

25



ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СО АН СССР

**В.Н. Зайцев, С.А. Кузнецов, Н.К. Куксанов,
Р.А. Салимов, С.Н. Фадеев, В.Г. Черепков**

**ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ
МОЩНОГО ЭЛЕКТРОННОГО УСКОРИТЕЛЯ**

ПРЕПРИНТ 90-50



НОВОСИБИРСК

Б. Н. Зайцев, С. А. Кузнецов, Н. К. Кузнецов,
Р. А. Савинков, С. Н. Фадеев, В. Т. Черепков

ВЫСОКОМОЩНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСКОРИТЕЛИ

ПРЕПРИНТ 90-50

НОВОСИБИРСК

1991

© Институт ядерной физики СО АН СССР

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время радиационные технологии прочно закрепили свои позиции в структуре промышленного производства, подтвердили свою эффективность, а в ряде случаев и уникальность. Дальнейшее их развитие определяется, в первую очередь, параметрами электронных ускорителей—основных источников излучения для этих процессов. Существующие до сих пор ускорители, предназначенные для промышленного применения, имеют мощность не более 100 кВт у нас в стране и 200 кВт за рубежом [1, 2]. В то же время реально обсуждаются проекты создания радиационных комплексов—главным образом для экологических целей—с суммарной мощностью 10 МВт и более [3]. Очевидно, что для создания подобных систем необходимы модули с мощностью, как минимум, 0.5—1.0 МВт, что значительно превышает параметры существующих ускорителей.

В ИЯФ СО АН СССР создана установка и проведены эксперименты по рекуперации электронного пучка с током до 1 А и энергией 1 МэВ. Было показано, что ускорительная трубка может длительно и устойчиво работать в режиме ускорения токов вплоть до 1 А и напряжении 1 МВ при длине изолятора ~ 1 м [1, 4]. Тем самым появилась предпосылка для создания ускорителя электронов с необходимой мощностью пучка. Работы по проектированию источника питания и выпускного устройства для мощного ускорителя были начаты еще до окончания экспериментов по рекуперации, как только у нас появилась уверенность в надежной работе

ускорительной трубки. Для создания этой машины было решено максимально использовать элементы и технологии, используемые в процессе изготовления ускорителей серии ЭЛВ. Этим обстоятельством, а также наличием преобразователя частоты определились главные характеристики машины: она является однофазной и имеет мощность 500 кВт в диапазоне энергий 0.5—1.0 МВ. Поскольку вывод пучка в атмосферу осуществляется в устройстве с адиабатическим сжатием пучка продольным нарастающим полем [4], то ускорительная трубка является выносной и соединяется с источником высоковольтным фидером. Заметим, что такая конструкция допускает работу на одну трубку нескольких источников параллельно.

В данном препринте рассматриваются вопросы разработки мощного высоковольтного источника.

1. ВЫБОР КОМПОНОВКИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА-ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Для правильного понимания электромагнитных процессов в мощном источнике ускоряющего напряжения и выбора его оптимальной конструкции проведем сравнительный анализ вариантов компоновки трансформатора-выпрямителя. Высоковольтность конструкции предполагает наличие значительного газового зазора между вторичной и первичной обмотками, а также между вторичной обмоткой и элементами, расположенными на потенциале земли. Рассматриваемые конструкции являются однофазными, аксиально-симметричными. По торцам и внешней стороне цилиндра расположены магнитопроводы обратного потока. Трансформаторы предполагаются сдвоенными, т. е. высокий потенциал находится в середине колонны. При этом происходит параллельная работа верхней и нижней половин на общую нагрузку.

Возможны 3 варианта компоновки источника, отличающиеся взаимным расположением первичной и вторичной обмоток и наличием либо отсутствием центрального магнитпровода. Все они изображены на рис. 1.

Вариант № 1 (рис. 1, а) — трансформатор без центрального магнитпровода. Вторичная обмотка расположена внутри первичной. Такое решение применяется в ускорителях типа ЭЛВ. В дальнейшем эту компоновку будем называть 1-2-0 (первичка, вторичка, сердечник отсутствует).

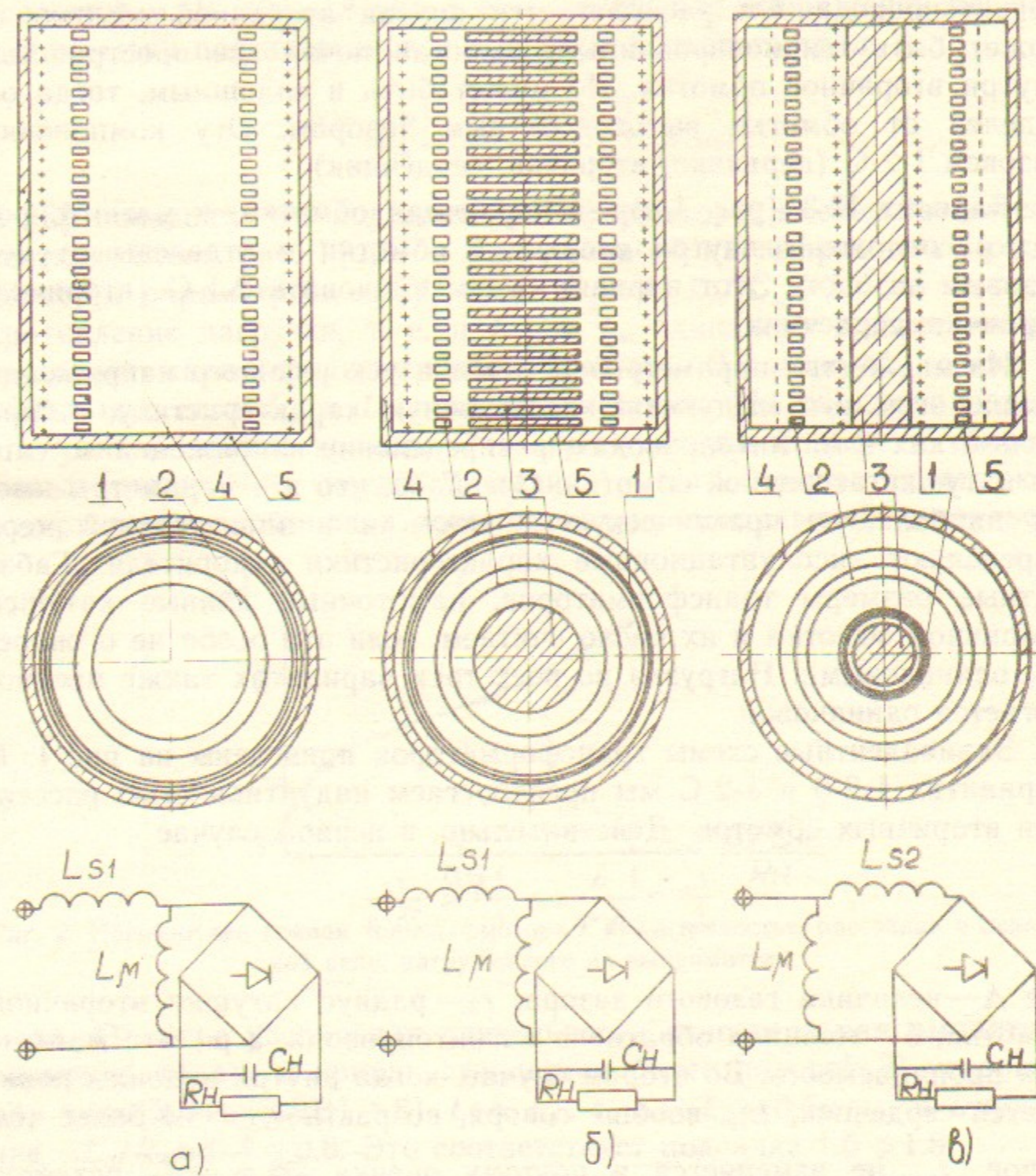


Рис. 1. Возможные варианты компоновки и эквивалентные схемы высоковольтного источника питания: а — вариант № 1 (1-2-0); б — вариант № 2 (1-2-С); в — вариант № 3 (2-1-С).

1 — первичная обмотка, 2 — катушка вторичной обмотки, 3 — центральный магнитпровод, 4 — обратный магнитпровод, 5 — радиальные (донные) магнитпроводы. L_{s1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки, L_{s2} — индуктивность рассеяния катушек вторичной обмотки, L_M — индуктивность намагничивания (взаимная индуктивность), R_H , C_H — сопротивление и емкость нагрузки. На рисунках не показано расположение выпрямительных схем секций. Они могут располагаться как внутри, так и снаружи катушек вторичной обмотки. В любом случае это не оказывает влияния на рассматриваемые характеристики.

Вариант № 2 (рис. 1,б) отличается наличием центрального магнитопровода. Он располагается внутри вторичной обмотки и может быть секционированным, занимая почти все пространство внутри вторичной обмотки. Но может быть и сплошным, тогда он отделен от обмотки высоковольтным зазором. Эту компоновку назовем 1-2-С (первичка, вторичка, сердечник).

Вариант № 3 (рис. 1,в) — и первичная обмотка, и магнитопровод расположены внутри вторичной обмотки и отделены от нее газовым зазором. Этот вариант будем именовать 2-1-С (вторичка, первичка, сердечник).

Из множества параметров источника ускоряющего напряжения можно выделить следующие: нагрузочную характеристику, потери в обмотках и магнитопроводах, распределение напряжения по слоям катушки вторичной обмотки. Очевидно, что эти параметры имеют наибольшую практическую ценность и в значительной мере определяют эксплуатационные характеристики ускорителя. Габаритные размеры трансформаторов, намоточные данные катушек вторичной обмотки и их число считаем, если это особо не оговорено, одинаковыми. Нагрузка во всех трех вариантах также предполагается одинаковой.

Эквивалентные схемы трансформаторов приведены на рис 1. В вариантах 1-2-0 и 1-2-С мы пренебрегаем индуктивностью рассеяния вторичных обмоток. Действительно, в первом случае

$$\frac{L_{s2}}{L_{\mu}} \approx \frac{\Delta}{\delta_{\mu} \cdot \mu}, \quad \frac{L_{s2}}{L_{s1}} \approx \frac{r_2}{2\delta \cdot \mu},$$

где Δ — величина газового зазора, r_2 — радиус катушки вторичной обмотки, δ — толщина обратного магнитопровода, а μ — его магнитная проницаемость. Во втором случае, когда внутри колонны появляется сердечник, L_{s2} , вообще говоря, возрастает, но не более чем вдвое, L_{s1} не изменяется и поэтому оценка $\frac{L_{s2}}{L_{s1}} \approx \frac{r_2}{2\delta \cdot \mu}$ остается справедливой. Реальные параметры: $\Delta \approx 12$ см, $\delta = 2$ см, $r_2 = 35$ см и для $\mu \approx 100$ $L_{s2}/L_{s1} \leq 0.1$. Для третьего варианта (2-1-С) первичная и вторичная обмотки меняются местами и эквивалентная схема не учитывает L_{s1} , которая, как легко убедиться, пренебрежимо мала, как и L_{s2} в предыдущем случае.

Подсадка α является удобной характеристикой источника. Она равняется отношению выходного напряжения в режиме холостого хода к напряжению на выходе под нагрузкой. При работе ускорителя

система стабилизации поддерживает выходное напряжение постоянным. В этом случае α есть отношение напряжений первичной обмотки под нагрузкой и в режиме холостого хода:

$$\alpha = \frac{U_{2n}}{U_2} \Big|_{U_1 = \text{const}} = \frac{U_{1n}}{U_{1n}} \Big|_{U_2 = \text{const}}$$

В [5] показано, что подсадка трансформатора, имеющего эквивалентную схему рис. 1(а,б) и нагруженного на выпрямитель, определяется параметром $\omega L_{\parallel} / R_n$, где $L_{\parallel} = L_{s1} L_{\mu} / (L_{s1} + L_{\mu})$, а R_n — сопротивление нагрузки, т. е. и L_{s1} , и L_{μ} одинаково влияют на нагрузочную характеристику трансформатора. В частности, ее вид не изменится, если L_{s1} и L_{μ} поменять местами. На рис. 2 приведена эта универсальная кривая. Она имеет резкий подъем в области малых токов (т. е. когда R_n велико), что объясняется высоким содержанием гармоник в токе, поскольку длительность импульсов

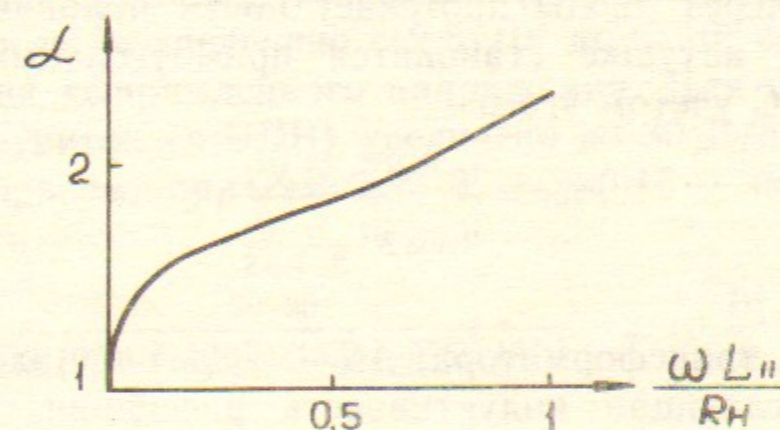


Рис. 2. Нагрузочная кривая трансформатора с индуктивностью рассеяния в первичной цепи, нагруженного на выпрямитель.

мала. По мере увеличения длительности относительная амплитуда гармоник падает и кривая становится более пологой. В ускорителях типа ЭЛВ (ЭЛВ1 ÷ 8) $L_{s1} \approx L_{\mu}$, т. е. $\omega L_{\parallel} = 0.5 \omega L_{s1}$, а отношение $\omega L_{\parallel} / R_n \approx 0.4 \div 0.6$. Это соответствует подсадке 1.5 ÷ 1.8.

Поместим внутрь вторичной обмотки магнитопровод, т. е. от варианта 1-2-0 перейдем к 1-2-С и 2-1-С. Поскольку число витков обмоток осталось неизменным, то L_{μ} увеличивается, а L_{s1} остается неизменной. Это приводит к уменьшению тока первичной обмотки (т. е. снижению ее потерь) как в режиме холостого хода, так и под нагрузкой. Увеличение L_{μ} приводит также к возрастанию $L_{\parallel} = L_{s1} L_{\mu} / (L_{s1} + L_{\mu})$, а следовательно и подсадки α . В варианте 2-1-С $\omega L_{\parallel} = \omega L_{s2}$ и подсадка тоже больше, чем в варианте 1-2-0. Таким образом, при одинаковом числе витков в обмотках вариант

1-2-0 обладает лучшей нагрузочной способностью, т. е. при фиксированном R_n имеет меньшую подсадку. Необходимо заметить, что, поскольку $R_n \approx \omega L_s$, ωL_μ , входные параметры трансформатора под нагрузкой (U_1, I_1) будут примерно одинаковы, а основное увеличение подсадки заключается в различной величине U_{1x} при $U_2 = \text{const}$. Для варианта без магнитопровода U_{1x} должно быть в $(L_{s1} + L_\mu)/L_\mu$ раз больше.

Габаритная мощность источника

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_n} = \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 \frac{S_\mu^2 N^2}{R_n},$$

где N — полное число витков вторичной обмотки, S_μ — эффективная площадь ее, B — рабочая индукция. Для определенности выберем $\omega L_\mu / R_n = 0.5$ ($\alpha = 1.7$). В таких режимах угол отсечки тока близок к π , т. е. ток через диоды протекает почти половину периода, и напряжение на катушке становится прямоугольным [5]. Тогда $dB/dt = 4fB_{\text{max}}$. С учетом этого

$$P_{\text{вых}} = \frac{16f^2 B_{\text{max}}^2 S_\mu^2 N^2 L}{2\omega\mu_0 N^2 \frac{S_\mu \Delta S}{S_\mu + \Delta S}},$$

здесь L — длина трансформатора; ΔS — часть площади поперечного сечения, определяющая индуктивность рассеяния. Переходим к удельной мощности $P = P_{\text{вых}}/L$:

$$P = \frac{8f B_{\text{max}}^2}{\pi \mu_0} S_\mu \left(1 + \frac{S_\mu}{\Delta S}\right) \quad (\text{вариант 1-2-0}), \quad (1)$$

$$P = \frac{8f B_{\text{max}}^2 S_\mu^2}{\pi \mu_0 \Delta S} \quad (\text{варианты 1-2-С, 2-1-С}).$$

Эти выражения можно переписать:

$$P = \frac{U_{\text{вит}}^2}{2\omega\mu_0 \frac{S_\mu \Delta S}{S_\mu + \Delta S}}, \quad (2)$$

$$P = \frac{U_{\text{вит}}^2}{2\omega\mu_0 \Delta S}.$$

Здесь $U_{\text{вит}}$ — витковое напряжение катушки вторичной обмотки. Заметим, что такая (2) форма записи гораздо удобнее для оценки

мощности, поскольку содержит лишь $U_{\text{вит}}$ и геометрические параметры. Если зафиксировать геометрические размеры, то

$$P \sim \frac{U_{\text{вит}}^2}{\omega} \sim \omega B^2.$$

В случае ускорителей ЭЛВ: $\omega \approx 2.5 \cdot 10^3$, $r_1 = 0.5$ м, $r_2 = 0.35$ м, $B_{\text{max}} = 100$ Гс, $U_{\text{вит}} = 6$ В, а удельная мощность равняется 32 кВт/м.

Как уже упоминалось во введении, источник питания мы решили делать в габаритах ускорителя типа ЭЛВ. Наиболее подходящим оказался ускоритель ЭЛВ-6. При высоте колонны ≈ 3 м его мощность составляет 100 кВт. Компоновать новую машину мы решили по варианту №3, т. е. 2-1-С, так как в такой геометрии легче осуществить соединение выпрямителя с трубкой через фидер. Для увеличения удельной мощности (по сравнению с ЭЛВ) изменены и $U_{\text{вит}}$ и ω ; ω увеличено с $2.5 \cdot 10^3$ до $6 \cdot 10^3$ с целью уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. Для подъема мощности $U_{\text{вит}}$ с 6 В/виток (в ЭЛВ) увеличено до 30 В/виток.

Таким образом, при $r_2 = 0.35$ м, $r_1 = 0.15$ м получается удельная мощность

$$P = \frac{30 \cdot 30}{2 \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 1.2 \cdot 10^{-6} \pi (1220 - 225) \cdot 10^{-4}} = 2 \cdot 10^5 \frac{\text{Вт}}{\text{м}} = 200 \frac{\text{кВт}}{\text{м}}.$$

Заметим, что если бы ω не менялось, то для получения такой мощности было бы достаточно ≈ 20 В/виток, а если бы еще была оставлена и компоновка ЭЛВ, т. е. 1-2-0, то хватило бы и 15 В/виток. Т. е. увеличение вдвое виткового напряжения — плата за высокую частоту и более удобную компоновку.

Неравномерность распределения напряжения, по слоям катушки вторичной обмотки является существенным фактором, влияющим на надежность работы. Этот эффект обусловлен конечными размерами катушки в радиальном направлении. Витки внутренних и внешних слоев имеют различную площадь, поэтому потоки, охватываемые ими, различны. Вследствие этого различны и напряжения внутренних и внешних витков. Проведем количественную оценку.

Катушка вторичной обмотки имеет средний радиус r_2 и толщину Δr , радиус первичной обмотки r_1 . Если имеется сердечник, то его радиус r_c , а проницаемость μ . Влиянием обратного магнито-

провода пренебрегаем, т. е. полагаем, что весь поток замыкается только через него. Источник работает в режиме стабилизации выходного напряжения, т. е. U_1 в режиме холостого хода и под нагрузкой отличаются в α раз. Тогда для компоновки 1-2-0:

$$\alpha \dot{B}_0 r_1^2 = \dot{B}_0 r_2^2 + \dot{B}_1 (r_1^2 - r_2^2),$$

$$\dot{B}_1 = (\alpha - 1) \frac{\dot{B}_0 r_2^2}{r_1^2 - r_2^2} + \alpha \dot{B}_0;$$

для компоновки 1-2-С:

$$\alpha \dot{B}_0 [r_1^2 - r_2^2 + (\mu - 1) r_c^2] = (\mu - 1) \dot{B}_0 r_c^2 + \dot{B}_0 r_2^2 + \dot{B}_1 (r_1^2 - r_2^2),$$

$$\dot{B}_1 = \alpha \dot{B}_0 + (\alpha - 1) \frac{r_2^2 \dot{B}_0}{r_1^2 - r_2^2} + (\alpha - 1) \frac{(\mu - 1) r_c^2}{r_1^2 - r_2^2} \dot{B}_0;$$

где B_0 — поле первичной обмотки в режиме холостого хода в воздухе; μB_0 — поле в сердечнике; B_1 — поле в зазоре между первичной и вторичной обмотками. На рис. 3 приведено радиальное распределение магнитного поля, соответствующее каждому из рас-

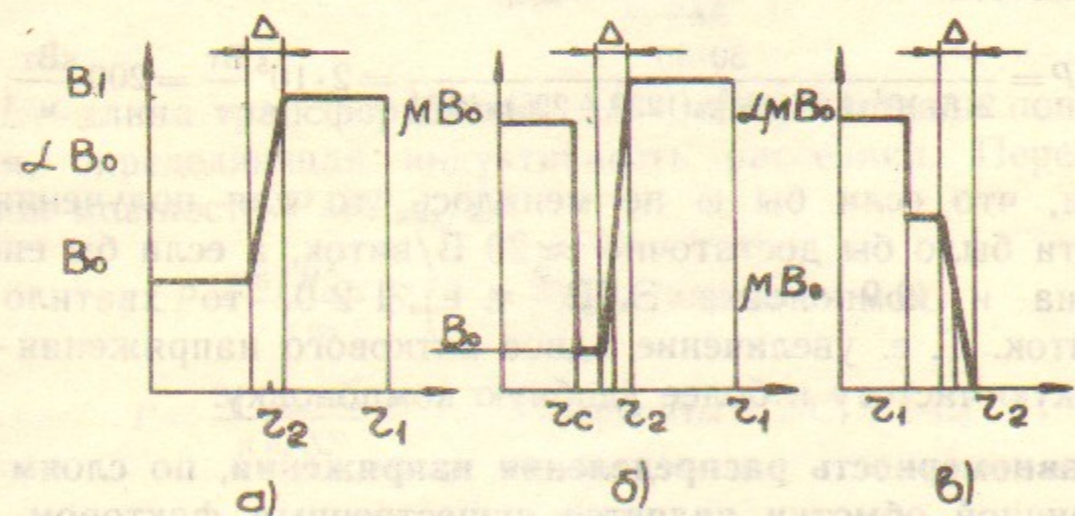


Рис. 3. Радиальное распределение магнитного поля для различных компоновок: а) 1-2-0; б) 1-2-С; в) 2-1-С. r_1 — радиус первичной обмотки, r_c — радиус сердечника; r_2 — средний радиус катушки вторичной обмотки; Δ — толщина катушки.

считываемых случаев. На размере катушки Δr происходит изменение поля от B_0 до B_1 . Поле меняется по линейному закону, так как катушка катушки равномерна:

$$B(r) = \begin{cases} B_0 & r < r_2 - \Delta/2 \\ B_0 + \frac{B_1 - B_0}{\Delta} \left(r - r_2 + \frac{\Delta}{2} \right) & r_2 - \frac{\Delta}{2} < r < r_2 + \frac{\Delta}{2} \\ B_1 & r_2 + \Delta/2 < r < r_1 \end{cases}$$

$$\Delta U = U \left(r_2 + \frac{\Delta}{2} \right) - U \left(r_2 - \frac{\Delta}{2} \right) = \int_{r_2 - \frac{\Delta}{2}}^{r_2 + \frac{\Delta}{2}} \dot{B}(r) 2\pi r dr = \pi r_2 \Delta (\dot{B}_0 + \dot{B}_1)$$

с точностью до членов Δ/r_2 . Как легко увидеть, это просто произведение площади катушки на величину среднего поля. В варианте 1-2-0 $\bar{U} = U(r_2) = \pi r^2 \dot{B}_0$, тогда

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta}{r_2} \left(1 + \frac{\dot{B}_1}{\dot{B}_0} \right) = \frac{\Delta}{r_2} \left[1 + \alpha + (\alpha - 1) \frac{r_2^2}{r_1^2 - r_2^2} \right]. \quad (3)$$

В этом случае неравномерность может быть весьма значительной: при $\Delta/r_2 \approx 0.1$ и $\alpha \approx 2$, а $r_2^2 \approx r_1^2 - r_2^2$ (это все параметры ЭЛВ) $\Delta U/U \approx 0.4$. Заметим, что рассматриваемая неравномерность является одним из ограничений на величину удельной мощности в ускорителях ЭЛВ.

В компоновке 1-2-С, т. е. когда внутрь вторички помещен сердечник,

$$\bar{U} = \pi r_2^2 \dot{B}_0 \left(1 + \frac{(\mu - 1) r_c^2}{r_2^2} \right),$$

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta}{r_2 \left(1 + \frac{(\mu - 1) r_c^2}{r_2^2} \right)} \left(1 + \frac{\dot{B}_1}{\dot{B}_0} \right) =$$

$$= \frac{\Delta}{r_2} \frac{\left(1 + \alpha + (\alpha - 1) \frac{r_2^2}{r_1^2 - r_2^2} \right)}{\left(1 + \frac{(\mu - 1) r_c^2}{r_2^2} \right)} + \frac{\Delta}{r_2} (\alpha - 1) \frac{(\mu - 1) r_c^2}{(r_1^2 - r_2^2) \left(1 + \frac{(\mu - 1) r_c^2}{r_2^2} \right)}. \quad (4)$$

Полагая $(\mu - 1) r_c^2 \gg r_2^2$:

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{\Delta}{r_2} (\alpha - 1) \frac{r_2^2}{r_1^2 - r_2^2},$$

т. е. наличие сердечника уменьшает неравномерность и при параметрах ЭЛВ максимальный выигрыш составит $2\alpha/(\alpha - 1) \approx 4$.

Сделаем подобную оценку и для третьего варианта, т. е. компоновки 2-1-С. Полагая $r_1 = r_c$, находим поле в зазоре между обмотками:

$$\dot{B}_0 \mu r_1^2 = \alpha \dot{B}_0 \mu r_1^2 + \dot{B}_1 (r_2^2 - r_1^2),$$

$$\dot{B}_1 = -\frac{(\alpha-1)\mu r_1^2}{r_2^2 - r_1^2} \cdot \dot{B}_0.$$

В отличие от предыдущих вариантов, при идеальном магнитопроводе поле снаружи вторичной обмотки отсутствует и распределение $B(r)$ имеет следующий вид (рис. 3,в):

$$\dot{B}(r) = \begin{cases} 0 & r > r_2 + \Delta/2 \\ \dot{B}_1 \left(\frac{r_2 + \Delta/2 - r}{\Delta} \right) & r_2 - \frac{\Delta}{2} < r < r_2 + \frac{\Delta}{2} \\ \dot{B}_1 & r_1 < r < r_2 - \Delta/2 \end{cases}$$

$$\Delta U = \int_{r_2 - \frac{\Delta}{2}}^{r_2 + \frac{\Delta}{2}} \dot{B}(r) 2\pi r dr = \dot{B}_1 \pi r_2 \Delta, \quad U = \dot{B}_0 \mu r_1^2 \pi,$$

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\dot{B}_1 \pi r_2 \Delta}{\dot{B}_0 \mu r_1^2} = -\frac{\Delta}{r_2} \frac{r_2^2}{r_1^2} \frac{1}{\mu} \frac{\dot{B}_1}{\dot{B}_0} = \frac{\Delta}{r_2} \frac{(\alpha-1) r_2^2}{(r_2^2 - r_1^2)},$$

так как $r_2/r_1 \approx e$, то

$$\frac{r_2^2}{r_2^2 - r_1^2} \approx 1 \quad \text{и} \quad \frac{\Delta U}{U} = -(\alpha-1) \frac{\Delta}{r_2}.$$

Таким образом, неравномерность в этом случае такая же, как и в варианте 1-2-С, т. е. наличие сердечника уменьшает неравномерность одинаково во всех компоновках. Однако, если в первых двух случаях напряжение максимально на внешних слоях катушки, то сейчас — на внутренних.

Потери в первичной обмотке для рассматриваемых компоновок надо сравнивать при одинаковой мощности и одинаковой подсадке. Для этого витковые напряжения, т. е. число витков в обмотках, должны быть различны. Поскольку для варианта 1-2-0 $\omega L_{\parallel} = 0.5 \omega L_s$, а для вариантов 1-2-С и 2-1-С $\omega L_{\parallel} = \omega L_s$, то число витков в 1-2-0 должно быть в $\sqrt{2}$ больше, чем в других вариантах.

Для определенности выберем режим, когда $\omega L_{\parallel}/R_n = 0.5$. Тогда, в соответствии с эквивалентной схемой рис. 1,а, для компоновки 1-2-0:

$$I_1^2 = I_{\mu}^2 + I_n^2, \quad P_{\text{потерь}}^{1-2-0} = I_1^2 R = 2I_n^2 R,$$

где R — омическое сопротивление обмотки. Для компоновки 1-2-С при той же мощности L_{μ} в $\frac{1 + (\mu-1)r_c^2}{2r_2^2}$ больше. Омическое сопротивление в $\sqrt{2}$ меньше. Множители $1/2$ и $\sqrt{2}$ как раз и учитывают изменение числа витков. Для достаточно больших μ получаем:

$$P_{\text{потерь}}^{1-2-С} = I_n^2 \left(1 + \frac{2r_2^2}{\mu r_c^2} \right) \frac{R}{\sqrt{2}}$$

Предельное отношение $P^{1-2-0} : P^{1-2-С} = 2\sqrt{2}$. Для третьего варианта потери в обмотке еще меньше, поскольку ее омическое сопротивление уменьшается пропорционально радиусу, а их отношение ~ 4 . Поэтому можно написать

$$P_{1-2-0} : P_{1-2-С} : P_{2-1-С} = 4 \cdot 2\sqrt{2} : 4 : 1. \quad (5)$$

Необходимо отметить, что потери в первичной обмотке, хотя и являются важным параметром в источнике ускоряющего напряжения, но не могут претендовать на определяющую роль в выборе варианта компоновки. Поскольку в рассматриваемых машинах $U_{\text{вит}}$ достаточно велико (6—30 В/виток), то обмотка получается маловитковой и всегда существует возможность снизить потери до допустимой величины, уменьшая омическое сопротивление обмотки. Для этого достаточно, например, сделать намотку несколькими параллельными трубками. В этом смысле соотношение потерь (5) характеризует технологичность изготовления обмоток. (Обмотку с малыми потерями легче изготовить.) В ускорителях типа ЭЛВ первичные обмотки намотаны трубкой $\varnothing 12$ мм и толщиной стенки 1 мм [6]. В зависимости от мощности ускорителя намотка ведется двумя или четырьмя ветвями, так чтобы при мощности пучка 20—100 кВт потери не превышали 2—5 кВт. В случае мощного источника первичка выполнена из такой же трубки тремя ветвями и потери в ней составляют $0.7 \cdot 10^3$ Вт для режима $1.0 \text{ МВ} \times 0.5 \text{ А}$ и $3 \cdot 10^3$ Вт для режима $0.5 \text{ МВ} \times 1 \text{ А}$.

Рассмотрим требования, предъявляемые к конструкции магнитопроводов применительно к варианту, когда центральный магни-

топровод расположен под нулевым относительно земли потенциалом. Между сердечником (или надетой на него первичной обмоткой) и колонной вторичной обмотки приложено полное напряжение. Для того чтобы оно было максимальным при заданных E и r_2 , нужно иметь $r_c \approx r_2/e$. При этом E минимально и равно U_0/r_c . Таким образом, в отличие от обычных низковольтных трансформаторов, здесь размер сердечника определяется требованиями высоковольтности, а для получения необходимой мощности нужно правильно выбрать $U_{\text{вит}}$ и ω . Чтобы в полной мере реализовать положительные качества машины с сердечником, $\mu r_c^2/r_2^2$ должно быть значительно больше 1. Вполне достаточно иметь ~ 5 , т. е. $\mu > r_2^2/r_c^2 \cdot 5 \approx 40$. Столь невысокое μ позволяет существенно упростить изготовление магнитопровода: либо сделать его секционированным, либо — с малым коэффициентом заполнения.

Сечение обратного магнитопровода определяем из условия равенства индукции, т. е. равенства площадей магнитопроводов. Полагая, что напряженность во внешнем зазоре также должна быть $\approx U_0/r_c$, находим, что величина зазора должна быть $\approx r_c$. Тогда толщина обратного магнитопровода δ :

$$2\pi(r_2 + r_c) \cdot \delta = \pi r_c^2, \quad \delta = \frac{r_c}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_2}{r_c}\right)} = \frac{r_c}{2(e+1)} \approx \frac{r_c}{8}.$$

На рис. 4. приведена конструкция магнитопроводов описываемого мощного источника. Как центральный, так и обратный магнитопроводы выполнены секционированными. Каждая секция намотана

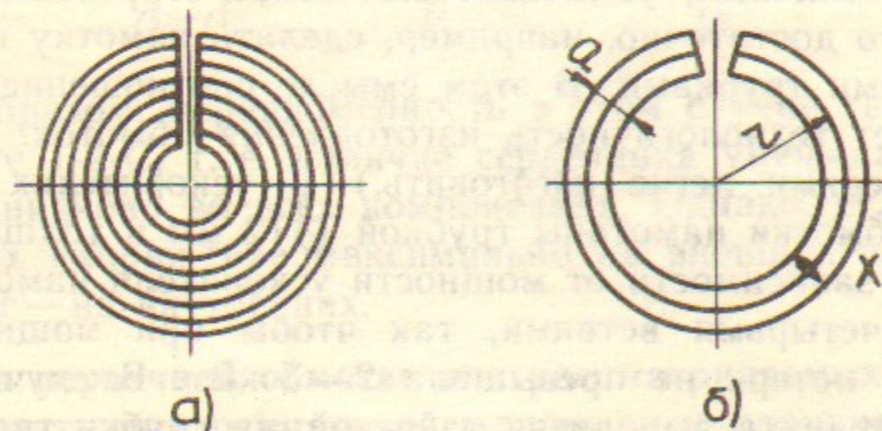


Рис. 4. Конструкция секции центрального магнитопровода (а); к расчету дополнительных потерь в магнитопроводе (б).

полосой из трансформаторной стали ЭТ-3425 толщиной 0.15 мм и пропитана эпоксидным компаундом. Ширина полосы (64 мм) опре-

деляет высоту секции магнитопровода. Немагнитный зазор между секциями, определяемый погрешностями намотки и пропитки, составляет 1—1.5 мм, что обеспечивает эффективное $\mu \approx 50$. Отметим, что подобная конструкция магнитопроводов не является единственно приемлемой для ускорителя, но, на наш взгляд, она наиболее проста и технологична.

Такой намотанный рулон трансформаторной стали, каким является секция центрального магнитопровода, эквивалентен катушке индуктивности с распределенной межслоевой емкостью и поэтому обладает собственной частотой f_0 . На частотах ниже f_0 система работает как магнитопровод, на частотах выше f_0 емкостный ток полностью экранирует поле внутри магнитопровода и он эквивалентен короткозамкнутому кольцу. Помимо этого, когда рулон работает как магнитопровод, между его центром и краями появляется высокое напряжение: $\pi U_{\text{вит}} \cdot N/3$, где $U_{\text{вит}}$ — витковое напряжение вторички, N — число слоев в рулоне. Для устранения указанных эффектов после пропитки компаундом в магнитопроводах профрезеруется узкий паз в радиальном направлении. Действительно, с появлением разреза исчезает и разность потенциалов между центром и краями магнитопровода и собственная частота f_0 , поскольку он уже не является индуктивностью. В процессе фрезеровки возможно, и реально происходит, закорачивание пластин магнитопровода, что вызывает дополнительные потери.

Потери обусловлены появлением контурных токов и могут быть понижены травлением и полировкой поверхностей разреза. Мы применили другой способ: с шагом ≈ 10 мм в рулон кладутся изолирующие прокладки. Тогда даже при закорачивании одного участка между прокладками в нем будет выделяться мощность (на единицу высоты):

$$U(x) = \frac{U_{\text{вит}} 2\pi r x}{\pi r_c^2}; \quad dI = \frac{U(x) dx}{4\pi r \rho}; \quad P = \int_{-a/2}^{+a/2} U dI = \frac{U_{\text{вит}}^2 r a^3}{\pi r_c^4 12 \rho}.$$

Здесь $U_{\text{вит}}$ — витковое напряжение; r — средний радиус слоя между прокладками $r - a/2$ и $r + a/2$, r_c — радиус магнитопровода; ρ — удельное сопротивление.

Рис. 4,б иллюстрирует схему расчета мощности. Видно, что потери в слое $\sim r$, т. е. удельные (на единицу массы) потери остаются постоянными по всему сечению. С другой стороны, $P \sim a^3/r_c^3$, т. е. секционирование по радиусу позволяет легко снизить потери

до разумной величины. Рассмотренный способ не исключает обработку поверхности травлением или полировку. Он, в дополнение к ним, гарантирует нормальную работу сердечника, если в силу каких-то причин часть пластин осталась закороченной по разрезу. В используемых магнитопроводах шаг секционирования по радиусу ≈ 10 мм, а потери ≈ 2.5 Вт/кг при индукции ≈ 1000 Гс.

В результате сделанного анализа можно утверждать следующее:

1. Вариант компоновки 1-2-0 обладает большей нагрузочной способностью, но имеет и большую неравномерность распределения напряжения по слоям катушки и большие потери в первичной обмотке и в элементах выпрямителя.
2. Варианты 1-2-С и 2-1-С, т. е. когда внутри катушки вторичной обмотки имеется сердечник, эквивалентны между собой по нагрузочным характеристикам, габаритной мощности и неравномерности слоевого напряжения.
3. Потери в первичной обмотке при компоновке 2-1-С минимальны.
4. Элементы выпрямительных секций в варианте 2-1-С лучше располагать снаружи вторичной обмотки, так как поле здесь определяется только качеством обратного магнитопровода и если он идеален, то $B=0$.
5. Для компоновок 1-2-0 и 1-2-С элементы выпрямителя предпочтительнее расположить внутри обмотки, так как поле B_1 в зазоре больше поля внутри обмотки.
6. Если вывод высокого напряжения осуществляется вбок, то предпочтительнее компоновка 2-1-С.

Приведенные выше соображения и позволили скомпоновать источник постоянного напряжения мощностью 500 кВт в диапазоне энергий 0.5—1.0 МВ.

Его схема приведена на рис. 5,а. Он, как уже отмечалось, скомпонован по варианту 2-1-С, т. е. первичная обмотка с магнитопроводом располагаются внутри вторичной обмотки. Первичная обмотка состоит из двух половин. Одна из них имеет выводы внизу котла, а вторая в верхней его части. Вывод высокого напряжения осуществляется вбок. При этом и в магнитопроводе обратного потока, и в стенке котла имеется отверстие для высоковольтного фидера. Схема выпрямительной секции приведена на рис. 5,б. Выпрямительная секция имеет в своем составе катушку, три экрана, три опоры и два выпрямительных столба. Катушки вторичной

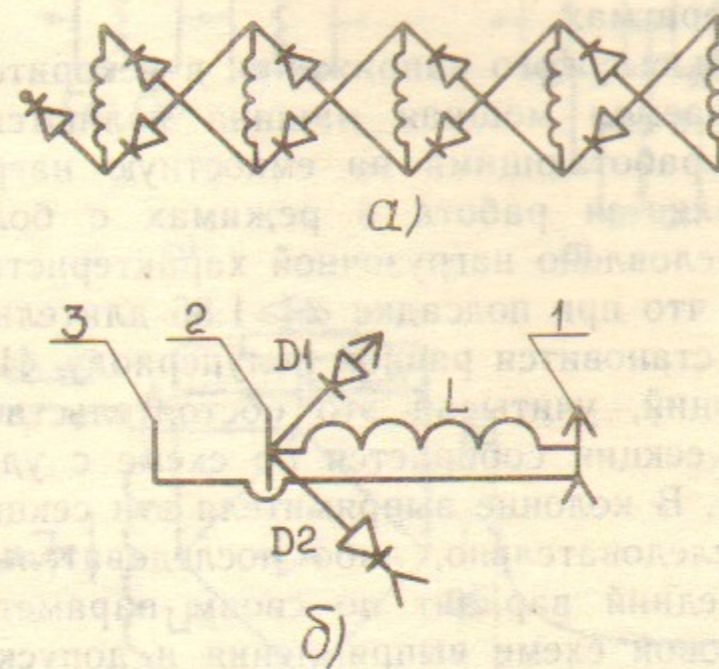


Рис. 5. Схема мощного выпрямителя: а — схема колонны; б — схема выпрямительной секции;

1 — внутренний экран катушки, 2 — внешний экран катушки, 3 — третий экран, D1 и D2 — выпрямительные столбы, L — катушка.

обмотки имеют те же внешние конструктивные размеры, что и катушка вторичной обмотки ускорителей ЭЛВ, и изготовлены на том же технологическом оборудовании. В отличие от ЭЛВ обмотка используемых катушек наматывается параллельно двумя проводами ПЭВ-2 0.45 мм. Она содержит 1000 витков, в отличие от 3100 у ЭЛВ. На катушке укреплены два экрана из нержавеющей стали. К внешнему экрану катушки прикреплены 3 опоры из стеклотекстолита, на которых укреплен третий экран. Внутренний экран катушки соединен электрически с этим экраном. А в пространстве между внешним экраном катушки и третьим экраном смонтированы выпрямительные столбы. Контактные площадки, через которые секции соединяются между собой, расположены на опорах.

2. ПУЛЬСАЦИИ ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Этот параметр важен для нормальной работы ускорительной трубки и проводки пучка через выпускное устройство. Так, при выпуске пучка через фольгу большой уровень пульсаций снижает ее эффективную площадь, а в системах вывода в атмосферу кон-

центрированного электронного пучка приводит к увеличению отверстий в диафрагмах.

Все источники высокого напряжения в ускорителях типа ЭЛВ, а также описываемая мощная машина являются однофазными выпрямителями, работающими на емкостную нагрузку. Главным их отличием является работа в режимах с большими углами отсечки. Это обусловлено нагрузочной характеристикой источника. В [5] показано, что при подсадке $\alpha \geq 1.86$ длительность импульса тока через диод становится равной полупериоду. Ниже мы оценим величину пульсаций, учитывая это обстоятельство. Стандартная выпрямительная секция собирается по схеме с удвоением напряжения (рис. 6,а). В колонне выпрямителя эти секции могут соединяться либо последовательно, либо последовательно-параллельно (рис. 6,б). Последний вариант по своим параметрам полностью аналогичен мостовой схеме выпрямления и допускает работу без фильтрующих конденсаторов в выпрямительной секции. Фильтрация выходного напряжения в этом случае осуществляется конструктивными емкостями колонны выпрямителя. Эквивалентная схема выпрямителя с учетом индуктивности рассеяния изображена на рис. 6,в. На соседних рис. 6,г и 6,д приведены формы токов и напряжений в различных точках этой схемы. Как уже отмечалось, при подсадке $\alpha = U_1/U_n \geq 1.86$ напряжение в точке А, т. е. на нагрузке перед выпрямителем, становится прямоугольным, а длительность импульса зарядного тока — π . Напряжение на выходе схемы U_A сдвинуто по фазе относительно U_1 . По мере увеличения подсадки $\Delta\varphi$ стремится к $\pi/2$, а импульс зарядного тока становится все более синусоидальным. Форма тока после выпрямителя в нагрузку в случае одно- и двухполупериодных режимов показана на рис. 6,е и 6,ж.

Для дальнейшей оценки уровня пульсаций введем параметр β , характеризующий эффективное время разряда конденсатора C_n :

$$\bar{T} \beta \frac{T}{2} = \int_{t_1}^{t_2} | -I(t) + \bar{I} | dt.$$

Тогда полный размах пульсаций будет:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\beta+1}{2} \frac{T}{RC} \quad \text{— однополупериодный режим,}$$

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\beta}{2} \frac{T}{RC} \quad \text{— двухполупериодный режим.}$$

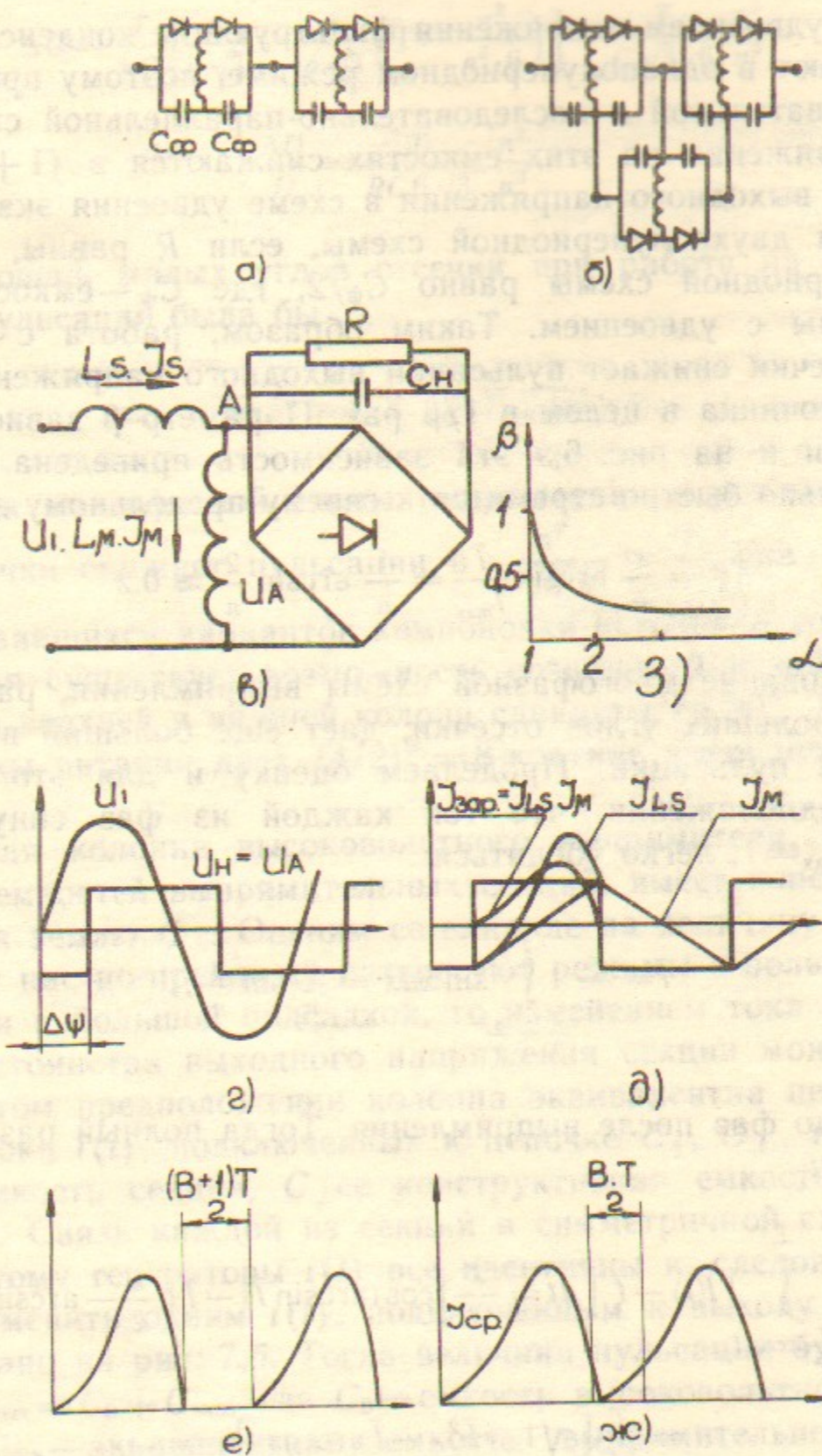


Рис. 6.

а — схема с последовательным соединением секций; б — схема с параллельно-последовательным соединением; в — эквивалентная схема выпрямителя с индуктивностью рассеяния; г — форма напряжений в схеме выпрямления; д — форма токов в схеме выпрямления; ж, е — форма тока через диоды в нагрузку при одно- и двухполупериодном режимах выпрямления; з — зависимость параметра β от подсадки.

В схеме с удвоением напряжения фильтрующие конденсаторы секции работают в однополупериодном режиме, поэтому при переходе от последовательной к последовательно-параллельной схеме пульсации напряжения на этих емкостях снижаются в $(1+1/\beta)$ раз. Пульсации выходного напряжения в схеме удвоения эквивалентны пульсациям двухполупериодной схемы, если R равны, а C_n для двухполупериодной схемы равно $C_\phi/2$, где C_ϕ — емкость одного плеча схемы с удвоением. Таким образом, работа с большими углами отсечки снижает пульсации выходного напряжения секции и всего источника в целом в $1/\beta$ раз. Параметр β зависит только от подсадки и на рис. 6,3 эта зависимость приведена. Отметим, что β довольно быстро стремится к своему предельному значению:

$$\beta = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\bar{I}}{I_{\max}} = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{2}{\pi} \approx 0.2$$

Использование многофазной схемы выпрямления, работающей в режиме больших углов отсечки, дает еще больший выигрыш в уменьшении пульсаций. Проведем оценку и для этого случая, т. е. в предположении, что ток каждой из фаз синусоидален. Полагая $I_{\max} = 1$, легко убедиться:

$$\bar{I} = \frac{n}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{n}}^{\frac{\pi}{2}} \sin x dx = \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n},$$

где n — число фаз после выпрямления. Тогда полный размах пульсации будет:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{2}{C} \int_{\frac{T}{2n} \arcsin \bar{I}}^{\frac{T}{n}} [I(t) - \bar{I}] dt = \frac{T}{\pi C} \left[\cos(\arcsin \bar{I}) - \bar{I} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \bar{I} \right) \right] = \\ &= \frac{T}{\pi C} \left[\sqrt{1 - \bar{I}^2} - \bar{I} \arccos \bar{I} \right] = \\ &= \frac{T}{\pi C} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n} \right)^2} - \bar{I} \arccos \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n} \right]. \end{aligned}$$

Разлагая \sin и \cos в ряд и оставляя лишь первые 2 члена, имеем:

$$\Delta U = \frac{T}{\pi C} \left[\frac{\pi}{n\sqrt{3}} - \frac{\pi}{n\sqrt{3}} \left(1 - \frac{\pi^2}{n^2 \cdot 6} \right) \right] = \frac{T}{C\sqrt{3} \cdot 6} \frac{\pi^2}{n^3}.$$

иначе

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{T}{RC6\sqrt{3}} \frac{\pi^2}{n^3}.$$

В случае очень малых углов отсечки при работе на емкостную нагрузку пульсация была бы

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{it}{CU} = \frac{t}{RC} = \frac{T}{nRC},$$

т. е. работа многофазной схемы выпрямления в режиме больших углов отсечки снижает пульсации в $\frac{\pi^2}{6\sqrt{3}n^2} \approx \frac{1}{n^2}$ раз. Для ранее

рассматривавшихся вариантов компоновки источника ускоряющего напряжения существует возможность создания 2-фазной машины, когда токи верхней и нижней колонн сдвинуты на 90° . Такое изменение схемы питания даст $(4/2)^3 = 8$ -кратное уменьшение пульсаций.

Реальная колонна высоковольтного выпрямителя, кроме собственных емкостей выпрямительных секций, имеет конструктивные емкости на землю C_\perp . Оценим ее влияние на величину пульсаций. Поскольку нас по-прежнему интересуют режимы с большими углами отсечки и большой подсадкой, то изменением тока катушки за счет непостоянства выходного напряжения секции можно пренебречь. В этом предположении колонна эквивалентна цепочке генераторов тока $i(t)$, подключенных к цепочке C_\parallel, C_\perp , где C_\parallel — выходная емкость секции, C_\perp ее конструктивная емкость на землю (рис. 7,а). Связь каждой из секций в симметричной схеме одинакова, поэтому генераторы $i(t)$ все идентичны и, следовательно, их можно заменить одним $i(t)$, подключенным к выходу схемы, как это показано на рис. 7,б. Тогда величина пульсации будет определяться $C_{\text{вых}} = C_0 + C_{\text{экв}}$, где C_0 — емкость высоковольтного электрода, а $C_{\text{экв}} = \sqrt{C_\perp \cdot C_\parallel}$:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\beta T}{2RC_{\text{вых}}}.$$

Кроме того, из эквивалентной схемы рис. 7,б следует, что распределение напряжения пульсаций по колонне неравномерно:

$$U(n) = U_{\sim} \exp\left(-\sqrt{\frac{C_{\perp}}{C_{\parallel}}} n\right),$$

где n — номер секции, считая сверху вниз,

$$\frac{dU}{dn} = U_{\sim} \exp(-n) = -\sqrt{\frac{C_{\perp}}{C_{\parallel}}} U_{\sim}.$$

Неравномерность распределения определяется отношением C_{\perp}/C_{\parallel} . На верхних секциях напряжение пульсирует сильнее, на нижних слабее. Когда C_{\parallel} мало, величина пульсации может превысить \bar{U} . В этом случае наше рассмотрение является некорректным. Однако

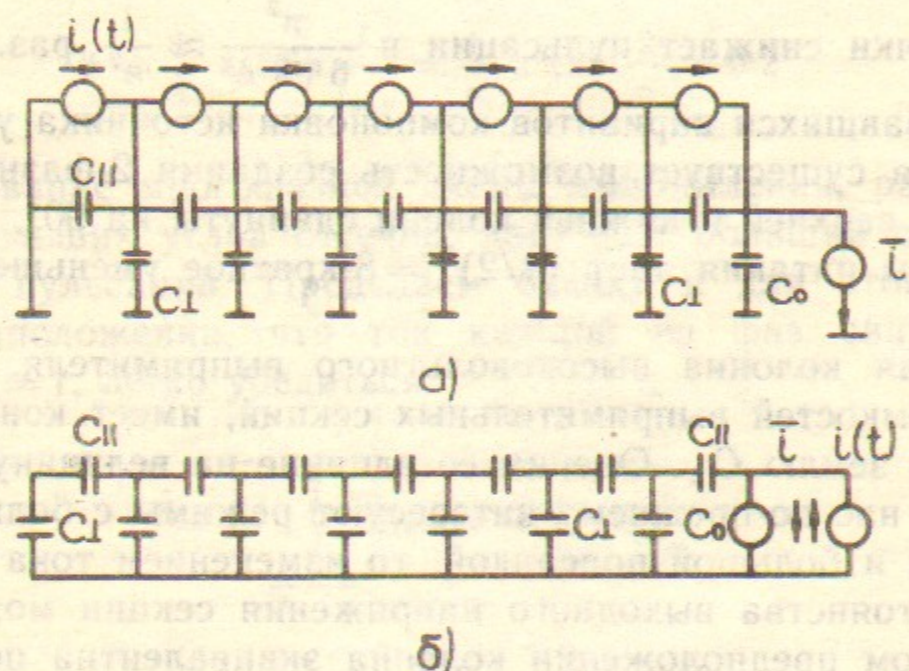


Рис. 7. Эквивалентная схема колонны выпрямителя для расчета пульсаций:

а — с генераторами тока в каждой секции; б — с общим генератором тока.

предельные величины достаточно понятны. При изменении напряжения в меньшую сторону, если оно становится отрицательным, — открываются выпрямительные столбы секции, далее начинается разряд следующей секции, а ее емкость C_{\perp} добавляется к C_0 . Максимальное напряжение не может превысить $\alpha \bar{U}$, поскольку это будет соответствовать отсутствию тока через катушку; так как у нас $\alpha \sim 2$, то элементы этой секции должны иметь необходимый запас.

Как уже упоминалось, сосредоточенные C_{\parallel} в секциях мощной машины отсутствуют. Конструктивная емкость C_{\parallel} составляет 150 пФ, в то время как C_{\perp} довольно велика и равняется 16 пФ на

секцию. Поэтому $C_{\text{экв}} = \sqrt{C_{\perp} \cdot C_{\parallel}} \approx 50$ пФ. Полная выходная емкость выпрямителя оказывается

$$C_{\text{вых}} = 2C_{\text{экв}} + C_{\perp} + C_{\text{фид}} + C_{\text{трубки}} \approx 250 \text{ пФ}.$$

Поэтому мы вправе ожидать пульсации для режима 1.0×0.5 А

$$\frac{\Delta U}{U} = \pm \frac{\beta T}{4RC} = \pm 10\%.$$

Реальные же пульсации оказались 12%, что безусловно свидетельствует о правильном понимании процессов в мощном высоковольтном выпрямителе.

3. ПРОЦЕССЫ В ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ ПРИ ПРОБОЯХ ВАКУУМНОЙ И ГАЗОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ

При конструировании ускорителей серии ЭЛВ мы допускали, что при работе ускорителя возможны пробой газовой и вакуумной изоляции, поэтому источник высокого напряжения должен выдерживать большое число пробоев. Устойчивость выпрямителя ЭЛВ к пробоям обеспечивается следующим [6]:

1. Малая индуктивность межсекционных соединений и демпфирующие сопротивления устраняют перенапряжения при распространении по колонне короткого фронта пробоя.
2. В выпрямительной секции использованы малоиндуктивные конденсаторы К15-10 0.01 мкФ, что делает безопасными перенапряжения, определяемые разрядом C_{\perp} , т. е. емкостной схемой.
3. Защитные дроссели в секции ограничивают прямой импульсный ток через диоды.

Длительная эксплуатация ускорителей на предприятиях показала эффективность и достаточность принятых мер. Дальнейшая работа проводилась с целью снижения трудоемкости изготовления выпрямительной секции. Так, первоначально в секциях применялись столбы Д-1008, по мере того как нашей промышленностью был освоен выпуск столбов типа СДЛ-0,4-800, 1250, 1500 ускорители типа ЭЛВ были сразу же переведены на эти диоды. Столбы типа СДЛ имеют больший рабочий ток 400 мА вместо 50 у Д-1008 и допускают большую перегрузку по импульсу прямого тока. В

отличие от Д-1008, они являются лавинными и более компактны. Все это позволило исключить дроссели из секции и перекомпоновать ее.

В дальнейшем, когда для увеличения мощности ускорителей была предложена схема с последовательно-параллельным соединением секций, мы сделали попытку отказаться от фильтрующих конденсаторов в секции с целью увеличения времени безотказной работы выпрямителя. В этом варианте ситуация с перенапряжениями ухудшается и, естественно, при пробоях стали наблюдаться отказы диодов. Выход был найден в том, что последовательно со столбами вновь ставились дроссели, ограничивающие как скорость нарастания прямого тока, так и его величину. Этот способ был проверен, оказался эффективным. Однако в ускорителях ЭЛВ в настоящее время он не используется, так как наличие значительных пульсаций в схеме без фильтрующих конденсаторов в серийных машинах доставляет ряд неприятностей с проводкой и выводом пучка.

В описываемой мощной машине применяется также схема с последовательно-параллельным соединением секций. В ней мы сознательно отказались и от дросселей, и от фильтрующих конденсаторов в секции. В результате получилась достаточно простая конструкция, улучшающая ситуацию с электрической прочностью внутреннего и внешнего газовых зазоров. При этом мы исходили из следующих соображений:

1. Пробои газовой или вакуумной изоляции возможны, поскольку трудно прогнозировать все аварийные ситуации и сделать быстрые защиты и блокировки. В этой ситуации полезно, чтобы все пробои приходили в выпрямитель из одного места — от вынесенной трубки, поэтому наименее прочный участок газовой изоляции должен находиться в трубочном котле.
2. Поскольку трубка подсоединена к высоковольтному концу выпрямителя, то все пробои будут пробоями «по-полному», когда в результате пробоя к выпрямительным столбам прикладывается прямое напряжение и через них протекает импульсный ток разряда C_{\perp} .
3. Соединение выпрямителя с трубкой через дроссель или сопротивление ограничит скорость уменьшения напряжения на высоковольтном конце колонны. Тем самым диоды успеют перейти в проводящее состояние и, кроме того, амплитуда импульса прямого тока через диоды:

$$I = \frac{C_{\perp} N}{2} \frac{dU_0}{dt},$$

будет также ограничена. Таким образом, вместо малых дросселей в каждой секции мы ставим один большой. Он является главным защитным элементом и должен отвечать следующим требованиям: малое сопротивление постоянному току, низкая добротность контура $C_{\text{вых}} L_{\text{др}}$, высоковольтность. При нормальной работе дроссель находится под напряжением 1 МВ относительно земли, а при пробое эта разность потенциалов оказывается между его концами. Желательно, чтобы он не увеличивал габариты установки, т. е. являлся бы одновременно и высоковольтным фидером.

Время установления прямого сопротивления диодов $0.1 \div 0.3$ мкс, поэтому полезно иметь длительность фронта спада напряжения не менее 1 мкс. Тогда амплитуда импульса прямого тока $\frac{C_{\perp} N dU_0}{2 \cdot 2 dt}$ не превысит 100 А, что тоже допустимо. При выход-

ной емкости выпрямителя 250 пФ это требует индуктивности $L_{\text{др}} \geq \tau^2 / C_{\text{вых}} = 4 \cdot 10^{-3}$ Г. Т. е. число витков в дросселе должно быть достаточно большим, а из соображений высоковольтности он должен быть однослойным. Такая индуктивность, расположенная в трубе, является линией задержки с $\tau_{\text{зад}} = \sqrt{L_{\text{др}} \cdot C_{\text{др}}}$, где $C_{\text{др}}$ — полная емкость дросселя на стенки (емкость эквивалентной трубы). При длине дросселя ~ 1 м $\tau_{\text{зад}} \approx 0.4$ мкс. Короткий фронт $\tau_{\text{проб}}$ пробоя, особенно газового, выкладывается не на всей длине, а лишь на участке $l = l_{\text{др}} \cdot \frac{\tau_{\text{проб}}}{\tau_{\text{зад}}}$, где $l_{\text{др}}$ — длина дросселя, и, естественно, по мере увеличения U_0 возможно перекрытие витков. Заметим, что данное ограничение на конструкцию является принципиальным.

Для устранения этого нежелательного эффекта дроссель сделан секционированным, а потенциал начала и конца каждой из секций задается низкоомным делителем. Делитель одновременно обеспечивает и затухание в контуре $C_{\text{вых}} L_{\text{др}}$, так как его сопротивление $R \approx \rho = \sqrt{L_{\text{др}} / C_{\text{вых}}}$, на рис. 8 показан примерный вид распределения потенциала по длине дросселя с секционированием и без него.

Конструкция дросселя приведена на рис. 9. Дроссель выполнен из винипластовой трубки длиной 0.75 м и диаметром 160 мм. Медным проводом диаметром 0.6 мм по всей трубе намотано 350 витков. Омический делитель сделан из сопротивлений ТВО-5 в коли-

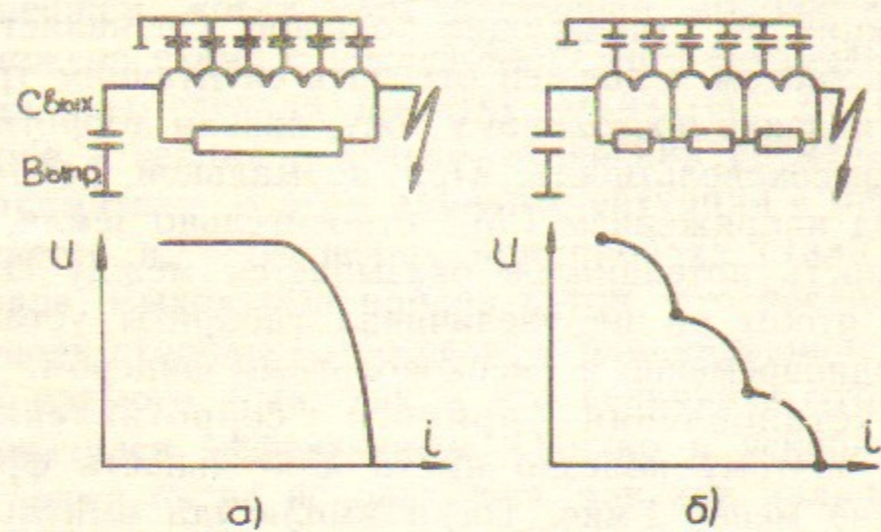


Рис. 8 Эквивалентная схема защитного дросселя:

а — без секционирования; б — с секционированием. Внизу показано примерное распределение потенциала по длине дросселя при коротком фронте пробоя.

честве 12 штук. Между делителем и обмоткой находятся экранирующие кольца, увеличивающие емкостную связь делителя с витками и обеспечивающие равномерное распределение импульсного напряжения внутри сопротивлений делителя.

Дроссель испытывался в источнике питания установки для рекуперации МэВного электронного пучка, выходная емкость которого была 750 пФ. Т. е. запасенная энергия втрое больше, чем в описываемой мощной машине. Схема испытаний показана на рис. 8,б. В результате получено:

- 1) вплоть до напряжения 1.3 МВ дроссель ограничивает скорость уменьшения U_0 на выходе выпрямителя;
- 2) Энергия выделяется в низкоомном делителе.

Последнее обстоятельство установлено следующим образом. Первоначально применялись резисторы ТВО-2 в количестве 24 штуки и при $U_0 = 0.8$ МВ, что соответствует примерно 10 Дж/резистор, они стали раскалываться. Это сразу же привело к уменьшению длительности фронта так как начались пробой вдоль поверхности дросселя. После замены резисторов ТВО-2 на ТВО-5, у которых объем проводящего слоя примерно в 10 раз больше, вплоть до 1.3 МВ, перекрытий дросселя не наблюдалось. Общее число пробоев при $U_0 = 1.2 \div 1.3$ МВ составило 150, что является достаточной гарантией надежности такого метода защиты для $U_0 \leq 1.0$ МВ.

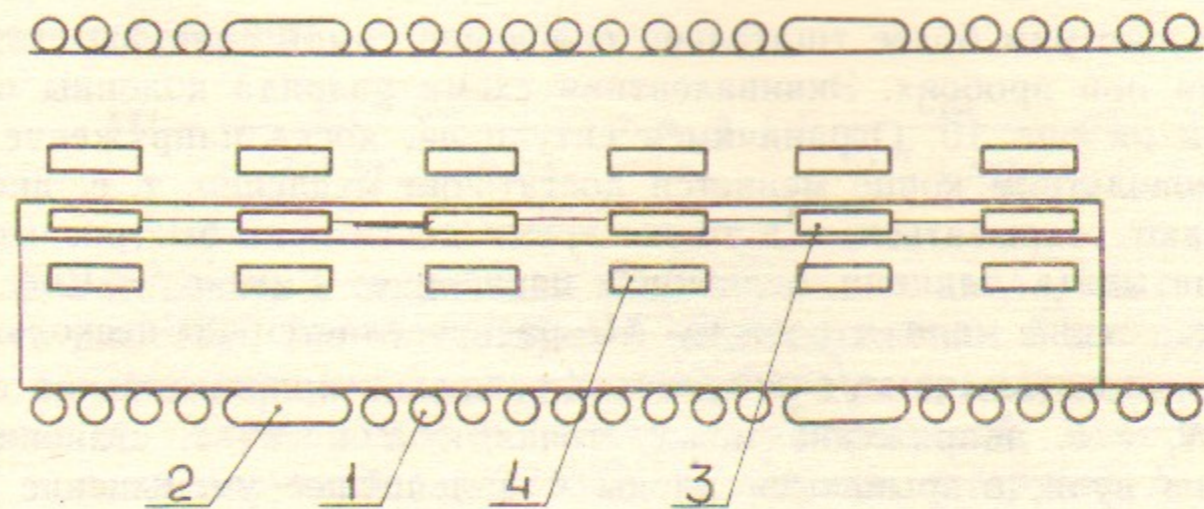


Рис. 9. Конструкция дросселя:

1 — обмотка, 2 — секционирующие кольца, 3 — резисторы, 4 — экранирующие кольца.

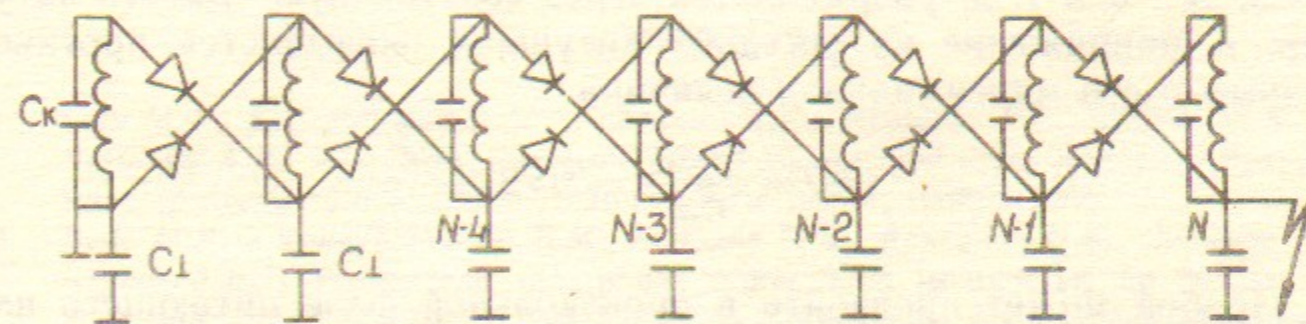


Рис. 10. Схема разряда колонны.

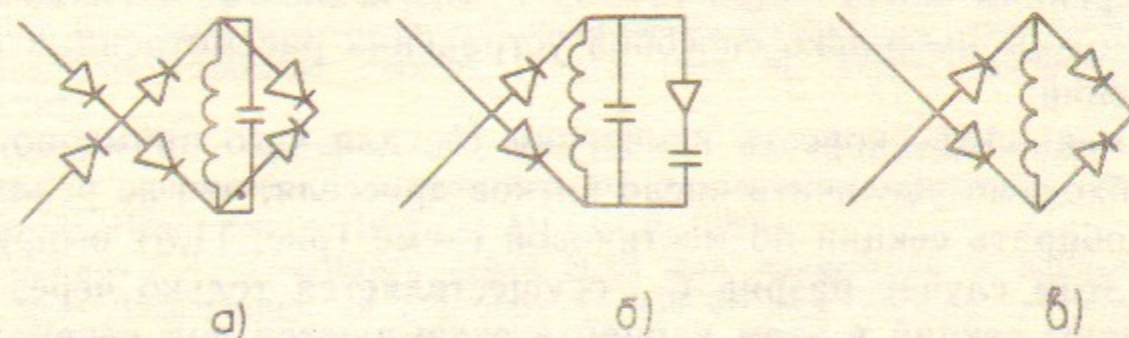


Рис. 11. Варианты устранения перенапряжений на катушках:

а — мостиковая схема; б — вариант с дополнительной емкостью и диодом; в — вариант с двумя диодами.

Рассмотрим более тщательно поведение самой колонны выпрямителя при пробоях. Эквивалентная схема разряда колонны приведена на рис. 10. Ограничимся ситуацией, когда напряжение на высоковольтном конце меняется достаточно медленно, т. е. диоды успевают открываться, и в то же время достаточно быстро, чтобы не учитывать влияния первичной цепи, т. е. $1 \text{ мкс} < t < 1 \text{ мс}$. C_{\parallel} наших секций мала и поэтому ΔU распределяется по нескольким верхним секциям $n \sim \sqrt{C_{\parallel}/C_{\perp}} \approx 3$. Как только напряжение на секции N , т. е. напряжение между точками N и $N-1$, становится меньше нуля, открываются диоды и дальнейшее уменьшение напряжения на этой секции прекращается. Но по мере уменьшения U_0 далее открываются диоды секций $N-1$, $N-2$ и так до конца колонны. При этом оказывается, что в нормальной схеме (как показано на рис. 10) емкости C_{\perp} секций N , $N-2$, $N-4$ и т. д. разряжаются напрямую через диоды, а емкости C_{\perp} секций $N-1$, $N-3$, $N-5$ и т. д. разряжаются через собственную емкость катушек. А напряжение на соседних катушках оказывается противофазным и его максимальная величина

$$\Delta U = \frac{C_{\perp} U_0}{C_{\text{кат}}} = 30 \text{ кВ}.$$

Пробой может произойти в произвольной фазе питающего напряжения и это ΔU необходимо приплюсовать к собственному $U_{\text{кат}}$. Таким образом, в результате пробоя на катушке вторичной обмотки возможны перенапряжения ~ 2 . Длительность импульса этого перенапряжения — время разряда $C_{\text{кат}}$ через индуктивность рассеяния системы из двух соседних катушек L_s — $\tau \approx \sqrt{L_s \cdot C_{\text{кат}}}$. По измерениям оказывается $L_s \approx 0.5 \text{ Г}$, $C_{\text{кат}} \approx 250 \text{ пФ}$, а $\tau \approx 20 \text{ мкс}$.

Возможны несколько способов устранения рассмотренных перенапряжений:

1. Уменьшить скорость изменения U_0 , для чего примерно в 20 раз необходимо увеличить число витков дросселя, что не реально.
2. Собирать секции по мостиковой схеме (рис. 11,а) выпрямления. В этом случае разряд C_{\perp} осуществляется только через диоды. Экраны секций в этом варианте оказываются под переменным относительно земли потенциалом, что приводит к увеличению тока нижних столбов, так как через них замыкается переменный емкостной ток. Кроме того, усложняется конструкция секции.
3. Поставить на верхнем конце колонны через диод дополнительную емкость, как показано на рис. 11,б. Перенапряжение сни-

зится до величины

$$\Delta U = \frac{C_{\perp} N U_{\text{кат}}}{4 \left(\frac{C_{\perp}}{2} + N C_{\text{кат}} + C_{\text{доп}} \right)}, \text{ т. е. в } 1 + \frac{C_{\text{доп}}}{\frac{C_{\perp} N}{2} + N C_{\text{кат}}} \text{ раз.}$$

4. Установить в секции два дополнительных диода, как показано на рис. 11,в. Тут отсутствуют и перенапряжения и дополнительная токовая нагрузка диодов, но величина выпрямленного напряжения по полупериодам оказывается неодинаковой. Действительно: в один полупериод работают N катушек, в другой $N-1$. В описываемом выпрямителе мы применили именно этот способ, а чтобы не было увеличения пульсаций, катушки верхней колонны поворачиваются на 180° , так что, когда в одной колонне работает N катушек, в другой $N-1$ и наоборот. Таким образом, пульсации выходного напряжения не увеличиваются.

ЛИТЕРАТУРА

1. Veis M.E., Korabelnikov B.M., Kuksanov N.K., Nemytov P.I., Salimov R.A. and Skrinsky A.N. One MeV Electron Beam in Recuperation Regime. — European Particle Accelerator Conference. Rome, June 7—11, 1988. p.1361.
2. Вейс М.Э. и Корабельников Б.М., Качалов П.И., Куксанов Н.К., Салимов Р.А., Черепков В.Г. Ускорители электронов серии ЭЛВ мощностью до 90 кВт. Тез. докл. шестого Всесоюзного совещания по применению ускорителей заряженных частиц в народном хозяйстве, октябрь 11—13, 1988. М.: ЦНИИ Атоминформ, 1988, с.10.
3. Воронин А.П., Ляхов Н.З. Салимов Р.А., Спиридонов Г.А. Перспективы реализации процесса электронно-лучевой технологии очистки газовых выбросов. — Журнал ВХО. В печати.
4. Куксанов Н.К., Салимов Р.А., Фадеев С.Н. Устройство для вывода в атмосферу адиабатически сжатого интенсивного электронного пучка. — Тез. докл. шестого Всесоюзного совещания по применению ускорителей заряженных частиц в народном хозяйстве, октябрь 11—13, 1988. М.: ЦНИИ Атоминформ, 1988. с.282.
5. Качалов П.И., Куксанов Н.К., Салимов Р.А. Моделирование источника ускоряющего напряжения для мощного высоковольтного ускорителя /Отчет ИЯФ № 741, Новосибирск, ИЯФ СО АН СССР, 1980.
6. Салимов Р.А. Ускорители серии ЭЛВ для применения в народном хозяйстве. — Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Новосибирск, ИЯФ СО АН СССР, 1980.

Содержание

Введение 3

1. Выбор компоновки 4

2. Пульсации ускоряющего напряжения 17

3. Процессы в высоковольтной колонне при пробоях газовой или вакуумной изоляции 23

Литература 29

*В.Н. Зайцев, С.А. Кузнецов, Н.К. Куксанов,
Р.А. Салимов, С.Н. Фадеев, В.Г. Черепков*

**Высоковольтный источник питания
мощного электронного ускорителя**

Ответственный за выпуск С.Г.Попов

Работа поступила 28 марта 1990 г.
Подписано в печать 13.04 1990 г. МН 08546
Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 2,7 печ.л., 2,2 уч.-изд.л.
Тираж 250 экз. Бесплатно. Заказ № 50

*Набрано в автоматизированной системе на базе фото-
наборного автомата ФА1000 и ЭВМ «Электроника» и
отпечатано на ротапринте Института ядерной физики
СО АН СССР,
Новосибирск, 630090, пр. академика Лаврентьева, 11.*