

## Литература

1. Теория автоматического управления / Под ред. А.А. Воронова. – М.: Высшая школа, 1986. – 504с.
2. Изерман Р. Цифровые системы управления. – М.: Мир, 1984. – 540с.
3. Автоматическое управление в химической промышленности: Учебник для вузов / Под ред. Е.Г. Дудникова. – М.: Химия, 1987. – 368с.
4. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя / Пер с англ. – Под ред. Я.З.Цыпкина. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. Лит., 1991. – 432с. ISBN 5-02-014511-4.

## РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОМОЩНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

В. И. Суторьма

Гомельский государственный технический университет  
им. П. О. Сухого, Республика Беларусь

Для обеспечения нормальной работы электронных устройств входящие в его состав элементы должны быть обеспечены постоянным напряжением питания строго определенного номинального значения и качества. Эту задачу призвано решать устройство, называемое блоком питания. Очень часто в качестве входного источника питания используется постоянное напряжение 24 В, подаваемое от аккумуляторных батарей. Входящие в состав электронных устройств операционные усилители требуют для нормальной работы напряжения питания  $\pm 15$  В. Поэтому возникает необходимость создания преобразователя напряжения со входным напряжением +24 В, выходными –  $\pm 15$  В и током нагрузки 100 мА. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 1, где: ЗГ – задающий генератор прямоугольных импульсов; Т – триггер; ИТУМ – импульсный трансформаторный усилитель мощности; В – выпрямитель; Ф – фильтр; Ст – стабилизатор постоянного напряжения.

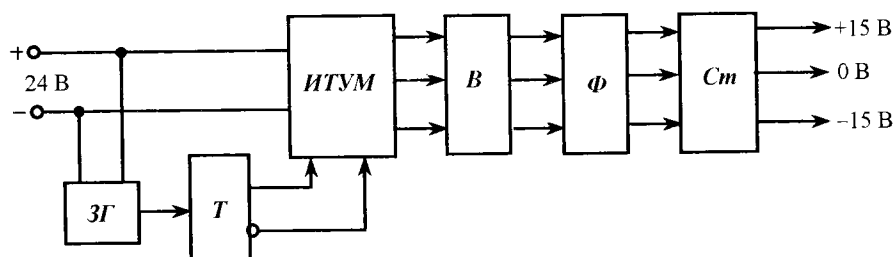


Рис. 1. Структурная схема преобразователя напряжения

Импульсный трансформаторный усилитель мощности строится по схеме двухтактного усилителя мощности, показанной на рис. 2. Согласно [1], основным преимуществом двухтактного усилителя по отношению к одноконтному является хорошее использование материала сердечника, так как он перемагничивается по полному циклу, а преимущество перед двухтактным автотрансформатором заключается в том, что в такой схеме ток холостого хода значительно ниже.

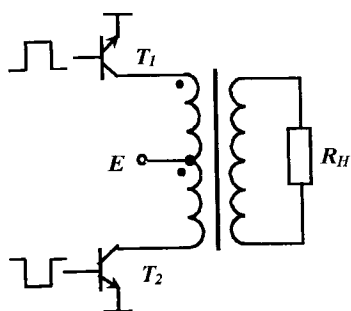


Рис. 2. Двухтактный импульсный трансформаторный усилитель

При работе усилителя мощности приложенное к обмотке напряжение компенсируется наводимой в витках ЭДС  $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$ , где:  $w$  – число витков в обмотке трансформатора;  $\Phi$  – магнитный поток.

Тогда, учитывая, что  $e = E = const$  и  $\Phi = B \cdot S$ , получим закон изменения магнитной индукции в обмотке:

$dB = \frac{E}{wS} dt$ , где:  $B$  – магнитная индукция;  $S$  – площадь поперечного сечения магнитопровода.

Так как продолжительность включения каждой обмотки равна половине периода управляющего напряжения, то изменение магнитной индукции составит

$$\Delta B = \int_0^{T/2} \frac{E}{wS} dt = \frac{E}{wS} \cdot \frac{T}{2}.$$

Учитывая, что магнитная индукция должна измениться максимум на  $2 \cdot B_s$  ( $B_s$  – индукция насыщения), можно определить число витков каждой обмотки:

$$w > \frac{E}{4wSf}, \quad (1)$$

где  $f$  – частота переключений.

Намагничивающий ток  $I_\mu$  можно определить, как  $I_\mu = \frac{\Delta I_\mu}{2}$ , а  $\Delta I_\mu$  можно определить по формуле  $i_L = \frac{1}{L} \int_0^t U_L dt$ .

Учитывая, что  $U_L = E$ , изменение тока намагничивания за полпериода будет:

$$\Delta I_\mu = \int_0^{T/2} \frac{E}{L} dt = \frac{ET}{2L} = \frac{E}{2Lf}.$$

Тогда:

$$I_\mu = \frac{E}{4Lf}. \quad (2)$$

$L$  определяется по формуле:

$$L = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot w^2 \cdot S [cm^2]}{l_{cp} [cm]} \cdot 10^{-8} [Гн], \quad (3)$$

где  $l_{cp}$  – длина средней магнитной линии сердечника.

Таким образом, согласно формулам (1), (2) и (3), добиться уменьшения намагничивающего тока можно увеличивая число витков в обмотке.

Как видно из приведенных выше формул, для расчета импульсного трансформатора необходимо знать параметры магнитопровода. Параметры магнитопроводов из различных партий могут значительно отличаться, кроме того на некоторых сердечниках не ставится маркировка. Все это ведет к необходимости снятия параметров сердечника. Получить на осциллографе петлю гистерезиса можно в режиме построения фигур Лиссажу при помощи схемы, приведенной на рис. 3.

Напряжение на входе интегратора:  $e = E_m \cos \omega t$ . Тогда напряжение на выходе интегратора:  $U_{\text{ВЫХ.И}} = \frac{1}{\tau} \int E_m \cos \omega t dt = \frac{E_m \sin \omega t}{\omega \tau}$ , где:  $\tau = R_{II} \cdot C_{II}$  – постоянная времени интегратора.

Откуда амплитуда входного напряжения интегратора:

$$E_m = \omega \tau U_{\text{ВЫХ.И}}. \quad (4)$$

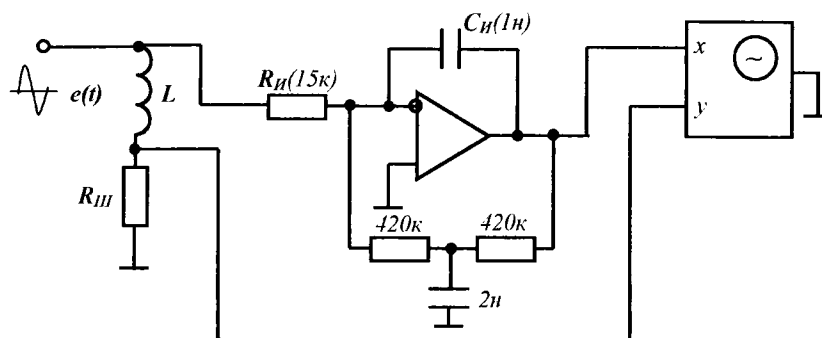


Рис. 3. Схема для получения петли гистерезиса

ЭДС, наводимая в катушке, определяется по формуле  $e = w \frac{d\Phi}{dt} = wS \frac{dB}{dt}$ . Тогда закон изменения магнитной индукции будет иметь вид:

$$b(t) = \frac{1}{wS} \int e dt = \frac{1}{wS} \int E_m \cos \omega t dt = \frac{E_m}{\omega wS} \sin \omega t.$$

Тогда, с учетом (4)

$$B_m = \frac{E_m}{\omega wS} = \frac{\omega \tau U_{\text{ВЫХ.м}}}{\omega wS} = \frac{\tau U_{\text{ВЫХ.м}}}{wS}. \quad (5)$$

Таким образом, полученная на осциллографе фигура будет являться петлей гистерезиса, индукцию которой можно рассчитать по формуле (5).

При изготовлении преобразователя трансформатор наматывался на тороидальном сердечнике размером 31×20×6 мм, изготовленном из феррита марки 2000НМ. Каждая первичная обмотка содержала 110 витков. При наладке макета преобразователя было выявлено влияние способа намотки обмоток на форму приложенного к ним импульсного напряжения. Были намотаны три трансформатора:

1. На трансформаторе № 1 первичные обмотки наматывались отдельно друг от друга на разных частях магнитопровода без перекрытия.
2. На трансформаторе № 2 первичные обмотки наматывались отдельно друг от друга по всему магнитопроводу с полным перекрытием.
3. На трансформаторе № 3 двойным проводом одновременно друг с другом наматывались обе первичные обмотки по всему магнитопроводу с полным перекрытием.

На холостом ходу на первичных обмотках первого трансформатора переходной процесс при переключении носил ярко выраженный характер колебательной устойчивости.

№ трансформатора	L <sub>рас.</sub>
1	0,7 мГн
2	5,9 мкГн
3	2,2 мкГн

Под нагрузкой переходной процесс протекал с большим (порядка 30 – 40%) перерегулированием. Переходной процесс на первичных обмотках второго трансформатора на холостом ходу протекал с перерегулированием порядка

15 – 20 %, под нагрузкой перерегулирование исчезало. Переходной процесс на первичных обмотках третьего трансформатора и на холостом ходу и под нагрузкой не имел перерегулирования и носил характер аperiodической устойчивости. По стандартной схеме замещения трансформатора измерить индуктивность рассеивания одной обмотки можно при коротком замыкании на второй. Результаты эксперимента по измерению индуктивности рассеивания приведены в таблице.

Вышеизложенные эксперименты и метод расчета трансформатора позволили синтезировать экономичный и высококачественный преобразователь напряжения.

#### *Литература*

1. Источники вторичного электропитания /Под. редакцией Ю.И. Конева. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 280 с.

### **ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ТЕРМОХИМИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ПОВЫШЕННОЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ**

**В. А. Карпов, А. В. Ковалев**

*Гомельский государственный технический университет  
им. П. О. Сухого, Республика Беларусь*

Термохимические датчики в силу своей простоты и дешевизны хорошо зарекомендовали себя в качестве сигнализаторов горючих газов, паров горючих компонентов в производственной атмосфере. При этом их пределы измерения исчисляются в долях от нижнего концентрационного предела распространения пламени (несколько процентов объема горючего компонента в воздухе) [1]. Однако ряд промышленных измерений требуют более высокой чувствительности при значительном диапазоне изменения температуры измеряемой среды.

Например, для измерения горючих компонентов в отходящих дымовых газах теплоэнергетических установок для обеспечения стабилизации температуры анализируемой среды используется термостат, в котором размещен термохимический датчик [2]. Подобное техническое решение обусловлено значительной температурной погрешностью используемой измерительной цепи для термохимического датчика. Следствием этого является пониженный ресурс датчика (датчик находится при температуре, заведомо превышающей температуру дымовых газов) и значительная потребляемая мощность. В других изделиях [3,4], используемых для контроля горючих компонентов на открытых производственных территориях, в состав измерительного преобразователя включается специальная схема температурной коррекции, компенсирующая влияние температуры измеряемой среды на результат контроля. Понятно, что наличие такой схемы ведет к излишней сложности и увеличению производственных и эксплуатационных затрат.

В представленных материалах рассматривается измерительный преобразователь для термохимического датчика, свободный от влияния изменений температуры анализируемой среды, функциональная схема которого представлена на рис. 1, где даны следующие обозначения:

СТПИ – стабилизатор температуры поверхности измерительного терморезистора;  
СТПК – стабилизатор температуры поверхности компенсационного терморезистора;  
 $R_i$  – измерительный терморезистор;  
 $R_k$  – компенсационный терморезистор;  
DA3, DA4 – аналоговые перемножители сигналов.

Для СТПК(И) справедливы следующие соотношения:  $R_k \cdot R = R \cdot R_2$ ,  $R_k = R \cdot R_2 / R$ . С другой стороны,  $R_k = R_2(1 + \alpha \cdot t)$ , поскольку материал терморезистора платина, откуда следует, что температура поверхности  $t = \text{const}$ .