

Рис. 2. Имитационная модель второго уровня зарядного устройства емкостного накопителя энергии на базе схемы однотактного преобразователя напряжения

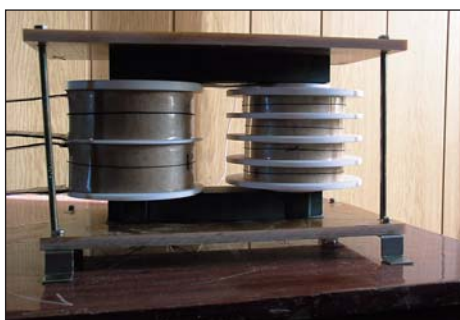


Рис. 3. Физическая модель трансформатора

примера приведена имитационная модель первого уровня зарядного устройства емкостного накопителя энергии на базе схемы однотактного преобразователя напряжения.

Имитационной моделью второго уровня является модель, учитывающая внешние воздействия системы (рис. 2). В этой модели, фактически состоящей из двух моделей первого уровня, влияние внешних воздействий сводится к тому, что оба накопителя запитаны от общего источника питания и при работе влияют друг на друга.

Физической моделью называется объект-заменитель объекта-оригинала, позволяющий получить необходимые свойства и характеристики, присущие оригиналу, не получая нежелательных при исследовании явлений, присущих оригиналу, либо позволяющий получить качественные характеристики, не получая количественных. Фото физической модели высоковольтного трансформатора, применяемого в системах заряда емкостных накопителей энергии, приведено на рис. 3.

Таким образом, методика проведения эксперимента сводится к алгоритму, приведенному на рис. 4.

Рассматриваемая методика позволяет, не используя объект-оригинал, получить информацию о его свойствах, характеристиках и нежелательных режимах работы.

Физические модели высокочастотного высоковольтного трансформатора

Высоковольтные высокочастотные трансформаторы — неотъемлемая часть систем заряда емкостных накопителей энергии. В данном разделе обсуждаются особенности процессов, происходящих в этих трансформаторах, их физические и имитационные модели.

Основные особенности физических моделей высоковольтного высокочастотного трансформатора

Характерной особенностью высоковольтных трансформаторов [1] являются значительные изоляционные промежутки, как в межслоевой изоляции, так и межсекционные и межобмоточные. В свою очередь высокая рабочая частота трансформатора вносит свои особенности при конструировании с целью снижения потерь от влияния паразитных емкостей.

При высоком напряжении и высокой частоте в многослойной цилиндрической обмотке, наматываемой в этом случае тонким проводом, в каждом слое укладывается большое число витков, и вследствие этого получается высокое напряжение между соседними слоями. Это требует увеличения толщины межслоевой изоляции. Однако простое увеличение числа слоев кабельной бумаги приводит к низкому коэффициенту заполнения окна магнитопровода и слабой намотке обмоток. Последнее объясняется тем, что трудно осуществить необходимое натяжение тонкого провода, и обмотки получаются рыхлыми, то есть механически непрочными.

Для устранения этого недостатка цилиндрическую обмотку разделяют в осевом направлении на несколько секций, и, таким образом, получается многослойная дисковая катушечная обмотка. В такой обмотке число витков в слое, а следовательно, и напряжение между слоями уменьшается пропорционально числу секций обмотки, и, кроме того, намотка получается более плотной и компактной, так как уменьшается толщина межслоевой изоляции.

Схематически такая обмотка изображена на рис. 5. Каркас 3 обмотки разделен изолирующими щечками 4 на секции. Катушки соединены между собой начальными (внутренними) витками 2 в двух средних секциях кар-

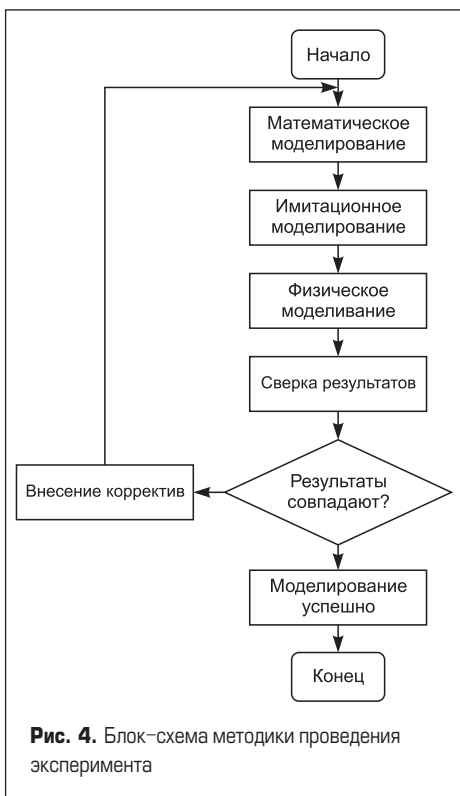


Рис. 4. Блок-схема методики проведения эксперимента

каса. Таким образом, избегают того, чтобы соединяющий две соседние секции провод проходил мимо всех слоев этих секций, этим предотвращается возможность пробоя изоляции между соединительным проводом той и другой секции. Кроме того, при таком соединении выводные концы полученной двойной катушки или пары секций оказываются снаружи, это удобно для присоединения их к выводам 1. В двух крайних секциях расположена первичная обмотка с выводами 5 и 6.

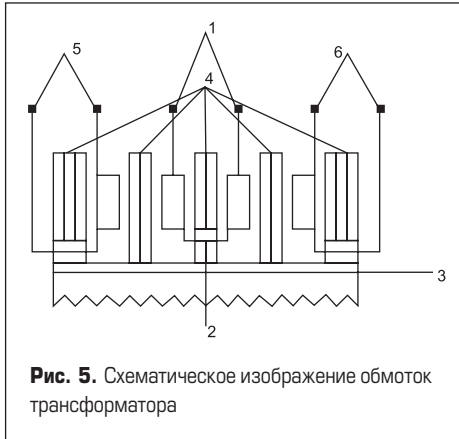


Рис. 5. Схематическое изображение обмоток трансформатора

Намотка и соединение секций обмотки на специальном станке производится в следующем порядке. Сначала наматывают одну секцию обмотки, затем ее снимают и переворачивают и устанавливают на станок другим концом. После этого наматывают следующую секцию обмотки, предварительно припаяв начало секции к началу уже намотанной секции. Такое переворачивание обмотки необходимо, чтобы обеспечить направление тока в витках обеих секций обмотки. Число секций обмотки должно быть четным.

Разделение высоковольтной обмотки на секции позволяет не только снизить напряжение между ее соседними слоями, но и резко снизить распределенную емкость обмотки и, соответственно, емкостные потери в трансформаторе, которые в высокочастотном трансформаторе с большим коэффициентом трансформации могут достигать значительных величин.

В соответствии с [2] определим приближенно электрическую энергию, запасенную между двумя слоями цилиндрической обмотки равной высоты h , которые расположены на расстоянии d друг от друга (рис. 6). Полагаем при этом, что разность потенциалов между слоями на высоте обмотки изменяется по линейному закону:

$$u_x = u_a + (u_b - u_a) \times x/h. \quad (1)$$

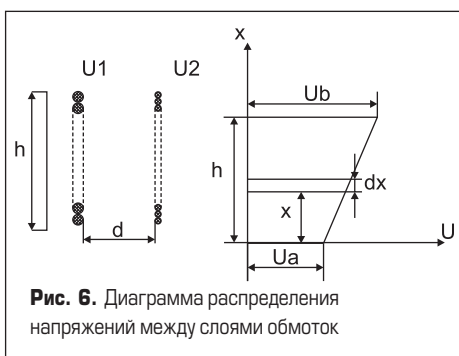


Рис. 6. Диаграмма распределения напряжений между слоями обмоток

Значение разностей потенциалов u_a и u_b на краях слоев ($x = 0$ и $x = h$) легко могут быть установлены, если известно число витков в слоях. В частных случаях может быть $u_a = 0, u_b = u_a$.

Приняв в первом приближении электрическое поле между противостоящими малыми элементами поверхностей слоев близким к однородному, то есть к полю плоского конденсатора, получим с учетом (1) следующее выражение для запасенной в этом поле энергии [3]:

$$dW_c = \frac{\epsilon \epsilon_0 dx u_x^2}{2d} = \frac{\epsilon \epsilon_0 g}{2d} [u_a + (u_b - u_a) \frac{x}{h}]^2 dx, \quad (2)$$

где g — средний периметр слоев.

Интегрируем это выражение в пределах от 0 до h для всей энергии, запасенной между двумя слоями:

$$W_c = \frac{\epsilon \epsilon_0 g}{2d} \int_0^h [u_a + (u_b - u_a) \frac{x}{h}]^2 dx = \frac{\epsilon \epsilon_0 gh}{6d} (u_a^2 + u_a u_b + u_b^2). \quad (3)$$

Если обмотка трансформатора содержит несколько слоев, расположенных друг от друга на расстоянии dx , то есть суммарное значение энергии, вычисляемой по (3), для всех слоев, получим значение энергии для всей обмотки:

$$W_c = \sum_k W_{ck}. \quad (4)$$

$$C_s = \frac{2W_c}{u^2} =$$

$$= \epsilon \epsilon_0 gh \frac{1}{3u^2} \sum_{k=1}^v \frac{1}{d_k} (u_{ak}^2 + u_{ak} u_{bk} + u_{bk}^2), \quad (5)$$

где u — номинальное напряжение трансформатора.

Рассматривая частный случай, когда первичная и вторичная обмотки расположены на разных стержнях, то есть $u_a = 0$ и количество секций вторичной обмотки равно 2, определим, как снизится емкость одной секции при условии: $u_c = 0,25u_2$; $u_{bc} = 0,5u_b$; $h_c = 0,5h$ из уравнения (5):

$$C_s = \epsilon \epsilon_0 gh \frac{1}{3u^2} \sum_{k=1}^v \frac{1}{d_k} (u_{bc}^2) = \epsilon \epsilon_0 g \frac{h}{2} \frac{16}{3u^2} \sum_{k=1}^v \frac{1}{d_k} \left(\frac{u_b^2}{16} \right) = \epsilon \epsilon_0 g \frac{h}{2} \frac{1}{3u^2} \sum_{k=1}^v \frac{1}{d_k} u^2. \quad (6)$$

Отсюда следует, что величина распределенной емкости $C_{сек}$ в одной секции обмотки уменьшается обратно пропорционально количеству секций по сравнению с бессекционной обмоткой:

$$C_{сек} = C_s/n, \quad (7)$$

где n — число секций при прочих равных условиях.

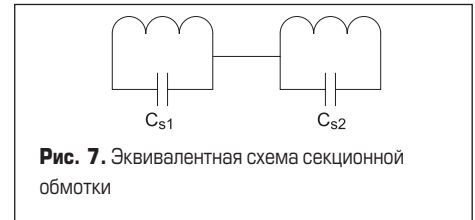


Рис. 7. Эквивалентная схема секционной обмотки

Кроме того, распределенные емкости, так же как и сами секции, включены последовательно (рис. 7), что также уменьшает результирующую емкость C_{Σ} в обратной пропорции от числа секций:

$$C_{\Sigma} = C_s/n^2. \quad (8)$$

Следовательно, можно сделать вывод: разбиение высоковольтной обмотки на секции не только повышает надежность трансформатора за счет снижения межслоевого напряжения обмотки, но и значительно снижает распределенную емкость обмотки, уменьшая тем самым потери в трансформаторе.

Величина индуктивности рассеяния L_s в высокочастотных и высоковольтных повышающих трансформаторах достигает больших значений и во многом определяет характеристики трансформатора. Таким образом, снижение величины индуктивности рассеяния позволяет с одной стороны повысить передаваемую мощность, а с другой — ограничить в разумных пределах ток заряда емкости на начальном этапе.

Эффективной мерой снижения индуктивности рассеяния является разбиение обмоток на секции, которые выполняются в виде дисковых катушек (рис. 8).

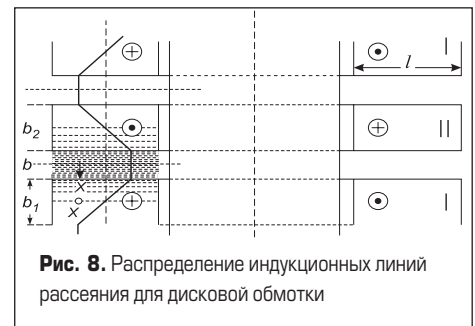


Рис. 8. Распределение индукционных линий рассеяния для дисковой обмотки

Рассмотрим, как снижается индуктивность рассеяния в дисковых катушках при разбиении на секции.

Если обмотка трансформатора выполнена в виде нескольких дисковых катушек, сидящих на общем стержне (рис. 8), то при вычислении индуктивности рассеяния принимается, что индукционные линии рассеяния располагаются параллельно плоскости витков и что вне пространства, заключающегося между цилиндрическими поверхностями M и N , индукционными линиями не приходится преодолевать магнитного сопротивления. Магнитная индукция распределяется по ломаной линии, и ее величина на расстоянии x от середины катушки будет:

$$E_x = \frac{4\pi w_x i_{abc}}{2l} = \frac{4\pi w_1 2x}{2l} i_{abc}, \quad (9)$$

так как линия, проходящая через рассматриваемую точку x , замыкается с другой линией, находящейся по другую сторону от средней

(горизонтальной) линии катушки на таком же расстоянии x .

Наибольшая магнитная индукция будет в зазоре между катушками и равна:

$$B = \frac{4\pi w_1'}{2l} i_{abc} \quad (10)$$

Плоскость, проходящая через середину зазора, может быть рассмотрена как граница первичных и вторичных линий рассеяния. Разбивая каждую катушку на горизонтальные ряды толщиной в dx сантиметров, мы для каждого ряда получаем число сцеплений:

$$\left\{ B \frac{b}{2} u + \frac{B + B_x}{2} \left(\frac{b_1}{2} - x \right) u \right\} \frac{w_1}{v_1} dx \quad (11)$$

Подставляя вместо B (10) и B_x (11) указанные величины и изменяя x в пределах от $-b_1/2$ до $+b_1/2$, мы подобным же образом можем определить индуктивность рассеяния для каждой секции:

$$L_s = k \frac{4\pi w_1'}{4l} \left(b_1 + \frac{b_1}{3} \right) u l 10^{-9} \quad (12)$$

Здесь u — средняя длина витка, а k — поправочный коэффициент, который на основании опытных данных приблизительно равен 0,6. Вся индуктивность рассеяния определяется как сумма индуктивностей рассеяния последовательно соединенных секций. Для вторичной обмотки для каждой секции получится аналогичное выражение для индуктивности рассеяния. В целях уменьшения рассеяния в случае дисковых катушек обмотка на каждом стержне разбивается иногда на нечетное число катушек, причем на крайние катушки (верхнюю и нижнюю) наматывают половинное число витков.

Из выведенных формул вытекает, что разделение обмотки на несколько частей и расположение секций одной обмотки вперемежку с секциями другой обмотки сильно уменьшает рассеяние и понижает, следовательно, потерю напряжения в трансформаторе при нагрузке.

Секции первичной обмотки в зависимости от схемы испытываемого преобразователя могут включаться параллельно или последовательно.

Конструкция каркасов обмоток обеспечивает гарантированный зазор между ярмом сердечника и щекой каркаса, что повышает электрическую прочность трансформатора и снижает межобмоточную емкость.

Для проведения экспериментальных работ были разработаны и изготовлены три физические модели высоковольтного высокочастотного трансформатора, которые для простоты будут обозначаться в дальнейшем модель Т1, модель Т2, модель Т3. При этом модель Т1 изготовлена таким образом, что возможно последовательное и параллельное включение секций первичных обмоток. Обозначим модель Т1 с последовательным включением первичных обмоток Т1.1, а с параллельным включением первичных обмоток — Т1.2. Электрическая изоляция трансформатора Т1 обеспечивалась следующим образом:

- Катушки выполнены из фторопласта-4, толщина стенки катушки — не менее 5 мм.

Таблица 1. Конструктивные параметры физических моделей высоковольтного высокочастотного трансформатора

	T1.1	T1.2	T2	T3
Материал сердечника	700НМ	700НМ	2000НМС	2000НМС
Тип магнитопровода	П-образный	П-образный	Ш-образный	П-образный
Площадь, см²	20	20	23,8	2,56
Длина средней линии, см	55	55	21,2	21,2
Число секций первичной обмотки	2	2	2	1
Число секций вторичной обмотки	2	2	2	2
Число витков первичной обмотки	26	13	6	30
Число витков вторичной обмотки	1800	1800	450	1500

- Межслоевая изоляция вторичной обмотки выполнена из пленкоэлектрокартона толщиной 0,25 мм.
- При выполнении вторичной обмотки осуществлялось заполнение секций катушки низкомолекулярным полимером «Стиросил» ТУ38103-432-79, который обладает следующими характеристиками:
 - электрическая прочность 27–30 кВ/мм;
 - удельное объемное сопротивление $9,6 \times 10^{14}$ Ом·см;
 - диэлектрическая проницаемость 3,3;
 - тангенс угла диэлектрических потерь 0,0004.

После выполнения первичной и вторичной обмоток катушки заливаются «Стиросилом» це-ликком.

Приведем краткие характеристики моделей трансформаторов (таблица 1).

На рис. 9 и 10 приведены физическая модель трансформатора Т1 в сборе и некоторые из его элементов.

На рис. 11 и 12 представлены физическая модель трансформатора Т2 в сборе и его магнитопровод.

А на рис. 13 и 14 — физическая модель трансформатора Т3 в сборе и его магнитопровод.

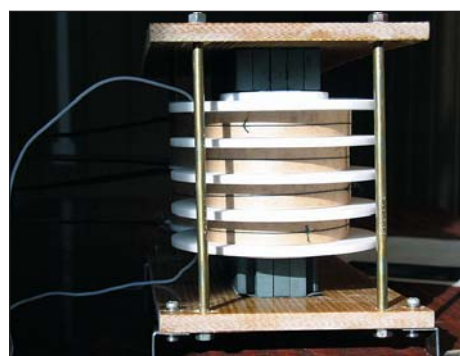


Рис. 9. Физическая модель трансформатора Т1

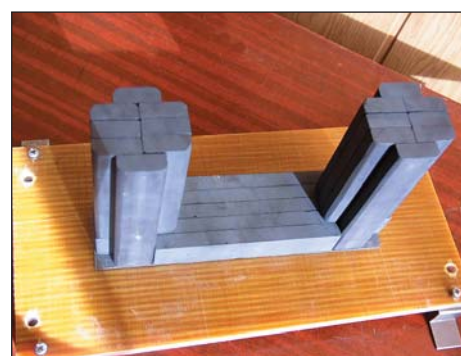


Рис. 10. Элемент магнитопровода трансформатора Т1



Рис. 11. Физическая модель трансформатора Т2



Рис. 12. Магнитопровод физической модели трансформатора Т2

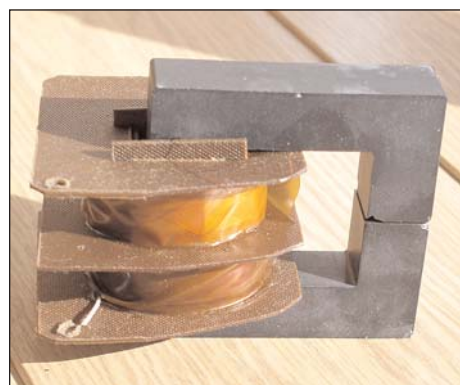


Рис. 13. Физическая модель трансформатора Т3



Рис. 14. Магнитопровод физической модели трансформатора Т3

Экспериментальное определение распределенной емкости и резонансной частоты высоковольтного высокочастотного трансформатора

Расчет реактивных параметров трансформатора, значения которых необходимо учитывать при применении трансформатора в преобразователях с колебательным контуром и раскачкой выходного напряжения, производится с множеством допущений, снижающих точность расчетов. Поэтому после изготовления трансформатора производится измерение его индуктивности намагничивания L_{μ} и рассеяния L_{σ} , а также распределенной емкости C_s с помощью измерительного моста. Однако измерения дают значения статических емкостей и содержат значительные погрешности из-за наличия индуктивностей обмоток. Поэтому более простой и точный способ измерения суммарной динамической емкости трансформатора производится по [4], и заключается он в определении частоты наибольшего подъема частотной характеристики ненагруженного трансформатора. Схема измерения приведена на рис. 15.

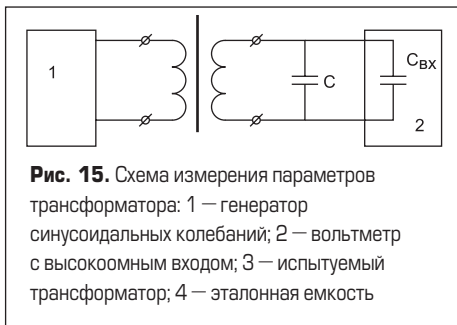


Рис. 15. Схема измерения параметров трансформатора: 1 — генератор синусоидальных колебаний; 2 — вольтметр с высокоомным входом; 3 — испытуемый трансформатор; 4 — эталонная емкость

При работе от генератора 1 с малым внутренним сопротивлением частотная характеристика ненагруженного трансформатора имеет подъем в области высших частот, обусловленный резонансом индуктивности рассеяния и динамической распределенной емкости. Частота наибольшего подъема характеристики при малом затухании равна частоте резонанса, что позволяет найти динамическую емкость трансформатора, приведенную к его вторичной обмотке из выражения:

$$C_T = \frac{1}{4\pi^2 L_{sT} f_p^2} - C_{\text{вх}}, \quad (13)$$

где f_p — резонансная частота; L_{sT} — индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к его вторичной обмотке или измеренная со стороны вторичной обмотки; $C_{\text{вх}}$ — входная емкость лампового вольтметра.

Описанным методом можно измерить динамическую емкость трансформатора и без предварительного измерения индуктивности рассеяния. Для этого достаточно произвести два измерения резонансной частоты, подключив параллельно вторичной обмотке дополнительный конденсатор небольшой эталонной емкости C . Динамическая емкость трансформатора в этом случае находится из выражения:

$$C_T = \frac{C}{(f_{p1}/f_{p2})^2 - 1} - C_{\text{вх}}, \quad (14)$$

где f_{p1} — резонансная частота без дополнительного конденсатора; f_{p2} — резонансная частота при подключенном дополнительном конденсаторе.

После того, как таким образом определена динамическая емкость, может быть рассчитана величина индуктивности рассеяния:

$$L_{sT} = \frac{1}{4\pi^2 f_{p1}^2 (C_T + C_{\text{вх}})} = \frac{1}{4\pi^2 f_{p2}^2 (C_T + C + C_{\text{вх}})}, \quad (15)$$

Несмотря на некоторую громоздкость, этот метод определения индуктивности рассеяния может быть рекомендован как наиболее точный.

Экспериментальное определение резонансной частоты трансформатора и эквивалентной величины распределенной емкости производилось в соответствии со схемой (рис. 15). В качестве генератора синусоидальных колебаний применялся генератор сигналов ГЗ-56/1. Измерения выходного напряжения производились осциллографом С1-122 с входными параметрами усилителя 1 МОм, 20 пФ. Активные сопротивления первичной и вторичной обмоток получены расчетным путем. Для физических моделей T1.1, T1.2, T2 и T3 в результате эксперимента получены следующие параметры, сведенные в таблице 2.

Таблица 2. Экспериментально определенные электрические параметры физических моделей высоковольтного высокочастотного трансформатора

	T1.1	T1.2	T2	T3
Индуктивность рассеяния, Гн	0,29	0,45	0,108	1,94
Динамическая емкость трансформатора C_T , пФ	120	70	171	92
Активное сопротивление I обмотки, Ом	0,024	0,006	0,003	0,024
Активное сопротивление II обмотки, Ом	106,9	106,9	71	210

Для уточнения результатов, полученных по изложенной методике, индуктивности рассеяния трансформаторов измерялись с помощью настольного цифрового LCR-метра AM-3002. Совпадение результатов, полученных двумя методами, удовлетворительно.

Математическая модель высоковольтного высокочастотного трансформатора

В модели трансформатора применяются PSpice-модели сердечника [5], которые на основании параметров моделей трансформаторов и соответствующих параметров магнит-

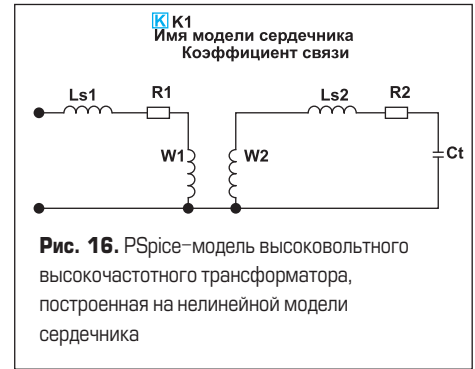


Рис. 16. PSpice-модель высоковольтного высокочастотного трансформатора, построенная на нелинейной модели сердечника

ных материалов сердечников, приведенных в таблице 1, выглядят следующим образом:

```
T1:.model 1NM700 (LEVEL=2 GAP=0 MS=357590 A=17,664
C=0,10352 + K=2,7827 AREA=20 PATH=55 PACK=1)
T2:.model 10NM2000 (LEVEL=2 GAP=0 MS=314910
A=33,617 + C=0,20782 K=40,269 AREA=23,8 PATH=24 PACK=1)
T3:.model 11NM2000 (LEVEL=2 GAP=0 MS=314910
A=33,617 + C=0,20782 K=40,269 AREA=2,56 PATH=24 PACK=1)
```

В соответствии с [4], PSpice-модель высоковольтного высокочастотного трансформатора выглядит так, как изображено на рис. 16, где $Ls1$ — индуктивность рассеяния первичной обмотки, $R1$ — активное сопротивление первичной обмотки, $Ls2$ — индуктивность рассеяния вторичной обмотки, $R2$ — активное сопротивление вторичной обмотки, $W1$ — число витков первичной обмотки, $W2$ — число витков вторичной обмотки, C_t — динамическая емкость трансформатора, $K1$ — PSpice-модель сердечника.

Моделирование амплитудно-частотных характеристик физических моделей высокочастотного высоковольтного трансформатора производилось по схеме, приведенной на рис. 17, где в добавление к схеме (рис. 16) подключены источник напряжения $V1$ и параметры входа осциллографа $R3$ и $C1$.

На рис. 18 в качестве примера для вариантов T1.1 и T1.2 приведены амплитудно-частотные характеристики, полученные экспериментально и при моделировании. Особенностью амплитудных характеристик, полученных при моделировании, является то, что они располагаются выше характеристик, полученных экспериментально. Это объясняется тем, что в модели сердечника [5] не учитываются потери. Совпадение экспериментальных характеристик и характеристик, полученных при моделировании, по частоте удовлетворительно.

Физические модели однотактного и двухтактного инверторов

При разработке систем заряда емкостных накопителей энергии были созданы физиче-

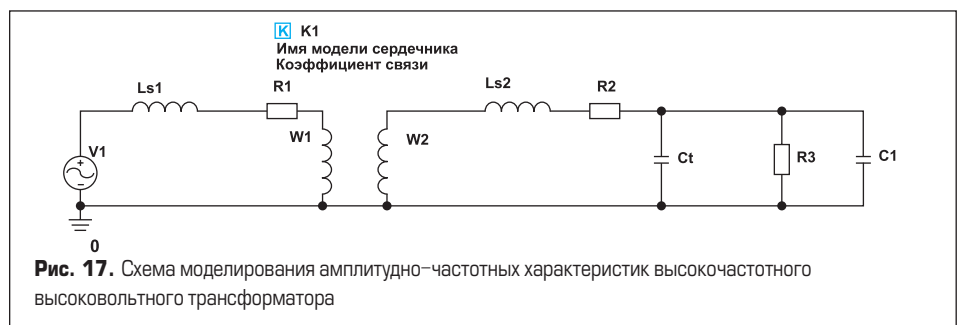


Рис. 17. Схема моделирования амплитудно-частотных характеристик высоковольтного трансформатора

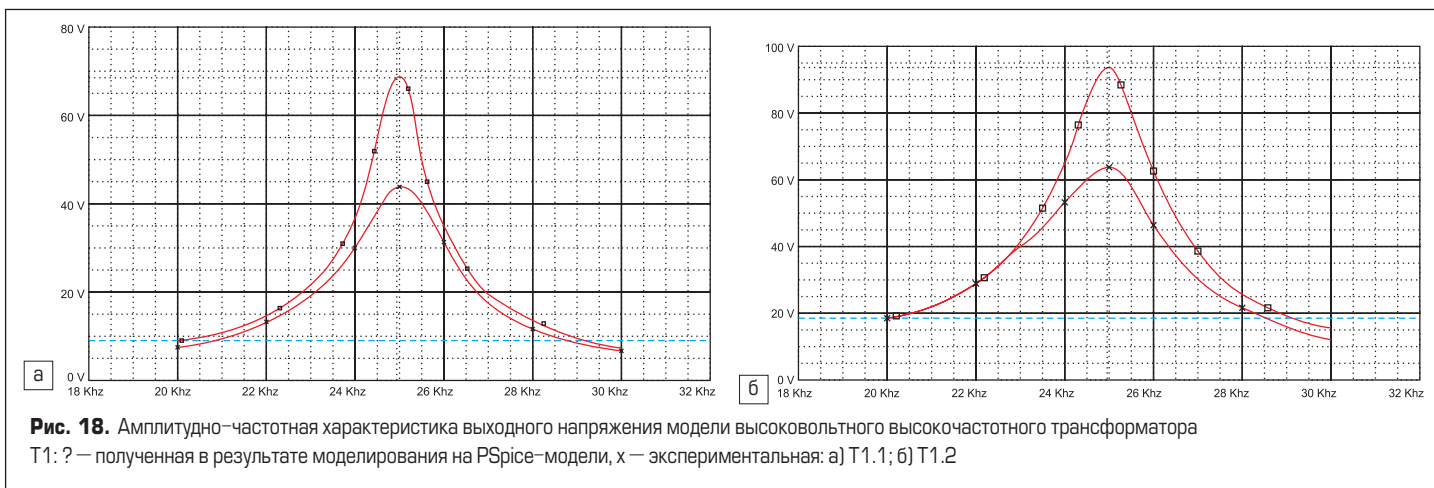


Рис. 18. Амплитудно-частотная характеристика выходного напряжения модели высоковольтного высокочастотного трансформатора T1: ? — полученная в результате моделирования на PSpice-модели, x — экспериментальная: а) T1.1; б) T1.2

ские модели однотактного и двухтактного инверторов. Далее приводятся их основные характеристики.

Принципиальные схемы моделей однотактного и двухтактного инверторов и их описание

На рис. 19, 20 приведены принципиальные схемы однотактного и двухтактного инверторов.

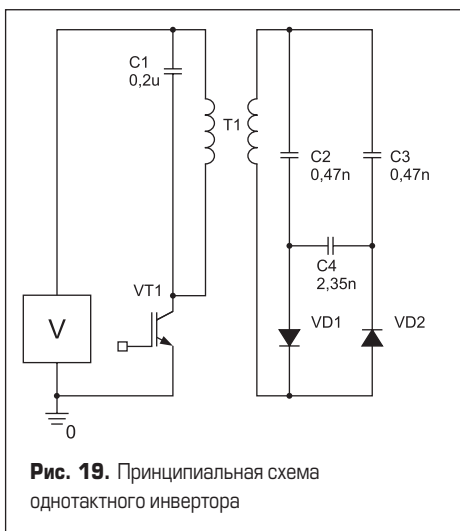


Рис. 19. Принципиальная схема однотактного инвертора

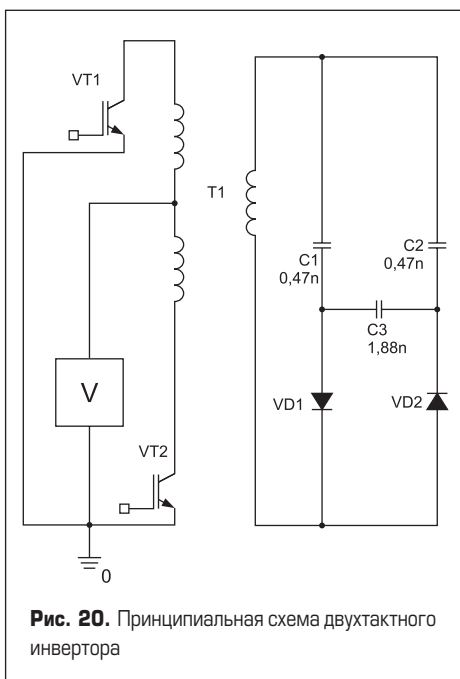


Рис. 20. Принципиальная схема двухтактного инвертора

На рис. 19 приведена силовая схема однотактного инвертора. В качестве силового вентиля используется IGBT-транзистор IRG4PC50W. Питание инвертора производится от регулируемого низковольтного блока питания Б5-71 (на схемах — V). В рассматриваемом варианте схемы применялся трансформатор T1.1. В качестве выпрямительных диодов VD1, VD2 установлены высоковольтные столбы КЦ108В. В схеме используются конденсаторы C1 типа К73-17, состоящие из двух включенных параллельно конденсаторов 0,1 мкФ, 630 В, конденсаторы C2, C3, C4 типа К15-4 емкостью по 0,47 нФ на рабочее напряжение 30 кВ. При этом емкость C4 составлена из четырех таких конденсаторов, включенных параллельно. Выходной выпрямитель собран по схеме удвоения напряжения. Система управления инвертором собрана на задающем ШИМ-контроллере ТЛ494, который позволяет осуществлять независимое регулирование частоты и скважности выходных импульсов. Выходные каскады системы управления собраны на драйверах IR2128, выполняющих функции согласования силовых транзисторов системы управления, а также функции защиты силовых транзисторов по параметру прямого падения напряжения на вентиле. Схема сема аварийного сигнала с силового транзистора стандартна [6].

На рис. 20 приведена силовая схема двухтактного инвертора. Элементный набор схемы двухтактного инвертора аналогичен элементному набору схемы однотактного инвертора. Система управления повторяет систему управления однотактного инвертора, но выполнена в двухканальном варианте.

Токи и напряжения на элементах схем наблюдались с помощью осциллографа С1-122 и фиксировались цифровой фотокамерой OLYMPUS Camedia C-4000, в качестве датчиков тока применялись трансформаторы, выполненные на ферритовом кольце НМ2000 20×12×6, количество витков обмотки — 40, сопротивление — 10 Ом. Выходное постоянное напряжение фиксировалось электростатическим вольтметром С196.

Длительность импульсов управления и частота их следования подбирались по максимальному значению выходного напряжения. Данная серия экспериментов проводилась при входном напряжении 3 В.

Для однотактной схемы (рис. 19) получены следующие результаты.

Выходное напряжение — 4900 В, что соответствует коэффициенту усиления системы по напряжению $4900/3 = 1633,33$. Данный коэффициент усиления K может быть представлен как

$$U_{вых}/U_{вх} = K = K_{тр}K_{ру}K_{рмп}K_{\delta} \quad (16)$$

где $K_{тр}$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора;

$K_{ру}$ — коэффициент раскачки напряжения в инверторе;

$K_{рмп}$ — коэффициент резонансной раскачки напряжения в трансформаторе;

K_{δ} — коэффициент усиления выпрямителя (в рассматриваемом случае равен 2).

Коэффициент трансформации $K_{тр}$ для T1.1 равен 70.

Коэффициент раскачки напряжения в инверторе $K_{ру}$ определяется отношением максимального напряжения на транзисторе к входному напряжению и в данном случае равен 4. Отсюда следует, что коэффициент резонансной раскачки напряжения в трансформаторе равен приблизительно 2,92.

Для двухтактной схемы (рис. 20) получены следующие результаты. Выходное напряжение — 9700 В, что соответствует коэффициенту усиления системы по напряжению $9700/3=3233,33$. В соответствии с (16), что справедливо и в рассматриваемом случае,

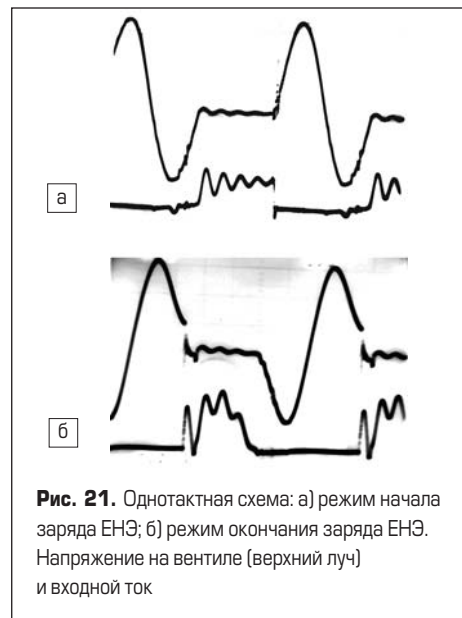


Рис. 21. Однотактная схема: а) режим начала заряда ЕНЭ; б) режим окончания заряда ЕНЭ. Напряжение на вентиле (верхний луч) и входной ток

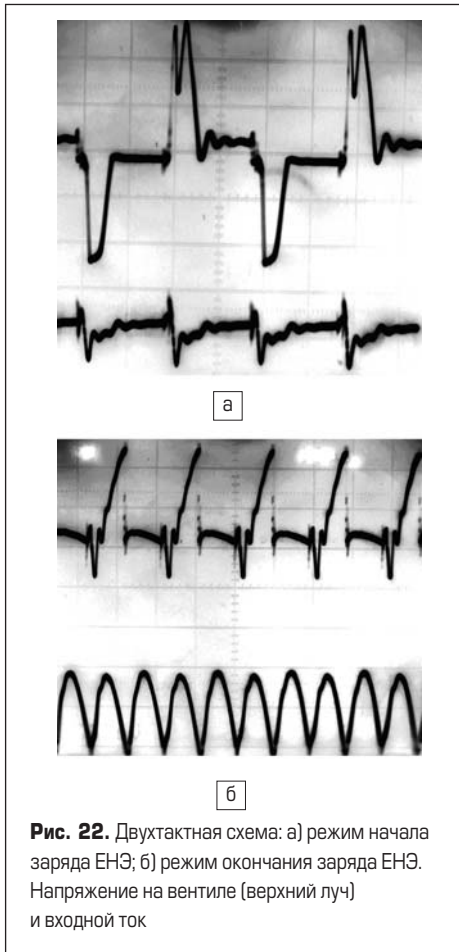


Рис. 22. Двухтактная схема: а) режим начала заряда ЕНЭ; б) режим окончания заряда ЕНЭ. Напряжение на вентиле (верхний луч) и входной ток

коэффициент раскачки напряжения на инверторе $K_{pi} = 2$ и коэффициент резонансной раскачки напряжения в трансформаторе равен 11,55.

Осциллограммы, иллюстрирующие работу однотактного и двухтактного инверторов в режимах начала и конца заряда ЕНЭ, приведены на рис. 21, 22.

Кроме этого, следует отметить, что коэффициент раскачки в двухтактной схеме при увеличении входного напряжения растет, в частности, при входном напряжении 3 В — $K = 3233,33$, а при входном напряжении 6 В — $K = 3500$. В то время как в однотактной схеме наблюдается обратная закономерность. Это можно объяснить тем, что в двухтактной схеме происходит перемагничивание сердечника по симметричной петле гистерезиса, а в однотактной — по несимметричной.

Имитационные модели схем однотактного и двухтактного инверторов

На рис. 23, 24 приведены модели схем однотактного и двухтактного инверторов, работающих в режиме заряда ЕНЭ. Осуществлялась следующая замена элементов силовых схем однотактного и двухтактного инверторов на моделях (рис. 19, 20).

Элементы представленной на рис. 24 схемы зарядного устройства на базе двухтактного преобразователя напряжения с емкостным удвоителем выходного напряжения:

1. Блок питания Б5-71 моделируется источником питания постоянного напряжения VDC.
2. Система управления IGBT-транзисторами моделируется источником питания VPULSE.

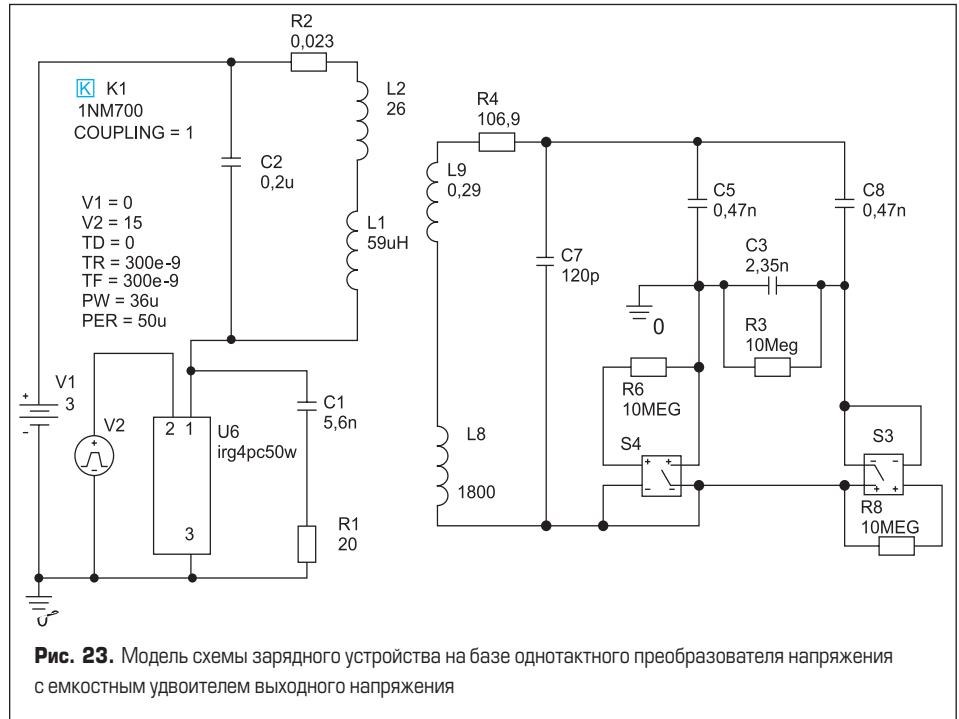


Рис. 23. Модель схемы зарядного устройства на базе однотактного преобразователя напряжения с емкостным удвоителем выходного напряжения

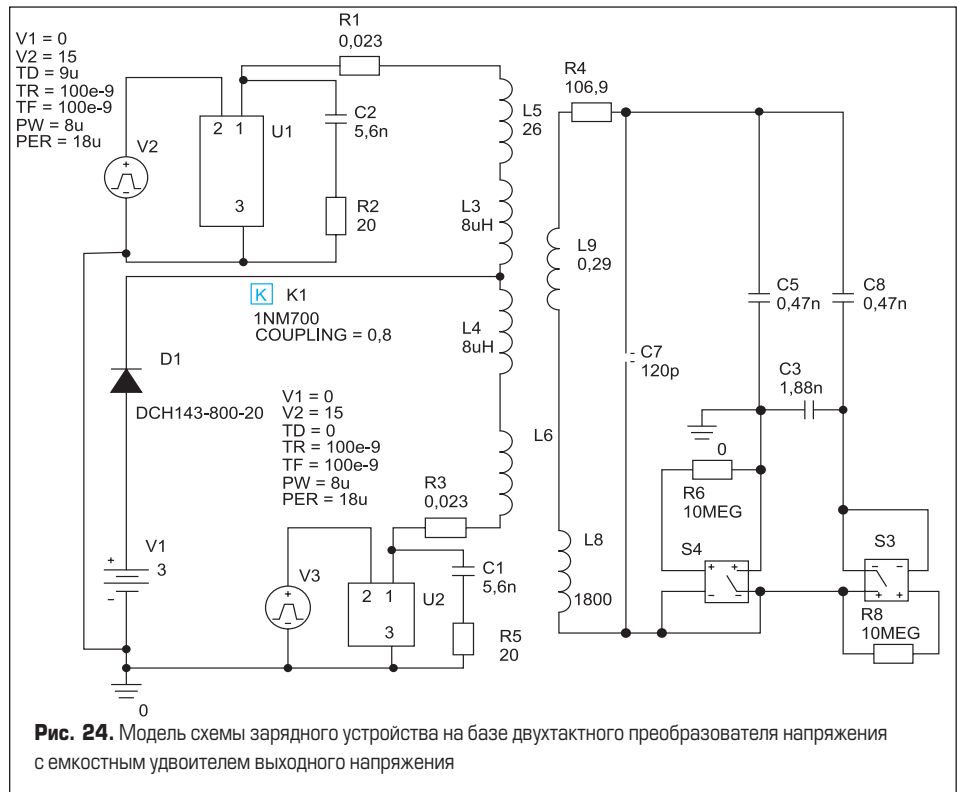


Рис. 24. Модель схемы зарядного устройства на базе двухтактного преобразователя напряжения с емкостным удвоителем выходного напряжения

3. Транзистор IRG4PC50W моделируется моделью IRG4PC50W от фирмы IR.
4. Трансформатор T1 моделируется моделью сердечника 1NM700, дополненный индуктивностями рассеяния первичной и вторичной обмоток, активными сопротивлениями, моделирующими потери в обмотках, и распределенной емкостью, включенной параллельно вторичной обмотке.
5. Высоковольтные выпрямительные столбы КЦ108В из-за отсутствия их моделей имитируются посредством модели идеального диода, построенной на основе ключа, управляемого напряжением SBREAK [7].

На рис. 25, 26 приведены осциллограммы напряжения на вентиле и входного тока для режимов начала и окончания заряда ЕНЭ для

моделей однотактной и двухтактной схем инверторов. При сопоставлении данных моделирования с экспериментальными следует отметить хорошее совпадение значений напряжения на ЕНЭ и удовлетворительное совпадение мгновенных значений токов и напряжений на элементах схемы. Характерной особенностью экспериментальных результатов является увеличение высокочастотной составляющей на кривых токов и напряжений. При моделировании такая составляющая отсутствует. Данное различие может быть объяснено недостаточно корректным учетом распределенных емкостей обмоток трансформатора в виде сосредоточенной емкости, включенной параллельно вторичной обмотке.

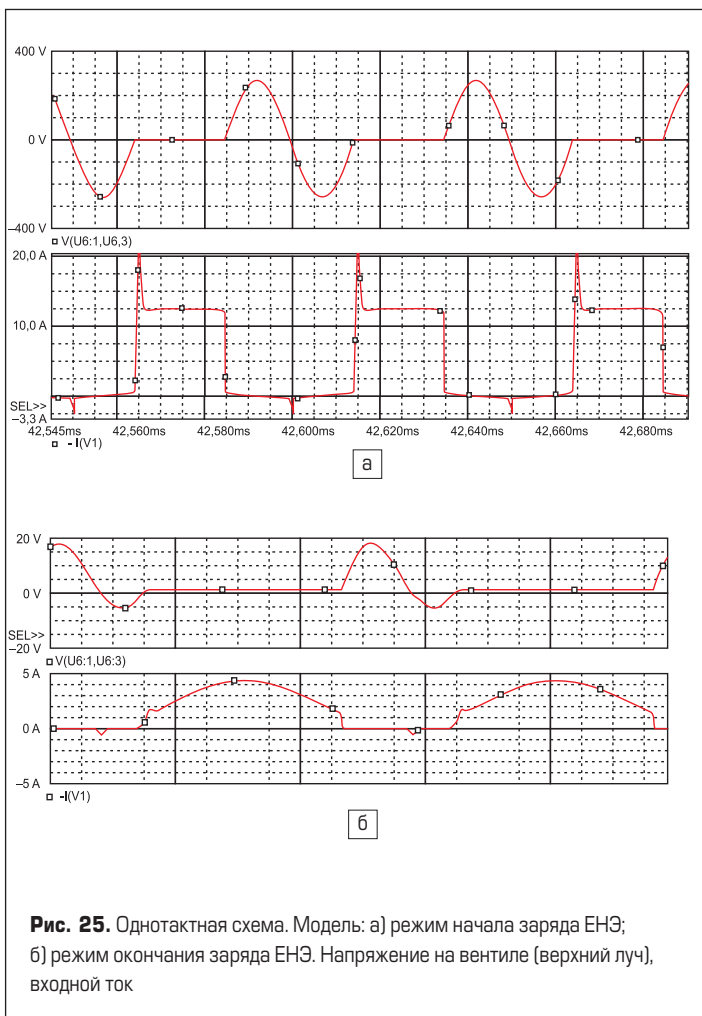


Рис. 25. Однотактная схема. Модель: а) режим начала заряда ЕНЭ; б) режим окончания заряда ЕНЭ. Напряжение на вентиле (верхний луч), входной ток

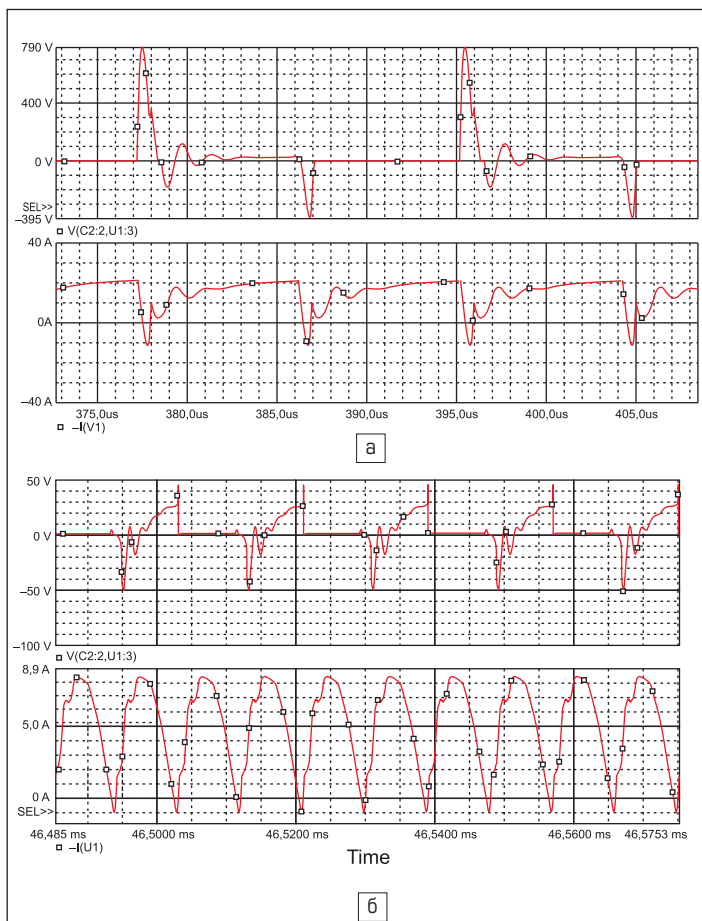


Рис. 26. Двухтактная схема. Модель: а) режим начала заряда ЕНЭ; б) режим окончания заряда ЕНЭ. Напряжение на вентиле (верхний луч), входной ток

Физическая модель системы заряда емкостных накопителей энергии

Структурная схема физической модели системы заряда емкостных накопителей приведена на рис. 27.

На структурной схеме приняты следующие обозначения узлов и элементов:

- БКА — блок коммутационной аппаратуры, включающий в себя автомат защиты сети АК50-3М и магнитный пускатель ПМЕ 211;
- T1 — автотрансформатор с подвижными катушками ТСК/05;
- T2 — трансформатор понижающий $P=100$ кВт с оттайками через 20 В;
- В — трехфазный выпрямитель, выполненный по схеме Ларионова на диодах VL200;
- L1 — дроссель 29 мГн;
- VD1 — диод ДЧ100;
- S1 — выключатель ТВ1;
- PV1 — вольтметр M4200;
- RS1 — шунт 75ШСМ3-50-0,5;
- PA1 — амперметр M42100;
- C1 — конденсатор К50-10-10 000 мкФ — 50 В;
- БИ — блок преобразовательный;
- ВБ — высоковольтный блок;
- KM1 — пускатель магнитный 5AK520128;
- C2, C3 — конденсатор ИК-100-0,25;
- PV2 — киловольтметр С196;
- R1 — разрядник.

Блок БКА обеспечивает подключение и токовую защиту системы заряда емкостных накопителей энергии к питающей сети.

Трансформаторы T1 и T2 обеспечивают питание системы заряда плавно регулируемым трехфазным переменным напряжением.

Выпрямитель В осуществляет выпрямление трехфазного переменного напряжения по схеме Ларионова.

Дроссель L1 с параллельно включенным диодом VD1 и конденсатор C1 предназначены для фильтрации выпрямленного напряжения.

С помощью выключателя S1 осуществляется подача питающего напряжения на часть схемы, обеспечивающую получение высокого напряжения.

Вольтметр PV1 и амперметр PA1 с шунтом RS1 позволяют производить измерения тока и напряжения, питающих блок БИ.

Блок инвертора БИ собран по двухтактной схеме (рис. 24) и выполнен на IGBT-транзисторах фирмы IR типа IRG4PC50W.

Система управления выполнена на контроллере ТЛ494 с использованием стандартных драйверов IR2128 [6]. Функционально схема обеспечивает регулировку длительности и частоты следования импульсов управления, за-

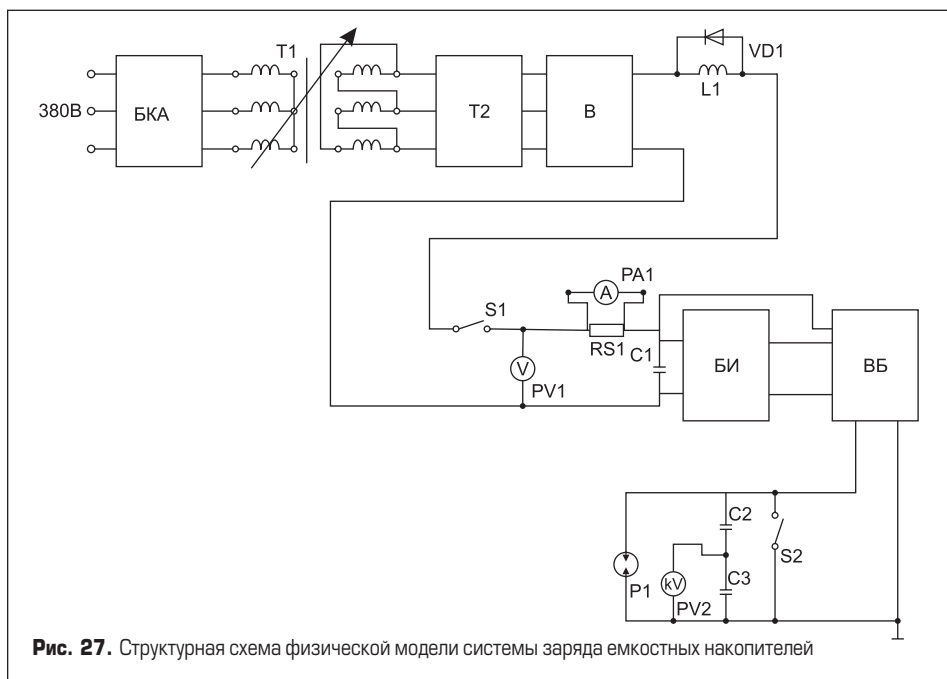


Рис. 27. Структурная схема физической модели системы заряда емкостных накопителей

щиту силовых транзисторов по максимально допустимому падению прямого напряжения. При срабатывании защиты происходит снятие импульса управления с силового транзистора и выдается аварийный сигнал в систему управления. Кроме этого, реализована защита по среднему току силовых транзисторов.

Блок инвертора БИ собран в металлическом корпусе и имеет габаритные размеры 330×200×280 мм. На переднюю панель выведены клеммы для подключения напряжения питания, выходные клеммы, клеммы заземления. Охлаждение блока воздушно (вентилятор ВН-2). Внешний вид блока инвертора БИ и вид со снятой стенкой приведены на рис. 28, 29.

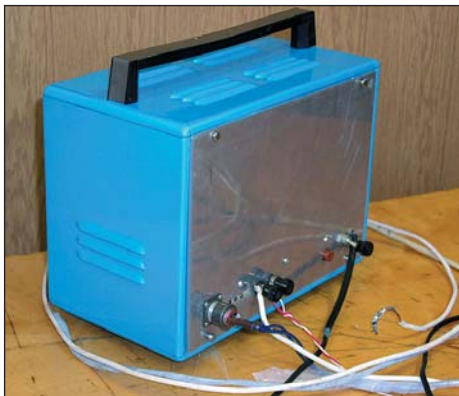


Рис. 28. Внешний вид блока инвертора

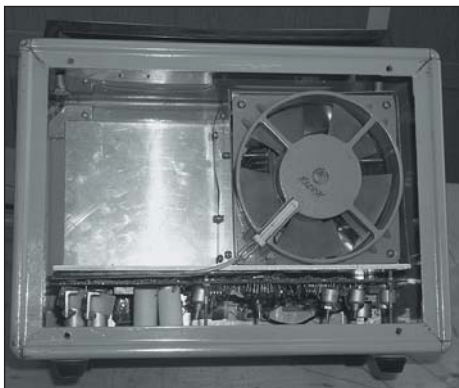


Рис. 29. Вид блока инвертора со снятой стенкой

Высоковольтный блок ВВ состоит из высоковольтного повышающего трансформатора и высоковольтного выпрямителя, выполненного на выпрямительных столбах 2Ц108В по схеме удвоения напряжения с применением конденсаторов К15-4 470 пФ 30 кВ. Используется последовательное включение 10 выпря-

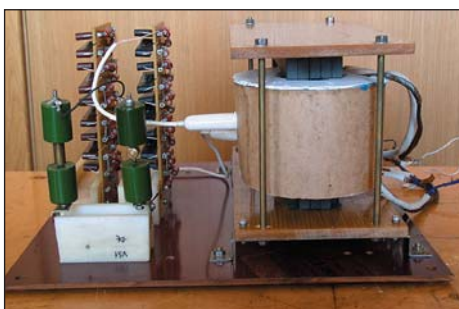


Рис. 30. Панель высоковольтного блока

мительных столбов 2Ц108В в каждое плечо выпрямителя. Для выравнивания напряжения между последовательно включенными столбами применяются конденсаторы типа КВИ-1 6,8 пФ 10 кВ. Высоковольтные выпрямительные столбы и конденсаторы смонтированы на платах, которые совместно с высоковольтным трансформатором закреплены на общей панели (рис. 30).

Панель высоковольтного блока помещена в бак, выполненный из стального листа толщиной 2 мм. На крышке бака расположены высоковольтные изоляторы, низковольтные клеммы трансформатора и горловина для заливки трансформаторного масла. Конструкция позволяет получить положительное или отрицательное относительно «земли» высокое полное выходное напряжение или (при желании) половинное высокое выходное напряжение также двух полярностей. Габаритные размеры высоковольтного блока — 440×440×450 мм. Внешний вид высоковольтного блока приведен на рис. 31.



Рис. 31. Высоковольтный блок

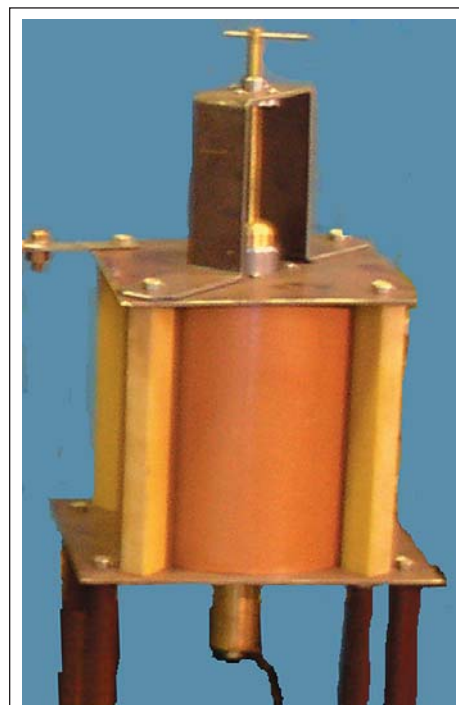


Рис. 32. Разрядник R1



Рис. 33. Общий вид физической модели системы заряда емкостных накопителей энергии

В качестве накопительных емкостей используются конденсаторы типа ИК100-0,25 100 кВ, включенные последовательно, что сделано для применения их в качестве емкостного делителя. При такой схеме включения можно измерить вольтметром С196 выходное напряжение, превышающее предельно допустимое для данного типа вольтметра напряжение.

Магнитный пускатель S2 после доработки используется в качестве короткозамыкателя.

Разрядник R1 (рис. 32) применяется для ограничения уровня выходного напряжения, которое может регулироваться, и для рассеяния энергии, запасенной накопительным конденсатором.

Общий вид физической модели системы заряда емкостных накопителей энергии приведен на рис. 33.

Экспериментальные исследования, проведенные на физической модели системы заряда емкостных накопителей энергии, подтвердили корректность основных положений, принятых при разработке данных систем.

Литература

1. Дымков А. М. Трансформаторы напряжения. М.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Матханов П. Н., Гоголицын Л. З. Расчет импульсных трансформаторов. Л.: Энергия, 1980.
3. Детали и элементы радиолокационных станций. Пер. с англ. / Под ред. А. Я. Брейбарта. М.: Советское радио, 1952. Т. 2.
4. Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов. Л.: Энергия, 1971.
5. PSpice User's Guide. Cadence Design Systems, Inc., 2000.
6. Силовые полупроводниковые приборы. Материалы фирмы International Rectifier. Пер. с англ. / Под ред. В. В. Токарева. Воронеж: ТОО МП «Элистр», 1995.
7. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И. OrCAD 9.x. OrCAD 10.x. Практика моделирования. М.: СОЛОН-Пресс, 2008.