

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ  
ДУБНА



Д-332

3/41-7  
P9 - 9142

4282/2-45

Ю.Н.Денисов, А.Н.Любенко, М.Чигак

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ  
ФАЗЫ ПРОЛЕТА ПУЧКА В ЦИКЛОТРОНЕ

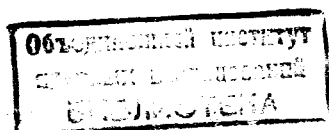
**1975**

P9 - 9142

Ю.Н.Денисов, А.Н.Любенко, М.Чигак

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ  
ФАЗЫ ПРОЛЕТА ПУЧКА В ЦИКЛОТРОНЕ

Направлено в ПТЭ



## Введение

Моноэнергетичность пучка частиц, ускоряемых в изохронном циклотроне, зависит от ряда параметров, которые должны быть хорошо стабилизированы. Одним из наиболее важных параметров является зависимость от радиуса фазы пролета сгустка частиц через ускоряющую щель дуанта /7/. Создание системы управления фазой пролета вызывает необходимость ее измерения без перехвата пучка. Для этой цели в многоканальных установках /2,3,6,8/ применяются индукционные датчики /1,4/ с преобразованием высокочастотных сигналов от пучка стробоскопическим методом.

Для определения фазы пролета на соответствующих радиусах применяется, например, предварительная обработка стробоскопически преобразованных сигналов в аналоговых системах коррелирования с введением и окончательным вычислением фаз в ЦВМ/5/. Этот способ обладает довольно высокой чувствительностью и быстрым действием, но для получения хорошей точности возрастают требования к аналоговой части аппаратуры. В настоящей работе описывается метод измерения фазы пролета с применением многоканальной системы автоматической обработки одинаково повторяющихся процессов в ЦВМ (функциональная схема - на рис. 1).

Система измерения фазы с индуктивными пикап-электродами, как часть системы управления ускорителем У-120М, частично описана в работе /7/, а часть системы, обведенная на рисунке пунктиром, подробно описана в работе /9/, поэтому остановимся на некоторых вопросах, касающихся непосредственно фазовых измерений.

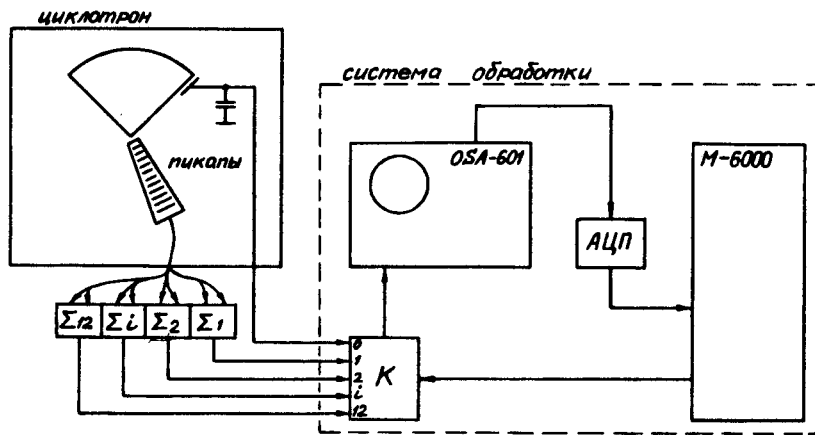


Рис. 1. Функциональная схема системы автоматического измерения фазы.

Как отмечалось ранее в препринте<sup>6/</sup>, сигналы с верхних и нижних пикапов необходимо суммировать, чтобы скомпенсировать наводки. Применявшиеся ранее сумматоры на резисторах не решают полностью проблему согласования трактов передачи сигналов. Это связано с тем, что согласования кабелей только со входами сумматора без развязки последних недостаточно, т.к. часть сигнала, скажем, с нижнего пикапа, через такой сумматор проходит по кабелю к верхнему пикапу, отражаясь, возвращается к сумматору и т.д. Согласовать же пикапы с кабелями из-за реактивного импеданса пикапов трудно, поэтому в данной работе были применены активные сумматоры на транзисторах по схеме с общей базой. Помимо того, что развязываются тракты верхнего и нижнего пикапов, получаем увеличение чувствительности системы за счет усиления в сумматоре. Коэффициент усиления по одному входу ~ 2.

Фазовые сигналы с пикапов вместе с сигналом опорного напряжения от дуанта, пройдя через схему преобразования, записываются двоичным кодом в память ЦВМ и далее могут быть обработаны тем или иным способом.

В настоящее время разработаны два метода для анализа фазовых сигналов, получаемых в разных условиях. В первом из них<sup>7/</sup>, с использованием возможности переключения входных каналов в течение одной развертки стробоскопического осциллографа, в память ЦВМ записываются, как показано на рис. 2, сигналы фазового датчика и участки опорного ускоряющего напряжения дуанта. Фаза вычисляется по точкам пересечения нулевой линии сигналами при использовании формулы

$$\Phi = \pi \frac{X_F - X_A}{X_B - X_A} - \theta, \quad (1)$$

где  $X_A, X_B$  - ординаты точек пересечения сигналом опорного напряжения нулевой линии;  $X_F$  - ордината точки пересечения сигналом фазового датчика нулевой линии;  $\theta$  - угол, учитывающий несовпадение оси датчиков и оси ускоряющей щели. Диапазон измерения около  $\pm 90^\circ$  достаточен для работы в системе стабилизации. При использовании плотности изображения в осциллографе около 500 стробов на развертку и метода вычитания нулевой линии<sup>9/</sup> получаем более одного строба на градус. Применением линейной интерполяции между стробами легко обеспечивается расчетная точность лучше 0,1 градуса. Точность определения фазы будет в основном определяться линейностью развертки и ис-

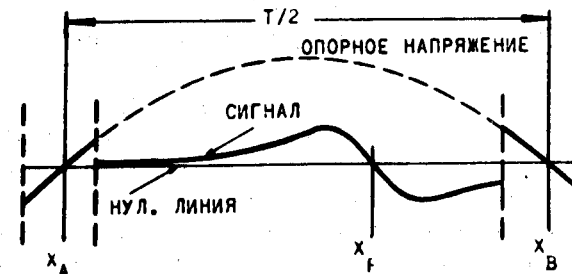


Рис. 2. Метод определения фазы по точкам пересечения нулевой линии сигналом.

кажением формы сигналов, влияющими на сдвиг точки пересечения нулевой линии сигналом. Искажения могут происходить из-за ограниченности полосы пропускания в.ч. трактов и вследствие наложения на сигнал наводок от ускоряющего напряжения, частотный спектр которых содержит преимущественно частоты нечетных гармоник фазового сигнала. Наводки случайного характера существенно подавляются при многократно повторяющемся вводе фазового и опорного сигналов в ЦВМ с последующим их суммированием. Программа обработки проверяет соответствие введенного сигнала стандартной форме, и в случае недопустимого искажения сигнала измерение бракуется. При необходимости изменить развертку из-за неправильного положения опорного сигнала измерение прекращается, система переходит в режим изображения на экране калибровочной комбинации и на телетайп выдается диагностическое сообщение.

Время ввода и обработки в ЦВМ сигналов с 12 фазовых датчиков занимает от 1 до 10 секунд в зависимости от числа накоплений, заданного оператором в пределах от 1 до 30. По желанию оператора результаты измерений группы фаз от 1 до 12 могут быть напечатаны на телетайпе.

Описанный метод применяется в системе автоматического управления фазой пролета на электронной модели кольцевого циклотрона. Был сделан ряд сравнительных измерений с одновременным использованием заводского фазометра Ф2-6, работающего с сигналами, полученными с мишени, перехватывающей пучок. После обработки результатов измерений в разных условиях получена средняя квадратичная ошибка  $\sigma \approx 2^\circ$  - величина, близкая к погрешности эталонного прибора.

Метод был использован и при градуировке длин кабелей для выравнивания величин задержек проходящих по ним сигналов. В качестве источника сигнала в данном случае служил генератор синусоидального напряжения с частотой 40 МГц. Измеряя фазу между сигналом, поступающим от контрольного кабеля для опорного напряжения, и сигналом от любого из проверяемых кабелей, можно

обнаружить различия в длинах кабелей, соответствующие временной задержке порядка  $10^{-11}$  с при разрешении фазовых измерений в несколько десятых градуса.

Для работы в условиях больших наводок, когда искаженный сигнал не измеряется описанным способом или измеряется с недопустимо большой ошибкой, разработан способ выделения второй гармоники исследуемого сигнала и определения ее фазы. Так как стробоскопическое преобразование вносит некоторое нелинейное искажение преобразованного сигнала, представим стробоскопическую головку в виде нелинейного контура. Выходная периодическая функция  $U_2(\phi)$  и входная  $U_1(\phi)$  связаны нелинейной зависимостью

$$U_2(\phi) = g(U_1(\phi)). \quad (2)$$

Представим эти величины в виде ряда Фурье:

$$U_1(\phi) = \frac{a_{01}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{n1} \cos n\phi + b_{n1} \sin n\phi, \quad (3)$$

$$U_2(\phi) = \frac{a_{02}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{n2} \cos n\phi + b_{n2} \sin n\phi. \quad (4)$$

Интегрируя  $U_1(\phi)$  и  $U_2(\phi)$  по частям в пределах  $\phi_0 \div \phi_0 + 2\pi$ , получим коэффициенты:

$$a_{n1} = \frac{1}{n\pi} \int_{\phi_0}^{\phi_0+2\pi} U_1'(\phi) \cos n\phi \, d\phi, \quad (5)$$

$$b_{n1} = -\frac{1}{n\pi} \int_{\phi_0}^{\phi_0+2\pi} U_1'(\phi) \sin n\phi \, d\phi, \quad (6)$$

$$a_{n2} = \frac{1}{n\pi} \frac{dg}{dU_1} \int_{\phi_0}^{\phi_0+2\pi} U_1'(\phi) \cos n\phi \, d\phi, \quad (7)$$

$$b_{n2} = -\frac{1}{n\pi} \frac{dg}{dU_1} \int_{\phi_0}^{\phi_0+2\pi} U_1'(\phi) \sin n\phi \, d\phi. \quad (8)$$

Из полученного равенства

$$\frac{a_{n1}}{b_{n1}} = \frac{a_{n2}}{b_{n2}} \quad (9)$$

следует, что фазы

$$\Phi_{n_1} = \arctg \frac{a_{n_1}}{b_{n_1}} = \arctg \frac{a_{n_2}}{b_{n_2}} = \Phi_{n_2} . \quad (10)$$

Получаем важное заключение, что под воздействием нелинейного искажения фазы гармонических составляющих не меняются.

Поскольку нас интересует только вторая гармоническая составляющая, подчеркнем одно полезное свойство операции сложения периодических функций.

Пусть имеются две одинаковые периодические функции, сдвинутые на половину периода относительно друг друга:

$$f(\phi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\phi + b_n \sin n\phi , \quad (11)$$

$$f(\phi + \pi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n(\phi + \pi) + b_n \sin n(\phi + \pi) . \quad (12)$$

Сложением получаем новую периодическую функцию

$$h(\phi) = f(\phi) + f(\phi + \pi) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n (1 + (-1)^n) \cos n\phi + b_n (1 + (-1)^n) \sin n\phi .$$

Как видим, нечетные гармоники аннулируются, а четные удваиваются. Это свойство использовано при обработке сигнала, искаженного именно нечетными гармониками.

Для того, чтобы сделать гармонический анализ сигнала фазового датчика, информация вводится в ЦВМ в определенной форме и приводится к стандартному виду, удобному для математической обработки. Настройка развертки осциллографа должна обеспечивать ввод чуть более одного периода сигнала опорного напряжения, относительно которого вычисляется фаза второй гармоники.

Алгоритм ввода составлен так, что в начале каждого цикла ЦВМ задает номер канала, фазу которого измеряется. После начала развертки ЦВМ проверяет полярность поступающих стробов опорного напряжения. Здесь,

точнее говоря, имеются в виду разницы кодов каналов и нулевой линии, соответствующей нулевому входному сигналу<sup>9/</sup>. Как только полярность опорного сигнала становится положительной, два последних строба вводятся в память в первые ячейки массива опорного сигнала, и далее – в массивы фазового сигнала и опорного поочередно вводятся стробы из соответствующих каналов. В случае ввода сигнала с накоплением его кодов этот процесс повторяется в соответствии с требуемым числом повторений.

На рис. 3 показаны графики, объясняющие, каким способом происходит в ЦВМ подготовка информации

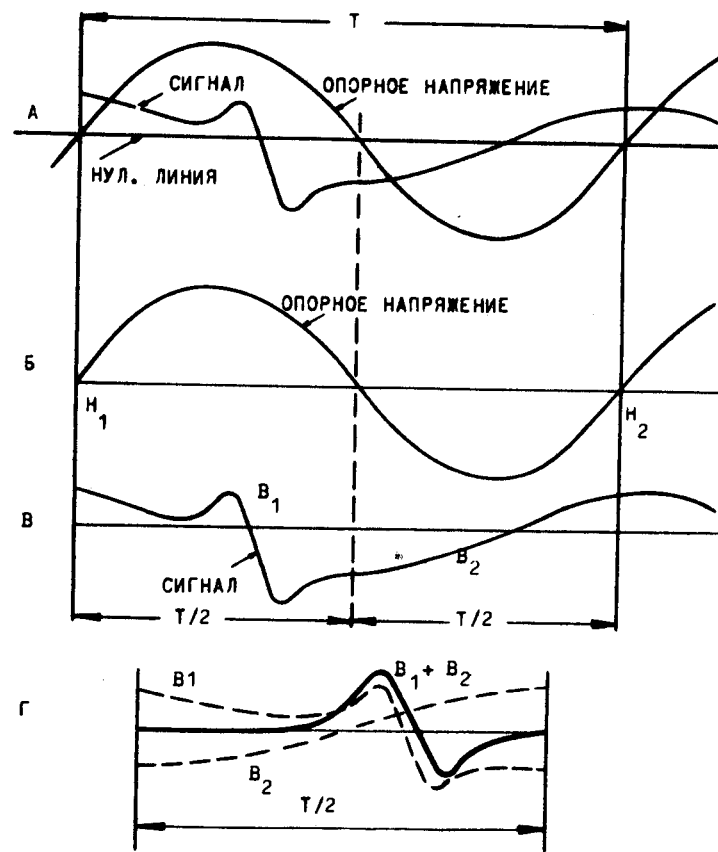


Рис. 3. Метод определения фазы по второй гармонике.

для гармонического анализа. На графике (А) показано изображение на экране ЭЛТ во время ввода информации в ЦВМ. Кривые на графиках (Б) и (В) показывают, в каком виде запоминаются опорный и фазовый сигналы в соответствующих массивах памяти. Из рисунка видно, что фазовый сигнал (В) сильно искажен синусоидальной помехой, наведенной от дуанта. После ввода информации в ЦВМ при использовании массива данных измерения опорного напряжения вычисляются координаты  $N_1$  и  $N_2$  точек пересечения кривой опорного напряжения нулевой линии, по которым определяется масштаб периода опорного напряжения  $T$ . После получения значений  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $T$  в ЦВМ производится сложение двух полупериодов  $V_1$  и  $V_2$  фазового сигнала, в результате чего в массиве  $\Gamma$  запоминается фазовый сигнал, в котором отсутствуют нечетные гармоники (в том числе и нечетные гармоники, преобладающие в частотном спектре помехи от дуанта).

Результирующий массив ( $\Gamma$ ) состоит из 60 ячеек, и, как было показано, при данном способе суммирования в массиве ( $\Gamma$ ) получаем изображение периодической функции с периодом, равным половине периода исходной функции в массиве (В). Массив ( $\Gamma$ ) всегда целиком заполнен, массивы (Б) и (В) заполняются в зависимости от настройки развертки. Программа считает удовлетворительным, если период сигнала занимает в массиве (В) не менее чем 60 и не более чем 120 ячеек. В случае периода, не входящего в эти рамки, или в случае, когда целый период в данный массив не вмещается, программа переходит в режим калибровочного изображения, позволяющего исправить развертку осциллоскопа. В нормальной ситуации функция, изображенная на графике ( $\Gamma$ ), подвергается вычислению амплитуды и фазы первой гармоники по отношению к своему периоду  $T/2$ , которая является одновременно второй гармоникой по отношению к периоду исследуемой функции  $T$ . Приведение периода к стандартному масштабу позволяет использовать заранее рассчитанную таблицу синусов и косинусов вместо того, чтобы рассчитывать их при каждом вычислении интегралов; это существенно экономит расчетное время.

Если не все каналы измерены, то вновь задается номер следующего канала и цикл повторяется, пока не будут измерены все каналы. Наконец, по желанию оператора можно отпечатать на телетайпе соответствующие величины амплитуд и фаз.

Система, естественно, по фазе второй гармоники не способна определить, в каком полупериоде находится сигнал, но в данном случае этот недостаток не мешает, так как максимальный сдвиг фазы пучка лежит в пределах  $\pm 90^\circ$ . Способ обработки сигнала более сложен, чем описанный выше, следовательно, программа занимает больше памяти и, несмотря на экономию, которую даст введение таблиц тригонометрических функций, получаются и более высокие затраты расчетного времени по сравнению с более простым способом определения фазы по точкам пересечения. Точность при измерении фазы реального пучка сравнима с точностью первого способа. Применение метода второй гармоники предпочтительно лишь в тех случаях, когда искажение сигнала не позволяет применить более простого способа или в случаях фазовых измерений, когда сигнал может иметь произвольную форму.

Оба метода, позволяющие корректировать изменение реального периода  $T$  только настройкой развертки осциллоскопа и имеющие достаточно высокое быстродействие, могут успешно применяться для работы на изохронных циклотронах с регулируемой энергией, где частота ускоряющего напряжения может меняться в широком диапазоне.

Все программное обеспечение сделано на ФОРТРАНе, за исключением коротких подпрограмм, обращающихся к нестандартным устройствам ввода-вывода, которые написаны на МНМОКОДе. Машина типа М-6000 по своей структуре, точности и быстродействию оказалась удобной для решения задач подобного типа.

## Литература

1. W. H. White, B. Duelli, R. V. Jones. Nucl. Instr. & Meth., 18-19, 601 (1962).
2. H. H. Feldman. IEEE Trans., NS-13, 4 (1966).
3. V. K. Bird, R. E. Berg. Proceedings of the Fifth Int. Cyclotron Conf. Oxford, England, 17-20 September, 1969, 399.
4. H. P. Stüssi, F. Schultte. Nucl. Instr. & Meth., 89, 87 (1970).
5. F. Schutte. AIP Conference Proceedings, No. 9, New-York, USA, 1972, 515.
6. Л. В. Васильев, Ю. Н. Денисов, А. Н. Любенко. Препринт ОИЯИ, Р9-6241, Дубна, 1972.
7. В. Н. Аносов, Ю. Н. Денисов, А. Н. Любенко, М. Чигак. Препринт ОИЯИ, Р9-7339, Дубна, 1973.
8. В. Д. Дворников, В. А. Резвов, Л. И. Юдин. ПТЭ, №2, 41 (1973).
9. Ю. Н. Денисов, А. Н. Любенко, М. Чигак. Препринт ОИЯИ, Р9-9143, Дубна, 1975.

Рукопись поступила в издательский отдел  
2 сентября 1975 года.