

# Измерение и расчет характеристик сверхразмерного окна с одной бегущей модой

О.Н. Алякринский, А.М. Барняков, А.Н. Лукин, В.Д. Шемелин

*Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН,*

*Новосибирск, Россия*

Представлены результаты измерений коэффициента отражения сверхразмерного СВЧ-окна, состоящего из ступенчатых переходов в круглом волноводе и керамического диска между ними. Многократные отражения от ступеней перехода приводят к компенсации высших типов колебаний, возникающих при трансформации основной волны так, что в диэлектрике образуется бегущая волна. Сделано сравнение с расчетом, оценены допустимые погрешности изготовления. Предполагается повышение электрической прочности, связанное не только с бегущим характером волны, но и с отсутствием продольной компоненты электрического поля.

## Введение

Баночное окно бегущей волны [1], предложенное С.Ю. Казаковым в 1992 году, позволило понизить электрическое поле в диэлектрике в  $\sqrt{\epsilon}$  раз. Для формирования поля в таком окне в прямоугольном волноводе размещается пара индуктивных диафрагм симметрично относительно круглого волновода с керамическим диском.

Для реализации идеи бегущей волны в сверхразмерном окне (диаметр окна — керамического диска — превышает несколько длин волны) в работе [2] приводится методика расчета ступенчатого перехода, основанная на анализе высших типов колебаний, возникающих из-за трансформации основной моды ( $H_{11}$ ), при переходе от одномодового круглого волновода к сверхразмерному круглому с диэлектрическим заполнением. В частности, на основе такого перехода было рассчитано сверхразмерное окно X-диапазона (диаметр окна 81 мм, рабочая частота 11.424 ГГц), в котором распространяется только основная мода  $H_{11}$  (вклад остальных менее 0.1% по мощности).

Начальный плавный переход между одномодовыми волноводами — прямоугольным и круглым — при достаточной длине практически полностью согласован и здесь не рассматривается.

## 1. Описание геометрии и методика расчета

На рис. 1 изображена принципиальная схема конструкции сверхразмерного окна с одной рабочей модой. Использование таких окон предлагается в системах ввода-вывода мощности для СВЧ-питания линейных коллайдеров. При выводе из СВЧ-генератора мощности порядка 100 МВт возникает проблема электрической прочности выходных окон. Для уменьшения напряженности электрического поля, а значит, повышения электрической прочности устройства и были предложены сверхразмерные окна [3]. В этих окнах переход с малого диаметра на большой делался в виде плавного конического рупора, при этом в диэлектрическом окне возможно возникновение высших мод. Заменяв конический плавный переход ступенчатым, можно добиться их отсутствия. Остающийся основной тип  $H_{11}$  не имеет при этом  $E_z$  составляющей, которая при наличии высших типов колебаний может привести к электрическому пробоею окна с последующим его механическим разрушением [4].

Расчеты проводились с помощью программы COAX [5], разработанной для аксиально-симметричной геометрии. При этом учитывалось 15 Н- и 15 Е-дипольных мод в наибольшем сечении. Результатом расчета являются коэффициенты прохождения и отражения всех учитываемых мод. Геометрические размеры перехода были подобраны так, чтобы в области керамики мощность передавалась в виде основной моды  $H_{11}$ . Найденные размеры позволяют подавить суммарную мощность высших типов колебаний более чем на 30 дБ относительно основной моды. Результаты проверялись непосредственным измерением коэффициента отражения на основной моде, который хорошо согласуется с расчетом в широком частотном диапазоне.

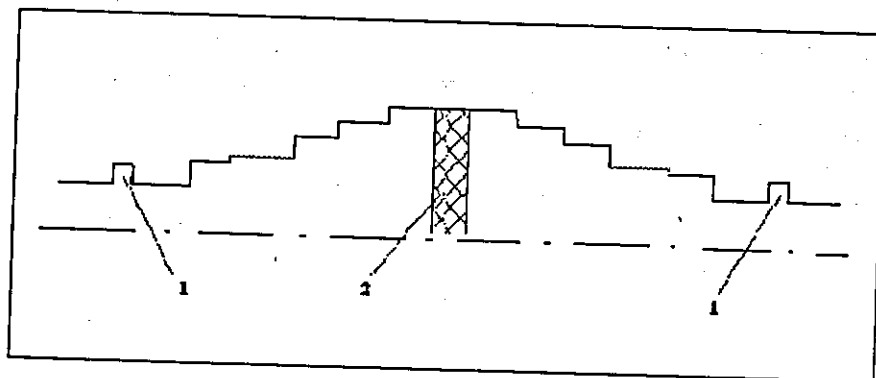


Рис. 1: Принципиальная схема сверхразмерного СВЧ-окна бегущей волны. 1 – компенсирующие канавки, 2 – керамический диск.

## 2. Экспериментальные результаты

Проверка методики расчета проводилась на образце, изготовленном на частоту 14 ГГц при диаметре 66 мм. Измерялся коэффициент отражения от всей конструкции в широком диапазоне частот. Схема измерений представлена на рис. 2. Она собрана на основе коаксиальной панорамы Р2-104 (Р2-108), которая через штатный интерфейс КОП соединена с РС. Программа для управления схемой и обработки результатов измерений написана О.В. Пироговым. Для подключения к схеме исследуемого окна использовались волноводные ответвители сечением 8×16 мм.

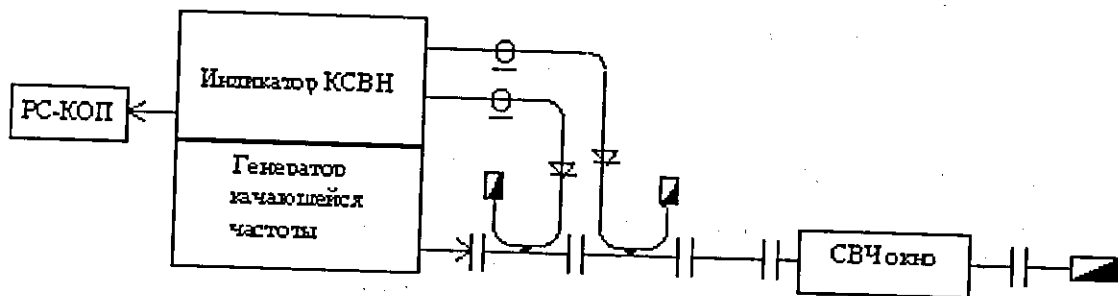


Рис. 2: Схема измерения коэффициента отражения.

Результаты измерений и расчетов коэффициентов отражений представлены на рис. 3.

Из-за погрешности изготовления реальные размеры переходов несколько отличаются от теоретических размеров. Этим объясняется наблюдаемое отличие рассчитанной теоретически зависимости квадрата коэффициента отражения от частоты, (кривая 1 на рис. 3) и зависимости, измеренной на изготовленном образце (кривая 2 на рис. 3). С целью проверки точности расчетов была получена зависимость квадрата коэффициента отражения для измененных в

пределах погрешности изготовления ( $\pm 0,05$  мм) размеров геометрии окна. Расчетная зависимость (кривая 3 на рис.3) удовлетворительно согласуется с измеренной экспериментальной кривой (кривая 2 рис.3) квадрата коэффициента отражения.

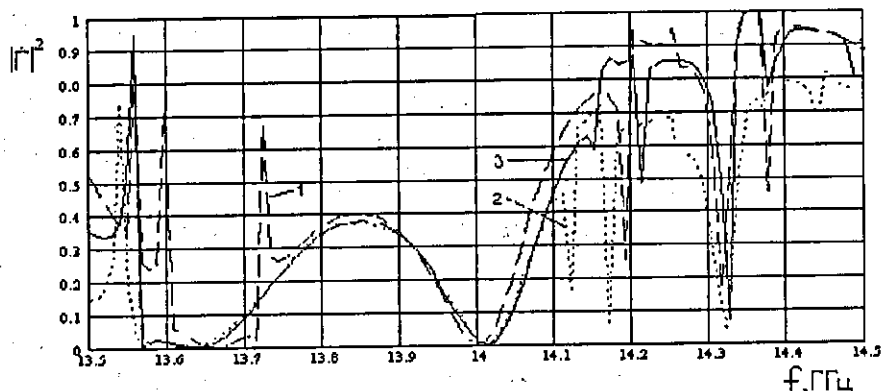


Рис. 3: Зависимость квадрата коэффициента отражения от частоты. 1 — расчетная кривая коэффициента отражения; 2 — экспериментальная кривая коэффициента отражения; 3 — расчетная кривая коэффициента отражения с фактическими размерами окна.

### Заключение

Измерения показали хорошее совпадение расчетных и экспериментальных зависимостей коэффициентов отражения в широкой полосе частот. Данная работа была проделана с целью подтверждения методики, в рабочем варианте будут учтены условия, необходимые для расширения полосы, которая для экспериментального окна составила 20 МГц. Наряду со сверхразмерным окном с одной рабочей модой в рамках этой методики предложено: окно с нулевым электрическим полем в области пайки и окно с несколькими бегущими в диэлектрике модами со сдвигом фаз между ними [2], которые также основаны на использовании ступенчатого перехода и в которых рассмотрены другие варианты повышения электрической прочности.

Авторы выражают искреннюю благодарность О.В. Пирогову за помощь в организации измерений.

### Список литературы

- [1] S.Yu. Kazakov. RF Window with TW in Ceramics. Int. Workshop on Pulsed RF Power Sources for Linear Colliders (RF 93). July 5 - 9, 1993, Dubna - Protvino, Russia, BINP, July, 1993.
- [2] V.D. Shemelin. Oversized RF Windows with Travelling H-waves in the Dielectric Area. Вопросы атомной науки и техники. 4, 1999, с. 24 - 26.
- [3] V.E. Balakin VLEPP status. Third Int. Workshop on Linear Colliders (LC91). September 17 - 27, 1991, BINP, Protvino, USSR BINP, January 1992.
- [4] H. Matsumoto. High Power Coupler Issues in Normal Conducting and Superconducting Accelerator Applications. KEK Preprint 99 - 12, May 1999.
- [5] O.N. Alyakrinsky, V.A. Dolgashev, A.N. Lukin, V.D. Shemelin. Development of Overmode RF Window Using Multimode Matrix Formalism. Seventh Int. Workshop on Linear Colliders (LC 97) Sept. 29 - Oct. 3, 1997, Zvenigorod, Russia.

# Создание ВЧ-системы разрезного микротрона-рекуператора для мощного лазера на свободных электронах

В.С. Арбузов, Б.А. Баклаков, В.П. Болотин, А.А. Бушуев, В.Ф. Веремеенко, В.Н. Волков, Н.Г. Гаврилов, Э.И. Горникер, Ю.А. Евтушенко, Е.К. Кенжебулатов, А.А. Кондаков, Н.Л. Кондакова, С.А. Крутихин, Я.Г. Крючков, И.В. Купцов, Г.Я. Куркин, В.Ю. Лоскутов, Л.Э. Медведев, Л.А. Мироненко, С.В. Мотыгин, В.Н. Осипов, В.М. Петров, А.М. Пилан, А.М. Попов, И.К. Седяров, А.Г. Трибендис, Н.Г. Фомин, А.Р. Штейнке  
*Институт ядерной физики им. Г.И.Будкера, Новосибирск, Россия*

Описана ВЧ-система разрезного микротрона-рекуператора на энергию 100 МэВ, создаваемого в Институте ядерной физики для Сибирского центра фотохимических исследований. ВЧ-система работает на частоте 180,4 МГц и состоит из двух частей: ВЧ-системы инжектора на энергию 2 МэВ и ВЧ-системы собственно микротрона. ВЧ-система инжектора включает в себя 3 резонатора – группирующий и 2 ускоряющих. Резонаторы возбуждаются соответственно от генератора 2,5 кВт и двух мощных одноламповых усилителей по 130 кВт. ВЧ-система микротрона включает в себя 16 резонаторов, работающих при напряжении на зазоре 850 кВ на каждом резонаторе. Резонаторы через распределительные фидерные линии возбуждаются от двух 4-ламповых усилителей мощности по 600 кВт каждый. В мощных усилительных каскадах используются тетроды ГУ-101А. Система управления контролирует амплитуду и фазу ВЧ-напряжений в резонаторах и вырабатывает сигналы синхронизации для электронной пушки. Приводятся результаты работы ВЧ-системы инжектора и состояние работ по ВЧ-системе микротрона.

## Введение

Проект мощного ЛСЭ [1] предусматривает создание восьмиоборотного микротрона-рекуператора на энергию 100 МэВ, средний ток – до 50 мА. Общая схема ВЧ-системы микротрона-рекуператора приведена на рис. 1. Резонатор-группирователь (2) инжектора возбуждается ВЧ-генератором (1) мощностью 2,5 кВт. Два ускоряющих резонатора (4) инжектора возбуждаются двумя генераторами (3) мощностью по 90 кВт. 16 ускоряющих резонаторов (7) микротрона возбуждаются через систему волноводов (6) двумя генераторами (5) общей мощностью 1,1 МВт, которая ограничена существующим источником анодного питания.

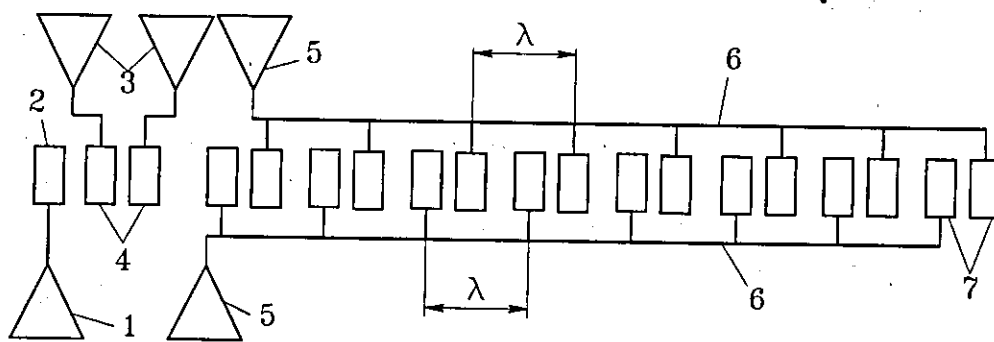


Рис. 1. Общая схема ВЧ-системы микротрона-рекуператора.

## ВЧ-резонаторы

Конструкция ускоряющих резонаторов микротрона подробно описана в [2]. Корпуса резонаторов изготавливаются из биметалла (8 мм меди и 7 мм нержавеющей стали), получаемого с помощью диффузионной сварки. Каналы водяного охлаждения корпуса находятся в нержавеющей стали.

На рис. 2 приведен схематический чертеж двухрезонаторной секции. Каждый резонатор имеет 2 бесконтактных узла подстройки частоты рабочей моды (2) и 2 узла подстройки высших мод (3). Сверху на резонаторе расположен коаксиальный ввод мощности (1) с цилиндрическим керамическим окном. Каждый ввод мощности перед установкой на резонатор испытывается на стенде. Для измерения напряжения на зазоре имеется индуктивный датчик (4). Снизу на резонаторе установлен магнитоэлектрический насос (5).

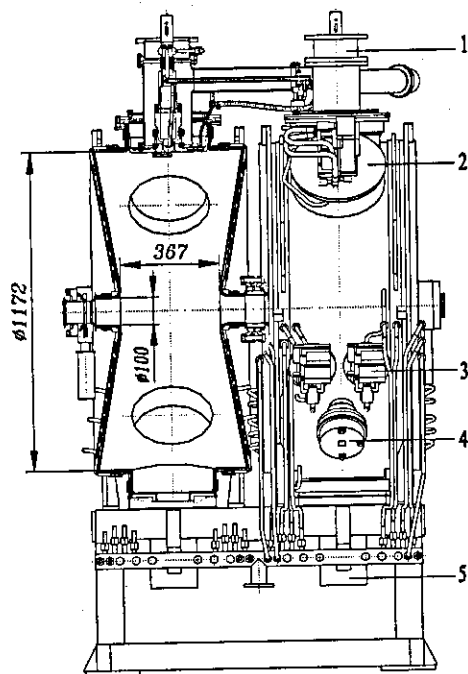


Рис. 2. Схематический чертеж резонатора. Резонатор изображен на подставке, используемой при испытаниях. В ускоряющий промежуток резонаторы подвешиваются на специальной раме.

В табл. 1 приведены параметры резонатора для основной моды типа  $E_{010}$ .

После сборки резонатора на специальном стенде [3] проводятся радиотехнические измерения параметров основной и высших мод. Измеряются частоты и добротности мод резонатора в диапазоне до 1500 МГц при различных положениях элементов подстройки. Подстройки высших мод слабо влияют на частоту основной моды, но перестраивают частоты высших мод. Для каждой моды измеряется распределение электрического поля на оси резонатора и рассчитывается величина характеристического сопротивления. Подстройки располагаются таким образом, чтобы пролетающие электронные сгустки слабо взаимодействовали с высшими модами.

Таблица 1. Параметры ускоряющего резонатора.

Резонансная частота	$f_0$	180,4	МГц
Диапазон перестройки частоты	$\Delta f_0$	320	кГц
Собственная добротность резонатора	$Q_0$	40000	
Шунтовое сопротивление	$R = U^2 / 2P$	5,3	МОм
Характеристическое сопротивление	$\rho = R/Q_0$	133,5	Ом
Напряжение на зазоре	$U$	0-950	кВ
Мощность потерь в резонаторе при $U=950$ кВ	$P$	85	кВт

После измерений два резонатора собираются в секцию, откачиваются и прогреваются при температуре 300°С в печи. Вакуум в резонаторе после прогрева лучше  $10^{-7}$  Па. Перед установкой в микротрон все резонаторы испытываются на стенде от одного из ВЧ-генераторов инжектора в непрерывном режиме при напряжении до 1100 кВ. При испытаниях тренируется мультипактор, проверяется электрическая прочность резонатора и измеряется уход частоты основной моды при изменении напряжения с отключенной системой АПЧ. Конструкция резонаторов обеспечивает частичную компенсацию тепловых уходов частоты. При изменении напряжения от 100 до 900 кВ уход частоты составляет около 10 кГц.

## ВЧ-генераторы

ВЧ-генератор модульной конструкции [4] разработан и изготовлен в ИЯФ. Анодный выпрямитель [5] на напряжение 8 кВ и мощность 2,5 МВт также разработан и изготовлен в ИЯФ. Выпрямитель оборудован системой быстрого (50 мксек) защитного отключения.

Каждый генератор – четырехкаскадный (рис. 3). Первый и второй усилительные каскады (4) выполнены на тетрадах ГУ-92А. Третий и четвертый (выходной) каскады (5,6) выполнены на основе тетрода ГУ-101А. Два генератора с одномодульными выходными каскадами на ГУ-101А возбуждают резонаторы инжектора микротрона-рекуператора.

Генераторы связаны с резонаторами (1) ВЧ-трактами, состоящими из прямоугольных волноводов (3) сечением 958 x 415 мм и коаксиальных линий.

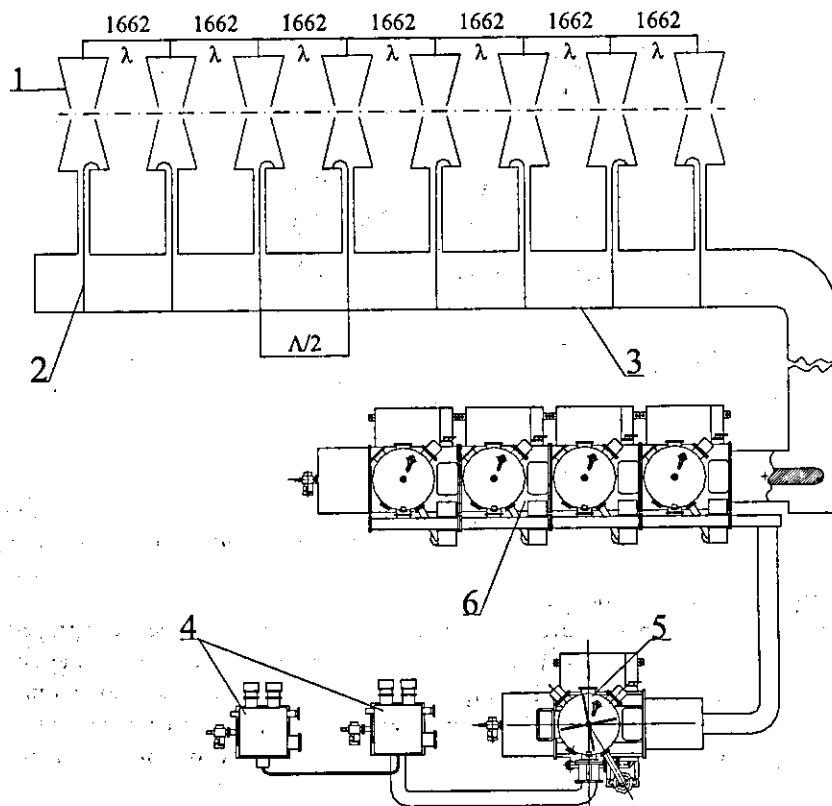


Рис. 3. Схема питания 8 резонаторов микротрона от 1-го генератора.

Система деления мощности между ускоряющими резонаторами (поз. 1, рис. 3) состоит из прямоугольного волновода (3), соединенного коаксиальными фидерами с резонаторами. Резонаторы разделены на две группы по 8 резонаторов, каждая из которых подключена к своему волноводу. Дистанция между центрами резонаторов в группе равна длине волны в вакууме (1662 мм). Деление мощности между резонаторами в группе достигается следующим образом.

Каждый резонатор имеет коаксиальный вход и подключен к распределительному волноводу посредством волноводно-коаксиального перехода (ВКП, поз. 2). Длина волны в волноводе равна удвоенной длине волны в вакууме. Таким образом, расстояние между ВКП соседних резонаторов в группе равно половине длины волны в волноводе и, следовательно, модули напряженности полей волновода в сечениях включения ВКП одинаковы, а фазы отличаются на  $180^\circ$ . Правильная фазировка резонаторов обеспечивается тем, что петли связи в соседних резонаторах группы развернуты на угол  $180^\circ$  относительно друг друга. Мощности возбуждения всех резонаторов одинаковы, если резонаторы имеют одинаковые шунтовые сопротивления и коэффициенты связи с коаксиальной линией.

## Система управления

Система управления регулирует амплитуду ускоряющего напряжения и осуществляет фазирование генераторов между собой и с ВЧ-системой инжектора. ВЧ-напряжения генераторов управляются независимо, а их регулирование осуществляется одинаковым образом.

Для стабилизации амплитуды ускоряющего напряжения введена цепь обратной связи. Сумма протектированных ВЧ-напряжений с измерительных петель резонаторов сравнивается с опорным сигналом ЦАП. Выход усилителя сигнала ошибки управляет усилением каскада в тракте генератора ВЧ-мощности.

Ускоряющие напряжения резонаторов, подключенных к одному генератору, фазированы между собой благодаря соответствующему выбору геометрических размеров элементов волноводного делителя мощности и выбору расстояния между резонаторами. В этом случае ошибка фазирования напряжений резонаторов между собой определяется точностью системы автоподстройки резонаторов. Для фазирования суммарного ускоряющего напряжения резонаторов канала по отношению к инжектору, из напряжений с измерительных петель резонаторов синтезируется ВЧ-сигнал, представляющий суммарное ускоряющее напряжение резонаторов для пучка. Фазометр сравнивает по фазе этот сигнал с общим опорным сигналом ВЧ-системы от задающего генератора. Выход фазометра управляет электронным фазовращателем в тракте усиления ВЧ-мощности генератора. Начальная установка фазы канала производится с помощью фазовращателя опорного ВЧ-напряжения, включенного между задающим генератором и фазометром.

## Состояние работ

На инжекторе получен ток ускоренных электронов 45 мА при энергии 2 МэВ. При этом напряжение на группирующем резонаторе было 100 кВ, на каждом ускоряющем резонаторе – 770 кВ, мощность, передаваемая пучку в ускоряющем резонаторе, – 31.5 кВт. Подробное описание ВЧ-системы инжектора и результаты работы с пучком даны в [6].

В ускоряющий промежуток микротрона установлены 10 резонаторов (5 секций). 2 резонатора (1 секция) испытаны и подготовлены к установке. Производство резонаторов заканчивается в этом году. Всего для различных установок был изготовлен 21 такой резонатор.

Ведется монтаж мощного ВЧ-генератора. Аналогичный генератор был испытан в ВЧ-системе накопителя ВЭПП-4. При испытании была получена мощность 500 кВт при КПД каскада 53 %.

## Список литературы

[1] Б.А. Баклаков и др. "Статус лазера на свободных электронах для Сибирского центра фотохимических исследований". XIII Российская конференция по использованию синхротронного излучения, сборник трудов, Новосибирск, 17-21 июля 2000, с.24-29.

[2] N. Gavrilov et al. "RF Cavity for the Novosibirsk Race-Track Microtron-Recuperator", препринт ИЯФ им Г.И.Будкера СО РАН 94-92, Новосибирск, 1994.

[3] E. Kenjebulatov et al. "Setup for Measuring RF Characteristics of Accelerating Cavities". Proceedings of XVII International Conference on High Energy Accelerators, September 7-12, 1998, Dubna, Russia, p.131-133.

[4] В.С. Арбузов и др. "Мощный УКВ генератор модульной конструкции для накопителей и ускорителей". XVI Совещание по ускорителям заряженных частиц, октябрь 1998, Протвино.

[5] B.A. Baklakov et al. "The 8 kV Power Supply for RF Generators Anode Feeding". XVII International Conference on High Energy Accelerators, 1998, Dubna, Russia.

[6] V. Arbuzov et al. "RF System of Electron Injector for the Race-Track Microtron-Recuperator and Results of its Operation with Electron Beam". 16<sup>th</sup> International Workshop on Charged Particles Linear Accelerators, September 6-12, 1999, Alushta, Ukraine, Вопросы атомной науки и техники, №4, серия Ядерно-физические исследования (35), с.26-28, НИЦ ХФТИ, Харьков, Украина.

# Система управления, защиты и контроля модулятора клистрона 5045 и клистронного поста

П.А.Бак, К.В.Губин, И.В.Казарезов, В.К.Овчар, А.М.Резаков, Ю.Ф.Токарев,  
А.Г.Чупыра, Б.С.Эстрин, В.Д.Юдин  
*Институт ядерной физики им.Будкера СО РАН, Новосибирск, Россия*

В Институте ядерной физики СО РАН в рамках ускорительного комплекса ВЭПП-5 разрабатывается инжекционный комплекс, составной частью которого является форинжектор. Форинжектор предназначен для формирования и ускорения электронных и позитронных пучков. Его основу составляют: электронная пушка на энергию 200 кэВ, система группирования пучка, линейный ускоритель электронов на энергию 300 МэВ, изохронная магнитная система для поворота 300-МэВ пучка на 180 градусов, конверсионная система и линейный ускоритель электронов и позитронов на энергию 510 МэВ.

Линейные ускорители состоят из набора ускоряющих модулей. Основными элементами модуля являются: клистрон 5045 10-см диапазона производства научного центра SLAC (США), модулятор клистрона, система умножения СВЧ-мощности, волноводная система и ускоряющие секции на бегущей волне. Ниже уточнены особенности конструктивного исполнения модулятора и клистрона и их системы управления, защиты и контроля.

## 1. Клистрон 5045

Клистрон 5045 используется в качестве усилителя СВЧ-мощности для ускоряющих секций. Собственно клистрон состоит из диодной электронной пушки, 6 резонаторов с трубками дрейфа и коллектора. Вывод СВЧ-мощности осуществляется через волновод с двумя СВЧ-окнами, температуру которых можно контролировать с помощью встроенных в окна термопар. В волновод встроен узел для вакуумной откачки. В состав клистронного прибора входят также импульсный трансформатор с масляным баком и фокусирующий соленоид. Тело клистрона и фокусирующий соленоид монтируются на баке. Основные параметры клистрона приведены в табл. 1.

Таблица 1: Параметры клистрона.

1.	Рабочая частота	2856 МГц
2.	Импульсная мощность	67 МВт
3.	Длительность СВЧ-импульса	3.5 мкс
4.	Частота повторения до	180 Гц
5.	Усиление по мощности	53 ÷ 57%
6.	КПД	43 ÷ 47%
7.	Анодное напряжение	350 кВ
8.	Анодный ток	400 А
9.	Коэффициент трансформации импульсного трансформатора	1:15

## 2. Модулятор клистрона 5045

Высокое напряжение для первичной обмотки импульсного трансформатора клистрона формируется в модуляторе, который состоит из высоковольтного выпрямителя, зарядного дросселя, формирующей линии и тиратронного коммутатора. На рис. 1 представлена упрощенная блок-схема модулятора для питания клистрона 5045.



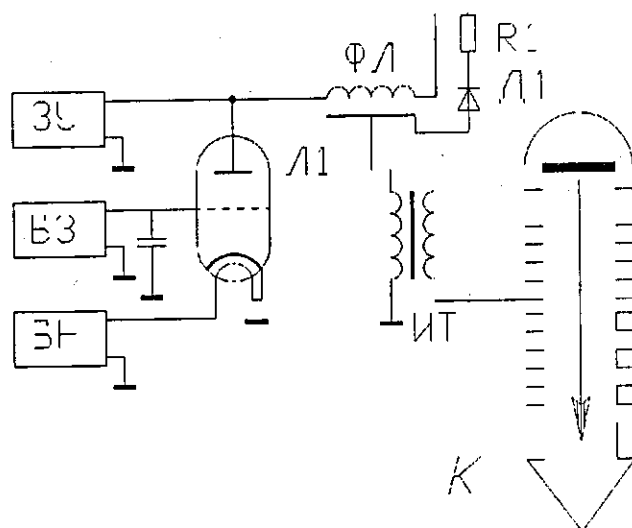


Рис. 1: Блок-схема модулятора.

Формирующая линия ФЛ заряжается от высоковольтного стабилизированного зарядного устройства ЗУ до напряжения 47 кВ. ЗУ питается от сети  $3 \times 380$  В через тиристорный регулятор напряжения. При подаче запускающего импульса от блока запуска БЗ тиратрон Л1 отпирается и формирующая линия коммутируется на первичную обмотку импульсного трансформатора ИТ с коэффициентом трансформации, равным 1:15. Питание накала и генератора водорода тиратрона осуществляется от автономных стабилизированных источников питания БН. Для защиты модулятора и клистрона при возможных пробоях в системе предусматривается цепь клипперного диода Д1 с гасящим сопротивлением R1. Основные параметры модулятора представлены в табл. 2.

Таблица 2: Параметры модулятора.

1.	Зарядное напряжение формирующей линии	47 кВ
2.	Импульсное напряжение на выходе ФЛ	23.5 кВ
3.	Импульсный ток тиратронов	6.3 кА
4.	Анодное напряжение тиратрона	47 кВ
5.	Длительность импульса (по уровню 0.5)	5.5 мкс
6.	Длительность вершины импульса (по уровню 0.99)	3.5 мкс
7.	Частота повторения до	50 Гц
8.	КПД модулятора	~ 84%

### 3. Система управления, контроля и защиты

Для успешной эксплуатации клистрона и модулятора необходима надежная система управления, защиты и диагностики, объединяющая весь комплекс систем, связанных с обеспечением работоспособности клистрона и модулятора. Такая система была разработана и изготовлена в Институте ядерной физики.

При создании системы использовались как типовые институтские разработки — КАМАК модули и блоки питания в стандарте "Вишня" — так и специально разработанные радиоблоки. Электроника для управления, защиты и контроля модулятора и клистрона размещается в двух радиостойках стандарта "Вишня". Вид относительного расположения радиостоек и модулятора с клистроном изображен на рис. 2.

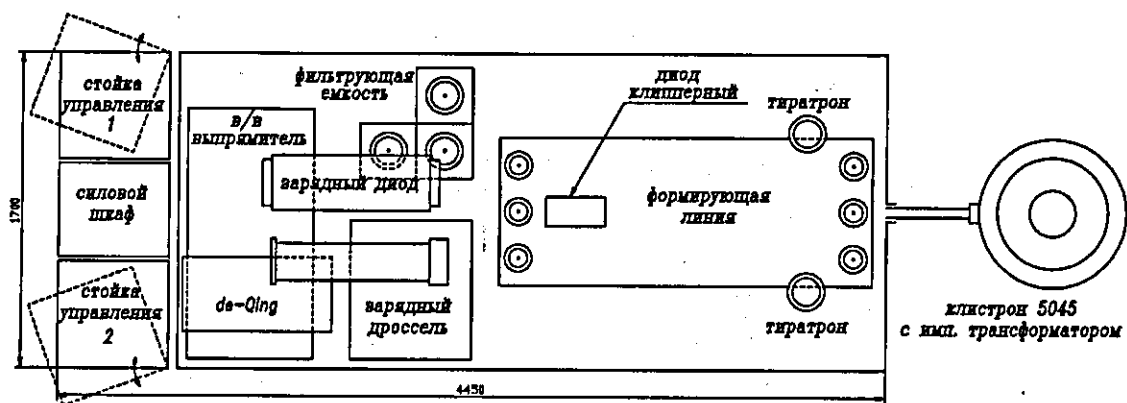


Рис. 2: Конструктивное расположение радиостоек.

Верхние этажи радиостоек занимают КАМАК-крейты. В крейтах расположены: интеллектуальный крейт-контроллер, интерфейс локальной вычислительной сети, генератор временных интервалов, быстрые и медленные АЦП, ПКС, управляющие регистры и сборщики двоичных состояний. На остальных этажах размещены радиоблоки, выполненные в стандарте "Вишня". В радиостойке 1 расположены: блок блокировок и сигнализации, блок согласования, блок быстрой защиты, блок управления тиристорным регулятором, блок стабилизации накала тиратронов, блок формирования импульсов для запуска тиратронов, блок реле для управления включением/выключением высокого напряжения, цепей накалов и фокусирующего магнита и блок стрелочных приборов. В радиостойке 2 расположены: комплект блоков питания накала клистрона, комплект блоков для питания фокусирующего магнита, блок питания вакуумного насоса клистрона.

Управление работой модулятора можно осуществлять как в ручном режиме, так и с помощью ЭВМ. Ручной режим удобен при наладочных работах. В таком режиме используется ручной ПКС. В соответствии с сигналом ПКС блок управления тиристорного регулятора устанавливает напряжение на выходе высоковольтного выпрямителя. Синхроимпульс для запуска тиратронов берется от внешнего запускающего устройства. Всю информацию о параметрах работы модулятора и клистрона можно получить с помощью обычного осциллографа, блока стрелочных приборов и светодиодной индикации блока блокировок и сигнализации и блока быстрой защиты.

Управление работой модулятора и клистрона от ЭВМ построено на использовании интеллектуального крейт-контроллера. Рабочая программа в крейт-контроллер загружается через локальную вычислительную сеть из сервера, расположенного в пультовой инжекционного комплекса. Оператор, находясь в пультовой, может управлять уровнем выходного напряжения выпрямителя и осуществлять контроль за состоянием блокировок и рабочими параметрами модулятора и клистрона, визуализация которых производится на мониторах пульта управления.

Основные функции контроля и защиты модулятора и клистрона несут на себе блок блокировок и сигнализации, блок согласования и блок быстрой защиты. В блок блокировок и сигнализации приходит информация о состоянии блокировок, контролирующих давление воды в системах охлаждения основных узлов модулятора и клистрона, уровень вакуума клистрона, готовность блоков питания фокусирующего магнита, накалов тиратронов и клистрона, положение штанг, РМБ, дверей модулятора и линейного ускорителя. В случае нормального состояния этих блокировок блок дает разрешение на включение высокого напряжения. В случае отсутствия нормального состояния какой-либо из блокировок блок отображает эту информацию с помощью светодиодной индикации на своей передней панели и выдает запрет на включение высокого. Информация о состоянии блокировок может быть прочитана оператором в пультовой.

Блок согласования преобразует уровни сигналов, приходящих из измерительных цепей модулятора и клистрона, чтобы обеспечить их приемлемые значения для блока быстрой защиты, АЦП и обычного осциллографа.

Основной функцией блока быстрой защиты является превентивная защита модулятора и клистрона при отклонениях от нормального режима работы.

Блок диагностирует следующие отклонения:

- 1) превышение тока сети в тиристорном регуляторе напряжения;
- 2) превышение напряжения на выходе высоковольтного выпрямителя;
- 3) превышение напряжения на формирующей линии;
- 4) превышение тока заряда линии;
- 5) превышение тока клипперного диода;
- 6) превышение импульсного тока тиратронов;
- 7) превышение заданного уровня температуры в контролируемых точках модулятора;
- 8) превышение импульсного напряжения на клистроне;
- 9) превышение импульсного тока пучка клистрона;
- 10) снижение импульсного тока пучка клистрона ниже заданного;
- 11) резкий скачок вакуума в волноводе между клистроном и секцией;
- 12) превышение температуры керамических СВЧ-окон клистрона;
- 13) превышение допустимого значения разности температур воды на входе и выходе клистрона;
- 14) превышение допустимого уровня отраженной от волновода СВЧ-мощности;
- 15) отклонение тока фокусирующего магнита от номинального значения;
- 16) отклонение тока размагничивания от номинального значения.

Блок быстрой защиты может блокировать тиристорный регулятор, снимать запуски тиратронов и вызывать выключение высокого напряжения. Реакция блока зависит от конкретного отклонения. Информация о любом отклонении отображается с помощью светодиодной индикации на передней панели блока, а также может быть прочитана оператором в пультовой.

### Заключение

Созданная система управления, защиты и контроля модулятора клистрона 5045 и клистронного поста надежно работает в клистронной галерее инжекционного комплекса в течение последних нескольких лет. Она легко вписалась в общую систему управления, защиты и контроля инжекционного комплекса, позволила осуществить переход на автономный режим работы модулятора и клистрона и на режим автоматической тренировки секций линейного ускорителя.

# Одномодовые резонаторы на частоту 172 и 178 МГц

А.А.Бушуев, В.Н.Волков, Э.И.Горникер, А.А.Данилевич, Е.К.Кенжебулатов, А.Н.Косарев,  
В.Я.Крестьянский, С.А.Крутихин, Я.Г.Крючков, Г.Я.Куркин, И.Г.Макаров, В.Ю.Мараев,  
Н.В.Митянина, Д.Г.Мякишев, В.М.Петров, И.В.Полетаев, И.К.Седяров,  
А.Г.Трибендис, Н.Г.Фомин

*Институт ядерной физики, Новосибирск, Россия*

Представлены проекты двух ускоряющих резонаторов с сильным подавлением высших мод при помощи специальных вакуумных нагрузок. Описана конструкция резонаторов и нагрузок. Приводятся расчетные характеристики резонаторов, их спектры высших мод и результаты расчета устойчивости фазового движения пучков в накопителях ВЭПП-2000 и NANOHANA.

## Введение

Важной проблемой в современных накопителях является повышение накопленных токов. Одним из ограничений является возникновение неустойчивостей из-за взаимодействия пучка с высшими модами резонатора. В данном докладе на примерах двух резонаторов рассмотрены варианты подавления высших мод с помощью специальных вакуумных нагрузок, которые являются элементами самого резонатора.

## 1. Одномодовый резонатор ВЭПП-2000

Для проведения экспериментов в области энергий от 1400 до 2000 МэВ в ИЯФ решено модернизировать коллайдер ВЭПП-2М [1]. Модернизированный накопитель будет работать на энергии  $2 \times 1000$  МэВ и с токами  $2 \times 100$  мА. Относительно низкая энергия частиц пучка представляет определенную проблему для обеспечения устойчивости фазового движения сгустков. Разработан проект одномодового ускоряющего резонатора с сильной подгрузкой высших мод, что повышает порог возникновения когерентной неустойчивости пучка.

На рис. 1 представлен схематический чертеж резонатора.

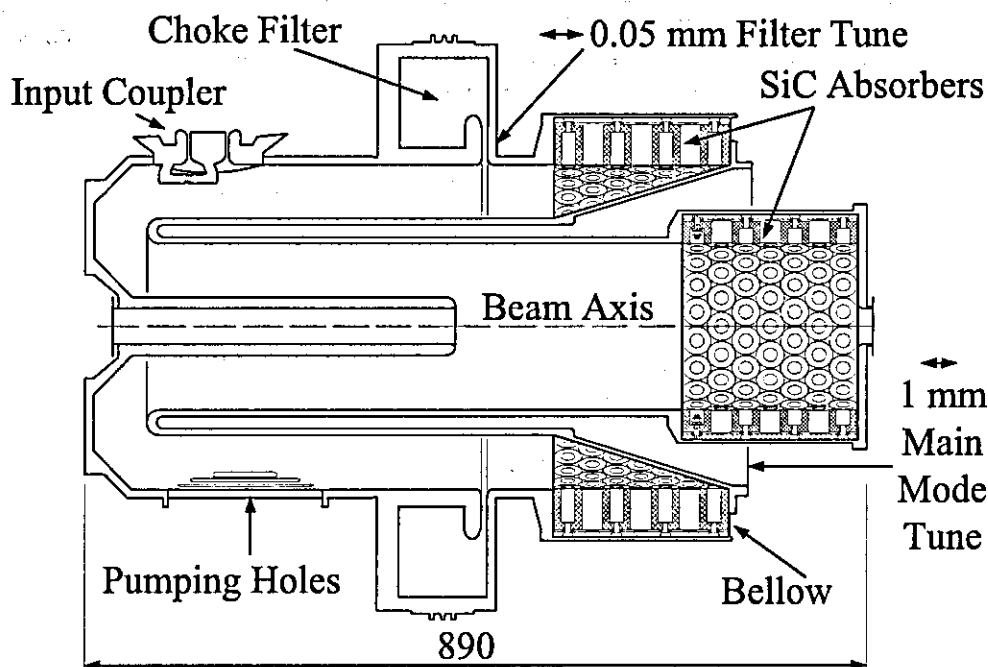


Рис. 1. Резонатор накопителя ВЭПП-2000.

Подавление высших мод в резонаторе осуществляется при помощи двух поглощающих цилиндрических нагрузок (SiC Absorbers): коаксиальной и волноводной.

Коаксиальная нагрузка хорошо согласована с ТЕМ волной ( $KCBH < 1.5$ ) и обеспечивает подавление высших мод в диапазоне частот до 3500 МГц. Фильтр – пробка (Choke Filter), расположенный перед этой нагрузкой, настроенный на частоту рабочей моды, исключает подгрузку этой моды.

Волноводная нагрузка, расположенная в вакуумной камере резонатора диаметром 187 мм, нагружает высшие моды, частоты которых выше критической частоты волновода (1235 МГц). Волновод является запертым для волны, связанной с полем рабочей моды, поэтому нагрузка на нее не влияет.

Нагрузки составлены из отдельных элементов в форме стаканов, изготовленных из проводящей керамики КТ-30. Эти элементы с помощью винтов прикрепляются к водоохлаждаемой стенке цилиндра. На рис. 2 представлен схематический чертеж керамических элементов нагрузок.

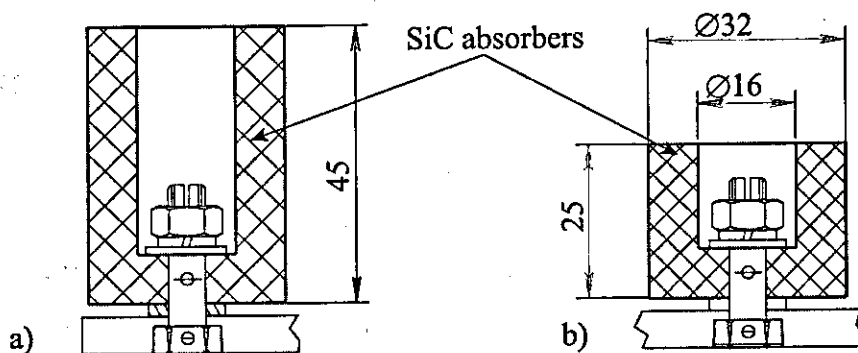


Рис. 2. Поглощающие элементы нагрузок из керамики КТ-30: а) для коаксиальной нагрузки, б) для волноводной нагрузки.

В табл. 1 приведены свойства проводящей керамики КТ-30.

Таблица 1. Свойства керамики КТ-30.

Объемная проводимость, $1/\text{Ом}\cdot\text{м}$	1.67
Тангенс потерь $\text{tg}\delta$ при $f=10$ ГГц	Не меньше 0,2
Диэлектрическая постоянная $\epsilon$ при $f=10$ ГГц	15
Теплопроводность, $\text{Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$	5

ВЧ-характеристики одномодового резонатора на частоте ускоряющей моды представлены в табл. 2.

Таблица 2. ВЧ-характеристики резонатора ВЭПП-2000 на рабочей частоте.

Частота, МГц	172.099
Диапазон перестройки, кГц	32
Добротность	8800.7
Ампл. ускоряющего напряжения, кВ	120
Коэффициент пролета	.9898
Характеристич. сопр.*, Ом	28.07
Шунтовое сопротивление*, кОм	246.99
Макс. температура поверхности	60°
Общие тепловые потери, кВт	29.15

\* С учетом коэффициента пролета

С помощью программы CLANS [2] проведены расчеты импеданса связи высших мод в диапазоне до 3500 МГц. Результаты расчета приведены на рис.3.

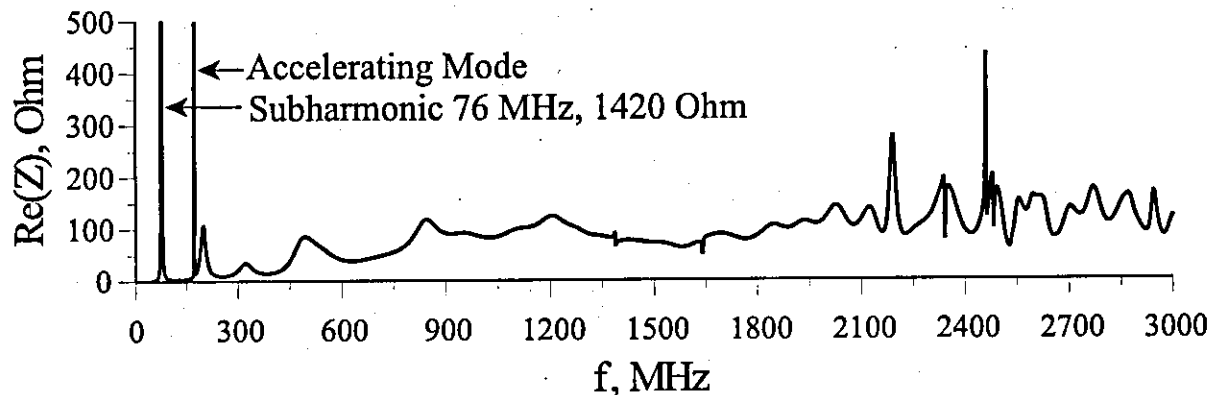


Рис. 3. Импеданс связи высших мод резонатора ВЭПП-2000 (реальная часть).

Резонатор имеет низкий (200+300 Ом) импеданс связи высших мод (за исключением мод 76 и 2460 МГц). Более подробное описание расчетов резонатора приведено в [3]. Как показывают расчеты по программе MBI [4], такие величины импедансов связи высших мод резонатора обеспечивают устойчивое фазовое движение сгустков в накопителе ВЭПП-2000 даже при двукратном увеличении тока пучка (2×200 мА).

## 2. Одномодовый резонатор для проекта NANOHANA

В ИЯФ по заказу японской фирмы KAWASAKI разрабатывается проект накопителя NANOHANA [5] специализированного источника СИ с большим током пучка (300 мА) при относительно низкой энергии частиц пучка (0.5-2 ГэВ). На данном накопителе устанавливаются два одномодовых резонатора, один из которых показан на рис. 4. Резонаторы имеют один общий узел откачки, расположенный между ними (Pumping Group).

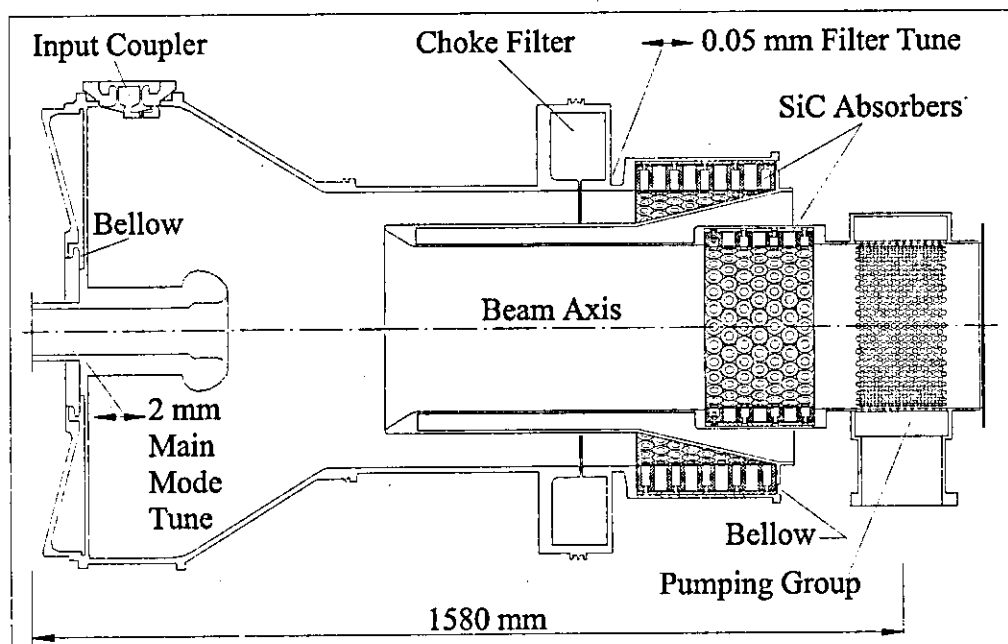


Рис. 4. Одномодовый резонатор NANOHANA.

Принцип подавления высших мод такой же, как в случае резонатора ВЭПП-2000, при помощи двух поглощающих цилиндрических нагрузок (SiC Absorbers) – коаксиальной и волноводной. Вакуумные нагрузки высших мод (SiC absorbers) и запирающий фильтр для рабочей частоты (Choke Filter) имеют такую же принципиальную конструкцию, как описано выше.

Параметры одномодового резонатора на частоте ускоряющей моды приведены в табл.3.

Таблица 3. Параметры ускоряющего одномодового резонатора NANOHANA.

Частота, МГц	178.50
Диапазон перестройки, МГц	0.37
Добротность	25379.0
Коэффициент пролета	0.9266
Характеристич. сопр.*, Ом	103.6
Шунтовое сопротивление*, кОм	2.62853
Ускоряющее напряжение, кВ	600.0
Мощность ВЧ потерь, кВт	67.8

\* С учетом коэффициента пролета

На рис. 5 показана частотная зависимость реальной части импеданса связи высших мод резонатора, рассчитанная программой CLANS [2].

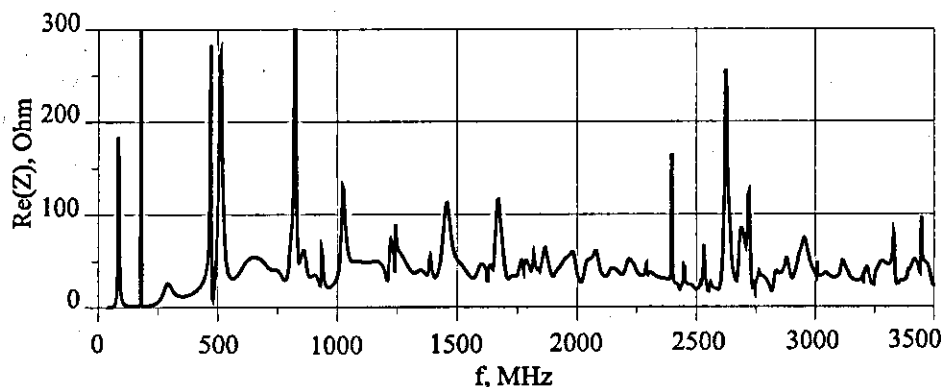


Рис. 5. Импеданс связи высших мод резонатора NANOHANA (реальная часть).

Импеданс связи высших мод резонатора имеет порядок 200+300 Ом в диапазоне от 60 до 3500 МГц, исключая частоту моды 822 МГц, имеющей импеданс 533 Ом.

Использование двух таких резонаторов в накопителе позволяет получить устойчивое многосгустковое фазовое движение с применением цепи обратной связи. Мощность выходного усилителя в этой цепи обратной связи ~400 Вт.

### Заключение

Расчеты показали, что выбранные конструкции и размеры одномодовых резонаторов обеспечивают достаточно сильное подавление высших мод резонатор, а также обеспечивают устойчивость заданных токов накопителей ВЭПП-2000 и NANOHANA. В конструкции нагрузок используются выпускаемые серийно отечественной промышленностью изделия из проводящей керамики.

### Литература

- [1] Yo.M. Shatunov et al. "Project of a New Electron-Positron Collider VEPP-2000", Proc. of 7<sup>th</sup> EPAC (2000).
- [2] D.G. Myakishev. Preprint BudkerBINP 2000-55, Novosibirsk, 2000.
- [3] V.N. Volkov et al. "VEPP-2000 Single Mode Cavity", Proc. of 7<sup>th</sup> EPAC (2000).
- [4] N.V. Mityanina. Preprint BudkerINP 99-46, Novosibirsk, 1999.
- [5] V. Korchuganov et al. Nucl. Instr. and Meth. A448 (2000) 27-31.

# Согласование параметров формирующих линий и импульсных трансформаторов в схемах импульсных модуляторов для питания мощных клистронов

И.В. Казарезов, А.А. Корепанов

*Институт ядерной физики им. Будкера СОРАН, Новосибирск, Россия*

Наиболее распространенной схемой формирования мощных импульсов микросекундного диапазона для питания различных импульсных СВЧ-приборов является схема модулятора линейного типа на базе искусственной формирующей линии (ФЛ), коммутатора и повышающего импульсного трансформатора (ИТ). Эффективность модулятора определяется как активными потерями в элементах генератора, так и потерями энергии при формировании фронта и среза импульса, причем, влияние потерь энергии, связанных с формированием фронта и среза импульса, наиболее существенно. КПД формирования импульса, учитывающий данные потери, определяется следующим образом:

$$\eta = \frac{W_{\text{н}}}{\int_0^{t_{\text{осн.}}} u(t)i(t)dt} \quad (1)$$

Здесь  $W_{\text{н}}$  — энергия, выделяющаяся в нагрузке при формировании полки импульса, определяемой с заданной точностью;  $t_{\text{осн.}}$  — длительность импульса по основанию. Из приведенного выражения ясно, что для увеличения КПД формирования импульса необходимо уменьшать длительность его фронта и среза при заданной длительности полки импульса. Основными параметрами, влияющими на величину фронта и среза импульса, являются постоянная времени трансформаторной цепи, тип ФЛ и число ее ячеек. Выбору указанных параметров и посвящается данная работа.

## 1. Постоянная времени трансформаторной цепи и выбор типа ФЛ

В работе [1] показано, что с достаточной степенью точности процессы формирования фронта и среза импульса с помощью ИТ можно анализировать по упрощенной схеме, представленной на рис. 1.

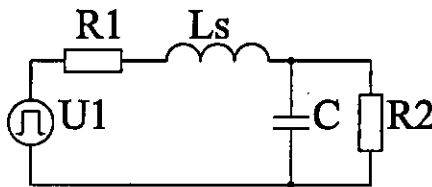


Рис. 1: Эквивалентная схема трансформаторной цепи.

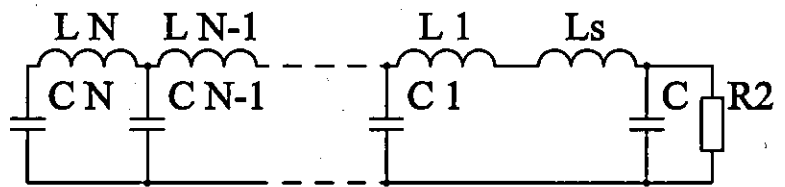


Рис. 2: Расчетная схема ОФЛ.

Все параметры эквивалентной схемы приведены ко вторичной обмотке. Здесь  $L_s = L_{S\text{тр}} + L_{S1}$  — сумма индуктивности рассеяния ИТ  $L_{S\text{тр}}$  и индуктивности первичной цепи  $L_{S1}$ ;  $C = C_{\text{тр}} + C_2$  — сумма динамической емкости ИТ  $C_{\text{тр}}$  и емкости нагрузки  $C_2$ ;  $R1$  и  $R2$  — сопротивления генератора и нагрузки, соответственно. Постоянная времени трансформаторной цепи определяется с учетом паразитных параметров первичной и вторичной цепей:

$$\tau = \sqrt{(L_{S\text{тр}} + L_{S1})(C_{\text{тр}} + C_2)}. \quad (2)$$



Важным вопросом при проектировании импульсного модулятора является выбор коэффициента трансформации ИТ  $n$ , а значит, при заданных параметрах коммутатора, и типа ФЛ. Наиболее распространенным типом обмоток мощных ИТ микросекундного диапазона являются однослойные обмотки с согласным включением. Известно (см. например [1]), что динамическая емкость таких обмоток пропорциональна

$$C_{\text{тр}} \sim (n-1)^2/n^2, \quad (3)$$

а индуктивность не зависит от  $n$  вообще. Таким образом, если пренебречь влиянием индуктивности первичной цепи  $L_{S1}$ , то зависимость постоянной времени  $\tau$  от коэффициента трансформации  $n$  будет следующей:

$$\tau \sim \sqrt{c_1 \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 + C_2}. \quad (4)$$

Здесь константа  $c_1$  не зависит от  $n$ . Из этого соотношения видно, что постоянная времени трансформаторной цепи очень слабо растет при увеличении  $n$ . Например, при изменении коэффициента трансформации с 14 до 7 постоянная времени  $n$  может увеличиться максимум в 1.08 раза (при нулевой емкости нагрузки  $C_2$ ). Однако в общем случае следует учитывать влияние  $L_{S1}$  на увеличение фронта импульса.

Индуктивность первичной цепи  $L'_{S1} = L_{S1}/n^2$  (штрихом обозначаются величины, приведенные к виткам первичной обмотки ИТ) в основном состоит из индуктивности тиратрона и индуктивности соединений между ФЛ, тиратроном и ИТ. Корректный анализ зависимости величины  $L'_{S1}$  от  $n$  затруднен, так как эта индуктивность нелинейно зависит от напряжения, поэтому далее для простоты предполагается, что  $L'_{S1}$  не зависит от первичного напряжения, а значит, и от коэффициента трансформации. Это допущение даст оценку сверху для зависимости  $\tau$  от  $n$ . Действительно, при заданной величине  $L'_{S1}$  соотношение для постоянной времени (2) можно переписать следующим образом:

$$\tau = \sqrt{\left(L_{S\text{тр}} + L'_{S1} \cdot n^2\right) \cdot \left(c_1 \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 + C_2\right)}. \quad (5)$$

Из данного соотношения видно, что при большом  $n$  влияние  $L_{S1}$  на постоянную времени может быть значительным. Поэтому для снижения коэффициента трансформации и увеличения первичного напряжения иногда используется двойная ФЛ (ДФЛ) с выходным напряжением равным зарядному. Следует отметить, что ДФЛ имеет свои недостатки:

- переполюсовка напряжения на конденсаторах первой части ДФЛ приводит к уменьшению срока их службы;
- повышенные потери в первой части ДФЛ, связанные с увеличенной длительностью и амплитудой тока, протекающего по ней;
- усложняется высоковольтное исполнение первичной обмотки ИТ и соединений с ДФЛ;
- при пробое клистрона в нем выделяется больше энергии, чем в схеме с одинарной ФЛ; цепи защиты при этом усложняются;
- требуется по меньшей мере удвоенное количество элементов линии, что усложняет и удорожает исполнение ДФЛ.

Из сказанного выше следует, что при заданных параметрах коммутатора в случае примерно одинаковых искажений импульса (затягивание фронта и среза) лучше использовать одинарную ФЛ, чем ДФЛ.

На примере генератора, питающего клистрон для проекта линейного ускорителя JLC [3], было проведено сравнение формы импульса напряжения на нагрузке и КПД формирования импульсов для схем модуляторов на основе одинарной и двойной ФЛ с двумя коэффициентами трансформации 14 и 7 соответственно.

Параметры импульса на нагрузке:

Амплитуда напряжения — 560 кВ;

Амплитуда тока — 503 А;

Длительность импульса по полке — 1.5 мкс.

Индуктивность рассеяния ИТ и суммарная емкость вторичной цепи взяты из [2]:  $L_{стр} = 120$  мкГн,  $C = 250$  пФ. Для простоты при моделировании токком намагничивания можно пренебречь. Число ячеек в обеих схемах ФЛ было выбрано 20 (в ДФЛ  $2 \times 20$ ). Увеличением емкости  $C$  при увеличении коэффициента трансформации вдвое можно пренебречь, так как емкость ИТ составляет лишь  $\sim 1/3$  от суммарной емкости  $C$ . Поэтому в процессе численного моделирования двух схем ФЛ различия в них состояли только в дополнительной индуктивности первичной цепи  $L_{S1} = L'_{S1} \cdot n^2$ .

Результаты анализа данных схем приведены в табл. 1. Из данной таблицы следует, что эффективность формирования импульсов в схеме одинарной ФЛ  $\eta_{од.}$  не хуже, чем в схеме ДФЛ  $\eta_{дв.}$ , вплоть до значений индуктивности первичной цепи  $L_{S1}/L_s \approx 1$  (при  $n = 14$ ) или  $L_{S1}/L_s \approx 0.25$  (при  $n = 7$ ). Таким образом, при одинаковом КПД схемы формирования следует отдавать предпочтение одинарной ФЛ.

Таблица 1: КПД формирования импульсов в схемах одинарной и двойной ФЛ.

$L'_{s1}, \text{мкГн}$	0.4	0.5	0.6	0.8	1
$\eta_{од.} (n = 14)$	0.782	0.78	0.77	0.757	0.749
$\eta_{дв.} (n = 7)$	0.777	0.776	0.775	0.764	0.752

## 2. Выбор числа ячеек для ФЛ

Особенностью проектирования ФЛ для мощных генераторов с ИТ являются заданные параметры трансформаторной цепи: ее суммарная индуктивность и емкость. Для получения высокого КПД формирования импульсов параметры ФЛ (индуктивность и емкость ячеек) должны быть такими, чтобы длительность фронта определялась в основном параметрами трансформаторной цепи, а не параметрами ФЛ. Влиянием конечного времени включения коммутатора на фронт импульса можно пренебречь, так как в большинстве случаев использующиеся тиратроны имеют времена открывания в несколько раз меньшие, чем фронт импульса.

Методику выбора числа ячеек ФЛ можно показать на примере одинарной ФЛ. На рис. 2 показана схема одинарной ФЛ с эквивалентной схемой трансформаторной цепи и резистивной нагрузкой. В результате численного моделирования переходных процессов в данной схеме была получена (рис. 3) зависимость КПД формирования импульсов  $\eta$  от числа ячеек  $N$  в ОФЛ при различных постоянных времени трансформаторной цепи (волновое сопротивление этой цепи выбиралось примерно равным сопротивлению нагрузки, так как в этом случае КПД максимален). Неравномерность полки при этом была примерно равна  $\pm 1\%$ . Полученные данные позволяют выбирать число ячеек, необходимое для получения требуемого КПД при заданной постоянной времени трансформаторной цепи.

Из рис. 3 следует, что для любой постоянной времени трансформаторной цепи существует значение числа ячеек  $N$ , больше которого КПД формирования практически не изменяется. Поэтому выбор слишком большой величины  $N$  не оправдан с точки зрения длительности фронта и КПД. Более того, при увеличении числа ячеек ФЛ токовая нагрузка на конденсаторы линии

увеличивается. Это связано с уменьшением длительности импульсов тока через конденсаторы при увеличении числа ячеек.

Кроме этого, увеличение числа ячеек в линии может привести к усилению влияния паразитной индуктивности конденсаторов ФЛ  $L_C$ . Эффективность формирования импульсов падает из-за затягивания среза импульса. Зависимость  $\eta$  от величины  $L_C/L_0$  была исследована на примере 10-ячеечной ОФЛ, нагруженной на согласованную резистивную нагрузку. Неравномерность полки импульса поддерживалась на уровне  $\pm 1\%$ .

На рис. 4 показаны результаты этого моделирования. При увеличении числа ячеек  $N$  в ФЛ индуктивность  $L_C$  растет  $\sim N$ , а индуктивность ячейки  $L_0$  падает  $\sim 1/N$ . Поэтому при увеличении  $N$  негативное влияние индуктивности конденсаторов  $L_C$  на КПД будет возрастать.

Таким образом, можно сделать вывод — постоянная времени трансформаторной цепи однозначно определяет число ячеек в ФЛ, при котором получаются лучшие характеристики импульса.

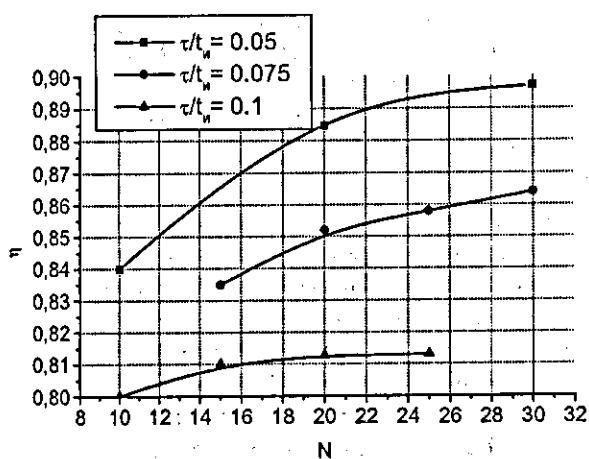


Рис. 3: Зависимость КПД формирования импульсов от числа ячеек ОФЛ при различных значениях постоянной времени трансформаторной цепи.

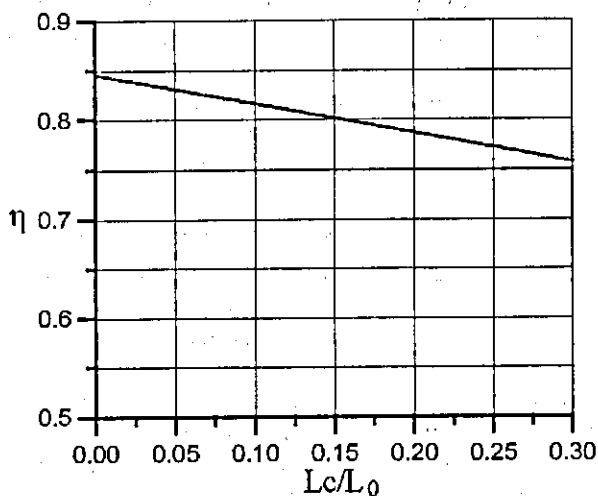


Рис. 4: Зависимость КПД формирования импульсов от паразитной индуктивности конденсаторов для 10-ячеечной ОФЛ.

### Список литературы

- [1] Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. "Энергия", Л., 1971, 148 с.
- [2] Pulse transformer R&D for NLC klystron pulse modulator / M. Akemoto, S. Gold, A. Krasnyh and R. Koontz, Stanford Linear Accelerator Center, Stanford University, Stanford CA 94309.
- [3] Akemoto M., Tokumoto S., Anami S., Mizuno M. Blumlein type of modulator at KEK. — Third Annual Klystron-Modulator Workshop, June 23-25, 1998, Workshop paper.