



**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР
«КУРЧАТОВСКИЙ ИНСТИТУТ»
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ**

ИФВЭ 2015–11

С.В. Иванов, Н.А. Игнашин, О.П. Лебедев, С.Э. Сытов

**Системы поперечной обратной связи по пучку
в синхротроне У-70**

Направлено в *ПТЭ*

Протвино 2015

Аннотация

Иванов С.В. и др.. Системы поперечной обратной связи по пучку в синхротроне У-70: Препринт ИФВЭ 2015–11. — Протвино, 2015. — 15 с., 8 рис., библиогр.: 4.

В статье излагается метод анализа цепи поперечной обратной связи по пучку в кольцевом ускорителе и выбора ее параметров с использованием формализма активного импеданса связи с пучком, вносимого и контролируемого извне. Этот метод применяется для физического обоснования подходов к модернизации двух систем поперечной обратной связи, имеющих в синхротроне У-70 ГНЦ ИФВЭ НИЦ «Курчатовский институт», — узкополосной аналоговой и широкополосной цифровой. Обе системы были подвергнуты глубокой модернизации, основанной на указанном методе, и затем успешно введены в эксплуатацию в 2007 и 2011 годах соответственно. Представлено краткое техническое описание обновленной инженерной реализации этих систем. Приводятся экспериментальные результаты, полученные на У-70 и демонстрирующие быстрое подавление когерентного движения пучка. Эти измерения подтверждают адекватность метода импеданса для создания и настройки цепей поперечной обратной связи в синхротроне.

Abstract

Ivanov S.V. et al. Transverse Beam Feedback Systems in the U-70 Synchrotron: IHEP Preprint 2015–11. — Protvino, 2015. — p. 15, figs. 8, refs.: 4.

The paper outlines a technique to treat transverse beam feedback in a ring accelerator and tailor out its parameters with a concept of an active beam coupling impedance externally imposed and controlled. This approach is applied to elaborate upgrade options for the two operational transverse feedback systems available in the U-70 synchrotron of SRC IHEP of NRC “Kurchatov Institute” to date — of the narrow-band analog and the wide-band digital ones. Both were deeply renovated thereby, and then successfully commissioned in 2007 and 2011, respectively. A brief description of their engineering implementation details is given. Results of experimental beam observations in the U-70 machine exhibiting fast damping of beam coherent motion and thus proving adequacy of the impedance approach to transverse beam feedbacks in a synchrotron are presented.

Введение

Цепи обратной связи по пучку являются важными технологическими системами любого современного протонного (ионного) синхротрона. Они играют двойную роль:

Во-первых, эти системы демпфируют начальные ошибки, возникающие при инжекции (вводе) пучка. Тем самым предотвращается перекачка энергии когерентного движения частиц в некогерентные степени свободы, приводящая к необоснованному увеличению фазового объема пучка.

Во-вторых, цепи обратной связи препятствуют развитию когерентных неустойчивостей, возникающих из-за (паразитного) электромагнитного взаимодействия интенсивного пучка с вакуумной камерой и ее неоднородностями. В протонных синхротронах с большой длиной орбиты (в У-70 длина орбиты 1.484 км) наиболее опасна поперечная резистивная стеночная неустойчивость пучка.

В синхротроне У-70 ГНЦ ИФВЭ НИЦ “Курчатовский институт” исторически используются две системы поперечной обратной связи по пучку, обслуживающие разные, почти не перекрывающиеся полосы частот, — узкополосная нижних частот (ее исполняющим устройством является электростатический дефлектор ЭСД-2) и широкополосная верхних частот (с электромагнитным дефлектором ЭМД-90).

В 2007–2011 годах в обеих указанных системах была завершена глубокая модернизация электроники низкого уровня мощности, формирующей алгоритмы обработки сигнала обратной связи. Обновленные системы были успешно введены в штатную эксплуатацию на У-70. В основу физического обоснования для этих работ лег формализм “вносимого поперечного импеданса связи”. В настоящей статье излагается этот подход и обсуждается его техническая реализация. Приводятся результаты экспериментальных измерений на пучке, подтверждающие достоверность расчетных методик и работоспособность использованных технических решений.

1. Поперечный импеданс связи в физике неустойчивостей пучка

Пусть Θ – обобщенный азимут синхротрона, ω_0 – угловая скорость равновесной частицы (круговая частота обращения пучка), t – время. Обозначим $\vartheta = \Theta - \omega_0 t$ азимут в сопровождающей системе координат.

Предположим, что пучок совершает поперечные когерентные колебания в направлении y (горизонтальном, вертикальном). Пусть $D(\vartheta, t)$ и $S(\vartheta, t)$ есть составляющие вдоль оси Oy дипольного электрического момента пучка и напряженности отклоняющей электромагнитной силы Лоренца соответственно. Их можно представить в виде суперпозиции плоских волн

$$\begin{pmatrix} D \\ S \end{pmatrix}(\vartheta, t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} d\Omega \begin{pmatrix} D \\ S \end{pmatrix}_k(\Omega) \exp(ik\vartheta - i\Omega t), \quad (1)$$

где k – целое (волновое) число, Ω – частота преобразования Фурье в сопровождающей системе, $D_k(\Omega)$ и $S_k(\Omega)$ – комплексные амплитуды волн. В лабораторной системе Ω наблюдается как боковая линия у гармоник частоты обращения, $\omega = k\omega_0 + \Omega$.

Электродинамические свойства окружения пучка, приводящие к появлению линейно-индуцированных запаздывающих поперечных отклоняющих сил, принято описывать в терминах поперечного дипольного импеданса связи $Z_k(\omega)$. Он определен равенством

$$S_k(\Omega) = \frac{i\beta\omega_0}{L} Z_k(k\omega_0 + \Omega) D_k(\Omega), \quad [Z_k(\omega)] = \frac{O_M}{M}, \quad (2)$$

где L – длина орбиты ускорителя, β – приведенная скорость частиц.

Из вещественности функций $D(\vartheta, t)$, $S(\vartheta, t)$ и определения (2) следует свойство комплексно-сопряжённой антисимметрии импеданса

$$Z_{-k}(-\omega) = -Z_k(\omega)^*. \quad (3)$$

Для пассивных (диссипативных) элементов окружения пучка, таких как резистивная вакуумная камера, высшие отклоняющие моды колебаний в ускоряющих резонаторах, отсеках оборудования и др., выполняется условие $\omega \operatorname{Re} Z_k(\omega) \geq 0$.

Частота Ω собственных колебаний пучка находится в результате решения задачи устойчивости. (Подробнее с этим вопросом можно ознакомиться, например, в обзоре Список литературы

[1].) Далее приводится краткая сводка результатов, существенных для предмета статьи.

В первом приближении для не сгруппированного пучка

$$\Omega \cong Q\omega_0, \quad (4)$$

где Q – бетатронная частота (примерно 9.7–9.9 в У-70). Волновое число k оказывается также индексом собственной азимутальной моды однородного пучка, имеющей вид изолированной плоской волны.

Для сгруппированного пучка

$$\Omega \cong Q\omega_0 + m\Omega_0, \quad (5)$$

где $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ – индекс моды “голова–хвост” поперечных колебаний сгустка, Ω_0 – круговая частота малых продольных (синхротронных) колебаний. Собственные азимутальные моды пучка, состоящего из M одинаковых эквидистантных сгустков, нумеруются индексом $n = 0, 1, \dots, M-1$. Каждой из них соответствует множество волновых чисел k вида $k = n + Ml$, где l есть произвольное целое число. Азимутальная мода n имеет вид когерентных колебаний пучка с фазовым сдвигом $2\pi n/M$ между соседними сгустками.

Электромагнитное взаимодействие пучка с его окружением приводит к комплексному когерентному сдвигу бетатронной частоты

$$\Delta Q = \frac{eJ_0 \langle \beta \rangle}{4\pi i p c} \zeta_a(\Omega), \quad (6)$$

где p – импульс частиц, c – скорость света, e – элементарный заряд, $J_0 = eN\omega_0/2\pi$ – средний по орбите ток пучка из N частиц, $\langle \beta \rangle$ – среднее значение амплитудной функции ускорителя, $\langle \beta \rangle \cong L/2\pi Q$. Неустойчивости соответствует $\operatorname{Im} \Delta Q > 0$ с инкрементом колебаний $\exp(2\pi \operatorname{Im} \Delta Q)$ за один оборот пучка по орбите.

Величина $\zeta_a(\Omega)$ имеет физический смысл эффективного импеданса неустойчивости для собственной моды с индексом a . Чтобы пояснить его свойства, приведем два простейших примера.

Для не сгруппированного (однородного по азимуту) пучка

$$\zeta_a(\Omega) = Z_k(k\omega_0 + \Omega), \quad a = k. \quad (7)$$

Для сгруппированного пучка, состоящего из M точечных сгустков,

$$\zeta_a(\Omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} Z_k(k\omega_0 + \Omega) \delta_{k,n+Ml}, \quad a = (n, m = 0), \quad (8)$$

где $\delta_{kk'}$ – символ Кронекера.

В качестве аргумента у функции $\zeta_a(\Omega)$ нужно использовать правую часть формул (4) или (5) соответственно. Впрочем, в У-70 обычно наблюдаются внутри-сгустковые моды “голова–хвост” с не очень большими индексами $|m|$, а отношение $\Omega_0/\omega_0 \cong (5-7) \cdot 10^{-3} \ll 1$. Поэтому второе слагаемое в правой части (5) можно не учитывать и далее использовать для оценок только частоту (4).

Тогда, рассмотрев сдвиг (6) вместе с импедансом (7) или (8), видим, что достаточным условием для обеспечения демпфирования когерентного движения пучка является требование

$$Z_k(\omega) = R_k + i0 \quad \text{для} \quad \omega = (k + Q)\omega_0 \quad (9)$$

с положительной вещественной частью R_k . Такой импеданс связи вызывает чисто мнимый когерентный сдвиг бетатронной частоты с $\text{Im}\Delta Q \propto -R < 0$ и $\text{Re}\Delta Q = 0$.

Поведение функции $Z_k(\omega)$ на всей оси частот ω за пределами малой окрестности линии $\omega = (k + Q)\omega_0$ является несущественным для когерентного движения пучка. Однако для того, чтобы импеданс не взаимодействовал со стационарной в сопровождающей системе (соответственно, периодически-нестационарной в лабораторной системе) частью распределения пучка и не приводил к искажениям замкнутой орбиты пучка, потребуется также

$$Z_k(\omega) = 0 \quad \text{для} \quad \omega = k\omega_0. \quad (10)$$

В формулах (4), (5) и далее для определенности выбран знак $+Q$. Это означает, что рассматриваются так называемые “верхние боковые линии когерентных бетатронных колебаний” с частотами вида $\omega \cong (k + Q)\omega_0$. При таком соглашении устойчивой оказывается та плоская волна, частоте $\omega \cong (k + Q)\omega_0$ которой соответствует $\text{Re}Z_k(\omega) > 0$, (9).

В равной степени можно было бы выбрать знак $-Q$, “нижние боковые линии когерентных бетатронных колебаний” с частотами вида $\omega \cong (k - Q)\omega_0$ и стабилизирующими импедансом с $\text{Re}Z_k(\omega) < 0$. В силу свойства (3) такой выбор не изменит результаты анализа устойчивости пучка.

Раздельное рассмотрение двух серий частот вида $\omega \cong (k \pm Q)\omega_0$ возможно только в случае, когда

$$Q \neq j/2, \quad j = 1, 2, 3, \dots \quad (11)$$

Такая именно рабочая точка ускорителя выбирается на практике во избежание последствий появления деструктивных полужелых (параметрических) и целых (внешних) магнитооптических резонансов.

При нарушении условия (11), т.е. вблизи целых и полужелых Q , простые формулы типа (6), в которых комплексный когерентный сдвиг бетатронной частоты прямо пропорционален (эффективному) импедансу, являются неверными. Соответственно, излагаемый здесь подход к созданию цепи обратной связи, нацеленный на выполнение условий (9) и (10), оказывается неработоспособным. Впрочем, это ограничение не имеет практических последствий, поскольку оно распространяется на заведомо неприемлемые режимы настройки магнитной оптики синхротрона.

2. Поперечный импеданс цепи обратной связи

Анализ поперечных когерентных неустойчивостей пучка с привлечением понятия импеданса связи (2) предполагает, что события развиваются медленно, за много оборотов пучка по орбите и $|\Delta Q| \ll 1$. Период обращения пучка по орбите $2\pi/\omega_0$ полагается физически бесконечно малым интервалом времени.

В синхротроне У-70 нет практической потребности в очень быстром подавлении поперечных отклонений пучка от равновесной орбиты, происходящем за один или несколько оборотов. Достаточно осуществить относительно медленное многооборотное демпфирование когерентного движения пучка, если таковое возникает.

В этих условиях удобно рассматривать цепь обратной связи по пучку с тех же позиций, что и когерентные неустойчивости, — в терминах вносимого и контролируемого извне активного импеданса связи. Тогда характеристики цепи обратной связи попадут в сводный бюджет импеданса ускорителя и будут рассматриваться на общих основаниях с конкурирующим (как правило, дестабилизирующим) импедансом пассивных структур, окружающих пучок.

Такой подход имеет две привлекательных особенности. Во-первых, появляется естественная возможность использования преобразования Фурье по t , позволяющего легко учесть конечное быстродействие (инерционность) и задержку сигналов в исполнительной и измерительной электронике. Во-вторых, становится возможным привлечение к анализу последствий от замыкания цепи обратной связи по пучку формализма передаточной функции пучка, хорошо разработанного и используемого в теории когерентных неустойчивостей

Список литературы
[1].

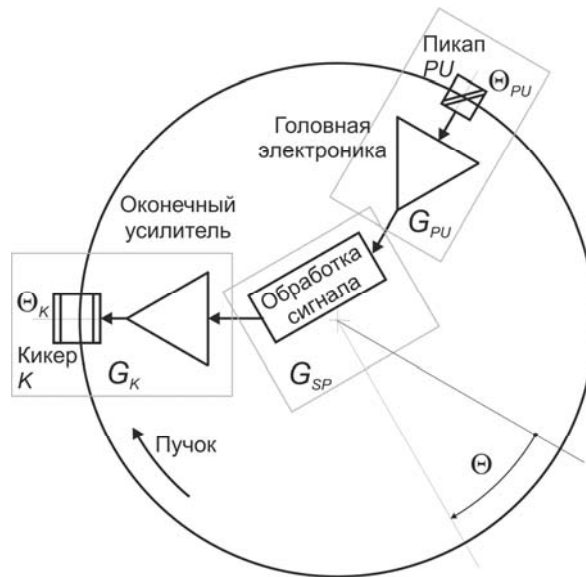


Рис. 1. Принципиальная схема цепи обратной связи.

Будем описывать динамику пучка и отклоняющих (дипольных) внешних воздействий на него со стороны цепи обратной связи в терминах взаимодействия плоских волн $\propto \exp(ik\Theta - i\omega t)$ электрического дипольного момента пучка (комплексная амплитуда этой волны $D_k(\omega)$) и напряженности индуцированной отклоняющей электромагнитной силы Лоренца (ее амплитуда $S_k(\omega)$). Здесь проще использовать лабораторную систему координат.

Принципиальная схема цепи обратной связи показана на Рис. 1. Она имеет короткие пикап электрод PU и кикер (толкатель, дефлектор) K , расположенные на азимутах Θ_{PU} и Θ_K

соответственно. Кикер находится на расстоянии $\Delta\Theta_{K-PU} = \Theta_K - \Theta_{PU}$ от пикапа по ходу пучка, $0 \leq \Delta\Theta_{K-PU} < 2\pi$.

Рассмотрим распространяющуюся по азимуту Θ плоскую волну дипольного возмущения пучка $\propto \exp(ik\Theta - i\omega t)$ с амплитудой $D = J_0\Delta y/\omega_0$, где Δy есть поперечное смещение пучка. Гармонический по t сигнал пучка $J_0\Delta y \exp(ik\Theta_{PU} - i\omega t)$ регистрируется пикапом. Затем этот сигнал обрабатывается цепью обратной связи и приводит к появлению индуцированного локализованного отклоняющего поля кикера $\propto \delta_{2\pi}(\Theta - \Theta_K) \exp(ik\Theta_{PU} - i\omega t)$, где $\delta_{2\pi}(\Theta)$ – периодическая (с периодом 2π) дельта-функция. Разложив отклоняющее поле в ряд Фурье по азимуту Θ , воспользуемся определением (2) и получим выражение для поперечного импеданса, вносимого цепью обратной связи,

$$Z_k^{(fb)}(\omega) = -iG(\omega) \exp(-ik\Delta\Theta_{K-PU}), \quad (12)$$

$$G = \frac{(EL)_K}{\beta(J_0\Delta y)_{PU}} = \frac{c(BL)_K}{(J_0\Delta y)_{PU}}. \quad (13)$$

Здесь $G(\omega)$ обозначает передаточную функцию разомкнутой (линейной и инвариантной во времени) цепи обратной связи, приведенную к единицам Ом/м. Величины $(EL)_K$ и $(BL)_K$ являются интегралами напряженности отклоняющего поля исполняющего устройства — электрического или магнитного кикера K соответственно.

Импульсная передаточная характеристика разомкнутой цепи обратной связи $G(t)$ вещественна. Поэтому ее Фурье-образ $G(\omega)$ имеет свойство $G(-\omega) = G(\omega)^*$, откуда следует симметрия (3) для импеданса (12).

Иногда цепь обратной связи характеризуют отношением $\Delta y'/\Delta y$ с размерностью мрад/мм, где $\Delta y' = \Delta(dy/ds)$ есть угловая коррекция пучка в ответ на его смещение Δy . Тогда вместо (13) может использоваться определение

$$G = \frac{pc}{eJ_0} \left(\frac{\Delta y'_K}{\Delta y_{PU}} \right). \quad (14)$$

Функция $G(\omega)$ (смотри Рис. 1) является каскадным соединением трех звеньев с передаточными функциями $G_{PU}(\omega)$ пикапа и головной электроники, $G_{SP}(\omega)$ блока обработки сигнала обратной связи и $G_K(\omega)$ оконечного усилителя и кикера. Поэтому

$$G(\omega) = G_K(\omega) G_{SP}(\omega) G_{PU}(\omega). \quad (15)$$

Звенья $G_{PU}(\omega)$ и $G_K(\omega)$ являются аналоговыми, в то время как $G_{SP}(\omega)$ может быть выполнено как в аналоговом, так и цифровом виде.

Для простоты припишем коэффициент усиления и временное запаздывание τ сигнала обратной связи по трассе $PU-K$ (“датчик–исполняющее устройство”) звену $G_{SP}(\omega)$. Пока будем полагать, что $G_K(\omega) G_{PU}(\omega) = 1$ в полосе пропускания и рассмотрим только звено $G_{SP}(\omega)$ с размерностью $[G_{SP}] = \text{Ом/м}$, являющееся ядром цепи обратной связи. При необходимости от этого приближения легко отказаться, умножив окончательное выражение для импеданса системы на произведение $G_K(\omega) G_{PU}(\omega)$.

Применив условия (9) и (10) к импедансу (12), установим формальные требования к блоку обработки сигнала обратной связи:

$$G_{SP}((k+Q)\omega_0) = iR_k \exp(ik\Delta\Theta_{K-PU}), \quad R_k > 0, \quad (16)$$

$$G_{SP}(k\omega_0) = 0. \quad (17)$$

Эти условия приобретают особый смысл в контексте технической реализации цепи обратной связи.

Действительно, благодаря (16) осуществляется чисто активное демпфирование с отсутствующей реактивной составляющей сигнала коррекции. Ограниченные ресурсы канала обратной связи (его усиление и динамический диапазон) не отвлекаются на бесполезное изменение частоты когерентных бетатронных колебаний. В свою очередь, благодаря (17) на цепь обратной связи не возлагаются чуждые ей функции корректора искажения замкнутой орбиты пучка, действующего по отсчетам сигнала положения электрического центра пучка на азимуте пикап электрода.

3. Узкополосная обратная связь в У-70

Формирование сигнала обратной связи

Структурная схема цепи показана на Рис. 2.

Цепь предназначена для быстрого демпфирования выделенной азимутальной гармоники когерентного поперечного движения пучка с номером $-k_1 = [Q] + 1 = 10$, где $[Q]$ – целая часть бетатронной частоты Q . Это наиболее опасная гармоника резистивной стеночной неустойчивости пучка в У-70.

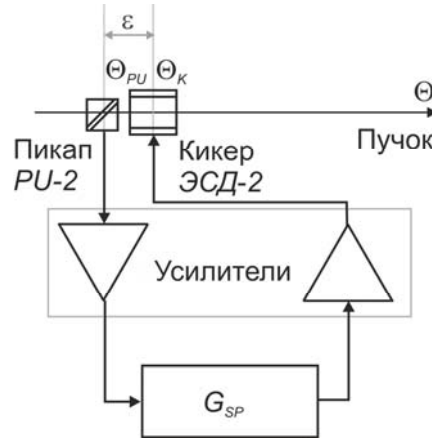


Рис. 2. Структурная схема узкополосной аналоговой цепи обратной связи в У-70. ε — малое число.

Выберем в качестве опорной (реперной) рабочей точки У-70 бетатронную частоту $Q_0 = 9\frac{3}{4}$. Воспользуемся тем, что Q_0 находится ниже ближайшего целого значения $Q = 10$, и создадим звено обработки сигнала обратной связи в виде реализуемого аналогового полосно-пропускающего фильтра (ФПП):

$$G_{SP}(\omega) = -2R_{k_1} \left(\frac{1}{1 - i\omega/\Delta\omega} \right)^2 \frac{-i\omega/\delta\omega}{1 - i\omega/\delta\omega} \exp(i\omega\tau), \quad (18)$$

$$\Delta\omega = |k_1 + Q_0|\omega_0 = \frac{\omega_0}{4}, \quad \delta\omega = \frac{\Delta\omega}{10} \ll \Delta\omega,$$

где τ – время задержки сигнала обратной связи.

Поскольку рассматриваемая система по способу своей инженерной реализации в У-70 является локальной (местной) цепью обратной связи без запаздывания, то с достаточной точностью полагаем

$$\Delta\Theta_{K-PU} = 0, \quad \tau = 0. \quad (19)$$

В этом случае импеданс (12) отличается от комплексной амплитуды функции (18) только множителем “ $-i$ ”.

Это обстоятельство поясняет предыдущий способ использования рассматриваемой цепи У-70 в режиме глобальной компенсации поперечного импеданса тонкой (по сравнению с глубиной скин-слоя) резистивной стальной вакуумной камеры (толщина 0.4 мм). Он чисто вещественен и пропорционален $1/\omega$. Для его компенсации в области нижних частот использовалась внешняя интегрирующая RC -цепь, чья передаточная функция $G_{SP}(\omega) \propto 1/(1 - i\omega RC)$ с $\omega_0 RC > 10$, [2].

Переход к вакуумной камере У-70 с толстыми стенками (толщина 3 мм, немагнитная нержавеющая сталь) и импедансом $\propto -i(-i\omega)^{-1/2}$, произведенный поэтапно в 1994–2003 годы, нарушил проектный компенсационный режим работы цепи узкополосной обратной связи. Возник практический запрос на иное (например, демпфирующее) использование высвободившегося канала воздействия на пучок, обсуждаемое в настоящем разделе.

Каскадное соединение двух реализуемых интеграторов с частотой перегиба $\Delta\omega$ в звене (18) имеет двойное назначение. Во-первых, оно обеспечивает квадратурный фазовый сдвиг на целевой частоте $(k_1 + Q_0)\omega_0$. Во-вторых, каскад интеграторов работает как фильтр нижних частот (ФНЧ), не пропускающий необслуживаемые высшие частотные составляющие сигнала пучка.

Реализуемая дифференцирующая цепочка с низкой частотой перегиба $\delta\omega \ll \Delta\omega$ в звене (18) является фильтром верхних частот (ФВЧ), отсекающим постоянную составляющую сигнала пучка.

Таким образом, передаточная функция $G_{SP}(\omega)$ (18) обеспечивает выполнение целевых условий — (16) для гармоники $k_1 = -10$ и (17) для $k = 0$ (постоянный сигнал). Все прочие частотные линии сигнала пучка из серий $k + Q$ и k оказываются за пределами полосы пропускания.

Графики реальной (толстая линия, нечетная функция) и мнимой (тонкая линия, четная функция) частей импеданса цепи обратной связи построены на Рис. 3. Вертикальными отрезками показаны 6 низкочастотных линий сигнала пучка. Для рабочей (сплошной вертикальной) линии $k_1 + Q_0$ обеспечено расчетное активное демпфирование без сопутствующего реального сдвига бетатронной частоты. Следующая ближняя к началу координат линия когерентного движения $k_1 + 1 + Q_0$ несколько дестабилизируется самой цепью обратной связи. Однако эта линия (как и все когерентные линии, оказавшиеся на правой полуоси абсцисс) стабилизируется за счет действия доминирующих запаздывающих остаточных полей в резистивной вакуумной камере.

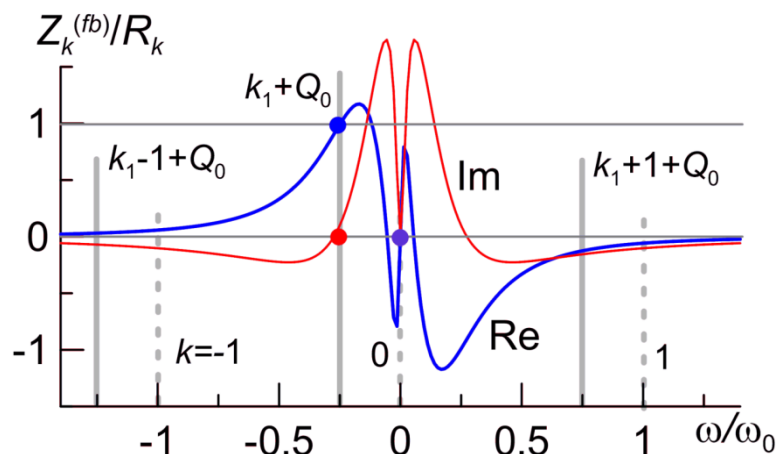


Рис. 3. Импеданс узкополосной цепи обратной связи.

Постоянный сигнал пучка (гармоника $k = 0$) приходится на ноль 1-го порядка в амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) импеданса. Подавление сигнала ближайших

соседних гармоник $k = \pm 1$ (вертикальный пиктир) составляет -18.6 дБ (11.8%) по отношению к уровню АЧХ для рабочей линии $k_1 + Q_0$, что приемлемо.

Запас устойчивости по бетатронной частоте представлен в 1-й строке Табл. 1 (ее 2-я строка относится к широкополосной системе, рассматриваемой в следующем разделе). Фаза $\varphi = 0$ соответствует чисто активному демпфированию на опорной бетатронной частоте Q_0 , при $\varphi = \pm\pi/2$ происходит потеря устойчивости, а $\varphi = \pm\pi/4$ показывает границы допустимой области изменения Q . Цепь обратной связи не теряет свою работоспособность при значительном оперативном изменении рабочей точки ускорителя, равно как и при 10%-увеличении частоты ω_0 обращения пучка в цикле ускорения в У-70 (она составляет $2\pi \times (183.9 - 202.0)$ кГц для протонов).

Табл. 1. Запас устойчивости по рабочей точке Q вблизи Q_0 для цепей поперечной обратной связи в У-70

	φ	$-\pi/2$	$-\pi/4$	0	$+\pi/4$	$+\pi/2$
1	Q	—	9.36	$9.75 = Q_0$	9.87	9.95
2	Q	9.60	9.67	$9.75 = Q_0$	9.83	10.0

*Инженерная реализация
Аппаратура датчика и исполняющего устройства*

Система узкополосной обратной связи является локальной (местной) и аналоговой. Для выполнения условия (19) все ее оборудование с передаточными функциями (15) компактно размещено во 2-м прямолинейном промежутке (далее ПП-2) магнитной структуры У-70. Всего в структуре ускорителя 120 прямолинейных промежутков.

Датчиком сигнала пучка является широкополосный электростатический разрезной пикап электрод, который также используется в системе измерения замкнутой орбиты. Приняты электротехнические меры по его экранированию от близко расположенного мощного исполняющего устройства — электростатического дефлектора ЭСД-2. Характеристики дефлектора приведены в Табл. 2.

Табл. 2. Технические характеристики электростатического дефлектора ЭСД-2

Длина пластин	1.3 м
Зазор между пластинами	
горизонтальный	20 см
вертикальный	14 см
Напряжение (max)	6 кВ
Интеграл отклоняющего поля $(EL)_K$ (max)	
горизонтальный	± 39 кВ
вертикальный	± 56 кВ
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	0.5–400 кГц

Экспериментальные результаты, подтверждающие работоспособность узкополосной системы, представлены далее в завершающем разделе 5.

4. Широкополосная обратная связь в У-70

Формирование сигнала обратной связи

Успешный опыт синтеза и реализации частотных характеристик цепи обратной связи в области нижних частот по локальным требованиям (16) и (17) с помощью аналоговой электроники (18) подтвердил адекватность формализма “вносимого поперечного импеданса связи”. Это стимулировало проведение подобных работ уже для широкополосной цепи обратной связи в У-70. Впервые указанный подход к модернизации этой системы был предложен в [3], [4].

Структурная схема цепи показана на Рис. 4.

При ее создании изначально предлагалось ориентироваться на цифровую обработку сигнала обратной связи. В цифровой технике особенно просто реализуются линии задержки. Поэтому использованы периодические частотные характеристики, синтезируемые на основе многооборотных линий задержки в виде суммы

$$G_{SP}(\omega) = R_k \exp(i\omega\tau) \left\{ \sum_{h=0}^H w_h \exp\left(i\omega \frac{2\pi}{\omega_0} h\right) \right\}, \quad (20)$$

где w_h – вещественные веса суммирования, $H + 1$ – число используемых линий задержки, τ – минимально необходимое время запаздывания в системе, определяемое групповой задержкой в аналоговых звеньях, кабельными коммуникациями и аппаратными цифровыми линиями задержки.

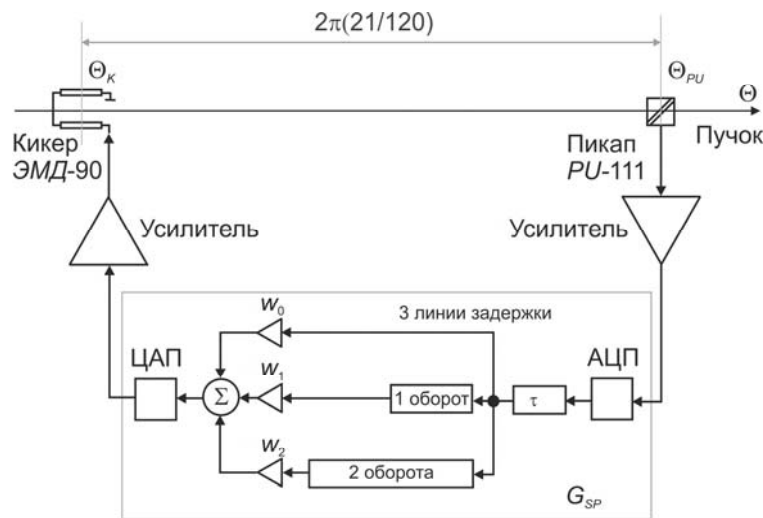


Рис. 4. Структурная схема широкополосной цифровой цепи обратной связи в У-70.

Полоса пропускания у функции (20) бесконечная. Де-факто, конечная полоса цепи обратной связи формируется звеньями $G_k(\omega)$ и $G_{PU}(\omega)$, смотри уравнение (15) и комментарии к нему.

Выберем условие временной синхронизации в виде

$$\tau = \frac{\Delta\Theta_{K-PU}}{\omega_0} < \frac{2\pi}{\omega_0}, \quad (21)$$

означающем, что корректирующее воздействие прилагается в точности к измеренному фрагменту пучка (задержка сигнала равна времени пролета пучка между пикапом и кикером).

Временные задержки $2\pi h/\omega_0$ и $\Delta\Theta_{K-PU}/\omega_0$ уменьшаются в цикле работы ускорителя с растущей частотой обращения ω_0 . Такую вариацию легко обеспечить, используя тактовую частоту цифровой электроники, кратную ω_0 . (В электронике У-70 применяется 480-я гармоника ω_0 .)

Для выполнения целевых условий (16) и (17) для произвольной гармоники k необходимо и достаточно выбрать $H=2$ и использовать три линии задержки, из них две — на целое кратное периоду обращения пучка и одна, подключенная последовательно, — на долю оборота, (21). Веса суммирования:

$$w_0 = -\frac{\sin((3\pi + \Delta\Theta_{K-PU})Q)}{2 \sin(\pi Q) \sin(2\pi Q)}, \quad (22)$$

$$w_1 = +\frac{\sin((2\pi + \Delta\Theta_{K-PU})Q)}{2 \sin^2(\pi Q)}, \quad (23)$$

$$w_2 = -\frac{\sin((\pi + \Delta\Theta_{K-PU})Q)}{2 \sin(\pi Q) \sin(2\pi Q)}. \quad (24)$$

При условии (11) знаменатели правой части в ноль не обращаются. Набег фазы бетатронных колебаний между пикапом и кикером $Q\Delta\Theta_{K-PU}$ может быть произвольным, не обязательно кратным нечётному числу $\pi/2$, как в традиционных системах.

Допустима топология цепи обратной связи с одним пикапом. Поэтому становится ненужной схема “виртуального пикапа” с взвешенным суммированием сигналов пучка от двух устройств, предназначенная для поддержания квадратурного набега бетатронной фазы между пикапом и кикером при изменении рабочей точки ускорителя. Она использовалась в ускорителе У-70 ранее.

По формальной схемотехнической классификации звено в фигурных скобках из выражения (20) при условиях (21)–(24) есть одновременно (по принципу “все-в-одном”):

1. простейший в реализации не рекурсивный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) 2-го порядка,
2. периодический полосно-заграждающий фильтр (ФППЗ) частот $\omega = k\omega_0$ (k – целое число) с нулями 1-го порядка в амплитудно-частотной характеристике (АЧХ).
3. фазовращатель на угол $\delta\varphi = \pi/2 - Q\Delta\Theta_{K-PU}$ с единичным коэффициентом усиления на всех боковых (когерентных) частотах $\omega = (k + Q)\omega_0$.

Благодаря свойству 2 становится избыточной технически сложная система совмещения электрического центра пикап электрода с положением оси пучка с помощью балансных усилителей, использовавшаяся в У-70 ранее.

В синхротроне У-70 расстояние $\Delta\Theta_{K-PU} = 2\pi \cdot 99/120$. Числовые значения соответствующих весовых коэффициентов $w_h(Q_0)$ для опорной рабочей точки $Q_0 = 9^{3/4}$ составляют

$$w_0 = 0.617, \quad w_1 = -0.963, \quad w_2 = 0.346; \quad \sum_h w_h = 0.$$

Графики реальной (толстая линия) и мнимой (тонкая линия) частей импеданса цепи обратной связи $Z_k(\omega)$ для произвольной гармоники k построены на Рис. 5 и Рис. 6.

В силу условия (3) реальная и мнимая части импеданса являются соответственно нечетной и четной функциями относительно нуля оси абсцисс $\omega/\omega_0 - k$.

Для линии когерентного бетатронного движения $k + Q_0$ обеспечено расчетное активное демпфирование без сопутствующего реального сдвига бетатронной частоты (Рис. 5).

Сигналы периодически-нестационарного распределения невозмущенного пучка (целые гармоники k) приходятся на нули 1-го порядка в периодической амплитудно-частотной

характеристике (АЧХ) импеданса $Z_k(\omega)$ (Рис. 6). Существенна только отсечка сигнала пучка в нуле абсциссы $\omega/\omega_0 - k = 0$. Узлы-сателлиты в АЧХ, видимые на Рис. 5 и Рис. 6 на целых гармониках частоты обращения, отличных от k , остаются не востребованными.

Запас устойчивости по бетатронной частоте представлен во 2-й строке Табл. 1. Работоспособность системы сохраняется в достаточном диапазоне бетатронных частот Q даже без технически допустимой эксплуатационной переустановки весов суммирования $w_h(Q)$ в ответ на переход к новой рабочей точке ускорителя с $Q \neq Q_0$.

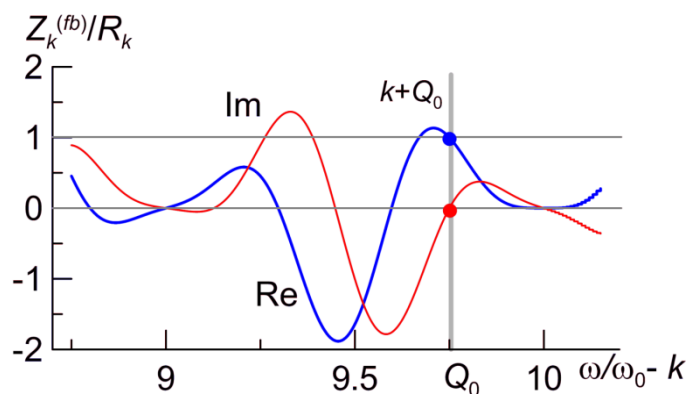


Рис. 5. Импеданс широкополосной цепи обратной связи вблизи линии когерентных бетатронных колебаний пучка.

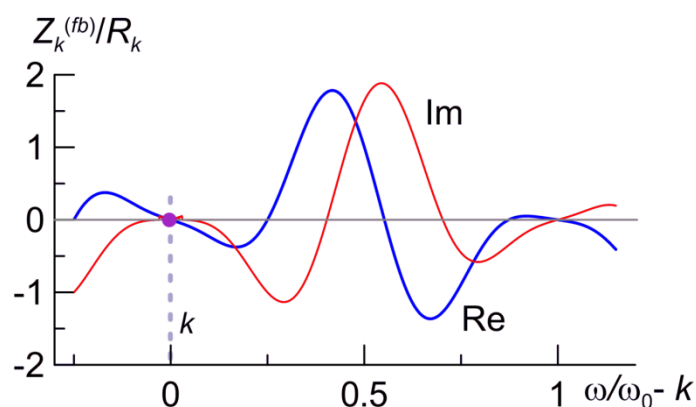


Рис. 6. Импеданс широкополосной цепи обратной связи вблизи линии k -той гармоники стационарного распределения пучка.

Инженерная реализация

Аппаратура датчика и исполняющего устройства

Датчиком сигнала пучка является широкополосный разрезной электростатический пикап электрод, расположенный в 111-м прямолинейном промежутке ПП-111. Исполнительным устройством является электромагнитный дефлектор ЭМД-90, расположенный в ПП-90. Характеристики дефлектора приведены в Табл. 3.

Цифровая аппаратура низкого уровня мощности

В электронике низкого уровня мощности, реализующей алгоритм (20), используются коммерчески доступная плата цифровой обработки радиосигналов XDSP-3PCM [<http://www.setdsp.ru/>]. Плата снабжена матрицей логических элементов с эксплуатационным программированием типа Xilinx FPGA, двумя 12-битными аналого-цифровыми и двумя 14-

битными цифро-аналоговыми преобразователями (АЦП и ЦАП). Плата монтируется в разъем PCI материнского промышленного компьютера iROBO-2000 [http://ipc2u.ru/], размещаемого в стойке электроники главного пульта управления ускорителя У-70.

Табл. 3. Технические характеристики электромагнитного дефлектора ЭМД-90

Длина “воздушной” дипольной обмотки	1.1 м
Отношение магнитного поля к току	6.5 мкТл/А
Ток возбуждения (max)	5 А
Интеграл отклоняющего поля $s(BL)_K$ (max)	± 10.7 кВ
Полоса пропускания по уровню -3 дБ	0.1–15 МГц

Дискретизация аналогового сигнала пучка осуществляется на 16-й гармонике частоты ускорения (радиочастоты ускоряющей системы) У-70, равной 5.516–6.062 МГц (она изменяется в цикле ускорения). Поскольку кратность ускорения в У-70 равна 30, то длина выборки сигнала пучка на одном обороте составляет $N_1 = 16 \times 30 = 480$ отсчетов. Период следования тактов выборки Δt примерно 10 нс.

Линии задержки созданы на основе линейных сдвиговых регистров с дисциплиной обслуживания записей “первый на входе – первый на выходе” (FIFO). Регистры для задержки сигнала на один и два оборота имеют постоянную длину (N_1 и $2N_1$ записей соответственно). Длина регистра задержки $N_{<1}$ на неполный оборот программным образом дискретно уменьшается в цикле ускорения. Этим достигается выполнение условия синхронизации (21), из которого следует:

$$N_{<1} = \left[N_1 \frac{\Delta\theta_{K-PU} - \omega_0 \tau_A}{2\pi} \right], \quad (25)$$

где [...] – целая часть числа, τ_A – сумма времен групповой задержки в аналоговой электронике и запаздывания в кабельных трассах. Круговая частота обращения пучка ω_0 увеличивается на 10% в цикле ускорения У-70, тогда как время задержки τ_A остается постоянным.

Для экономии вычислительных ресурсов арифметические операции при цифровой обработке сигнала осуществляются с укороченными 10-битными переменными. Совокупная собственная задержка на цифровую обработку сигнала обратной связи не превышает $10\Delta t$ (примерно 100 нс).

5. Экспериментальные результаты

Модернизированная узкополосная система обратной связи находится в штатной эксплуатации с осени 2007 года, а цифровая широкополосная — осени 2011 года.

Обе цепи используются в так называемом “режиме импеданса”, когда коэффициенты усиления в электронной аппаратуре не масштабируются автоматически обратно пропорционально среднему току пучка J_0 . Поэтому глубина обратной связи и скорость демпфирования увеличиваются вместе с ростом интенсивности пучка при прочих равных условиях.

На Рис. 7 показаны экспериментальные результаты, полученные в ходе весеннего (2015 года) сеанса работы У-70. Данные собраны с помощью цифрового осциллографа Tektronix DPO4034В и обработаны в режиме off-line. Шаг выборки при дискретизации сигнала составлял 2 мкс (луч 1) и 1 мкс (лучи 2–4). Оси ординат измеряются в произвольных единицах.

Инжекция пучка проходит в момент времени $t=0$. Для увеличения амплитуды начальных когерентных горизонтальных колебаний $x(t)$ проведено умышленное рассогласование системы инжекции, увеличившее ошибки ввода. Осуществлялась инжекция и

последующая циркуляция одного протонного сгустка. Энергия 1.32 ГэВ, интенсивность $3.5 \cdot 10^{11}$ частиц в сгустке, частота обращения пучка $\omega_0 = 2\pi \times 183.9$ кГц. Эффекты квадратичной и кубической нелинейности поля магнитной структуры У-70 скорректированы до нуля. Поэтому нет зависимости частоты бетатронных колебаний от продольного импульса и поперечной амплитуды (частицы пучка — линейные осцилляторы без разброса собственных частот).

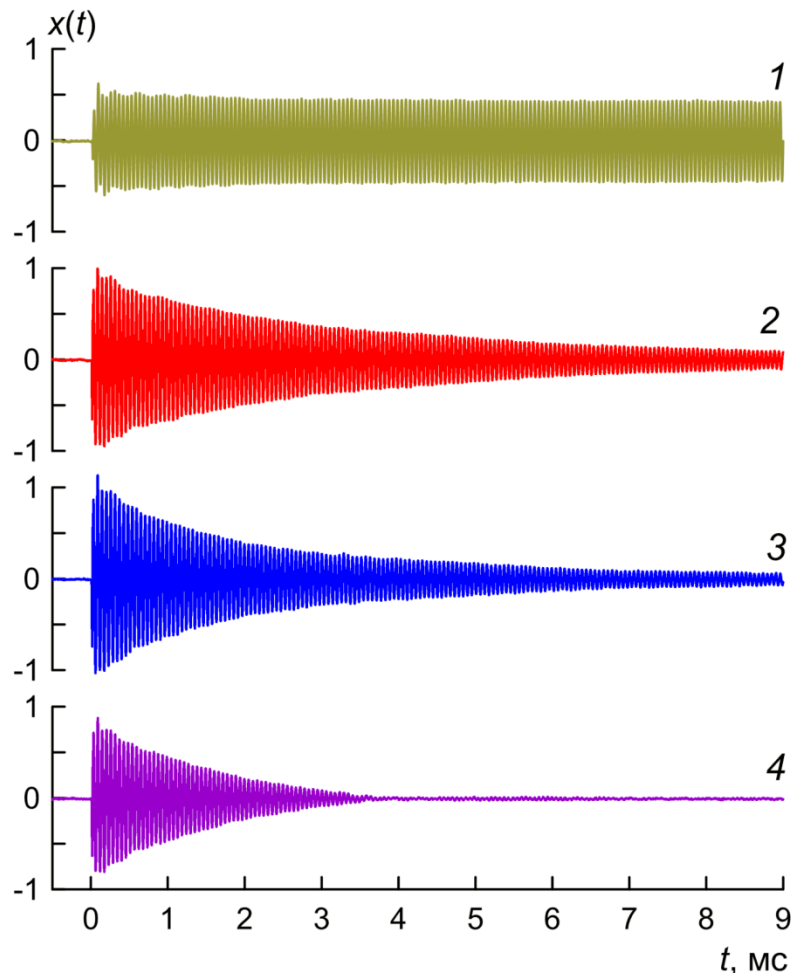


Рис. 7. Осциллограммы горизонтальных бетатронных колебаний протонного сгустка при инжекции в У-70. 1 – все цепи обратной связи разомкнуты; 2 – замкнута цепь узкополосной обратной связи; 3 – замкнута цепь широкополосной обратной связи; 4 – замкнуты обе цепи обратной связи.

Первичный аналоговый сигнал пучка регистрировался с помощью электростатического пикап электрода в области нижних частот. Частота среза измерительного фильтра нижних частот значительно ниже частоты обращения пучка по орбите. Для расчета характеристик аппроксимирующего затухающего гармонического колебания при пост-обработке методом 4-параметрической нелинейной регрессии использовались данные из окна 0.5–2.5 мс.

Луч 1 показывает практически не затухающие на интервале 0–9 мс времени наблюдения колебания сгустка при разомкнутых цепях обратной связи.

Луч 2 показывает результат замыкания цепи узкополосной аналоговой обратной связи по пучку, описанной в разделе 4. Вносится постоянная времени демпфирования 3.4 мс, соответствующая мнимой части когерентного сдвига бетатронной частоты $\text{Im}\Delta Q = -2.6 \cdot 10^{-3}$.

Луч 3 показывает результат замыкания цепи широкополосной цифровой обратной связи по пучку, описанной в разделе 5. Постоянная времени демпфирования 2.3 мс, мнимая часть когерентного сдвига бетатронной частоты $\text{Im}\Delta Q = -3.9 \cdot 10^{-3}$.

Наконец, луч 4 демонстрирует результат замыкания обеих рассматриваемых цепей обратной связи одновременно. Постоянная времени демпфирования 1.5 мс, когерентный сдвиг бетатронной частоты $\text{Im}\Delta Q = -6.0 \cdot 10^{-3}$. Он не равен в точности ожидаемой сумме сдвигов, определенных по лучам 2 и 3 (меньше ее на 10%). Дело в том, что сбор данных для каждого из лучей проводился в разное время с разницей 1.5–2 мин или 10–13 циклов ускорения. Повторяемость параметров пучка от цикла к циклу У-70 оказывается недостаточной для точного соблюдения правила суммы логарифмических декрементов затухания в показанных экспериментальных данных. Декремент пропорционален интенсивности пучка в данном цикле.

Частоты колебаний сигнала на лучах 2–4 одинаковы и равны 17.9 кГц, что соответствует горизонтальной бетатронной частоте $Q = 9.903$.

Согласно формуле (6) на плато инжекции в У-70 при интенсивности $3.5 \cdot 10^{11}$ частиц каждые $1 \cdot 10^{-3}$ в сдвиге бетатронной частоты ΔQ порождаются импедансом в 105 МОм/м. Это дает представление о масштабе активного импеданса, вносимого цепями обратной связи для сигналов 2–4.

Луч 4 на Рис. 7 представляет эксплуатационный режим работы цепей обратной связи, используемый с 2011 года. Более подробная информация об этом режиме показана на Рис. 8 в виде копии экрана осциллографа Tektronix DPO4034В. Оси ординат измерены в произвольных единицах. Временная развертка 10 мс, скорость выборки 10^6 отсчетов/с.

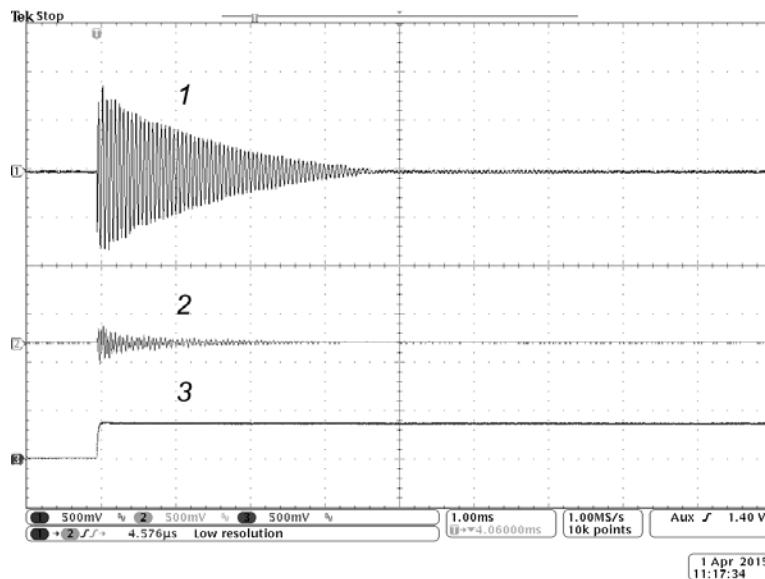


Рис. 8. Осциллограммы бетатронных колебаний и эволюции интенсивности протонного сгустка при инжекции в У-70. 1 – горизонтальные бетатронные колебания; 2 – вертикальные бетатронные колебания; 3 – интенсивность пучка.

Луч 1 показывает горизонтальные колебания (те же, что и на луче 4 с Рис. 7).

Луч 2 показывает сопутствующие вертикальные колебания сгустка после инжекции. В отличие от горизонтального направления, умышленного рассогласования системы ввода по

вертикали, увеличивающего начальную ошибку, не проводилось. Для этого направления также замкнуты обе цепи обратной связи обсуждаемого типа.

Луч 3 представляет постоянную во времени интенсивность пучка (нет потерь частиц), измеренную с помощью индукционного датчика тока пучка.

Таким образом, системы обратной связи успешно выполняют свою задачу — уже через 4 мс (менее $7.4 \cdot 10^3$ оборотов) после инжекции когерентное движение сгустка полностью успокаивается. Это происходит задолго до момента ввода следующего сгустка. Период следования циклов инжекции из бустера У-1.5 в кольцо У-70 составляет 60 мс.

Заключение

Обоснован, проверен экспериментально и нашел практическое применение метод вносимого импеданса для расчета и создания цепей поперечной обратной связи по пучку в синхротроне. Метод оказался конструктивным и подсказал ряд технических решений, которые не были очевидны при использовании иных расчетных подходов. На основе метода импеданса связи обоснована и реализована программа по модернизации аналоговой узкополосной и цифровой широкополосной систем поперечной обратной связи в синхротроне У-70. Эти системы в своей обновленной конфигурации были успешно введены в эксплуатацию в 2007–2010 годах. Обе оказываются простыми и понятными при настройке и вносят заметный вклад в поддержание хорошего качества протонного пучка (сохранение его поперечного фазового объема) при переводе пучка из бустера У-1.5 в кольцо У-70, в последующем ускорении и работе на интенсивностях вплоть до $1.2 \cdot 10^{13}$ протонов в цикле.

Список литературы

- [1] Иванов С.В., Поздеев М.Ю. *Пороги поперечной неустойчивости сгруппированного пучка в протонном синхротроне*. Препринт ИФВЭ ОУНК 94–110, Протвино, 1994.
- [2] Балбеков В.И., Герцев К.Ф., Лебедев О.П. *Система подавления поперечных дипольных колебаний пучка в ускорителе ИФВЭ*. Препринт ИФВЭ ОКУ 84–23, Серпухов, 1984.
- [3] Иванов С.В. *Использование фильтра на линиях задержки в цепи поперечной обратной связи синхротрона*. Препринт ИФВЭ ОУНК 97–64. Протвино, 1997.
- [4] Ivanov S. *Transverse Feedback with a Delay-Line Notch Filter*. Proc. of the 17-th Int. Conf. on High Energy Accel., HEACC-98, Dubna, Report 50, 1998.

Рукопись поступила 22 июня 2015 г.

С.В. Иванов, Н.А. Игнашин, О.П. Лебедев, С.Э. Сытов

Системы поперечной обратной связи по пучку в синхротроне У-70.

Препринт отпечатан с оригинала–макета, подготовленного авторами.

Подписано к печати 25.06.2015. Формат 60 × 84/16. Цифровая печать.

Печ.л. 1,25. Уч.– изд.л. 1,6. Тираж 80. Заказ 12. Индекс 3649.

ФГБУ ГНЦ ИФВЭ НИЦ «Курчатовский институт»
142281, Московская область, г. Протвино, пл. Науки, 1

www.ihep.ru; библиотека <http://web.ihep.su/library/pubs/all-w.htm>

