



ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ИНСТИТУТ ФИЗИКИ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

ИФВЭ 97-64
ОУНК

С.В. Иванов

**Использование фильтра на линиях задержки
в цепи поперечной обратной связи синхротрона**

Протвино 1997

Аннотация

Иванов С.В. Использование фильтра на линиях задержки в цепи поперечной обратной связи синхротрона: Препринт ИФВЭ 97-64. – Протвино, 1997. – 12 с., 8 рис., 1 табл., библиогр.: 3.

Обсуждаются общие принципы использования фильтров на линиях задержки в цепи поперечной обратной связи синхротрона. Предложен вариант технического решения для модернизации системы подавления поперечных ошибок инжекции и когерентных неустойчивостей пучка в протонном синхротроне ИФВЭ У-70.

Abstract

Ivanov S.V. Use of a Delay-Line Filter in Transverse Feedback of a Synchrotron: IHEP Preprint 97-64. – Protvino, 1997. – p. 12, figs. 8, tables 1, refs.: 3.

Generalities of how to use a delay-line-based filter inside a transverse feedback of a synchrotron are discussed. A technical solution suitable for modernization of transverse injection-error and coherent-instability damping system of the IHEP U-70 proton synchrotron is proposed.

Введение

Первое предложение по использованию периодического полосно-заграждающего фильтра на (аналоговых) линиях задержки в цепи поперечной обратной связи синхротрона — бустера NSLS BNL — содержится в [1]. Применение подобного принципа обработки сигнала обратной связи становится особенно привлекательным при переходе к цифровой технике (линейным нерекурсивным цифровым фильтрам на регистрах задержки). В таком виде упомянутая схема цепи обратной связи реализована в синхротронах PETRA DESY [2] и SPS CERN [3].

Целью настоящей работы является изложение вопроса в обзорном плане и обоснование предложения по использованию фильтров на линиях задержки при модернизации систем обратной связи синхротрона У-70 ИФВЭ.

1. Исходные положения

Пусть Θ — обобщенный азимут синхротрона, ω_s — угловая скорость равновесной частицы, t — время. Обозначим $\vartheta = \Theta - \omega_s t$ 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 y дипольного электрического момента пучка и напряженности отклоняющей силы Лоренца соответственно. Их можно представить в виде суперпозиции плоских волн

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

$$S(\vartheta, t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} d\Omega S_k(\Omega) \exp(ik\vartheta - i\Omega t). \quad (2)$$

Частота Ω преобразования Фурье наблюдается в лабораторной системе как боковая линия гармоник частоты обращения, $\omega = k\omega_s + \Omega$.

Электродинамические свойства вакуумной камеры, приводящие к появлению поперечных отклоняющих сил, принято описывать в терминах поперечного импеданса связи $Z_k(\omega)$. Его определением служит равенство

$$S_k(\Omega) = \frac{i\beta\omega_s}{2\pi R_0} Z_k(k\omega_s + \Omega) D_k(\Omega), \quad [Z_k(\omega)] = \text{Ом/м}, \quad (3)$$

где β – приведенная скорость частиц, R_0 – средний радиус ускорителя. Поперечный импеданс обладает свойством $Z_{-k}(-\omega) = -Z_k^*(\omega)$. Для пассивных элементов окружения пучка $\text{Re}Z_k(\omega) > 0$ при $\omega > 0$.

Частота Ω определяется в результате решения задачи устойчивости. Для **несгруппированного** пучка это

$$\Omega \simeq Q\omega_s, \quad (4)$$

где Q есть бетатронная частота. Волновое число k является также индексом собственной азимутальной моды однородного пучка, имеющей вид изолированной плоской волны.

Для **сгруппированного** пучка имеем

$$\Omega \simeq Q\omega_s + m\Omega_s, \quad (5)$$

где $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ – индекс моды “голова–хвост” колебаний сгустка, Ω_s – круговая частота 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 $k = n + M\ell$, где ℓ есть произвольное целое число. Азимутальная мода n имеет вид когерентных колебаний пучка с фазовым сдвигом $2\pi n/M$ между соседними сгустками.

Величину когерентного отклика пучка на внешнюю отклоняющую силу удобно характеризовать параметром R_T , имеющим размерность поперечного сопротивления связи,

$$R_T = -\frac{4pc}{eJ_0\langle\beta\rangle} < 0, \quad [R_T] = \text{Ом/м}, \quad (6)$$

где p – импульс частиц, J_0 – средний по орбите ток пучка, c – скорость света, $\langle\beta\rangle$ – среднее значение амплитудной функции ускорителя, $\langle\beta\rangle \simeq R_0/Q$.

Взаимодействие пучка с его окружением приводит к комплексному когерентному сдвигу бетатронной частоты

$$\Delta Q \simeq \frac{i\zeta_a(Q\omega_s)}{\pi R_T}, \quad (7)$$

причем неустойчивости соответствует $\text{Im}\Delta Q > 0$.

Величина $\zeta_a(\Omega)$ имеет смысл эффективного импеданса неустойчивости для азимутальной моды a . В случае **несгруппированного** пучка это просто

$$\zeta_a(\Omega) = Z_k(k\omega_s + \Omega), \quad a = k. \quad (8)$$

Для сгруппированного пучка из M точечных сгустков имеем

$$\zeta_a(\Omega) = \sum_{\ell=-\infty}^{\infty} Z_k(k\omega_s + \Omega) \delta_{k,n+M\ell}, \quad a = n, \quad (9)$$

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

В формулах (4), (5) выбран знак $+Q$. Это означает, что рассматриваются т.н. верхние боковые полосы бетатронных колебаний с частотами вида $\omega \simeq (k+Q)\omega_s$. При таком соглашении устойчивой является та плоская волна, частоте $\omega \simeq (k+Q)\omega_s$ которой соответствует $\text{Re}Z_k(\omega) > 0$. Для пассивных элементов окружения пучка последнее условие выполняется на полуоси $\omega > 0$, и неустойчивыми оказываются только медленные волны с фазовой скоростью $0 < \omega/k < \omega_s$. (В равной степени можно было бы выбрать знак $-Q$, нижние боковые полосы бетатронных колебаний с частотами $\omega \simeq (k-Q)\omega_s$ и стабилизирующими импедансами вида $\text{Re}Z_k(\omega) < 0$.)

2. Поперечная обратная связь

2.1. Вносимый импеданс

Пусть цепь обратной связи (ОС) имеет короткий пикап PU и кикер (толкатель) К, расположенные на азимутах Θ_{PU} и Θ_{K} соответственно. Кикер находится на расстоянии $\Delta\Theta_{\text{K-PU}} = \Theta_{\text{K}} - \Theta_{\text{PU}} > 0$ от пикапа по ходу пучка, $\Delta\Theta_{\text{K-PU}} \leq 2\pi$. Принципиальная схема цепи ОС показана на рис. 1.

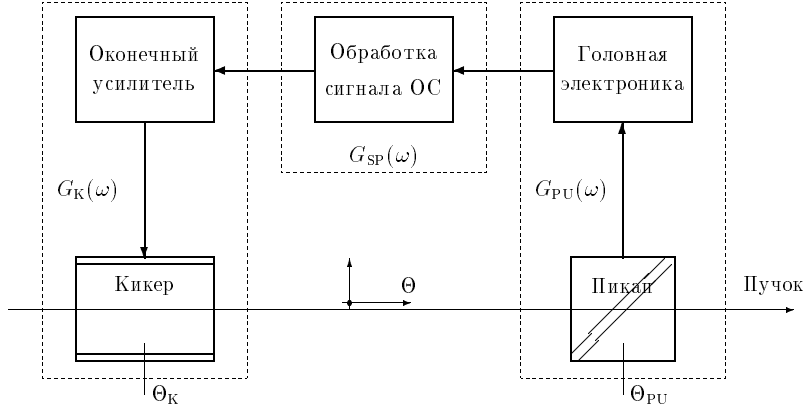


Рис. 1. Схема цепи ОС.

Пусть цепь ОС вызывает сдвиг бетатронной частоты с $|\Delta Q| \ll 1$. Тогда ее действие на пучок можно описать в терминах вносимого поперечного импеданса связи. Чтобы установить его вид, рассмотрим распространяющуюся по азимуту Θ плоскую волну дипольного возмущения пучка $\propto \exp(ik\Theta - i\omega t)$ с амплитудой $D \equiv J_0\Delta y/\omega_s$, где Δy есть поперечное смещение пучка. Гармонический сигнал пучка $J_0\Delta y \exp(ik\Theta_{\text{PU}} - i\omega t)$ измеряется пикапом, затем он обрабатывается цепью ОС и приводит к появлению локализованного отклоняющего поля кикера

$\propto \delta(\Theta - \Theta_K) \exp(ik\Theta_{\text{PU}} - i\omega t)$. Разложив его в ряд Фурье по Θ , воспользуемся определением (3) и получим

$$Z_k^{(fb)}(\omega) = -iG(\omega) \exp(-ik\Delta\Theta_{\text{K-PU}}), \quad (10)$$

$$G = \frac{(EL)_K}{\beta(J_0\Delta y)_{\text{PU}}} = \frac{c(BL)_K}{(J_0\Delta y)_{\text{PU}}}. \quad (11)$$

Здесь $G(\omega)$ обозначает передаточную функцию цепи ОС, измеряемую в Ом/м. Величины $(EL)_K$ и $c\beta(BL)_K$ являются интегральными напряженностями силы электрического или магнитного кикеров соответственно. Иногда цепь ОС характеризуют отношением $\Delta y'/\Delta y$, где $\Delta y' = \Delta(dy/ds)$ есть величина угловой коррекции. Тогда вместо (11) может использоваться определение

$$G = \frac{pc}{eJ_0} \left(\frac{\Delta y'}{\Delta y} \right). \quad (12)$$

Импеданс (10) цепи ОС учитывается в (8) и (9) вместе с импедансом вакуумной камеры. В таком именно виде характеристики цепи ОС входят в решение задачи устойчивости пучка.

Функция $G(\omega)$ является каскадным соединением трех цепей и передаточных функций: $G_{\text{PU}}(\omega)$ — пикапа и головной электроники, $G_{\text{SP}}(\omega)$ — блока обработки сигнала обратной связи и $G_{\text{K}}(\omega)$ — оконечного усилителя и кикера. Поэтому

$$G(\omega) = G_{\text{K}}(\omega) \cdot G_{\text{SP}}(\omega) \cdot G_{\text{PU}}(\omega). \quad (13)$$

Звенья G_{PU} и G_{K} являются аналоговыми, в то время как G_{SP} может быть выполнено как в аналоговом, так и цифровом виде. Для простоты припишем коэффициент усиления и временное запаздывание сигнала обратной связи звену G_{SP} , $[G_{\text{SP}}] = \text{Ом/м}$. Пока будем полагать, что $G_{\text{K}} \cdot G_{\text{PU}} \simeq 1$ в полосе пропускания цепи ОС $|\omega| \lesssim \Delta\omega^{(fb)}$, и рассмотрим только G_{SP} , являющееся ядром всей системы ОС.

2.2. Цепи ОС с задержкой $\leq 2\pi/\omega_s$

Это традиционный вариант технического решения, основанный на следующих соображениях.

В идеальном случае широкополосной ОС имеем

$$G_{\text{SP}}(\omega) = \pm G_0 \exp(i\omega\tau), \quad (14)$$

где $G_0 > 0$ — коэффициент усиления, τ — время задержки сигнала в цепи ОС. Выбор знака обсуждается позже.

Условие временной синхронизации

$$\tau = \Delta\Theta_{\text{K-PU}}/\omega_s \quad (15)$$

гарантирует, что коррекция прилагается в точности к измеренному фрагменту пучка.

Выбор расстояния между пикапом и толкателем согласно

$$\Delta\Theta_{\text{K-PU}} Q = \frac{\pi}{2} (2j + 1), \quad \text{где } j - \text{ целое число,} \quad (16)$$

учитывает, что на деле измеряется смещение фрагмента пучка Δy , а корректируется его угловая координата $\Delta y'$.

Подставим (14) и $\omega = (k+Q)\omega_s$ в формулу (10). Тогда выбор (15) и (16) подавит комплексный фактор $-i \exp(-ik\Delta\Theta_{\text{K-PU}})$ уравнения (10) и приведет его к виду

$$Z_k^{(fb)}((k+Q)\omega_s) = \pm(-1)^j G_0 = G_0 + i0. \quad (17)$$

Последнее равенство — условие демпфирования бетатронных колебаний с $\text{Re}\Delta Q = 0$ — достигается выбором знака (14), согласованным с фактическим расстоянием (16) между пикапом и толкателем.

Указанная схема ОС имеет свои недостатки:

Во-первых, она существенно использует условие (16), зависящее от установки бетатронной частоты Q . Порой магнитная структура кольца не позволяет разместить пикап и толкатель согласно (16) даже для номинальной рабочей точки ускорителя. Поэтому используется принцип “виртуального” пикапа и/или толкателя, основанный на взвешенном суммировании сигналов двух устройств.

Во-вторых, приходится предпринимать особые меры для подавления входного сигнала от равновесного пучка, движущегося по (искаженной) замкнутой орбите. Здесь используются разные решения. Например, проводится отдельная установка коэффициентов усиления сигналов с пластин дифференциального пикапа, приводящая к смещению его электрического центра вслед за орбитой. Иногда определяется среднее (по нескольким последовательным оборотам) значение сигнала с пикапа и вычитается из текущего сигнала пучка.

Возможно техническое решение цепи ОС, в котором перечисленные выше вопросы решаются более простым образом.

2.3. Цепи ОС с задержкой $\geq 2\pi/\omega_s$

Откажемся от неперемного выполнения условия (16). Пусть $G_{\text{SP}}(\omega)$ использует несколько линий задержки на целое число оборотов с общим дополнительным запаздыванием на то же пролетное время (15),

$$\begin{aligned} G_{\text{SP}}(\omega) &= G_0 \exp(i\omega\tau) \sum_{h=0}^H w_h \exp(i\omega 2\pi h/\omega_s), \\ \tau &= \Delta\Theta_{\text{K-PU}}/\omega_s, \end{aligned} \quad (18)$$

где $G_0 > 0$ — коэффициент усиления, w_h — вещественные коэффициенты суммирования, $H + 1$ — число линий задержки. Уравнение (18) можно рассматривать как передаточную функцию (нерекурсивного) фильтра с конечной импульсной характеристикой — т.н. КИХ-фильтра.

Пусть $G_{\text{SP}}(\omega)$ является периодическим полосно-заграждающим фильтром,

$$G_{\text{SP}}(k\omega_s) = 0, \quad \text{откуда} \quad \sum_{h=0}^H w_h = 0. \quad (19)$$

Это подавит сигнал от стационарного пучка, вращающегося по возмущенной равновесной орбите, не проходящей через электрический центр пикапа. (Сигнал на частотах $\omega = k\omega_s$ при $k \neq 0$ возбуждается пучком с неодинаковыми либо пропущенными сгустками.)

Одновременно потребуем выполнения условия

$$G_{\text{SP}}((k+Q)\omega_s) = i G_0 \exp(ik\Delta\Theta_{\text{K-PU}} + i\varphi) \quad (20)$$

так, чтобы скомпенсировать комплексный фактор $-i \exp(-ik\Delta\Theta_{\text{K-PU}})$ уравнения (10) на боковых полосах бетатронных частот. Тогда формула (10) примет вид

$$Z_k^{(fb)}((k+Q)\omega_s) = G_0 \exp(i\varphi). \quad (21)$$

В частности, выбрав $\varphi = 0$, получим демпфирование бетатронных колебаний с $\text{Re}\Delta Q = 0$, как и ранее в случае (17).

Для выполнения условий (19) и (20) необходимо и достаточно использовать три линии задержки ($h = 0, 1, 2$). Требуемые весовые коэффициенты имеют вид

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

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

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

Видно, что рассматриваемая цепь ОС неработоспособна при целых и полуцелых Q . Действительно, в этом случае на каждом обороте пикап регистрирует в точности синфазные либо противофазные сигналы от когерентного смещения фрагмента пучка. В них полностью подавлена квадратурная составляющая. Взвешенное суммирование таких сигналов уже не в состоянии восстановить нужные фазовые соотношения, требуемые условием (20). Кроме того, при целых Q более невозможно провести частотное разделение сигналов от искажения замкнутой орбиты и собственно от когерентного движения пучка: аргументы у левых частей (19) и (20) совпадают, делая эти уравнения несовместимыми.

Формулы (22)–(24) содержат $\Delta\Theta_{\text{K-PU}}$ как свободный параметр. В принципе, это позволяет отказаться от одной из линий задержки (на h оборотов), потребовав $w_h = 0$ для $h = 0, 1$ или 2 . Достаточно выбрать расстояние между пикапом и толкателем согласно

$$((3-h)\pi + \Delta\Theta_{\text{K-PU}})Q - \varphi = \pi j, \quad \text{где } j \text{ – целое число.} \quad (25)$$

Однако понятно, что в этом случае мы по сути возвращаемся к ситуации (16) вместе с присущими ей недостатками (необходимостью использования “виртуальных” пикапов и/или толкателей). В целом же, применение только двух линий задержки позволяет выполнить лишь любую пару из следующих трех условий: а) произвольность $\Delta\Theta_{\text{К-ПУ}}$, б) $G_{\text{SP}}(k\omega_s) = 0$ и в) $\text{Re}\Delta Q = 0$.

В системе ОС [2] также применяется КИХ-фильтр на трех линиях задержки, однако принятый там выбор весовых коэффициентов отличается от (22) – (24), в частности, $w_0 = -w_2$ и $\sum_{h=0}^2 w_h = w_1 \neq 0$. Это не позволяет использовать все возможности, предоставляемые КИХ-фильтром с $H = 2$.

В завершение раздела рассмотрим частный случай узкополосной ОС, рассчитанной на подавление одной азимутальной гармоники $k = -([Q] + 1)$, где $[Q]$ есть целая часть бетатронной частоты. Эта гармоника наиболее сильно возбуждается резистивной вакуумной камерой. В этом случае КИХ-фильтр (18) может использоваться в качестве управляемого фазовращателя. Действительно, фазу φ звена G_{SP} (20) всегда можно установить с помощью весов суммирования $w_h = w_h(\varphi)$ из (22)–(24) так, чтобы скомпенсировать изменение фазы звена $G_{\text{К}} \cdot G_{\text{ПУ}}$ в процессе ускорения,

$$\varphi + \arg\left(G_{\text{К}}\left(\left(\{Q\} - 1\right)\omega_s\right) \cdot G_{\text{ПУ}}\left(\left(\{Q\} - 1\right)\omega_s\right)\right) = 0, \quad (26)$$

где $\{Q\}$ есть дробная часть бетатронной частоты. (Разумеется, при этом КИХ-фильтр (18) еще и не пропустит постоянную составляющую сигнала с пикапа.)

3. Системы ОС для У-70

Для примера установим возможные технические контуры систем поперечной ОС на линиях задержки для синхротрона У-70. Его параметры, имеющие отношение к рассматриваемому вопросу, перечислены в табл. 1, нижняя часть которой соответствует моменту завершения программы реконструкции У-70.

Таблица 1. Параметры синхротрона У-70

Энергия инъекции (кинетическая)	1,32	ГэВ
Максимальная энергия (кинетическая)	67,0	ГэВ
Средний радиус орбиты, R_0	236,14	м
Кратность ускорения, q	30	
Радиочастота, $\omega_{\text{RF}}/2\pi$	5,512 – 6,061	МГц
Число сгустков, M	(\leq)30	
Частота обращения, $\omega_s/2\pi$	183,7 – 202,0	кГц
Бетатронная частота, Q	9,7 – 9,9	
Число частиц в импульсе, N	$5,0 \cdot 10^{13}$	
Средний ток пучка, J_0	1,47 – 1,62	А
Размер вакуумной камеры (эллипс)		
горизонтальная полуось	10,0	см
вертикальная полуось	5,0	см
Толщина стенок вакуумной камеры	3,0	мм
Удельное сопротивление стенок (нержавеющая сталь), ρ	$70 \cdot 10^{-8}$	Ом·м

3.1. Широкополосная ОС

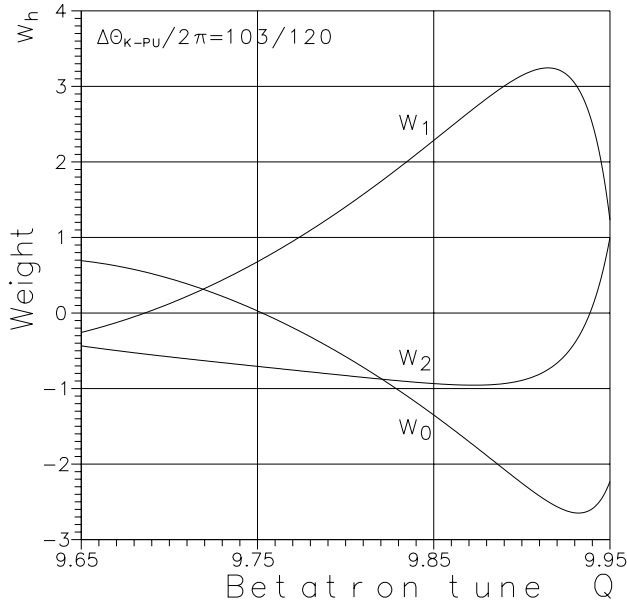


Рис. 2. Весовые коэффициенты (широкополосная ОС).

Ориентируемся на использование уже имеющегося оборудования — электростатических пикапов, размещенных в 107 и 111-м прямолинейных промежутках, и магнитного кикера, находящегося в 90-м промежутке У-70. Для определенности выберем пикап со 107-й оси. Тогда $\Delta\theta_{K-PU} \simeq 2\pi \cdot 103/120$. График зависимости весов суммирования w_h ($\varphi = 0$) от рабочей точки У-70 показан на рис. 2.

Потребуем, чтобы цепь ОС действовала на все $M = 30$ азимутальных мод n . Тогда ее полоса пропускания должна занимать диапазон шириной не менее $0,5 \max \omega_{RF} \simeq 2\pi \times 3,0$ МГц. Считаем, что он приходится на частоты от $2 \min \omega_s \simeq 2\pi \times 0,4$ МГц до $(M/2 + 2) \max \omega_s \simeq 2\pi \times 3,4$ МГц.

Откажемся от предположения $G_K \cdot G_{PU} \simeq 1$, использовавшегося ранее. Пусть $G_{PU}(\omega)$ является каскадным соединением дифференцирующего звена и фильтра Баттерворта 3-го порядка,

$$G_{PU}(\omega) = \frac{-i\omega}{\Delta\omega_{PU} - i\omega} \times \frac{\Delta\omega_B^3}{(\Delta\omega_B^2 - i\omega\Delta\omega_B - \omega^2)(\Delta\omega_B - i\omega)}, \quad (27)$$

где нижняя и верхняя частоты среза выбраны как $\Delta\omega_{PU} = 2\pi \times 0,2$ МГц и $\Delta\omega_B = 2\pi \times 3,54$ МГц (середина нерабочего интервала частот между гармониками $|k + [Q]| = M/2 + 2$ и $M/2 + 3$). Фильтр нижних частот необходим для устранения неиспользуемых высокочастотных составляющих сигнала с пикапа перед его аналого-цифровым преобразованием. Пусть $G_K(\omega)$ имеет вид интегрирующего звена

$$G_K(\omega) = \frac{\Delta\omega_K}{\Delta\omega_K - i\omega} \quad (28)$$

с частотой среза $\Delta\omega_K = 2\pi \times 3,54$ МГц, согласованной с (27).

Припишем каскадному соединению $G_K \cdot G_{PU}$ групповую задержку в 132 нс (без учета кабельных коммуникаций). Ее можно скомпенсировать, соответственно уменьшив задержку сигнала в цепи обработки сигнала G_{SP} (т.н. “отрицательная задержка”). В итоге $G_K \cdot G_{PU}$ приобретает приемлемую фазочастотную характеристику в рабочей полосе частот. Она показана на рис. 3.

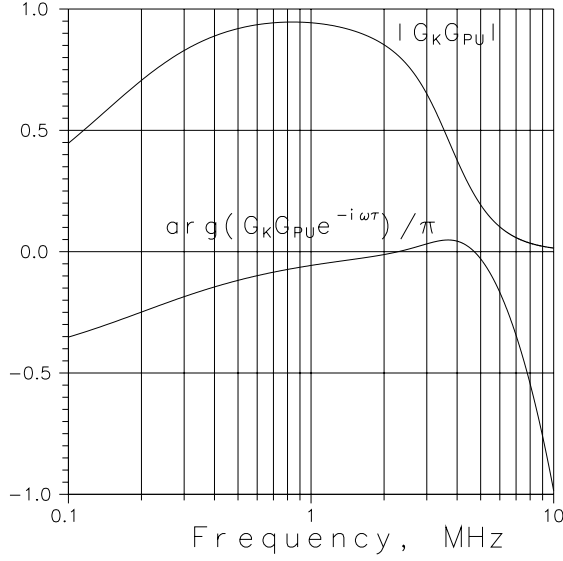


Рис. 3. Аналоговая часть широкополосной цепи ОС.

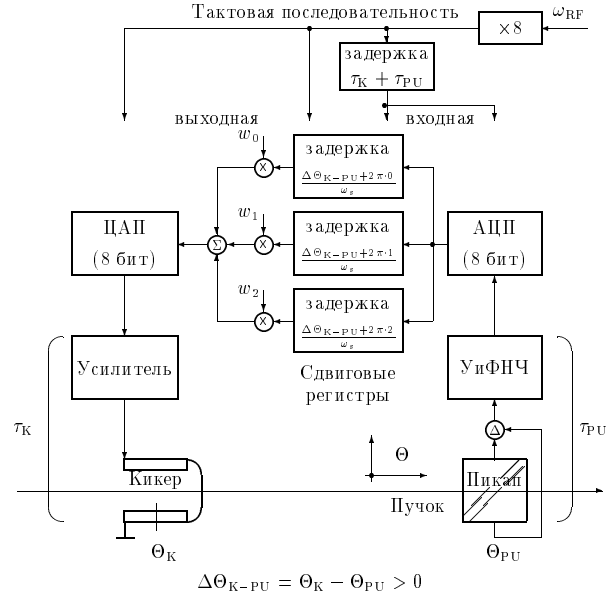


Рис. 4. Блок-схема системы ОС для У-70.

Использование цифровой обработки сигнала обратной связи обеспечивает наиболее простое решение проблем, связанных с изменяющимися по циклу У-70 частотой обращения ($\Delta\omega_s \simeq 2\pi \times 18,3$ кГц) и перестраиваемыми линиями задержки ($\Delta\tau \simeq 493$ нс). Блок-схема системы поперечной ОС для У-70 показана на рис. 4.

Тактовая частота цифровой электроники вырабатывается на основе 8-й гармоники текущей радиочастоты (1 оборот = 240 тактов). Это обеспечивает не менее 7 отсчетов на период высшей гармоники пучка с частотой ~ 6 МГц, попадающей в полосу пропускания ОС (по уровню -20 дБ). Точность воспроизведения этой гармоники лучше $\sim 9\%$. Частота выборки АЦП и ЦАП изменяется в пределах 44,2–48,5 МГц по циклу.

КИХ-фильтр (18) выполнен на основе трех сдвиговых регистров (FIFO), выходы которых суммируются с весами $w_n = w_n(Q)$, зависящими от положения рабочей точки по циклу ускорения. Для компенсации задержки $\tau_K + \tau_{PU}$ в аналоговой части $G_K \cdot G_{PU}$ и кабельных коммуникациях входная тактовая последовательность (АЦП и запись в сдвиговые регистры) задержана по отношению выходной тактовой последовательности (чтение и ЦАП) на то же время $\tau_K + \tau_{PU}$. Рис. 5 показывает сдвиг бетатронной частоты $\Delta Q^{(fb)}$ (в единицах $G_0/(\pi|R_T|)$), вносимый цепью ОС для разных азимутальных мод n . Рассматривается плато инъекции с $Q = 9, 8$. Все азимутальные моды n демпфируются ($\text{Im}\Delta Q^{(fb)} < 0$), однако из-за неравномерности фазочастотной характеристики звена $G_K \cdot G_{PU}$ не удается получить $\text{Re}\Delta Q^{(fb)} \simeq 0$.

Резистивная вакуумная камера дестабилизирует 15 азимутальных мод $n=6-20$. Считаем, что данная цепь ОС не предназначена для подавления резистивной неустойчивости наиболее опасных мод $n = 19, 20$, спектр волновых чисел которых включает $k = -11, -10$ с низкочастотными линиями $(k + Q)\omega_s \lesssim 0$. (В этих целях

применяется узкополосная ОС, рассматриваемая в следующем разделе.) Для мод $n = 6-18$ глубина скин-слоя меньше толщины стенок вакуумной камеры и справедливо приближение “толстых” стенок с резистивным стеночным импедансом $Z_k(\omega) \propto -i/\sqrt{-i\omega}$. Для подавления вертикальной резистивной неустойчивости мод $n = 6-18$ требуется коэффициент усиления $G_0 \gtrsim 0,35$ МОм/м. В горизонтальном направлении из-за эллиптичности вакуумной камеры G_0 можно уменьшить в 1,83 раза. (В условиях У-70 такое уменьшение достигается само по себе за счет пониженной чувствительности датчиков радиального положения пучка при постоянном коэффициенте усиления электроники цепи ОС.)

Интеграл поля магнитного кикера У-70 $s(BL)_K$ достигает $\pm 10,7$ кВ (его постоянная $B/I = 0,065 \cdot 10^{-4}$ Т/А, амплитуда тока возбуждения $I = 5$ А и длина $L = 1,1$ м). Это означает, что для $G_0 \simeq 0,35$ МОм/м и интенсивности $N = 5,0 \cdot 10^{13}$ протонов в импульсе линейный динамический диапазон цепи ОС составит $\Delta y \simeq \pm(2,1-1,9)$ см в вертикальном и $\Delta y \simeq \pm(3,8-3,5)$ см в горизонтальном направлениях. Такую величину имеет поперечная ошибка инжекции, обрабатываемая цепью ОС в линейном режиме.

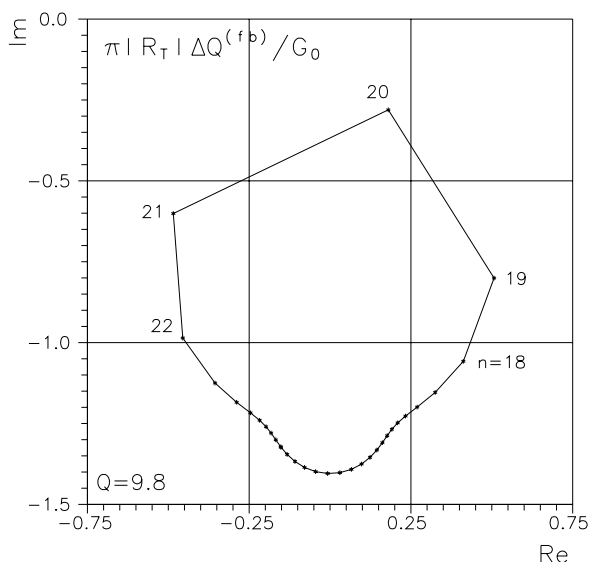


Рис. 5. Сдвиг бетатронной частоты (широкополосная ОС).

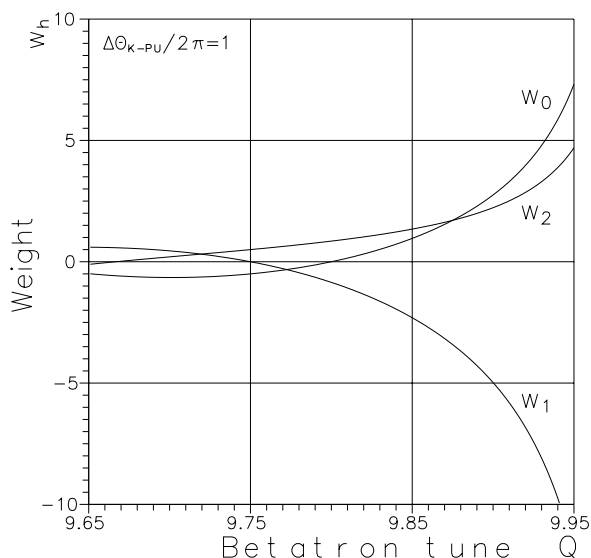


Рис. 6. Весовые коэффициенты (узкополосная ОС).

3.2. Узкополосная ОС

Данная цепь ОС может быть построена по той же принципиальной схеме, что показана на рис. 4. Снова используем уже имеющееся оборудование — электростатические пикап и толкатель, размещенные во 2-м прямолинейном промежутке У-70. Тогда $\Delta\theta_{K-PU} \simeq 2\pi$. График зависимости весов суммирования w_n ($\varphi = 0$) от рабочей точки У-70 показан на рис. 6.

Потребуем, чтобы эта цепь ОС действовала, в основном, на моды $n = 18-22$, спектр волновых чисел которых включает $k = -(12-8)$ с низкочастотными линиями

$(k + Q)\omega_s \simeq 0$. Тогда полоса пропускания ОС должна занимать область нижних частот шириной не менее $2\max\omega_s \simeq 2\pi \times 0,4$ МГц.

Считаем, что аналоговая часть цепи ОС $G_K \cdot G_{PU}$ задается формулами (27) и (28), где нижняя и верхняя частоты среза выбраны как $\Delta\omega_{PU} = 2\pi \times 1,0$ кГц и $\Delta\omega_B, \Delta\omega_K = 2\pi \times 0,5$ МГц.

Припишем каскадному соединению $G_K \cdot G_{PU}$ групповую задержку в 976 нс (без учета кабельных коммуникаций). Скомпенсировав ее внесением “отрицательной задержки”, получим фазочастотную характеристику, показанную на рис. 7.

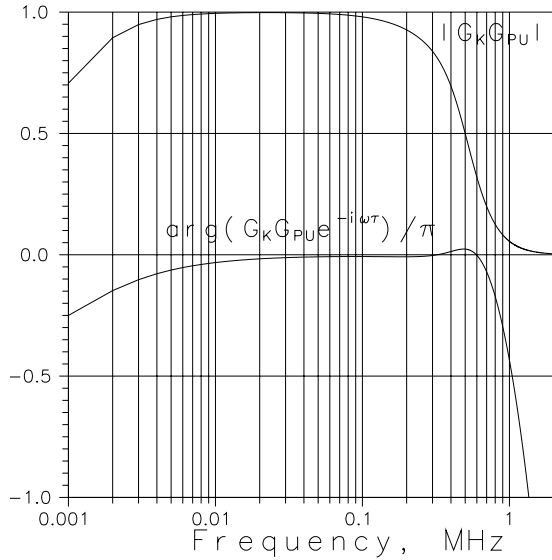


Рис. 7. Аналоговая часть узкополосной цепи ОС.

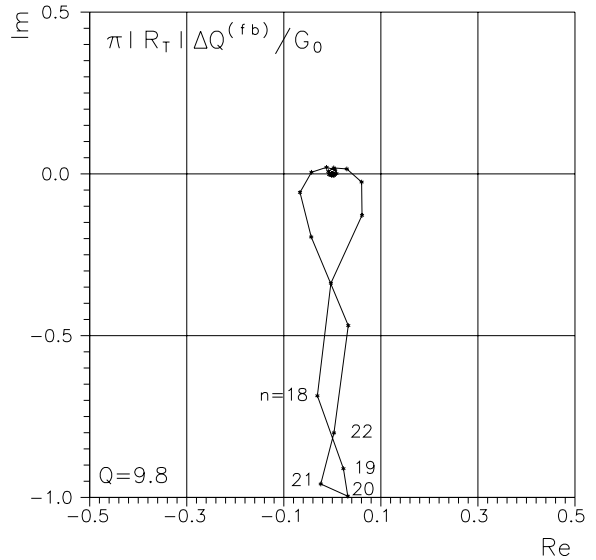


Рис. 8. Сдвиг бетатронной частоты (узкополосная ОС).

Пусть тактовая частота цифровой электроники совпадает с 1-й гармоникой текущей радиочастоты (1 оборот = 30 тактов). Это обеспечивает не менее 6 отсчетов на период высшей гармоники пучка с частотой $\sim 0,85$ МГц, попадающей в полосу пропускания ОС (по уровню -20 дБ). Точность воспроизведения этой гармоники лучше $\sim 12\%$. Частота выборки АЦП и ЦАП изменяется в пределах 5,5–6,1 МГц по циклу.

Рис. 8 показывает сдвиг бетатронной частоты $\Delta Q^{(fb)}$, вносимый цепью узкополосной ОС для разных азимутальных мод n . Рассматривается плато инжекции с $Q = 9,8$. Цепь ОС демпфирует моды $n = 15-25$, причем для мод $n = 17-23$, попадающих в центр полосы пропускания ОС, $\text{Re}\Delta Q^{(fb)} \simeq 0$. Часть азимутальных мод, находящихся на границе полосы пропускания, слабо дестабилизируется самой цепью ОС. Однако этот эффект будет подавлен широкополосной ОС либо нелинейностью бетатронного движения.

Резистивная вакуумная камера сильно дестабилизирует азимутальные моды $n = 19, 20$. Для них глубина скин-слоя равна или немногим меньше толщины стенок вакуумной камеры. Поэтому выбираем наиболее жесткое из требований,

предъявляемых приближениями “толстых” стенок с резистивным стеночным импедансом $Z_k(\omega) \propto -i/\sqrt{-i\omega}$ либо “тонких” стенок с $Z_k(\omega) \propto 1/\omega$. Тогда для подавления вертикальной резистивной неустойчивости мод $n = 19, 20$ потребуется коэффициент усиления $G_0 \gtrsim 1, 1-2, 1$ МОм/м (для $Q = 9, 7-9, 9$, соответственно). В горизонтальном направлении G_0 может быть меньше в 1,83 раза.

Интеграл поля электростатического кикера У-70 $(EL)_K$ достигает $\pm 35,0$ кВ (амплитуда напряжения $V = 3, 5$ кВ, зазор между пластинами $d = 0, 1$ м и их длина $L = 1, 0$ м). Поэтому для $G_0 \simeq 2, 1$ МОм/м и интенсивности $N = 5, 0 \cdot 10^{13}$ протонов в импульсе линейный динамический диапазон цепи ОС составит $\Delta y \simeq \pm(1, 2-1, 0)$ см в вертикальном и $\Delta y \simeq \pm(2, 3-1, 9)$ см в горизонтальном направлениях.

Заключение

Предложен вариант технического решения систем поперечной обратной связи для протонного синхротрона У-70. Он предполагает использование уже имеющегося оборудования — пикапов, толкателей и мощных усилителей. Обработку сигнала обратной связи на низком уровне мощности предлагается проводить в цифровой форме с помощью нерекурсивных КИХ-фильтров на трех регистрах задержки с тактовой частотой, совпадающей с гармоникой частоты ускорения. В каждом направлении (горизонтальном, вертикальном) используется только один пикап и толкатель. Расстояние между ними может быть достаточно произвольным. Сигнал от стационарного пучка, движущегося по (искаженной) замкнутой орбите, отсекается за счет полосно-заграждающих свойств КИХ-фильтров. Это снимает проблему точной установки электрического центра пикапа.

Предложение может быть реализовано в рамках программы модернизации ускорителя У-70.

Автор благодарит В.И. Балбекова (ОУНК) и О.П. Лебедева (ОКУ) за полезные обсуждения принципиальных и технических сторон проблемы.

Список литературы

- [1] Galayda J. *Performance of a Correlator Filter in Betatron Tune Measurements and Damping on the NSLS Booster.* // IEEE Trans. on Nucl. Sci., 1985, v. NS-32, № 5, p. 2132.
- [2] Heins D., Klute J., Kohaupt R.D. et. al. *Wide Band Multi-Bunch Feedback Systems for PETRA.* — Preprint DESY 89-157, Hamburg, 1989.
- [3] Vos L. *Transverse Feedback System in the CERN SPS.* — Preprint CERN SL/91-40 (BI), Geneva, 1991.

Рукопись поступила 26 сентября 1997 г.

С.В. Иванов

Использование фильтра на линиях задержки в цепи поперечной обратной связи синхротрона.

Оригинал-макет подготовлен с помощью системы \LaTeX .

Редактор Л.Ф.Васильева.

Технический редактор Н.В.Орлова.

Подписано к печати 07.10.97 г. Формат $60 \times 84/8$. Офсетная печать.

Печ.л. 1,5. Уч.-изд.л. 1,15. Тираж 100. Заказ 1180. Индекс 3649.

ЛР №020498 17.04.97.

ГНЦ РФ Институт физики высоких энергий
142284, Протвино Московской обл.

