

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ  
ДУБНА



С 345e5

M-69

3881/2 - 77

26/ix - 77

9 - 10712

А.И.Михайлов, Г.П.Пучков, А.П.Царенков

НОВАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ ЧАСТОТЫ  
УСКОРЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ С МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ  
НА СИНХРОФАЗОТРОНЕ ОИЯИ

Разработка структуры и анализ погрешностей

**1977**

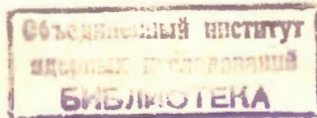
9 - 10712

А.И.Михайлов, Г.П.Пучков, А.П.Царенков

НОВАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ ЧАСТОТЫ  
УСКОРЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ С МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ  
НА СИНХРОФАЗОТРОНЕ ОИЯИ

Разработка структуры и анализ погрешностей

*Направлено в ПТЭ*



Михайлов А.И., Пучков Г.П., Царенков А.П.

9 - 10712

Новая система связи частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем на синхрофазотроне ОИЯИ. (Разработка структуры и анализ погрешностей)

В работе рассматривается принцип построения прецизионной системы связи частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем, реализованной на синхрофазотроне ОИЯИ в 1976 г. Анализируются погрешности отдельных элементов системы.

Система гибка в настройке и обеспечивает ускорение как протонов, так и ядер. Выбранные технические решения позволили обеспечить при ускорении высокую стабильность положения пучка по радиусу ( $\pm 1$  мм).

Работа выполнена в Лаборатории высоких энергий ОИЯИ.

Преприят Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1977

Разработка прецизионной системы связи частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем стала необходимой в связи с расширением возможностей использования синхрофазотрона для ускорения пучков ядер с интенсивностью ниже пределов чувствительности индукционных электродов. Поддержание высокой стабильности положения пучка по радиусу особенно важно в режимах медленного и быстрого выводов пучка из ускорителя.

Подобные системы /1-7/, применяемые на ускорителях, обычно дополнены устройствами автоматической коррекции частоты по информации о радиальном и фазовом положении пучка ускоряемых частиц, что позволяет существенно снизить требования к их точности и стабильности. Кроме того, использование таких систем при ускорении пучков ядер с малыми интенсивностями затруднительно из-за ограниченных возможностей настройки аппаратуры с высокой точностью и в широких пределах при переходах от ускорения ядер к ускорению протонов, а также из-за влияния друг на друга элементов системы при аппроксимации нелинейной функции отрезками прямых.

Разработанная в Лаборатории высоких энергий и эксплуатируемая на синхрофазотроне с июля 1976 года новая аппаратура связи частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем в должной мере удовлетворила предъявленным требованиям и показала высокие эксплуатационные качества.

### 1. Требования к параметрам системы связи частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем

При ускорении заряженных частиц в синхрофазотроне частота ускоряющего напряжения  $f$  должна "следить" за магнитным полем  $B$  в соответствии с известным законом связи

$$f = \frac{qc}{\Pi} \cdot \frac{B}{\sqrt{\left(\frac{E_{0H}}{300\rho} \cdot \frac{A}{Z}\right)^2 + B^2}}, \quad /1/$$

где  $q$  - кратность ускорения;  $c$  - скорость света;  $\Pi$  - периметр орбиты, равный для синхрофазотрона ОИЯИ 208 м;  $E_{0H}$  - энергия покоя частицы, приходящаяся на один нуклон /0,938 МэВ/;  $\rho$  - радиус кривизны орбиты /28 м/;  $A$  - массовое число;  $Z$  - заряд частицы в единицах элементарного заряда.

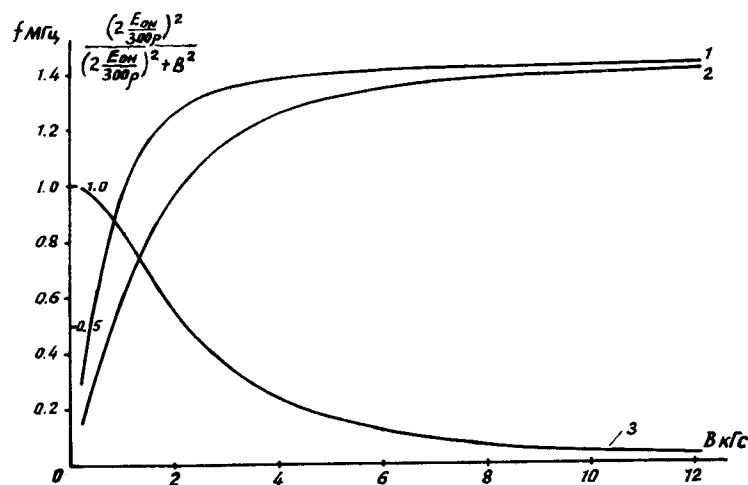


Рис. 1. Связь частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем для протонов /1/ и дейтронов /2/. 3 - поправка к закону связи  $f$  с  $B$  для дейтронов при ускорении ядер.

С учетом того, что инжекция в синхрофазотрон как дейтронов и ядер, так и протонов осуществляется при одном и том же значении магнитного поля  $B_i = 0,23$  кГс, в соответствии с формулой /1/ на рис. 1 представлены законы связи частоты с полем при  $q=1$  для протонов ( $A/Z=1$ ) и дейтронов ( $A/Z=2$ ). Как следует из рисунка, при переходе от ускорения протонов к ускорению дейтронов требуется значительная перестройка частоты в пределах от 200% в начале ускорения до 1% в конце.

При ускорении, помимо дейтронов других ядер, у которых  $A/Z=2(1 + \frac{\Delta A}{A})$ , можно использовать закон связи  $f$  с  $B$  для дейтронов:  $f_d = \phi(B)$ . Однако при этом требуется коррекция частоты  $\Delta f_{я}$ , величину которой нетрудно получить из /1/:

$$\frac{\Delta f_{я}}{f_d} = \frac{\left(2 \frac{E_{0H}}{300\rho}\right)^2}{\left(2 \frac{E_{0H}}{300\rho}\right)^2 + B^2} \cdot \frac{\Delta A}{A}. \quad /2/$$

Зависимость  $\frac{\left(2 \frac{E_{0H}}{300\rho}\right)^2}{\left(2 \frac{E_{0H}}{300\rho}\right)^2 + B^2}$  как функция магнитного поля показана на рис. 1.

К точности и стабильности поддержания связи частоты  $f$  с полем  $B$  предъявляются довольно жесткие требования, так как отклонение частоты от требуемого значения в процессе ускорения приводит к отклонению пучка по радиусу в соответствии с выражением

$$\frac{\Delta f}{f} = \left(\frac{1}{\gamma^2 \alpha} - 1\right) \frac{\Delta R}{R}, \quad /3/$$

где  $\gamma = \frac{E_H}{E_{0H}}$  - отношение полной энергии частицы, приходящейся на один нуклон, к энергии покоя нуклона;

$R$  - средний радиус орбиты ускорителя, равный  $\frac{R}{2\pi}$ ;  $a$  - коэффициент расширения орбит /для синхрофазотрона  $a = 2,56/$ .

Обычно требуется поддержание  $\frac{\Delta f}{f}$  со стабильностью не хуже  $10^{-3} \div 10^{-4}$ , а в случаях прохождения через критическую энергию даже не хуже  $10^{-5} \div 10^{-6}$ . Для синхрофазотрона ОИЯИ, например, ошибка в частоте  $\pm 1 \cdot 10^{-3}$  приводит к отклонению пучка по радиусу  $\pm 5$  см в начале ускорения и  $\pm 3$  см - в конце. Хотя нестабильность такого порядка не оказывает существенного влияния на режим ускорения, она становится явно недостаточной для обеспечения режимов медленного и быстрого выводов пучка из ускорителя, где требуется стабильность частоты лучше чем  $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ .

## 2. Функциональный преобразователь

На рис. 2 представлена блок-схема системы связи частоты с магнитным полем. Входной многоэлементный

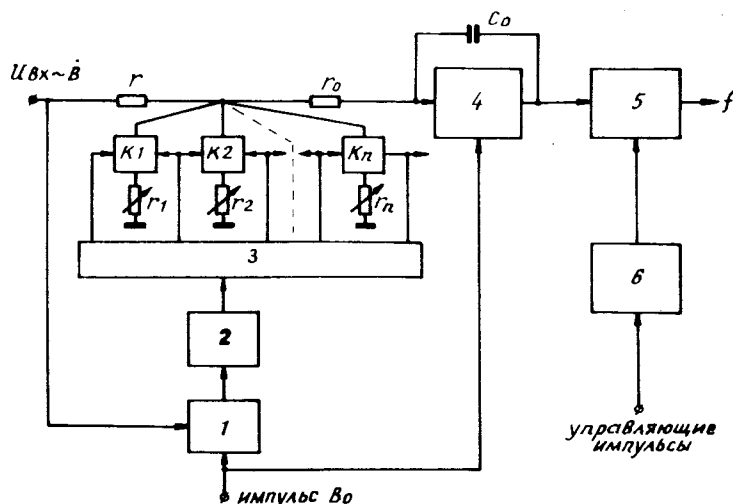


Рис. 2. Блок-схема системы связи. 1 - В-таймер; 2 - реверсивный счетчик; 3 - блок формирования управляющих импульсов; 4 - интегратор; 5 - задающий генератор;  $K_1, K_2 \dots K_n$  - электронные ключи; 6 - аппаратура управления режимами физических экспериментов.

аттенюатор, управляемый электронными ключами, интегратор, В-таймер, реверсивный счетчик и блок формирования управляющих импульсов являются основными элементами функционального преобразователя. На вход интегратора через управляемый аттенюатор подается напряжение с индукционной катушки, которое пропорционально скорости изменения индукции магнитного поля в зазоре электромагнита ускорителя. Напряжение на выходе интегратора  $U_M$ , модулирующее частоту задающего генератора, может быть представлено в виде

$$U_M = \frac{A_K \cdot K}{\tau} (B - B_0), \quad /4/$$

где  $A_K$  - коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров катушки;  $\tau = r_0 C_0$  - постоянная времени интегратора;  $K$  - коэффициент передачи входного аттенюатора;  $B_0$  и  $B$  - соответственно индукция магнитного поля в момент включения интегратора и в некоторый заданный момент времени.

Аналогично применяемому на серпуховском синхротроне /7/ функциональный преобразователь выполняет две функции. Являясь датчиком магнитного поля, он одновременно формирует необходимую нелинейную функцию  $U_M = F(B)$ . Однако в отличие от устройства /7/ в нашей аппаратуре нелинейная функция получается не за счет увеличения постоянной времени интегратора  $\tau$  по мере подключения конденсаторов в обратной связи при открывании диодов, а за счет изменения коэффициента передачи аттенюатора  $K$  при поочередной работе ключей в элементах аттенюатора.

Импульсы с В-таймера, следующие друг за другом с шагом 1 Гс, пересчитываются реверсивным счетчиком, который при растущем магнитном поле работает в режиме сложения, а при спадающем - в режиме вычитания. Переход от сложения к вычитанию и обратно происходит автоматически по командам с В-таймера. Информация о заполнении счетчика поступает на блок формирования, который вырабатывает на своих выходах импульсы, соответствующие определенным значениям магнитного поля. Первый импульс, включающий первый ключ,

формируется от "импульса  $B_0$ ", который, являясь стартовым импульсом интегратора и В-таймера, "привязан" к магнитному полю 100 Гс. Второй импульс выключает первый ключ и включает второй. Третий импульс выключает второй ключ и включает третий и т.д.

Таким образом, импульсы с блока формирования управляют последовательностью работы ключей в элементах аттенюатора, причем в режиме растущего магнитного поля поочередная работа ключей происходит в прямой последовательности, а в режиме спадающего поля - в обратной.

Если учесть, что  $\frac{A_K}{r} \cdot K$  есть не что иное, как крутизна интегратора, равная  $\frac{\partial U_M}{\partial B}$ , то зависимость на-

пряжения на выходе интегратора от магнитного поля можно представить в виде

$$U_M = \sum_{n=1}^N \left( \frac{\partial U_M}{\partial B} \right)_n (B_n - B_{n-1}), \quad /5/$$

где  $n$  - номер элемента аттенюатора. Если при работе некоторого элемента с номером  $N$  магнитное поле начинает спадать, то  $U_M$  начинает уменьшаться, так как разность  $(B_n - B_{n-1})$  становится отрицательной.

Поочередное подключение элементов аттенюатора ко входу интегратора наряду с широкими пределами регулировок сопротивлений в каждом элементе позволяет аппроксимировать нелинейную функцию  $U_M = F(B)$  на каждом участке как с большей, так и с меньшей крутизной по сравнению с предыдущим участком, в результате чего снимаются какие-либо ограничения на форму модуляционной характеристики задающего генератора.

Использование прецизионного интегратора с необходимым числом элементов аттенюатора на базе высокостабильных резисторов, быстродействующих электронных ключей с высокими сопротивлениями в закрытом состоянии и низкими в открытом придает прецизионность функциональному преобразователю в целом и обеспечивает высокую стабильность и точность настройки нелинейно изменяющегося напряжения, модулирующего частоту за-

дающего генератора в соответствии с законами связи как при ускорении ядер, так и протонов.

### 3. Задающий генератор

Основные требования, предъявляемые к задающему генератору, сводятся к реализации высокой стабильности его модуляционной характеристики /не хуже чем  $1 \cdot 10^{-4}$  / и способности модулировать частоту в диапазоне  $/0,1 \div 1,5/$  МГц. На основе анализа возможных схем широкодиапазонных генераторов, способных удовлетворять предъявленным требованиям, в основу разработки была положена схема генератора гетеродинного типа с частотно-модулируемым /ЧМ/ генератором. Модуляция частоты колебательного контура ЧМ-генератора осуществляется изменением емкости  $p$ - $n$  переходов полупроводниковых диодов, используемых в качестве модулятора.

Сигнал частоты узкодиапазонного ЧМ-генератора, модулируемого в диапазоне  $/5,1 \div 6,5/$  МГц при подаче напряжения смещения на диоды, смешивается с сигналом кварцевого генератора на частоте 5 МГц. Из спектра преобразованных сигналов с помощью фильтра нижних частот выделяется сигнал с разностной частотой в диапазоне  $/0,1 \div 1,5/$  МГц. Модуляционная характеристика задающего генератора с использованием диодов Д813 в качестве модулятора показана на рис. 3. Как следует из рисунка, модуляционная характеристика сильно нелинейна и ее крутизна изменяется от 800  $\mu\text{Гц}/\text{В}$  в начале диапазона модуляции до 50  $\mu\text{Гц}/\text{В}$  в конце его.

Вследствие узости диапазона ЧМ-генератора абсолютная нестабильность частоты приблизительно постоянна. Следовательно, абсолютная нестабильность разностной частоты, равная абсолютной нестабильности ЧМ-генератора, также постоянна в диапазоне  $/0,1 \div 1,5/$  МГц. Однако так как процесс преобразования осуществляется с понижением частоты, то относительная стабильность разностной частоты понижается вкраз, где  $k$  - коэффициент гетеродинамирования, т.е. в 50 раз на частоте 0,1 МГц и в 4 раза на частоте 1,5 МГц. Это означает, что для получения стабильности задающего генерато-

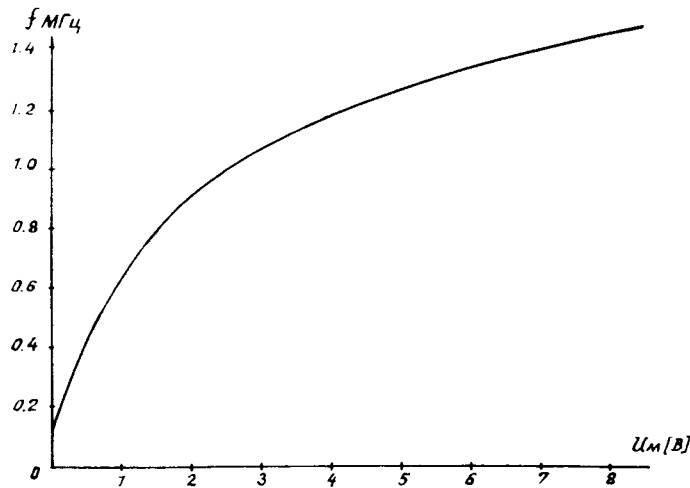


Рис. 3. Модуляционная характеристика задающего генератора.

ра лучше чем  $1 \cdot 10^{-4}$  на начальной частоте рабочего диапазона  $0,1 \text{ МГц}$  ЧМ-генератор должен обладать стабильностью лучше чем  $2 \cdot 10^{-6}$ . При этом стабильность по диапазону будет возрастать и на частоте  $1,5 \text{ МГц}$  составит  $\sim 7 \cdot 10^{-6}$ . Такая стабильность обеспечивается стабилизацией питающих ЧМ-генератор напряжений и термостатированием всех его элементов при стабильности температуры не хуже  $\pm 0,01^\circ \text{C}$ .

#### 4. О расстановке управляющих импульсов по магнитному полю

Если известна функция  $U_M = F(B)$  и ее производные при некотором значении  $B_n$ , то

$$F(B_n + \Delta B) = F(B_n) + \frac{\Delta B}{1!} F'(B_n) + \frac{(\Delta B)^2}{2!} F''(B_n) + \dots + \frac{(\Delta B)^\ell}{\ell!} F^{(\ell)}(B_n). \quad /6/$$

Так как в действительности члены с увеличением номера быстро убывают, то отклонение аппроксимирующей функции от действительной составит

$$\Delta U_M = F(B_n + \Delta B) - F(B_n) - \Delta B \cdot F'(B_n) \approx \frac{(\Delta B)^2}{2} F''(B_n). \quad /7/$$

Зная модуляционную характеристику задающего генератора и учитывая, что

$$\Delta U_M = \frac{\partial U_M}{\partial f_\Gamma} \cdot \Delta f \quad /8/$$

и

$$F''(B) = \frac{\partial U_M}{\partial f_\Gamma} \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial B^2} + \frac{\partial^2 U_M}{\partial f_\Gamma^2} \left( \frac{\partial f}{\partial B} \right)^2, \quad /9/$$

из формул /3/, /7/, /8/ и /9/ найдем

$$\Delta B = \pm \left| \frac{2 \left( \frac{1}{\gamma} - 1 \right) \frac{\partial U_M}{\partial f_\Gamma} \cdot \frac{f}{R} \cdot \Delta R}{\frac{\partial U_M}{\partial f_\Gamma} \frac{\partial^2 f}{\partial B^2} + \frac{\partial^2 U_M}{\partial f_\Gamma^2} \left( \frac{\partial f}{\partial B} \right)^2} \right|^{1/2}. \quad /10/$$

Следует заметить, что в соответствии с формулой /10/ аппроксимация в точке  $F = (B \pm \Delta B)$  дает отклонение

$\pm \frac{\Delta R}{2}$  от действительной функции в интервале магнитного

поля  $2\Delta B$ . На рис. 4 представлена зависимость  $2\Delta B = \phi(B)$  при  $\Delta R = \pm 0,5 \text{ см}$  для протонного и дейтронного законов связи  $f$  с  $B$  /интервал до  $500 \text{ Гс}$  характерен для закона связи на первом этапе ускорения ядер в режиме форсирования магнитного поля /8/ /.

Кривые рис. 4 явились основой для "расстановки" импульсов, управляющих работой ключей, по полю. В диапазоне  $/0,16 \div 0,5/ \text{ кГц}$  шаг "расстановки" импульсов равен  $10 \text{ Гс}$ . В диапазонах  $/0,5 \div 1,25/ \text{ кГц}$  и  $/2,6 \div 7,2/ \text{ кГц}$  этот шаг возрастает в соответствии с кривой 2, а в диапазоне  $/1,25 \div 2,6/ \text{ кГц}$  - с кривой 1. Для возможности управления радиальным положением пучка в совмещенных режимах физических эксперимен-

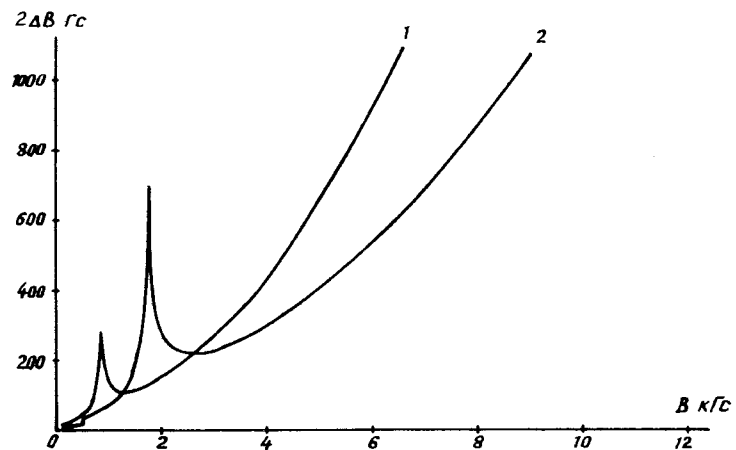


Рис. 4. Зависимость шага "расстановки" управляющих импульсов от величины магнитного поля при  $\Delta R_{\text{доп}} = \pm 0,5$  см для законов связи  $f$  и  $V$  при ускорении протонов /кривая 1/ и дейтронов /кривая 2/.

тов шаг расстановки импульсов в диапазоне поля  $7,2 \div 12$  кГс принят равным  $0,8$  кГс. В результате 80 элементов аппроксимации обеспечивают настройку законов связи как при ускорении протонов, так и ядер /в том числе и в режиме форсирования магнитного поля/ с отклонением пучка по радиусу, не превышающим  $\pm 0,5$  см от средней орбиты.

### 5. Требования к стабильности функционального преобразователя

а/ В - таймер

Нестабильность шага  $b$  В-таймера, равная  $\delta = \frac{\Delta b}{b}$ , приводит к нестабильности "привязки" к магнитному полю импульсов, управляющих работой ключей, а следовательно, и к нестабильности модулирующего напряжения

$$\Delta U_{\text{МВ}} = \delta \sum_{n=1}^{80} \left( \frac{\partial U_{\text{М}}}{\partial B} \right)_n (B_n - B_{n-1}). \quad /11/$$

В результате нестабильность частоты ускоряющего напряжения составит

$$\Delta f_B = \frac{\partial f_{\Gamma}}{\partial U_{\text{М}}} \cdot \delta \sum_{n=1}^{80} \left( \frac{\partial U_{\text{М}}}{\partial B} \right)_n (B_n - B_{n-1}), \quad /12/$$

где  $\frac{\partial f_{\Gamma}}{\partial U_{\text{М}}}$  - крутизна модуляционной характеристики задающего генератора, являющаяся функцией модулирующего напряжения.

На рис. 5 представлена зависимость  $\frac{1}{\delta} \cdot \left( \frac{\Delta f}{f} \right)_B$  от магнитного поля для дейтронного закона связи, рассчитанная в соответствии с выражением

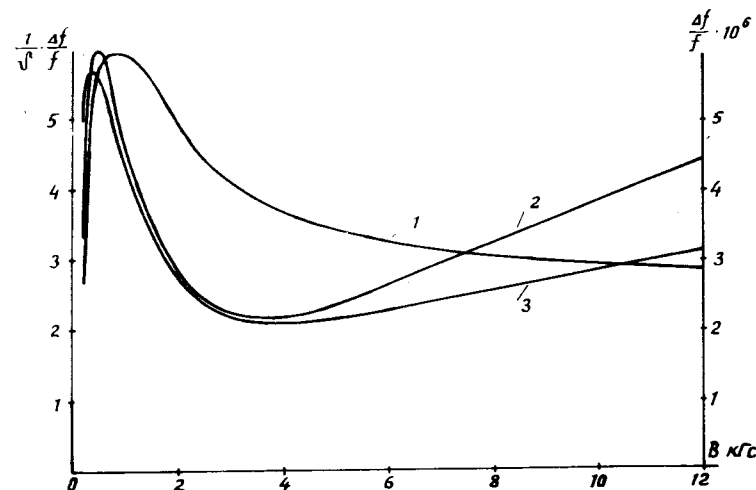


Рис. 5. Погрешности частоты ускоряющего напряжения, обусловленные В-таймером /кривая 1/, управляемым attenuатором /кривая 2/ и дрейфом ключей и интегратора /кривая 3/, как функция магнитного поля.



$$\frac{1}{\delta} \left( \frac{\Delta f}{f} \right)_B = \frac{\frac{\partial f_{\Gamma}}{\partial U_M} \cdot \sum_{n=1}^{80} \left( \frac{\partial U_M}{\partial B} \right)_n (B_n - B_{n-1})}{f(B_n)}, \quad /13/$$

где  $f(B_n)$  вычисляется по формуле /1/.

Из рисунка следует, что если допустить вклад В-таймера в нестабильность закона связи частоты с полем  $\pm 1,5 \cdot 10^{-5}$  в диапазоне магнитного поля /3 ÷ 13/ кГс, то В-таймер должен обладать стабильностью порядка  $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ .

#### б/ Управляемый аттенюатор

Коэффициент передачи аттенюатора в соответствии со схемой рис. 2 выражается формулой

$$K_n = \frac{1}{\frac{r}{r_n} + (1 + \frac{r}{r_0})}, \quad /14/$$

где под  $r_n$  подразумевается суммарное сопротивление резистора и открытого ключа.

Нестабильность сопротивлений открытых и закрытых ключей приводит к нестабильности коэффициента передачи аттенюатора. Так как в каждый момент времени сопротивление  $r_n$  шунтировано сопротивлениями всех остальных 79 закрытых ключей  $r_{ш}$ , то нестабильность коэффициента передачи составит

$$\frac{\Delta K_n}{K_n} \approx \frac{1}{1 + \frac{r}{r_n} (1 + \frac{r}{r_0})} \left( \frac{\Delta r_n}{r_n} + \frac{r_n}{r_{ш}} \cdot \frac{\Delta r_{ш}}{r_{ш}} \right). \quad /15/$$

Для уменьшения влияния сопротивлений ключей на нестабильность модулирующего напряжения целесообразно иметь  $r_{откр} \ll r_n \ll r_{ш}$ , где  $r_{откр}$  - сопротивление открытого ключа. На основе разработанного транзисторного

ключа, обладающего сопротивлениями в открытом и закрытом состояниях соответственно  $\sim 15 \text{ Ом}$  и  $\geq 10^{11} \text{ Ом}$ , нетрудно удовлетворить данному условию при изменении  $r_n$  от нескольких сотен Ом до нескольких десятков килоом /резисторы таких номиналов использованы в нашем функциональном преобразователе/.

Благодаря поддержанию ключевых транзисторов в области насыщения и стабилизации управляющих напряжений, обеспечивается постоянство сопротивлений открытых ключей. Наибольший вклад, вносимый ключами в нестабильность модулирующего напряжения, имеет место при изменении температуры окружающей среды, когда отклонения сопротивлений всех ключей в открытых состояниях имеют один знак. Если предположить, что относительное изменение сопротивлений  $r_{откр}$  и  $r_{ш}$  в зависимости от температуры одного порядка, то при данных параметрах ключей и максимальной величине  $r_n$  в несколько десятков килоом

$$\frac{\Delta r_n}{r_n} \gg \frac{r_n}{r_{ш}} \cdot \frac{\Delta r_{ш}}{r_{ш}}. \quad /16/$$

Нестабильность коэффициента передачи управляемого аттенюатора приводит к нестабильности частоты ускоряющего напряжения, которая с учетом /1/, /6/, /15/ и /16/ будет равна

$$\left( \frac{\Delta f}{f} \right)_a = \frac{\frac{\partial f_{\Gamma}}{\partial U_M}}{f(B_n)} \cdot \sum_{n=1}^{80} \frac{1}{1 + \frac{r_n}{r} (1 + \frac{r}{r_0})} \cdot \frac{\Delta r_n}{r_n} \left( \frac{\partial U_M}{\partial B} \right)_n (B_n - B_{n-1}). \quad /17/$$

На рис. 5 показана зависимость  $\left( \frac{\Delta f}{f} \right)_a$  от магнитного

поля, рассчитанная в соответствии с выражением /17/ для дейтронного закона при нестабильности сопротивлений открытых ключей  $\frac{\Delta r_{откр}}{r_{откр}} = 1\%$ . Испытания разрабо-

танных ключей показали, что изменение их сопротивлений в открытых состояниях не превышает 1% в диапазоне изменения температуры окружающей среды от 20 до 30° С. Характерно, что наибольшие отклонения в частоте имеют место при  $V = 0,5$  кГц и в конце цикла ускорения и составляют соответственно  $6 \cdot 10^{-6}$  и  $4,5 \cdot 10^{-6}$ .

#### в/ Интегратор

На стабильность модулирующего напряжения оказывают влияние дрейф внутренней ЭДС работающих поочередно ключей  $\epsilon_{кп}$  и приведенный ко входу собственный дрейф интегратора  $\epsilon_{и}$ . Таким образом, приложенная ко входу интегратора некоторая ЭДС дрейфа  $\epsilon_{др}$ , равная

$$\epsilon_{др} = \epsilon_{кп} + \epsilon_{и}, \quad /18/$$

приводит к ошибке в выходном напряжении интегратора

$$\Delta U_{мдр} = \frac{\epsilon_{др}}{\tau} \cdot \frac{V - V_0}{V}, \quad /19/$$

а следовательно, и к отклонению частоты от требуемого закона связи

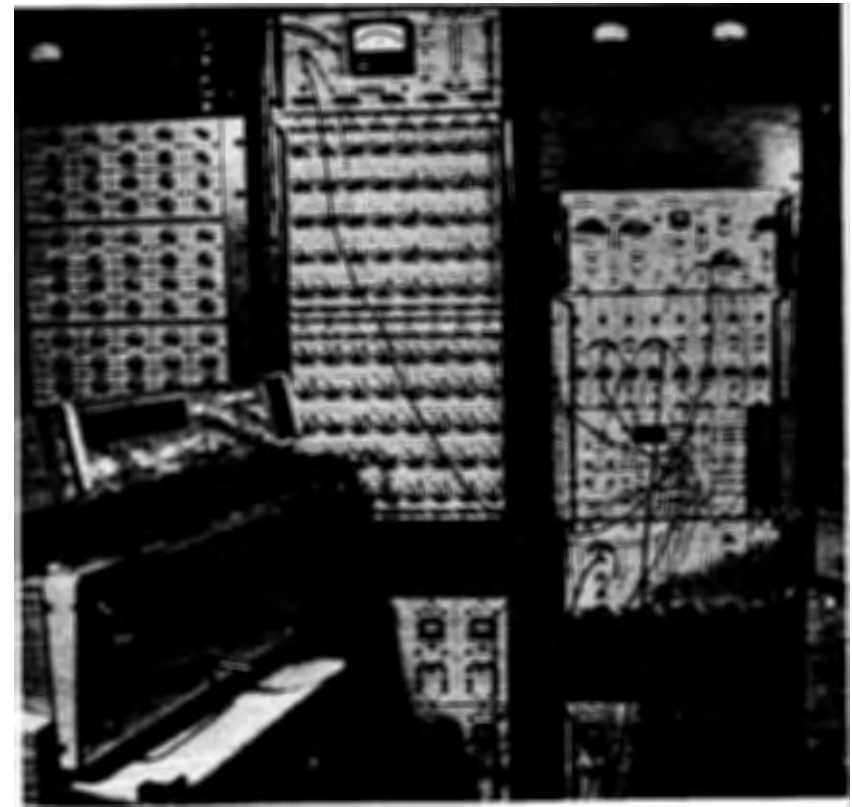
$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{др} = \frac{\partial f_{Г}}{\partial U_{м}} \cdot \frac{\epsilon_{др}}{\tau} \cdot \frac{V - V_0}{V}. \quad /20/$$

Хотя дрейф отдельных ключей может быть как положительным, так и отрицательным, наибольшее отклонение частоты будет в том случае, когда все ключи будут иметь дрейф, совпадающий по знаку с собственным дрейфом интегратора. На *рис. 5* показана зависимость  $(\Delta f/f)_{др}$  как функция магнитного поля для дейтронного закона в соответствии с формулой /20/ при  $\epsilon_{др} = 30$  мкВ / величина  $\epsilon_{др} = \pm 30$  мкВ реализована в нашем функциональном преобразователе/. Из рисунка следует, что наибольшая погрешность в частоте наблюдается при  $V = 0,37$  кГц /  $-6 \cdot 10^{-6}$  / и в конце цикла ускорения /  $-3 \cdot 10^{-6}$  /.

#### 6. Экспериментальные результаты

Новая система связи частоты ускоряющего напряжения с магнитным полем эксплуатируется на синхрофазотроне ОИЯИ с июля 1976 г. Расположение блоков функционального преобразователя в стойках показано на *рис. 6*.

В одной из стоек размещены интегратор и два блока управляемого аттенюатора, в другой стойке - 80-канальный блок формирования управляющих импульсов,



*Рис. 6. Общий вид аппаратуры функционального преобразователя и управления режимами физического эксперимента.*

блок В -таймера с реверсивным счетчиком и аппаратура управления режимами физических экспериментов. В нижней части обеих стоек находятся источники питания +5, +12 и +24 В.

Задающий генератор размещен в отдельной стойке, корпус которой подключен к "земле" в точке заземления интегратора. Благодаря заземлению генератора по "плавающей" схеме, а также использованию на входе генератора делителя модулирующего напряжения, девиация частоты от фоновых составляющих снижена на два порядка по сравнению с ее величиной в старой системе связи /4/ и не превосходит  $\pm 2$  Гц на начальной частоте 100 Гц. На конечной частоте эта девиация соответственно в 15 раз меньше.

В ноябре-декабре 1976 г. почти в течение месяца непрерывной работы синхрофазотрона на ускорение  $\alpha$ -частиц было проведено измерение стабильности связи  $f$  и  $V$  в двух наиболее характерных точках при  $V = 680$  Гс, где может иметь место наибольшая неустойчивость функционального преобразователя /см. рис.5/ и при  $V = 9$  кГц. Максимальное отклонение в частоте ускоряющего напряжения за этот интервал времени составило  $\pm 6 \cdot 10^{-5}$  при  $V = 680$  Гс и  $\pm 3 \cdot 10^{-5}$  при  $V = 9$  кГц, что в пересчете на неустойчивость радиального положения пучка соответствует  $\pm 3$  мм при  $V = 680$  Гс и  $\pm 1$  мм при  $V = 9$  кГц.

#### Заключение

С вводом в эксплуатацию новой системы связи устранены многие трудности, связанные с осуществлением режимов медленного и быстрого выводов пучка из ускорителя. Обладая высокой стабильностью, система позволила оперативно и с высокой точностью производить перестройку закона связи при переходах от ускорения одних частиц к ускорению других, а также обеспечить совмещение в одном цикле и в различных комбинациях режимов медленного и быстрого выводов пучка из ускорителя.

С помощью новой системы в феврале-марте 1977 г. на синхрофазотроне осуществлено ускорение пучков ядер углерода и кислорода малой интенсивности при полном отсутствии информации о пучке с индукционных электродов и проведены физические эксперименты.

#### Литература

1. Blewett J.P., Rogers E.J., Swartz C.E. *Rev. Sci. Instr.*, 1953, v. 24, No. 9, p.782.
2. Минц А.Л. и др. *Радиотехника и электроника*, 1956, т. 1, вып. 7, с.910.
3. Winningstad C.N. *Electronics*, 1955, v. 28, No. 2, p. 164.
4. Уваров В.А. *ПТЭ*, 1962, 4, с.89.
5. Kirchgessner J.L. e.a. *IEEE Trans. Nucl.Sci.*, 1962, NS-9, No. 2, p. 11.
6. Dinkel J.A. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 1966, NS-12, No. 2, p.32.
7. Водопьянов Ф.А. и др. В кн.: *Международная конференция по ускорителям*, Дубна, 1963. Атомиздат, М., 1964, с.932.
8. Казанский Г.С., Михайлов А.И., Смирнов А.А. *ЖТФ*, 1975, т. XLV, вып. 62, с.337.

Рукопись поступила в издательский отдел  
2 июня 1977 года.