

518800115

Препринт ЕФИ-924(75)-86

ԵՐԵՎԱՆԻ ՖԻԶԻԿԱՅԻ ԻՆՏԻՏՈՒՏ  
ЕРЕВАНСКИЙ ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

В.А.МАРТИРОСЯН, Г.А.МАРТИРОСЯН, Ю.Р.НАЗАРЯН  
В.Ц.НИКОГОСЯН, К.А.САДОЯН, Х.А.СИМОНЯН, А.А.ХАЧИКЯН

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА УСКОРЕННОГО ПУЧКА  
ЭЛЕКТРОНОВ НА ЕРЕВАНСКОМ СИНХРОТРОНЕ

ЦНИИатоминформ

ЕРЕВАН-1986

Նախնատիպ **ԲՄԱ-924(75)-66**

**Վ.Ա.ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ, Հ.Ա.ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ, Յու.Ռ.ՆԱՋԱՐՅԱՆ,  
Վ.Ծ.ՆԻԿՈՂՈՍՅԱՆ, Կ.Ա.ՄՐԻՈՅԱՆ, Խ.Ա.ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Ռ.Ա.ԽՂԻԿՅԱՆ**

**ԵՐԵՎԱՆԻ ՍԻՆՔՐՈՏՐՈՆՈՒՄ ԱՐՈՎԱՑՎԱԾ ԷԼԵԿՏՐՈՆՆԵՐԻ  
ՓՆՋԻ ՀՈՄԱՆՔԻ ՉՈՓՈՒՄԸ**

Ներկայացված է սինքրոտրոնում արագացված էլեկտրոնների փնջի հոսանքի չափման Բարձր Ոչտուձյունն ապահովող մի համակարգ: Վերլուծված են չափվող արժեքի համախուձյան Բնուձագրի ակնկալվող սահմանները՝ ընտրված է չափող սարքերի կառուցվածքը, որն ապահովում է չափվող ազդանշանների համար անհրաժեշտ համախուձյան տիրույթը:

Որպես փնջի հոսանքի նախնական փոխարկիչ ընտրված է մագնիսաինդուկցիոն հետադարձ կապով փոխարկիչ, որն աշխատում է ոչ պարժեռական ռեժիմով:

ԷՀՄ-ի օգնուձյամբ իրականացվում է փոխարկիչի Բնուձագրերի հաշվարկը: Բերված են էլեկտրոնային փնջի հոսանքի օսոխլագրումները՝ սինքրոտրոնի տարժեր աշխատանքային ընձագրին համապատասխան:

**Երևանի Փիզիկայի ինստիտուտ**

**Երևան 1986**

УДК 621.3.615

В.А.МАРТИРОСЯН, Г.А.МАРТИРОСЯН, Ю.Р.НАЗАРЯН,  
В.Ц.НИКОГОСЯН, К.А.САЦОЯН, Х.А.СИМОНЯН, А.А.ХАЧИКЯН

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА УСКОРЕННОГО ПУЧКА  
ЭЛЕКТРОНОВ НА ЕРЕВАНСКОМ СИНХРОТРОНЕ

Описана система, обеспечивающая высокую точность измерения тока ускоренного пучка электронов синхротрона. Анализированы ожидаемые границы частотной характеристики измеряемой величины - тока пучка ускоряемых электронов, выбрана структура устройств измерения, обеспечивающая необходимый частотный диапазон измеряемых сигналов. В качестве первичного преобразователя тока пучка выбран магнитоиндукционный преобразователь с обратной связью, работающий в аперiodическом режиме. Расчёт параметров преобразователя с согласующим усилителем осуществлен с помощью ЭВМ. Приведены осциллограммы тока пучка ускоряемых электронов, соответствующие разным режимам работы синхротрона.

Ереванский физический институт  
Ереван 1986

H.A. MARTIROSYAN, V.A. MARTIROSYAN, A.A. KHACHIKYAN,  
Yu.R. NAZARYAN, V.Ts. NIKOGOSYAN, K.A. SADOYAN,  
Kh.A. SIMONYAN

CURRENT MEASUREMENT OF ACCELERATED ELECTRON  
BEAM AT YEREVAN SYNCHROTRON

A system is described, which ensures high accuracy of current measurement of accelerated electron beam at the synchrotron. The expected limits for the frequency characteristic of the measured magnitude, i.e. current of accelerated electron beam, are analyzed. A structure of measurement facilities ensuring a necessary frequency range for measured signals is chosen. A magnetoinduction feedback converter operating in aperiodic mode is taken as a primary beam current converter. The parameters of the converter with a coincidence amplifier were calculated with a computer. Oscillograms of accelerated electron beam current corresponding to different operation modes of the synchrotron are presented.

Yerevan Physics Institute

Yerevan 1986

## Введение

Одним из важнейших условий повышения качества физических экспериментов на Ереванском синхротроне является обеспечение высокой точности измерения параметров электронного пучка.

Современные информационно-измерительные системы на электрофизических установках сконструированы на основе унифицированных и стандартизированных измерителей параметров пучков заряженных частиц, которые позволяют получить информацию об основных электрических, геометрических и временных характеристиках пучков в широком диапазоне изменения этих параметров. Перспективными оказались измерители, построенные по модульной структуре, т.е. измерители, состоящие из набора нескольких стандартизированных и унифицированных модулей, легко стыкующихся между собой и собирающихся по типовым структурным схемам. Набор этих модулей можно разделить на четыре группы: первичные преобразователи, усилительные и согласующие устройства, аналого-цифровые преобразователи, регистрирующие устройства [1].

В настоящей работе основное внимание уделено разработке первичного преобразователя тока пучка (датчика) в совокупности

с согласующим усилителем, т.е. модуля преобразующего устройства. Сравнительный анализ различных типов полевых преобразователей тока пучка, являющихся наиболее универсальными, показал, что применительно к Ереванскому синхротрону целесообразно выбрать магнитоиндукционные преобразователи (МИП) с обратной связью, работающие в апериодическом режиме. При проектировании преобразующего устройства согласующий усилитель, посредством которого осуществляется обратная связь в преобразователе и МИП, рассматривались как единый функциональный узел. В связи с этим вопросы согласования, полосы пропускания, линейности, чувствительности, помехоустойчивости, шумов и т.д. решались в начальной стадии проектирования.

#### Определение оптимальных характеристик информационно-измерительной системы

Оптимальная полоса пропускания системы определяется плотностями спектрального распределения полезного сигнала. Полезный сигнал на входе системы формируется ускоряемым электронным пучком и, следовательно, задаётся его параметрами: структурой, геометрией и плотностью.

В этой работе анализируются характеристики аппаратуры, предназначенной для измерения интегральных параметров электронного пучка, вплоть до его банчевой структуры в синхротроне.

Определим максимальную частоту спектра информации, содержащейся в банчированном ускоряемом пучке. Учитывая, что длительность банчей намного меньше периода их повторения, решение задачи проведем на основе обратной теоремы Котельникова, т.е.

если задана совокупность импульсов (банчей) с периодом повторения  $T$ , то максимальная частота спектра  $F_m$  огибающей функции равна:

$$F_m = \frac{1}{2T} \quad (1)$$

Частота следования банчей в синхротроне равна частоте ускоряющей системы и составляет  $f_y = 132 \cdot 10^6$  Гц, следовательно, верхняя граница  $F_B$  полосы прозрачности измерительной системы будет

$$F_B = F_m = \frac{f_y}{2} = 66 \cdot 10^6 \text{ Гц.} \quad (2)$$

Критерием для определения нижней граничной частоты полосы пропускания системы и её характеристик выбрана точность воспроизведения режима инжекции частиц. Приблизительно это условие сводится к воспроизведению последовательности  $\Pi$ -образных импульсов с длительностью, равной периоду обращения частиц в синхротроне, амплитуда которых убывает по экспоненциальному закону

$$A = A_0 e^{-\frac{t}{T_3}}, \quad (3)$$

где  $T_3 \approx (0,5 - 1) \cdot 10^{-6}$  с - постоянная экспоненты. С учетом этого условия нижняя граничная частота  $F_H$  система определяется формулой

$$F_H \approx \alpha (2\pi T_3)^{-1}, \quad (4)$$

где  $\alpha$  - допустимая погрешность воспроизведения импульсов. При-

нимая  $\alpha = 0,05$ ,  $T_3 \approx 10^{-6}$  с, получим  $F_n \approx 10^4$  Гц. Таким образом, полоса пропускания оптимальной системы измерения охватывает частотный диапазон от  $10^4$  до  $6,6 \cdot 10^7$  Гц

#### Расчет магнитоиндукционного преобразователя тока пучка

Точность работы измерительной системы определяется, прежде всего, параметрами датчика, являющегося первичным преобразователем тока пучка, поэтому требования к частотным характеристикам системы, сформулированные в предыдущем разделе, полностью относятся и к преобразователю. Датчик разработан на основе магнитоиндукционных преобразователей тока пучка с обратной связью, работающих в аperiodическом режиме. Схемы включения МИП с обратной связью обладают высокой чувствительностью, стабильностью и способностью передавать неискаженную форму импульса тока пучка [2,3].

Предварительные расчеты показали, что для обеспечения измерения тока в требуемом частотном диапазоне целесообразно МИП изготовить с сердечником из ферромагнитного материала. Конструктивно МИП выполнен на ферритовом кольцевом сердечнике типа 200 НН2, обмотки на магнитопроводе расположены симметрично и экранированы (рис.1). МИП устанавливается в прямолинейном промежутке между магнитными блоками внутри вакуумного бака. Входные усилители измерительной системы монтируются непосредственно на крышке вакуумного бака.

Анализировалось два основных варианта включения МИП в сово-

кушности с входными усилителями (рис.2). Первый - со специальной обмоткой обратной связи, второй - с одной обмоткой с совмещенными функциями. Для идеализированного МИП оба варианта эквивалентны, но для реального МИП, обмотки которого имеют активное сопротивление и паразитные межвитковые ёмкости, эти варианты не равнозначны. При анализе работы преобразующего устройства обмотки МИП замещались эквивалентной схемой [4], состоящей из индуктивности, ёмкости и активного сопротивления (рис.3).

Составим в операторном виде дифференциальные уравнения МИП в динамическом режиме в совокупности с усилителем, т.е. уравнения преобразующего устройства (IV).

Для первого варианта:

$$U_{\text{вых}} = \frac{PM'_n R_2 \left[ \left( P \frac{L_2}{R_2} + 1 \right) (PR_E C_E + 1) + \frac{R_E}{R_2} \right] - P^2 M''_n M (PR_E C_E + 1)}{RR_2 \left[ (PR_Y C + 1) \left( P \frac{L}{R} + 1 \right) + \frac{R_Y}{R} \right] \left[ \left( P \frac{L_2}{R_2} + 1 \right) (PR_E C_E + 1) + \frac{R_E}{R_2} \right]} \cdot I_n \quad (5)$$

Для второго варианта:

$$U_{\text{вых}} = \frac{PKM'_n}{\left( P \frac{L}{R} + 1 \right) \left[ \frac{R}{R_Y} + (K-1) \frac{R}{R_E} + PCR \right] + 1} \cdot I_n, \quad (6)$$

где  $U_{\text{вых}}$  - напряжение на выходе IV;  $I_n$  - ток ускоряемого пучка;  
 $M$  - коэффициент взаимной индукции между обмотками МИП;  $M'_n, M''_n$  - коэффициенты взаимной индукции между обмотками МИП и пучком;  $L, L_2$  -

- индуктивности обмоток МИП;  $C, C_g$  - паразитные межвитковые ёмкости обмоток;  $R, R_2, R_y, R_g$  - сопротивления обмоток, входной и выходной цепей усилителя;  $K$  - коэффициент передачи усилителя.

Параметры МИП взаимосвязаны и выражаются следующими приближёнными формулами:

### 1. Активное сопротивление обмотки

$$R = \rho \frac{1}{\pi D \delta} (W l_0 + l_g) + R_c, \quad (7)$$

где  $\rho = 1,72 \cdot 10^{-8}$  Ом·м - удельное сопротивление проводника обмотки,  $l_0$  - длина одного витка,  $l_g$  - длина соединительных проводов внутри МИП,  $D$  - диаметр проводника,  $W$  - количество витков обмотки,  $R_c$  - приведенное сопротивление, обусловленное потерями в сердечнике,  $\delta = \frac{0,16}{\sqrt{\omega}}$  - коэффициент, учитывающий увеличение активного сопротивления обмотки из-за скин-эффекта,  $\omega$  - круговая частота тока в обмотке.

### 2. Индуктивность обмотки

$$L = W^2 \mu S_M l_{Mc}^{-1}, \quad (8)$$

где  $\mu$  - магнитная проницаемость сердечника,  $l_{Mc}$  и  $S_M$  - средняя длина и поперечное сечение сердечника.

### 3. Паразитные межвитковые ёмкости обмоток

$$C = \epsilon_0 l_0 W D h^{-1}, \quad (9)$$

где  $\epsilon_0$  - диэлектрическая проницаемость вакуума,  $h$  - расстояние между витками.

4. Коэффициент взаимной индукции обмоток

$$M = W_1 W_2 \mu S_M \ell_{MC}^{-1} \left[ 1 - \left( \frac{\beta}{\ell_{MC}} \right)^2 \right], \quad (I0)$$

где  $\beta = \frac{(h+2)(W_1 + W_2)}{2}$  - расстояние между геометрическими центрами обмоток.

5. Коэффициент взаимной индукции между пучком и обмоткой

$$M'_n = \frac{W \mu \cdot S_M}{2\pi a \ell_{MC}}, \quad (II)$$

где  $a$  - наименьшее расстояние между траекторией движения центра тяжести пучка и геометрическим центром обмотки.

Определим оптимальные соотношения параметров, при которых обеспечивается устойчивость преобразующего устройства. Для этого из уравнений (5) и (6) находим характеристические уравнения III;

Для первого варианта

$$A_4 P^4 + A_3 P^3 + A_2 P^2 + A_1 P + A_0 = 0. \quad (I2)$$

Для второго варианта

$$B_2 P^2 + B_1 P + B_0 = 0, \quad (I3)$$

где

$$A_4 = \frac{R_y R_g C C_g}{K R_y} (L L_2 - M^2);$$

$$A_3 = \frac{1}{K R_y} [(R_y C + R_g C_g)(L L_2 - M^2) + R_y R_g C \cdot C_g (R_2 L + R L_2)];$$

$$A_2 = \frac{1}{K R_y} [(L L_2 - M^2) + R_y C (R_2 L + R L_2) + R_g L (R_y C + R_2 C_g) + R R_2 R_y R_g C C_g];$$

$$A_1 = \frac{1}{K R_y} [(R_g + R_2)(R_y R C + L) + (R_y + R)(R_g R_2 C_g + L_2) + M K R_y];$$

$$A_0 = \frac{1}{KR_y} (R_B + R_y)(R_y + R);$$

$$B_2 = LC; B_1 = CR + \frac{L}{R_y} + (K-1)\frac{L}{R_B}; B_0 = 1 + \frac{R}{R_y} + (K-1)\frac{R}{R_y}.$$

На основании критериев устойчивости Рауса-Гурвица найдем:  
для первого варианта

$$A_4 > 0; A_3 > 0; A_2 > 0; A_1 > 0; A_0 > 0; \quad (I4)$$

$$A_1(A_3 A_2 - A_4 A_1) - A_0 A_3 > 0, \quad (I5)$$

для второго варианта

$$B_2 > 0; B_1 > 0; B_0 > 0. \quad (I6)$$

Из полученных выражений следует, что преобразующее устройство с одной обмоткой с совмещенными функциями является абсолютно устойчивой системой, что нельзя сказать о I варианте, для которого вопрос устойчивости решается исходя из конкретных случаев.

Следующим вопросом является поиск частотных характеристик преобразующего устройства в пространстве параметров, удовлетворяющих требованиям равномерности коэффициента передачи ПУ в области частот  $10^4 - 66 \cdot 10^6$  Гц и устойчивости I варианта. Заменяя в уравнениях (5), (6)  $P$  на  $j\omega$ , т.е., перейдя в область комплексного переменного, получим:

для первого варианта

$$K^I(j\omega) = \frac{U_{\text{вых}}(j\omega)}{I_n(j\omega)} = \frac{\mathcal{D}_3(j\omega)^3 + \mathcal{D}_2(j\omega)^2 + \mathcal{D}_1(j\omega) + \mathcal{D}_0}{\mathcal{A}_4(j\omega)^4 + \mathcal{A}_3(j\omega)^3 + \mathcal{A}_2(j\omega)^2 + \mathcal{A}_1(j\omega) + \mathcal{A}_0} \quad (17)$$

для второго варианта

$$K^{II}(j\omega) = \frac{U_{\text{вых}}(j\omega)}{I_n(j\omega)} = \frac{KM'_n(j\omega)}{B_2(j\omega)^2 + B_1(j\omega) + B_0}, \quad (18)$$

где

$$\mathcal{D}_3 = L_2 M'_n C_B R_B - M''_n M R_B C_B;$$

$$\mathcal{D}_2 = M'_n L_2 + M'_n C_B R_B R_2 - M''_n M;$$

$$\mathcal{D}_1 = M'_n R_2 + M'_n R_B;$$

$$\mathcal{D}_0 = 0.$$

После несложных преобразований найдем амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) ПУ:

для первого варианта

$$A^I(\omega) = \omega \sqrt{\frac{\mathcal{D}_2^2 \omega^2 + (\mathcal{D}_1 - \mathcal{D}_3 \omega^2)^2}{(\mathcal{A}_4 \omega^4 + \mathcal{A}_2 \omega^2 + \mathcal{A}_0)^2 + (\mathcal{A}_1 - \mathcal{A}_3 \omega^2)^2 \omega^2}} \quad (19)$$

для второго варианта

$$A^{II}(\omega) = \frac{KM'_n \omega}{\sqrt{(B_0 - B_2 \omega^2)^2 + (B_1 \omega)^2}} \quad (20)$$

Проводились исследования АЧХ обоих вариантов и устойчивости для первого варианта численным методом в пространстве параметров ПУ с помощью ЭМ. При этом варьировались следующие параметры ПУ: количество витков сигнальной обмотки и обмотки обратной связи, коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления усилителя.

Программа вычислений составлена с учетом следующих технических условий:

1. Минимальный коэффициент передачи преобразователя

$$K_{ny} \geq 10 \text{ В} \cdot \text{А}^{-1}.$$

2. Минимальные коэффициенты запаса устойчивости по фазе  $\varphi \geq 40^\circ$  и по амплитуде  $\Delta A = 10 \text{ дБ}$ ;

3. Неравномерность амплитудной характеристики  $\frac{\Delta A}{A} \leq 10\%$  в частотном диапазоне  $10^4 \leq f_{ny} \leq 66 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ ;

4. Чувствительность коэффициента передачи ПУ  $\frac{\Delta K_{ny}}{K_{ny}} \leq 1\%$  при изменении  $R_y; R_{\text{вых}}; K_{ny}$  в пределах  $\pm 5\%$ ;

5. Отношение сигнала к шуму на выходе ПУ  $\frac{U_c}{U_{\text{ш}}} \geq 20 \text{ дБ}$  при токе ускоренного пучка  $I_n = 1 \text{ мА}$ . Эквивалентная э.д.с. шумов, приведенная к входу усилителя, выражается приближенной формулой:

$$U_{\text{ш}} = \left[ 4 K_B T_K \int_{10^4}^{66 \cdot 10^6} (R_y + R_{\text{вых}} + K \cdot 10^{-7} \cdot f^2) dt \right]^{1/2} [\text{В}], \quad (21)$$

где  $K_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж} \cdot \text{К}^{-1}$  - постоянная Больцмана,  $T_K$  - абсолютная температура ПУ;

6. Отношение сигнала к помехам на выходе ПУ  $\frac{U_c}{U_n} \geq 20 \text{ дБ}$  при токе пучка  $I \text{ мА}$ . Величина помех на входе усилителя выражается приближенно формулой:

$$U_n = 10^{-6} \cdot \sqrt{R_y} [\text{В}]. \quad (22)$$

В таблице приведены те комбинации варьируемых параметров, при которых обеспечиваются квазиоптимальные характеристики ПУ.

Таблица

Wc [бум]	W0 [бум]	K [В/Я]	Ry6x [Ом]	Rвых [Ом]	Kny f = 10 <sup>4</sup>	Kny f = 10 <sup>5</sup>	Kny f = 10 <sup>6</sup>	Kny f = 10 <sup>7</sup>	Kny f = 66·10 <sup>6</sup>	φ [град]
I5	5	80	1,5	I20	6	7,2	8	8	7,5	20°
	4	80	1,5	I20	7,1	9	10	10	9,3	28°
	3	80	1,5	I20	8,2	10,5	12	12	11,6	29,5°
	2	80	1,5	I20	10,4	14,1	19,1	20	19,2	34,1°
	5	80	1,2	I00	5,9	6,1	6,2	6,2	6,2	14°
I2	4	80	1,2	I00	7,0	7,1	7,1	7,1	7,1	19°
	3	80	1,2	I00	9,4	10	10	10	10	22,4°
	2	80	1,2	I00	14	15	15	15	15	26°
	5	80	1,2	I00	5,4	5,6	5,6	5,6	5,5	8°
	4	80	1,2	I00	6,3	6,5	6,5	6,5	6,5	14°
I0	3	80	1,2	I00	8,6	9	9	9	9	18,5°
	2	80	1,2	I00	13	14,1	14,1	14,1	14	26°
	5	80	1	I20	5,2	5,3	5,6	5,6	5,6	19°
	4	80	1	I20	6	7,1	7,4	7,4	7,4	26°
	3	80	1	I20	7,1	8,2	9,1	9,1	9,1	29,5°
8	2	80	1	I20	7,8	8,4	10,1	10,1	10,1	32°

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Оптимальное количество витков обмоток преобразователя тока пучка составляет:

для первого варианта  $W_c = 8 - 12 \text{ вит}$ ;  $W_o = 2 - 4 \text{ вит}$ ,

для второго варианта  $W = 6 - 8 \text{ вит}$ .

2. Оптимальная величина сопротивления входной цепи приблизительно равна волновому сопротивлению сигнальной обмотки. Входное сопротивление усилителя определяется как разность оптимального сопротивления  $R_{opt}$  и сопротивления сигнальной обмотки с учетом скин-эффекта и составляет  $R_{вх} = 1,0 - 1,5 \text{ Ом}$ .

3. Сопротивление цепи обратной связи составляет:

для первого варианта  $R_{вых} = 25 - 30 \text{ Ом}$ ,

для второго варианта  $R_{вых} = 100 - 150 \text{ Ом}$ .

4. Коэффициент усиления  $K_y = 60 - 80$ .

Практически оба варианта равнозначны, однако в качестве модуля IV выбран второй вариант первичного преобразователя тока пучка, так как он обладает более простой конструкцией.

Сконструированный опытный образец преобразователя имеет следующие параметры

количество витков - 8,

коэффициент усиления усилителя - 80.

входное сопротивление усилителя  $R_{вх} = 1,2 \text{ Ом}$ ,

сопротивление цепи обратной связи - 120 Ом,

чувствительность -  $16,0 \text{ ВА}^{-1}$ ,

полоса пропускания -  $10^4 - 30 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ ,

неравномерность АЧХ  $\frac{\Delta A}{A} \leq 5\%$ .

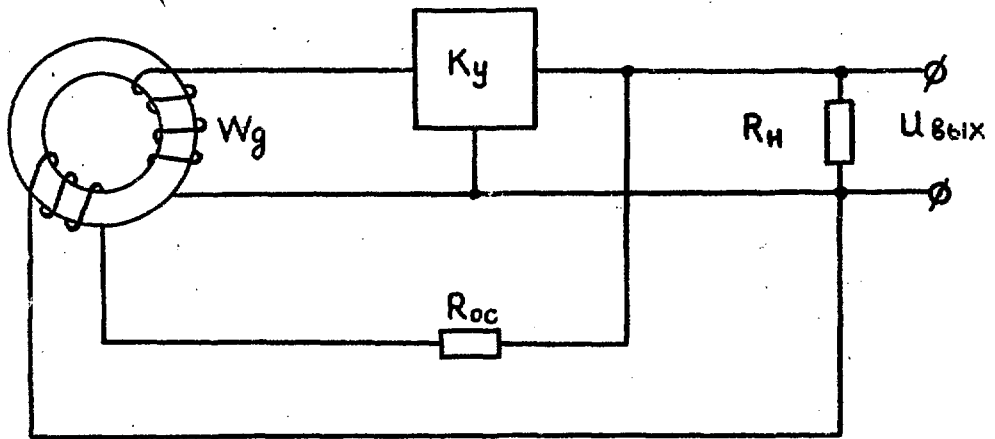
Уменьшение верхней граничной частоты ПУ связано, в основном, с частотными свойствами ферритового сердечника. Ожидаемая мощность потерь информации из-за снижения верхней граничной частоты ПУ будет незначительной, так как вероятность значительной модуляции сбалансированного пучка электронов с частотой  $66 \cdot 10^6$  Гц минимальна.

Исследование преобразователя на синхротроне показало, что его параметры соответствуют расчетным. На рис.4 показаны осциллограммы выходного сигнала преобразователя при разных режимах работы синхротрона и при разных заполнениях равновесной орбиты ускоряемым электронным пучком



Рис.1

I вариант



II вариант

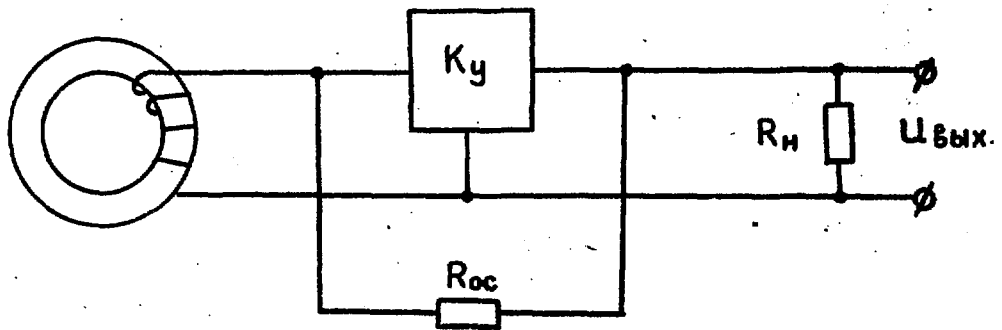
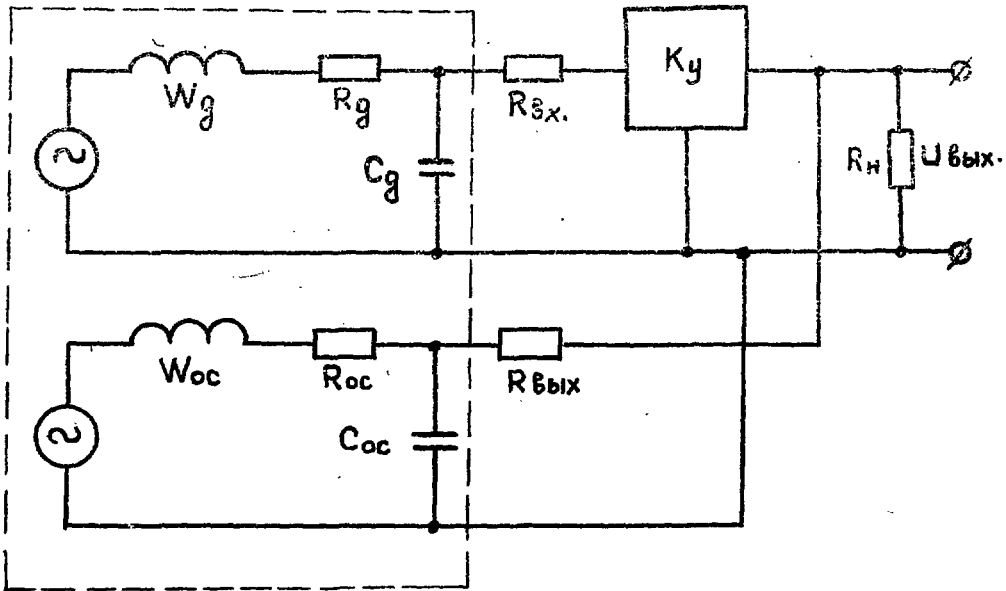


Рис. 2

### I вариант



### II вариант

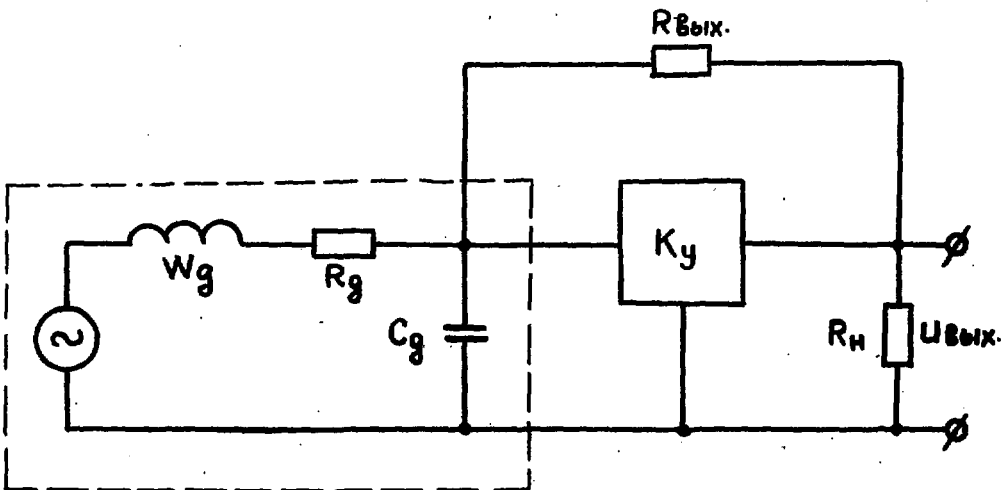


Рис. 3

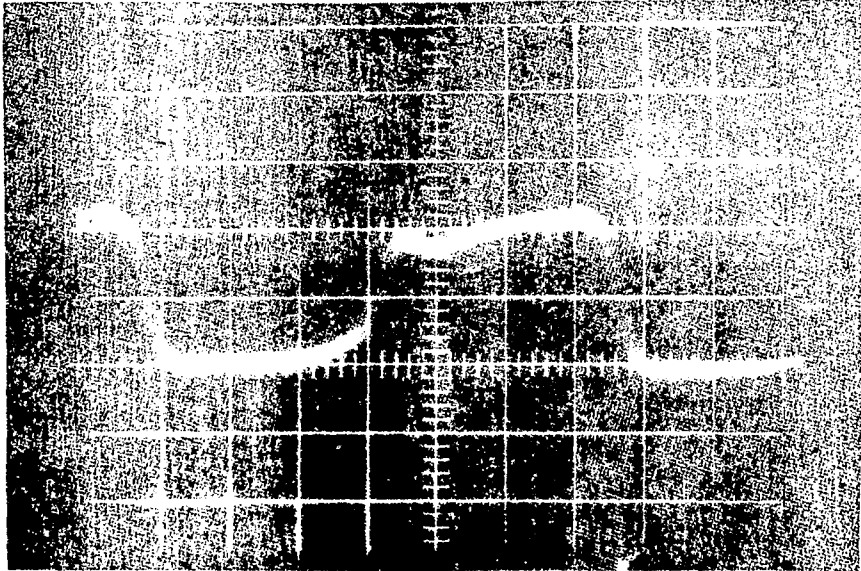
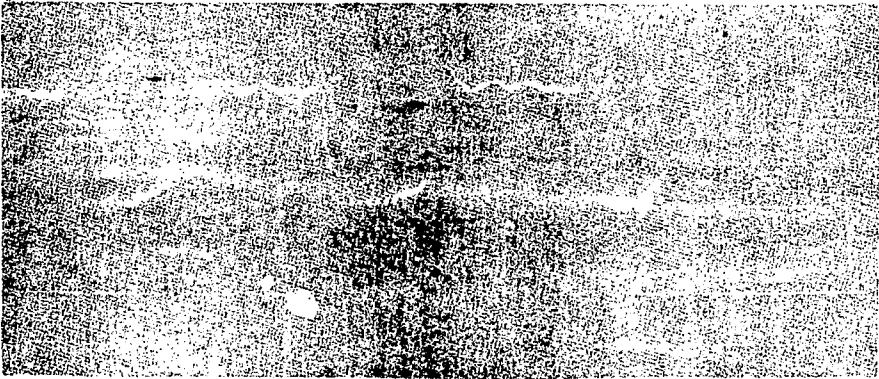
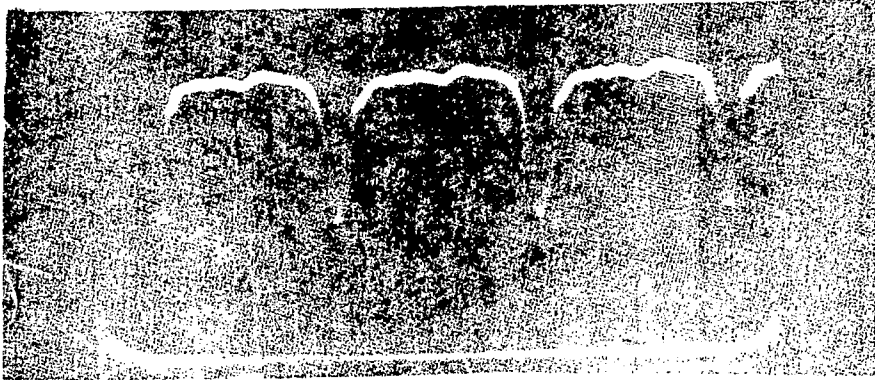


Рис.4 Осциллограммы тока пучка ускоренных электронов

а -  $E = 4,5 \text{ ГэВ}, I = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ А};$

б -  $E = 2,5 \text{ ГэВ}, I = 5,2 \cdot 10^{-3} \text{ А};$

в -  $E = 2,5 \text{ ГэВ}, I = 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ А}$

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арменский Е.В., Бородулин А.И., Емельянов В.К. и др.  
Вопросы преобразования информации о параметрах пучка ускорителя для управляющей ЭВМ.- В кн.: Труды Третьего всесоюзного совещания по ускорителям заряженных частиц. М.: Наука, 1973, т.2.
2. Арменский Е.В., Бородулин А.И., Емельянов В.К. и др.  
Доклад на Всесоюзном научно-техническом совещании по использованию ускорителей в народном хозяйстве и медицине. Препринт 066, Л., 1970.
3. Москалев В.А., Сергеев Г.И., Шестаков В.Г. Измерение параметров пучков заряженных частиц. М.: Атомиздат, 1980.
4. Разин Г.И., Щелкин А.П. Бесконтактное измерение электрических токов. М.: Атомиздат, 1974.

Рукопись поступила 3 июля 1986 г.

В.А.МАРТИРОСЯН, Г.А.МАРТИРОСЯН, Ю.Р.НАЗАРЯН,  
В.Ц.НИКОГОСЯН, К.А.САДОЯН, Х.А.СИМОНЯН, А.А.ХАЧИЗЯН  
ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА УСКОРЕННОГО ПУЧКА ЭЛЕКТРОНОВ НА  
ЕРЕВАНСКОМ СИНХРОТРОНЕ

Редактор Л.П.Мукаян  
Технический редактор А.С.Абрамян

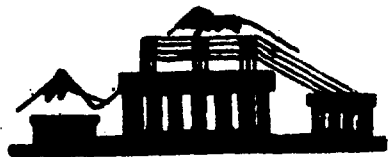
---

Подписано в печать 20/Х-86г. ВФ-05713 Формат 60x84/16  
Офсетная печать. Уч.изд.л.1,0 Тираж 299 экз. Ц. 15к.  
Зак.тип.№ 563 Индекс 3624

---

Отпечатано в Ереванском физическом институте  
Ереван 36, Маркаряна 2

индекс 3624



ЕРЕВАНСКИЙ ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ