

Импульсные преобразователи с балансным ключом

Автор: Шурпа Виталий Витальевич, инженер-конструктор, г. Чернигов, Украина.

WWW: <http://sw1972.narod.ru>, E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

Вашему вниманию предлагаются схемы высокочастотных импульсных преобразователей, где в качестве силового ключа, используется балансный ключ [1] (патент Украины на изобретение №73484, автор Шурпа В. В.).

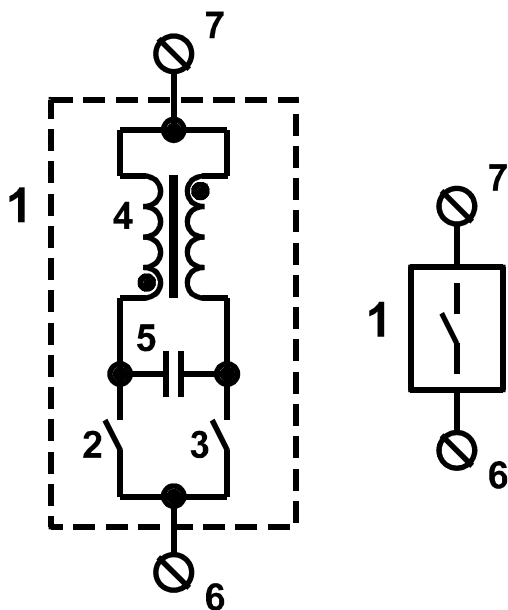


рис. 1

Идея использования резонансных элементов с целью уменьшения потерь мощности в силовых ключах в импульсных преобразователях путём формирования оптимальных траекторий переключения силовых ключей не нова и реализована в схемах резонансных и квазирезонансных импульсных преобразователей [2, 3].

Применение балансного ключа в схемах высокочастотных импульсных преобразователей даёт преимущества:

- 1) переключение силовых ключей при нулевом напряжении,
- 2) простая схема управления силовыми ключами, которые входят в состав балансного ключа,
- 2) двойная частота пульсации напряжения между клеммами балансного ключа.

Недостатки балансного ключа:

- 1) удвоенное значение напряжения на силовом ключе,
- 2) регулировка параметров энергии путём изменения частоты коммутации силовых ключей в балансном ключе (частотная модуляция).

Балансный ключ 1 (рис. 4) имеет силовой ключ 2 и силовой ключ 3, автотрансформатор 4, конденсатор 5.

Автотрансформатор 4 имеет две последовательно соединённые обмотки с одинаковым количеством витков.

Силовые ключи 2 та 3 предназначены для осуществления управляемых процессов коммутации в балансном ключе. Автотрансформатор 4 обеспечивает электрическую связь между силовыми ключами 2 та 3, что способствует их переключению при нулевом напряжении. Благодаря конденсатору 5 уменьшается скорость нарастания та спада напряжения на силовых ключах 2 и 3. Величиной ёмкости конденсатора 5 регулируется скорость изменения напряжения на силовых ключах 2 та 3. Балансный ключ 1 выполняет функцию силового ключа в импульсных преобразователях. Напряжение на силовых ключах 2 та 3 вдвое больше от напряжения между клеммами 6 та 7 балансного ключа 1.

Силовые ключи 2 и 3 должны содержать внутренние диоды.

В ключе, который приведен на рис 1, автотрансформатор 4 используется исключительно для обеспечения мягкой коммутации силовых ключей 2 та 3. Для обеспечения симметрии схемы необходимо, чтобы силовые ключи 2 та 3 были одного типа, две обмотки автотрансформатора 4 должны иметь одинаковое число витков.

На основе схемы балансного ключа рис. 1, может быть построено семейство импульсных преобразователей рис. 2а – рис. 2ж.

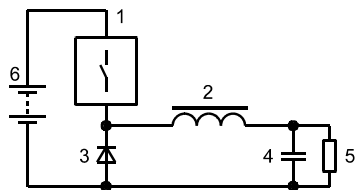


рис. 2а

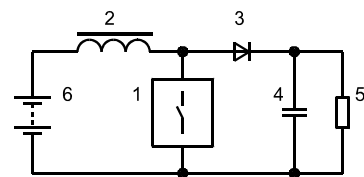


рис. 2б

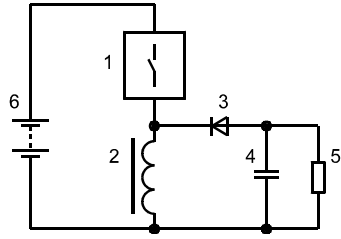


рис. 2в

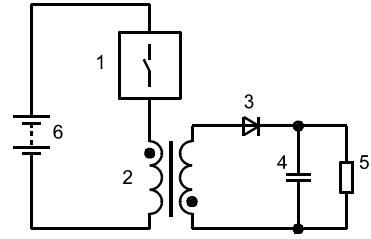


рис. 2г

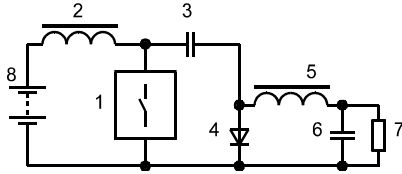


рис. 2д

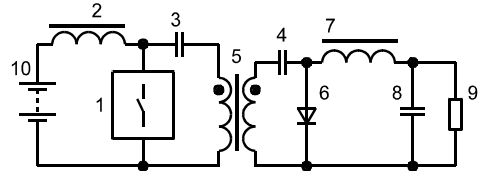


рис. 2е

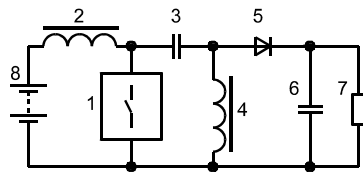


рис. 2ж

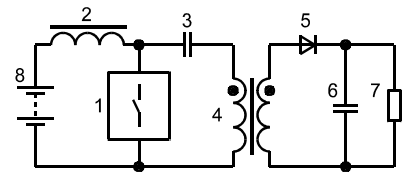


рис. 2з

Балансный ключ (рис. 1) можно использовать вместо силового ключа в схемах преобразователей разных топологий (см. раздел 6 [2]):

- в понижающем преобразователе, рис. 2а,
- в повышающем преобразователе, рис. 2б,
- в обратноходовом преобразователе неизолированном (рис. 2в),
- в обратноходовом преобразователе изолированном (рис. 2г),
- в преобразователе Кука неизолированном (рис. 2д),
- в преобразователе Кука изолированном (рис. 2е),
- в SEPIC-преобразователе неизолированном (рис. 2ж),
- в SEPIC-преобразователе изолированном (рис. 2з).

Все преобразователи, которые имеют балансный ключ рис. 1, могут иметь простую систему управления силовыми ключами, в которую входят счётный T-триггер с прямым и инверсным выходами и два буфера, которые обеспечивают сопряжение выходов триггера со входами управления силовыми ключами (затворами полевых транзисторов или IGBT). Регулирование мощности на выходе осу-

ществляется изменением периода следования тактовых импульсов, которые подаются на вход Т-триггера.

Для удобства анализа входные параметры преобразователей с балансным ключом, такие, как ток нагрузки J и частота коммутации f , представим в виде относительных величин. Относительная частота $\varphi = f/F$ является отношением частоты коммутации ключа f к резонансной частоте F резонансного контура, который есть в составе балансного ключа. Относительный ток нагрузки $\lambda = J\rho/E$ является отношением произведения между током нагрузки J и волновым сопротивлением ρ контура, который есть в составе балансного ключа, к напряжению питания E .

Аналитические выражения характеристик преобразователей представлены в нормированном виде:

- $\kappa(\lambda, \varphi)$ – коэффициент трансформации (передачи) преобразователя,
- $\beta_s(\lambda, \varphi)$ – относительное эффективное значение тока в силовых ключах,
- $\beta_D(\lambda, \varphi)$ – относительное эффективное значение тока в диодах,
- $\beta_L(\lambda, \varphi)$ – относительное эффективное значение тока в обмотке автотрансформатора,
- $\sigma_D(\lambda, \varphi)$ – относительное среднее значение тока в диодах.

Характеристики выведены из линейных моделей и представлены в нормированном виде.

Важными факторами, которые треба необходимо учитывать при расчёте преобразователей с балансным ключом являются индуктивность обмотки (одной из двух) автотрансформатора 3 (L) и приведенная общая ёмкость балансного ключа $C = 4 \cdot (C_1 + C_4) + C_A$, где C_1 – внутренняя ёмкость между выводами силового ключа, входящего в состав балансного ключа, и C_4 – емкость конденсатора 4 в схеме балансного ключа, C_A – дополнительная емкость, которую следует учесть при расчёте (может быть ёмкостью дополнительных элементов, не входящих в состав балансного ключа, но входящих в состав схемы импульсного преобразователя).

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

В режиме переключения силовых ключей эквивалентная схема балансного ключа представляет собой линейную схему колебательного контура, состоящего из соединённых параллельно индуктивности обмотки (L) и приведенной общей ёмкости балансного ключа (C).

Электрические параметры преобразователя, которые находятся путём расчёта:

$\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление контура балансного ключа, Ом;

$U(E, \lambda, \varphi)$ – напряжение на выходе преобразователя, В;

\tilde{I}_S – эффективное значение тока силового ключа, А;

\tilde{I}_L – эффективное значение тока обмотки резонансного дросселя, А;

\tilde{I}_D – эффективное значение тока диода, А;

$k(\lambda, \varphi) = U(E, \lambda, \varphi)/E$ – коэффициент трансформации преобразователя;

$\beta_S(\lambda, \varphi) = \tilde{I}_S(E, \lambda, \varphi) \rho / E$ – относительное эффективное значение тока в силовых ключах;

$\beta_L(\lambda, \varphi) = \tilde{I}_L(E, \lambda, \varphi) \rho / E$ – относительное эффективное значение тока в обмотке автотрансформатора;

$\beta_D(\lambda, \varphi) = \tilde{I}_D(E, \lambda, \varphi) \rho / E$ – относительное эффективное значение тока в диодах;

I_D – среднее значение тока в диодах, А;

$\sigma_D(\lambda, \varphi) = I_D(E, \lambda, \varphi) \rho / E$ – относительное среднее значение тока в диодах;

$P_O = U(E, \lambda, \varphi) \cdot J = E \cdot k(\lambda, \varphi) \cdot \frac{E}{\rho} \lambda$ – выходная мощность, Вт;

$P_s = \left(\frac{E}{\rho} \beta_s(\lambda, \varphi) \right)^2 r_s$ – потери мощности на силовых ключах, Вт;

$P_L = \left(\frac{E}{\rho} \beta_L(\lambda, \varphi) \right)^2 r_L$ – потери мощности в обмотке автотрансформатора, Вт;

$P_D = \left(\frac{E}{\rho} \beta_D(\lambda, \varphi) \right)^2 r_D + \frac{E}{\rho} \sigma(\lambda, \varphi) \cdot U_D$ – потери мощности в диодах, Вт;

I_m – максимальный ток в силовом ключе, А;

U_m – максимальное напряжение на силовом ключе, В;

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

$u(\lambda, \varphi) = U_m / E$ – перегрузка по напряжению силового ключа, который входит в состав балансного ключа;

$i(\lambda, \varphi) = I_m \rho / E$ – перегрузка по току силового ключа, который входит в состав балансного ключа.

На рис. 3 приведена схема понижающего преобразователя, которая синтезирована по топологии рис. 2а, в которых вместо силового ключа используется балансный ключ, рис. 1.

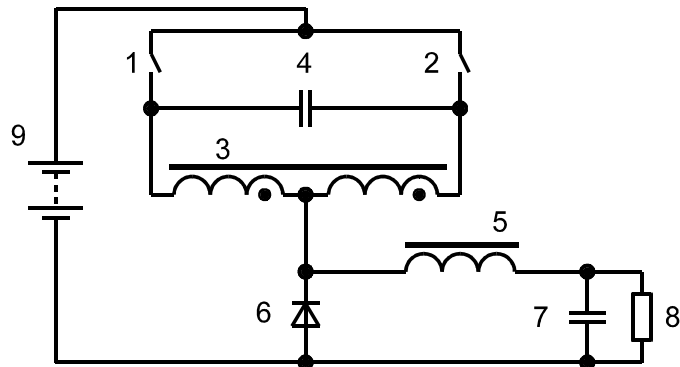


рис. 3

В схеме рис. 3 силовые ключи 1 и 2 (S1 и S2), автотрансформатор 3 (Т), конденсатор 4, образуют балансный ключ. В состав схемы рис.3 также входят реактор 5, диод 6 (D), конденсатор 7. К выходу фильтра, состоящего из элементов 5 и 7, подключается нагрузка 8. В силовых ключах обязательно наличие внутренних диодов между стоком и истоком силовых ключей(если применены полевые транзисторы).

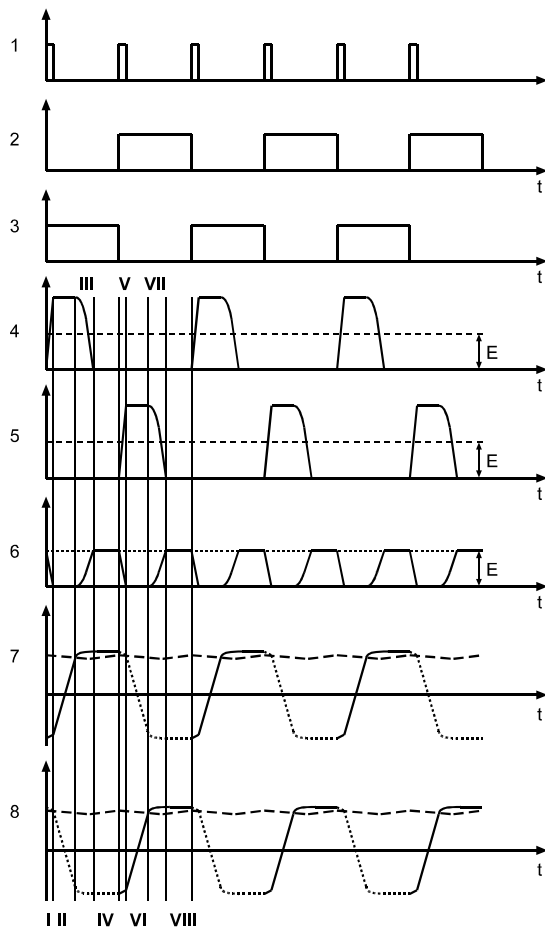


рис. 4а

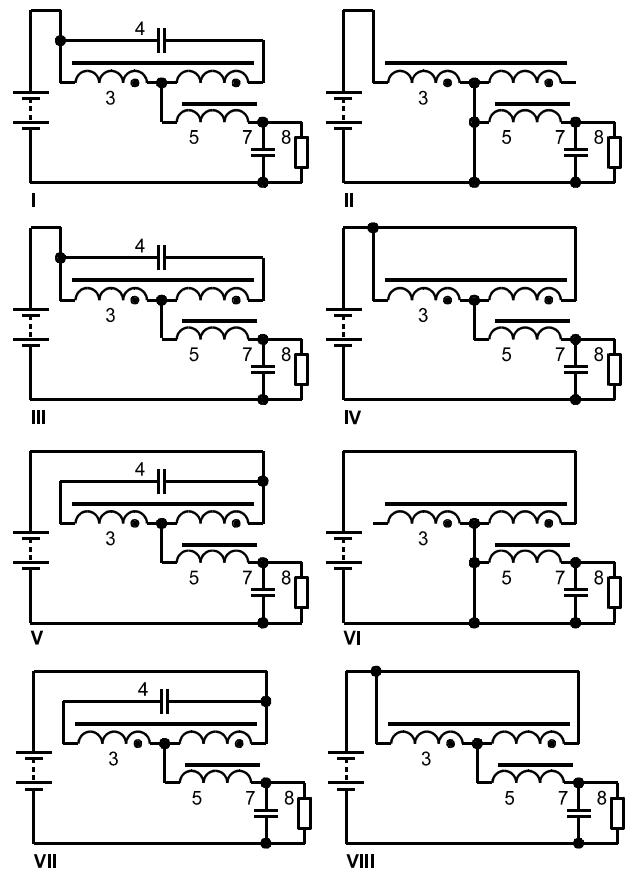


рис. 4б

Процессы в преобразователе рис. 3 иллюстрированы временной диаграммой рис. 4а. Период работы преобразователя разбит на интервалы, обозначенными римскими цифрами. Арабскими цифрами обозначены временные диаграммы токов и напряжений. Цифрой 1 обозначена последовательность тактовых импульсов, которые поступают на счётный триггер. Диаграммы 2 та 3 соответствуют состояниям на выходах счётного триггера и напряжению управления силовыми ключами. Диаграмма 4 соответствует напряжению на силовом ключе 1, диаграмма 5 соответствует напряжению на ключе 2. Диаграмма 6 соответствует напряжению на входе фильтра. Диаграмма 7 соответствует току в первичной обмотке автотрансформатора 3, диаграмма 8 соответствует тока во вторичной обмотке автотрансформатора 3. На рис. 4б приведены схемы замещения, которые соответствуют каждому из этих интервалов, и имеют одинаковое с интервалами обозначение римскими цифрами.

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

Ключи 1 и 2 переключаются поочередно. Режим, когда силовой ключ включится и выключится при нулевом напряжении, является рабочим режимом данного преобразователя.

Когда одновременно происходит включение ключа 1 и выключение ключа 2, напряжение на ключе 2 будет увеличиваться до тех пор, пока напряжение на обмотке автотрансформатора 3 не сравняется с напряжением источника питания 9. Переходный процесс линейного увеличения тока в обмотке автотрансформатора 3 будет продолжаться до тех пор, пока значение тока в обмотке автотрансформатора не будет равным току реактора 5, который входит в состав фильтра. После чего напряжение на силовом ключе 2 будет уменьшаться до нуля.

Сердечник автотрансформатора 3 перемагничивается по симметричному циклу. Необходимо иметь в виду, что часть периода автотрансформатор 3 находится под длительным подмагничиванием. Вследствие этого диапазон изменения индукции не зависит от частоты, а зависит от тока нагрузки. Потери на перемагничивание пропорциональны частоте и площади гистерезисной петли. Этот недостаток общий для пушпул-преобразователей с питанием током.

Электрические параметры преобразователя с балансным ключом и его элементов:

L – индуктивность обмотки автотрансформатора 3, Гн;

$C = 4 \cdot (C_1 + C_4) + C_A$ – эквивалентная ёмкость балансного ключа, в нашем случае $C_A = C_6$;

E – напряжение на входе преобразователя (источника питания 9), В;

J – ток реактора 5, допускаем, что этот ток равен току нагрузки 8, измеряется в амперах;

U_D – напряжение смещения диодов, В;

r_S – сопротивление открытого силового ключа 1 или 2, Ом;

r_L – сопротивление обмотки автотрансформатора 3, Ом;

r_D – дифференциальное сопротивление диода в открытом состоянии, Ом;

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

$F = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ – резонансная частота балансного ключа, Гц;

$\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление балансного ключа, Ом;

$\omega = 1/\sqrt{L \cdot C}$ – резонансная круговая частота балансного ключа;

$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot f / \omega$ – отношение частоты коммутации к резонансной частоте балансного ключа; под частотой коммутации подразумевается пульсация напряжения на клеммах балансного ключа.

Чтобы исследовать статические характеристики преобразователя и оценить перегрузки его элементов, получим выражения тока в обмотке автотрансформатора и напряжения на клеммах балансного ключа в виде переменных состояния.

Переменные состояния: $x_1(\tau)$ – ток в обмотке автотрансформатора, измеряется амперами, $x_2(\tau)$ – напряжение на клеммах балансного ключа, измеряется вольтами. Напряжение на силовых ключах равно двойному значению напряжения на клеммах балансного ключа.

Схема замещения для интервала I ($t_0 < t < t_1$):

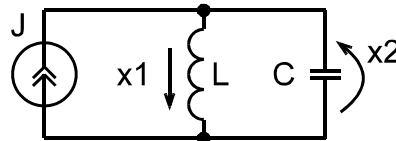


Схема замещения для интервала II ($t_1 < t < t_2$):

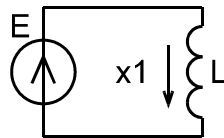
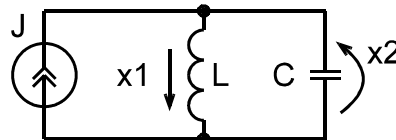


Схема замещения для интервала III ($t_2 < t < t_3$):



Для упрощения анализа введем безразмерный параметр $\lambda = J \cdot \rho / E$ (о нём уже было упоминание в тексте), который является относительным значением тока нагрузки.

На интервале IV ток $x_1(\tau)$ протекает через открытый ключ, через обмотки автотрансформатора и через внутренний диод закрытого ключа, $x_2 = 0$.

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

Найдем аналитические выражения состояний $x_1(\tau)$ и $x_2(\tau)$ в границах интервалов **I**, **II**, **III**, **IV**. Где $x_1(\tau)$ – ток в обмотке трансформатора, $x_2(\tau)$ – напряжение на клеммах балансного ключа, которое составляет половину от напряжения на силовом ключе. Эти выражения будут необходимы для поиска коэффициента трансформации преобразователя, поиска средних, эффективных и максимальных значений ток в силовых ключах, диодах и дросселях преобразователя.

Рассмотрим интервал **I** ($t_0 < t < t_1$).

Для анализа переходных процессов используем смещённое время $\tau = t - t_0$

Начальные условия:

$$\begin{cases} x_1(0) = -J - \frac{E}{\rho}; \\ x_2(0) = 0; \end{cases}$$

Выражения для тока в обмотке и приведенного напряжения

$$\begin{cases} x_1(\tau) = (x_1(0) - J) \cdot \cos(\omega \cdot \tau) + \left(\frac{x_2(0)}{\rho} \right) \cdot \sin(\omega \cdot \tau) + J; \\ x_2(\tau) = x_2(0) \cdot \cos(\omega \cdot \tau) - (x_1(0) - J) \cdot \rho \cdot \sin(\omega \cdot \tau); \end{cases}$$

После того, как учли начальные условия, выражения примут вид

$$\begin{cases} x_1(\tau) = \left(-2 \cdot J - \frac{E}{\rho} \right) \cdot \cos(\omega \cdot \tau) + J; \\ x_2(\tau) = (2 \cdot J \cdot \rho + E) \cdot \sin(\omega \cdot \tau); \end{cases}$$

$$\begin{cases} x_1(\tau) = \frac{E}{\rho} (\lambda - (1 + 2 \cdot \lambda) \cdot \cos(\omega \cdot \tau)); \\ x_2(\tau) = E (1 + 2 \cdot \lambda) \cdot \sin(\omega \cdot \tau); \end{cases} \quad (1)$$

Найдём длительность интервала из уравнения $x_2(t_1 - t_0) = E$.

$$E = E (1 + 2 \cdot \lambda) \cdot \sin(\omega \cdot \tau),$$

$$(t_1 - t_0) = \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{1}{1 + 2 \cdot \lambda}\right).$$

Рассмотрим интервал **II** ($t_1 < t < t_2$).

Для анализа переходных процессов используем смещённое время $\tau = t - t_1$

Начальные условия:

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

$$\begin{cases} x_1(0) = \frac{E}{\rho} (\lambda - (1 + 2\lambda) \cos(\omega(t_1 - t_0))) = \frac{E}{\rho} (\lambda - 2\sqrt{\lambda(1 + \lambda)}) \\ x_2(0) = E \end{cases}$$

Выражения для токов в индуктивности и для приведенного напряжения

$$\begin{cases} x_1(\tau) = \frac{E}{\rho} (\lambda - 2\sqrt{\lambda(1 + \lambda)}) + \frac{E}{L} \tau = \frac{E}{\rho} (\lambda - 2\sqrt{\lambda(1 + \lambda)}) + \frac{E}{\rho} \omega \tau \\ x_2(\tau) = E \end{cases}$$

$$\begin{cases} x_1(\tau) = \frac{E}{\rho} ((\lambda - 2\sqrt{\lambda(1 + \lambda)}) + \omega \tau) \\ x_2(\tau) = E \end{cases} \quad (2)$$

$$x_1(t_2 - t_1) = J = \frac{E}{\rho} \lambda;$$

$$\frac{E}{\rho} \omega \cdot (t_2 - t_1) = \frac{E}{\rho} \lambda - \frac{E}{\rho} (\lambda - 2\sqrt{\lambda(1 + \lambda)})$$

$$(t_2 - t_1) = \frac{2}{\omega} \sqrt{\lambda(1 + \lambda)}$$

Рассмотрим интервал III ($t_2 < t < t_3$).

Для анализа переходных процессов используем смещённое время $\tau = t - t_2$;

Начальные условия:

$$\begin{cases} x_1(0) = J = \frac{E}{\rho} \lambda \\ x_2(0) = E \end{cases}$$

Выражения для тока в индуктивности и для приведенного напряжения с учётом начальных условий:

$$\begin{cases} x_1(\tau) = J + \left(\frac{E}{\rho}\right) \sin(\omega \tau) = \frac{E}{\rho} (\lambda + \sin(\omega \tau)) \\ x_2(\tau) = E \cos(\omega \tau) \end{cases} \quad (3)$$

Найдём длительность интервала

$$x_2(t_3 - t_2) = 0,$$

$$0 = E \cos(\omega \cdot (t_3 - t_2)),$$

$$(t_3 - t_2) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\omega}.$$

Рассмотрим интервал IV ($t_3 < t < T$).

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

Для анализа переходных процессов используем смещённое время $\tau = t - t_3$;

Начальные условия:

$$\begin{cases} x_1(0) = J + \frac{E}{\rho} = \frac{E}{\rho}(1 + \lambda) \\ x_2(0) = 0 \end{cases}$$

Выражения для тока в обмотке и для приведенного напряжения на силовом ключе

$$\begin{cases} x_1(\tau) = J + \frac{E}{\rho} = \frac{E}{\rho}(1 + \lambda) \\ x_2(\tau) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

Поиск среднего значения напряжения на выходе силовой части (на входе фильтра).

$$U(E, T, \lambda) = E - \frac{1}{T} \int_0^{t_1-t_0} x_2(\tau) d\tau - \frac{1}{T} \int_0^{t_2-t_1} x_2(\tau) d\tau - \frac{1}{T} \int_0^{t_3-t_2} x_2(\tau) d\tau.$$

Интервал I ($t_0 < t < t_1$).

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_1-t_0} x_2(\tau) d\tau = \frac{E}{T} \int_0^{t_1-t_0} (2\lambda + 1) \sin(\omega\tau) d\tau$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_1-t_0} x_2(\tau) d\tau = \frac{E}{\omega T} \left((2\lambda + 1) (1 - \cos(\omega(t_1 - t_0))) \right)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_1-t_0} x_2(\tau) d\tau = \frac{E}{\omega T} (1 + 2\lambda) \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{1}{1 + 2\lambda} \right)^2} \right)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_1-t_0} x_2(\tau) d\tau = \frac{E}{\omega T} (1 + 2\lambda - 2\sqrt{\lambda(1 + \lambda)})$$

Интервал II ($t_1 < t < t_2$)

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_2-t_1} x_2(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_0^{t_2-t_1} E d\tau$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_2-t_1} x_2(\tau) d\tau = \frac{E}{T} (t_2 - t_1)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_2-t_1} x_2(\tau) d\tau = \frac{2E}{\omega T} \sqrt{\lambda(1 + \lambda)}$$

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

Интервал III ($t_2 < t < t_3$)

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_3-t_2} x_2(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \int_0^{t_3-t_2} E \cos(\omega\tau) d\tau$$

$$\frac{1}{T} \int_0^{t_3-t_2} x_2(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \frac{E}{\omega} \sin(\omega \cdot (t_3 - t_2)) = \frac{E}{\omega T}$$

Найдем нормированное среднее значение напряжения U :

$$U(E, \lambda, T) = E - \frac{E}{\omega T} (1 + 2\lambda - 2\sqrt{\lambda(1+\lambda)} + 2\sqrt{\lambda(1+\lambda)} + 1)$$

$$U(E, \lambda, T) = E \left(1 - \frac{2}{\omega T} (1 + \lambda) \right)$$

где T – период колебаний напряжения на клеммах балансного ключа

$$U(E, \lambda, f) = E \left(1 - \frac{2f}{\omega} (1 + \lambda) \right) \quad (5)$$

где $f = 1/T$ – частота колебаний напряжения на клеммах балансного ключа.

Введем этот параметр в формулу нормированного среднего значения напряжения

$$U(E, \phi, \lambda) = E - \frac{2 \cdot E \cdot \phi}{2 \cdot \pi} \cdot (1 + \lambda) = E - \frac{E \cdot \phi}{\pi} \cdot (1 + \lambda) = E \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \cdot (1 + \lambda) \right)$$

После упрощения имеем среднее значение напряжения U :

$$U(E, \phi, \lambda) = E \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \cdot (1 + \lambda) \right)$$

Нормированное среднее значение напряжения U в относительных единицах (рис. 5):

$$\kappa(\lambda, \phi) = U(E, \lambda, \phi) / E \quad (6)$$

$$\kappa(\lambda, \phi) = 1 - \frac{\phi}{\pi} (1 + \lambda) \quad (7)$$

Преобразователь имеет линейные внешние характеристики, крутизна которых прямо пропорциональна частоте переключения силовых ключей.

На рис. 5 изображено семейство теоретических зависимостей нормированного выходного напряжения U от нормированного тока нагрузки λ и относительной частоты ϕ , построенное по формуле (2).

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

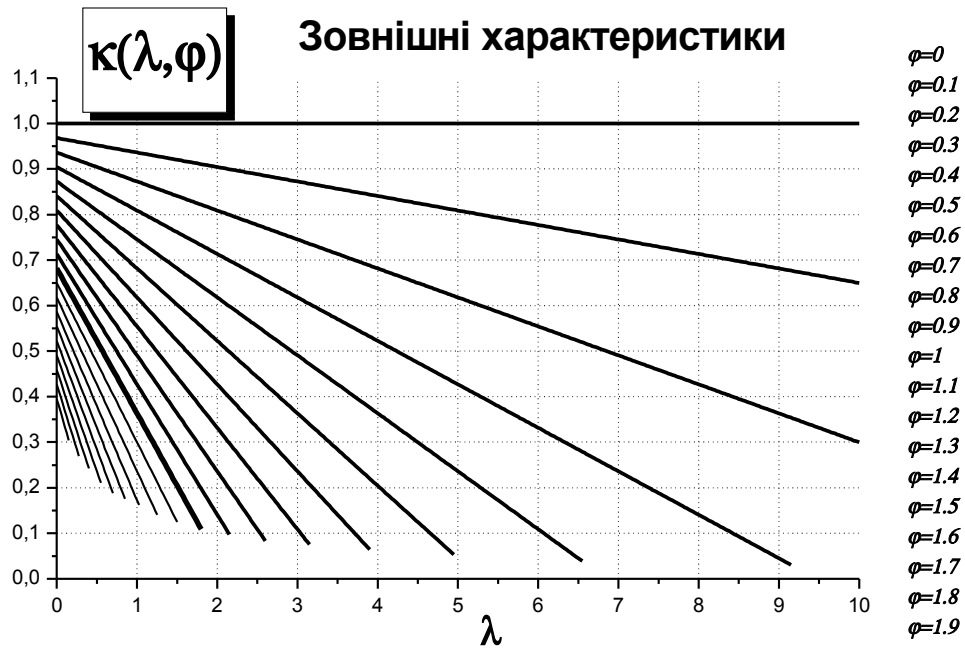


рис. 5

Относительное эффективное значение тока в силовых ключах, см. рис. 6:

$$\beta_S(\lambda, \varphi) = \sqrt{(1+\lambda)^2 - \frac{\varphi}{2\pi} \left[\frac{\pi}{2}(1+2\lambda) + \left(2 + \frac{4}{3}(1-2\lambda)\lambda\right) \sqrt{\lambda(1+\lambda)} + 4\lambda^2(1+\lambda) + (1+2\lambda) \arcsin\left(\frac{1}{1+2\lambda}\right) \right]}$$

и в обмотке автотрансформатора балансного ключа, рис. 6:

$$\beta_L(\lambda, \varphi) = \sqrt{(1+\lambda)^2 - \frac{\varphi}{2\pi} \left[\frac{\pi}{2} \left(2\lambda + \frac{1}{2}\right) + \left(1 + \frac{4}{3}(1-2\lambda)\lambda\right) \sqrt{\lambda(1+\lambda)} + 4\lambda^2(1+\lambda) + \left(\frac{1}{2} - 2\lambda^2\right) \arcsin\left(\frac{1}{1+2\lambda}\right) \right]}$$

Относительное эффективное значение тока в диодах силовых ключей балансного ключа, см. рис. 6:

$$\beta_{D'}(\lambda, \varphi) = \lambda \sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - \frac{\varphi}{2\pi} \left[\frac{1}{\lambda^2} \left(\frac{\pi}{2} + 2\sqrt{\lambda(1+\lambda)} + \arcsin\left(\frac{1}{1+2\lambda}\right) \right) \right]}$$

Относительное среднее значение тока в диоде 6 (D), см. рис. 7:

$$\sigma_D(\lambda, \varphi) = \frac{\varphi}{\pi} \lambda(1+\lambda);$$

Относительное среднее значение тока в диодах D' (внутренний диод силовых ключей), рис. 7:

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

$$\sigma_{D'} = 1 - \frac{\varphi}{2\pi} \left(\arcsin\left(\frac{1}{1+2\lambda}\right) + 2\sqrt{\lambda(1+\lambda)} + \frac{\pi}{2} \right).$$

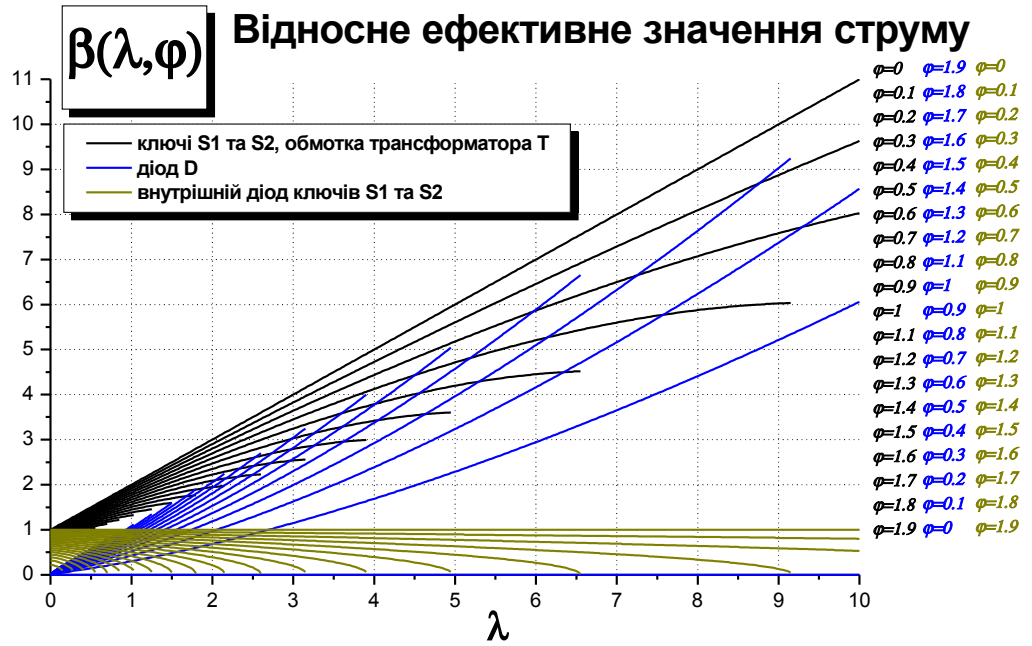


рис. 6

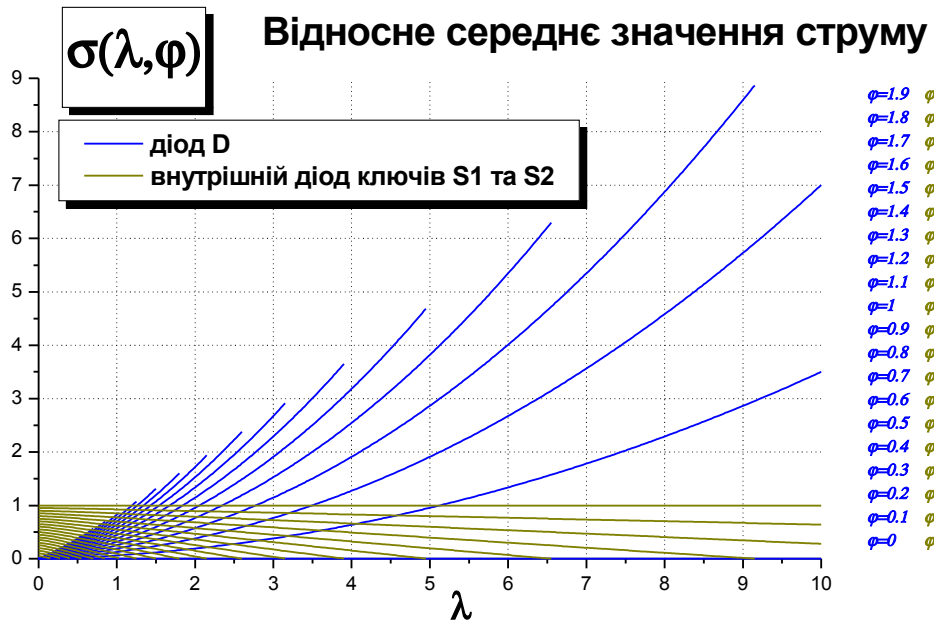


рис. 7

Максимально возможная частота коммутации (в относительных единицах):

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

$$\varphi_{\max}(\lambda) = \frac{2\pi}{\omega T_{\min}} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} + 2\sqrt{\lambda(1+\lambda)} + \arcsin\left(\frac{1}{1+2\lambda}\right)}.$$

Эта формула справедлива также для всех преобразователей, в состав которых входит балансный ключ.

Если ключи балансного ключа работают под управлением генератора симметричного меандра (Т-триггер и т.п.) и частота пульсации напряжения на клеммах балансного ключа меньше, чем φ_{\max} , силовые ключи в составе балансного ключа всегда будут включаться и выключаться при нулевом напряжении.

Минимально возможное напряжение в понижающем преобразователе рис. 3:

$$\kappa_{\min}(\lambda) = 1 - \frac{\varphi_{\max}(\lambda)}{\pi} (1 + \lambda) = 1 - \frac{\lambda + 1}{\frac{\pi}{2} + 2\sqrt{\lambda(1+\lambda)} + \arcsin\left(\frac{1}{1+2\lambda}\right)}.$$

Относительное максимальное напряжение на силовых ключах (рис. 8):

$$v_s(\lambda) = 2.$$

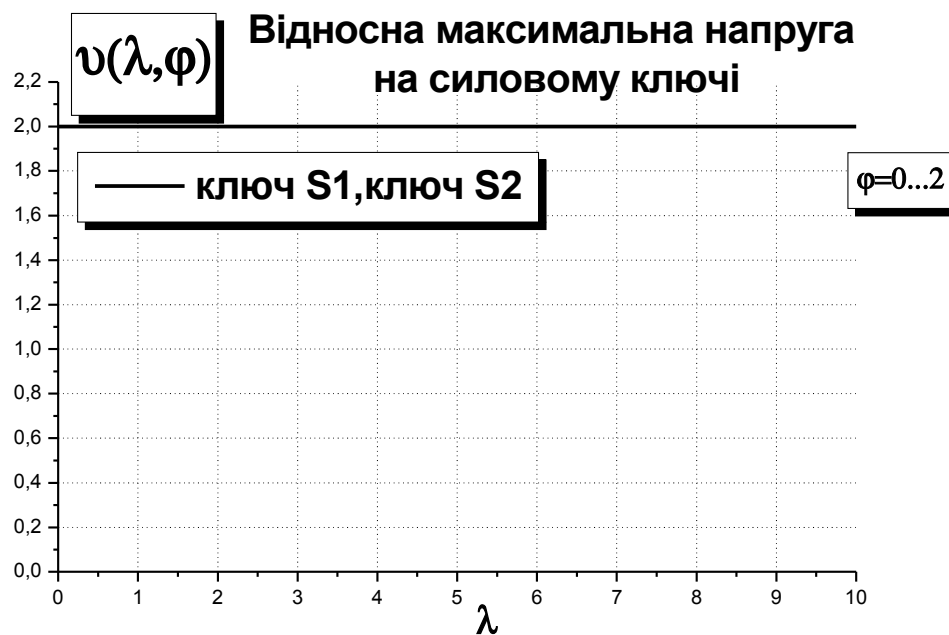


рис. 8

На рис. 9 приведена схема повышающего преобразователя, выполненного на основе топологии рис. 2б.

Импульсные преобразователи с балансным ключом. WWW: <http://sw1972.narod.ru>

Шурпа В. В. E-MAIL: wshurpa@rambler.ru, sw1972@narod.ru

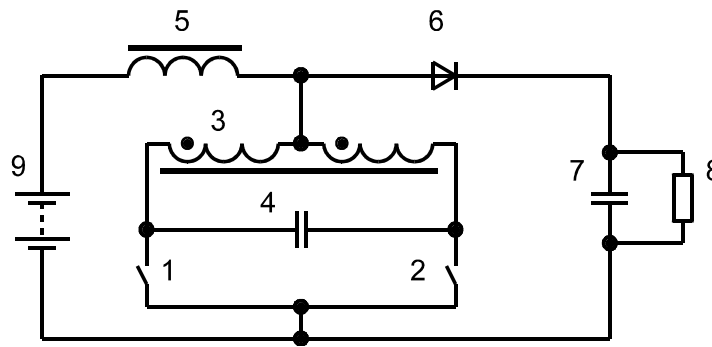


рис. 9

Коэффициент трансформации повышающего преобразователя можно рассчитать, если известен коэффициент передачи понижающего преобразователя (рис. 10):

$$\kappa'(\lambda, \varphi) = \frac{1}{1 - \kappa(\lambda, \varphi)} = \frac{\pi}{\varphi(1 + \lambda)}.$$

Эффективное значение тока в элементах повышающего преобразователя с балансным ключом (рис. 11):

$$\beta'_S(\lambda, \varphi) = \beta_S(\lambda, \varphi) \cdot \kappa'(\lambda, \varphi) \quad \text{— в силовых ключах 1 и 2;}$$

$$\beta'_L(\lambda, \varphi) = \beta_L(\lambda, \varphi) \cdot \kappa'(\lambda, \varphi) \quad \text{— в обмотке автотрансформатора 3;}$$

$$\beta'_D(\lambda, \varphi) = \beta_D(\lambda, \varphi) \cdot \kappa'(\lambda, \varphi) \quad \text{— в диоде 6;}$$

$$\beta'_{D'}(\lambda, \varphi) = \beta_{D'}(\lambda, \varphi) \cdot \kappa'(\lambda, \varphi) \quad \text{— во внутренних диодах силовых ключей 1 и 2;}$$

Относительное среднее значение тока в диодах повышающего преобразователя с балансным ключом (рис. 12):

$$\sigma'_D(\lambda, \varphi) = \sigma_D(\lambda, \varphi) \cdot \kappa'(\lambda, \varphi) \quad \text{— в диоде 6;}$$

$$\sigma'_{D'}(\lambda, \varphi) = \sigma_{D'}(\lambda, \varphi) \cdot \kappa'(\lambda, \varphi) \quad \text{— в диодах силовых ключей 1 и 2;}$$

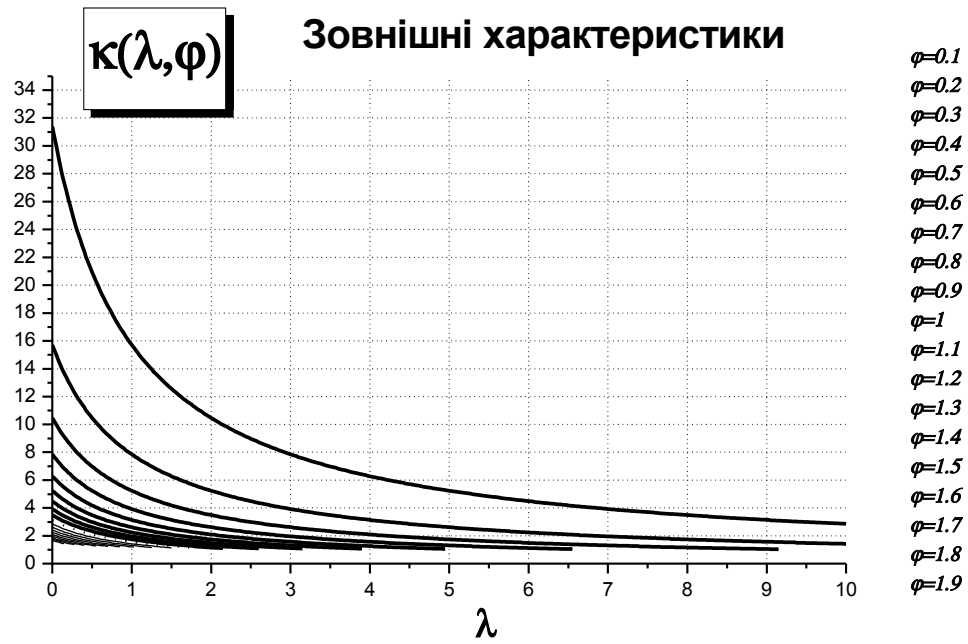


рис. 10

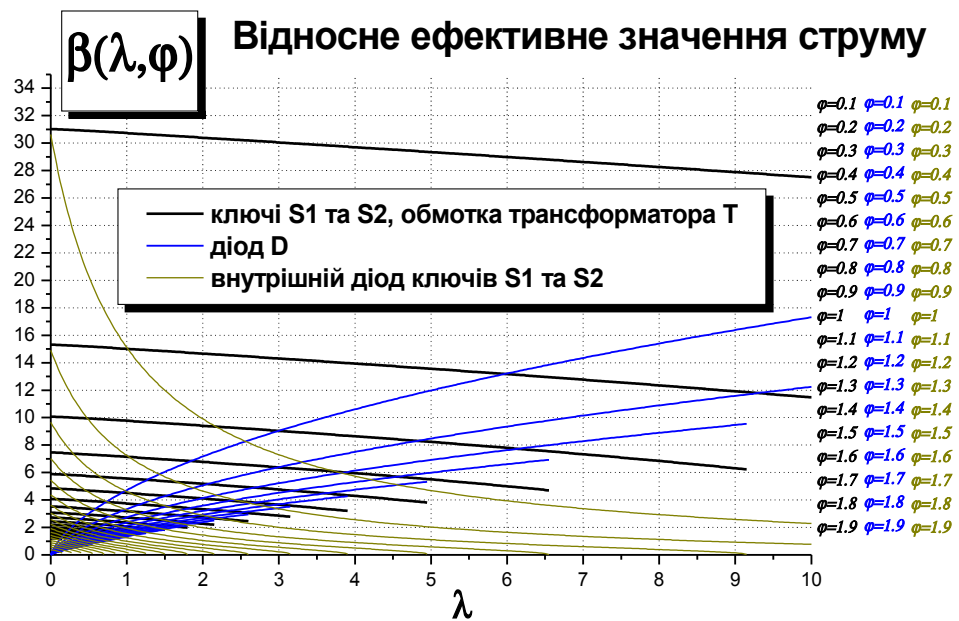


рис. 11

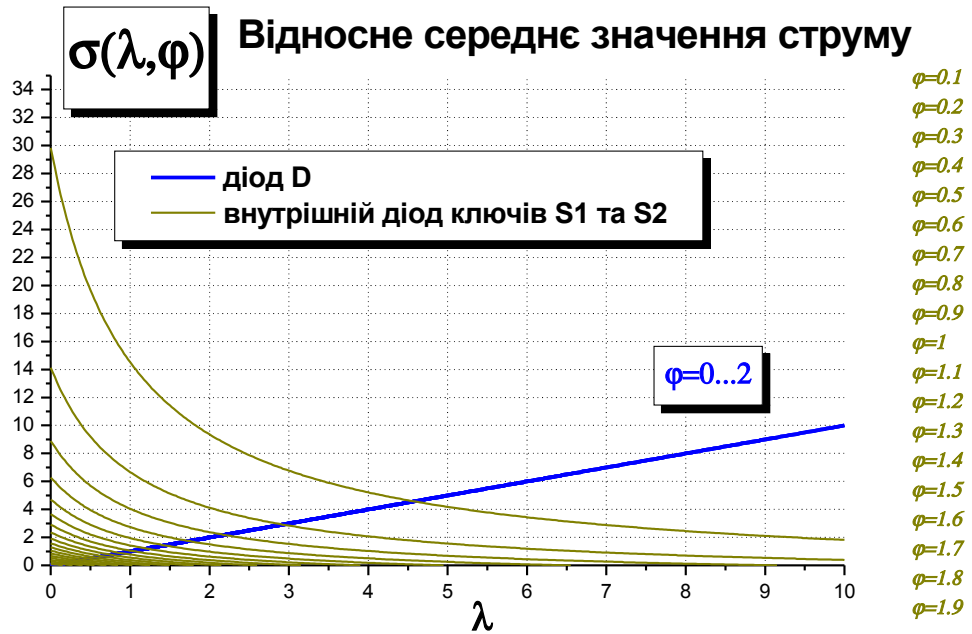


рис. 12

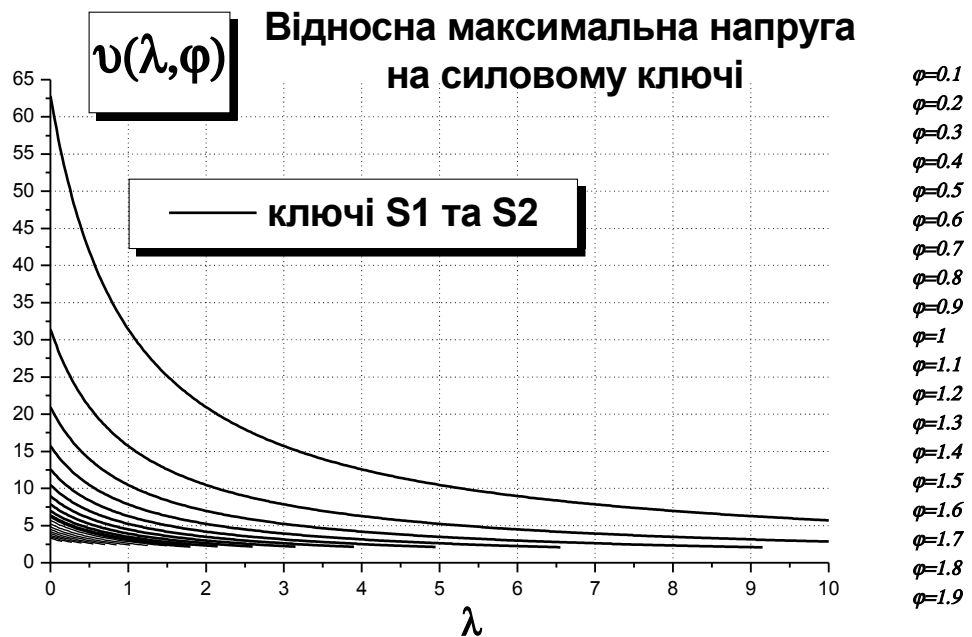


рис. 13

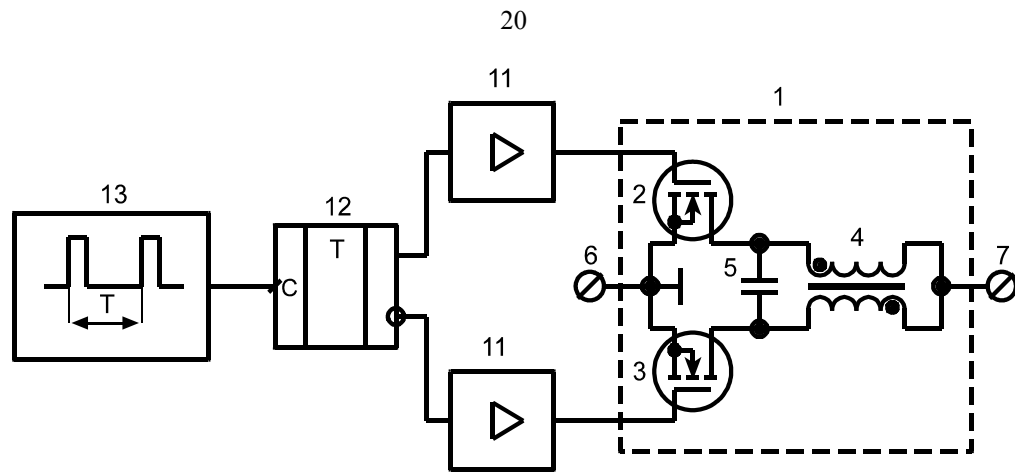


рис. 14

На рис. 14 приведена схема управления балансным ключом, которая состоит из усилителей импульсного сигнала 11, счётного Т-триггера с прямым и инверсным выходами 12, управляемого генератора импульсов 13. На затворы полевых транзисторов 2 та 3 подаётся напряжение с импульсных усилителей 11, основная задача которых согласовать уровни напряжения на выходе триггера 12 и на затворах ключей 2 та 3, а также обеспечить быстрые нарастание и спад напряжения на затворах ключей 2 та 3. На входы усилителей 11 подаются сигналы с прямого и инверсного выходов счётного триггера 12. Длительность и пауза между импульсами не имеют значение, значение имеет лишь период последовательности импульсов, которую вырабатывает генератор 13. На затворы силовых ключей 2 и 3 приходят импульсы типу меандр.

Литература:

1. Патент Украины на изобретение №73484 «Балансний ключ та система балансних ключів», G05F1/00, H02M3/34.
2. R. Erickson. Fundamentals of Power Electronics.— New York.— NY: Chapman&Hall.— 1997
3. Ли Ф. К. **Высокочастотные квазирезонансные преобразователи** // ТИИЭР. — т. 76.— 1988.— №4.—с.83-97.