

# Ускорение интенсивного пучка протонов и системы обратной связи в проекте УНК

С.В. Иванов

ГНЦ РФ Институт физики высоких энергий, Протвино, Россия

Приводятся обзор методики расчетов и общие технические характеристики систем продольной обратной связи (ОС), разработанных в рамках проекта ускорительно-накопительного комплекса ИФВЭ. Совокупность этих систем призвана обеспечить устойчивое ускорение интенсивного пучка протонов. Специальное внимание уделено проблемам, характерным для протонного синхротрона УНК и его аналогов, — большой периметр орбиты и малая частота обращения частиц, неравномерное заполнение орбиты сгустками и эффект импульсной нагрузки током пучка ускоряющих резонаторов, длинные сгустки и опасность возникновения когерентных мультипольных неустойчивостей.

**Введение.** Описание проекта 600-ГэВ протонного синхротрона УНК-1 опубликовано в [1]. Наиболее серьезным фактором, стремящимся дестабилизировать его пучок, является основной (рабочий) вид колебаний ускоряющих резонаторов. Он используется для ускорения частиц, поэтому его сопротивление связи с пучком должно быть по необходимости велико. Оно достигает величины 0.35 МОм/зазор при амплитуде ускоряющего напряжения 0.6 МВ/зазор. Постоянная времени резонатора с учетом узла ввода мощности 5 мкс.

Пучок в УНК-1 сгруппирован на радиочастоте 200 МГц. Из-за принятой схемы инжекции он имеет сложную азимутальную структуру. Это последовательность от 1 до 12 импульсов тока длительностью в 5 мкс (или в 1/14 часть орбиты) каждый, разделенных паузами от 65 до 0.6 мкс. При проектной интенсивности ускорителя (в режиме с фиксированной мишенью) в  $6 \cdot 10^{14}$  част/имп. средний ток пучка в пределах импульса равен 1.6 А, а средний по орбите ток — 1.4 А.

Длина орбиты УНК-1 составляет 20771.8 м, что приводит к низкой частоте обращения пучка  $\omega_s/2\pi \simeq 14.43$  кГц. Длина сгустков изменяется от 190 до 120°(ВЧ) по циклу.

При указанных параметрах пучка и резонатора возникает несколько неблагоприятных эффектов:

1. Неравномерное заполнение орбиты пучком приводит к появлению сильных сигналов на гармониках  $k\omega_s$  частоты обращения, возбуждаемых стационарным распределением ускоряемого пучка (так называемые “линии неодинаковых сгустков”).

2. В результате возникает неприемлемая периодическая (с периодом  $2\pi/\omega_s$ ) модуляция амплитуды  $V$  и фазы  $\varphi$  ускоряющего напряжения. Ее причиной является возбуждение основного вида колебаний ВЧ-резонатора интенсивным ускоряемым пучком — так называемый эффект импульсной нагрузки током.

3. “Линии неодинаковых сгустков” разделены малой частотой обращения  $\omega_s$ , и потому заведомо оказываются в пределах полос пропускания систем ОС по пучку. Это может привести в насыщение их электронику, предназначенную для обработки относительно слабых сигналов от когерентного возмущения пучка.

4. Большую опасность представляют продольные когерентные неустойчивости пучка, вызываемые основным видом колебаний ускоряющего резонатора. При этом из-за большой длины сгустка на практике приходится учитывать возможность возбуждения как минимум дипольных, квадрупольных и секступольных мод его когерентных колебаний.

**Общая характеристика систем.** Предполагается, что УНК-1 будет оснащен тремя системами продольной ОС с центральной частотой, близкой к частоте ускорения 200 МГц.

**Первая** описана в [2] — это система ОС вокруг оконечного ВЧ-усилителя ускоряющей системы. Она предназначена для стабилизации  $V$  и  $\varphi$  ускоряющего поля в условиях сильной периодической помехи, роль которой выполняют поля, возбуждаемые пучком (эффект импульсной нагрузки током). Попутно эта система подавляет когерентные неустойчивости пучка на низших мультипольных модах (как нечетных, так и четных). Она может рассматриваться как вырожденный случай системы ОС по пучку, в которой конструктивно объединены пикап и толкатель.

**Вторая** система ОС по пучку описана в [3]. В качестве ее исполняющего устройства используются два резонатора штатной ускоряющей системы, возбуждаемых в квадратуре к суммарному ускоряющему полю. Для увеличения быстродействия их нагруженная добротность уменьшена в 5 раз по сравнению с номинальной. Основное отличие этой системы от предыдущей состоит в том, что ее пикап и толкатель разнесены по орбите, а контур ОС включает в себя передаточную функцию пучка. Система предназначена для коррекции фазы суммарного ускоряющего поля с целью демпфирования начальных ошибок инжекции и подавления когерентных неустойчивостей на нечетных мультипольных модах.

**Третья** система ОС по пучку — фазо-частотный контур — описана в [4]. Эта цепь корректирует текущую радиочастоту в соответствии с изменением фазы основной радиогармоники пучка. Она обслуживает медленные (в масштабе  $2\pi/\omega_s$ ) уходы радиочастоты и средней по орбите индукции магнитного поля в дипольных магнитах от идеальной программы установки радиочастоты по магнитному полю, поддерживающей предписанное радиальное положение пучка в камере ускорителя. Эта система сильно демпфирует колебания центра тяжести (ц.т.) пучка, т.е. синфазную дипольную моду его неустойчивости.

Общей чертой первых двух систем является их полоса пропускания  $\Delta\omega^{(fb)}$ , которая в несколько раз превышает частоту  $\omega_s$ . Это позволяет обрабатывать процессы, характерная длительность которых меньше периода обращения пучка по орбите. Напротив, фазо-частотный контур — это крайне узкополосная система с  $\Delta\omega^{(fb)} \ll \omega_s$ . Следует подчеркнуть, что все три системы взаимно дополняют друг друга.

С одной стороны, система подавления ошибок инжекции не в состоянии в одиночку справиться с дестабилизирующим эффектом более многочисленных ускоряющих резонаторов (всего 12). Видимые пучком импедансы связи их рабочего вида колебаний должны быть существенно ослаблены первой системой, которая также отвечает за устойчивость квадрупольных колебаний.

С другой стороны, система стабилизации ускоряющего поля обеспечивает синхронизованную с внешним опорным сигналом картину траекторий на продольной фазовой плоскости. Эта картина почти не зависит от азимутальной структуры пучка и его когерентного движения. При этом ошибки инжекции приводят к обычным колебаниям рассогласованного пучка, наблюдаемым как сигналы на боковых полосах гармоник частоты обращения. Тогда ОС по пучку может быть спроектирована как чисто динамическая система и сможет освободиться от не свойственных ей функций по контролю за стационарными параметрами сгустков.

С третьей стороны, устойчивая работа фазо-частотного контура ОС в условиях сильной нагрузки током возможна, если коррекция фазы тока возбуждения ВЧ-усилителя приводит к коррекции фазы суммарного ускоряющего поля, не сопровождаемой его амплитудной модуляцией. Система ОС для стабилизации ускоряющего поля решает эту проблему, поскольку в ней суммарный ток возбуждения ВЧ-усилителя схемотехнически разделен на

две составляющие — ток возбуждения режима без пучка (его фаза корректируется фазо-частотной ОС) плюс ток возбуждения, компенсирующий ток пучка в зазоре резонатора.

**Структурная схема.** Исходим из известной возможности представления произвольного полосового сигнала в виде суммы двух амплитудно-модулированных колебаний — синфазного ( $c$ ) и квадратурного ( $s$ ). Поэтому в самом общем случае цепь ОС должна иметь два соответствующих канала контроля.

Ее структурная диаграмма, показывающая основные преобразования сигналов, приведена на рис. 1. (Конкретная техническая реализация в деталях (положение узла сравнения, если таковой необходим; явное присутствие опорного сигнала и т.п.) может отличаться от представленной.) Цепь основана на классической схеме двухканального фильтра с модуляцией и демодуляцией сигналов. Использование постоянной промежуточной частоты  $\omega = 0$  снимает проблему слежения за перестройкой  $\omega_s$  по циклу. Центральные частоты  $\bar{q}\omega_s$  пикапа (PU) и  $q'\omega_s$  исполняющего устройства (AD) могут отличаться между собой и не совпадать с частотой ускорения  $q\omega_s$ , однако в цепях ОС УНК-1 используется  $\bar{q} = q' = q$ .

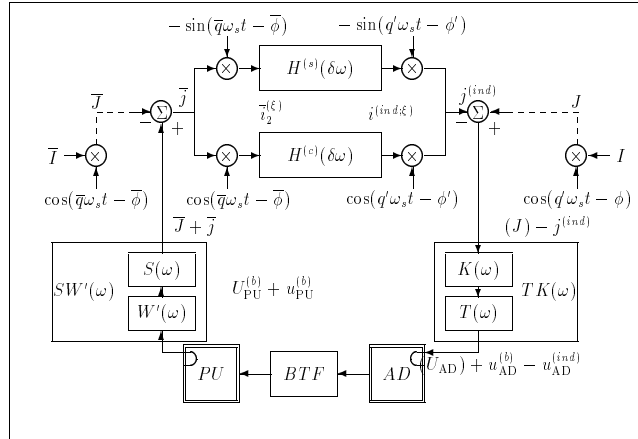


Рис. 1: Структура цепи ОС.

При условии идентичности синфазного и квадратурного каналов ( $H^{(c)}(\delta\omega) = H^{(s)}(\delta\omega)$ ) цепь ОС внешне велла бы себя как полосовая система, не прибегающая к сдвигам частоты при обработке сигнала. Однако в системе стабилизации ускоряющего поля УНК-1 предлагается использовать  $|H^{(c)}(\delta\omega)| < |H^{(s)}(\delta\omega)|$ . Это вызывается необходимостью осуществления более эффективного контроля за большими возмущениями фазы ускоряющего поля и сильной дипольной неустойчивостью при сохранении приемлемого запаса по самовозбуждению системы с запаздыванием на один оборот. В системе подавления ошибок инжекции и фазо-частотном контуре амплитудный контроль отсутствует, и потому  $H^{(c)}(\delta\omega) = 0$ .

Предполагается, что техническая реализация систем стабилизации ускоряющего поля и подавления ошибок инжекции УНК-1 будет основана на синфазно-квадратурном представлении сигнала. Такая цепь ОС линейна, а схема рис. 1 применима, при произвольных (больших) амплитудах сигналов. Напротив, техническая реализация фазо-частотного контура УНК-1 использует амплитудно-фазовое представление сигнала. Поэтому для него рис. 1 (при  $H^{(c)}(\delta\omega) = 0$ ) является лишь эквивалентной линейной схемой, описывающей малые отклонения от рабочей точки.

Разумеется, при анализе системы стабилизации ускоряющего поля потребуются внесение существенных поправок в рис. 1. В этом случае всегда  $\bar{q} = q' = q$ , а пикап PU и толкатель AD конструктивно объединены в одном устройстве — ускоряющем резонаторе AC. Контур, включающий передаточную функцию пучка ВТФ, превращается в самостоятельную петлю, замыкающуюся независимо от петли ОС по каналам электроники. Действие системы стабилизации  $V$  и  $\varphi$  можно интерпретировать как изменение (уменьшение) видимого пучком импеданса связи с рабочим видом колебаний ускоряющего резонатора. Принципиальной особенностью такой системы, накладывающей серьезные ограничения на выбор рабочих параметров, является возможность ее самовозбуждения в режиме без пучка.

**Импеданс, вносимый цепью ОС.** Для анализа и расчета параметров всех цепей ОС УНК-1 используется импедансный подход [5]. Суть его состоит в том, что действие цепи ОС интерпретируется как внесение в окружение пучка дополнительного продольного импеданса связи, параметры которого контролируются извне. Реальная часть такого импеданса может иметь отрицательную вещественную часть (в отличие от импедансов пассивных структур, у которых она всегда неотрицательна). Формально это свидетельствует о возможности внесения демпфирования в продольное движение.

В принципе, такой подход соответствует общепринятым представлениям. Однако преобразования/сдвиги спектра сигнала в рассматриваемых цепях ОС, где  $H^{(c)}(\delta\omega) \neq H^{(s)}(\delta\omega)$ , усложняют простую картину явления, поскольку вносимый импеданс связи приобретает матричный вид в окрестности каждой гармоники  $k\omega_s$ .

Импедансный подход обладает несколькими привлекательными сторонами. Он служит основой для единого подхода ко всем цепям ОС. Легко учесть их совместную работу. Бюджет прочих дестабилизирующих импедансов принимается во внимание уже на ранних этапах разработки цепей ОС. Появляется возможность использования хорошо разработанного аппарата теории продольных когерентных неустойчивостей: передаточная функция сгруппированного пучка, затухание Ландау, пороговые диаграммы устойчивости и т.д.

Основы импедансного подхода к расчету цепей ОС заключаются в следующем [5].

Состояние системы, показанной на рис. 1, описывается в терминах векторов-столбцов

$$\vec{u}_{\text{PU}}(\delta\omega) = (u(\bar{q}\omega_s + \delta\omega); u(-\bar{q}\omega_s + \delta\omega))_{\text{PU}}^T, \quad (1)$$

$$\vec{u}_{\text{AD}}(\delta\omega) = (u(q'\omega_s + \delta\omega); u(-q'\omega_s + \delta\omega))_{\text{AD}}^T. \quad (2)$$

Корректирующее напряжение, действующее на пучок, записывается в виде

$$\vec{u}_{\text{AD}}^{(tot)}(\delta\omega) = \vec{u}_{\text{AD}}^{(b)}(\delta\omega) - \vec{u}_{\text{AD}}^{(ind)}(\delta\omega), \quad (3)$$

где индексы  $(b)$  и  $(ind)$  указывают соответственно на поля, наводимые пучком и собственно цепью ОС. Последнее линейно связано с напряжением на пикапе через передаточную функцию разомкнутого канала ОС

$$\vec{u}_{\text{AD}}^{(ind)}(\delta\omega) = \hat{\chi}(\delta\omega) \vec{u}_{\text{PU}}^{(b)}(\delta\omega), \quad (4)$$

где  $\hat{\chi}(\delta\omega)$  есть матрица “восприимчивости” цепи ОС с элементами

$$\chi_{11}(\delta\omega) = 0.25 TK(q'\omega_s + \delta\omega) S(\bar{q}\omega_s + \delta\omega) \left( H^{(c)}(\delta\omega) + H^{(s)}(\delta\omega) \right) \exp\left(i(\phi' - \bar{\phi})\right); \quad (5)$$

$$\chi_{12}(\delta\omega) = 0.25 TK(q'\omega_s + \delta\omega) S(-\bar{q}\omega_s + \delta\omega) \left( H^{(c)}(\delta\omega) - H^{(s)}(\delta\omega) \right) \exp\left(i(\phi' + \bar{\phi})\right); \quad (6)$$

$$\chi_{21}(\delta\omega) = \chi_{12}(-\delta\omega^*)^*; \quad \chi_{22}(\delta\omega) = \chi_{11}(-\delta\omega^*)^*.$$

Смысл обозначений ясен из рис. 1. Напряжения  $u_{\text{PU}}^{(b)}(\omega)$ ,  $u_{\text{AD}}^{(b)}(\omega)$  линейно зависят от гармоник  $J_k$  разложения тока пучка в ряд Фурье по азимуту ускорителя. С другой стороны, систематическое воздействие на пучок оказывают только синхронные волны продольного  $E$ -поля. Они возбуждаются напряжением  $u_{\text{AD}}^{(tot)}(t)$  на зазоре толкателя. Поэтому включение цепи ОС по пучку приводит к появлению резонансной волны  $E$ -поля с амплитудой

$$E_k^{(fb)}(\Omega) = - \left( Z_{kk}(\omega) J_k(\Omega) + Z_{k,k-q'+\bar{q}}^{(fb)}(\omega) J_{k-q'+\bar{q}}(\Omega) + Z_{k,k-q'-\bar{q}}^{(fb)}(\omega) J_{k-q'-\bar{q}}(\Omega) \right) / L, \quad (7)$$

где  $L$  есть длина ускорителя,  $\omega = k\omega_s + \Omega$ ,  $k \sim q' > 0$  и  $|\Omega| \ll \omega_s$ . Элементы матрицы импеданса связи имеют вид

$$Z_{kk}(\omega) = T'(\omega) |G_k^{(\text{AD})}|^2 + \dots, \quad (8)$$

$$Z_{k,k-q'+\bar{q}}^{(fb)}(\omega) = -\chi_{11}(\omega - q'\omega_s) W'(\omega - q'\omega_s + \bar{q}\omega_s) G_k^{(\text{AD})} G_{-k+q'-\bar{q}}^{(\text{PU})}, \quad (9)$$

$$Z_{k,k-q'-\bar{q}}^{(fb)}(\omega) = -\chi_{12}(\omega - q'\omega_s) W'(\omega - q'\omega_s - \bar{q}\omega_s) G_k^{(\text{AD})} G_{-k+q'+\bar{q}}^{(\text{PU})}. \quad (10)$$

Выражения для  $k \sim -q' < 0$  получаются с помощью свойства симметрии  $Z_{-k, -k'}(-\omega^*)^* = Z_{kk'}(\omega)$ . Коэффициенты  $G_k$  есть комплексные факторы пролетного времени на частотах  $\omega = k\omega_s$  с  $|G_k| \leq 1$  и  $(-\arg G_k \propto)$  азимутальной координате устройства.

Уравнение (8) есть импеданс связи исполняющего устройства как пассивной структуры, а многоточие ... обозначает вклад прочих пассивных элементов вакуумной камеры. Импедансы (9), (10) представляют активный отклик цепи ОС и учитывают перекрестное взаимодействие гармоник поля и тока  $E_k$  и  $J_{k'}$  с  $k \neq k'$ , вызываемое сдвигами спектра сигнала ОС при его обработке. Импеданс (10) обнуляется в случае баланса  $H^{(c)}(\delta\omega) = H^{(s)}(\delta\omega)$ .

Для системы стабилизации ускоряющего поля следует принять  $\bar{q} = q' = q$  и записать корректирующее напряжение, действующее на пучок, в виде (3) с заменой индекса АД на АС. Однако теперь уравнение (4) замыкания обратной связи существенно изменяется: датчик поля в зазоре АС, выполняющий роль пикапа, считывает одновременно как сигнал, наведенный пучком, так и сигнал коррекции. Поэтому

$$\vec{u}_{АС}^{(ind)}(\delta\omega) = \hat{\chi}(\delta\omega) \vec{u}_{АС}^{(tot)}(\delta\omega). \quad (11)$$

В результате импедансы, входящие в сумму (7), приобретут вид, отличный от (8)–(10),

$$Z_{kk}(\omega) + Z_{kk}^{(fb)}(\omega) = \varepsilon_{11}^{-1}(\omega - q\omega_s) T'(\omega) |G_k^{(AC)}|^2, \quad (12)$$

$$Z_{k, k-2q}^{(fb)}(\omega) = \varepsilon_{12}^{-1}(\omega - q\omega_s) T'(\omega - 2q\omega_s) G_k^{(AC)} G_{-k+2q}^{(AC)}, \quad (13)$$

$$\hat{\varepsilon}(\delta\omega) = \hat{I} + \hat{\chi}(\delta\omega). \quad (14)$$

Здесь  $\hat{I}$ ,  $\hat{\varepsilon}(\delta\omega)$  и  $\hat{\varepsilon}^{-1}(\delta\omega)$  — единичная матрица, матрица “проницаемости” цепи ОС и обратная к ней. Система ОС не самовозбуждается, если нули  $\text{Det } \hat{\varepsilon}(\delta\omega)$  находятся в полуплоскости  $\text{Im } \delta\omega < 0$ . Этого нужно добиться надлежащим выбором передаточных функций  $H^{(c,s)}(\delta\omega)$ .

Суммарное  $E$ -поле, ускоряющее пучок, имеет две составляющие

$$E_k^{(tot)}(\Omega) = E_k^{(ext)}(\Omega) + E_k^{(fb)}(\Omega). \quad (15)$$

Первое слагаемое ( $ext$ ) возбуждается сторонними ВЧ-источниками. Второе ( $fb$ ) суть индуцированный отклик окружения на когерентные возмущения пучка,

$$E_k^{(fb)}(\Omega) = - \sum_{k'=-\infty}^{\infty} z_{kk'}(k\omega_s + \Omega) J_{k'}(\Omega) / L. \quad (16)$$

Матрица импедансов  $z_{kk'}(\omega)$  имеет не более трех нетривиальных элементов (7) в строке. Воспользовавшись обычной теорией когерентных неустойчивостей, получим

$$J_k(\Omega) = L \sum_{k'=-\infty}^{\infty} y_{kk'}(\Omega) E_{k'}^{(tot)}(\Omega), \quad (17)$$

где  $y_{kk'}(\Omega)$  есть матрица ‘проводимости’ сгруппированного пучка.

Подстановка (17) в (16), (15) позволяет установить матрицу “восприимчивости”  $\chi'_{kk'}(\Omega)$

$$E_k^{(fb)}(\Omega) = - \sum_{k'=-\infty}^{\infty} \chi'_{kk'}(\Omega) E_{k'}^{(tot)}(\Omega), \quad (18)$$

$$\chi'_{kk'}(\Omega) = \sum_{k''=-\infty}^{\infty} z_{kk''}(k\omega_0 + \Omega) y_{k''k'}(\Omega) \quad (19)$$

и матрицу “проницаемости”  $\epsilon_{kk'}(\Omega)$

$$E_k^{(ext)}(\Omega) = \sum_{k'=-\infty}^{\infty} \epsilon_{kk'}(\Omega) E_{k'}^{(tot)}(\Omega), \quad (20)$$

$$\epsilon_{kk'}(\Omega) = \delta_{kk'} + \chi'_{kk'}(\Omega) \quad (21)$$

системы “пучок + обратные связи”. Характеристическое уравнение имеет вид

$$\text{Det } \hat{\varepsilon}(\Omega) = 0. \quad (22)$$

Его корни — это собственные частоты колебаний системы в замкнутом состоянии.

**Система стабилизации ускоряющего поля.** Рассмотрим плато инжекции УНК-1: амплитуда напряжения  $V = 4.5$  МВ/оборот; синхронная фаза  $\varphi_s = -90^\circ$ ; частота обращения  $\omega_s/2\pi = 14.43$  КГц; кратность ускорения  $q = 13860$ ; радиочастота  $q\omega_s/2\pi \simeq 200$  МГц; фазовый полуразмер сгустка  $0.54\pi$  ВЧ-радиан. Ускоряющее поле создается  $N = 6 \times 2 = 12$  резонаторами с нагруженными добротностью  $Q = 3100$  ( $Q = \omega_0/(2\Delta\omega)$ ), шунтовым сопротивлением  $R = 0.5$  МОм и частотной расстройкой  $(q\omega_s - \omega_0) = 0.75 \cdot \Delta\omega$ .

В синфазном и квадратурном каналах системы ОС будут установлены рекурсивные гребенчатые фильтры 1-го порядка. Задержка сигнала ОС составляет 1 оборот, и

$$H^{(c,s)}(\delta\omega) = A^{(c,s)} \exp(2\pi i \delta\omega / \omega_s) \frac{1 - K}{1 - K \exp(2\pi i \delta\omega / \omega_s)}, \quad H^{(c,s)}(k\omega_s) \neq 0. \quad (23)$$

Настройка цепи определяется 4 параметрами: коэффициентами усиления каналов  $A^{(c)}$ ,  $A^{(s)}$ ; коэффициентом усиления местной ОС гребенчатого фильтра  $K$  и фазой модулирующего колебания  $(\phi' - \phi)$  (см. рис. 1). Выбор  $K = 0.96$  установит полуширину локальных полос пропускания в окрестности гармоник  $k\omega_s$ , равной частоте синхротронных колебаний  $\Omega_0/2\pi = 96$  Гц. Это обеспечит сильное подавление дипольных колебаний. С учетом доминирования квадратурных уходов ускоряющего поля принято  $A^{(c)} = 10$ ,  $A^{(s)} = 50$ , а  $(\phi' - \phi) = 0.25\pi$ . Это обеспечивает достаточный запас по несамовозбуждению.

В левой части рис. 2 приведены реальная и мнимая части видимого пучком импеданса связи с ускоряющим резонатором на частотах  $k\omega_s$  до и после замыкания ОС. Справа показаны эпюры синфазной и квадратурной огибающих напряжения на зазоре при импульсной нагрузке током пучка, заполняющим половину орбиты. Остаточные ошибки стабилизации ускоряющего поля составляют примерно  $5^\circ$  по фазе и  $4\%$  по амплитуде.

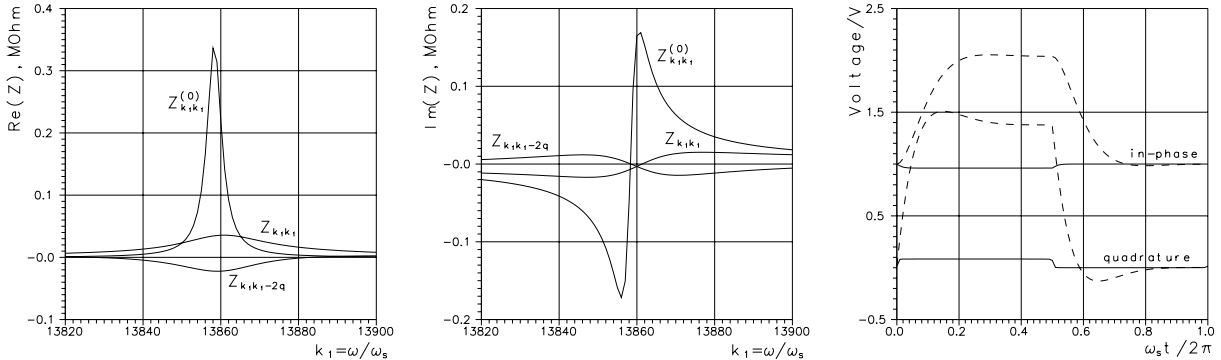


Рис. 2: Подавление импульсной нагрузки током.

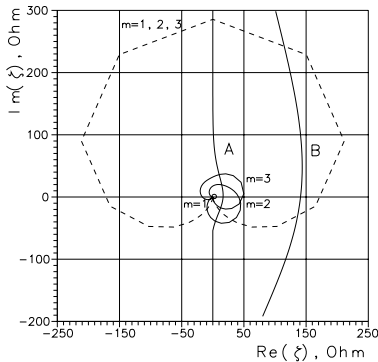


Рис. 3: Порог. диаграмма.

Рис. 3 является продольной диаграммой устойчивости на плоскости импедансов. Он характеризует дестабилизирующий эффект основного вида колебаний ускоряющей системы. Буквы *A* и *B* отмечают пороговые кривые для дипольной и квадрупольной мод пучка  $m = 1, 2$ . Кривая для секступольной моды  $m = 3$  проходит за пределами рисунка. Область устойчивости находится слева от кривых. Годографы эффективных импедансов неустойчивости для разных мод  $n$  связанных колебаний сгустков проходят вблизи 0.

В них учтен вклад всех 12 ускоряющих резонаторов кольца. Пунктир соответствует отключенной цепи ОС. Ее включение подавляет дестабилизирующие импедансы дипольной моды в 35, а квадрупольной и секступольной мод — в 4 – 4.5 раза. Их величины оказываются ниже порога.

**Система подавления ошибок инжекции.** В качестве ее исполняющего устройства используются 2 ускоряющих резонатора с нагруженными добротностью  $Q = 620$ , шунтовым сопротивлением  $R = 0.1$  МОм и нулевой частотной расстройкой  $q\omega_s - \omega_0 = 0$ . Коррекция амплитуды суммарного поля не предусмотрена и  $H^{(c)}(\delta\omega) \equiv 0$ . В синфазном канале будет установлен нерекурсивный фильтр на 3 линиях задержки,

$$H^{(s)}(\delta\omega) = A^{(s)} \exp(i\delta\omega\Delta\Theta_{\text{AD-PU}}/\omega_s) \sum_{h=0}^2 w_h \exp(2\pi i\delta\omega d_1 h/\omega_s), \quad (24)$$

где  $d_1$  — период отсчетов в единицах числа оборотов;  $\Delta\Theta_{\text{AD-PU}} \simeq 2\pi$  — азимутальное расстояние между пикапом и толкателем. На функцию  $H^{(s)}(\delta\omega)$  накладываются 2 условия:

$$H^{(s)}(k\omega_s) = 0; \quad H^{(s)}(k\omega_s + \Omega_0) = -i \cdot A^{(s)} \exp(ik\Delta\Theta_{\text{AD-PU}}). \quad (25)$$

Первое условие создает полосы заграждения для “линий неодинаковых сгустков”, а второе обеспечивает эффективное демпфирование дипольных когерентных колебаний. Требуемые для этого веса суммирования  $w_h$  есть

$$w_{0,2} = -0.5 \cos(\varphi \pm 0.5\delta\varphi_1) / (\sin 0.5\delta\varphi_1 \sin \delta\varphi); \quad w_1 = 0.5 \cos \varphi / \sin^2 0.5\delta\varphi_1, \quad (26)$$

где  $\varphi = \pi/2 + \delta\varphi_0 + \delta\varphi_1$ ,  $\delta\varphi_0 = \Delta\Theta_{\text{AD-PU}}\Omega_0/\omega_s$  и  $\delta\varphi_1 = 2\pi\Omega_0 d_1/\omega_s$ .

Для достоверного детектирования медленного ( $\Omega_0 \ll \omega_s$ ) синхротронного движения желательно увеличивать шаг  $d_1$ . Однако при излишнем увеличении задержки происходит деградация фазочастотных свойств системы. Возникает опасность возбуждения секступольных колебаний сгустков. В качестве компромисса для УНК-1 выбрано  $d_1 = 15$  (это 1/10 периода синхротронных колебаний), откуда  $w_0 = 2.30$ ,  $w_1 = -3.26$  и  $w_2 = 0.96$ .

Из-за конечного быстродействия исполняющего устройства выбор коэффициентов усиления  $A^{(s)} \gtrsim 12$  приводит к самовозбуждению азимутальных мод  $n$  связанных колебаний сгустков, находящихся на границе полосы пропускания системы. Они оказываются за порогом затухания Ландау. По этой причине принята величина  $A^{(s)} = 6$ .

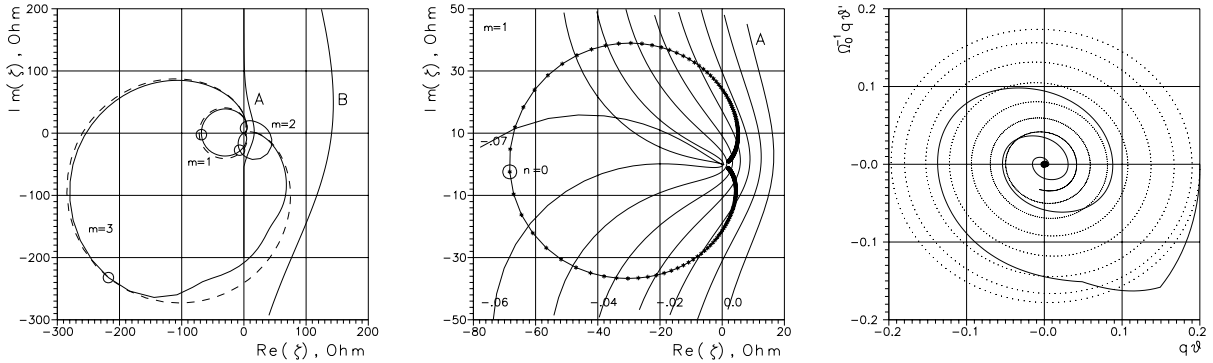


Рис. 4: Стабилизирующее влияние системы ОС.

Пороговые диаграммы рис. 4 показывают возможности системы ОС. Годограф эффективного импеданса, проведенный пунктиром, учитывает влияние собственно системы ОС. В сплошных кривых добавлен остаточный дестабилизирующий вклад ускоряющих резонаторов (см. рис. 3). Справа показана эволюция ц.т. пучка при выключенной (пунктир) и включенной (сплошная линия) ОС. Постоянная времени демпфирования  $1/(\Omega_0\tau) \simeq 0.13$ .

**Фазо-частотный контур.** В малосигнальном приближении система имеет единственный, синфазный канал контроля. Цепь ОС замыкается через управляемый задающий генератор (VCO), имеющий передаточную функцию типа идеального интегратора. Каскадно с ним соединен нерекурсивный фильтр на 4 линиях задержки. Поэтому

$$H^{(s)}(\delta\omega) = (i\Omega_0/\delta\omega) \cdot A^{(s)} \exp(i\delta\omega\Delta\Theta_{\text{AD-PU}}/\omega_s) \sum_{h=0}^3 w_h \exp(2\pi i\delta\omega d_1 h/\omega_s). \quad (27)$$

На функцию  $H^{(s)}(\delta\omega)$  снова накладываются 2 условия:

$$H^{(s)}(0) = 0; \quad H^{(s)}(\Omega_0) = -i \cdot A^{(s)}, \quad (28)$$

определяющие поведение цепи ОС в ближней окрестности радиочастоты. В итоге передаточная функция цепи автоматически приобретает нули 2-го порядка на прочих гармониках  $k\omega_s$ :  $H^{(s)}(k\omega_s) = dH^{(s)}(k\omega_s)/d\omega = 0$ . Сильная периодическая помеха — “линии неодинаковых сгустков” — не пропускается. Требующиеся веса суммирования  $w_h$  есть

$$w_{0,3} = a/2 \pm b/2, \quad w_{1,3} = -a/2 \mp 3b/2, \quad (29)$$

$$a = \cos \varphi / (\cos(3\delta\varphi_1/2) - \cos(\delta\varphi_1/2)), \quad b = \sin \varphi / (\sin(3\delta\varphi_1/2) - 3 \sin(\delta\varphi_1/2)), \quad (30)$$

где  $\varphi = \pi + \delta\varphi_0 + \delta\varphi_1$ ;  $\delta\varphi_0 = \Delta\Theta_{AD-PU}\Omega_0/\omega_s$  и  $\delta\varphi_1 = 2\pi\Omega_0d_1/\omega_s$ . В УНК-1 принято  $d_1 = 6$  (это  $1/25$  периода синхротронных колебаний),  $w_0 = 33.3$ ;  $w_1 = -85.2$ ;  $w_2 = 70.5$  и  $w_3 = -18.6$ .

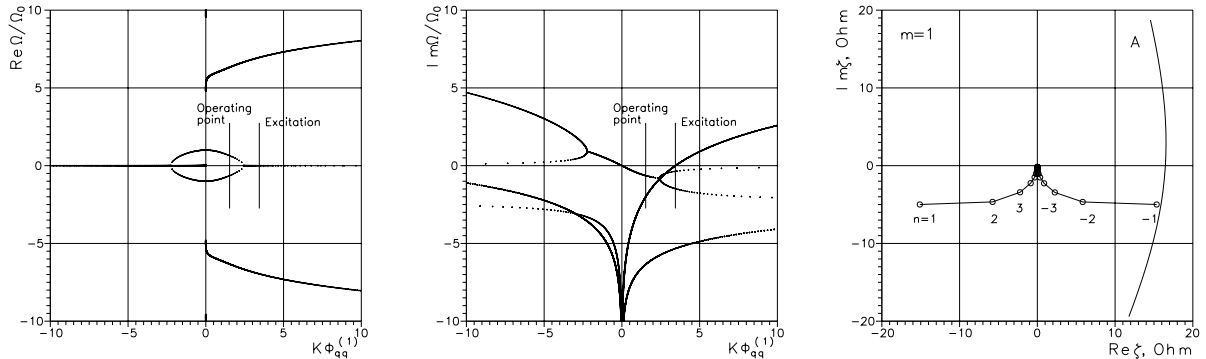


Рис. 5: Подавление дипольных колебаний.

В левой части рис. 5 показан фрагмент карты нулей трансцендентного характеристического уравнения для колебаний ц.т. пучка. Коэффициент усиления  $A^{(s)} = 1.68$  гарантирует более чем 2-кратный запас по несамовозбуждению ближайшей паразитной моды замкнутой системы и постоянную времени демпфирования колебаний ц.т. пучка  $1/(\Omega_0\tau) \simeq 0.64$ . Возбуждение несинфазных дипольных мод сильно ослаблено интегратором  $\propto 1/\omega$  в цепи ОС, и вносимое извне демпфирование конкурирует с затуханием Ландау. В правой части рис. 5 приведена пороговая диаграмма для  $m = 1$ ,  $n \neq 0$  и  $A^{(s)} = 1.68 \times 5$  (вдали от рабочей точки). Таким образом, тут имеется 5-кратный запас устойчивости. Наиболее близка к порогу самовозбуждения азимутальная мода  $n = -1$ . Запас устойчивости по секступольной моде превышает 60, что также находится методом пороговых диаграмм.

## Список литературы

- [1] УНК (Физическое обоснование). Препринт ИФВЭ 93–27, Протвино, 1993.
- [2] Иванов С.В. Препринт ИФВЭ 94–43, Протвино, 1994.
- [3] Иванов С.В., Маловицкий А.Ю. Препринт ИФВЭ 96–7, Протвино, 1996.
- [4] Иванов С.В. Препринт ИФВЭ 98–31, Протвино, 1998.
- [5] Иванов С.В. Препринт ИФВЭ 96–8, Протвино, 1996.