

$$
\begin{aligned}
&= \frac{4H_C}{\pi\left(B_S - B_0\right)}\left[\sqrt{B_S{}^2 - B_0{}^2} - B_0\left(\frac{\pi}{2} - \arcsin\frac{B_0}{B_S}\right) - 1 + \frac{2}{\pi}\left(\arcsin\frac{B_0}{B_S} + \frac{B_0\sqrt{B_S{}^2 - B_0{}^2}}{B_S{}^2}\right)\right] = \\
&= \frac{4H_C}{\pi\left(B_S - B_0\right)}\left[\frac{\left(2B_0 + \pi B_S{}^2\right)}{\pi B_S{}^2}\sqrt{B_S{}^2 - B_0{}^2} - \left(B_0 + \frac{2}{\pi}\right)\left(\frac{\pi}{2} - \arcsin\frac{B_0}{B_S}\right)\right]
\end{aligned}
\qquad (21)
$$

где q , определяется по (8).

ΔH для насыщенного состояния (рис. 2):

$$
\begin{aligned}
&\Delta H = \frac{2}{\pi}\left[\int_0^{\varphi_1'} H_C d\varphi + \int_{\varphi_1'}^{\varphi_2'}\left(\frac{2H_C}{B_S - B_0}\left(B_M\sin\varphi - B_0\right) - H_C\right)d\varphi - \int_{\varphi_2'}^{\pi} H_C\varphi d\varphi\right] - \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}\left(q\sin\varphi + q'\cos\varphi\right)d\varphi = \\
&= \frac{2}{\pi}\frac{H_C}{B_S - B_0}\left[2B_S\varphi_1' - 2B_0\varphi_2' - \left(B_S - B_0\right)\pi - 2B_M\left(\cos\varphi_2' - \cos\varphi_1'\right)\right] - \\
&- \frac{4}{\pi}\frac{2H_C}{\pi\left(B_S - B_0\right)}\left[\pi - \arcsin\frac{B_0}{B_M} - \arcsin\frac{B_S}{B_M} - \frac{B_0\sqrt{B_M{}^2 - B_0{}^2}}{B_M{}^2} - \frac{B_S\sqrt{B_M{}^2 - B_S{}^2}}{B_M{}^2}\right] = \\
&= \frac{2H_C}{\pi\left(B_S - B_0\right)}\left[\left(2B_S + \frac{4}{\pi}\right)\arcsin\frac{B_S}{B_M} + \left(2B_0 + \frac{4}{\pi}\right)\arcsin\frac{B_0}{B_M} + \right. \\
&\left. + \left(2 + \frac{4B_S{}^2}{\pi B_M{}^2}\right)\sqrt{B_M{}^2 - B_S{}^2} + \left(2 + \frac{4B_0{}^2}{\pi B_M{}^2}\right)\sqrt{B_M{}^2 - B_0{}^2} - \pi\left(B_S + B_0 + \frac{4}{\pi}\right)\right]
\end{aligned}
\qquad (22)
$$

где q , определяется по (13). Подставляя (21) и (22) в (20) получаем передаточную функцию для напряжения ошибки. Для нормального состояния трансформатора напряжение ошибки незначительно. Для состояния слабого насыщения влияние высших гармоник существенно, что следует учитывать при линеаризации нелинейности $H(p)$. Полученных передаточных функций (4) и (18) трансформатора в насыщении достаточно для определения характера выходного напряжения U_2 , а функцию (20) удобно использовать для введения звена коррекции ошибки в систему управления, содержащую трансформатор.

Выводы

Полученные передаточные функции пригодны для аналитического определения формы сигналов трансформатора, что позволяет оценивать работу системы для нормального и насыщенного состояния с оценкой разностного напряжения, вызванного ошибкой метода.

Литература

1. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. Пер с англ. М.:2008 – 272с.
2. Готлиб И.М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы М.:2002 – 544с.
3. Михайлов В.С. Теория управления. К.:1988-312с.
4. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование. Пер. с англ. К.: 2007 - 288.с.
5. Попов Е.П. Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления. М.:1988-256с.
6. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника для любителей и профессионалов. М.:2001

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»