

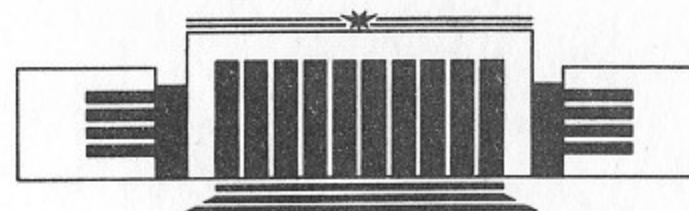


ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СО АН СССР

**Н.И. Зиневич, А.В. Филиппов**

**ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ДАТЧИК  
ПОЛОЖЕНИЯ ПУЧКА  
В ЛИНЕЙНЫХ КОЛЛАЙДЕРАХ**

**ПРЕПРИНТ 89-149**



НОВОСИБИРСК

## ВВЕДЕНИЕ

Общая идея создания ВЛЭППа состоит в получении встречных пучков от двух линейных ускорителей электронов и позитронов, ускоряющих одиночные сгустки с большим числом частиц навстречу друг другу.

Одним из наиболее существенных факторов, влияющих на увеличение фазового объема сгустка и, соответственно, на снижение светимости в установке такого типа, является неидеально точная расстановка линз относительно оси системы. Это обстоятельство накладывает требование на точность юстировки всех систем ускорителя, которая должна быть не хуже нескольких микрон. Предполагается, что выставка линз будет производиться по пучку с использованием датчика положения пучка. Это позволяет автоматизировать процесс подстройки и проводить его во время работы ускорителя.

Традиционно используемые емкостные и индукционные датчики не обеспечивают микронного разрешения. Величина смещения пучка от оси канала в них вычисляется по формуле [1]

$$\Delta y = a \frac{U_1 - U_2}{U_1 + U_2}.$$

Здесь  $a$  — эффективный радиус апертуры, а  $U_1$  и  $U_2$  — напряжения, наведенные сгустком на пластинах или обмотках датчика. Возможности такой схемы измерения ограничиваются устройством вычитания, которое выполняется с точностью, не лучшей несколь-

ких десятых долей процента. При этом компенсация неточности вычитания соответствующим сдвигом траектории пучка в датчике невозможна. Схема измерения поэтому не имеет достаточно четко выраженного «электрического нуля». Конечность значения «электрического нуля» приводит к тому, что при нулевом отклонении траектории пучка от электрической оси датчика изменение тока пучка от инжекции к инжекции будет индцироваться как изменение положения пучка. Обход этих трудностей уменьшением апертуры датчика до 1-2 мм наталкивается на технические сложности.

Такого недостатка лишены резонаторные датчики. Их действие основано на том, что пучок, пролетающий через резонатор, возбуждает в последнем СВЧ-колебания. Сгусток, пролетевший строго по оси симметрии резонатора, возбудит только симметричные моды. При наличии отклонения от этой оси будут возбуждаться и антисимметричные колебания с амплитудой, пропорциональной отклонению и току пучка. Величина смещения в этом случае пропорциональна отношению амплитуд антисимметричной и симметричной мод. Благодаря тому, что эти моды разнесены по частоте и, следовательно, сигналы тока и положения могут быть, в принципе, отделены друг от друга, датчик будет иметь четкий «электрический нуль».

В работе рассмотрен вариант резонаторного датчика, ранее упоминавшегося в литературе [2], но ни теоретически, ни экспериментально не исследованного. Приведен расчет его характеристик, сравнение с экспериментальными данными, вариант схемы обработки выходных сигналов.

## 1. ОПИСАНИЕ ДАТЧИКА

Датчик представляет собой систему из двух одинаковых круглых резонаторов, соединенных полостью связи (рис. 1). В качестве рабочего типа колебаний выбрана мода  $E_{010}$ . Если пучок пролетает вдоль оси симметрии системы (ось  $z$ ), то возбужденные в резонаторах колебания будут синфазны. А при наличии отклонения появится примесь и противофазных колебаний. Разность частот колебаний, соответствующих этим двум модам, определяется величиной связи и выбирается такой, чтобы ее обратная величина была много меньше постоянной времени затухания колебаний в резонаторах. В этом случае, благодаря обмену энергией между резонатора-

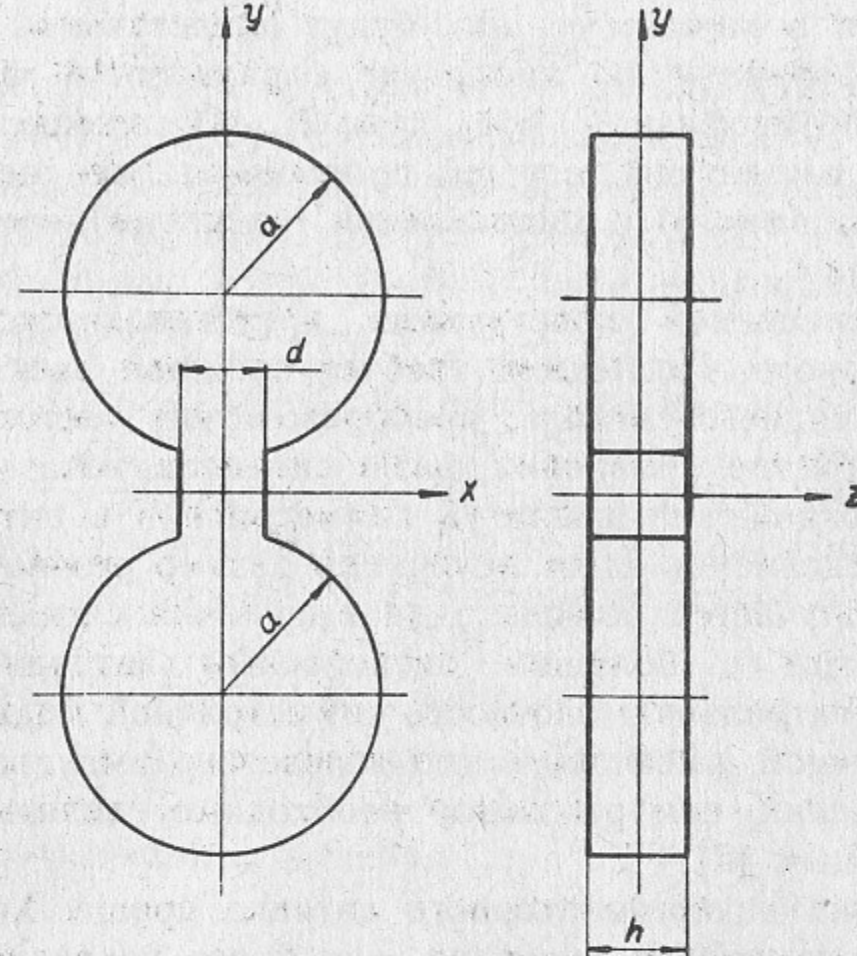


Рис. 1. Датчик положения пучка из двух связанных резонаторов.

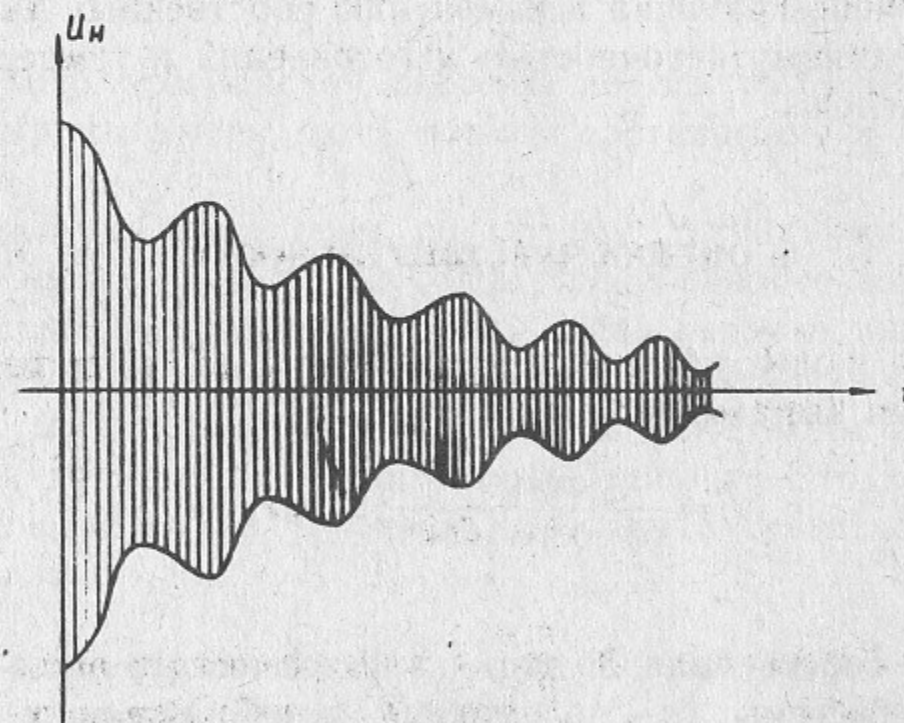


Рис. 2. Форма сигнала, возбуждаемого сгустком в датчике.

ми, колебания в каждом из них будут представлять собой несущую, модулированную по амплитуде с разностной частотой синфазной и противофазной мод (рис. 2). Отношение амплитуды модуляции к амплитуде несущей пропорционально величине смещения. А информацию о направлении смещения несет начальная фаза модуляции.

Датчик описанной конструкции представляется практичнее однорезонаторного. Последний требует сложной электроники для обработки выходного сигнала: преобразователи частоты, фазовращатели, устройство сравнения фазы сигналов тока и смещения. Кроме того, отношение амплитуд симметричной и антисимметричной мод, определяемое здесь величиной размер резонатора/смещение пучка, получается больше. Для выделения сигнала смещения нужны фильтры с большим внеполосным затуханием. Чтобы уменьшить спектральную плотность симметричной моды на частоте антисимметричной, имеющей место вследствие импульсного характера возбуждения, сам резонатор необходимо сделать достаточно высокооборотным [2].

Электроника двухрезонаторного датчика проще. Хотя чувствительность его несколько хуже, но, как будет показано ниже, она все же вполне достаточна для индикации микронных смещений. Этот датчик имеет меньшую связь с пучком, в связи с чем уменьшается его обратное воздействие на сгусток. Обработка выходных сигналов не очень критична к изменению собственных частот резонаторов, вызванному неточностью изготовления и температурными уходами размеров.

## 2. ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Амплитуда моды, возбуждаемой током  $\vec{j}(\vec{r}, s)$  в резонансной системе, дается выражением [3]

$$\vec{E} = \frac{s\vec{E}_k(\vec{r})}{(s_k^2 - s^2)\epsilon_0} \int_v \vec{E}_k \vec{j} dv, \quad (1)$$

где  $\vec{E}_k(\vec{r})$  — собственная функция электрического поля  $k$ -й моды резонансной системы;  $s$  — переменная преобразования Лапласа;  $s_k$  — собственная частота  $k$ -й моды;  $v$  — объем системы;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость. Далее, будем рассматривать такие

моды, собственные поля которых не имеют вариации по  $z$ . В этом случае электрическое поле имеет лишь  $z$ -компоненту. Для упрощения записи везде в дальнейшем знак вектора в обозначении электрического поля опустим. Пусть ток имеет только  $z$ -компоненту, и пусть сгусток можно представить в виде  $\delta$ -функции. Тогда для плотности тока имеем

$$\vec{j}(\vec{r}, t) = j_z(\vec{r}, t) = eNv\delta(x)\delta(y - \Delta y)\delta(z - vt),$$

где  $e$  — заряд электрона;  $N$  — число частиц в сгустке;  $v$  — скорость сгустка;  $x, y$  — поперечные координаты;  $z$  — продольная координата, ось симметрии датчика;  $\Delta y$  — отклонение пучка от оси симметрии.

Переходя к переменным  $\vec{r}, s$ , имеем

$$j_z(\vec{r}, s) = eN\delta(x)\delta(y - \Delta y)e^{-zs/v}.$$

Теперь можно вычислить интеграл

$$\begin{aligned} \int_v E_k j_z dv &= eN \int E_k(x, y) \delta(x) \delta(y - \Delta y) dx dy \int_{-h/2}^{h/2} e^{-zs/v} dz = \\ &= \frac{eNv}{s} E_k(0, \Delta y) (e^{hs/2v} - e^{-hs/2v}), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $h$  — размер резонансной системы по оси  $z$ . Отметим, что под  $k$ -ми модами мы имеем здесь в виду противофазную и синфазную моды.

Интеграл квадрата поля по объему датчика ищем, полагая, что запас энергии в полости связи пренебрежимо мал по сравнению с энергией самих резонаторов. Тогда искомый интеграл будет равен удвоенному интегралу по объему одиночного резонатора моды  $E_{010}$ . Для простоты положим, что поле моды  $E_{010}$  в центре каждого одиночного резонатора равно единице. Это вопрос нормировки и, очевидно, на конечном результате сказаться не может. Таким образом:

$$\int_v E_{010}^2 dv = 2 \int_{v_0} J_0^2\left(t_{01} \frac{r}{a}\right) dv = 2\pi ha^2 J_1^2(t_{01}), \quad (3)$$

где  $J_i(x)$  — функция Бесселя  $i$ -го порядка;  $t_{ij}$  —  $j$ -й корень функции Бесселя  $i$ -го порядка;  $a$  — радиус резонатора;  $v_0$  — его объем.

Мы не будем здесь интересоваться величиной расщепления

частот синфазной и противофазной мод и будем считать, что они равны и равны частоте колебаний моды  $E_{010}$ . Это достаточно хорошее приближение при малой области связи. Тогда с учетом (2) и (3) выражение для полей (1) имеет вид

$$E_k(\vec{r}, s) = \frac{eNv E_k(x, y) E_k(0, \Delta y)}{2\pi a^2 \epsilon_0 J_1^2(t_{01})} \frac{e^{hs/2v} - e^{-hs/2v}}{s_{010}^2 - s^2}. \quad (4)$$

Затухание вследствие конечной добротности резонаторов можно формально учесть сдвигом полюсов этой функции в левую полу-плоскость:

$$s_{010} = j\omega_{010} - \sigma_{010}.$$

Далее, применяя обратное преобразование Лапласа, получаем временную картину колебаний:

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} \frac{e^{-hs/2v} - e^{hs/2v}}{(s + \sigma_{010} - j\omega_{010})(s + \sigma_{010} + j\omega_{010})} e^{st} ds = \\ &= \frac{\exp\left\{-\sigma_{010}\left(t - \frac{h}{2v}\right)\right\}}{\omega_{010}} \sin\left[\omega_{010}\left(t - \frac{h}{2v}\right)\right] - \\ &\quad - \frac{\exp\left\{-\sigma_{010}\left(t + \frac{h}{2v}\right)\right\}}{\omega_{010}} \sin\left[\omega_{010}\left(t + \frac{h}{2v}\right)\right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Положим, что  $\sigma_{010} \ll \omega_{010}$  и что время пролета пучка через датчик достаточно мало по сравнению с периодом собственных колебаний моды  $E_{010}$ :

$$\frac{h}{v} \ll \frac{1}{\omega_{010}}.$$

В таком приближении интеграл (5) имеет простой вид:

$$I = -\frac{h}{v} e^{-\sigma_{010}t} \cos \omega_{010}t. \quad (6)$$

Выражение для полей получается подстановкой (6) в (4):

$$E_k(\vec{r}, t) = -\frac{eN E_k(x, y) E_k(0, \Delta y)}{2\pi a^2 \epsilon_0 J_1^2(t_{01})} e^{-\sigma_{010}t} \cos \omega_{010}t. \quad (7)$$

В соответствии с принятой нормировкой поля в центре каждого

резонатора имеют вид

$$E_k = -\frac{eN E_k(0, \Delta y)}{2\pi a^2 \epsilon_0 J_1^2(t_{01})} e^{-\sigma_{010}t} \cos \omega_{010}t. \quad (8)$$

Таким образом, задача свелась к нахождению собственных полей синфазной и противофазной мод в точках возможного пролета пучка, т. е. в некоторой окрестности оси симметрии датчика — его «электрического нуля».

Для оценки этих полей воспользуемся квазистатическим приближением, в силу того, что размеры полости связи малы по сравнению с длиной волны рабочих колебаний. Структура полей синфазной и противофазной мод изображена на рис. 3. С хорошей точностью поля в области связи, по крайней мере, в области пролета пучка, можно аппроксимировать следующим образом. Синфазная мода: плоскость  $xz$ ,  $y \sim 0$ :

$$H_{cy}(x, y) = H_c \sin \frac{\pi x}{d}.$$

Противофазная мода: плоскость  $yz$ ,  $x \sim 0$ :

$$H_{px}(x, y) = \text{const} = H_p.$$

В последнем случае в плоскости  $xz$ ,  $y=0$  — электрическое поле, очевидно, равно нулю.

Для определения электрического поля в области пролета пучка воспользуемся уравнением

$$\oint \vec{E} d\vec{l} = -j\omega\mu_0 \int \vec{H} \cdot d\vec{s}. \quad (9)$$

В случае синфазной моды выберем контур интегрирования  $ABCD$  (сечение  $A-A$ ). Поле  $E_c$  будет отлично от нуля только на отрезке  $CD$  и в области  $x \sim 0$ ,  $y \sim 0$  равно, согласно (9),

$$E_c = j\omega_{010}\mu_0 \frac{d}{\pi} H_c. \quad (10)$$

Контур интегрирования в случае противофазной моды  $EFGH$  (сечение  $B-B$ ) выбираем так, что отрезок  $EF$  лежит на оси  $z$ , а  $GH$  смещен вдоль оси  $y$  на  $\Delta y$ . Тогда

$$E_p = -j\omega_{010}\mu_0 H_p \Delta y. \quad (11)$$

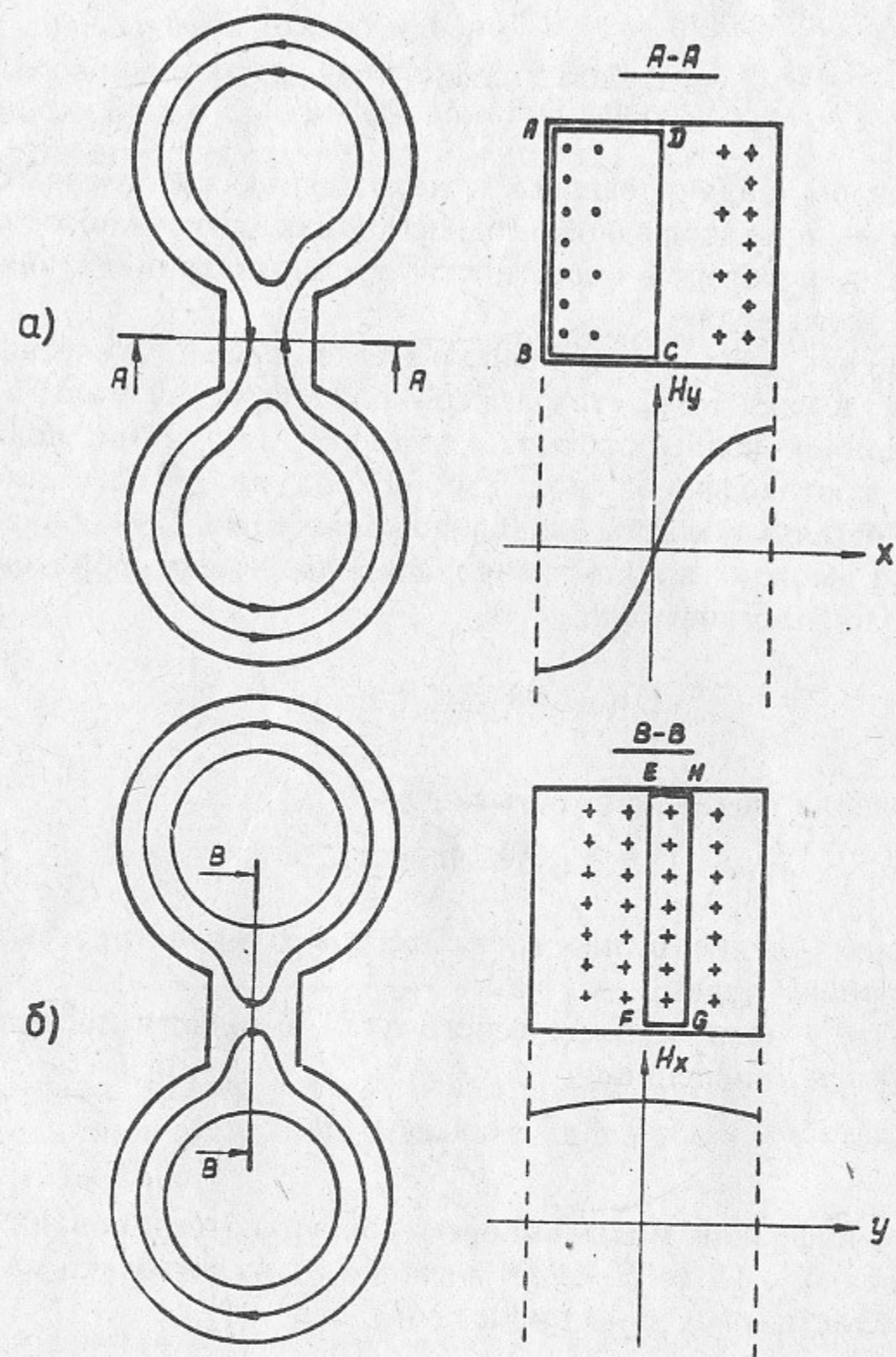


Рис. 3. Структура силовых линий и характер поведения магнитного поля в полости связи:

а) синфазной моды, б) противофазной моды.

$H_c$  и  $H_p$  в выражениях (9) и (10) есть напряженности магнитных полей, соответственно, на стенке и в центре полости связи. Из физических соображений ясно, что для приблизительно квадратной формы полости  $H_c \sim H_p \sim H_{010}$ , где  $H_{010}$  — напряженность магнитного поля на стенке резонатора. Причем

$$H_{010} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} J_1(t_{01}).$$

Следовательно, амплитуды собственных полей (10), (11):

$$E_c(0, \Delta y) = \frac{eN}{2\pi a^2 J_1(t_{01})} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{\omega_{010} d}{\pi}, \quad (12)$$

$$E_p(0, \Delta y) = \frac{eN}{2\pi a^2 J_1(t_{01})} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \omega_{010} \Delta y. \quad (13)$$

Сделаем некоторые оценки. Пусть  $N = 10^{11}$ ,  $a = 28$  мм,  $d = 16$  мм,  $h = 20$  мм,  $\Delta y = 1$  мкм,  $\omega_{010}/2\pi = 4$  ГГц. Отношение амплитуд синфазной и противофазной мод

$$\frac{E_p}{E_c} = \frac{\pi \Delta y}{d} \approx 2 \cdot 10^{-4}.$$

Напряжение синфазной моды, наводимое между центрами плоских стенок резонаторов

$$U_c = E_c \cdot h \approx 6 \cdot 10^3 \text{ В}.$$

Используя соотношение (8), нетрудно найти характеристическое сопротивление резонатора, приведенное к его центру, предполагая, что пучок пролетает по центру резонатора, а не в области связи:

$$\rho = \frac{h}{2\pi t_{01} J_1^2(t_{01}) a} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \frac{h}{3a}. \quad (14)$$

Далее, пусть нагруженная добротность резонаторов  $Q = 2 \cdot 10^3$ . Считая, что их собственная добротность существенно больше этой величины, найдем шунтовое сопротивление, приведенное к центру резонатора:

$$R_{ш} = Q \cdot \rho = 170 \text{ кОм}.$$

Тогда напряжение на 50-омной нагрузке

$$U_{\text{сн}} = U_c \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{2 \cdot R_{\text{ш}}}} \approx 70 \text{ В.}$$

Двойка под знаком корня появилась вследствие того, что оба резонатора датчика нагружены на  $R_{\text{н}}$ . Теперь легко определить напряжение сигнала противофазной моды на нагрузке:

$$U_{\text{рн}} = U_{\text{сн}} \frac{E_{\text{р}}}{E_{\text{с}}} \approx 14 \text{ мВ.}$$

Для сравнения, уровень тепловых шумов сопротивления 50 Ом в полосе 500 мГц (предполагаемая полоса анализа) составляет 20 мкВ.

Определим эффективный размер апертуры:

$$\Delta = \Delta y \frac{U_{\text{сн}}}{U_{\text{рн}}} \approx 5 \text{ мм.}$$

Для проверки приведенных здесь оценок был изготовлен образец двухрезонаторного датчика с размерами, указанными выше. АЧХ такого датчика, снятая с помощью анализатора спектра, представляет собой два пика, соответствующие резонансным частотам синфазной и противофазной мод (рис. 4). Длины штырей для снятия СВЧ-сигнала были подобраны так, чтобы обеспечить нагруженную добротность  $Q \approx 2 \cdot 10^3$ . Возбуждение резонаторов осуществлялось штырем, находящимся вблизи оси симметрии датчика. При этом измерялось отношение амплитуд напряжений синфазной и противофазной мод. Измеренное значение эффективного радиуса апертуры,  $\sim 3,6$  мм, неплохо согласуется с численной оценкой.

### 3. ОБРАБОТКА СИГНАЛА

Электроника обработки довольно проста (рис. 5). Напряжение рабочих мод снимается с штыревого выхода одного из резонаторов. Выход другого резонатора нагружен на 50 Ом. После полосового фильтра и фильтра нижних частот, служащего для заграждения паразитных полос пропускания полосового фильтра, сигнал поступает на детектор. Детектирование осуществляется ламповым детектором, имеющим наибольший динамический диапазон.

Одним из наиболее важных элементов в этой схеме является

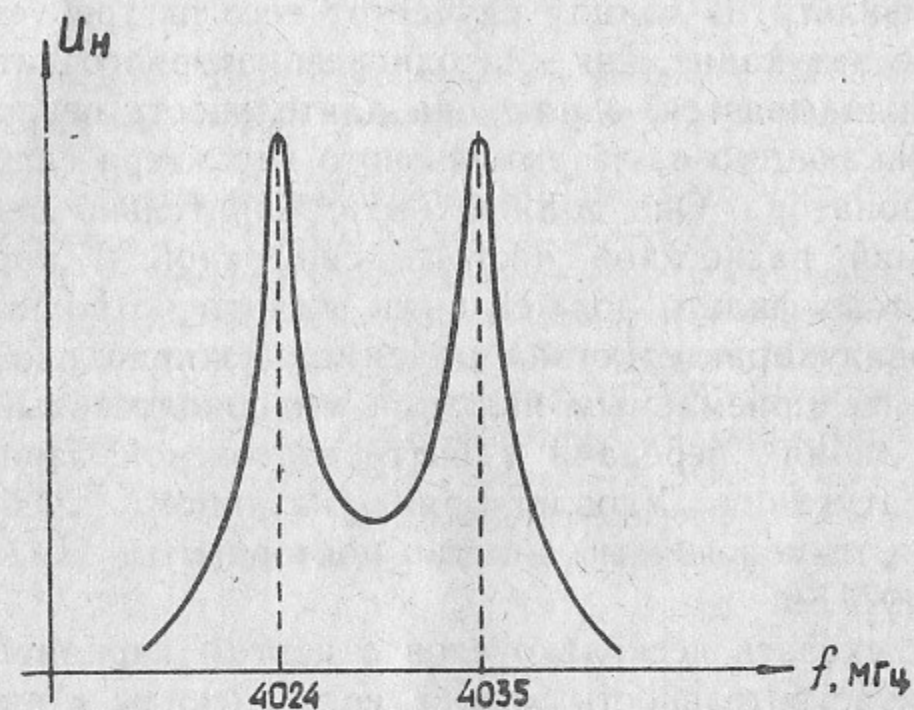


Рис. 4. АЧХ двухрезонаторного датчика.

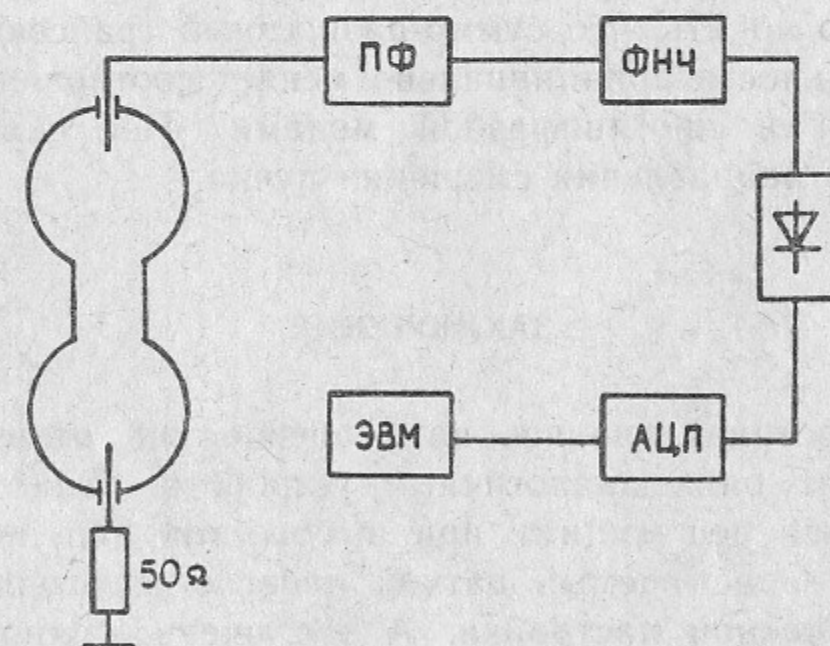


Рис. 5. Схема обработки сигнала.

полосовой фильтр. В данном случае от него не требуется большое внеполосное затухание, как для однорезонаторного датчика. Ограничение накладывается, однако, на длительность переходного процесса, возникающего из-за импульсного характера сигнала, снимаемого с резонатора. Она должна быть значительно меньше периода колебаний разностной частоты синфазной и противофазной мод. Для этого фильтр должен быть достаточно широкополосным, а его фазовая характеристика максимально приближена к линейной. Наиболее приемлемым является микрополосковый фильтр на связанных линиях передачи с баттервортовской характеристикой рабочего затухания. Удовлетворяя указанному требованию, он оказывается технологичным и легко повторяемым. Полоса фильтра выбрана 500 МГц.

Следует сказать несколько слов о другом варианте обработки. Повысить чувствительность можно, если сигналы с выходов резонаторов подать на суммо-разностный трансформатор. Тогда на выходах трансформатора будут присутствовать просуммированные сигналы синфазной и противофазной мод. Причем, вследствие конечности величины вычитания трансформатора,  $\sim 30$  Дб, в канале противофазной моды будем по-прежнему иметь амплитудно-модулированный с разностной частотой сигнал, так как отношение напряжений синфазной и противофазной мод  $\sim 60 \div 80$  Дб. Нетрудно однако понять, что суммо-разностный трансформатор из-за своей неидеальности принципиально меняет соотношение фаз между синфазной и противофазной модами. Тем самым теряется информация о направлении смещения пучка.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мы уже останавливались на особенностях, отличающих данный датчик от ряда аналогичных устройств. Некоторые из них могут оказаться решающими при выборе той или иной конструкции прибора. Описываемый датчик прост в изготовлении, дешев, не требует сложной настройки. А это очень важно, когда речь идет о производстве большого числа приборов. Возможно, поэтому окажется целесообразным использование в регулярной части ВЛЭППа именно такой конструкции датчика положения пучка.

1. Дементьев Е.Н. и др. Диагностика пучка на комплексе ВЭПП-4.—Труды XIII Международной конференции по ускорителям частиц высоких энергий. Новосибирск, 1986.
2. Schnell W. Common-Mode Rejection in Resonant Micro-Wave Position Monitors for Linear Colliders.—CERN-LEP-RF/88-41, Geneva, 1988.
3. Карлинер М.М. Когерентные неустойчивости пучка в электронных накопителях вследствие электромагнитного взаимодействия с окружающей структурой.—Препринт ИЯФ СО АН СССР 74—105. Новосибирск, 1974.
4. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ.—М.: Высш. шк., 1988.
5. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Пер. с англ. /Под ред. Л.В. Алексеева.—М.: Связь, 1971.
6. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. Пер. с англ./Под ред. В.Г. Шейнкмана.—М.: Радио и связь, 1987.



*Н.И. Зиневич, А.В. Филиппов*

**Высокочувствительный датчик  
положения пучка  
в линейных коллайдерах**

Ответственный за выпуск С.Г.Попов

---

Работа поступила 25 сентября 1989 г.  
Подписано в печать 15.11.89 г. МН 12196  
Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 1,4 печ.л., 1,1 уч.-изд.л.  
Тираж 230 экз. Бесплатно. Заказ № 149

---

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