

## МОДЕРНИЗАЦИЯ МОДУЛЯТОРОВ КЛИСТРОНОВ УСКОРИТЕЛЯ ЛИНАК-200

*В. В. Кобец, И. Н. Гаранжа, А. Е. Бруква, Я. А. Самофалова*<sup>1</sup>

Объединенный институт ядерных исследований, Дубна

Для увеличения мощности и улучшения характеристик ускоренного пучка электронов ускорителя ЛИНАК-200 авторами доклада произведено моделирование существующей схемы модулятора, выявлены недостатки, разработан новый модулятор клистронов на IGBT-транзисторах. Представлена расчетная модель с подробным описанием отдельных элементов модулятора.

The authors of the report simulated the existing modulator circuit, identified shortcomings, and developed a klystron modulator based on IGBT transistors in order to increase the power and improve the characteristics of the accelerated electron beam of the LINAC-200 accelerator. The calculation model with a detailed description of the individual elements of the modulator is presented in this research.

PACS: 29.17.+w

### ВВЕДЕНИЕ

В Лаборатории ядерных проблем (ЛЯП) Объединенного института ядерных исследований (ОИЯИ) сооружается ускоритель ЛИНАК-200 [1] для проведения прикладных исследований на ускоренном пучке электронов. На данном этапе сборки конструкция ускорителя позволяет достичь значения энергии пучка электронов порядка 220 МэВ. При достижении значения энергии пучка 800 МэВ и выше возможно создание источника синхротронного и переходного излучения в мягком рентгеновском диапазоне для изучения характеристик детекторов изображений и проведения прикладных исследований.

Главным элементом системы высокочастотного питания ускорителя заряженных частиц является клистрон TH2129 (Thomson) [2]. Основной недостаток схемы питания клистрона — ограничение по напряжению элементов модулятора, из-за этого невозможно достичь высоких напряжений на катоде клистрона, чтобы получить его максимально достижимую мощность 20 МВт. С этим модулятором с клистрона получают мощность не более 10 МВт, напряжение на катоде 175 кВ. Оценка параметров существующего модулятора с формирующей линией и выходным повышающим трансформатором путем расчета и построения схемы в программе MisCo-Cap выявила ряд недостатков, связанных с особенностями конструкции [3] (рис. 1), а именно:

---

<sup>1</sup>E-mail: pleased\_homer@mail.ru

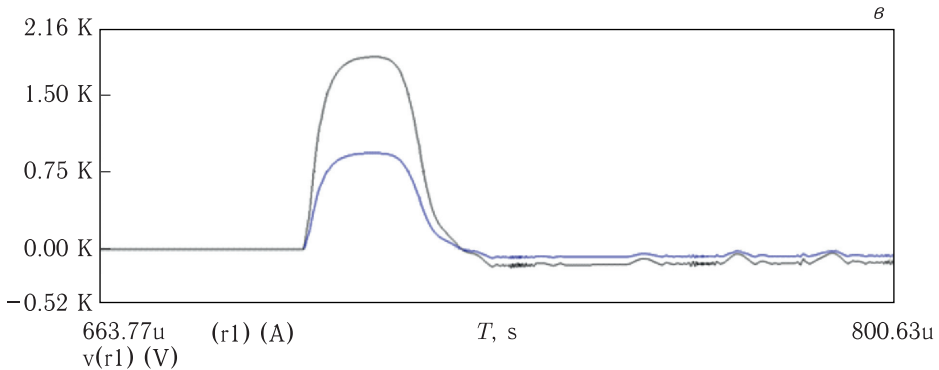
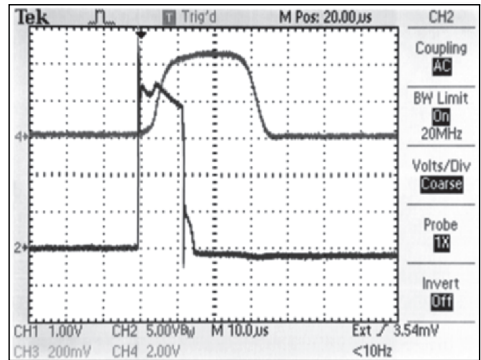
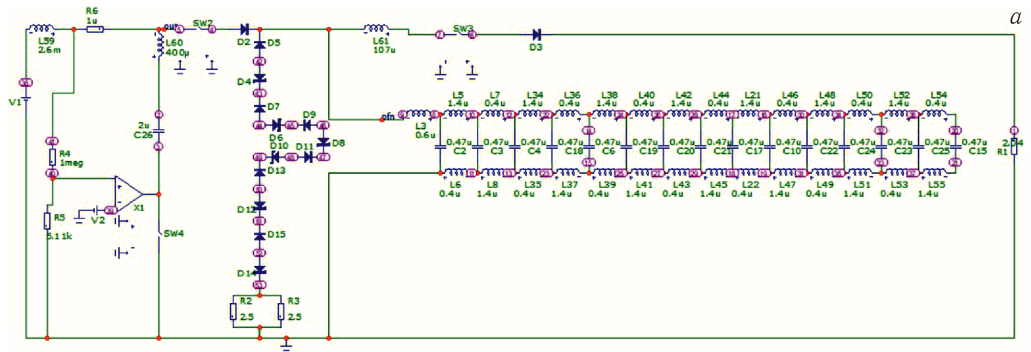


Рис. 1. а) Эквивалентная схема модулятора, адаптированная для расчетов в программе Micro-Cap; б) осциллограмма импульса на нагрузке модулятора клистрона ЛИНАК-200 (2 — входной импульс, 4 — выходной импульс); в) графики зависимостей напряжения и тока от времени на нагрузке

- 1) громоздкость, в основном из-за габаритов трансформатора, в связи с этим — низкая надежность;
  - 2) проблематичность обеспечения плоской вершины импульса.
- Авторами доклада разработан новый модулятор с частичным разрядом емкости и с высоковольтным твердотельным ключом без использования повышающего транс-

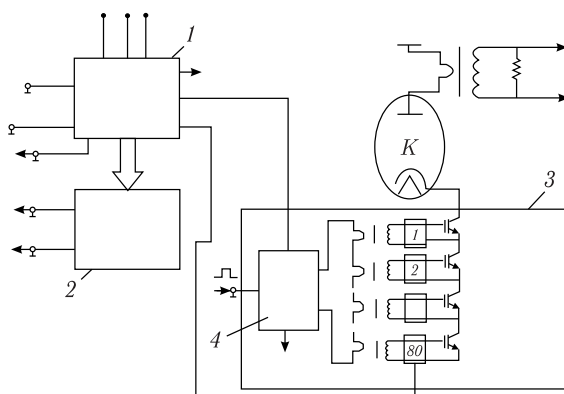


Рис. 2. Блок-схема модулятора с твердотельными ключами, без использования силового трансформатора: 1 — источник питания; 2 — система контроля  $U_k$ ,  $I_{cp}$ ; 3 — высоковольтный транзисторный ключ; 4 — система управления

форматора, на IGBT-транзисторах. Функциональная блок-схема такого модулятора представлена на рис.2. Были произведены расчеты и построение высоковольтного твердотельного ключа в программе Micro-Cap.

### МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ МОДУЛЯТОРА. ПОСТРОЕНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ТВЕРДОТЕЛЬНОГО КЛЮЧА

После анализа параметров существующих ключей [4, 5] было отдано предпочтение в пользу IGBT-транзисторов с параметрами [6], указанными в табл. 1.

При этих транзисторах количество последовательно соединенных ячеек становится порядка 80 (3000 В на ключ), что необходимо для используемого клистрона ТН2129 (Thomson) с напряжением на катоде 240 кВ.

$$N = \frac{U_{ип}}{U_{\max. \text{вых}}} k_3,$$

где  $U_{ип}$  — напряжение высоковольтного источника питания системы;  $U_{\max. \text{вых}}$  — максимально допустимое рабочее напряжение одного транзистора;  $k_3$  — коэффициент запаса по напряжению, как правило,  $k_3 = 1,1-1,3$ . В нашем случае

$$N = \frac{240000}{4000} \cdot 1,3 \approx 80.$$

При этом импульсный ток одного транзистора 300 А. Проблема создания высоковольтного твердотельного коммутатора состоит не только в необходимости последовательного соединения, а еще и в обеспечении безопасной траектории переключения ключей

Таблица 1. Основные параметры выбранного IGBT-транзистора

Параметр	Значение
Напряжение на коллекторе $V_{ces}$ , В	4000
$I_{c25}$ , А	30
Падение напряжения на коллекторе-эмиттере в режиме насыщения $V_{ce(sat)}$ , В	$\leq 3,1$

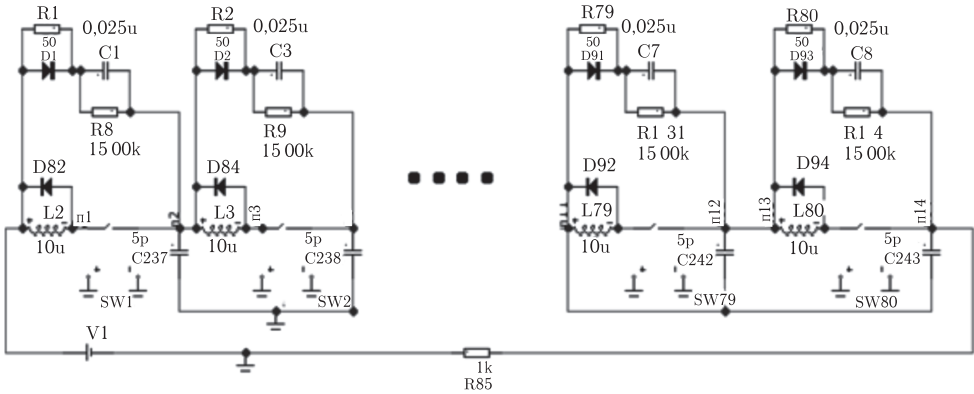


Рис. 3. Предложенная схема коммутатора

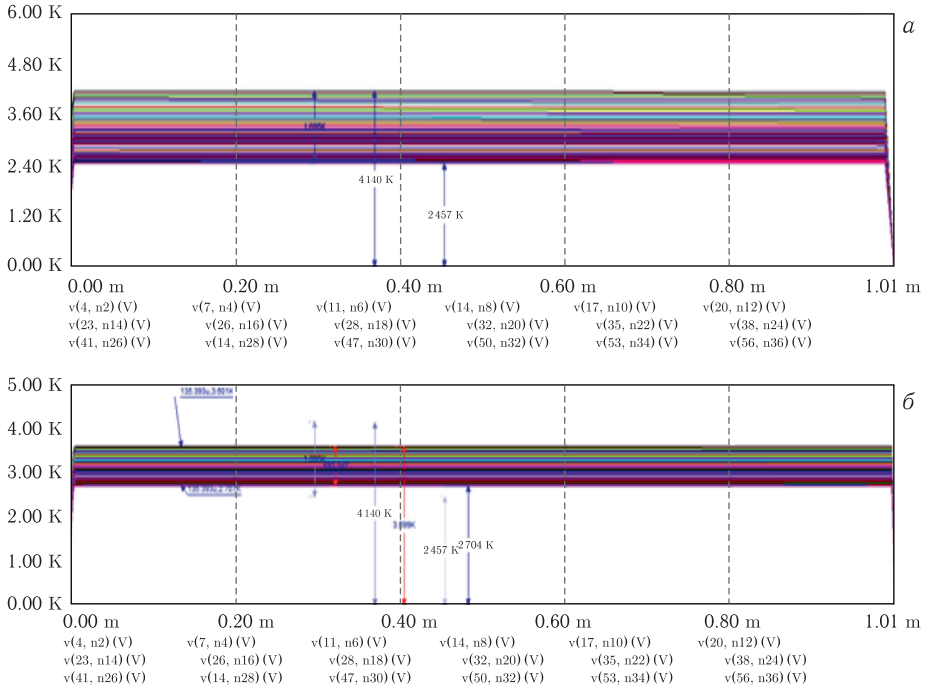


Рис. 4. Графики зависимостей падений напряжений на коммутаторах каждой из 80 секций; а)  $C_{\phi} = 0,025 \text{ мкФ}$ ; б)  $C_{\phi} = 0,05 \text{ мкФ}$

как при открывании, так и при запираиии, причем при открывании ключа, когда ток ключа возрастает, необходимо задержать нарастание тока на время падения напряжения. Численные значения этих задержек вычисляются из параметров транзистора. На рис. 3 приведена структурная схема твердотельного ключа, построенного на базе IGBT-транзисторов с изолированным затвором (Insulated Gate Bipolar Transistors) с учетом паразитных емкостей элементов схемы относительно корпуса 5 пФ.

Собранная схема 80 ячеек позволяет провести анализ падений напряжений на ключах каждой из 80 секций за время их замыкания, 5 мкс (рис. 4).

## ФОРМИРОВАНИЕ БЕЗОПАСНОЙ ТРАЕКТОРИИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО IGBT-КЛЮЧА В ТВЕРДОТЕЛЬНОМ МОДУЛЯТОРЕ ЛИНЕЙНОГО УСКОРИТЕЛЯ

После выбора типа ключевых транзисторов и конфигурации схем цепей формирования безопасной траектории их переключения [7] следует рассчитать параметры отдельных элементов (табл. 2). Принципиальная схема силовой части ключа приведена на рис. 5.

Таблица 2. Основные параметры ключей

Параметр	Значение
Максимальный допустимый импульс напряжения стока $V_{CES}$ , В	4000
Ток перегрузки в открытом состоянии, на время 1 мс $I_{CM}$ , А	360 (1 мс)
Ток перегрузки при переключении ( $U_c \leq 3200$ В) $I_{SSOA}$ , А	300
Максимальная скорость нарастания напряжения при запираиии $\rho_u$ , В/нс	$\leq 10$
Время задержки включения $t_d$ (on), нс	55
Время нарастания тока при включении $t_r$ , нс	146
Время задержки выключения $t_d$ (off), нс	210
Время спада тока при выключении $t_f$ , нс	514

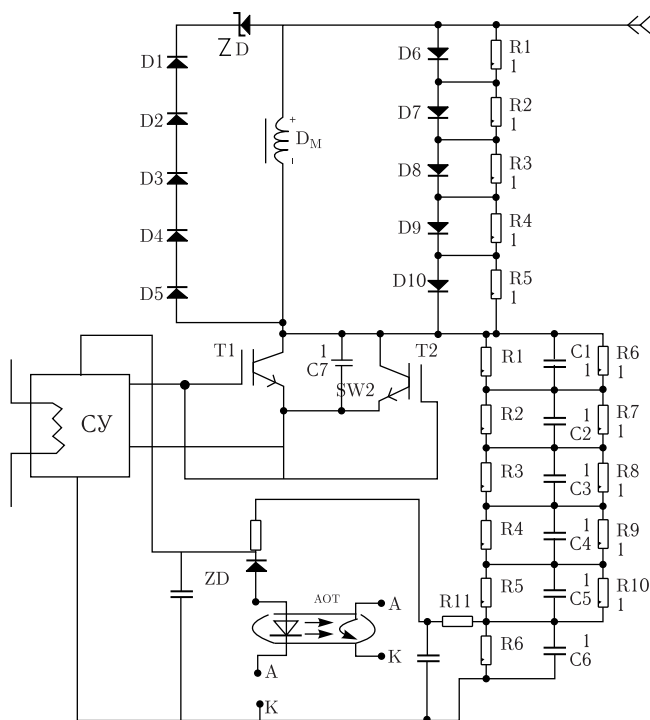


Рис. 5. Схема ключевой ячейки: D1–D5 — ZD-клипперная цепь обратного выброса  $D_n$ ; D6–D10 — диоды заряда C1–C6; R1–R5 — резисторы разряда C1–C6; C1–C6 — конденсаторы задержки нарастающего напряжения на ключе;  $D_n$  — дроссель насыщения, дроссель задержки напряжения тока ключа

## НАЗНАЧЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ФОРМИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ, ПОРЯДОК РАСЧЕТА

1. Дроссель  $D_n$  формирует траекторию переключения при отпирании ключа. Дроссель изготавливается на кольцевом ферритовом магнитопроводе, работающем в режиме насыщения. Объем магнитопровода  $V_c$ :

$$V_c = Sl = \frac{\tau_3 u_c \mu_0 \rho_n}{B_s^2} \Rightarrow \begin{cases} n = (\tau_3 u_c)/(B_s S), \\ L_n = (n^2 S \mu_0)/l, \end{cases}$$

где  $V_c$  — в см<sup>3</sup>;  $\tau_3$  — в мкс;  $u_c$  — в В;  $\mu_0$  — в Н/м;  $\rho_n$  — в А/мкс;  $B_s$  — в Тл для ферритового сердечника.

Цепочка диодов D1–D5 и стабилитрон ZD необходимы для демпфирования обратного выброса дросселя задержки. ЭДС самоиндукции дросселя после выключения ключа  $\tau_3$  выбирается из условия  $\tau_3 \geq t = 400$  нс,  $\rho_n$  выбирается из условия допустимого приращения тока при коротком замыкании, за время выключения плюс время распространения сигнала перегрузки  $\approx 1$  мкс,  $\Delta I \approx 300$  А, т. е.  $\rho_n \approx 300$  А/мкс.

Необходимый объем сердечника при времени задержки выключения  $\tau_3 = 600$  мкс равен:

$$V_c[\text{см}^3] = \frac{(0,6 \text{ мс} \cdot 3600 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 300)}{0,35^2} \text{ А/мкс.}$$

Необходимое число витков обмотки дросселя:

$$n = \frac{\tau_3 u_c}{B_s S} \quad \text{или} \quad n = \frac{0,6 \cdot 10^{-6} \cdot 3000}{0,35 \cdot 0,49 \cdot 10^{-4}} = 105.$$

Диаметр провода выбран исходя из допустимого значения плотности тока, зависящей от эффективности охлаждения.

Предположим, что  $j_{\text{доп}} = 7$  А/мм<sup>2</sup>, эффективное значение тока  $I_{\text{эф}} = I/\sqrt{Q} = 235/\sqrt{2000} = 5$  А,  $Q$  — скважность чередования импульсов,  $d_{\text{пр}} = \sqrt{I_{\text{эф}}/\pi j} = 0,95$  мм.

2. Цепочки конденсаторов C1–C6, диодов D6–D10, резисторов R1–R5 служат для задержки скорости нарастания напряжения на коллекторе при выключении ключа. Варисторы VR1–VR6, резисторы R6 выравнивают величины падения напряжений на конденсаторах C1–C6. При выключении ключа ток нагрузки протекает через диоды D6–D10 и заряжает конденсаторы C1–C6 до напряжения питания. При этом скорость нарастания напряжения на коллекторе ограничивается.

Критерием при выборе величины емкостей C1–C6 является время спада тока коллектора при выключении  $t_f$

$$\tau_{\text{нар}} = \frac{C1-C6}{6} \frac{U_c \max}{I_c \max} \geq t_f \quad \text{или} \quad C1-C6 \geq \frac{6\tau_f I_c}{u_c}.$$

При  $u_c = 3000$  В (рабочее напряжение одной ячейки)  $I_c = 235$  А (рабочий ток),  $C1-C6 \geq 117,5 = 150$  нФ.

Постоянная времени задержки нарастания напряжения  $t_{\text{нар}} = 319$  мкс  $>$  250 мкс  $= t_f$ .

При выключении ключа ток заряда цепочки конденсаторов протекает через цепочку диодов D6–D10 с шунтирующими резисторами R1, R5. Эти резисторы предназначены для ограничения тока разряда конденсаторов при включении ключа

$$\tau_p = \frac{T_i}{\frac{3000}{I_i \frac{100}{100}}} = 1,47 \text{ мс или } R_p = 58,8 \text{ Ом, или для (R1–R5)} = \frac{R_p}{6} = 9,8 \sim 10 \text{ Ом.}$$

Оценим мощность, рассеиваемую на шести резисторах при частоте повторения 100 Гц:  $P_n = (cu^2 f)/2 = 11,25 \text{ Вт}$ . На одном резисторе  $P_1 = 11,25/6 = 1,9 \text{ Вт} \approx 2 \text{ Вт}$ .

3. Расчет резисторов R6–R11. Как видно из рис. 5, «нижний» вывод резистора R11 соединяется с истоком ключа через стабилитрон напряжения 15 В и резистор R12.  $U_{ст} = 15 \text{ В} + 2 \text{ В} = 17 \text{ В}$  — падение напряжения на входе оптрона. Ток резистора, когда ключ закрыт, заряжает конденсатор  $C_{н1}$  до напряжения 17 В. Это напряжение является питающим для схемы управления СУ. К каждому резистору R6–R11 в закрытом состоянии ключа прикладывается напряжение 500 В. Для питания схемы управления необходим ток порядка 2 мА. То есть сопротивление резисторов R6–R11 = 500 В/2 мА = 250 кОм, выбираем ближайший стандартный номинал R6–R11 = 240 кОм. Рассеиваемая мощность на резисторе  $P_p = 500 \text{ В} \cdot 2 \text{ мА} = 1000 \text{ мВт} = 1 \text{ Вт}$ , выбираем резистор мощностью 2 Вт.

Варисторы VR1–VR6, необходимые для ограничения напряжения на ключе, которое может возникать по причине разброса номиналов элементов схемы от ячейки к ячейке (80 шт.) (при напряжении одного варистора 560 В), величина ограничения  $V_{огр} = 560 \cdot 6 = 3360 \text{ В}$ , т. е. примерно 10 % от падения напряжения в закрытом состоянии.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках данной работы были выполнены следующие задачи.

- Проведено построение действующей схемы модулятора и расчет зависимостей токов и напряжений структурной схемы с помощью среды Micro-Cap11.

- Выявлены слабые места модулятора, предложены варианты по изменению конструкции модулятора: заменить ключ на твердотельные коммутаторы, изменить способ разряда модулятора на частичный разряд, заменить трансформатор на схему с IGBT-транзисторами.

- Выполнен расчет коммутаторов, в том числе с защитными элементами, приведено подробное описание плана дальнейших работ по разработке модулятора на IGBT-транзисторах, проработана элементная база будущего модулятора.

- Проведена проверка работоспособности схемы коммутаторов в программе Micro-Cap11. Схема на уровне принципиальной идеи оказалась работоспособной. В дальнейшем планируется собрать на основании расчетов рабочий макет модулятора.

Реализация предложенного модулятора на IGBT-транзисторах позволит увеличить напряжение на катодах клистронов до номинального и использовать клистроны в режиме генерации максимальной высокочастотной мощности, что, в свою очередь, позволит увеличить выходную энергию ускорителя в 1,4 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Кобец В. В., Мешков И. Н., Морозов Н. А. и др.* Проект ДЭЛСИ — дубненский электронный синхротрон // АЭ. 2003. Т. 94. С. 37–42.
2. TH 2129. Pulsed Klystron Amplifier. Operating Manual. Thomson Tubes Electronics. ОРН2129. 1991.
3. Проект ДЭЛСИ. Гл. 9. Дубна, 1999.
4. Силовые полупроводниковые приборы / Пер. с англ.; Под ред. В. В. Токарева. Воронеж, 1995.
5. *Полищук А. Г.* Вопросы разработки твердотельных импульсных модуляторов для электровакуумных приборов СВЧ // Современная электроника. 2005. № 3.
6. High Voltage IGBT For Capacitor Discharge Applications IXGF30N400. IXYS Corporation, 2009.
7. *Казанцев В. И., Платонов С. А., Сергеев В. Г.* Влияние паразитных параметров на разброс напряжений в высоковольтных твердотельных ключах, построенных по последовательной схеме // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 2012. Вып. 7. С. 60–69.