

09;10

Влияние обратных связей в высокочастотной ускоряющей системе и фидеров между генераторами высокочастотной мощности и ускоряющими резонаторами на дипольные синфазные колебания сгустков в циклических ускорителях

© Н.В. Митянина, В.М. Петров

Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН,
630090 Новосибирск, Россия
e-mail: mityanina@inp.nsk.su

(Поступило в Редакцию 11 января 2011 г.)

В циклических ускорителях из-за взаимодействия пучка с высокочастотной ускоряющей (ВЧ) системой могут возникать синфазные дипольные колебания сгустков, которые будут определять предельный ток заряженных частиц в ускорителе. Предложена методика расчета влияния параметров элементов ВЧ систем на эти предельные токи. Показано, что обратные связи, стабилизирующие работу ВЧ системы, существенно влияют на величину предельного тока частиц в ускорителе. Кроме того, длины фидеров, через которые поступает мощность от ВЧ генераторов в ускоряющие резонаторы, также определяют предельный ток пучка. Методика показана на примере расчета предельных токов электронов для накопителя „Сибирь-2“ ИАЭ имени И.В. Курчатова, Москва.

Введение

Высокочастотные (ВЧ) системы циклических ускорителей, как правило, имеют по две петли обратной связи для стабилизации напряжения на ускоряющих резонаторах. Одна цепь (автоматическая регулировка усиления) (АРУ) — стабилизирует амплитуду напряжений на ускоряющих резонаторах. Другая фазовая автоподстройка (ФА) — привязывает по фазе напряжения на ускоряющих резонаторах к опорному ВЧ напряжению. Исследования показали, что эти обратные связи могут вносить инкремент для синфазных дипольных колебаний сгустков заряженных частиц в ускорителе и тем самым ограничивать ток пучка. Организовать работу ускорителя без цепей обратной связи, стабилизирующих ускоряющее высокочастотное напряжение, весьма дорого и, наверное, невозможно. Кроме того, из-за взаимодействия пучка с ВЧ ускоряющей системой в циклическом ускорителе без этих цепей обратной связи может возникнуть статическая неустойчивость фазового движения пучка для синфазного когерентного движения сгустков заряженных частиц. Для подавления этой неустойчивости необходима, по крайней мере, цепь АРУ или более мощные генераторы.

Синфазные когерентные колебания сгустков заряженных частиц приводят к модуляции напряжения на ускоряющих резонаторах. Эта модуляция фиксируется цепями обратной связи, которые начинают модулировать ток генераторов ВЧ мощности. Таким образом, модуляция ускоряющего напряжения определяется не только током пучка, но и током генератора. В свою очередь, модуляция ускоряющего напряжения воздействует на пучок. Устойчивость цепи обратной связи „пучок —

ВЧ ускоряющая система — пучок“ исследуется с помощью критерия Найквиста. Статическая неустойчивость, о которой говорилось выше, это неустойчивость продольного движения сгустков на нулевой частоте при разомкнутых цепях обратной связи АРУ и ФА. Исследования проводятся в предположении, что генераторы ВЧ мощности на максимальной энергии ускорителя и максимальном токе пучка работают на активную нагрузку и отдают максимально возможную активную мощность для данной конструкции генераторов.

Величина модуляции ускоряющего напряжения из-за фазовых колебаний пучка определяется током пучка и выходным сопротивлением (ВЧ) системы, которые зависят от параметров резонансной системы конечного каскада генератора, параметров ускоряющих резонаторов и длины фидеров, соединяющих генераторы с ускоряющими резонаторами. Ускорители работают с различными токами заряженных частиц, различными ускоряющими напряжениями, различными энергиями. Для компенсации реактивной энергии, потребляемой пучком от ВЧ системы, ускоряющие резонаторы расстраивают относительно рабочей частоты ВЧ системы. При этом коэффициенты передач звеньев цепей обратной связи меняются в широких пределах и для обеспечения устойчивого продольного движения пучка приходится выбирать длину фидеров, корректирующие цепочки и коэффициенты усиления для цепей обратной связи.

Методика определения необходимых параметров ВЧ системы, обеспечивающих затухание синфазных дипольных колебаний сгустков, показана на примере расчета предельных токов электронов для накопителя „Сибирь-2“ ИАЭ имени И.В. Курчатова, Москва [1].

Таблица 1.

Наименование	Выражение
Коэффициент уплотнения орбит для „Сибири-2“	$\alpha = 0.0104$
Частота обращения частиц, Нз	$F_0 = 2.4147 \cdot 10^6$
Частота ускоряющего напряжения или несущая частота, Нз	$f_0 = 181.1 \cdot 10^6$
Кратность частоты ускоряющего напряжения частоте обращения $q = f_0/F_0$	$q = 75$
Максимальная энергия электронов, eV	$E_0 = 2.3 \cdot 10^9$
Ток пучка i , mA	$i = 300$
Радиационные потери (eV) на энергии E_0	$\Delta E_0 = 1.02 \cdot 10^6$
Ускоряющее напряжение (V) на энергии E_0	$ U = 1.5 \cdot 10^6$
Мощность одного ВЧ генератора, W	$P = 200\,000$
Выходное сопротивление оконечного каскада генератора, Ω	$R_g = 1000$
Напряжение анодного питания генератора, V	$u_{ar} = 8500$
ВЧ напряжение на анодах выходного каскада, V	$u_g = 7000$
Волновое сопротивление контура выходного каскада генератора, Ω	$\rho_g = 0.9$
Шунтовое сопротивление ускоряющего резонатора, Ω	$R_{sh} = 4.309 \cdot 10^6$
Добротность ускоряющего резонатора	$Q = 40\,000$

1. Накопитель „Сибирь-2“, его параметры и режим работы

В Российском научном центре Курчатовский институт, Москва, работает накопитель „Сибирь-2“ — специализированный источник синхротронного излучения (СИ) [1]. Накопитель имеет жесткую фокусировку и работает на энергии выше критической. В этом ускорителе энергия электронов меняется от 450 MeV до 2.3 GeV, частоты синхротронных колебаний от нескольких сот Нз до 40 kHz, расстройка ускоряющих резонаторов относительно частоты ВЧ системы достигает 120 kHz при полосе пропускания резонаторов 4.5 kHz. Основные параметры накопителя и ВЧ системы приведены в табл. 1.

Высокочастотная система имеет два генератора мощностью по 200 kW, два фидера и три резонатора. От одного из генераторов по фидеру мощность подается на один из резонаторов. От другого генератора по второму фидеру мощность подается на два других резонатора. Длина каждого фидера около 20 м.

В ближайшее время на накопителе предполагается работать на максимальной энергии электронов 2.3 GeV. Радиационные потери электронов при этом $\Delta E_0 = 1.021$ MeV. Необходимое ускоряющее напряжение в этом режиме $|U| = 1.5$ MV. Высокочастотная система настраивается так, что на максимальной энергии генераторы работают на активную нагрузку. Напряжения на резонаторах, обеспечивающие максимально возможный ток i в накопителе, определяются из системы уравнений

$$U = U_c + jU_s = U_1 + U_2, \quad \text{Re}(U) = U_c = \frac{\Delta E_0}{e}, \quad j = \sqrt{-1}. \quad (1)$$

$$I_b \approx 2i, \quad U_n = U_{cn} + jU_{sn}, \quad n = 1, 2, \quad (2)$$

$$\frac{U_{c1}^2 + U_{s1}^2}{2R_{sh}} + \frac{i_c U_{c1}}{2} = P, \quad (3)$$

$$\frac{U_{c2}^2 + U_{s2}^2}{4R_{sh}} + \frac{i_c U_{c2}}{2} = P, \quad (4)$$

где U_1, U_2, U — соответственно комплексные амплитуды (КА) ускоряющего напряжения на одном резонаторе первого канала ВЧ системы накопителя, на двух резонаторах второго канала ВЧ системы накопителя и суммарного максимального ускоряющего напряжения, I_b — КА 75-й гармоники тока пучка ($I_b \approx 2i$). Напряжение на каждом резонаторе второго канала равно $0.5U_2$.

Исследование уравнений (1)–(4) показало, что I_b достигает максимального значения $I_b = 0.602$ А (т. е. $i = 0.301$ А) при

$$U_1 = (4.845 + 4.805j)10^5 \text{ V}$$

и

$$U_2 = (5.365 + 6.095j)10^5 \text{ V}. \quad (5)$$

Исследование на устойчивость должно проводиться во всем диапазоне энергий электронов и ускорителей и ускоряющих напряжений. Если задано ускоряющее напряжение u и энергия электронов E_{in} , то напряжение первого и второго каналов определим соответственно как

$$u_n = u_{cn} + ju_{sn} = \frac{\Delta E \text{Re}(U_n)}{\Delta E_0} + j \frac{\sqrt{u^2 - (\Delta E/e)^2} \text{Im}(U_n)}{\sqrt{U^2 - (\Delta E_0/e)^2}}, \quad (6)$$

где n — номер канала,

$$\Delta E = \frac{\Delta E_0 (E_{in})^4}{(E_0)^4}$$

— радиационные потери электронов.

Однако следует отметить, что перераспределяя ускоряющее напряжение между первым и вторым каналом, можно эффективно управлять вносимым затуханием из-за взаимодействия густков ускоряемых электронов с ВЧ системой для когерентных дипольных и квадрупольных фазовых колебаний [2].

2. Описание цепей обратной связи

Движение заряженных частиц в синхротроне происходит при вполне определенном ускоряющем ВЧ напряжении, которое стабилизируется цепями обратной связи (АРУ и ФА). Для этого (рис. 1) с датчика напряжения на ускоряющем резонаторе подаются напряжения на амплитудный и фазовый детекторы. Разность напряжения с выхода амплитудного детектора и опорного напряжения, которое, как правило, генерируется системой управления ускорителем, подается на амплитудный модулятор. Последний управляет мощностью ВЧ генератора так, чтобы разность между опорным напряжением и напряжением с детектора стремилась к нулю, т.е. чтобы амплитуда ускоряющего напряжения на резонаторе была пропорциональна опорному напряжению (АРУ). На фазовый детектор, кроме напряжения с резонатора, подается еще и высокочастотный опорный сигнал. С выхода фазового детектора напряжение, пропорциональное разности фаз опорного напряжения и напряжения резонатора, поступает на фазовый модулятор, который является частью генератора ВЧ мощности. Этот модулятор регулирует фазу тока генератора так, чтобы напряжение с выхода фазового детектора стремилось к нулю (ФА).

Напряжения на ускоряющих резонаторах зависят от токов ВЧ генераторов и тока пучка. Если сгустки заряженных частиц совершают синфазные дипольные

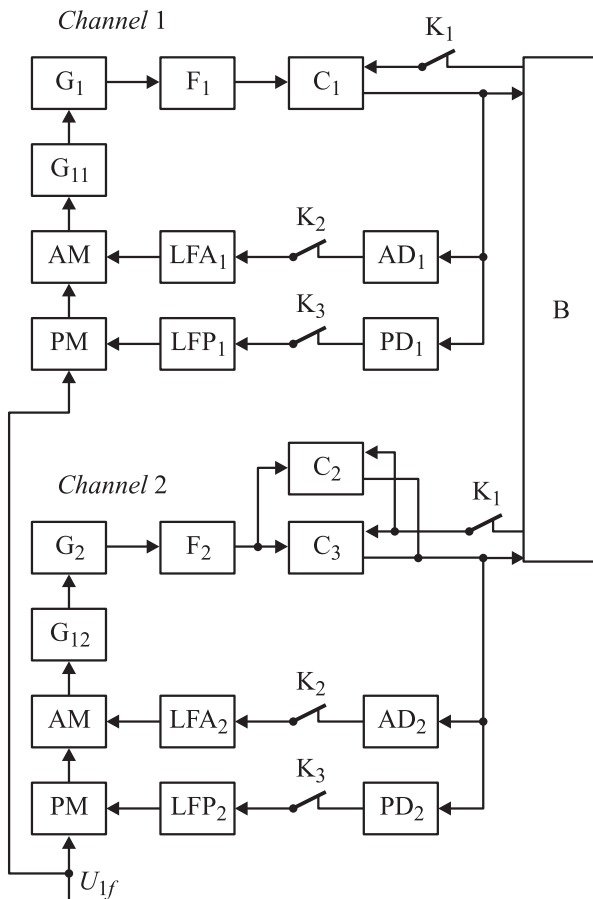


Рис. 1. Схема для цепей обратной связи „ВЧ система–пучок“.

колебания, то это приводит к модуляции ускоряющего напряжения, которая, в свою очередь, влияет на фазовое движение сгустков (цепь обратной связи „пучок-резонатор“ (ПР)) [2]. Кроме того, модуляция напряжения на резонаторе происходит из-за изменения токов генераторов цепями АРУ и ФА. Таким образом, резонаторы каждого канала охвачены параллельно тремя цепями обратной связи. На рис. 1 изображены звенья, образующие эти цепи обратной связи в первом и втором каналах:

G_1, G_2 — выходные каскады генераторов ВЧ мощности первого и второго каналов;

G_{11}, G_{12} — предвыходные каскады генераторов ВЧ мощности первого и второго каналов, состоящие из предварительного усилителя (РА), первого и второго каскада генератора ($k_1 k_2$);

C_1, C_2, C_3 — ускоряющие резонаторы первого (C_1) и второго (C_2, C_3) каналов;

F_1, F_2 — фидеры между генераторами и ускоряющими резонаторами первого и второго каналов;

АМ, РМ — амплитудный и фазовый модуляторы;

$LFA_1, LFA_2, LFP_1, LFP_2$ — низкочастотные звенья АРУ и ФА первого и второго каналов, состоящие из усилителей постоянного тока (DCA) и корректирующих цепочек (CC);

AD_1, AD_2, PD_1, PD_2 — амплитудные и фазовые детекторы первого и второго каналов;

K_1, K_2, K_3 — ключи для размыкания цепей обратной связи ПР, АРУ, ФА;

В — пучок (75-я гармоника частоты обращения тока заряженных частиц в ускорителе);

U_{1f} — напряжение входного ВЧ сигнала для первого и второго каналов.

Далее два резонатора второго канала C_2, C_3 заменены на один с удвоенным шунтовым сопротивлением C'_2 .

3. Последовательность исследования устойчивости ВЧ системы и движения пучка

Определять влияние параметров ВЧ системы ускорителя на дипольные синфазные колебания сгустков заряженных частиц будем с помощью критерия Найквиста [3], исследуя годографы коэффициентов усиления разомкнутых цепей обратной связи (учитывая, что все звенья ВЧ системы устойчивы, т.е. не самовозбуждаются). При этом последовательно подбираются общие коэффициенты усиления по цепям обратной связи (ОС), обеспечивающие:

1) устойчивость цепи АРУ каждого канала без ОС по фазе и по пучку (ключи K_1, K_2, K_3 разомкнуты (рис. 1));

2) устойчивость цепи ФА, без ОС АРУ, без ОС по пучку (ключи K_1, K_2, K_3 разомкнуты);

3) устойчивость цепи ФА при замкнутой цепи ОС АРУ, без ОС по пучку (ключи K_1, K_3 разомкнуты, а ключи K_2 замкнуты);

4) устойчивость цепи пучок–(ВЧ система)–пучок при замкнутых цепях ОС по амплитуде и фазе (ключи K_1 разомкнуты, а ключи K_2, K_3 замкнуты).

После этого анализируется резонансная кривая для дипольных синфазных колебаний сгустков при всех замкнутых цепях ОС.

Следует отметить, что каждый шаг проверки на устойчивость проводится с устойчивыми звеньями в разомкнутой цепи ОС. Выбранный порядок исследования на устойчивость соответствует порядку настройки ВЧ системы для работы с пучком.

4. Определение коэффициентов передачи цепей обратной связи

Коэффициент передачи разомкнутой цепи обратной связи АРУ на заданной частоте модуляции f для каждого канала, когда все ключи разомкнуты, — это отношение КА напряжения на выходе амплитудного детектора АД этого канала к КА на входе LFA этого канала. Коэффициент передачи разомкнутой цепи обратной связи ФА на заданной частоте для каждого канала — это отношение КА напряжения на выходе фазового детектора PD к КА на входе LFP. Этот коэффициент определяется сначала при разомкнутой цепи АРУ, затем при замкнутой цепи АРУ.

Коэффициент передачи разомкнутой цепи ОС пучок–(ВЧ система)–пучок (замкнуты только ключи K_2, K_3 , рис. 1) определяется следующим образом. Входной сигнал — бесконечно малый индекс фазовой модуляции тока, КА которого равна — I_b (ток, наведенный на резонаторы 75-й гармоникой тока пучка). Выходной сигнал ВЧ системы, воздействующий на пучок (рис. 1), — индекс фазовой модуляции ортогональной (к вектору I_b) составляющей КА ускоряющего напряжения. Выходной сигнал разомкнутой цепи обратной связи — КА вынужденных фазовых колебаний пучка, возбуждаемых фазовыми колебаниями ортогональной составляющей ускоряющего напряжения. Коэффициент передачи звена разомкнутой цепи обратной связи, образованного пучком, — это отношение КА вынужденных фазовых колебаний пучка к КА индекса фазовых колебаний ортогональной составляющей ускоряющего напряжения ($K_B(f)$). Коэффициент передачи разомкнутой цепи ОС — отношение КА выходного сигнала к КА входного для этой разомкнутой цепи ($K_{fb}(f)$). Если эта цепь обратной связи оказывается устойчивой, то резонансная кривая для дипольных синфазных колебаний сгустков определится как [4]

$$A(f) = \frac{K_B(f)}{1 - K_{fb}(f)}. \quad (7)$$

По этой кривой можно определить резонансные частоты и добротность когерентных синхротронных колебаний, которые при малом токе совпадают с невозмущенными значениями

$$F_s = F_0 \sqrt{\frac{\alpha q u \sin \phi_s}{2\pi E_{in}}}, \quad Q_s = \pi \frac{E_{in} F_s}{\Delta E F_0}, \quad (8)$$

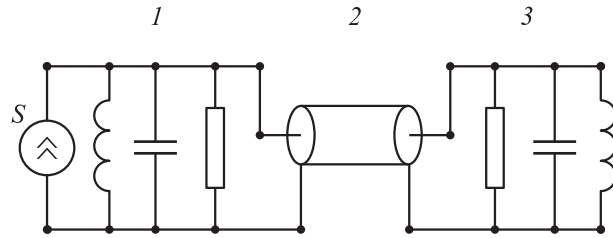


Рис. 2. Эквивалентная схема для генератора ВЧ мощности (1), ускоряющего резонатора (3) и соединяющего их фидера (2) для первого и второго каналов.

где $\phi_s = a \cos(\Delta E/u)$ — синхронная фаза, E_{in} — энергия электронов, u — ускоряющее напряжение, а α, q, F_0 определены в табл. 1.

5. Эквивалентные параметры ВЧ системы

Для дальнейших расчетов определим параметры эквивалентной схемы „выходной резонансный контур генератора ВЧ мощности — фидер — ускоряющий резонатор“ для первого и второго каналов (рис. 2). Они определяются из того, что при энергии электронов $E_0 = 2.3 \text{ GeV}$ и токе электронов $i = 0.3 \text{ A}$ фидер согласован и все параметры пересчитываются к максимальным ускоряющим напряжениям U_1 и U_2 (см. (5)). Кроме того, во втором канале резонаторы подключены к пучку и фидеру последовательно, поэтому будем считать, что фидер нагружен на резонатор с вдвое большим шунтовым сопротивлением, чем у одиночного резонатора. Поэтому волновое сопротивление фидера для эквивалентных схем первого и второго каналов ρ_{fn} (n — номер канала), шунтовые сопротивления генераторов r_{gn} и волновые сопротивления генераторов ρ_{gn} определяются соответственно как (см. табл. 1)

$$\rho_{fn} = \frac{|U_n|^2}{2P}, \quad r_{gn} = \frac{R_g |U_n|^2}{u_g^2}, \quad \rho_{gn} = \frac{\rho_g |U_n|^2}{u_g^2}. \quad (9)$$

6. Сопротивления резонаторов на несущей и боковых частотах

При дальнейших расчетах коэффициентов передачи необходимо знать комплексные сопротивления резонаторов на несущей и боковых частотах, а для этого — резонансные частоты ускоряющих резонаторов. Собственная резонансная частота резонатора управляется системой автоподстройки резонатора. Для этого на фазометр подаются сигналы с датчика напряжения резонатора и датчика тока возбуждения резонатора (ток на выходе фидера). Сигнал с фазометра управляет системой подстройки частоты резонатора так, чтобы поддерживать постоянную разность фаз между напряжением на резонаторе и током фидера.

Определим, насколько отличается собственная частота резонатора от частоты ВЧ системы в зависимости от показаний фазометра.

Для фидера на несущей частоте активная шунтовая проводимость нагрузки, которая зависит от мощностей, потребляемых ускоряющими резонаторами и пучком, определится как

$$g_{sh n} = \frac{2(P_{an} + P_{abn})}{|u_n|^2}, \quad P_{abn} = u_{cn}i, \quad P_{an} = \frac{|u_n|^2}{2R_{sh n}}, \quad (10)$$

где $n = 1, 2$ — номер канала, $R_{sh n} = R_{sh n}$ — шунтовое сопротивление резонатора в n -м канале, $g_{sh n}$ — активная шунтовая проводимость нагрузки для фидера в n -м канале, P_{an} — активная мощность, потребляемая ускоряющими резонаторами n -го канала, P_{abn} — активная мощность, потребляемая пучком из n -го канала.

Входное сопротивление резонатора, нагруженного пучком, зависит от разности фаз напряжения на ускоряющем резонаторе и током фидера в точке подключения фидера к резонатору. Эта разность фаз выбирается оператором по тем или иным соображениям и поддерживается в процессе работы ускорителя системой автоподстройки частоты резонатора. Определим входные сопротивления резонаторов, нагруженных пучком, на несущей частоте и на боковых частотах. Комплексные сопротивления резонаторов, нагруженных пучком, на несущей частоте определяются как

$$z_{sh n} = \frac{1}{g_{sh n}(1 + j \operatorname{tg}(\theta_{uin}))}, \quad (11)$$

где $z_{sh n}$ — комплекс сопротивления резонатора первого канала, нагруженного пучком ($n = 1$), или комплекс сопротивления последовательно включенных двух резонаторов второго канала, нагруженных пучком ($n = 2$), θ_{uin} — сдвиг по фазе между напряжением на ускоряющих резонаторах n -го канала и выходным током фидера (рис. 2).

Для того чтобы определить комплексные сопротивления резонаторов на боковых частотах, необходимо определить расстройки резонаторов по частоте. Эти расстройки определим из следующей системы уравнений:

$$\begin{cases} P_n = 0.5u_n \bar{I}_n = P_{an} + jP_{rn}, \\ I_n = \frac{u_n}{Z_n}, \\ Z_n = \frac{R_{sh n}}{(1 + j2Q_n \Delta f_n / f_0)}, \end{cases} \quad (12)$$

где P_n, P_{an}, P_{rn} — соответственно полная, активная и активная мощности n -го резонатора; u_n, I_n — КА напряжения на резонаторе и его тока; $Z_n, R_{sh n} = Q_n \rho_n, \rho_n, Q_n$ — комплексное, шунтовое и волновое сопротивления n -го резонатора и его добротность, Δf_n — расстройка n -го резонатора, или разность между несущей и собственной частотами резонатора, f_0 — несущая частота.

Для определения расстроек резонаторов необходимо вычислить реактивные мощности P_m . Реактивная мощ-

ность n -го резонатора определится (10) как

$$\begin{cases} P_{rn} = P_{rfn} - P_{rbn}, \\ P_{rbn} = u_{sn}i, \\ P_{rfn} = -(P_{rn1} - P_{rbn}) \operatorname{tg}(\theta_{uin}) \end{cases}$$

или

$$P_{rn} = -(u_{sn}i) \frac{1 - \operatorname{tg}(\theta_{uin})}{1 + \operatorname{tg}(\theta_{uin})}, \quad (13)$$

где P_{rn}, P_{rfn}, P_{rbn} — реактивные мощности резонатора, фидера в месте подключения к резонатору (рис. 1) и пучка для n -го канала соответственно.

Расстройки резонаторов определяются (см. (12), (13), табл. 1) как

$$\Delta f_n = -f_0 \frac{P_{rn} \rho_n}{|u_n|^2}, \quad n = 1, 2. \quad (14)$$

Здесь $\rho_1 = R_{sh}/Q$ (см. табл. 1), $\rho_2 = 2\rho_1$, так как во втором канале два ускоряющих резонатора включены последовательно.

Комплексные сопротивления резонаторов на боковых частотах определяются при этом как

$$Z_n(\pm f) = \frac{R_{sh n}}{1 + j2Q(\Delta f_n \pm f)/f_0}.$$

7. Коэффициенты передачи звеньев цепей обратной связи

При расчетах надо знать значения коэффициентов передачи $k_x(f)$ звеньев ВЧ каналов на несущей частоте f_0 и на верхней и нижней боковых частотах $f_0 \pm f$, звеньев низкочастотных (НЧ) цепей ОС на частоте модуляции f , а также значения коэффициентов передачи между ВЧ и НЧ цепями (для звеньев AD, PD, AM и PM).

Приведем нормированные коэффициенты передачи звеньев, из которых состоят цепи обратных связей на рис. 1. Ниже везде U_0 — КА ВЧ напряжения на несущей частоте, U^\pm — КА ВЧ напряжения на верхней и нижней боковых частотах, U_a и U_φ — КА в НЧ цепях АРУ и ФА соответственно.

1. Коэффициенты передачи ряда звеньев имеют вид (x — название звена)

$$k_x(f) = \frac{1}{1 + 2\pi j f \tau_x}. \quad (15)$$

В виде (15) записывают как коэффициенты передачи НЧ звеньев на частоте f , так и ВЧ звеньев, для которых $k_{xRF}(f_0 \pm f) = k_x(\pm f)$. Эти коэффициенты нормированы на значения коэффициентов передачи на нулевой частоте модуляции. Значения постоянных τ_x для звеньев (см. разд. 2) с коэффициентами передачи (15) приведены в табл. 2.

Таблица 2.

Звено x	$\tau_x, \text{с}$
AD ₁ , AD ₂ , PD ₁ , PD ₂ , DCA CC	$\tau_{ad, \varphi d, dca} = 1.6 \cdot 10^{-6}$ $\tau_{cc} = 0.1$
AM, PM	$\tau_{am, \varphi m} = 0.08 \cdot 10^{-6}$
PA, k_1, k_2	$\tau_{\varphi a, k_1, k_2} = 0.016 \cdot 10^{-6}$

При этом

U^\pm на входе AD связаны с U_a на его выходе как

$$U_a = k_{ad}(f)|U_{a0}| \left(\frac{U^+}{U_0} + \overline{(U^-/U_0)} \right),$$

U_a на входе AM связано с U^\pm на его выходе как

$$U^+ = k_{am}(f)U_0 0.5 \frac{U_a}{|U_{a0}|},$$

$$U^- = k_{am}(f)U_0 0.5 \frac{\bar{U}_a}{|U_{a0}|},$$

U^\pm на входе PD связаны с U_φ на его выходе как

$$U_\varphi = k_{\varphi d}(f)|U_{\varphi 0}| j \left(\frac{U^+}{U_0} - \overline{(U^-/U_0)} \right),$$

U_φ на входе PM связано с U^\pm на его выходе как

$$U^+ = -0.5jU_0 k_{\varphi m}(f) \frac{U_\varphi}{|U_{\varphi 0}|},$$

$$U^- = -0.5jU_0 k_{\varphi m}(f) \frac{\bar{U}_\varphi}{|U_{\varphi 0}|}.$$

2. Коэффициент усиления звеньев LFA₁, LFA₂, LFP₁, LFP₂:

$$K_{lfa, lfp}(f) = k_{dca}(f)k_{cc}(f).$$

3. Коэффициент усиления звеньев G₁₁, G₁₂:

$$K_{g11, g12}(f) = k_{pa}(f)k_{k1}(f)k_{k2}(f).$$

4. Выходные каскады генераторов (G₁, G₂), фидеры (F₁, F₂) и резонаторы (C₁, C₂') описываются матрицами перехода

$$\begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix}_{in} = \hat{A} \begin{pmatrix} U \\ I \end{pmatrix}_{out}.$$

Матрицы перехода \hat{A} звеньев G₁, G₂

$$\hat{A}_{gn}(f) \approx \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{r_{gn}} \left(1 + j2Q_{gn} \frac{(\Delta f_{gn} + f)}{f_0} \right) & 1 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

где $\Delta f_{gn} = f_0 - f_{gn}$ — расстройка генератора, r_{gn} — шунтовые сопротивления генераторов (9).

Матрицы перехода звеньев F₁, F₂ (фидеры)

$$\hat{A}_{fn}(f) = \begin{pmatrix} \cos(\arg_n(f)) & j\rho_{fn} \sin(\arg_n(f)) \\ \frac{j}{\rho_{fn}} \sin(\arg_n(f)) & \cos(\arg_n(f)) \end{pmatrix},$$

где

$$\arg_n(f) = 2\pi \frac{l_{fn} f_0}{c} \left(1 + \frac{f}{f_0} \right),$$

l_{fn} — длина фидера, ρ_{fn} определяется соотношением (9).

Матрицы перехода звеньев C₁, C₂' (резонаторы)

$$\hat{A}_{cn}(f) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_{shn}} \left(1 + j2Q_n \frac{(\Delta f_{cn} + f)}{f_0} \right) & 1 \end{pmatrix},$$

где $\Delta f_{cn} = f_0 - f_{cn}$ — расстройка n -го резонатора, определяется (14).

Матрица перехода звена цепи ОС, состоящего из выходного резонатора третьего каскада генератора, фидера и ускоряющего резонатора (звенья G₁, F₁, C₁ и G₂, F₂, C₂'), равна $\hat{A}(f)^{-1}$:

$$\hat{A}_n(f) = (\hat{A}_g(f)\hat{A}_f(f)\hat{A}_c(f))_n.$$

Коэффициент передачи от третьего каскада генератора через фидер к резонатору равен

$$k_{gc}(f) = [(\hat{A}_n(f))_{2,1}]^{-1}, \quad n = 1, 2 \text{ — номер канала.}$$

Этот коэффициент передачи (размерности сопротивления) нормирован на множитель размерности Ω^{-1} .

Эта же матрица определяет сопротивление резонатор-генератор для пучка:

$$Z(f) = \frac{(\hat{A}_n(f))_{2,2}}{(\hat{A}_n(f))_{2,1}}. \quad (17)$$

Произведение всех нормировочных коэффициентов для цепи АРУ в первом и во втором каналах — KA1 и KA2, а для цепи ФА — KF1 и KF2.

8. Вычисление коэффициентов усиления разомкнутых цепей ОС

Когда ОС по пучку разомкнута, то каналы ВЧ не связаны между собой и для них коэффициенты усиления (1)–(3) вычисляются отдельно для каждого и одинаково (с точностью до замены индекса — номера канала). При их вычислении удобно ориентировать вектор напряжения вдоль действительной оси (т.е. $U_0 = \bar{U}_0 = |U_0|$). Когда же ОС по пучку учитывается, то вдоль действительной оси ориентируем вектор тока пучка (при этом $U_0 = |U_0|e^{i\phi_s}$).

При анализе будем рассматривать уравнения, связывающие КА ВЧ напряжений на несущей частоте U_0 и на верхней и нижней боковых частотах U^\pm и КА в НЧ цепях ОС U_a и U_φ , а также КА фазового движения пучка φ_b .

Разомкнем все ключи на рис. 1. Подадим на вход LFA₁ сигнал с КА $U_{a \text{ in}}$, а на вход LFP₁ — сигнал с КА $U_{\varphi \text{ in}}$. Звенья цепи ОС преобразуют этот сигнал в боковые

гармоники напряжения на резонаторе U^\pm . Амплитудная и фазовая модуляции, вызываемые этими гармониками, регистрируются амплитудным и фазовым детекторами и дают выходные сигналы $U_{a\text{out}}$ (на выходе AD_1) и $U_{\varphi\text{out}}$ (на выходе PD_1). Запишем систему уравнений, связывающую эти входные и выходные сигналы (учитывая ориентировку вектора напряжения вдоль действительной оси и коэффициенты передачи звеньев, приведенные в разд. 7):

$$\left\{ \begin{array}{l} U^\pm = -U_a^\pm - U_\varphi^\pm, \\ U_a^+ = |U_0| K_{\beta\alpha}^+ \frac{U_{a\text{in}}}{|U_{a0}|}, \\ U_a^- = |U_0| K_{\beta\alpha}^- \frac{\bar{U}_{a\text{in}}}{|U_{a0}|}, \\ U_\varphi^+ = -|U_0| K_{\beta\varphi}^+ \frac{U_{\varphi\text{in}}}{|U_{\varphi 0}|}, \\ U_\varphi^- = -|U_0| K_{\beta\varphi}^- \frac{\bar{U}_{\varphi\text{in}}}{|U_{\varphi 0}|}, \\ U_{a\text{out}} = |U_{a0}| \frac{(U^+ + \bar{U}^-)_{\text{out}}}{|U_0|}, \\ U_{\varphi\text{out}} = |U_{\varphi 0}| \frac{j(U^+ - \bar{U}^-)}{|U_0|}, \end{array} \right. \quad (18)$$

где $K_{\beta\alpha}^+ = K_{\beta\alpha}(\pm f)$, $K_{\beta\varphi}^\pm = K_{\beta\varphi}(\pm f)$,

$$K_{\beta\alpha}(f) = 0.5 K A k_{ad}(f) K_{ifa}(f) k_{am}(f) K_{g1} k_{gc}(f),$$

$$K_{\beta\varphi}(f) = 0.5 j K F k_{\varphi d}(f) K_{1f\varphi}(f) \times k_{am}(f) k_{\varphi m}(f) K_{g1}(f) k_{gc}(f). \quad (19)$$

8.1. Коэффициент усиления разомкнутой цепи ОС по амплитуде K_a определяем из (18) при условии $U_{\varphi\text{in}} = 0$ (т.е. когда на вход подается только амплитудная модуляция):

$$K_a = \frac{U_{a\text{out}}}{U_{a\text{in}}} = -(K_{\beta\alpha}^+ + \bar{K}_{\beta\alpha}^-). \quad (20)$$

8.2. Коэффициент усиления разомкнутой цепи ОС по фазе $K_{\varphi 1}$ определяем из (18) при условии $U_{a\text{in}} = 0$ (т.е. когда на вход подается только фазовая модуляция):

$$K_{\varphi 1} = \frac{U_{\varphi\text{out}}}{U_{\varphi\text{in}}} = j(K_{\beta\varphi}^+ - \bar{K}_{\beta\varphi}^-). \quad (21)$$

8.3. Коэффициент усиления разомкнутой цепи ОС по фазе при замкнутой цепи ОС по амплитуде K_φ определяем из (18) при условии $U_{a\text{in}} = U_{a\text{out}}$ (т.е. ОС по амплитуде замкнута):

$$K_\varphi = \frac{U_{\varphi\text{out}}}{U_{\varphi\text{in}}} = j \frac{-\bar{K}_{\beta\varphi} + K_{\beta\varphi}^+ + 2(-\bar{K}_{\beta\varphi}^- K_{\beta\alpha}^+ + K_{\beta\varphi}^+ \bar{K}_{\beta\alpha}^-)}{1 - K_a}, \quad (22)$$

где коэффициент усиления K_a определен в (20).

8.4. Коэффициенты передачи между индексом фазовой модуляции тока пучка и индексом фазовой модуляции ортогональной составляющей ускоряющего напряжения.

Для дальнейших расчетов вектор тока пучка ориентируем вдоль действительной оси. Вектор напряжения при этом запишется как $U_0 = |U_0| e^{i\phi}$.

В разделе 8 перечислены коэффициенты передачи всех звеньев, образующих обратные связи АРУ и ФА. Для расчета коэффициента усиления разомкнутой цепи ОС пучок — (ВЧ система) — пучок еще нужно знать коэффициенты передачи между индексом фазовой модуляции тока пучка φ_b и индексом фазовой модуляции ортогональной составляющей ускоряющего напряжения φ_v ($\varphi_b \rightarrow \varphi_v$ и $\varphi_v \rightarrow \varphi_b$).

При модуляции напряжения на резонаторе

$$\Delta U_r(t) = \text{Re}(U^+ e^{j\Omega t} + U^- e^{-j\Omega t}),$$

$\Omega = 2\pi f$, индекс фазовой модуляции напряжения φ_v выражается через КА гармоник напряжения на верхней и нижней боковых частотах как

$$\varphi_v = \frac{U^+ + \bar{U}^-}{|U_0| \sin \phi_s} = \frac{j(U^+ + \bar{U}^-)}{j \text{Im}(U_0)}, \quad (23)$$

где ϕ_s — равновесная фаза, $|U_0|$ — амплитуда ускоряющего ВЧ напряжения.

В символической записи для комплексных амплитуд неоднородное уравнение синхротронных колебаний для частиц пучка имеет вид [5]

$$-\Omega^2 \varphi_b + 2j\Omega\delta\varphi_b + \Omega_0^2 \varphi_b = \Omega_0^2 \varphi_v, \quad (24)$$

где φ_b — КА фазовых колебаний пучка, δ — декремент радиационного затухания, Ω_0 — частота синхротронных колебаний (при нулевом токе пучка и в отсутствие модуляций напряжения).

Из (24) следует передаточная функция от φ_v к φ_b на частоте $f = \Omega/2\pi$:

$$K_B(f) = \frac{\varphi_b}{\varphi_v} = \frac{\Omega_0^2}{-(2\pi f)^2 + 2j\delta(2\pi f) + \Omega_0^2}. \quad (25)$$

Модуляции КА гармоники тока и напряжения, наведенных пучком в резонаторе, записываются как

$$\Delta I^+ = \frac{-jI_b}{2} \varphi_b, \quad \Delta I^- = \frac{-jI_b}{2} \bar{\varphi}_b,$$

$$U_b^\pm = Z_c(f_0 \pm f) \Delta I^\pm = Z_c^\pm \Delta I^\pm.$$

Подставив (26) в (23), получим передаточную функцию от φ_b к φ_v

$$K_U = \frac{\varphi_v}{\varphi_b} = \frac{-jI_b}{2|U_0| \sin \phi_s} (Z_c^+ - \bar{Z}_c^-).$$

8.5. Коэффициент усиления разомкнутой цепи ОС пучок — (ВЧ система) — пучок при замкнутых цепях ОС по амплитуде и фазе.

Запишем уравнения, связывающие входные и выходные сигналы во всех цепях ОС. Разомкнем ключи К1 на рис. 1 (цепи ОС по амплитуде и фазе замкнуты). Подадим на вход цепи ФА1, ФА2, АРУ1, АРУ2 сигналы

с КА $U_{\phi in1}$, $U_{\phi in2}$, $U_{a in1}$, $U_{a in2}$ соответственно, а на вход цепи пучок — (ВЧ система) — сигнал $\varphi_{b in}$ — КА фазовых колебаний пучка. Отметим, что уравнения для выходных значений амплитуды и фазы в цепях ОС с пучком записываются так же, как и для каждого резонатора по отдельности (с учетом поворота вектора напряжения на каждом из резонаторов на угол ϕ_{sn} , $n = 1, 2$), а действующие на пучок напряжения обоих резонаторов суммируются.

Звенья цепей ОС АРУ, ФА, ПР преобразуют эти сигналы в боковые гармоники напряжения на резонаторе U^\pm , сумма которых регистрируется фазовым и амплитудным детекторами и дает выходные сигналы $U_{\phi out n}$ и $U_{a out n}$. Так как цепи АРУ и ФА замкнуты, то $U_{a out n} = U_{a in n}$ и $U_{\phi out n} = U_{\phi in n}$. На выходе разомкнутой цепи ПР получаем выходной сигнал $\varphi_{b in}$. В результате система уравнений имеет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} U_0 = |U_0|e^{j\phi_s} = U_{01} + U_{02} = |U_{01}|e^{j\phi_{s1}} + |U_{02}|e^{j\phi_{s2}}, \\ U_n^\pm = U_{bn}^\pm - U_{an}^\pm - U_{\phi n}^\pm, \quad n = 1, 2, \\ U_{an}^+ = U_{0n}K_{\beta an}^+ \frac{U_{ainn}}{|U_{a0}|}, \\ U_{an}^- = U_{0n}K_{\beta an}^- \frac{\bar{U}_{ainn}}{|U_{a0}|}, \\ U_{\phi n}^+ = -U_{0n}K_{\beta \phi n}^+ \frac{U_{\phi in n}}{|U_{\phi 0}|}, \\ U_{\phi n}^- = -U_{0n}K_{\beta \phi n}^- \frac{\bar{U}_{\phi in n}}{|U_{\phi 0}|}, \\ U_{bn}^+ = 0.5jZ_{cn}^+ I_{q0} \varphi_{b in}, \\ U_{bn}^- = 0.5jZ_{cn}^- I_{q0} \bar{\varphi}_{b in}, \\ \varphi_v = \frac{(U_1^+ + \bar{U}_1^-) + (U_2^+ + \bar{U}_2^-)}{|U_0| \sin \phi_s}, \\ \varphi_{b out} = K_B \varphi_v, \\ U_{a out n} = |U_{a0}| \left(\frac{U_n^+}{U_{0n}} + \frac{\bar{U}_n^-}{\bar{U}_{0n}} \right), \\ U_{\phi out n} = |U_{\phi 0}| j \left(\frac{U_n^+}{U_{0n}} - \frac{\bar{U}_n^-}{\bar{U}_{0n}} \right), \\ U_{a out n} = U_{a in n}, \\ U_{\phi out n} = U_{\phi in n}, \end{array} \right.$$

где $K_{\beta \phi}^\pm$, $K_{\beta a}^\pm$ определены в (19) для каждого канала, а K_B — в (25).

Заменяя уравнения для U^- на комплексно-сопряженные и исключив из уравнений $U_{a out n}$, $U_{\phi out n}$ и U_n^\pm , получим

$$\begin{aligned} K_{2BC} &= \varphi_{b out} / \varphi_{b in} = K_{BC}^1 + K_{BC}^2, \\ K_{BC}^n &= \frac{jI_{q0}K_B}{2|U_0| \sin \phi_s} \frac{1}{(1 - K_{\phi n}^n)(1 - K_{a n}^n)} \\ &\times \left\{ (1 + \bar{K}_{\beta an}^- (1 - e^{-2j\phi_{sn}}) + j\bar{K}_{\beta \phi n}^- (1 + e^{-2j\phi_{sn}})) Z_{cn}^+ \right. \\ &\left. - (1 + K_{\beta an}^+ (1 - e^{2j\phi_{sn}}) - jK_{\beta \phi n}^+ (1 + e^{2j\phi_{sn}})) \bar{Z}_{cn}^- \right\}, \\ &n = 1, 2. \end{aligned} \quad (27)$$

Итак, получены выражения для всех коэффициентов усиления разомкнутых цепей ОС (см. (20), (21), (22), (27)). Для обеспечения устойчивости ВЧ полной системы с замкнутыми обратными связями и с учетом влияния пучка все эти коэффициенты усиления должны удовлетворять критерию Найквиста, т.е. годограф K_{2BC} не должен охватывать на комплексной плоскости точку $(1 + j0)$ [3].

9. Резонансная кривая для синфазных дипольных колебаний сгустков электронов при всех замкнутых цепях ОС

Передаточная функция от φ_v к φ_b определяется как (25). С учетом коэффициента усиления разомкнутой цепи ОС пучок—(ВЧ система)—пучок для двух ВЧ каналов одновременно при замкнутых цепях ОС по амплитуде и фазе (27) передаточная функция от φ_v к φ_b при всех замкнутых ОС равна (см. (7))

$$A(f) = \frac{K_B(f)}{1 - K_{2BC}(f)}. \quad (28)$$

10. Результаты расчетов

Расчеты проводились для длин фидера $\lambda/4$, $\lambda/2$, $\lambda/8$ и энергий электронов $E = 0.45, 1.2, 2.3$ GeV. Коэффициенты усиления $KA_1 = 6$, $KA_2 = 3.3$, $KF_1 = KF_2 = 0.1$ были выбраны так, чтобы цепи обратных связей АРУ и ФА обоих каналов были устойчивы (годографы (20), (22)). При выбранных коэффициентах усиления исследовался годограф коэффициента усиления $K(f)$ разомкнутой цепи ОС пучок—(ВЧ система) при замкнутых цепях ОС по амплитуде и фазе (27) для разных токов. Исследования проводились для $\theta_{ui} = 0$ и для расстройки частоты выходного каскада генератора $\Delta f_g = 0$ (см. (11) и (16)).

На рис. 3, *a, b* показаны годографы для двух вариантов расчета, для $E = 2.3$ GeV и фидера $\lambda/8$, при замкнутой и разомкнутой ОС. При разомкнутой ОС граничный ток определяется статической неустойчивостью. Отметим, что показана только часть годографа для $f > 0$, а вторая часть графика для $f < 0$ (комплексно-сопряженная к изображенной) опущена. Для удобства изображения, вне окружности единичного радиуса (отмеченной точками), амплитуда коэффициента усиления показана в логарифмическом масштабе:

$$K(f) \rightarrow (1 + \lg |K(f)|) \exp(j \arg(K(f))) \text{ для } |K(f)| > 1.$$

Для тех же вариантов энергии и длины фидера на рис. 4, *a, b* показаны резонансные кривые для дипольных синфазных колебаний сгустков (в полулогарифмическом масштабе) при замкнутых ОС $A(f)$ (см. (28)) для разных токов, не превышающих граничного тока. Справа приведены значения частоты F_s и добротности Q_s фазовых колебаний пучка (для бесконечно малых токов,

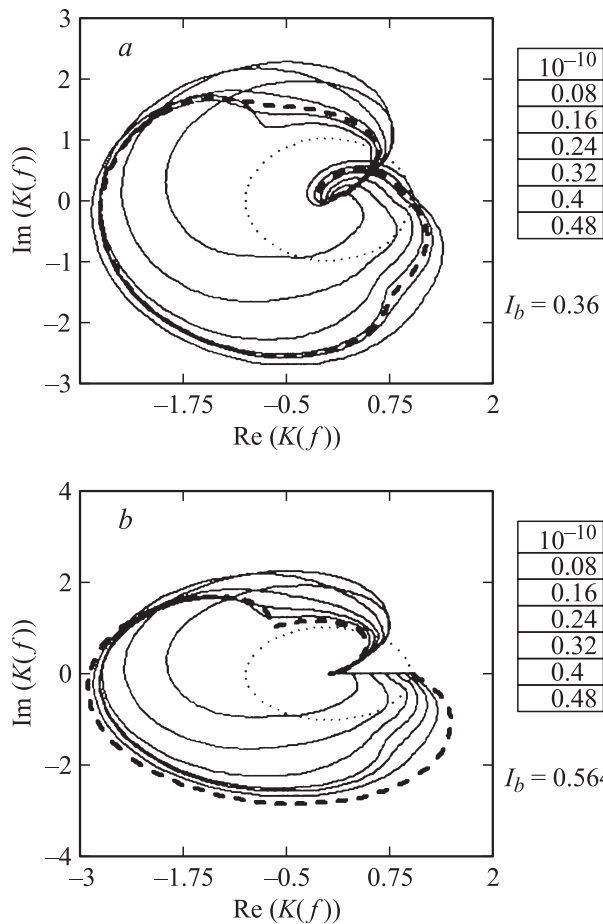


Рис. 3. Годографы коэффициента усиления $K(f)$ разомкнутой цепи ОС пучок — ВЧ система при замкнутых (а) и разомкнутых (б) цепях ОС по амплитуде и фазе для разных токов.

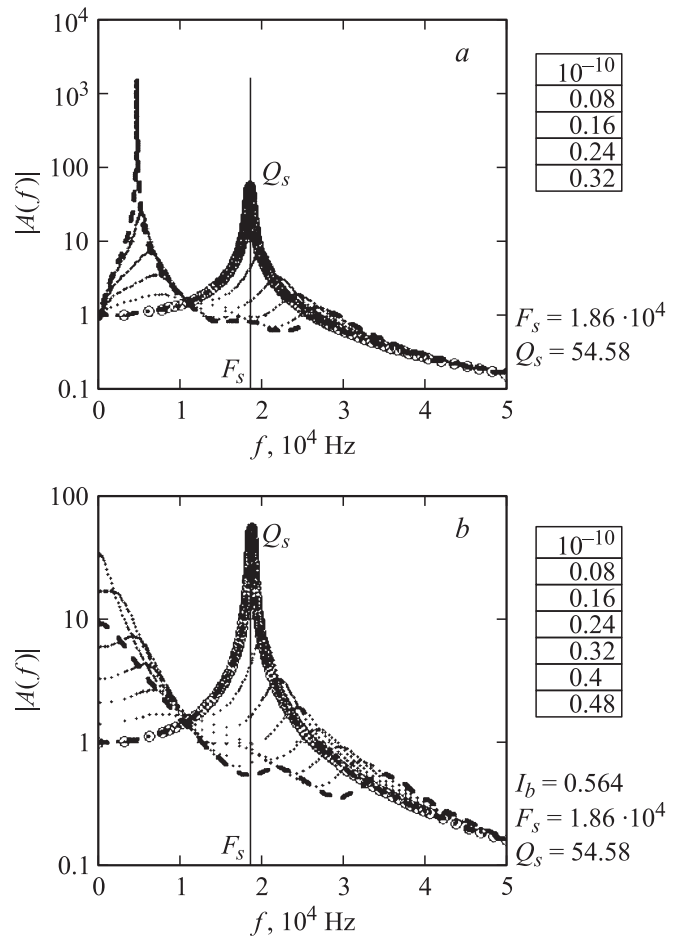


Рис. 4. Резонансные кривые для дипольных синфазных колебаний сгустков при замкнутых (а) и разомкнутых (б) цепях ОС по амплитуде и фазе для разных токов.

см. (8)). Эти величины совпадают с координатами точки максимума резонансной кривой для нулевого тока. По резонансным кривым можно судить о сдвиге частоты синхротронных колебаний и изменении их добротности при разных токах.

В табл. 3 приведены граничные токи, выше которых наблюдается неустойчивость продольного движения электронов, для разных энергий и длин фидеров, с

Таблица 3.

Фидер	E , GeV	U_0 , MV	Граничный ток, А	
			ОС разомкнуты	ОС замкнуты
$\lambda/4$	0.45	0.2	0.0104	0.0083
	1.2	1	0.19	0.155
	2.3	1.5	0.95	0.55
$\lambda/2$	0.45	0.3	> 100	0.2
	1.2	1	0.9 (ст)	0.5
	2.3	1.5	0.138 (ст)	0.125
$\lambda/8$	0.45	0.3	> 100	1.5
	1.2	1	34 (ст)	3.5
	2.3	1.5	0.45 (ст)	0.36

разомкнутыми и с замкнутыми цепями АРУ и ФА. Жирным шрифтом выделены минимальные граничные токи во всем диапазоне энергий для каждого фидера. При разомкнутых ОС отмечены (как (ст)) случаи, когда граничный ток определяется статической неустойчивостью.

На рис. 5 приведена зависимость граничных токов для фидера $\lambda/8$ на энергии 2.3 GeV, если коэффициенты усиления ($KA1$, $KA2$, $KF1$, $KF2$) увеличиваются в a раз ($0 \leq a \leq 10$, $a = 0$ соответствует разомкнутым ОС). Области устойчивых токов затемнены. Монотонность зависимости граничного тока от коэффициентов усиления сохраняется при $0 < a < 6.9$. При дальнейшем увеличении коэффициентов усиления области устойчивости прорезаются полосами неустойчивости. При работе в этой области ($a > 6.9$) возможно скачкообразное уменьшение тока. Этот факт демонстрирует, что параметры цепей ОС существенно влияют на граничные токи. В отличие от рис. 5 для фидеров $\lambda/4$ и $\lambda/2$ зависимость граничных токов от a монотонна.

О характере возникающих неустойчивостей можно судить по зависимости $R^- - R^+$ от частоты модуляции, определяющей декремент синфазных фазовых колебаний

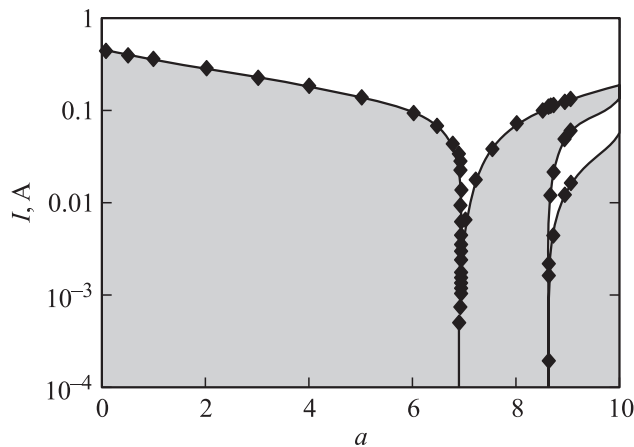


Рис. 5. Граничные токи и области устойчивых токов в зависимости от увеличения коэффициентов усиления $KA1$, $KA2$, $KF1$ и $KF2$ в a раз.

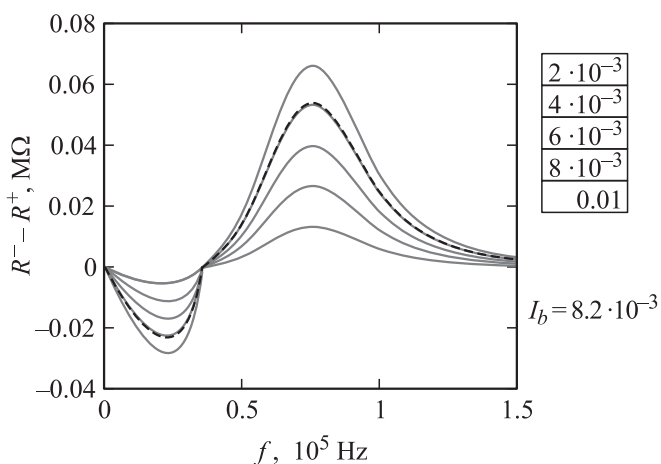


Рис. 6. Зависимости $R^- - R^+$ от частоты модуляции для фидера $\lambda/4$, энергии 0.45 GeV для разных токов (масштаб отрицательной части графика увеличен в 10 раз).

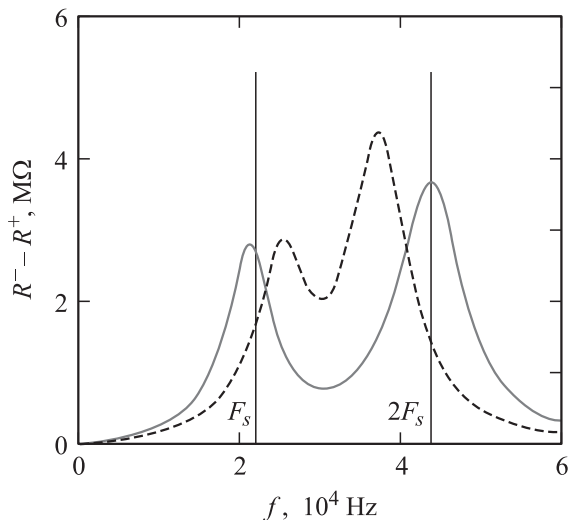


Рис. 7. Зависимости $R^- - R^+$ от частоты модуляции для фидера $\lambda/8$, энергии 0.45 GeV и тока пучка 120 mA при разном распределении напряжений между ВЧ каналами (пунктир — исходные напряжения; сплошная линия — U_1 увеличено на 15%).

пучка ($R^\pm = \text{Re}(Z(\pm f))$), см. (17)). Так, для фидера $\lambda/4$ на частотах меньше 35 kHz на всех энергиях в фазовые колебания пучка вносится инкремент, т.е. $R^- - R^+$ принимает отрицательные значения (см. рис. 6 для энергии 0.45 GeV).

На рис. 7 приведена зависимость $R^- - R^+$ от частоты модуляции для фидера $\lambda/8$, энергии 0.45 GeV и тока пучка 120 mA при разном распределении напряжений между ВЧ каналами (U_1 согласно (5) и увеличенное на 15%, а U_2 пересчитывается согласно (1)). Во втором случае (при увеличенном U_1) верхний максимум графика $R^- - R^+$ сдвинется вверх, а нижний вниз, при этом увеличатся декременты и дипольных (на частоте F_s), и квадрупольных (на частоте $2F_s$) колебаний ступков. Этот рисунок демонстрирует, что перераспределение напряжений между каналами может увеличивать одновременно декременты как дипольных, так и квадрупольных колебаний (за счет уменьшения кпд генератора).

Заключение

В работе предложена методика расчета влияния параметра элементов ВЧ систем на предельные токи заряженных частиц в ускорителе и показано ее применение на примере накопителя „Сибирь-2“.

Проведены исследования устойчивости ВЧ системы с фидерами длины $\lambda/4$, $\lambda/2$, $\lambda/8$.

При фидере $\lambda/8$ удается настроить ВЧ систему так, что она обеспечивает устойчивость тока 0.3 A во всем диапазоне энергий от 0.45 до 2.3 GeV. При этом фазовое движение пучка остается устойчивым, ВЧ система вносит большой декремент колебаний, начиная с малых токов.

Вычисления проводились при жестко заданном распределении напряжений между резонаторами, однако при необходимости, перераспределяя ускоряющее напряжение между первым и вторым каналами, можно эффективно управлять вносимым затуханием из-за взаимодействия ступков ускоряемых электронов с ВЧ системой для когерентных дипольных и квадрупольных фазовых колебаний.

При фидере $\lambda/4$, из-за того что в диапазоне частот дипольных синхротронных колебаний при токах больше нуля $R^- - R^+$ становится меньше нуля, вносится инкремент. На энергии инжекции при тех же параметрах, что и для фидера $\lambda/8$, предельный накопленный ток 8 mA. Расстройками резонатора выходного каскада (вверх по частоте) и ускоряющего резонатора (вниз по частоте) пороговый ток можно увеличить, однако это увеличение достигается за счет потери кпд генератора, и этот порог меньше 300 mA.

Если длина фидера $\lambda/2$, то при малых токах вносимый декремент мал, при средних увеличивается, а при больших снова уменьшается. Достигается порог накопленного тока 125 mA. Кроме того, при $\lambda/2$ при разомкнутых ОС наблюдается статическая неустойчивость (при $f = 0$), ее порог 138 mA.

Коэффициенты усиления по цепям ОС при корректирующих цепочках (15) на частоте 300 Hz могут становиться меньше единицы и не подавляют пульсации амплитуды и фазы ускоряющего напряжения на гармониках промышленной частоты. Для того чтобы ОС могли подавлять эти неустойчивости, в качестве корректирующих цепочек можно применить гребенчатый фильтр, настроенный на гармоники промышленной частоты.

Подробнее метод и результаты расчетов приведены в препринте [6].

Список литературы

- [1] *Sedlyarov J.K., Arbuzov V.S.* et al. Proceedings of the 23rd Particle Accelerator Conference, 4–8 May 2009, Vancouver, British Columbia, Canada. С. 3.
- [2] *Карлинер М.М.* Препринты ИЯФ 74–105, 74–106, 74–107. Части 1–3. Новосибирск, 1974. (С. 47, С. 50, С. 50).
- [3] *Красовский А.А., Поспелов Г.С.* Основы автоматики и технической кибернетики. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. 600 с.
- [4] *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 507 с.
- [5] *Коломенский А.А., Лебедев А.Н.* Теория циклических ускорителей. М.: Физматгиз, 1962. 352 с.
- [6] *Петров В.М., Митянина Н.В.* Препринт ИЯФ 2010-6. Новосибирск, 2010. 42 с.