

В. КААЗИК, Ю. СООЯРВ, Ю. ХУНТ, Т. ЛАУСМАА

ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЕНИЯ ОДНОФАЗНОГО ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Характеристики управления однофазного дифференциально-трансформаторного магнитного усилителя (1ТМУ) или, по определению некоторых исследователей, магнитного удвоителя частоты с самоподмагничиванием, изучались только в некоторых предельных условиях [1, 2]. В настоящей статье эти характеристики рассматриваются в более общем режиме, который содержит ранее известные режимы как частные случаи.

Анализ 1ТМУ проводится при следующих основных допущениях: кривая намагничивания соответствует приведенной на рис. 1, б, активные сопротивления равны нулю, число витков всех обмоток одинаково, вентиль идеальный.

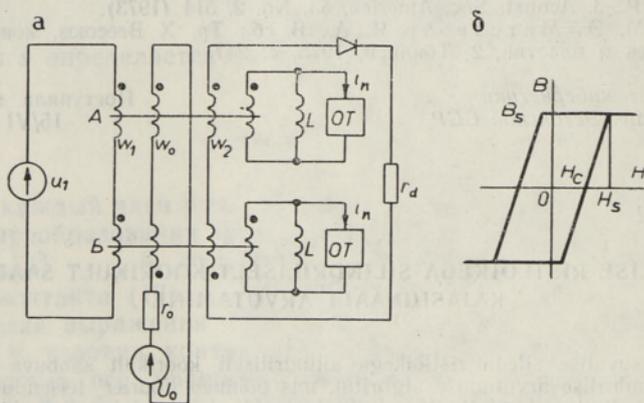


Рис. 1.

При этих упрощениях с учетом преобразования [3, 4] получим схему 1ТМУ, показанную на рис. 1, а. Основные параметры схемы следующие:

$$L = \frac{\omega^2 S}{l} \cdot \frac{B_s}{H_s - H_c}, \quad (1)$$

$$I_{II} = \frac{H_c l}{\omega}, \quad (2)$$

$$U_{1m} \leq 2\omega S \omega B_s, \quad (3)$$

где ω — число витков обмоток, S — поперечное сечение сердечника, l — средняя длина линии магнитной индукции, B_s — индукция насы-

нения, H_s — напряженность магнитного поля насыщения, H_c — коэрцитивная сила, ω — угловая частота напряжения питания. Остальные обозначения ясны из рис. 1, а. Ограничитель тока ОТ характеризует гистерезис ($\text{sign } i_{\pi} = \text{sign } u_1$).

Условие (3) обозначает, что из рассмотрения исключаются режимы с одновременным насыщением сердечников. В данной статье принимается

$$U_{1m} = 2\omega S \omega B_s. \tag{3a}$$

Приведенная на рис. 1, а схема весьма неудобна для анализа. На рис. 2 ей соответствует преобразованная в [5] схема замещения, в которой параметры сердечников и мощности элементов оставлены без изменений, а ветвь намагничивания, не влияющая на работу схемы, опущена.

Как показано в [1], источники переменного напряжения в схеме на рис. 2 можно заменить источниками напряжения удвоенной частоты

$$e'_s = -e'_q = \begin{cases} -\frac{U_{1m}}{2} \cos \omega t, & 2n\pi \leq \omega t \leq (2n+1)\pi, \\ -\frac{U_{1m}}{2} \cos \omega t, & (2n+1)\pi \leq \omega t \leq (2n+2)\pi. \end{cases} \tag{4}$$

С целью упрощения расчетов в схеме замещения устранены цифровые коэффициенты, то есть напряжения увеличены в два ($e_s = 2e'_s$) и сопротивления в четыре раза. При этом соответствие электромагнитных процессов сохраняется, а мощность всех элементов увеличивается в четыре раза (в данном случае это несущественно).

Расчетная схема приведена на рис. 3. Известно [1], что при указанной на рис. 3 полярности напряжения управления U_0 работает только магнитный ключ k_s и ток нагрузки i_d не влияет на характеристики управления ИТМУ. Поэтому ветви с $e_q(k_q)$ и i_d здесь не рассматриваются.

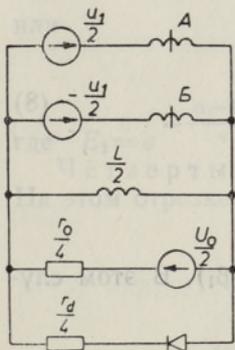


Рис. 2.

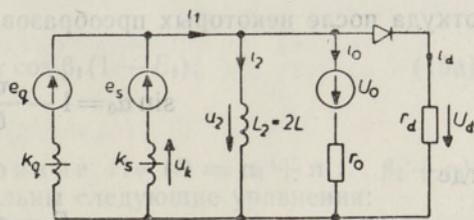


Рис. 3.

При смене полярности U_0 (в данной статье также не исследуется) работает только ключ k_q и i_d способен существенно изменять эти характеристики.

Следовательно, замыкание (насыщение сердечника) и размыкание ключа k_s (выход сердечника из насыщения) возможны при следующих условиях:

$$\int_{\beta}^{\pi+\alpha} u_h d\theta = 0, \tag{5}$$

$$i_{1\beta} = 0, \quad (6)$$

где α — угол замыкания ключа, β — угол размыкания ключа, u_k — напряжение на ключе, $\Theta = \omega t$.

Проанализируем работу схемы по этапам. Каждому этапу соответствует определенное состояние схемы. Замкнутое состояние будем называть состоянием «1» и разомкнутое — состоянием «0».

Для схемы на рис. 3 в состоянии «0» действительно следующее операторное уравнение

$$(pL_2 + r_0)I_0(p) = U_0(p) - L_2I_{20}.$$

Принимая начальный ток $I_{20} = 0$, получим

$$i_0(\Theta) = \frac{U_0}{r_0} (1 - e^{-\Theta/\tau}) = -i_2(\Theta),$$

$$u_2 = -L_2 \frac{di_0}{dt} = -U_0 e^{-\Theta/\tau}, \quad (7)$$

$$u_k = e_s - u_2 = u_1 - u_2,$$

где

$$\tau = \frac{\omega L_2}{r_0}.$$

Первый этап — состояние «0» ($\Theta = 0 \dots \alpha_0$): $u_1 = U_{1m} \cos \Theta$, $u_k = U_{1m} \cos \Theta + U_0 e^{-\Theta/\tau}$. Из условия замыкания ключа (5) следует

$$\int_0^{\alpha_0} u_k d\Theta = 2\omega \Delta \Psi_1 = 2\omega (\Psi_S - \Psi_0) = 2\omega \Psi_S,$$

откуда после некоторых преобразований получим

$$\sin \alpha_0 = 1 - \frac{\tau U_0}{U_{1m}} (1 - E_0), \quad (8)$$

где

$$E_0 = e^{-\alpha_0/\tau}.$$

Второй этап — состояние «1» ($\Theta = \alpha_0 \dots \beta_1$). В этом случае имеют место следующие операторные уравнения:

$$pL_2I_1(p) - pL_2I_0(p) = U_1(p) + L_2I_{2\alpha_0} = pL_2I_2(p),$$

$$(pL_2 + r_0)I_0(p) - pL_2I_1(p) = U_0(p) - L_2I_{2\alpha_0}, \quad (9)$$

$$I_1(p) - I_0(p) = I_2(p).$$

Решая систему уравнений (9) и учитывая, что

$$I_{2\alpha_0} = -\frac{U_0}{r_0} (1 - E_0) = -I_0(1 - E_0),$$

получим

$$i_0(\Theta) = \frac{U_{1m}}{r_0} \cos \Theta + I_0, \quad (10)$$

$$i_2(\Theta) = \frac{U_{1m}}{r_0} (\sin \Theta - \sin \alpha_0) - I_0(1 - E_0). \quad (11)$$

Применяя условие размыкания ключа (6) к уравнениям (10) и (11), можно найти $\beta_1 = f_0(\alpha_0)$, которое преобразуется к виду

$$\sin(\beta_1 + \varphi) = \cos \varphi \left(1 - \frac{\tau U_0}{U_{1m}} \right), \quad (12)$$

где $\varphi = \arctg \tau$.

Третий этап — состояние «0» ($\Theta = \beta_1 \dots \alpha_1 + \pi$). Соответствующее операторное уравнение

$$(pL_2 + r_0)I_0(p) = U_0(p) - L_2I_{2\beta_1},$$

откуда

$$i_0 = I_0 \left(1 - e^{-\frac{\Theta - \beta_1}{\tau}} \right) - I_{2\beta_1} e^{-\frac{\Theta - \beta_1}{\tau}}. \quad (13)$$

Учитывая, что из (11) или (10) можно определить

$$I_{2\beta_1} = \frac{U_{1m}}{\omega L_2} (\sin \beta_1 - \sin \alpha_0) - I_0(1 - E_0) = -\frac{U_{1m}}{r_0} \cos \beta_1 + I_0, \quad (14)$$

и принимая во внимание условие замыкания ключа (5), после некоторых преобразований находим $\alpha_1 = f_1(\beta_1)$ в виде

$$\sin \alpha_1 = E_1 \sin \beta_1 + 1 - \frac{\tau U_0}{U_{1m}} (1 - E_1) \quad (15)$$

или

$$\sin \alpha_1 = \sin \beta_1 + \tau \cos \beta_1 (1 - E_1), \quad (15a)$$

где $E_1 = e^{-\frac{\alpha_1 - \beta_1 + \pi}{\tau}}$.

Четвертый этап — состояние «1» ($\Theta = \alpha_1 + \pi \dots \beta_2 + \pi$). На этом отрезке времени действительны следующие уравнения:

$$i_0(\Theta) = -\frac{U_{1m}}{r_0} \cos \Theta + I_0, \quad (10a)$$

$$i_2(\Theta) = -\frac{U_{1m}}{\omega L_2} (\sin \Theta + \sin \alpha_1) + I_{2(\alpha_1 + \pi)}. \quad (11a)$$

Учитывая

$$I_{2(\alpha_1 + \pi)} = I_{2\beta_1} E_1 - I_0(1 - E_1), \quad (16)$$

а также выражение (14) для $I_{2\beta_1}$ и условие размыкания ключа (6) при $\Theta = \beta_2 + \pi$, после преобразований получим

$$\sin(\beta_2 + \varphi) = \cos \varphi \left(1 - \frac{\tau U_0}{U_{1m}} \right). \quad (17)$$

Из равенств (17) и (12) ясно, что $\beta_1 \equiv \beta_2 = \beta$, следовательно, и

$\alpha_1 \equiv \alpha_2 = \alpha$, то есть полученный нами режим является установившимся, а схема на рис. 3 — быстродействующей.

При $r_0 = \infty$ (соответствует схеме с идеальным источником тока I_0) из (17) с учетом (3а) получим:

$$\sin \beta = 1 - \frac{\omega L_2 I_0}{U_{1m}},$$

откуда

$$\frac{U_{1m}}{\omega L_2} \sin \beta = \frac{\Psi_S}{L} - I_0 = I_S - I_0, \quad (18)$$

а из (15а) следует

$$\sin \alpha = \sin \beta,$$

откуда

$$\alpha = \pi - \beta. \quad (19)$$

При $\omega L = \infty$ (кривая намагничивания сердечника идеальная) из (17) получим

$$\cos \beta = -\frac{U_0}{U_{1m}} \quad (20)$$

и из (15а)

$$\sin \alpha - \sin \beta = (\alpha - \beta + \pi) \cos \beta. \quad (21)$$

Приведенные выше формулы (18)–(21) соответствуют результатам работ [1, 2].

Анализ удобно провести в относительных единицах. Для этого введем следующие понятия.

1. $U_{0N}(I_{0N})$ — номинальное напряжение (ток) управления определяется из (12) при $\beta = \pi$:

$$U_{0N} = U_{1m} \frac{1 + \tau}{\tau}, \quad (22)$$

$$I_{0N} = \frac{U_{0N}}{r_0} = \frac{U_{1m}}{\omega L_2} (1 + \tau). \quad (23)$$

2. $U_{0*}(I_{0*})$ — относительное напряжение (ток) управления (с использованием формулы (17)):

$$U_{0*} = \frac{U_0}{U_{0N}} = \frac{U_0}{U_{1m}} \frac{\tau}{1 + \tau} = \frac{1}{1 + \tau} \left[1 - \frac{\sin(\beta + \varphi)}{\cos \varphi} \right] = I_{0*}. \quad (24)$$

3. U_{dN} — номинальное выходное напряжение.
Учитывая, что

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi/2} \cos \theta \, d\theta = \frac{U_{1m}}{\pi} (1 - \sin \alpha), \quad (25)$$

примем

$$U_{dN} = \frac{U_{1m}}{\pi}. \quad (26)$$

4. U_{d*} — относительное выходное напряжение:

$$U_{d*} = \frac{U_d}{U_{dN}} = 1 - \sin \alpha. \quad (27)$$

Таким образом, для определения характеристик управления 1ТМУ имеем следующие формулы:

$$\begin{aligned} \sin \alpha - \sin \beta &= (1 - E)\tau \cos \beta, \\ U_{0*} &= \frac{1}{1 + \tau} \left[1 - \frac{\sin(\beta + \varphi)}{\cos \varphi} \right], \end{aligned} \quad (28)$$

$$U_{d*} = 1 - \sin \alpha,$$

где $E = e^{-\frac{\alpha - \beta + \pi}{\tau}}$. Расчеты для четырех значений τ показаны на рис. 4.

Экспериментальные исследования проводили на диодной модели 1ТМУ [6] и на реальном 1ТМУ. Результаты испытаний на диодной модели отличаются от теоретически предсказанных не более чем на 2—3%. Реальный 1ТМУ имел следующие данные: сердечники из 50 НП 0,05 типа ОЛ 164/110-30, активное сечение 6,64 см², средняя длина магнитопровода 0,43 м. Магнитная проницаемость сердечника на восходящей ветви петли гистерезиса $\mu \approx 0,11$ Гн/м. Обмотки усилителя были изготовлены из провода ПЭВ-2 1,56, число витков $\omega_1 = 500$, $\omega_2 = 200$, $\omega_0 =$ по выбору.

В первую очередь была определена т. н. естественная характеристика управления. Элементом управления усилителя служил стабилизированный источник постоянного тока, последовательно соединенный с индуктивностью $L_0 = 2,5$ Гн. По остальным параметрам эксперимента ($U_1 = 208$ В, $\omega_0 = 5$ витков, $r_d = 1$ кОм) были определены

$$U_{dN} = \frac{\sqrt{2}U_1\omega_2}{\omega_1\pi} = 37,6 \text{ В},$$

$$F_0 = \omega_0 I_0 = 5 I_0.$$

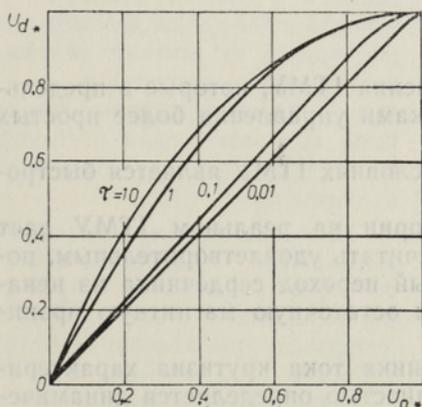


Рис. 4.

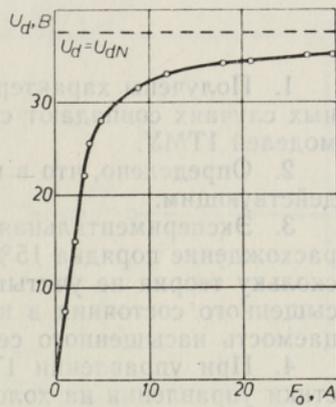


Рис. 5.

Полученная характеристика $U_d(F_0)$ (рис. 5) соответствует практически холостому ходу 1ТМУ ($r_d = 1 \text{ кОм}$). Как видно из рис. 5, линейность естественной характеристики сохраняется до $U_d = 22 \text{ В}$ ($U_{d*} = 0,58$). Нелинейность характеристики в остальной части обуславливается плавным переходом сердечника из ненасыщенного состояния в насыщенное. Поскольку теория предполагает неизменную индуктивность обмотки, то совпадения теории с экспериментом следует ожидать на линейном участке естественной характеристики управления, т. е. до $U_d = 22 \text{ В}$.

По техническим причинам дальнейшие эксперименты были проведены при $\omega_0 = 20$ витков. Индуктивное сопротивление обмоток ωL_2 определялось с помощью петли гистерезиса и из естественной характеристики управления (рис. 5). С использованием формул (18), (19), (25) и (26) было найдено

$$\omega L_2 = \frac{\pi \omega_0}{\omega_2} \cdot \frac{\Delta U_d}{\Delta I_0},$$

где ΔU_d — прирост выходного напряжения при изменении тока управления на величину ΔI_0 . Полученные данные отличались от теоретически предсказанных не более чем на 6%.

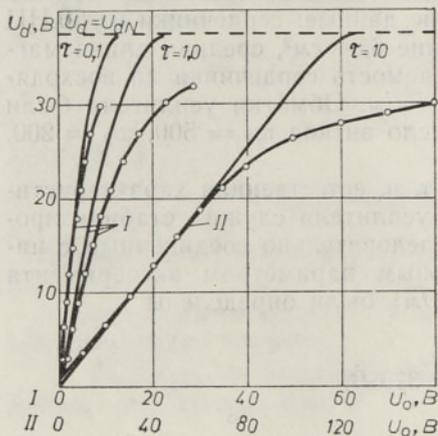


Рис. 6.

Исходя из предварительных измерений сопротивления цепи управления τ были выбраны равными 10; 1,0 и 0,1. Результаты экспериментов иллюстрирует рис. 6, где они сравнены с соответствующими теоретическими характеристиками управления. Как видно, в предполагаемой области совпадения ($U_d = 0 - 22 \text{ В}$) хорошее согласие теории с экспериментом наблюдается для $\tau = 10$ и 0,1. Причины удовлетворительного совпадения при $\tau = 1,0$ требуют дальнейшего анализа на более сложных моделях 1ТМУ.

Выводы

1. Получены характеристики управления 1ТМУ, которые в предельных случаях совпадают с характеристиками управления более простых моделей 1ТМУ.

2. Определено, что в приведенных условиях 1ТМУ является быстродействующим.

3. Экспериментальная проверка теории на реальном 1ТМУ дает расхождение порядка 15%, что можно считать удовлетворительным, поскольку теория не учитывает ни плавный переход сердечника из ненасыщенного состояния в насыщенное, ни остаточную магнитную проницаемость насыщенного сердечника.

4. При управлении 1ТМУ от источника тока крутизна характеристики управления на холостом ходу полностью определяется динамической проницаемостью сердечника на восходящей ветви петли гистерезиса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сарв В., Оявээр М., Саккос Т., Хунт Ю., Магнитные преобразователи электроэнергии с удвоением частоты, Таллин, 1972.
2. Сарв В. В., В сб.: Проблемы технической электродинамики, вып. 24, Электромагнитные и полупроводниковые устройства преобразовательной техники, Киев, 1970.
3. Котова Л. Ф., Электричество, № 4, 88 (1967).
4. Розенблат М. А., Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники, М., 1974.
5. Лаусмаа Т., Хунт Ю., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 25, 192 (1976).
6. Сарв В., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 21, 264 (1972).

Институт термofизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
29/IV 1976

V. KAASIK, J. SOOJARV, J. HUNT, T. LAUSMAA

ÜHEFAASILISE TRAFU-MAGNETVÕIMENDI TÕURKARAKTERISTIKUD

On näidatud, et ühefaasiline trafo-magnetvõimendi on teatud tingimustel kiiretoimeline, ning leitud tema tûurkarakteristikud küllastamata sûdamiku induktiivsust arvestades.

V. KAASIK, J. SOOJARV, J. HUNT, T. LAUSMAA

CONTROL CHARACTERISTICS OF SINGLE-PHASE DIFFERENTIAL TRANSFORMER MAGNETIC AMPLIFIER

It is shown that under certain conditions the single-phase differential-transformer magnetic amplifier has a basic half-cycle response; taking into account the inductance in the unsaturated core, its control characteristics are calculated.

