

УДК 621.385

В. В. ВАСИЛЬЕВ, И. И. ВИНТИЗЕНКО, А. С. СУЛАКШИН, Н. М. ФИЛИПЕНКО, Г. П. ФОМЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЯТИВИСТСКОГО МАГНЕТРОНА С ПИТАНИЕМ ОТ СИЛЬНОТОЧНОГО ЛИНЕЙНОГО ИНДУКЦИОННОГО УСКОРИТЕЛЯ

Исследованы физические процессы в системе релятивистский СВЧ-генератор – источник питания, характеризующейся наличием сильной обратной связи. Разработана компьютерная модель для расчета выходных параметров подобных систем, представленных эквивалентными схемами. Конкретная реализация модели рассмотрена на примере линейного индукционного ускорителя на магнитных элементах, предназначенного для работы с релятивистскими магнетронами, нелинейные элементы эквивалентной схемы которых определяются в соответствии с теорией усредненного движения.

Введение

Интенсивное развитие в последние десятилетия исследований в области сильноточной электроники обусловлено широким диапазоном применений сильноточных релятивистских электронных пучков, обладающих импульсной мощностью до 10^{12} Вт при энергии электронов 10^5 – 10^7 эВ, токе до 10^6 А, длительности импульса 10^{-9} – 10^{-6} с [1]. Подобные параметры электронных пучков позволяют на несколько порядков повысить существующий в традиционной СВЧ-электронике уровень мощности электромагнитного излучения, что открывает принципиально новые возможности использования излучения в различных областях. Одной из основных задач релятивистской СВЧ-электроники является увеличение мощности и энергии импульсов излучения СВЧ-приборов при питании от сильноточных ускорителей, когда эффективность применения и КПД приборов существенно зависят от физических характеристик импульса ускоряющего напряжения. Так, например, для уменьшения потерь пучка при транспортировке его в замедляющей системе релятивистской лампы обратной волны требуется прямоугольный импульс ускоряющего напряжения, обеспечивающий высокую моноэнергетичность пучка электронов. В ряде случаев необходимо, чтобы форма импульса ускоряющего напряжения изменялась по заранее заданному закону. Особенность формирования импульса напряжения в релятивистских магнетронах [2] связана с тем, что область формирования электронного пучка и область взаимодействия пучка с замедленными волнами анодного блока пространственно совпадают. Для таких приборов величина рабочего тока определяется не столько геометрией электродов и величиной напряженности электрического поля, сколько напряженностью высокочастотных полей, зависящих от свойств резонаторной системы. Кроме того, для эффективной работы релятивистского магнетрона отношение величины индуцированного источником питания напряжения $U(t)$ в катод-анодном промежутке магнетрона к величине постоянного магнитного поля H_0 должно удовлетворять условию синхронизма:

$$\beta_\phi = \frac{v_\phi}{c} \approx \frac{v_e}{c} = \beta_e = \frac{U(t)}{dcH_0}, \quad (1)$$

где v_ϕ – фазовая скорость волны; v_e – дрейфовая скорость электронов; c – скорость света; d – зазор катод – анод. В то же время величина анодного тока существенно определяет значение $U(t)$, поскольку источник питания обладает ограниченной мощностью, то есть режимы работы магнетрона и источника питания взаимозависимы. Поэтому подобное устройство должно рассматриваться как единая система с сильной обратной связью. Отметим также и то, что релятивистские магнетроны длительное время исследуются в НИИ ядерной физики при ТПУ, и в последнее время наметился определенный интерес к созданию на их основе комплексов, работающих в импульсно-периодическом режиме [3]. Подобный режим предъявляет жесткие требования к источникам питания и СВЧ-генераторам по КПД преобразования энергии.

В качестве источников питания импульсно-периодических релятивистских магнетронов используются линейные индукционные ускорители (ЛИУ) на магнитных элементах [4]. Такой выбор обусловлен наличием определенных преимуществ ЛИУ перед ускорителями других типов: напряжение на элементах конструкции не превышает напряжения возбуждения одного индуктора; вы-

сокий КПД преобразования энергии первичного накопителя в энергию электронного пучка. Кроме того, энергия отраженных импульсов, связанная с рассогласованием импедансов источника питания и нагрузки, не рассеивается в нагрузке, а затрачивается на перемагничивание сердечников индукционной системы, что является принципиально важным для релятивистских СВЧ-генераторов с большим ресурсом работы. Особенность ЛИУ на магнитных элементах – применение магнитного коммутатора в виде дросселя насыщения для разряда формирующих линий на нагрузку. Это позволяет функционировать ускорителю с частотой следования импульсов до единиц килогерц с высокой воспроизводимостью амплитудно-временных параметров импульсов. Для реализации такого коммутатора с минимальными габаритами и соответственно с минимальной индуктивностью требуется осуществлять зарядку формирующей линии за время в сотни наносекунд от магнитных импульсных генераторов (МИГ). МИГ представляет собой последовательность LC -контуров с увеличивающейся собственной частотой. Контур образован конденсатором и дросселем насыщения с сердечником из ферромагнитного материала. Такие системы обладают надежностью, высоким КПД компрессии энергии, возможностью формирования импульсов большой мощности. Подробно принцип действия такого ускорителя, электрическая схема, элементная база, инженерный расчет элементов описаны в [4]. Другие типы ускорителей, такие, как сильноточные электронные ускорители прямого действия и линейные индукционные ускорители с многоканальными разрядниками, с точки зрения модели представлены частными случаями.

1. Постановка задачи и цель работы

Целью работы являлось исследование физических процессов в системе источник питания – нелинейная нагрузка, сопротивление которой зависит как от собственных характеристик, так и от параметров импульса питания. Рассматривается унифицированная модель источника питания, пригодная для моделирования любого релятивистского СВЧ-генератора и позволяющая осуществлять оптимальный выбор параметров входящих в него элементов. Оптимизация осуществляется посредством численного моделирования, поскольку вся система в целом обладает сильной обратной связью и расчет переходных процессов на элементах представляет собой достаточно трудную задачу, связанную с решением нелинейных дифференциальных уравнений. Отметим также и то, что модель построена с привлечением физики процессов импульсного перемагничивания стали ферромагнитных сердечников ЛИУ (дросселей насыщения, магнитного коммутатора, индукционной системы).

Практической целью работы являлись определение оптимальных параметров и выбор конструкции элементов установки. В связи с этим необходимо создание совместной модели для расчета протекающих процессов в ЛИУ и в нагрузке с нелинейными характеристиками, каковой является релятивистский магнетрон. В статье показана возможность решения этой задачи моделированием, основанным на представлении узлов ЛИУ эквивалентными схемами, а нелинейные элементы эквивалентной схемы релятивистского магнетрона вычисляются в соответствии с теорией усредненного движения [2].

При решении задачи моделирования был использован двухэтапный подход. На первом этапе разработки эскизного проекта установки по упрощенной эквивалентной схеме замещения производятся расчеты первого приближения. При этом анализируются переходные процессы, энергетические характеристики и параметры установки в общем виде без излишней детализации. Режим работы источника питания и СВЧ-генератора оптимизируется последовательным перебором параметров. После выяснения основных закономерностей процессов и уточнения параметров элементов установки проводится второй этап моделирования. Для этого используются более точные нелинейные и параметрические представления отдельных узлов, а также применяются методы планирования численного эксперимента для поиска оптимальных условий, проводится заключительный расчет.

Следует заметить также и то, что могут выбираться различные критерии оценки оптимального режима для источника питания и СВЧ-генератора: полный или электронный КПД, выходная мощность, спектр электронного пучка на нагрузке, стабильность работы.

2. Построение модели и выбор параметров эквивалентной схемы

Для решения поставленной задачи реальная электрическая схема источника питания и нагрузки представляется эквивалентной схемой (рис. 1), определяются параметры элементов, запи-

сываются дифференциальные уравнения для напряжений и токов. Процессы в компьютерной модели рассматриваются с момента времени, когда емкости магнитного импульсного генератора C_{M4} и C_{M5} заряжены, ключ K_1 замыкается и C_{M4} начинает перезаряжаться через индуктивность вторичной обмотки насыщенного импульсного трансформатора L_{M5} . Включение ключей K_1-K_5 в эквивалентной схеме ускорителя имитирует переход сердечников дросселей насыщения из ненасыщенного состояния в насыщенное.

В нижней части рис. 1 показана эквивалентная схема МИГ, образованная 4 звенями сжатия.

1. *Первое звено сжатия МИГ* состоит из конденсаторов C_{M4} , C_{M5} вторичной обмотки импульсного трансформатора (трансформатор выполняет две функции: повышает напряжение до 30 кВ при разряде первичного накопителя, при насыщении (включается ключ K_1) обеспечивает перезаряд конденсатора C_{M4}). В данной схеме:

1.1. L_{M5} – индуктивность вторичной обмотки насыщенного импульсного трансформатора, определяемая как [5]

$$L_{M5} = \frac{1}{2\pi} a_s W_s^2 \ln \frac{D_{B5}}{D_{H5}}, \quad (2)$$

где a_s – линейный размер вторичной обмотки; D_{B5} , D_{H5} – наружный и внутренний диаметры обмотки; W_s – число витков.

1.2. R_{M5} – омический эквивалент потерь, включающих сопротивления: обмотки, соединяющих токоподводов, контактных соединений и потери в диэлектрике конденсаторов.

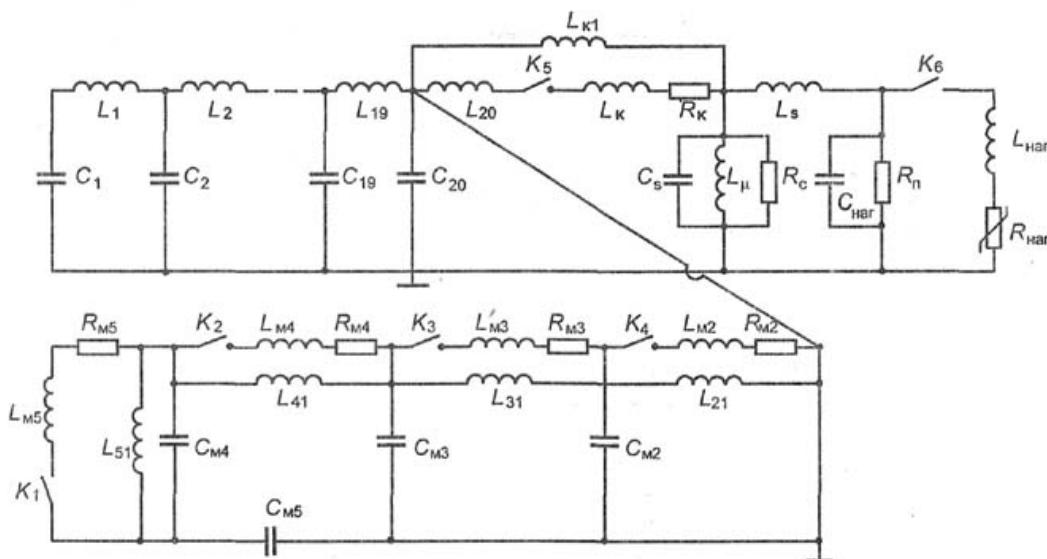


Рис. 1. Эквивалентная схема ЛИУ на магнитных элементах ЛИУ 04/6

1.3. L_{S1} – эквивалентная индуктивность намагничивания трансформатора. Цепь с индуктивностью L_{S1} описывает процесс протекания тока намагничивания сердечника трансформатора при заряде C_{M4} , C_{M5} . Наличие тока намагничивания приводит к частичному разряду конденсаторов и не полной передаче энергии от предыдущего звена сжатия МИГ к последующему. Поскольку данная компьютерная модель процесс заряда конденсаторов не охватывает, а инвертирование напряжения происходит при насыщенном сердечнике трансформатора, то потери в стали не учитываются, и можно принять $L_{S1} \rightarrow \infty$.

2. *Второе – четвертое звенья сжатия МИГ* (дроссели насыщения $L_{M4}-L_{M2}$, конденсаторы $C_{M5}-C_{M2}$ имеют почти одинаковые эквивалентные схемы (рис. 1) и состоят из:

2.1. $L_{M4}-L_{M2}$ -индуктивностей обмоток дросселей в насыщенном состоянии. Определяются по формулам, аналогичным (2).

2.2. $R_{M4}-R_{M2}$ -омических эквивалентов суммарных потерь: в стали дросселей при их перемагничивании; потерь в меди обмоток, в подводящих цепях и контактных соединениях; потерь в разряжаемых и заряжаемых конденсаторах.

2.3. $L_{41}-L_{21}$ -индуктивностей намагничивания сердечников дросселей насыщения. Сердечник дросселя насыщения второго звена сжатия перемагничивается в течение времени перезаряда C_{M4}

под действием суммарного напряжения на конденсаторах $U_{C_4}+U_{C_5}$. Сердечники дросселей третьего и четвертого звеньев сжатия перемагничиваются при заряде C_m и C_n соответственно. Величины индуктивностей намагничивания сердечников определяются по следующей приближенной формуле:

$$L_{ii} = \frac{2W_i^2 B_s l_c K t_i (D_{ih} - D_{ib})}{\pi(D_{ih} + D_{ib}) [H_{0s} t_i + 2S_1 + S_2]}, \quad (3)$$

где W_i – число витков намагничивания; l_c – ширина стали сердечника; B_s – индукция насыщения ферромагнитного материала; K – коэффициент заполнения сталью объема сердечника; t_i – длительность процесса перемагничивания; D_{ih} , D_{ib} – наружный и внутренний диаметры сердечников; H_{0s} – магнитное поле старта; S_1 – составляющая часть коэффициента переключения, обусловленная действием вихревых токов; S_2 – составляющая часть коэффициента переключения, обусловленная магнитной вязкостью. Зная характеристики используемого ферромагнетика (пермалloy 50НП) [6], можно определить L_{ii} .

Включение ключей K_4-K_2 происходит после набора i -м дросселем насыщения необходимых вольтсекунд:

$$\Psi_i = \langle U_i \rangle t_i = 2W_i S_i B_s K, \quad (4)$$

где $\langle U_i \rangle \approx \frac{U_{mi}}{2}$ – прикладываемое к виткам дросселей напряжение; U_{mi} – амплитуда прикладываемого напряжения; S_i – сечение стали дросселей насыщения.

3. *Магнитный коммутатор*. Эквивалентная схема магнитного коммутатора подобна рассмотренным выше и состоит из следующих элементов:

3.1. L_{k1} – эквивалентная индуктивность намагничивания магнитного коммутатора:

$$L_{k1} = \frac{2B_s l_k K (D_{h,k} - D_{b,k}) t_2}{\pi(D_{h,k} + D_{b,k}) [H_{0s} t_2 + 2S_1 + S_2]}, \quad (5)$$

где $D_{h,k}$, $D_{b,k}$ – наружный и внутренний диаметры витка магнитного коммутатора; l_k – ширина витка намагничивания коммутатора; t_2 – время заряда формирующей линии. В отличие от (3), здесь $W=1$ и в формуле не присутствует.

3.2. Индуктивность L_k есть сумма индуктивностей витка намагничивания магнитного коммутатора, токоподводов к нему, индуктивности витков намагничивания индукционной системы и ее выводов. Индуктивность витка намагничивания магнитного коммутатора определяется аналогично (1). Остальные составляющие L_k зависят от конкретной конструкции и рассчитываются с использованием [5].

3.3. R_k – омические эквиваленты потерь в магнитном коммутаторе определяются по аналогии с формулой (2).

Включение K_5 моделирует разряд формирующей линии через индукционную систему на нагрузку при выполнении условия, подобного (4).

4. *Индукционная система* состоит из следующих элементов (рис. 1):

4.1. C_s – динамическая емкость индукционной системы, которая зависит от типа витка намагничивания ферромагнитного индуктора: состоит ли виток из отдельных полосок («индуктивный» индуктор), выполнен в виде диска («емкостной» индуктор), возможен также промежуточный вариант.

В общем случае емкость индуктора состоит из четырех составляющих: виток – сталь «своего» индуктора; виток – сталь соседнего индуктора; виток – виток соседнего индуктора; индуктор – индуктор, – которые вычисляются с использованием [7].

4.2. Индуктивность рассеяния индуктора L_s определяется типом индуктора: «емкостным» или «индуктивным».

Для «емкостного» индуктора

$$L_s^{(1)} = \frac{\mu_0 l_c}{2\pi} \ln \frac{D_{h,c}}{D_{b,c}}, \quad (6)$$

где l_c – линейный размер сердечника индуктора; $D_{h,c}$, $D_{b,c}$ – наружный и внутренний диаметры витка намагничивания индуктора.

Для «индуктивного» индуктора, полагая $\mu \rightarrow \infty$, можно считать, что поле рассеяния сосредоточено в объеме между витком и сердечником соседнего индуктора. Вне этого объема магнитные поля соседних витков частично компенсируют друг друга, и индуктивность рассеяния равна

$$L_s^{(2)} = \frac{\mu_0(D_{\text{н.с}} - D_{\text{в.с}})}{n} \frac{(l_1 + 2l_2)}{h}, \quad (7)$$

где l_1 – толщина изоляции между сталью сердечника и витком намагничивания; l_2 – расстояние между витками намагничивания соседних сердечников; n – число и h – ширина полосок витка намагничивания.

К индуктивности $L_s^{(1)}$ или $L_s^{(2)}$ следует добавить индуктивность выводов индукционной системы. В предположении, что поле рассеяния заключено между ферромагнитным материалом и медью ближайших к сердечникам электродов формирующей линии, используем формулу для расчета индуктивности прямоугольных витков [9]:

$$L_{\text{выв}} = \frac{\mu_0}{nl_{\text{выв}}} \left[\frac{\pi(D_{\text{н.выв}}^2 - D_{\text{в.выв}}^2)}{4n} - \frac{(D_{\text{н.выв}} - D_{\text{в.выв}})h}{2} \right], \quad (8)$$

где $D_{\text{н.выв}}$, $D_{\text{в.выв}}$ – наружный и внутренний диаметры; $l_{\text{выв}}$ – длина выводов.

В общем виде индуктивность рассеяния индуктора составляет: $L_s = L_s^{(1)} + L_{\text{выв}}$ («емкостной»), $L_s = L_s^{(2)} + L_{\text{выв}}$ («индуктивный»).

4.3. Индуктивность намагничивания индуктора L_μ определяется аналогично $L_{41} - L_{21}$, с учетом того, что $W = 1$.

4.4. Омические потери в сердечниках индукционной системы R_c вычисляются с использованием уравнения для перемагничивания стали под действием прямоугольного импульса напряжения [6]:

$$R_c = \frac{2(D_{\text{н.с}} - D_{\text{в.с}})}{\pi(D_{\text{н.с}} + D_{\text{в.с}})(S_1 + S_2)} l_c K B_s. \quad (9)$$

5. Нагрузка, включая катододержатель, представлена эквивалентной схемой (рис. 1), содержащей: емкость нагрузки $C_{\text{наг}}$, которая состоит из суммы емкостей катододержателя в пределах индукционной системы, емкости катододержателя в области высоковольтного изолятора и емкости нагрузки; $L_{\text{наг}}$ – индуктивность нагрузки, включая индуктивность катододержателя; $R_{\text{наг}}$ – сопротивление нагрузки (линейное или нелинейное).

5.1. Емкость катододержателя в пределах индукционной системы, состоящей из N_c ферромагнитных сердечников, определяется по формуле

$$C_k = \frac{2\pi\epsilon_m\epsilon_0 l_{\text{н.с}}}{3 \ln \frac{D_{\text{в.выв}}}{D_k}}, \quad (10)$$

где D_k – диаметр катододержателя; $l_{\text{н.с}}$ – длина индукционной системы; ϵ_m – диэлектрическая проницаемость изоляции (трансформаторное масло).

5.2. Емкость катододержателя в области высоковольтного изолятора состоит из двух составляющих:

$$C_k^{(1)} = C_k^{(2)} + C_k^{(3)}, \quad (11)$$

где $C_k^{(2)}$ – емкость катододержателя между его наружной поверхностью и спиралью изолятора; $C_k^{(3)}$ – емкость между наружной поверхностью спирали и корпусом вакуумной камеры. Для расчета $C_k^{(2)}$ и $C_k^{(3)}$ следует использовать формулы, аналогичные (10).

5.3. Емкость нагрузки рассчитывается по формуле для коаксиального проводника разбитого на i участков длиной l_i с различными внешними $D_{\text{н.и}}$ и внутренними $D_{\text{в.и}}$ диаметрами:

$$C_{\text{наг}} = \frac{2\pi\epsilon_0 l_i}{\ln \frac{D_{\text{н.и}}}{D_{\text{в.и}}}}. \quad (12)$$

5.4. Индуктивность нагрузки, включая катододержатель, равна сумме индуктивностей на отдельных участках и рассчитывается по формулам для коаксиального проводника:

$$L_{\text{наг}} = \sum_i L_{ni} + L_{\text{кд}} = \sum_i \frac{\mu_0}{2\pi} l_i \ln \frac{D_{hi}}{D_{bi}} + L_{\text{кд}}, \quad (13)$$

где $L_{\text{кд}}$ – индуктивность катододержателя в пределах индукционной системы, обусловленная встречно-протекающими токами по катододержателю и по внутренним поверхностям витков намагничивания. Пренебрегая промежутками между намагничивающими витками, можно записать

$$L_{\text{кд}} = \frac{\mu_0 I_{\text{н.с}}}{2\pi} \ln \frac{D_{\text{выв}}}{D_k}. \quad (14)$$

6. Полосковая формирующая линия. В ЛИУ на магнитных элементах используются полосковые одинарные формирующие линии – однородные двухпроводные линии с распределенными параметрами.

Уравнения переходных процессов при коммутации плеч линии могут быть получены из схемы ее замещения, представляющей цепочку однотипных RLC -звеньев [8].

При $\Delta t \rightarrow 0$ эти уравнения имеют вид

$$L_a \frac{di(x,t)}{dt} + R_a i(x,t) = -\frac{\partial U(x,t)}{\partial x}; \quad (15)$$

$$C_a \frac{\partial U(x,t)}{\partial t} + G_a(x,t) = -\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} \quad (16)$$

и известны как телеграфные уравнения (C_a , L_a , R_a , G_a – погонные емкость, индуктивность, сопротивление и проводимость формирующей линии). Пренебрегая омическими потерями и утечками, эквивалентную схему линии можно представить в виде, показанном на рис. 1. Количество элементарных ячеек принималось равным 20 и более, исходя из условия, чтобы время разряда элементарной емкости одной ячейки на соседнюю элементарную емкость было много меньше длительности фронта распространяющейся волны.

Для учета паразитных токов утечек с катододержателя, пробоев по изолятору и т.д. в эквивалентную схему вводится шунтирующее нагрузку сопротивление потерь R_n . В эквивалентную схему введен также ключ K_6 , моделирующий работу ускорителя на управляемый катод [9], обостряющий разрядник или ударную линию [10].

Сопротивление нагрузки $R_{\text{наг}}$ в компьютерной модели может быть представлено в виде: 1) линейного сопротивления $R_{\text{наг}}(t) = \text{const}$; 2) электронного диода – нелинейного сопротивления, изменяющегося в соответствии с законом Чайлльда – Ленгмюра: $R_{\text{наг}}(t) = P^{2/3}/I^{1/3}$, где P – первеанс, I – ток диода; 3) нелинейно-параметрического сопротивления $R_{\text{наг}}(t)$, которое на каждом шаге интегрирования определяется как результат решения модели релятивистского магнетрона. Для второй и третьей схем момент включения ключа K_6 соответствует достижению напряжения на катоде, равном пороговому напряжению взрывной электронной эмиссии.

В магнетроне протекают два тока – торцевой [11], который определяется по формуле

$$I_t = \frac{mc^3}{e} \frac{(\gamma^{3/2} - 1)^{3/2}}{1 + 2 \ln(d_{\text{тр}}/d_{\text{кат}})}, \quad \gamma = (1 - \beta_{\phi}^2)^{-1/2}, \quad (17)$$

как предельный ток с торца замагниченного катода, и анодный ток магнетрона I_a , который в зависимости от параметра рассинхронизма $\alpha = 1 - \beta_{\phi}/\beta_e$ формируется из электронов, попадающих в область благоприятных фаз (m , e – масса и заряд электрона, $d_{\text{тр}}$, $d_{\text{кат}}$ – диаметры трубы дрейфа и катода). При этом электроны могут попасть на анод только в том случае, если величина α удовлетворяет условию [6]

$$A \ln(A + \sqrt{A^2 - 1}) - \sqrt{A^2 - 1} - ApR_L - \text{sh}(pR_L) \leq 0, \quad (18)$$

где $p = 2\pi/\lambda\beta_{\phi}\gamma$ – поперечное волновое число; λ – длина волны излучения; $A = \alpha\gamma\text{sh}(pd)/E_f$; E_0 – напряженность статического электрического поля; E_f – эффективная амплитуда основной пространственной гармоники СВЧ-поля на поверхности анодного блока; $R_L = E_N/(H_N^2 - E_N^2)$ – ларморовский радиус вращения электрона в скрещенных электрическом ($E_N = eE_0/mc^2$) и магнитном ($H_N = eH_0/mc$) полях. Вычисляя скорость дрейфа электронов из области неблагоприятных фаз в область благоприятных фаз подобно [2], в режиме ограничения катодного тока объемным зарядом можно получить следующую оценку для анодного тока магнетрона:

$$I_a = \frac{mc^3}{e} NL \frac{E_f}{E_0} E_N \frac{\beta_\phi [A_1 + \operatorname{ch}(pR_L)]}{8\pi\gamma\operatorname{sh}(pd)(1-\alpha\gamma^2)}, \quad (19)$$

где L – длина прибора; N – число резонаторов анодного блока магнетрона,

$$A_1 = \begin{cases} A & \text{при } A > \operatorname{ch}(pR_L), \\ \operatorname{ch}(pR_L) & \text{при } A \leq \operatorname{ch}(pR_L). \end{cases} \quad (20)$$

Из выражения (19) можно определить эффективную амплитуду основной гармоники СВЧ-поля E_f и соответственно мощность генерируемого излучения.

Для работы ЛИУ в оптимальном режиме необходимо, чтобы на плато формируемого импульса напряжения магнетрон был согласованной нагрузкой. Это достигается выбором соответствующих значений порогового напряжения Хартри $U_{\text{пор}}$ и времени нарастания колебаний τ , которые, в свою очередь, зависят от геометрических размеров магнетрона и величины постоянного магнитного поля.

Время нарастания колебаний можно оценить из рассмотрения возмущений прикатодного потока электронов в результате их взаимодействия с синхронной гармоникой и с использованием теории возбуждения резонаторов [2]:

$$\tau \approx \frac{N/2 + 7}{30} \frac{\operatorname{sh}(pd)}{\operatorname{sh}(pR_L)} \sqrt{\frac{2\gamma V}{E_N S_k}}, \quad (21)$$

где S_k – площадь катода; V – объем резонатора.

Начиная с момента времени t_0 , когда формируемое напряжение достигает значения $U_{\text{пор}}$, через магнетронный диод пойдет радиальный ток, и сопротивление магнетрона будет меняться по экспоненциальному закону:

$$R_{\text{наг}}(t) = R_{t_0} \exp\left[-\frac{(t-t_0)}{\tau\delta}\right], \quad (22)$$

где R_{t_0} – сопротивление магнетрона, определяемое торцевым током I_t в момент времени t_0 достижения уровня порогового напряжения $U_{\text{пор}}$; t – текущее время; δ – константа, определяемая из априорных данных. При этом до момента времени, пока сопротивление магнетрона $R_{\text{наг}}$ не станет равным R_c – самосогласованному сопротивлению ЛИУ, условие (18) не выполняется и излучения нет. Затем, при $t_m = t_0 + \tau\delta \ln(R_{t_0}/R_c)$ условия для СВЧ-генерации начинают выполняться, и в дальнейшем динамическое сопротивление магнетрона определяется суммой анодного и торцевого токов.

Итак, общая эквивалентная схема линейного индукционного ускорителя и релятивистского магнетрона, для которой составляются уравнения токов и напряжений в дифференциальной форме согласно методу контурных токов, представлена на рис. 1.

3. Результаты моделирования релятивистского магнетрона с источником питания ЛИУ на магнитных элементах

Модельная задача решалась последовательно: к выходу ЛИУ подключались омическое сопротивление, электронный диод, релятивистский магнетрон. При использовании омического сопротивления и электронного диода результаты численного моделирования (амплитудные и временные параметры выходных импульсов) соответствовали практически со 100%-й точностью результатам экспериментальных исследований моделируемого ускорителя. Данное обстоятельство позволило сделать вывод об адекватности описания компьютерной моделью ЛИУ протекающих процессов и приступить к моделированию системы ЛИУ – релятивистский магнетрон.

В этом случае было отмечено наличие сильной обратной связи источника питания и магнетронной нагрузки, которая выражалась в осцилляциях СВЧ-мощности, вызывающих осцилляции напряжения и тока ускорителя. Анализ показал, что этот результат является следствием применения аналитических формул стационарной теории для расчетов нестационарных процессов. Срывы СВЧ-генерации связаны с быстрым выходом прибора из режима синхронизма, что наблюдается экспериментально только при неоптимальных настройках. Такое поведение модели вызвано тем, что, как только напряжение на магнетроне начинает превышать пороговое напряжение Хартри, колебания начинают быстро нарастать. Это вызывает появление большого анодного тока, сни-

жающего динамическое сопротивление релятивистского магнетрона, являющегося нагрузкой ЛИУ. Поскольку ЛИУ является источником питания ограниченной мощности, уменьшение сопротивления нагрузки приводит к снижению индуцированного напряжения ниже порогового уровня и выходу прибора из режима синхронизма. Введение априорной константы для генерирующего прибора (δ) позволило сгладить указанные осцилляции в компьютерной модели. Физически величина δ определяет инерционность процессов накопления и рассеивания пространственного заряда в межэлектродном промежутке магнетрона. Таким образом, использование модели позволяет наложить ограничения на величину добротности резонаторной системы. Аналогично модельный эксперимент дал возможность переосмыслить концепцию создания ЛИУ с точки зрения баланса емкостных (C_s) и индуктивных (L_s) характеристик.

Практический результат применения разработанной компьютерной модели связан с возможностью: 1) оптимизации по эффективности и выходной мощности параметров ЛИУ и релятивистского магнетрона; 2) расчета амплитуды и огибающей СВЧ-импульсов релятивистского магнетрона при питании от ЛИУ; 3) оценки влияния динамической нагрузки типа релятивистский магнетрон на разрядные процессы в формирующей линии источника питания. В процессе моделирования определялись оптимальные геометрические характеристики релятивистского магнетрона (диаметры анодного блока и катода, длина и тип резонаторной системы), конструктивные параметры линейного индукционного ускорителя (тип и количество сердечников индукционной системы, характеристики формирующей линии, энергозапас первичного накопителя и т.д.), необходимая величина индукции магнитного поля.

Ниже приводятся результаты применения модели и их сравнение с экспериментальными данными для установки на основе 6-резонаторного релятивистского магнетрона с питанием от линейного индукционного ускорителя на магнитных элементах, разработанной и исследованной в 2000–2002 гг. Результаты расчетов представляются в табличном и графическом виде. На рис. 2 показаны процессы в магнитном импульсном генераторе ЛИУ – эпюры токов и напряжений, амплитудные значения токов и напряжений, характеристические интервалы времени при «идеальной» настройке элементов схемы.

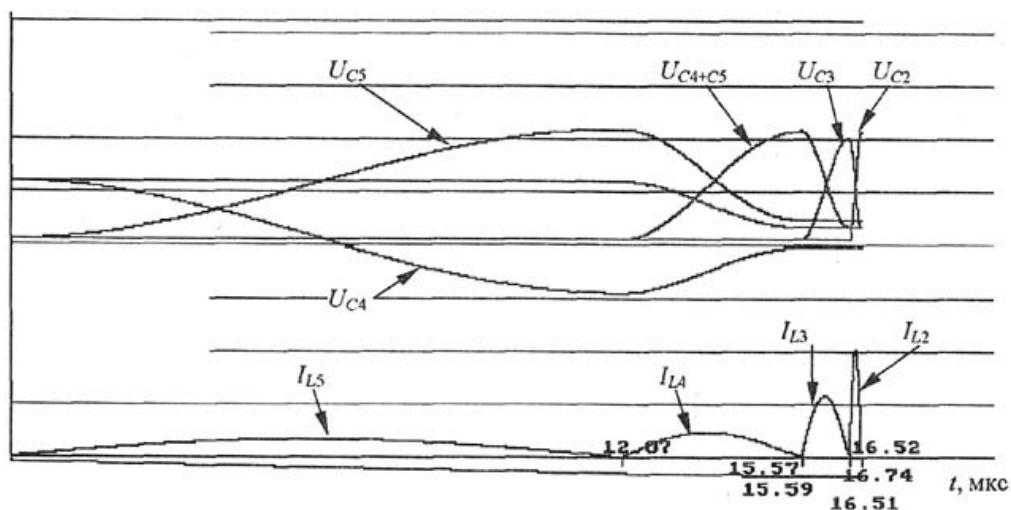
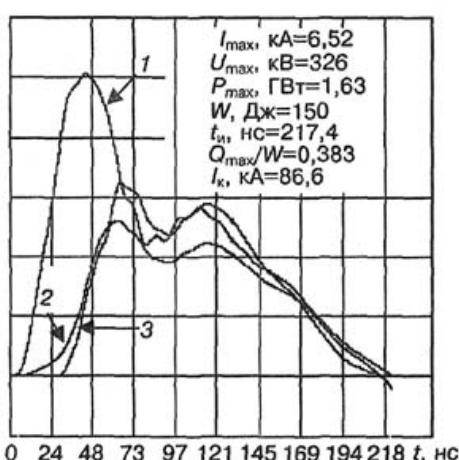


Рис. 2. Результаты расчетов процессов в магнитном импульсном генераторе ЛИУ 04/6. Эпюры напряжений на конденсаторах (сверху) и токов через обмотки дросселей насыщения (снизу)

Как следует из рисунка, величина напряжения (верхние эпюры) на конденсаторах контуров магнитного импульсного генератора остается практически неизменной, и компрессия энергии осуществляется за счет увеличения тока (нижние эпюры), амплитуда которого возрастает. Компьютерная модель определяет коэффициенты передачи энергии от одного звена сжатия к другому, что позволяет проводить расчет тепловых процессов отдельных элементов ускорителя.

На рис. 3 приведены результаты расчетов выходных импульсов напряжения и тока ЛИУ и СВЧ-мощности 6-резонаторного релятивистского магнетрона.



Тестирование результатов расчетов заключалось в сравнении с данными экспериментов. Причем проверялись

Рис. 3. Результаты компьютерного моделирования 6-резонаторного релятивистского магнетрона [4]: эпюры напряжения (1), тока (2), мощности СВЧ-излучения (3). I_{\max} и U_{\max} – амплитуды тока и напряжения релятивистского магнетрона в момент максимальной генерируемой СВЧ-мощности, P_{\max} – максимальная мощность электронного пучка на нагрузке, W – энергия, запасаемая в первичном накопителе, t_i – длительность импульса тока на нагрузке (по основанию), Q_{\max}/W – КПД передачи энергии из первичного накопителя в нагрузку, I_k – амплитуда тока через магнитный коммутатор

и такие крайние случаи, как работа ускорителя в режимах, близких к короткому замыканию и холостому ходу (магнитное поле отсутствует или значительно выше синхронного значения), а также при формировании электронного пучка магнитоизолированным диодом (имеется только торцевой ток магнетрона). В указанных случаях несоответствие между измеренными и рассчитанными значениями напряжения и тока (амплитуда и длительность импульсов) не превышало 10%. Расчеты уровня генерируемой мощности и электронного КПД релятивистского магнетрона в области синхронных магнитных полей отличались от измеренных значений не более чем на 20 и 10% соответственно, что можно связать с неучетом влияния устройства вывода СВЧ-излучения из анодного блока.

Заключение

Исследованы процессы в системе источник питания – СВЧ-генератор, обладающей сильной обратной связью. Математическое моделирование позволяет значительно подробнее рассмотреть физические процессы, протекающие в разных элементах системы, и проанализировать эффекты взаимного влияния нагрузки и источника питания. Приведенные в статье результаты получены с использованием компьютерной модели, построенной на основе эквивалентных схем источника питания и формул аналитической теории усредненного движения релятивистского магнетрона [2]. Нагрузка (релятивистский магнетрон) представлена в виде нелинейно-параметрического сопротивления, которое на каждом шаге интегрирования дифференциальных уравнений определяется как результат решения модели релятивистского магнетрона. Заметим, что представляется маловероятным аналитическое описание процессов в подобной системе и тем более наглядная интерпретация возможных результатов. Поэтому реализованный метод исследований представляется наиболее плодотворным.

С использованием модели рассчитаны амплитуда и форма выходных импульсов, которые с достаточной точностью совпадают с экспериментально измеренными значениями. Это позволяет оперативно проводить настройку СВЧ-источника на экстремумы по выходной мощности, электронному и полному КПД. В частности, применение модели дало возможность обосновать использование индукторов «емкостного» типа в линейных индукционных ускорителях, предназначенных для питания релятивистских магнетронов, а также использовать разбаланс емкостей конденсатора последнего звена сжатия МИГ и формирующей линии [12].

Отметим, что источник питания в модели может быть представлен более полной эквивалентной схемой, однако ее сложность должна быть оправдана, поскольку в реальной конструкции установки имеются трудно учитываемые параметры, такие, как упоминавшийся выше ток утечки с высоковольтных электродов, большой разброс рабочих характеристик ферромагнитных индукторов и т.д. Целесообразно также рассмотрение процессов взаимодействия электронов с СВЧ-волнами в аналитической модели релятивистского магнетрона цилиндрической геометрии. Отличие связано с тем, что в цилиндрическом случае условие синхронизма электромагнитной волны и электронного потока точно выполняется только на определенном радиусе, в то время как для плоского магнетрона электроны находятся в фазе с волной по всей высоте спицы. Однако приведенные соображения следует рассматривать как перспективы развития представленной работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фоменко Г.П., Сулакшин А.С., Филипенко Н.М., Винтизенко И.И. // Изв. вузов. Физика.– 1998.– № 4.– С. 146–157.
2. Нечаев В.Е., Сулакшин А.С., Фукс М.И., Штейн Ю.Г. // Релятивистская высокочастотная электроника.– Горький: ИПФ АН СССР, 1979.– С. 114–130.
3. Бутаков Л.Д., Винтизенко И.И., Гусельников В.И. и др. // Письма в ЖТФ.– 2000.– Т. 25.– № 13.– С. 66–71.
4. Бутаков Л.Д., Васильев В.В., Винтизенко И.И., Фурман Э.Г. // ПТЭ.– 2001.– № 5.– С. 104–110.
5. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей.– Л.: Энергоатомиздат, 1986.– 488 с.
6. Вахрушин Ю.П., Анацкий А.И. Линейные индукционные ускорители.– М.: Атомиздат, 1978.– 245 с.
7. Иоссель Ю.А., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости.– Л.: Энергоиздат, 1981.– 288 с.
8. Гинзбург С.Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях.– М.: Высшая школа, 1967.– 388 с.
9. Томских О.Н., Фурман Э.Г. // ПТЭ.– 1991.– № 5.– С. 136–138.
10. Дубнев А.И., Катаев И.Г. // ПТЭ.– 1979.– № 4.– С. 172–173.
11. Сулакшин А.С. // ЖТФ.– 1983.– Т. 53.– № 11.– С. 2266–2268.
12. Патент РФ № 2178244 / Винтизенко И.И. Линейный индукционный ускоритель.– Опубл. в Б.И.– 2002.– № 1.

НИИ ядерной физики
при Томском политехническом университете

Поступила в редакцию 12.03.03.