

**СТАТИСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НЕКОТОРЫХ ЗВЕНЬЕВ
В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ БЕТАТРОНОМ**

В. М. РАЗИН

(Представлена объединенным научным семинаром факультета автоматики и вычислительной техники)

Экспериментальным путем установлено, что такой важный выходной параметр бетатрона, как мощность дозы излучения, очень чувствителен к способу фазировки инжекции. В связи с этим представляет интерес постановка и рассмотрение вопроса о выборе оптимального соотношения параметров в схеме рис. 1, предназначенной для преобразова-

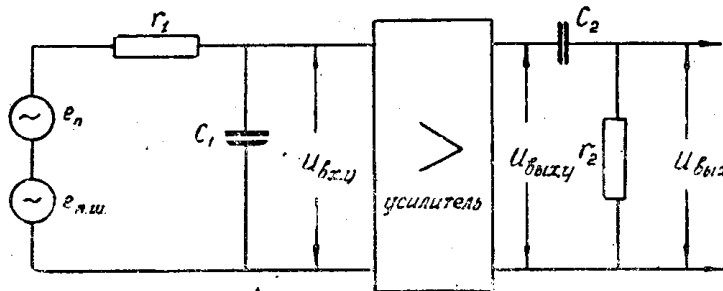


Рис. 1.

ний сигнала от пермаллового датчика нулевого магнитного поля в рабочей зоне.

Пермалловый датчик в момент перехода магнитного поля в месте установки датчика через нулевое значение генерирует импульсы напряжения l_n , форма которых может быть представлена уравнением [1]:

$$l_n = - \frac{H_{п.т.} \omega W_n S_c}{\left(a + \frac{N}{4\pi}\right)} \frac{10^{-8}}{\left[1 + 6,75 \frac{b\omega^2}{\left(a + \frac{N}{4\pi}\right)^3} H_{п.ш.}^2 t^2\right]}, \quad (1)$$

где $H_{п.т.}$ — амплитуда синусоидального магнитного поля в месте установки датчика;

ω — круговая частота магнитного поля;

W_n — количество витков сигнальной обмотки на пермалловом сердечнике;

S_c — площадь сердечника датчика;

a и b — коэффициенты, зависящие от магнитных свойств материала;
 N — коэффициент размагничивания, зависящий от размеров сердечника и обмотки;
 t — время.

Амплитуда напряжения $l_{п.т.}$ и длительность импульса на уровне $l = 0,5 l_{п.т.}$ в соответствии с формулой (1) определяются соотношениями:

$$l_{п.т.} = - \frac{\omega W_n S_c H_{п.т.}}{\left(a + \frac{N}{4\pi}\right)} 10^{-8}, \quad (2)$$

$$\tau_{0,5} = \frac{1,5}{\omega H_{п.т.}} \sqrt{\frac{\left(a + \frac{N}{4\pi}\right)^3}{b}}. \quad (3)$$

В схеме рис. 1 импульс напряжения, описываемый уравнением (1), подвергается сначала фильтрации с целью ослабления влияния флуктуационных помех, вызванных перемагничиванием сердечника и другими причинами, а затем, после усиления в идеальном усилителе с коэффициентом усиления K , подвергается дифференцированию. После дифференцирования импульс детектируется вблизи нулевого уровня и поступает на компарирующее устройство для выработки сигнала фазировки инъекции. Таким образом, схема рис. 1, с одной стороны, преобразует некоторый детерминированный сигнал, математическое описание которого дается формулой (1), рассматриваемой как математическое ожидание этого сигнала, причем параметр $\omega H_{п.т.}$ в этой формуле является случайной величиной, зависящей от случайных изменений напряжения сети. С другой стороны, на этот сигнал накладывается помеха в виде белого шума, статистические свойства которого представлены соотношением

$$R_{е.п.ш.}(\tau) = D_0 \delta(\tau), \quad (4)$$

где $R_{е.п.ш.}(\tau)$ — автокорреляционная функция флуктуационных помех;
 D_0 — суммарная дисперсия флуктуационных шумов;
 $\delta(\tau)$ — дельта-функция.

Для упрощения расчетов произведем замену сигнала, форма которого задается уравнением (1), импульсом напряжения косинусоидальной формы

$$U = \frac{U_T}{2} (1 - \cos \omega_n t), \quad (5)$$

причем амплитуда импульса U_T должна быть равна амплитуде напряжения $l_{п.т.}$ из соотношения (2), а приведенная частота ω_n на основании равенства (3) может быть приближенно определена соотношением:

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{2\tau_{0,5}} = \frac{\pi}{1,5} \omega H_{п.т.} \sqrt{\frac{b}{\left(a + \frac{N}{4\pi}\right)^3}}. \quad (6)$$

Попутно отметим, что амплитуда импульса U_T с датчика нуля поля и его длительность $\tau_{0,5}$ на уровне $U = 0,5 U_T$ могут быть легко измерены экспериментально, например осциллографическими методами, и использованы в приведенных ниже расчетах.

Полагаем, что уравнение (5) справедливо при $0 \leq \omega_n t \leq 2\pi$, а при всех остальных $\omega_n t$ напряжение U тождественно равно нулю. Легко видеть, что при $\omega_n t = \pi$ напряжение U достигает максимума.

Прохождение импульса рассматриваемой формы через фильтр первого порядка в левой части схемы рис. 1 определяется суперпозицией переходных процессов включения RC — цепи одновременно на постоянное напряжение $U_{\sim} = \frac{U_{\tau}}{2}$ и переменное напряжение $U_{\sim} = \frac{U_{\tau}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ в виде уравнений для напряжения u_c на емкости и тока i через сопротивление r .

$$u_c = \frac{U_{\tau}}{2\sqrt{1+(\omega_n T_1)^2}} \sin\left(\omega_n t - \frac{\pi}{2} - \arctg \omega_n T_1\right) - \frac{U_{\tau}}{2\sqrt{1+(\omega_n T_1)^2}} \times \\ \times \sin\left(-\frac{\pi}{2} - \arctg \omega_n T_1\right) e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{U_{\tau}}{2} (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}); \quad (7)$$

$$i = C_1 \frac{du_c}{dt} = \frac{CU_{\tau}\omega_n}{2\sqrt{1+(\omega_n T_1)^2}} \cos\left(\omega_n t - \frac{\pi}{2} - \arctg \omega_n T_1\right) + \\ + \frac{CU_{\tau}}{2T_1\sqrt{1+(\omega_n T_1)^2}} \sin\left(-\frac{\pi}{2} - \arctg \omega_n T_1\right) e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{CU_{\tau}}{2T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}. \quad (8)$$

Постоянная времени T_1 в уравнениях может быть сделана достаточно малой. Так, например, при сопротивлении катушки на пермаллоевом сердечнике датчика 100 *ом* и емкости отводящих проводов 1000 *пф* постоянная времени $T_1 = 0,1$ *мксек*. Это значение T_1 может быть увеличено путем включения в цепь параллельно передаваемому сигналу безиндуктивной дополнительной емкости.

При анализе прохождения сигнала интерес представляет только рассмотрение видоизменений сигнала в средней его части, т. е. в окрестности величины $\omega_n t \cong \pi$, или $t = \tau_{0,5} = \frac{\pi}{\omega_n}$. В практически достижимых случаях величина $t = \tau_{0,5}$ может иметь значение порядка 1—10 *мксек*. Отсюда следует, что в уравнениях (7) и (8) можно пренебречь членами $Ce^{-\frac{t}{T_1}} \rightarrow 0$ для рассматриваемых моментов времени. Момент времени, когда напряжение на емкости C_1 достигнет максимума, соответствует моменту перехода тока i через нулевое значение и определится из уравнения:

$$\cos\left(\omega_n t_1 - \frac{\pi}{2} - \arctg \omega_n T_1\right) = 0. \quad (9)$$

Практически $\omega_n T_1 \cong 0,03$ и $\arctg \omega_n T_1 \cong \omega_n T_1$, следовательно

$$\omega_n t_1 = \pi + \arctg \omega_n T_1 = \pi + \omega_n T_1. \quad (10)$$

Полагая

$$t_1 = \tau_{0,5} + \delta_1, \quad (11)$$

найдем

$$\delta_1 = T_1, \quad (12)$$

причем амплитуда напряжения на емкости

$$u_{c.т.} = \frac{U_{\tau}}{2\sqrt{1+(\omega_n T_1)^2}} + \frac{U_{\tau}}{2} = U_{\tau} \left(1 - \frac{1}{4} \omega_n^2 T_1^2\right). \quad (13)$$

Итак, в результате прохождения импульса косинусоидальной формы с частотой ω_n и амплитудой U_m через фильтр первого порядка с ма-

лой постоянной времени форма импульса в основном сохраняется. Видоизменения в средней части импульса сводятся к тому, что появляется постоянное запаздывание $\delta_1 \cong T_1$ и уменьшение амплитуды импульса в n раз, где

$$n = \frac{2\sqrt{1 + (\omega_n T_1)^2}}{1 + \sqrt{1 + (\omega_n T_1)^2}} \cong 1 + \frac{\omega_n^2 T_1^2}{4}. \quad (14)$$

Из соотношения (13) видно, что с увеличением постоянной времени T_1 наблюдается соответствующее уменьшение амплитуды импульса. Это уменьшение амплитуды импульса после дифференцирования приведет к некоторому уменьшению крутизны продифференцированного импульса и увеличению дисперсии, т. е. для уменьшения дисперсии надо уменьшить постоянную времени T_1 .

С другой стороны, для уменьшения дисперсии необходимо постоянную времени T_1 увеличивать. Это видно из того, что после прохождения случайного процесса с корреляционной функцией (4) через фильтр первого порядка дисперсия будет иметь вид

$$D_\Phi = \frac{D_0}{2T_1}, \quad (15)$$

т. е. при увеличении постоянной времени T_1 дисперсия на выходе фильтра будет уменьшаться.

На выходе дифференцирующей цепи рис. 1 дисперсия от флуктуационных шумов будет равна

$$D_{\text{вых}} = \frac{D_0 K^2}{T_1} \frac{1}{1 + \frac{T_1}{T_2}}. \quad (16)$$

Удовлетворить этим противоречивым требованиям можно посредством того или иного способа оптимизации. С этой целью необходимо сформулировать какой-либо критерий оптимальности.

Как известно, задача выбора критерия качества, подлежащего оптимизации, не может быть решена в рамках самой теории оптимальных систем [2]. В нашем случае для решения задачи оптимизации в качестве критерия качества можно взять сумму дисперсии шума на выходе фильтра и квадрата математического ожидания потери в амплитуде импульса в окрестности максимума. Сформулированный таким образом критерий качества на основании соотношений (15) и (13) принимает вид:

$$Q \cong \frac{D_0}{2T_1} + U_T^2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_n T_1)^2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{4}. \quad (17)$$

Известными методами следует найти минимум функции $Q(T_1)$ для некоторого оптимального значения T_1 , которое и дает решение поставленной задачи. Аналитическое решение получается весьма громоздким, поэтому следует рекомендовать для отыскания оптимального значения T_1 из уравнения (17) применение электронных цифровых вычислительных машин.

При некоторых соотношениях параметров функция $Q(T_1)$ может и не иметь минимума. В этом случае должен быть сформулирован какой-либо другой критерий качества, позволяющий решить задачу оптимизации до конца и в несколько ином плане.

Если предположить, что произведение $\omega_n T_1$ мало, т. е. $\omega_n T_1 \ll 1$,

то из уравнения (17) приближенное условие минимизации функции Q примет вид:

$$T_1 \cong \sqrt[5]{\frac{2D_0}{U_T^2 \omega_n^4}}. \quad (18)$$

Расчет показывает, что для практических значений величин в соотношении (18) действительно $T_1 < 0,1$ мксек и $\omega_n T_1 < 0,03$. Преобразование импульса напряжения от датчика нуля магнитного поля дифференцирующей цепью $v_2 c_2$ в правой части рис. 1 будем рассматривать в предположении, что изменения импульса в фильтре $v_1 c_1$ пренебрежимо мало и, следовательно, можно полагать, что на входы дифференцирующей цепи снова действует импульс, форма которого определяется уравнением (5), а амплитуда увеличена по оси ординат в K раз, где K — коэффициент усиления идеального усилителя в схеме рис. 1.

Умножая почленно обе части уравнения (8) на сопротивление v_2 и заменяя постоянную времени T_1 , после несложных преобразований получим выражение для напряжения на выходе дифференцирующей цепи

$$u_{r_2} = \frac{KU_T \omega_n T_2}{2} \left[\frac{\sin(\omega_n t - \text{arctg } \omega_n T_2)}{\sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2}} + \frac{\omega_n T_2}{1 + \omega_n^2 T_2^2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right]. \quad (19)$$

При идеальном дифференцировании рассматриваемого сигнала с помощью дифференцирующего элемента, имеющего постоянную времени T_2 , должно было бы быть получено напряжение

$$u_r = \frac{KU_T \omega_n T_2}{2} \sin \omega_n t. \quad (20)$$

Вычислим суммарную задержку, которая имеет место в формирующих цепях канала фазировки, с целью получения статистической зависимости фазы инжекции от случайных изменений напряжения сети.

Выше было установлено, что задержка в фильтре составляет $\delta_1 \cong T_1$, т. е. она не зависит от сетевого напряжения.

В литературе [3] указывается, что оптимальное в смысле обеспечения лучшего дифференцирования и сохранения достаточной амплитуды после дифференцирования импульсов приблизительно прямоугольной формы значения параметра $\omega_n T_2$ определяется неравенством $\omega_n T_2 \leq 0,25$. Это обстоятельство по-прежнему означает, что при рассмотрении переходных процессов в дифференцирующей цепи при интересующем нас значении аргумента $\omega_n t \cong \pi$ можно пренебречь в уравнении (19) экспоненциальной составляющей. В этом случае момент перехода дифференцированного напряжения t_2 через нуль определится согласно соотношению (19) при $u_{r_2} = 0$ из решения уравнения:

$$\sin(\omega_n t_2 - \text{arctg } \omega_n T_2) = 0. \quad (21)$$

Из уравнения (21) получаем

$$\omega_n t_2 = \pi + \text{arctg } \omega_n T_2. \quad (22)$$

Полагая $T_2 = \tau_{0,5} + \delta_2$, находим с учетом того, что $\omega_n \tau_{0,5} = \pi$,

$$\delta_2 = \frac{1}{\omega_n} \text{arctg } \omega_n T_2. \quad (23)$$

Применяя приближенную формулу $\text{arctg } x \cong x - \frac{x^3}{3}$, справедли-

вую с точностью до 0,1 % при $-0,29 < x < 0,29$, определим временную задержку δ_2 при дифференцировании реальной RC -цепью

$$\delta_2 \cong T_2 \left(1 - \frac{\omega_n^2 T_2^2}{3} \right). \quad (24)$$

Конечная крутизна нарастания напряжения на выходе дифференцирующей цепи после перехода через нуль и наличие определенного порога U_0 срабатывания компарирующего устройства обуславливают задержку δ_3 , которую определим следующим образом. Наклон кривой напряжения в функции времени на выходе дифференциатора равен

$$\frac{dU_{r_2}}{dt} = \frac{KU_T \omega_n^2 T^2 \cos[\omega_n t - \text{arctg } \omega_n T_2]}{2 \sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2}}, \quad (25)$$

При $\omega_n t = \pi + \text{arctg } \omega_n T_2$ имеем

$$\frac{dU_{r_2}}{dt} = - \frac{KU_T \omega_n^2 T}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2}}. \quad (26)$$

Следовательно, вблизи перехода через нуль и после этого момента

$$U_{r_2} \cong - \frac{KU_T \omega_n^2 T_2}{2} \frac{t}{\sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2}}. \quad (27)$$

В момент компарирования $u_{r_2} = -U_0$ и $t = \delta_3$, следовательно

$$\delta_3 = \frac{2U_0 \sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2}}{KU_T \omega_n^2 T_2}. \quad (28)$$

Суммарная задержка равна

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = T_1 + T_2 \left(1 - \frac{\omega_n^2 T_2^2}{3} \right) + \frac{2U_0 \sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2}}{KU_T \omega_n^2 T_2}. \quad (29)$$

Из уравнения (6) видно, что круговая частота ω_n пропорциональна параметру $\omega_{H_{п.т.}}$ и, следовательно, напряжению сети, и, соответственно, амплитуде импульса U_T , поэтому напомним

$$\omega_n = \gamma U_T, \quad (30)$$

где γ — коэффициент пропорциональности.

Подставляя (30) в (29) и полагая, при $\omega_n^2 T_2^2 \ll 1$,

$$\sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2} \cong 1 + \frac{1}{2} \omega_n^2 T_2^2.$$

получим

$$\delta = T_1 + T_2 + \frac{2U_0}{KU_T^3 \gamma^2 T^2} + \frac{u_0 T_2}{KU_T} - \frac{\gamma^2 U_T^2 T_2^3}{3}. \quad (31)$$

В результате мы получили некоторую нелинейную функцию от случайного аргумента U_T , пропорционального соответствующим случайным изменениям напряжения сети. С целью линеаризации полученного уравнения положим $U_T = U_{T_0} + \Delta U_T$, причем $U_{T_0} = \text{const}$ будет соответствовать некоторому номинальному значению напряжения сети, а ΔU_T будет представлять чисто случайные отклонения от номинального значения. Учитывая, что

$$U_T = U_{T_0} \left(1 + \frac{\Delta U_T}{U_{T_0}} \right) \quad (32)$$

и полагая $\frac{\Delta U_T}{U_{T_0}} \ll 1$, можно произвести подстановку (32) в (31) и от-

бросить из рассмотрения в полученном таким образом уравнении малые члены. Указанные преобразования позволяют написать

$$\delta \cong T_1 + T_2 + \frac{2U_0}{K\gamma^2 U_{T_0}^3 T_2} + \frac{U_0 T_2}{K U_{T_0}} - \frac{\gamma^2 T_2^3 U_{T_0}^2}{3} - \frac{\Delta U_T}{U_{T_0}} \left(\frac{6U_0}{K\gamma^2 U_{T_0}^3 T_2} + \frac{U_0 T_2}{K U_{T_0}} + \frac{2}{3} (\gamma^2 T_2^3 U_{T_0}^2) \right). \quad (33)$$

Теперь можно вычислить зависимость дисперсии центрированной случайной величины $\delta' = \delta - \delta_0$, определяемой последним членом в правой части уравнения (33), от дисперсии центрированной случайной величины ΔU_T в виде соотношения

$$D(\delta') = \frac{D(\Delta U_T)}{U_{T_0}^2} \left(\frac{6U_0}{K\gamma^2 U_{T_0}^3 T_2} + \frac{U_0 T_2}{K U_{T_0}} + \frac{2\gamma^2 T_2^3 U_{T_0}^2}{3} \right)^2. \quad (34)$$

Далее необходимо учесть дисперсию за счет действия флуктуационных шумов. С учетом соотношения (27) момент перехода через нуль суммарной кривой преобразованного сигнала и случайного шумового напряжения определяется из решения уравнения

$$u_{\tau_2} \cong - \frac{K U_{T_0} \omega_n^2 T_2}{2} t + a(t) = 0 \quad (35)$$

относительно переменной t . В уравнении (35) принято с целью упрощения расчетов $\sqrt{1 + \omega_n^2 T_2^2} \cong 1$, а сигнал $a(t)$ является случайной составляющей за счет действия тепловых и магнитных флуктуационных шумов, дисперсия которых определена соотношением (16). Производя замены с помощью равенств (30) и (32) и решая уравнение (35) относительно переменной t , получаем уравнение в первом линейном приближении

$$t \cong \frac{2a(t)}{K\gamma^2 U_{T_0}^3 T_2} - \frac{6a(t) \Delta U_T}{K\gamma^2 U_{T_0}^4 T_2}. \quad (36)$$

Предполагая, что случайные величины $\Delta U_T(t)$ и $a(t)$ не коррелированы, вычислим результирующую дисперсию от действия флуктуационных сигналов $a(t)$ и случайных изменений напряжения сети $\Delta u_T(t)$. Известно, что дисперсия D_{xy} произведения некоррелированных случайных величин x и y может быть определена по формуле

$$D(xy) = D(x) D(y) + D(x) m_y^2 + D_y m_x^2, \quad (37)$$

где $D(x)$, $D(y)$, m_x и m_y — дисперсии и математические ожидания случайных величин x и y соответственно.

Поскольку мы рассматриваем центрированные случайные величины ΔU_m и $a(t)$, то $m_{\Delta U_m} = 0$ и $m_{a(t)} = 0$.

Следовательно, дисперсия момента определения прохождения продифференцированного сигнала через нулевое значение за счет действия флуктуационных эффектов и влияния случайных колебаний напряжения сети на величину коэффициентов при переменной t в уравнении (35) определится следующим образом:

$$D_{|t|} = \frac{4D[a(t)]}{(K\gamma^2 U_{T_0}^3 T_2)^2} + \frac{36D[a(t)] D[\Delta U_T]}{(K\gamma^2 U_{T_0}^4 T_2)^2}. \quad (38)$$

Теперь учтем, что согласно (16)

$$D_{\text{вых}} = D[a(t)] = \frac{D_0 K^2}{T_1} \frac{T_2}{T_1 + T_2} \quad (39)$$

и что общая суммарная результирующая дисперсия от случайных величин δ' из уравнения (33) и t из уравнения (36) равна

$$D = D[\delta'] + D[t]. \quad (40)$$

При написании соотношения (40) учитывается, что практически случайные величины δ' и t почти не коррелированы.

В окончательном виде функция, представляющая собой критерий качества для определения постоянной времени T_2 и коэффициента усиления K , с учетом (40), (37), (38) и (34), запишется следующим образом:

$$D = \frac{4D_0}{T_1} \frac{T_2}{T_1 + T_2} \frac{1}{(\gamma^2 U_{\text{то}}^3 T_2)^2} + \frac{36D_0}{T_1} \frac{T_2}{T_1 + T_2} \frac{D[\Delta U_T]}{(\gamma^2 U_{\text{то}}^4 T_2)^2} + \frac{D(\Delta U_T)}{U_{\text{то}}^2} \left[\frac{6U_0}{K\gamma^2 U_{\text{то}}^3 T_2} + \frac{U_0 T_2}{KU_{\text{то}}} + \frac{2\gamma^2 T_2^3 U_{\text{то}}^2}{3} \right]^2 \quad (41)$$

Анализ уравнения (41) позволяет сделать важные, на наш взгляд, в практическом отношении предварительные выводы. Во-первых, полученное соотношение имеет минимум по отношению к постоянной времени T_2 . Исследуя это соотношение известными способами на минимум, можно найти некоторое оптимальное значение постоянной времени T_2 , обеспечивающее минимальную дисперсию на выходе канала формирования управляющего импульса в схеме фазировки инжекции. Во-вторых, сколь угодно малое значение дисперсии может быть достигнуто за счет увеличения коэффициента усиления K идеального усилителя, т. е. усилителя безынерционного типа с идеальной линейной амплитудной характеристикой и бесконечной полосой пропускания. Ясно, что во втором приближении необходимо учесть реальные характеристики усилителя, и тогда, по-видимому, может появиться некоторая оптимальная величина коэффициента усиления усилителя. Отметим, что аналитическое исследование выражения (41) на минимум представляет непреодолимые затруднения, и задача должна решаться графически или с помощью электронных цифровых вычислительных машин. Решение поставленной задачи усложняется в еще большей степени при учете реальных параметров усилителя и других элементов в канале фазировки инжекции.

В заключение отметим, что в полном расчете статистических свойств канала фазировки инжекции необходимо учесть такие статистические свойства тиратронов в конечном модулирующем каскаде и подмодуляторе, если таковой имеется.

Известно [4], что в водородных тиратронах, находящихся преимущественное использование в схемах инжекции, время зажигания составляет величину порядка десятых долей *мксек*, причем нестабильность момента зажигания доходит до нескольких сотых долей *мксек*.

Различают два вида нестабильности. Периодическая нестабильность проявляется в изменениях момента срабатывания тиратрона от импульса к импульсу. Аперодическая нестабильность проявляется в постепенном изменении времени зажигания, например, вследствие изменения температуры генератора водорода и других причин. В условиях работы тиратрона в схеме инжекции, если питание зарядного устройства нестабилизировано, может иметь место нестабильность, обусловленная изменением анодного напряжения от цикла к циклу. Нестабильность последнего типа можно в первом приближении определить в виде изменения времени зажигания в функции анодного напряжения.

$$t_3 = A - BU_a = A - BU_{a0} \left(1 + \frac{\Delta U_a}{U_{a0}} \right). \quad (42)$$

Здесь A и B — константы, а анодное напряжение $U_a = U_{a0} + \Delta U_a$, где ΔU_a представляет случайную величину.

Дисперсия времени зажигания за счет случайных изменений напряжения ΔU_a будет равна

$$D(t_3)_{\Delta u_a} = B^2 D[\Delta U_a]. \quad (43)$$

Если принять, что периодическая нестабильность и случайные изменения величины ΔU_a не коррелированы, то результирующая дисперсия времени срабатывания t_{cp} тиратрона будет равна

$$D(t_{cp}) = D(t_3)_{\Delta u_a} + D(t'_3), \quad (44)$$

где $D(t'_3)$ — дисперсия периодической нестабильности.

Апериодическая нестабильность зажигания тиратрона будет вносить медленный дрейф по отношению к величине математического ожидания времени зажигания тиратрона. Следовательно, необходимо принимать соответствующие меры по снижению „внутренней“ нестабильности зажигания тиратрона посредством формирования управляющего импульса с надлежащими параметрами на сетке тиратрона.

В последнее время разработаны тиратроны с общей нестабильностью порядка тысячных долей *мксек*. Для подобных тиратронов основным дестабилизирующим фактором становится, таким образом, влияние непостоянства анодного напряжения в соответствии с уравнением (42).

Следует особо отметить, что введение в канал фазировки инжекции различного рода электронных схем задержки является весьма нежелательным, так как такие схемы вносят не значительные флуктуации времени задержки за счет своих внутренних нестабильностей и тем самым существенно ухудшают статистические характеристики канала. Обеспечение некоторой функциональной гибкости в канале инжекции в этом случае приводит к неоправданным потерям в производительности бетатронной установки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. М. Ананьев, А. А. Воробьев, В. И. Горбунов. Индукционный ускоритель электронов — бетатрон. Атомиздат, 1961.
2. Основы автоматического управления, под ред. В. С. Пугачева. Физматгиз, 1963.
3. Я. С. Ицхоки. Импульсные устройства. Сов. Радио, 1959.
4. Г. А. Ворончев. Импульсные тиратроны. Сов. Радио, 1958.