



ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАУЧНЫЙ ЦЕНТР РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ИНСТИТУТ ФИЗИКИ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

ИФВЭ 2006–3
ОУ У–70

С.В. Иванов, О.П. Лебедев

**ЦЕПЬ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ
ДЛЯ СТОХАСТИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРОТОНОВ
ИЗ СИНХРОТРОНА ИФВЭ.
РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТЫ НА ПУЧКЕ**

Протвино 2006

Аннотация

Иванов С.В., Лебедев О.П. Цепь обратной связи для стохастического вывода протонов из синхротрона ИФВЭ. Разработка и эксперименты на пучке: Препринт ИФВЭ 2006–3. — Протвино, 2006. — 18 с., 15 рис., библиогр.: 7.

Излагаются результаты работ, выполненных в 2005 г., по созданию системы стохастического (шумового) медленного вывода пучка из протонного синхротрона У–70 ИФВЭ. Их целью являлись разработка и экспериментальное исследование на пучке полнофункционального макета системы стохастического вывода. Макет предназначен для опытной эксплуатации в сеансах ускорителя, способен сформировать длительные прямоугольные импульсы сброса пучка и подавить пульсации вывода.

Обсуждаются принципы построения цепи обратной связи, обслуживающей пучок при выводе (он не является линейной и инвариантной во времени системой). Предложена и исследована схемотехническая модель пучка при выводе. Приведено описание созданной экспериментальной аппаратуры. Представлены результаты работы на пучке У–70 в сеансе 2005 г., подтвердившие работоспособность прототипа системы шумового наведения.

Abstract

Ivanov S.V., Lebedev O.P. Feedback Circuit for Stochastic Extraction of Protons from the IHEP Synchrotron. Development and Beam Tests: IHEP Preprint 2006–3. — Protvino, 2006. — p. 18, figs. 15, refs.: 7.

The paper reports on outcomes of research efforts sustained in 2005 towards developing a stochastic (noise) slow extraction system of beam from the U70 proton synchrotron of IHEP. Their goal was to develop and test a full-function prototype of the stochastic slow extraction system fit for trial operation during the machine runs, and capable of producing lengthy flat-topped and smooth spills.

Design approaches to a feedback loop affecting the waiting beam stack (which is neither linear nor time-invariant object) are discussed. A circuit model of the beam being extracted is proposed and studied. Dedicated electronics purpose-built for beam experiments is specified. Results of beam observations during 2005 machine run of the U70 are presented. These fully confirm serviceability of the noise extraction system prototype in question.

В ИФВЭ продолжают работы по созданию системы стохастического (шумового) медленного вывода пучка из протонного синхротрона У–70. Подробное физическое обоснование этой системы приведено в работах [1], [2]. Результаты первой экспериментальной проверки ее работоспособности опубликованы в работе [3].

В настоящей статье обсуждаются основные итоги проводимых работ. Их целью являлась разработка и экспериментальное исследование на пучке У–70 полнофункционального макета системы стохастического вывода. Он предназначен для опытной эксплуатации в сеансах ускорителя, способен сформировать прямоугольный импульс сброса пучка и подавить пульсации вывода.

1. Принцип работы системы стохастического вывода

Вкратце, основной принцип работы системы вывода заключается в следующем.

Частота ускорения пучка в У–70 равна 5,5–6 МГц. На верхнем плате ведущего магнитного поля ВЧ–напряжение этой частоты выключается. Перед выводом пучок разгруппировывается. Далее применяется вспомогательная ВЧ–система частоты 200 МГц. Она возбуждается суммой детерминированного несущего ВЧ–колебания и аддитивного фазового шума. Контролируемый шум вызывает диффузию пучка по импульсу. Из-за ненулевой хроматичности бета-тронных колебаний диффузия наводит протоны на горизонтальный выводной резонанс 3-го порядка. Пучок, ожидающий вывода, размещается вне (вблизи) сепаратрис 200 МГц на продольной фазовой плоскости. Последний этап транспортировки пучка к резонансу вывода проходит за счет финитных фазовых колебаний внутри сепаратрис 200 МГц. Эти сепаратрисы с хорошей точностью играют роль поглощающей стенки (стока), принимающей поток выводимых частиц.

При количественном описании процесса диффузии проводится усреднение по фазе ψ продольного движения. Независимой переменной является продольное действие $J \geq 0$. Эта переменная пропорциональна площади, ограниченной фазовой траекторией на плоскости $(\varphi, \xi = -d\varphi/dt)$. Здесь φ есть фаза частицы в поле гармоника ускоряющего поля частоты 200 МГц, измеренная в единицах ВЧ радиан; ξ – обобщенный импульс; t – время. Переменная ξ пропорциональна отклонению импульса частицы от равновесного значения за критической энергией (вывод из У–70).

Естественной единицей измерения переменной J является величина действия на сепаратрисе, обозначенная J_S . Она равна

$$J_S = 8\Omega_0/\pi, \quad (1)$$

где Ω_0 — циклическая частота малых продольных колебаний.

Распределение частиц представляется функцией $f(J, t) = dN/dJ(J, t)$. Начальный профиль пучка $f(J, t = 0)$ нормирован на 1. Он формируется после выключения ускоряющего поля частоты

ты 6 МГц в результате разгруппирования пучка. Дальнейшая эволюция $f(J, t)$ описывается уравнением диффузии

$$\frac{\partial f(J, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial J} \left(D(J) \frac{\partial f(J, t)}{\partial J} \right), \quad J \in [J_s, \infty), \quad t \geq 0, \quad (2)$$

где $D(J) > 0$ — коэффициент диффузии, зависящий от спектральной плотности мощности шума $P(\Omega)$. Далее для краткости $P(\Omega)$ именуется “спектром шума”.

Граничные условия для краевой задачи имеют вид

$$f(J = J_s, t) = 0, \quad f(J = \infty, t) = 0. \quad (3)$$

Относительное число частиц $N(t)$, остающихся в пучке ко времени t , находится как

$$N(t) = \int_{J_s}^{\infty} f(J, t) dJ, \quad N(0) = 1. \quad (4)$$

Убыль интенсивности пучка идет по закону

$$\frac{dN}{dt}(t) = Q(J_s, t), \quad Q(J, t) = -D(J) \frac{\partial f(J, t)}{\partial J}, \quad (5)$$

где $Q(J_s, t)$ — диффузионный поток частиц извне через сепаратрису. Он направлен в сторону уменьшения координаты J , поэтому $Q(J_s, t) < 0$. Поток частиц на вывод (импульс сброса) обозначен $\Phi(t) = -Q(J_s, t) > 0$, $[\Phi] = 1/c$.

Способ расчета коэффициента диффузии $D(J)$ изложен в работах [4], [5]. $D(J)$ является взвешенной суммой спектра $P(\Omega)$ на синхротронных гармониках $m\Omega_s(J)$, где $\Omega_s(J)$ — частота нелинейных синхротронных колебаний, m — номер гармоники. При управляемом шумовом наведении происходит медленное адиабатическое изменение уровня мощности шума. В результате исходный спектр $P(\Omega)$ приобретает дополнительный фактор $P(\Omega) \cdot G(t)$, и диффузия пучка становится слабо нестационарной. Функция $G(t) > 0$ обозначает искомый закон шумового наведения (фактор форсирования шума).

При постоянном уровне шума $G(t) = 1$. Тогда получаем так называемый естественный сброс без плоской вершины импульса $\Phi(t)$. Условимся отмечать естественные законы вывода нижним индексом “0”:

$$N(t) = N_0(t), \quad \Phi(t) = \Phi_0(t). \quad (6)$$

Эти законы получаются при численном решении уравнения (2). Они же наблюдались при экспериментах с пучком в осеннем (2004 г.) сеансе У-70 [3].

Потребителям пучка нужны (прямоугольные) импульсы сброса $\Phi(t)$ с плоской вершиной. Их можно получить с помощью нужного закона шумового наведения $G(t)$, изменяющего ход сброса согласно уравнениям

$$N(t) = N_0 \left(\int_0^t G(t') dt' \right), \quad \Phi(t) = G(t) \Phi_0 \left(\int_0^t G(t') dt' \right). \quad (7)$$

Способ аналитического определения функции $G(t)$ на основе законов $N_0(t)$ и $\Phi_0(t)$ обсуждается в работах [1], [3].

В принципе, такой (базовый) закон наведения может быть воспроизведен с помощью генератора функций. Однако на практике в этих целях более удобно использовать цепь обратной связи по постоянной составляющей сигнала тока выведенного пучка. Она должна лучше

справляться с недостаточной повторяемостью параметров пучка У–70 от цикла к циклу ускорения, наблюдавшейся в экспериментах [3].

Основной целью данной работы является решение вопроса о возможности получения прямоугольного импульса сброса $\Phi(t)$ (и, соответственно, линейного закона убыви интенсивности $N(t)$) из (7) и подавления пульсаций вывода с помощью цепи обратной связи по току выведенного пучка.

2. Линейная теория цепей обратной связи

2.1 Общие положения

Используем сигналы во временной области. Будем рассматривать отрицательную обратную связь по току выведенного пучка. Уравнение замыкания цепи обратной связи имеет вид

$$\delta\Phi^{(tot)} = \delta\Phi^{(ext)} - \delta\Phi^{(fb)}. \quad (8)$$

Здесь $\delta\Phi^{(tot)}$ есть остаточная ошибка регулирования; $\delta\Phi^{(ext)}$ – внешняя ошибка, задаваемая сторонними факторами; $\delta\Phi^{(fb)}$ – корректирующий сигнал, вносимый цепью обратной связи.

Считаем, что события развиваются на фоне невозмущенного закона наведения $G_0(t)$, вид которого зададим позже. Исполняющее воздействие доводится до пучка в виде

$$G = G_0 - \delta G, \quad (9)$$

причем поправка δG к закону наведения формируется на основе наблюдаемого разностного сигнала (8)

$$\delta G = K \delta\Phi^{(tot)}, \quad (10)$$

где $K > 0$ – постоянный коэффициент усиления, $[K] = \text{с}$. Отсюда видно, что из состава классической триады PID-регулирования (пропорциональное, интегральное, дифференциальное) мы используем лишь один пропорциональный канал. Этого достаточно для наших целей.

Воспользуемся приближением малого сигнала δG и найдем линейную вариацию по G второго из уравнений (7)

$$\delta\Phi^{(fb)}(t) = \delta G(t) \Phi_0 \left(\int_0^t G_0(t') dt' \right) + G_0(t) \Phi_0' \left(\int_0^t G_0(t') dt' \right) \int_0^t \delta G(t') dt', \quad (11)$$

где “штрих” у Φ_0 обозначает дифференцирование по полному аргументу.

Замкнем цепь обратной связи, следуя уравнениям (8) и (10). В результате найдем простую связь между остаточной и внешней ошибкой регулирования:

$$\int_0^t \delta\Phi^{(tot)}(t') dt' = \frac{1}{1 + K\Phi_0 \left(\int_0^t G_0(t') dt' \right)} \int_0^t \delta\Phi^{(ext)}(t') dt'. \quad (12)$$

По сути, рассматриваемая цепь обратной связи обслуживает интегральную ошибку сигнала сброса, накопленную к текущему моменту t . Такова природа объекта управления. По этой причине добавление к (10) сигнала интеграла ошибки (PI-регулирование) оказывается избыточным. Ошибка в скорости изменения выводимого потока незначительна для потребителей пучка. Поэтому дифференциальный (D) канал регулирования в (10) также не нужен.

Второе слагаемое в знаменателе формулы (12) имеет смысл суммарного коэффициента усиления вдоль замкнутого контура обратной связи. Он зависит от времени t . Рассматриваемая система не является инвариантной по времени. Для ее анализа нельзя использовать преобразование Фурье по t .

Продифференцировав уравнение (12) по t , видим, что мгновенная остаточная ошибка $\delta\Phi^{(tot)}$ пропорциональна взвешенной сумме $\delta\Phi^{(ext)}$ и $\int\delta\Phi^{(ext)}dt'$. Она убывает по мере роста коэффициента усиления K , что и требуется от системы обратной связи.

Возможны два варианта дальнейшего применения формулы (12).

2.2 Цепь с обратной связью по постоянному сигналу

Назначение цепи — формирование плоской вершины импульса выведенного пучка. В этом случае невозмущенный закон наведения — это просто $G_0 = 1$. Внешняя ошибка суть

$$\delta\Phi^{(ext)}(t) = \Phi_0(t) - \Phi_{FT}, \quad (13)$$

где Φ_{FT} есть предписанный уровень сигнала сброса, измеренный по его плоской вершине. Тогда вместо (12) получим

$$\int \delta\Phi^{(tot)}(t') dt' = \frac{1}{1 + K\Phi_0(t)} \int (\Phi_0(t') - \Phi_{FT}) dt'. \quad (14)$$

Из-за того, что $\Phi_0(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow 0$ или ∞ , прямоугольный импульс будет сложнее всего формировать в начале и конце вывода. Остаточная ошибка $\rightarrow 0$ при увеличении коэффициента усиления K .

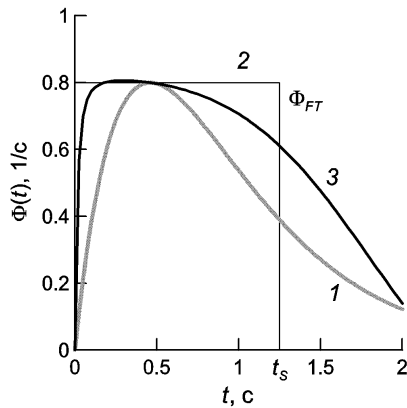


Рис. 1. Импульсы вывода.

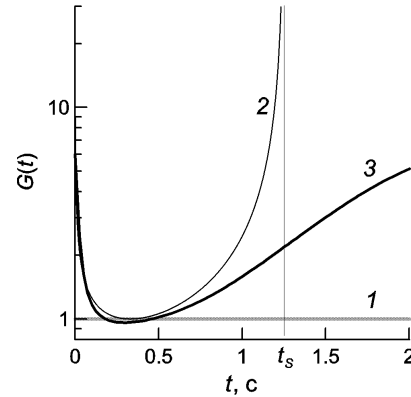


Рис. 2. Законы шумового наведения.

Скорректированный закон наведения (9) имеет вид

$$G = 1 - K \delta\Phi^{(tot)} \quad (15)$$

и является искомым приближением к идеальному закону, формирующему $\Phi(t) = \Phi_{FT}$.

Впрочем, в рассматриваемом случае внешняя ошибка (13) не является малой, и линейная теория цепи обратной связи оказывается недостаточной. Рабочим будет нелинейный режим использования цепи. Уравнения (14) и (15) нужны скорее для понимания качественной стороны проблемы и как база для проверки иных способов моделирования системы наведения.

Рассмотрим пример аналитической модели естественного сброса в виде

$$N_0(t) = (1 + \beta t) \exp(-\beta t), \quad \Phi_0(t) = \beta^2 t \exp(-\beta t), \quad (16)$$

где β — свободный параметр. Он задает время достижения $\max\Phi_0$, равное $t_M = 1/\beta$, и величину $\max\Phi_0 = \Phi_M = \beta/e$. Качественно модель (16) весьма близка к реальности. При необходимости ее всегда можно заменить результатами решения уравнения (2), либо данными экспериментальных измерений.

Для определенности выберем $\beta = 0,8\text{e} 1/\text{с}$. Это соответствует длительности естественного сброса 1,5–2 с, наблюдавшейся в экспериментах с пучком [3]. График функции (16) показан кривой 1 на рис. 1. Соответствующий закон наведения $G = 1$ представлен прямой 1 на рис. 2.

Идеальный закон наведения $G_0(t) \geq 1$, соответствующий выбору $\Phi_{FT} = \Phi_M$, показан в виде кривой 2 на рис. 2. Метод его расчета изложен в [1], [3]. Такой $G_0(t)$ приводит к прямоугольному импульсу сброса с плоской вершиной Φ_{FT} , совпадающей с пиком естественного сброса, и асимптотической длиной $t_S = 1/\Phi_{FT}$ (ломаная линия 2 на рис. 1.).

Кривые 3 на рис. 1 и 2 показывают результаты применения формул (14) и (15) для коэффициента усиления $K = 25$ с и естественного сброса вида (16). Нет сомнения, что рассматриваемая цепь обратной связи изменяет форму сброса нужным образом. Более точный анализ работы цепи обратной связи в режиме большого сигнала проводится далее методом схемотехнического моделирования.

2.3 Цепь с обратной связью по переменному сигналу

Назначение — подавление пульсаций вывода. Для простоты считаем, что с помощью ранее упомянутой цепи удастся в точности воспроизвести базовый закон наведения $G_0(t)$, обеспечивающий прямоугольный импульс сброса. Это означает, что выполнено условие

$$\Phi_{FT} = G_0(t) \Phi_0 \left(\int_0^t G_0(t') dt' \right), \quad 0 < t < t_S, \quad (17)$$

где $t_S = 1/\Phi_{FT}$ — предельная (асимптотическая) длительность прямоугольного сброса.

Теперь внешняя ошибка имеет смысл переменной составляющей (пульсаций) сигнала вывода, наблюдаемой при разомкнутой цепи обратной связи,

$$\delta\Phi^{(ext)}(t) = \Phi(t) - \Phi_{FT}. \quad (18)$$

На практике вычитание постоянной составляющей происходит за счет использования фильтра верхних частот. Теперь вместо (12) получим

$$\int_0^t \delta\Phi^{(tot)}(t') dt' = \frac{1}{1 + K\Phi_{FT}/G_0(t)} \int_0^t (\Phi(t') - \Phi_{FT}) dt'. \quad (19)$$

Из-за того что $G_0(t) \rightarrow \infty$ при $t \rightarrow 0, t_S$, подавление пульсаций будет сложнее всего осуществить в начале и конце вывода. Длительность участков с увеличенными пульсациями $\propto t_S/K$. Она убывает с ростом коэффициента усиления K .

Таким образом, обе рассматриваемые цепи обратной связи — формирующая плоскую вершину импульса и подавляющая пульсации вывода — основаны на одинаковом физическом принципе (12). Они различаются только способом выбора базового закона $G_0(t)$, вблизи которого происходит процесс подавления внешних возмущений, и полосой обслуживаемых частот (обратная связь по постоянной либо переменной составляющей сигнала выведенного пучка).

3. Схемотехническая модель пучка при выводе

Есть три причины, по которым нужна эта модель:

1. Нетривиальные регулировочные характеристики в канале управления “уровень мощности шума — ток выведенного пучка”. Объект управления не является линейной инвариантной во времени системой.
2. Ожидаемый нелинейный режим работы системы обратной связи.
3. Необходимость адекватной интеграции модели пучка в пакет схемотехнического моделирования. Он используется для синтеза и расчета реализуемых электронных схем и тестиро-

вания работоспособности систем обратной связи в замкнутом состоянии еще на этапе разработки электроники.

3.1 Обоснование модели

Рассмотрим последовательную RLC цепь с медленно изменяющимися номиналами сопротивления R , индуктивности L и емкости C . Пусть в $t = 0$ начинается разряд емкости C , имевшей начальный заряд q_0 . Разряд происходит согласно дифференциальному уравнению второго порядка

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\beta \frac{dq}{dt} + \omega^2 q = 0, \quad (20)$$

$$2\beta = R/L, \quad \omega^2 = 1/LC.$$

Начальные условия есть

$$q(0) = q_0, \quad i(0) = -\frac{dq}{dt}(0) = 0. \quad (21)$$

Предположим, что элементы RLC цепи (медленно) изменяются по закону

$$R(t) = R_0/G(t), \quad L(t) = L_0/G^2(t), \quad C = C_0, \quad (22)$$

где R_0 , L_0 и C_0 обозначают номиналы элементов цепи в отсутствие регулирования (для $G = 1$). Тогда уравнение (20) можно переписать в виде

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\beta_0 G(t) \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 G^2(t) q = 0, \quad (23)$$

$$2\beta_0 = R_0/L_0, \quad \omega_0^2 = 1/L_0 C_0.$$

Перейдем к новой независимой переменной

$$t \rightarrow \tau, \quad d\tau/dt = G(t) \quad \text{или} \quad \tau = \int G(t') dt'.$$

Тогда вместо (23) имеем

$$\frac{d^2 q}{d\tau^2} + \left(2\beta_0 + \frac{d \ln G}{d\tau} \right) \frac{dq}{d\tau} + \omega_0^2 q = 0. \quad (24)$$

При выполнении неравенства

$$2\beta_0 \gg \left| \frac{d \ln G}{d\tau} \right| = \left| \frac{d}{d\tau} \left(\frac{1}{G} \right) \right|,$$

выражающего условие медленного (адиабатического) изменения номиналов элементов цепи, приходим к приближенному дифференциальному уравнению с постоянными коэффициентами

$$\frac{d^2 q}{d\tau^2} + 2\beta_0 \frac{dq}{d\tau} + \omega_0^2 q = 0. \quad (25)$$

При условии, что

$$\beta_0 = \omega_0, \quad (26)$$

получим вырожденную аperiодическую систему с одним полюсом второго порядка в передаточной функции. Она имеет монотонно убывающее решение

$$q(t)/q_0 = N_0 \left(\int_0^t G(t') dt' \right), \quad N_0(t) = (1 + \beta_0 t) \exp(-\beta_0 t). \quad (27)$$

Дифференцированием функции $q(t)$ убеждаемся, что ток разряда емкости C изменяется по закону

$$i(t)/q_0 = G(t) \Phi_0 \left(\int_0^t G(t') dt' \right), \quad \Phi_0(t) = \beta_0^2 t \exp(-\beta_0 t). \quad (28)$$

Уравнения (27) и (28) являются полными аналогами уравнения (7). Действительно,

- как функционал от $G(t)$, отношение $q(t)/q_0$ соответствует $N(t)$ — нормированному на “единицу” сигналу интенсивности пучка, ожидающего вывода;
- отношение $i(t)/q_0$ ведет себя подобно сигналу $\Phi(t)$ сброса частиц;
- функция $G(t)$, осуществляющая согласованное управление по закону (22) номиналом сопротивления R и индуктивности L , является аналогом закона шумового наведения — фактора форсирования уровня мощности шума при выводе (размах шумового сигнала $\propto G^{1/2}$).

Цель работы над схмотехнической моделью — сформировать закон $G(t)$ путем использования обратной связи по сигналу тока разряда $i(t)/q_0$.

Единственное, что отличает модель (27), (28) от реальной ситуации — это форма естественного сброса $N_0(t)$ и $\Phi_0(t)$. Она не совпадает с сигналами, получаемыми при решении уравнения (2) либо наблюдаемыми на пучке [3]. Это отличие совершенно непринципиально для проверки работоспособности разрабатываемых цепей обратной связи.

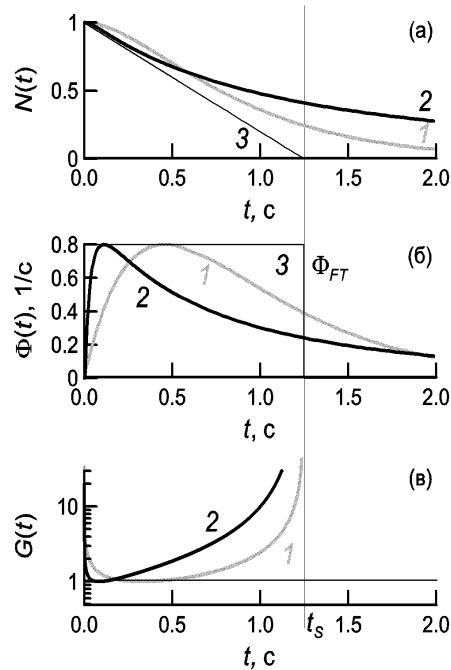


Рис. 3. Сравнение форм сброса и законов наведения для схмотехнической модели (1) и решения уравнения диффузии (2).

Для подтверждения на рис. 3а, б построены графики функций (27), (28) (кривые 1). Результат численного решения уравнения (2) для режима вывода из У-70 показан кривыми 2. Для определенности в обоих случаях выбраны одинаковые максимальные значения сигнала сброса $\Phi_0(t)$, $\max \Phi_0 = 0,8$ 1/с.

Принципиальное сходство между семействами кривых 1 и 2 на рис. 3а, б очевидно. Естественный сброс $\Phi_0(t)$, полученный в результате решения уравнения диффузии (и наблюдавшийся экспериментально [3]), затухает $\propto 1/t^2$. Это более медленно, чем экспонента в схемотехнической модели. Однако такое различие несущественно для изучения работоспособности цепей обратной связи, призванных формировать нужный закон наведения $G(t)$.

Для примера на рис. 3в показаны графики идеального закона наведения $G_0(t)$. В обоих рассматриваемых случаях 1 и 2 он приводит к прямоугольному импульсу сброса с плоской вершиной Φ_{FT} , совпадающей с пиком естественного сброса, и длиной $t_S = 1/\Phi_{FT}$ (ломаные линии 3 на рис. 3а, б). Закон наведения имеет особенности $G_0(t) \propto (t_S/t)^{1/2}$ при $t \rightarrow 0$ и $G_0(t) \propto t_S/(t_S - t)$ (кривая 1) либо $\propto (t_S/(t_S - t))^2$ (кривая 2) при $t \rightarrow t_S$.

Естественный сброс вида (27), (28) уже рассматривался в качестве примера в (16).

Таким образом, схемотехническим аналогом задачи управления пучком при стохастическом медленном выводе является задача получения и стабилизации прямоугольного импульса разряда конденсаторной батареи C через аperiodическую RLC цепь с управляемыми переменными сопротивлением R и индуктивностью L .

3.2 Принципиальная блок-схема модели

Принципиальная блок-схема модели пучка при стохастическом выводе показана на Рис.

4.

В момент времени $t = 0$ замыкается ключ $S1$ и начинается разряд конденсатора C_0 , предварительно заряженного до потенциала V_{C0} . Его начальный заряд $q_0 = C_0 V_{C0}$. Аperiodическая цепь разряда, по которой протекает ток $i(t)$, состоит из индуктивности L и резисторов R и r . Постоянный резистор r — это измерительный шунт с величиной сопротивления $r \ll R$.

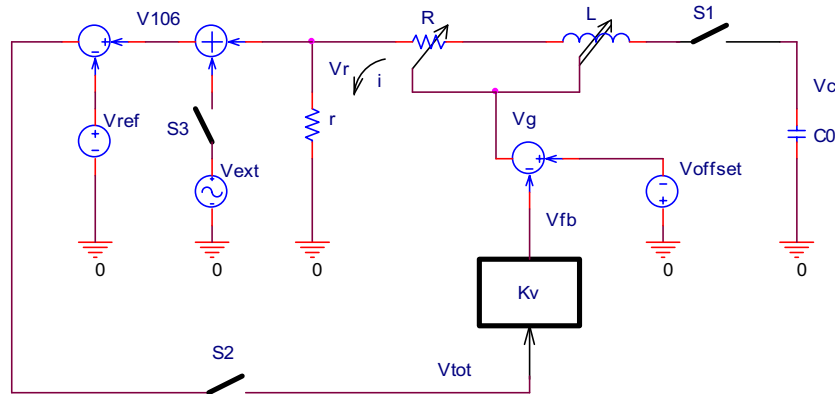


Рис. 4. Принципиальная блок-схема модели пучка.

Наблюдаемые при моделировании сигналы напряжения на элементах C_0 и r подобны сигналам интенсивности циркулирующего пучка

$$N(t) = \frac{V_C(t)}{V_{C0}} = \frac{q(t)}{q_0} \quad (29)$$

и выводимого потока частиц

$$\Phi(t) = \frac{V_r(t)}{r q_0} = \frac{i(t)}{q_0} \quad (30)$$

соответственно. Далее для упрощения обозначений на осях ординат диаграмм напряжений в узлах схемотехнической модели будем использовать левую часть равенств (29) и (30).

Номиналы элементов R и L переменны и согласованно изменяются управляющим напряжением V_g по закону (22). Рабочей точке системы соответствуют центральные величины $R = R_0$ и $L = L_0$. Они устанавливаются источником постоянного напряжения смещения V_{offset} при разомкнутой цепи обратной связи (ключ $S2$). Так выбирается сброс (разряд) $N_0(t)$ и $\Phi_0(t)$, который объявляется “естественным”. Ему приписывается постоянный закон наведения $G = 1$.

В соответствии с (10) сигнал обратной связи $\delta V^{(fb)}$ формируется на основе сигнала суммарной ошибки $\delta V^{(tot)}$ по пропорциональному закону

$$\delta V^{(fb)} = K_V \delta V^{(tot)}, \quad (31)$$

где K_V — коэффициент усиления по напряжению в цепи электроники системы обратной связи (она показана блоком K_V на рис. 4.) Коэффициент усиления K для представления (10) пересчитывается по формуле

$$K = \frac{dG}{dV_g} r q_0 K_V, \quad (32)$$

где dG/dV_g есть крутизна регулирования величины $G = R_0/R = (L_0/L)^{1/2}$ по управляющему входу V_g .

Сигнал сброса регистрируется как напряжение V_r на измерительном сопротивлении r . Генератор переменного напряжения $\delta V^{(ext)}$ имитирует внешнюю помеху — пульсации вывода. На практике сигнал сброса наблюдается с помощью монитора вторичных частиц. Этот монитор измеряет ток выведенного пучка и расположен в 106-м прямолинейном промежутке магнитной структуры У-70. Поэтому для суммы $V_r + \delta V^{(ext)}$ используется обозначение V_{106} . Выбор точки приложения внешней помехи не принципиален. Она всегда может быть пересчитана к выходному узлу.

Источник постоянного напряжения V_{ref} задает опорный сигнал для устройства сравнения. Этот сигнал заказывает уровень плоской вершины сигнала сброса, равный $\Phi_{FT} \cong V_{ref}/r q_0$. Таким образом, сигнал суммарной ошибки, поступающий на вход канала обратной связи, есть

$$\delta V^{(tot)} = V_{106} - V_{ref} = V_r + \delta V^{(ext)} - V_{ref}. \quad (33)$$

Цель работы системы обратной связи — обеспечить малую наблюдаемую результирующую ошибку $\delta V^{(tot)}$. Иными словами, это означает получение прямоугольного импульса V_{106} , имеющего предписанную амплитуду плоской вершины, равную V_{ref} , и подавленные (по сравнению с $\delta V^{(ext)}$) пульсации.

3.3 Детализированная блок-схема модели

Принципиально важными компонентами схемотехнической модели являются ее управляемые элементы — переменный резистор R и переменная индуктивность L .

В качестве сопротивления R , управляемого напряжением, будем использовать сопротивление “сток–исток” полевого транзистора PN4391 (его отечественный аналог — транзистор КП302Г), смотри блок R на рис. 5. В качестве индуктивности L , управляемой напряжением, будем использовать схему гиратора [7]. Она показана блоком L на рис. 5. В схеме используются идеальные операционные усилители. Со стороны разъемов 1–2 она ведет себя как индуктивность.

Осуществив одинаковое управление величиной активных сопротивлений полевых транзисторов J_0 , J_1 и J_2 по схеме рис. 5, мы реализуем согласованный закон изменения R и L , предписанный уравнением (22).

На рис. 5 показана электронная схема модели пучка при стохастическом выводе. Для расчета электрических цепей используется программа численного схемотехнического модели-

рования [8]. При моделировании используются известные (реализуемые) элементы цепей, входящие в базу данных программы. В этих условиях для осуществления линейного управления (напряжение \rightarrow сопротивление) при моделировании временная шкала сжата примерно в 1000 раз по сравнению с реальной длительностью процесса вывода пучка из У-70. Это сжатие нужно только для построения модели пучка при стохастическом выводе. Электроника собственно цепи обратной связи в таком сжатии не нуждается. Она в состоянии обслужить вывод в реальном масштабе времени. В номиналы реализуемых цепей вносится поправка, учитывающая это сжатие по t .

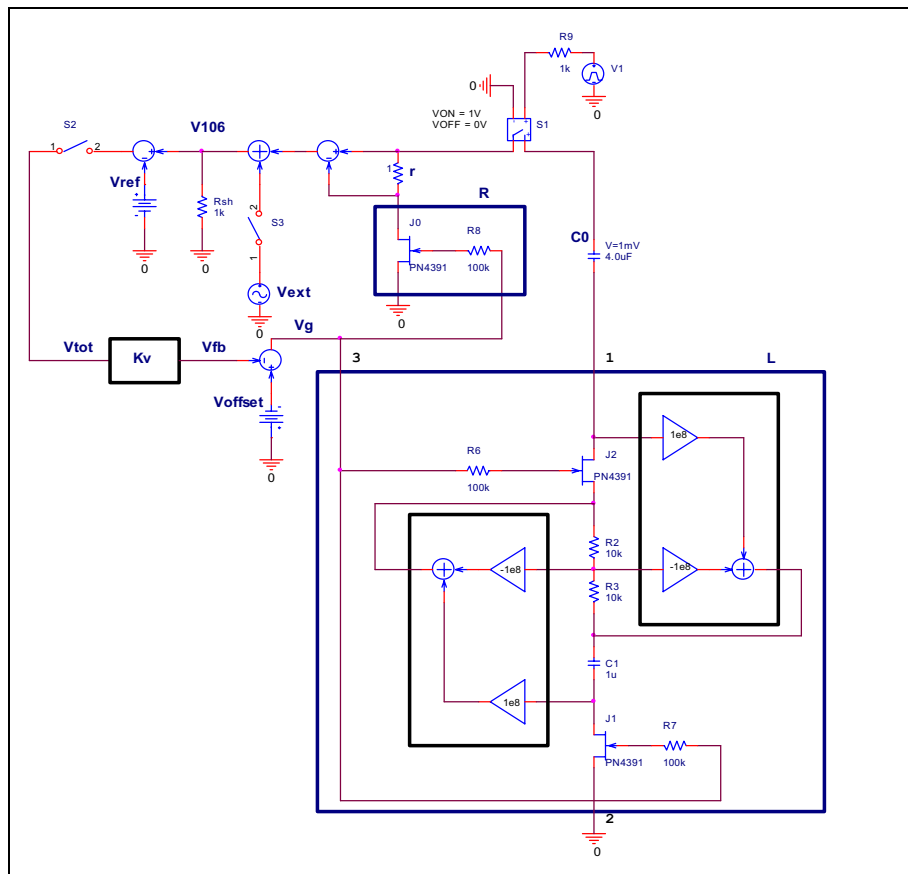


Рис. 6. Схемотехническая реализация модели пучка.

По схемотехническим соображениям сток полевого транзистора и один из внешних разъемов гиратора должны находиться при нулевом потенциале [7]. По этой причине порядок следования элементов r , R , L и C_0 цепи разряда, показанный на рис. 4, в схеме на рис. 5 пришлось изменить на R , r , C_0 и L (по часовой стрелке).

На рис. 6 построены статические регулировочные характеристики объекта регулирования по управляющему сигналу V_g — напряжению на затворе полевых транзисторов. Использована схемотехническая модель (рис. 5). Цепь обратной связи разомкнута ключом S_2 , и потому $V_g = V_{offset}$. Длительность импульса разряда выбирается ключом S_1 и составляет 2 мс. Напряжение начального заряда конденсатора C_0 равно 1 мВ. Величины напряжений смещения сведены в следующую таблицу:

№ кривой	1	2	3	4	5
V_g , В	-4.0	-4.25	-4.5	-4.75	-5.0
G	1.63	1.32	1	0.677	0.355

Координата максимума сброса $\Phi_M = \max V_i/rq_0 \propto G$ (см. первое из уравнений (28)). Сброс (разряд) по кривым 3 объявлен “естественным”, и потому получил коэффициент $G = 1$. Крутизна регулирования составляет $dG/dV_g = 1,3$ 1/В. При схемотехническом моделировании правильно воспроизводятся зависимости, показанные кривыми 1 на рис. 3а, б.

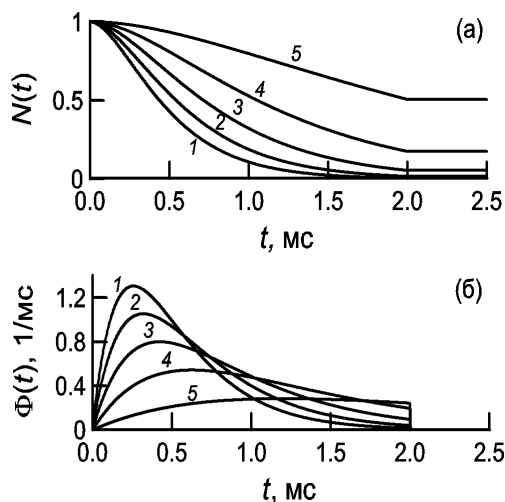


Рис. 7. Статические регулировочные характеристики схемотехнической модели пучка по напряжению на затворе полевых транзисторов.

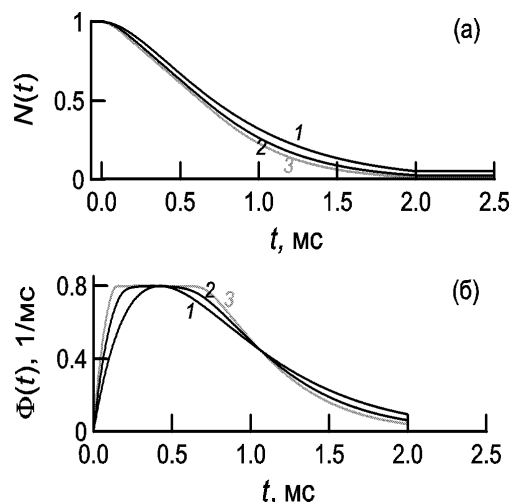


Рис. 8. Естественный и управляемый сброс.

3.4 Формирование плоской вершины импульса сброса

На рис. 7 показаны естественный (кривая 1) и управляемый (кривая 2) сбросы. Замкнута обратная связь по постоянному сигналу (ключ S2). Имитатор переменной внешней помехи отключен (ключ S3 разомкнут). Коэффициент усиления $K_V = 4,8 \cdot 10^6$. Подсчет коэффициента K по формуле (32) приводит к величине $K = 25$ мс. Отсюда ясно, что кривая 2 на рис. 7б получена для коэффициента усиления K , соответствующего коэффициенту K для графика 3 на рис. 1. Таким образом, результаты применения линейной теории цепи обратной связи и схемотехнического моделирования ее работы хорошо согласуются между собой.

На рис. 7, как и на рис. 1, ожидаемый уровень амплитуды плоской вершины сброса Φ_{FT} (задается опорным напряжением V_{ref}) совпадает с пиком естественного сброса Φ_M (задается напряжением смещения V_{offset}). Оказалось, что это условие не является оптимальным для формирования нужного закона наведения средствами обратной связи по постоянному сигналу. Причина в том, что обслуживается однополярная внешняя ошибка с быстрым накоплением интеграла ошибки по t , смотри формулу (14). Динамический диапазон обратной связи оказывается недостаточным. Подтверждение приведено на рис. 7. Коэффициенты усиления цепи обратной связи, управляющей сбросами 2 и 3, увеличены в пропорции 1:100. В ответ ход сброса изменился весьма незначительно.

Большой практический интерес представляет режим, когда амплитуда плоской вершины тока сброса Φ_{FT} выбрана на уровне 0,5–0,2 от максимума Φ_M импульса естественного сброса. В этом случае цепь обратной связи работает с биполярной внешней ошибкой. Согласно (14) это уменьшает остаточную ошибку стабилизации плоской вершины сброса.

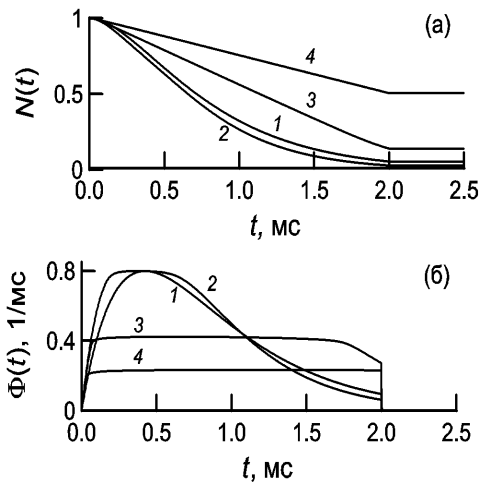


Рис. 9. Диаграммы работы цепи обратной связи при разных соотношениях между Φ_M и Φ_{FT} .

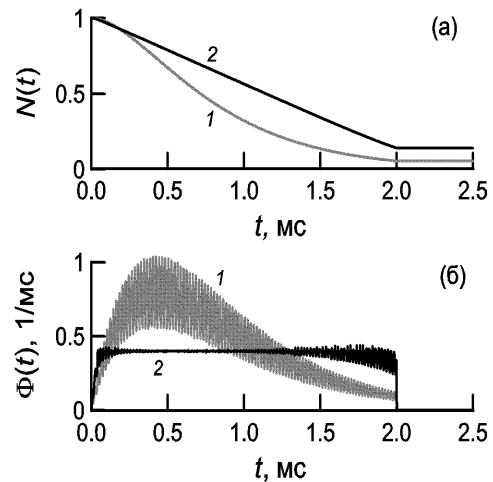


Рис. 10. Получение прямоугольного импульса сброса с подавленными пульсациями.

На рис. 8 показаны диаграммы работы цепи обратной связи при разном выборе Φ_{FT} для естественного сброса, имеющего $\max\Phi_0 = \Phi_M$. В случае 1 цепь обратной связи разомкнута. Это естественный сброс N_0, Φ_0 . В остальных случаях замкнута обратная связь по постоянному сигналу с коэффициентом $K = 25$ мс. Для регулируемого сброса 2 принято старое условие $\Phi_{FT} \cong \Phi_M$. (Знак приближенного равенства учитывает, что это условие выполняется с точностью до остаточной ошибки регулирования.) Для сбросов 3 и 4 выбор V_{ref} таков, что ожидается плоская вершина с амплитудой $\Phi_{FT} \cong 0,5 \Phi_M$ или $0,25 \Phi_M$ соответственно. Видно, что таким способом на практике действительно удастся получить приемлемую длительность плоской вершины импульса сброса.

3.5 Подавление пульсаций вывода

Цепь обратной связи по постоянному сигналу призвана стабилизировать плоскую вершину импульса сброса. На практике эта цепь всегда имеет конечную полосу пропускания. Это должно приводить к подавлению в том числе и переменной помехи (пульсаций вывода).

Подключим имитатор внешней помехи в виде генератора синусоидальных колебаний (ключ $S2$ на рис. 4 и 5). Выберем частоту пульсаций равной 50 кГц. Это аналог сетевой гармоники 50 Гц с учетом сжатия масштаба t в схемотехнической модели. Пусть амплитуда модуляции изменяется пропорционально медленно меняющейся составляющей сигнала сброса. Такой вид амплитудной модуляции соответствует наблюдениям на пучке [3]. Кривые 1 на рис. 9 показывают естественный сброс, пораженный пульсациями при разомкнутой обратной связи (ключ $S2$ на рис. 4 и 5).

Подключим обратную связь с частотной характеристикой $K_I(\omega)$ в виде реального интегратора с частотой среза 100 кГц (по уровню – 3 дБ). Пусть коэффициент усиления постоянного сигнала составляет $K = 2,5 \cdot 10^3$ мс. Закажем в устройстве сравнения амплитуду плоской вершины на уровне $\Phi_{FT} = 0,5 \Phi_M$. Результат работы такой цепи показан кривыми 2 на рис. 9. Поставленная цель формирования плоской вершины импульса и подавления пульсаций сброса (разряда) достигнута. Как и предсказывает линейная теория работы цепи обратной связи, сложнее всего подавить пульсации в начале и конце вывода (смотри формулу (19) и комментарий к ней).

4. Экспериментальная аппаратура для У–70

Блок-схема цепи обратной связи, управляющей стохастическим выводом пучка из ускорителя У–70, представлена на рис. 10. Этот рисунок позволяет установить соответствие со схемотехнической моделью (рис. 4 и 5) и выявить важные отличия между моделью и реальным

пучком. В обоих случаях используется одинаковый набор контрольных сигналов (V_{offset} , V_{ref} , V_g , $V^{(tot)}$ и $V^{(fb)}$).

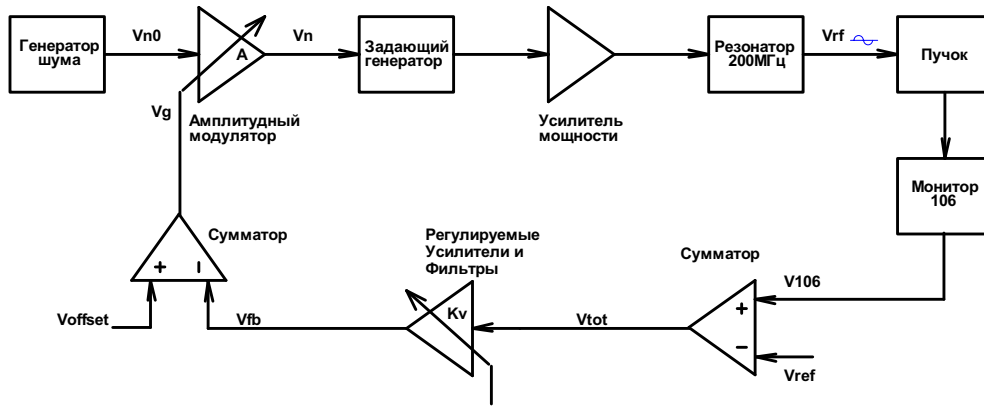


Рис. 11. Структурная блок-схема цепи обратной связи для управления стохастическим выводом из У–70.

Исполняющим устройством, действующим на пучок, является ускоряющая система частоты 200 МГц. Это пара резонаторов, расположенных в 44-м прямолинейном промежутке У–70. Суммарная амплитуда ВЧ-напряжения V_{rf} составляет 400–450 кВ. В качестве датчика сигнала сброса пучка используется имеющийся монитор вторичных частиц. Он установлен вблизи электростатического дефлектора в 106-м прямолинейном промежутке У–70.

Генератор шума отвечает за формирование формы спектра шума (плоская часть, постоянная частота среза в области верхних частот). Мощность немодулированного шума (средний квадрат амплитуды случайного напряжения V_{n0}) постоянна во времени. По сути, здесь идет речь о схеме формирования стационарного случайного несущего колебания.

Рабочий уровень мощности шума на входе задающего генератора управляется амплитудным модулятором. Основное уравнение работы линейного амплитудного модулятора имеет вид

$$V_n = \frac{dA}{dV_g} (V_{offset} - V^{(fb)}) \cdot V_{n0}. \quad (34)$$

Здесь dA/dV_g обозначает крутизну изменения коэффициента усиления A по управляющему входу V_g . Отсюда получается, что при разомкнутой обратной связи (для $V^{(fb)} = 0$) мощность случайного сигнала на выходе амплитудного модулятора имеет величину

$$P_n = \left(\frac{dA}{dV_g} \right)^2 V_{offset}^2 \cdot P_{n0}, \quad (35)$$

где P_{n0} есть постоянная мощность генератора шума. Напряжение смещения V_{offset} соответствует середине динамического диапазона амплитудного модулятора. Нужная мощность P_n выходного случайного сигнала V_n устанавливается с помощью подбора P_{n0} с учетом необходимой растяжки вывода. Тем самым выбирается сброс N_0 , Φ_0 , который объявляется “естественным”. Ему приписывается закон шумового наведения с фактором форсирования $G = 1$. Опорное напряжение V_{ref} устанавливает желаемый уровень плоской вершины импульса сброса в масштабе Φ_0 .

В У–70 верхняя граничная частота $V^{(fb)}$ ограничена с помощью фильтра нижних частот и не превышает 0,1–0,5 кГц в зависимости от выбранной настройки. Этот диапазон частот выбран в результате анализа спектра пульсаций естественных сбросов, наблюдавшихся экспериментально [3]. Частота среза спектра шума и, соответственно, предельная частота реализаций шума V_n равна примерно 4.2 кГц. (Обе частоты среза определены по уровню

шума V_n равна примерно 4.2 кГц. (Обе частоты среза определены по уровню –3 дБ.) Поэтому характерное время изменения сигнала обратной связи $V^{(fb)}$ заметно превышает время корреляции шума V_n . Частоты случайного несущего колебания и сигнала, модулирующего амплитуду несущей, оказываются должным образом разнесенными.

В этом случае линейная (для $|V^{(fb)}/V_{offset}| \ll 1$) часть коэффициента усиления разомкнутой отрицательной обратной связи по каналу “сигнал монитора–106 → спектр шума на входе задающего генератора” имеет вид

$$\frac{dP_n}{dV_{106}} \cong -2 \left(\frac{dA}{dV_g} \right)^2 V_{offset} \cdot P_{n0} \cdot K_V. \quad (36)$$

Нужный коэффициент обратной связи подбирается с помощью K_V – регулируемого коэффициента усиления по напряжению в цепи электроники системы обратной связи.

Из (36) видно, что совокупный коэффициент усиления обратной связи зависит также от предустановленной величины напряжения смещения V_{offset} . Это должно учитываться при настройке системы. Подобное свойство отсутствует в схмотехнической модели. Причина в том, что пучок при стохастическом выводе управляется мощностью шума. Это квадратичная функция от управляющего напряжения V_g , в отличие от фактора G форсирования декремента затухания аperiодической разрядной цепи в схмотехнической модели пучка, который прямо пропорционален управляющему сигналу V_g .

По этой же причине вместо равенства (32) коэффициент усиления K для (10) будет пересчитываться по формуле

$$K \cong \frac{2}{V_{offset}} \left(\frac{dV_{106}}{d\Phi} \right) K_V. \quad (37)$$

Здесь $dV_{106}/d\Phi$ есть дифференциальная чувствительность канала измерения “нормализованный выводной поток — сигнал монитора 106”. Она зависит от многих факторов: интенсивности ускоренного пучка, геометрии искажений замкнутой орбиты вблизи электростатического дефлектора — первого по ходу пучка отклоняющего элемента трассы вывода, и других. Однако на практике нет особой нужды точно знать эту чувствительность. Предусмотрен достаточно большой рабочий диапазон изменения коэффициента K_V . Он позволяет с запасом перекрыть возможную неопределенность и получить нужный совокупный коэффициент усиления K .

Есть еще одно отличие между схмотехнической моделью и пучком. Оно уже упоминалось. Это различные формы естественного сброса при $G = 1$ и разные законы идеального наведения $G(t)$. Сравнение между ними приведено на рис. 3.

Макетный вариант аналоговой электронной аппаратуры низкого уровня мощности для стохастического вывода был разработан, изготовлен, испытан на стенде и установлен в стойке управления ускоряющей системой частоты 200 МГц в технологическом здании 5/6 ускорительного комплекса У–70 (см. рис. 11 и 12). Реализована блок-схема, показанная на рис. 10. Часть оборудования создана ранее для экспериментального изучения естественных сбросов при неуправляемом шумовом наведении и детально описана в [3]. Аппаратура является прецизионной, обладает малым собственным шумом и хорошо защищена от сетевых наводок. В ее состав входят четыре 40-мм модуля, выполненных в стандарте “Вишня-160”:

Обозначение на рис. 12	Назначение
Модуль 1:	Предварительное формирование сигнала обратной связи.
Модуль 2:	Управляемый амплитудный модулятор.
Модуль 3:	Генератор белого шума.
Модуль 4:	Формирование низкочастотного спектра шумового несущего колебания.

Каскадное соединение и коммутация обрабатываемых сигналов осуществляются через ВЧ-разъемы на лицевых панелях модулей. В исследовательских целях предусмотрена возможность дискретного изменения частот среза фильтров нижних и верхних частот, полярности опорного напряжения и знака обратной связи. Выведены нужные контрольные и измерительные сигналы.

5. Результаты экспериментов на пучке У–70

Стохастический медленный вывод пучка с плоскими вершинами сброса надежно и воспроизводимо получен во время исследовательских смен на ускорителе У–70 осенью 2005 года. Энергия 50 ГэВ. Интенсивность выведенного пучка $2\text{--}5 \cdot 10^{12}$ протонов в импульсе.

Поддержание плоской вершины импульса сброса и подавление пульсаций вывода проводились с помощью цепей обратной связи по каналу “сигнал монитора–106 — мощность шума наведения”. Цепь с обратной связью по постоянному сигналу имеет полосу пропускания 0–10 Гц, а по переменному сигналу — 10–100 Гц. Такой выбор обоснован в [3]. Коэффициенты усиления каналов устанавливаются отдельно. Частоты среза приведены по уровню –3 дБ.

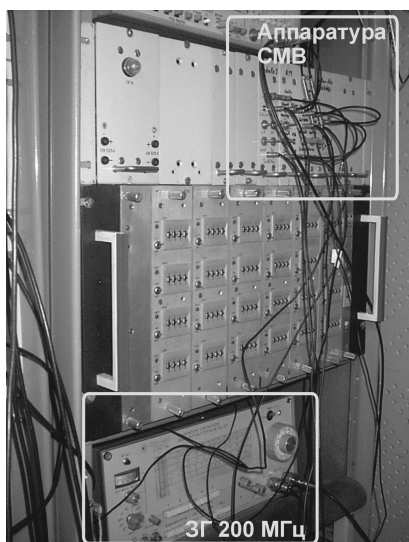


Рис. 11. Аппаратура для стохастического медленного вывода.

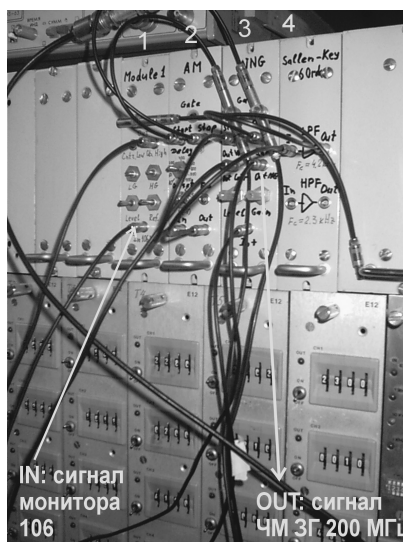


Рис. 12. Функциональные кассеты аппаратуры для стохастического медленного вывода.

При измерениях использовался цифровой осциллограф LeCroy 9304 CM. Скорость выборки $5 \cdot 10^3$ отсчетов/с, частота Найквиста 2,5 кГц. Полоса пропускания аналоговой части измерительного канала ограничена величиной 0,5 кГц (по уровню –3 дБ).

Предварительная отработка методики настройки аппаратуры и измерений с помощью схемотехнической модели пучка при стохастическом выводе полностью оправдала себя. Аппаратура оказалась достаточно простой и понятной в работе с пучком.

Таблица 1. Характеристики импульсов сброса.

	Рис. 13	Рис. 14
Доля выведенного пучка, %	80	43
Средняя скорость вывода (нормализованная) Φ_{dc} , 1/с	0,57	0,31
Отношение с.к.в. $\delta\Phi/\Phi_{dc}$	0,27	0,20
Отношение “сигнал / шум измерительного тракта” (с.к.в.), дБ	28	24

На рис. 13 и 14 показаны экспериментальные осциллограммы стохастического вывода пучка из У-70 для разных опорных сигналов в устройстве сравнения цепи обратной связи, задающих среднюю скорость сброса. Количественные характеристики импульсов сброса представлены в табл. 1. Длительность импульса вывода по основанию составляет 1,40 с. Только это время было доступно по программе исследований на У-70: на второй половине плато магнитного поля использовались внутренние мишени, работавшие на физический эксперимент.

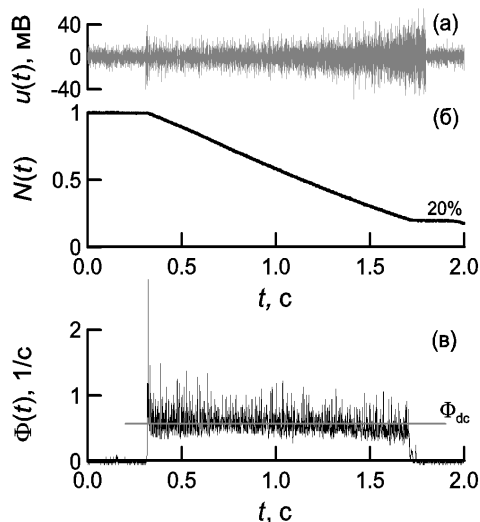


Рис. 13. Экспериментальные осциллограммы.

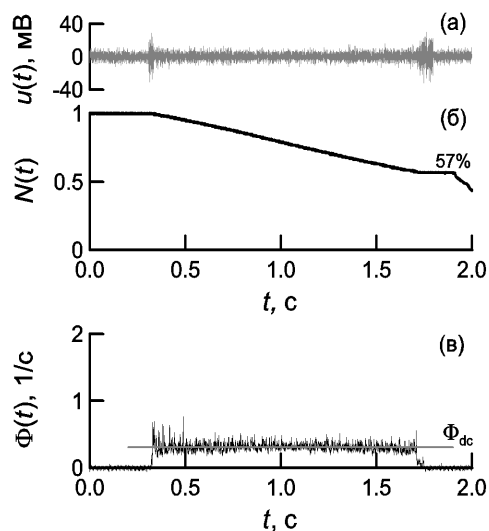


Рис. 14. Экспериментальные осциллограммы.

На рис. 13а и 14а показан сигнал шума наведения на входе задающего генератора частоты 200 МГц. Квадрат сглаженной огибающей этого сигнала повторяет закон наведения $G(t)$, представленный кривой 2 на рис. 3в. Шум действует на пучок в интервале времени 315–1715 мс, разрешенном системой синхронизации.

На рис. 13б и 14б приведен сигнал индукционного датчика тока циркулирующего пучка. Нормализация кривой интенсивности N на “единицу” проведена при постобработке данных.

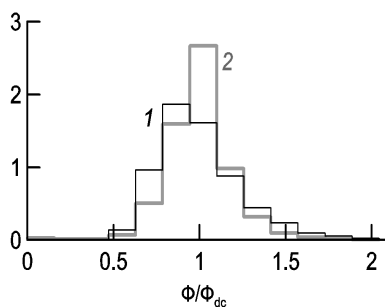


Рис. 15. Гистограммы распределения пульсационных выбросов. Кривая 1 соответствует сигналу сброса рис. 13, кривая 2 — рис. 14. Число отсчетов $7 \cdot 10^3$.

На рис. 13в и 14в показан нормализованный сигнал с монитора вторичных частиц, расположенного на 106-й оси магнитной структуры У-70 (монитор-106). Он пропорционален току Φ медленно выводимого пучка, $\Phi = -dN/dt$. Импульс выведенного пучка имеет хорошую временную структуру. Сигнал сброса имеет малую переменную составляющую. Отсутствуют пульсационные отсечки потока выводимых частиц. Измеренный спектр пульсаций непрерывен

и равномерен в полосе 5–500 Гц. Он не содержит выраженных сетевых гармоник и проходит на уровне примерно – (40–45) дБ по отношению к постоянной составляющей сигнала сброса Φ_{dc} . Гистограмма плотности распределения наблюдавшихся пульсационных выбросов показана на рис. 15. В первом приближении пульсации сброса являются белым гауссовым шумом.

Прямоугольная форма импульсов вывода хорошо повторяется в разных циклах ускорения. Это объясняется работой сильной стабилизирующей обратной связи и “стиранием памяти пучка” о предыстории ускорения в данном магнитном цикле благодаря действию рабочего шума наведения. Он сглаживает импульсный профиль пучка, ожидающего вывода.

Со скоростью сброса, указанной на рис. 14в, 80% пучка могло бы быть выведено за время 2,6 с. Это является проектной цифрой из физического обоснования системы стохастического вывода [1], [2]. Максимальная длительность вывода ограничена допустимым временем работы магнитных дефлекторов трассы вывода, равным 3,5 с при энергии 50 ГэВ. Видно, что система стохастического вывода способна обслужить такие времена (растяжки).

Транспортировка технологического сигнала от монитора–106 осуществлена по обходному пути “прямолинейный промежуток №106 кольцевого зала — пульт систем вывода — главный пульт управления — технологическое здание 5/6” длиной 1,5 км. Использование этой трассы не оптимально с точки зрения отношения “сигнал / шум”, см. табл. 1. Однако даже при существующем уровне наводок в сигнале монитора–106 стохастическое наведение способно обеспечить растяжку вывода 80–90% пучка примерно до 7–9 с с приемлемой потерей качества сброса. Это заведомо превышает технически реализуемые длительности верхнего плато магнитного поля У–70.

Выводы и заключения

Стохастический (шумовой) медленный вывод протонного пучка из синхротрона У–70 проверен экспериментально в макетном варианте, понятен, работоспособен и прост в управлении. Он соответствует потребностям и возможностям У–70. Подтверждено, что разработанная система обратной связи по сигналу выведенного пучка способна сформировать прямоугольный импульс сброса пучка и подавить пульсации вывода.

Фактически ускоритель приобретает новую по функциональным возможностям систему вывода. Она обладает рядом свойств, важных для потребителей пучка, и обеспечивает большие растяжки, хорошее качество временной структуры, хорошую повторяемость импульсов вывода в циклах У–70.

Ожидается, что система стохастического вывода позволит расширить возможности использования пучка У–70 для экспериментальных исследованиях по физике высоких энергий.

Список литературы

- [1] *Иванов С.В., Лебедев О.П.* Исследование возможности стохастического медленного вывода пучка из синхротрона У–70. Препринт ИФВЭ 2004–22. Протвино, 2004.
- [2] *Иванов С.В., Лебедев О.П.* A Stochastic Slow Extraction Scheme for U70 Synchr otron. Труды 19-го Всероссийского совещания по ускорителям RUPAC-2004. Дубна, 2004, с. 192–194.
Интернет ссылка: <http://accelconf.web.cern.ch/AccelConf/r04/papers/ТНВР06.PDF>
- [3] *Иванов С.В., Лебедев О.П.* Экспериментальное исследование режима стохастического медленного вывода пучка из синхротрона У–70. Приборы и техника эксперимента, 2006, №2, с. 2–19.

- [4] *Иванов С.В.* Продольная диффузия сгустка протонов под действием внешнего шума. Препринт ИФВЭ 92–43. Протвино, 1992.
- [5] *Иванов С.В.* Продольная диффузия сгустка протонов под действием внешнего шума (широкополосный шум). Препринт ИФВЭ 93–14. Протвино, 1993.
- [7] *Сиберт У.М.* Цепи, сигналы, системы: В 2-х ч. Пер. с англ. — М.: Мир, 1988.
- [8] OrCAD Corporation, Beaverton, Oregon, USA.

Рукопись поступила 17 февраля 2006 г.

С.В. Иванов, О.П. Лебедев.

Цепь обратной связи для стохастического вывода протонов из синхротрона ИФВЭ.
Разработка и эксперименты на пучке.

Оригинал-макет подготовлен с помощью системы Word.

Редактор Н.В. Ежела.

Подписано к печати	22.02.2006.	Формат 60x84/16.	Офсетная печать.
Печ.л. 2,35.	Уч.-изд.л. 1,9.	Тираж 90.	Заказ . Индекс 3649.
ЛР №020498 06.04.97.			

ГНЦ РФ Институт физики высоких энергий,
142281, Протвино Московской обл.

Индекс 3649

ПРЕПРИНТ 2006–3, ИФВЭ, 2006
