

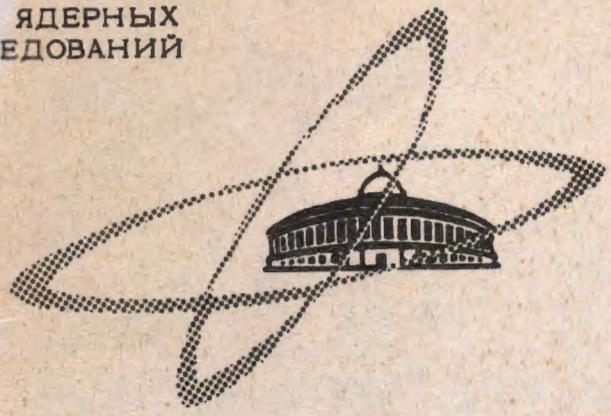
344.3
0-572

27/15-67

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

P13 - 3225



М.Н. Омеляненко

СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ
СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ТРАКТОВ
(Обзор по опубликованным материалам)

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

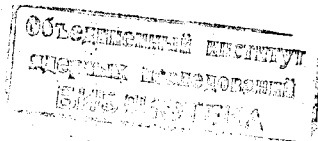
1967.

P13 - 3225

М.Н. Омеляненко

**СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ
СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ТРАКТОВ**
(Обзор по опубликованным материалам)

Направлено в ПТЭ



В в е д е н и е

Системы автоматической стабилизации спектрометрических трактов заняли прочное место в физическом эксперименте. В настоящее время известно свыше тридцати публикаций, посвященных таким системам. Некоторые из публикаций^{/1,2/} являются обзорными. В^{/1/} рассматриваются методы стабилизации коэффициента усиления фотоумножителя, а в^{/2/} производится разделение систем по принципу выделения сигнала ошибки и приводится теоретическое, а по некоторым вопросам и практическое сравнение двух систем, разработанных авторами. Одна из последних публикаций^{/42/} также обзорная, но она не затрагивает вопросов, рассматриваемых в данной статье. Предлагаемый обзор посвящен классификации и рассмотрению всех известных систем по принципу их работы, с точки зрения теории автоматического регулирования.

1. Общие свойства систем стабилизации спектрометров

В общем случае на спектрометрическую систему действует m различных возмущающих воздействий, приводящих к изменению ее коэффициента усиления (температура, напряжение питания, загрузка и т.д.), а также различные сигналы помех^{/3/}. Поэтому коэффициент усиления спектрометра можно записать

$$K_{\text{спектрометра}} = K_{\text{ном}} + \sum_{i=1}^m \Delta K_i. \quad (1)$$

Если одно из возмущений мы сможем регулировать и добьемся, чтобы

$$\sum_{i=1}^m \Delta K_i = 0, \quad (2)$$

то коэффициент усиления спектрометра будет постоянным. В системах автостабилизации условие (2) выполняется автоматически. При работе спектрометрических систем сказывается нестабильность не только коэффициента усиления, но и порога ("нуля"). Поэтому зачастую стабилизируется также и порог. Так как принципы построения систем стабилизации порога такие же, как и коэффициента усиления, то для простоты изложения будем рассматривать только стабилизацию коэффициента усиления.

По принципу устройства почти все ^{x)} стабилизированные спектрометрические системы являются импульсными системами автоматической стабилизации, функцию импульсных модуляторов в которых выполняют источники реперных сигналов. В качестве реперных сигналов в системах используются электрические сигналы, которые поступают на спектрометр, минуя детектор, различные радиоактивные излучения, а также световые сигналы. Электрические сигналы не всегда приемлемы, так как обычно детекторы также обладают нестабильностью, и в этом случае детекторы не охватываются обратной связью. Световые сигналы подаются непосредственно на фотокатоды ФЭУ или на полупроводниковые детекторы, обладающие фотодиодными свойствами. В этом случае остаются не охваченными обратной связью сцинтилляторы у сцинтилляционных детекторов и объем детектора для полупроводниковых детекторов.

Ближе всего по своей природе в качестве реперных источников подходит излучение от радиоактивных элементов с α -, β - и γ - радиоактивностью. Часто в качестве реперного сигнала используется один из энергетических пиков исследуемого излучения. К основным недостаткам реперных радиоактивных источников относятся трудность синхронизации, наличие нескольких энергетических линий, отсутствие возможности плавного изменения максимума реперного энергетического распределения и ограниченный динамический диапазон энергий.

В последнее время некоторое развитие световых реперных систем определила разработка импульсных источников света на основе $p-n$ -переходов из

^{x)} Исключение составляет система Валкса ^{/4/}, которая является обычной системой автостабилизации. Но она включается и стабилизирует только в моменты отсутствия "плевка" синхроциклотрона. Значение коэффициента усиления фотомножителя, которое стабилизируется данной системой, определяется по величине постоянного анодного тока фотомножителя, вызванного светом лампы с постоянной интенсивностью.

кремния, карбида кремния, фосфида галлия и арсенида галлия^{/38-41/}. Но выход света с этих источников зависит от температуры. Дальнейшее развитие полупроводниковой техники может дать более подходящие источники реперных сигналов.

В большинстве опубликованных работ системы, связанные с применением реперных источников света для стабилизации фоточувствительных систем, стабилизируют тракты с фотоумножителями. Как известно^{/5/}, коэффициент усиления ФЭУ может изменяться со временем, температурой в зависимости от уровня радиации (загрузок), магнитного поля и других факторов, которые нелегко предсказать или проконтролировать. Изменение коэффициента усиления может достигать 50% и более.

Работу систем стабилизации можно понять из структурной схемы на рис. 1. На вход спектрометра параллельно исследуемому излучению подается реперное, с заранее известным спектром (обычно тонкой линией). Измерение амплитуды реперного сигнала на выходе спектрометра равносильно измерению коэффициента усиления самого спектрометра в момент действия реперного сигнала. Таким образом видно, что непрерывное значение коэффициента усиления спектрометра подвергается действию импульсного модулятора стабилизации. Устройство обратной связи преобразует измеренное значение коэффициента усиления к виду, удобному для сравнения с опорным сигналом A_{0n} . Если произошло изменение коэффициента усиления, то после сравнения появится сигнал рассогласования, который заставит регулятор подействовать на спектрометр и вернуть коэффициент усиления к номинальному значению. Измерение амплитуды изучаемого излучения происходит так же, как и реперного, поэтому можно считать, что в этом случае непрерывное значение коэффициента усиления спектрометра подвергается действию импульсного модулятора измеряемого излучения.

Качество стабилизации во многом зависит от выбора закона регулирования, т.е. тех уравнений, в соответствии с которыми регулятор формирует регулирующее воздействие. Обычно законами регулирования является пропорциональный, дифференциальный или интегральный.

Основным законом регулирования для систем, стабилизирующих спектрометры, является интегральный. Регулятор с интегральным законом регулирования обеспечивает астатическую (без остаточной неравномерности) стабилизацию, но имеет конечное время отработки возмущений и (из-за условий устойчивости)

ограниченный коэффициент усиления регулятора. Процесс регулирования происходит с длительными динамическими отклонениями регулируемой величины. Нестабильность регулятора может привести только к изменению времени отработки возмущающих воздействий, но не нарушает общего закона стабилизации.

Интегральный закон регулирования и связанное с ним конечное время отработки возмущающих воздействий приводят к тому, что в течение отработки возмущающих воздействий исследуемое излучение будет регистрироваться при коэффициенте усиления, отличном от номинального, т.е. происходит ухудшение энергетического разрешения спектрометра. Из этих рассуждений напрашивается вывод, что в тех случаях, когда особенно важно разрешение, можно на время отработки больших возмущений отключать (блокировать) регистрацию исследуемого излучения. (Конечно, это приемлемо лишь для возмущений, период следования которых значительно больше времени отработки). На рис. 2 приведена структурная схема систем стабилизации, т.е. математическая модель.

Если записать общее уравнение поведения системы (рис. 1) при отсутствии возмущающих воздействий и взять дифференциал $\Delta K_{\text{сист.}}(s)$, получим^{х)}:

$$\Delta K_{\text{сист.}}(s) = \frac{\Delta A_{\text{оп}}(s)}{W_{\text{о.с.}}(s) W_{\text{имс}}(s)} - \frac{\Delta W_{\text{о.с.}}(s) A_{\text{оп}}(s)}{W_{\text{о.с.}}^2(s) W_{\text{имс}}(s)} - \frac{\Delta W_{\text{имс}}(s) A_{\text{оп}}(s)}{W_{\text{о.с.}}(s) W_{\text{имс}}^2(s)} \quad (3)$$

для

$$W_{\text{рег}}(s) W_{\text{оп}}(s) W_{\text{имс}}(s) W_{\text{о.с.}}(s) \gg 1, \quad (4)$$

где $W_{\text{оп}}(s)$, $W_{\text{имс}}(s)$, $W_{\text{о.с.}}(s)$, $W_{\text{рег}}(s)$ — передаточные коэффициенты соответствующих звеньев системы, записанные в операторной форме. В общем случае отличие от нуля величины $\Delta K_{\text{сист.}}(s)$ говорит о том, что включение системы стабилизации вносит свою нестабильность, связанную с нестабильностью опорного элемента ($\Delta W_{\text{о.с.}}(s)$), обратной связи ($\Delta W_{\text{о.с.}}(s)$) и импульсного модулятора ($\Delta W_{\text{имс}}(s)$) — источника реперного сигнала. Поэтому стабилизация будет эффективной лишь в том случае, когда будет выполняться условие:

$$\Delta K_{\text{сист.}}(t) \ll \sum_{i=1}^m \Delta K_i(t). \quad (5)$$

^{х)} Более подробный вывод и пояснение некоторых выражений см. в Приложении.

Анализ общей структурной схемы (рис. 1) показывает, что если $W_{\text{ИМС}}(s) = W_{\text{ИМЧ}}(s)$, то выход регистрации изучаемого излучения и реперного сигнала можно совместить, и в выражении (3) $W_{\text{ИМС}}(s)$ будет отсутствовать, т.е. импульсный модулятор будет охвачен обратной связью.

Его нестабильность не будет приводить к изменению номинального значения коэффициента усиления спектрометра. На практике это случай, когда в качестве реперного сигнала используется один из пиков изучаемого излучения.

2. Классификация систем

Все известные импульсные системы стабилизации спектрометрических трактов по принципу устройства можно разделить на два типа: аналоговые /7-17/ и релейные /2,8,18-33,43/. У аналоговых регуляторов реагирует на Δx - сигнал рассогласования в аналоговой форме с учетом его величины и знака. Регулирующее воздействие за один период получается:

$$\Delta K_{\text{рег.}} = -\frac{\Delta x}{a}, \quad (6)$$

где $1/a$ - коэффициент передачи регулятора.

У релейных систем регулятор реагирует лишь на знак сигнала рассогласования $\text{Sgn}(\Delta x)$. Регулирующее воздействие не зависит от величины рассогласования Δx и постоянно за каждый период

$$\Delta K_{\text{рег.}} = -\text{Sgn}(\Delta x) \frac{1}{a}. \quad (7)$$

У аналоговых систем можно выделить подгруппу - аналого-цифровые системы /15-17/. Это системы, у которых стабилизируемая величина преобразуется в числовую последовательность (код). Поэтому сигнал рассогласования приходит в виде кода, соответствующего величине ΔK с точностью, обеспечиваемой аналого-цифровым преобразователем, т.е. с точностью в один канал многоканальных амплитудных анализаторов.

При рассмотрении работы систем обоих типов примем, что импульсный модулятор является идеальным, т.е. реперный сигнал не имеет амплитудного разброса и частота следования его постоянна. Переход к реальному модулятору

равносилен рассмотрению поведения системы с идеальным модулятором, на которую действует возмущение по тому же закону, который отличает реперный сигнал от идеального.

3. Аналоговые системы

а) Устройство и применение аналоговых систем

История развития системы стабилизации связана в основном с устранением нестабильности коэффициентов усиления фотоумножителей. Поэтому не удивительно, что все чисто аналоговые системы^{/7-14/} решают эту задачу. В качестве реперного сигнала у них используются искусственные источники света. Это в основном свет от безнакального тиратрона ТХ-4Б^{/11,13,14/} или свет от ламп других типов. Нестабильность амплитуды световых вспышек этих ламп составляет 0,5-1,5%. Поэтому, как следует из выражения (3), точность стабилизации этих систем не могла быть лучше 0,5-1,5%. В^{/13/} авторы использовали в качестве репера более стабильную величину - отношение импульса света к току через тиратрон и получили нестабильность 0,3-0,4%. Дальнейшее повышение стабильности для рассматриваемых работ улучшением реперных сигналов затруднительно, так как некоторой нестабильностью обладают опорные элементы (опорные напряжения), выпрямительные, усилительные и интегрирующие устройства, стоящие в цепи обратной связи. К тому же не охвачены обратной связью регистрирующие устройства (например, многоканальные анализаторы, дифференциальные и интегральные дискриминаторы и т.д.), которые могут обладать нестабильностью порядка 1%. В^{/12/} стабилизированные спинтилляционные счетчики включены в схему быстро-медленных совпадений. Это позволяет исключить уменьшение эффективности совпадений, связанное с нестабильностью коэффициентов усиления счетчиков, которое без стабилизации составляло около 30%.

Значительно лучшей стабильностью обладает аналого-цифровая система^{/15-17/}, впервые предложенная и примененная Чейзом^{/15/} для стабилизации спектрометра с полупроводниковым детектором. Блок-схема аналого-цифровой системы Чейза показана на рис. 2. Для простоты изображен только канал стабилизации коэффициента усиления. Полупроводниковые детекторы обладают высоким энергетическим разрешением и достаточно стабильны, поэтому охватывать обратной связью их

не всегда обязательно. В данной системе используются электрические реперные сигналы, поступающие на предусилитель параллельно сигналам с детектора. После преобразования в цифровой код и записи в адресный счетчик величина реперного сигнала переносится в регистр управления коэффициентом усиления (порогом), где она сравнивается с опорным кодом (емкостью регистра). Сигнал рассогласования в цифровом виде поступает на цифро-аналоговый преобразователь, где формируется регулирующее воздействие, управляющее аналого-цифровым преобразователем анализатора, а тем самым и корректирующее изменение коэффициента усиления всего спектрометра. В /15/ используются три адресных счетчика: для стабилизации порога, коэффициента усиления и для регистрации исследуемого излучения; в /16/ - два: для стабилизации коэффициента усиления и регистрации излучения. В /17/ авторы упростили схему и оставили один общий адресный счетчик (см. рис. 2), а задачу разделения функций решили с помощью соответствующих ключей. Если сравнить блок-схему (рис. 2) со структурной схемой (рис. 1), то можно отметить основные причины, позволяющие получить высокую точность стабилизации. Устройством обратной связи служит адресный счетчик, информация на который подается в цифровом виде. Обратная связь стабильна и имеет коэффициент передачи $\Phi_{ос.}(s) = -1$ (см. выражение (3)). Опорный сигнал представляет собой величину емкости регистра управления или величину, кратную емкости регистра. Регистр управления играет роль элемента сравнения. Таким образом, опорный сигнал также абсолютно стабилен, но так как сравнение происходит в цифровом виде, то имеется неопределенность в один канал, которая приводит к нечувствительности системы для изменения коэффициента усиления, соответствующего смещению сигнала внутри одного канала. Поэтому аналого-цифровая система Чейза требует применения амплитудного анализатора с большим числом каналов, а для анализатора с небольшим числом каналов и с узким реперным пиком может и не обеспечить хорошей стабильности. Кроме того, обязательным условием является выбор максимального по амплитуде реперного сигнала, чтобы величина изменения коэффициента усиления, соответствующая смещению реперного сигнала на один канал, была минимальной.

Другие особенности аналого-цифровой системы можно видеть при рассмотрении закона поведения коэффициента усиления спектрометра.

б) Поведение коэффициента усиления спектрометра с аналоговыми системами стабилизации

Поведение коэффициента усиления спектрометрического тракта во времени в случае применения аналоговой системы стабилизации можно описать следующим выражением:

$$\Delta K(t) = K(t) - K_{\text{ном.}} = K_{\text{возм.}}(t) - \frac{1}{a} \sum_{i=0}^n [bK_i(iT) - A_{\text{оп}}] I(t-iT), \quad (8)$$

где $K_{\text{возм.}}(t)$ - возмущение коэффициента усиления спектрометра, $K(t)$ - мгновенное значение коэффициента усиления, $A_{\text{оп}}$ - опорный сигнал, соответствующий номинальному значению коэффициента усиления $K_{\text{ном.}}$, $K_i(iT)$ - значение коэффициента усиления в момент измерения его в i -том периоде.

$$K_i(iT) = K_{\text{ном.}} + K_{\text{возм.}}(t) - \frac{1}{a} \sum_{j=0}^{i-1} [bK_j(jT) - A_{\text{оп}}] I(t-jT), \quad (9)$$

где T - период реперного сигнала, n - номер в рассматриваемый момент t , $\pi = \frac{t}{T}$ ($\pi = 0, 1, 2, 3, \dots$), b - коэффициент обратной связи, преобразующий значение коэффициента K_i к виду, удобному для сравнения с $A_{\text{оп}}$.

Для аналого-цифровых систем выражение в квадратных скобках под знаком суммы будет иметь дискретное по амплитуде значение. Оно будет принимать только целые значения - обозначим это значком (*). К тому же $b=1$, поэтому для аналого-цифровых систем выражение (8) примет вид

$$\Delta K(t) = K_{\text{возм.}}(t) - \frac{1}{a} \sum_{i=0}^n [K_i(iT) - A_{\text{оп}}] * I(t-iT). \quad (8')$$

Из анализа (8) видно, что скорость отработки возмущения зависит от b , $1/a$, и T . Она тем больше, чем больше b , $1/a$ и $1/T$ (частота реперного сигнала). Так как аналого-цифровые системы позволяют получить лучшую стабильность, рассмотрим их свойства более подробно.

в) Поведение коэффициента усиления спектрометра с аналого-цифровой системой стабилизации при воздействии возмущения в виде скачка

$$K_{\text{возм.}}(t) = K_{\text{возм.}} 1(t), \quad (10)$$

где $K_{\text{возм.}}$ - амплитуда скачка. Для (10) выражение (8') примет вид:

$$\Delta K(t) = K_{\text{возм.}} 1(t) - \sum_{i=0}^n \frac{1}{a} [K_i(1T) - A_{\text{оп}}] * 1(t-iT). \quad (11)$$

Из этого выражения можно определить n_B - число периодов, необходимых для отработки скачка возмущения $K_{\text{возм.}}$. Очевидно, что через $t = n_B T$, $\Delta K(t)$ не будет превышать чувствительности, и значение коэффициента усиления спектрометрической системы возвратится к номинальному с точностью, соответствующей чувствительности системы стабилизации.

Величина под знаком суммы в выражении (11) соответствует величине отработки сигнала возмущения за любой отдельный период. Поэтому, если

$$C_i = [K_i(1T) - A_{\text{оп}}] * a, \quad (12)$$

и если неотработанное возмущение C_i к каждому периоду i выражается в числах каналов, на которые остается сдвинутым реперный сигнал, то скорость смещения реперного сигнала за каждый период, соответствующая выражению (12), во-первых, меньше одного канала, во-вторых, постоянна внутри каждого канала и равна $\frac{C_i}{a}$. Самая медленная скорость смещения равна $\frac{C_i}{a}$. Она наблюдается при расположении реперного сигнала в пределах одного канала от номинального.

г) Поведение коэффициента усиления спектрометра с аналого-цифровой системой стабилизации при воздействии линейно нарастающего возмущения

Линейно нарастающее воздействие можно представить в дискретной по амплитуде форме:

$$K_{\text{возм.}}(t) = ct \approx \sum_{i=0}^n c T 1(t-iT), \quad (13)$$

где c — скорость нарастания возмущения.

Тогда для (13) выражение (8') имеет вид

$$\Delta K(t) = \sum_{i=1}^n \left\{ cT - \frac{1}{a} [K_i(iT) - A_{\text{оп}}] \right\} 1(t-iT). \quad (14)$$

Понятно, что $\Delta K(t)$ будет изменяться со скоростью v_i за период:

$$v_i = cT - \frac{1}{a} [K_i(iT) - A_{\text{оп}}], \quad (15)$$

причем величина v_i уменьшается с увеличением числа периодов. Поэтому смещение прекратится через k периодов, когда v_i станет равной или меньше нуля, и будет иметь место колебание вокруг нового значения коэффициента усиления, в связи с колебанием v_i вокруг нуля для $i > k$.

- д) Поведение коэффициента усиления спектрометра с аналого-цифровой системой стабилизации при воздействии статических флуктуаций, длительность которых меньше периода реперных сигналов

Мы рассматриваем системы при условии, что импульсный модулятор (реперный сигнал) идеальный. В действительности в общем случае он имеет размытие по закону Гаусса с дисперсией σ . Имеются и другие места действия возмущений в виде статистических флуктуаций, приводящих к влиянию на коэффициент усиления. Если рассмотреть уравнение поведения системы (8'), то видно, что при воздействии возмущения с нормальным распределением в правой части уравнения члены суммы будут также подчиняться нормальному закону. Дисперсию $\Delta K(t)$ с учетом (9) можно определить:

$$\sigma_{\Delta K(t)}^2 = \sigma^2 \left(1 + \frac{1}{a^2} + \frac{1}{a^4} + \dots + \frac{1}{a^{2n}} \right) \approx \sigma^2 \left(1 + \frac{1}{a^2 - 1} \right) = \sigma^2 \frac{a^2}{a^2 - 1}. \quad (16)$$

Из (16) видно, что аналого-цифровая система дополнительно размывает (уширяет) действующее на него возмущение в виде нормального закона и тем больше, чем меньше a . При $a \rightarrow 1$ (см. (16)) система теряет устойчивость. Выражение (16) справедливо лишь для величины $\Delta = 2,36\sigma$ значительно больше одного канала. Иначе уширение будет определяться только частью кривой, выходящей за опорный канал.

4. Релейные системы

а) Устройство и применение релейных систем

Релейные системы являются самыми распространенными /2,6,18-33,43/ благодаря небольшому количеству требуемого оборудования и хорошим результатам стабилизации. Кроме того, релейные системы довольно удобны, чтобы применить в них в качестве реперного сигнала один из пиков исследуемого излучения или дополнительный пик от другого источника /18-21, 24, 26-33/. В /6,22,25/ используется вспышка от внешнего светового источника, а в /2,23,43/ - импульс напряжения. Впервые систему релейного типа выполнил Вилкинсон /18/ для стабилизации спектрометрической установки с пропорциональными счетчиками. Благодаря тому, что регулятор релейной системы реагирует только на знак сигнала рассогласования ($\text{Sgn}(\Delta x)$), очень просто выполняются элементы, измеряющие коэффициент усиления, элементы обратной связи и элементы сравнения (см. рис. 1). На рис. 3 изображена блок-схема релейной системы стабилизации, охватывающая обратной связью многоканальный амплитудный анализатор. В качестве реперного пика используется пик исследуемого излучения (для простоты допущено, что имеется всего один пик). Вывод сигнала рассогласования производится из двух цифровых окон А и Б. Если сигнал приходит из окна А - знак рассогласования минус, если из окна Б - плюс. В данном случае в качестве $A_{\text{оп}}$ служит граница между цифровыми окнами, а $W_{\text{ос}} = -1$. Так как обычно исследуемое излучение имеет несколько пиков, или вносятся посторонний реперный пик, то ширина цифровых окон ΔN_1 и ΔN_2 задается небольшой. Иногда их располагают на склонах реперного пика (см. рис. 4). Недостаток цифровых окон небольшой ширины состоит в том, что система работоспособна только для возмущений, не выводящих реперный пик за пределы окон. Размещение

онок на склонах пика значительно уменьшает частоту реперного сигнала, особенно для узкого пика, так как реперная частота равна сумме частот в цифровых окнах. Зазор между цифровыми окнами является зоной нечувствительности. Она сильно сказывается также для узких реперных пиков.

В системах, не охватывающих обратной связью многоканальные анализаторы, выделение цифровых окон производится с помощью интегральных или дифференциальных дискриминаторов; например, /5,18-22,25/. Опорными сигналами при этом могут служить напряжения порогов дискриминаторов. Регуляторы, включающие в себя релейные элементы, могут быть разной конструкции. В /26,30,31,43/, например, реверсивный счетчик с аналого-цифровым преобразователем, аналоговое напряжение с которого управляет коэффициентом усиления спектрометра. В /28,29/ это интегратор с дозирующими емкостями, напряжение с которого управляет коэффициентом усиления. Положение триггера, связанного с регистром адреса и управляющего подключением соответствующей дозирующей емкости к интегратору, определяется знаком ошибки рассогласования. В /33/ это просто триггер, у которого напряжение с одного из коллекторов интегрируется и управляет коэффициентом усиления. Интересно отметить, что в /23/ релейная система используется для стабилизации коэффициента усиления широкополосного усилителя, а в /31/ выполнена многоканальная система стабилизации для многопараметрического анализа, позволяющая вести регистрацию десяти параметров одновременно.

б) Поведение коэффициента усиления спектрометра с релейными системами стабилизации

Поведение коэффициента усиления спектрометрического тракта во времени в случае применения релейной системы стабилизации можно описать следующим выражением:

$$\Delta K(t) = K_{\text{возм.}}(t) - \sum_{i=0}^n \frac{1}{a} \text{Sgn} [K_i(t) - A_{\text{оп}}] 1(t-iT), \quad (17)$$

где

$$K_i(t) = K_{\text{ном.}} + K_{\text{возм.}}(t) - \sum_{j=0}^{i-1} \frac{1}{a} \text{Sgn} [K_j(t) - A_{\text{оп}}] 1(t-jT). \quad (18)$$

Из (17) и (18) видно, что если $K_{\text{возм.}}(t) = 0$, то система находится в колебательном состоянии. $K(t)$ будет колебаться около $K_{\text{ном.}}$ с размахом колебания, равным $1/a$, и периодом, равным $2T$. Форма колебаний - квадратная или пилообразная в зависимости от устройства регулятора, определяющего закон отработки за один период величины $1/a$.

в) Поведение коэффициента усиления спектрометра с релейной системой стабилизации при воздействии возмущения в виде скачка

Для этого случая, подставив выражение (10) в (17), имеем:

$$\Delta K(t) = K_{\text{возм.}} \cdot 1(t) - \sum_{i=0}^n \frac{1}{a} \text{Sgn}[K_i(tT) - A_{\text{оп}}] i(t-iT). \quad (19)$$

Очевидно, что через $n_{\text{в}} = \left[\frac{K_{\text{возм.}}}{1/a} \right]$ (целое число периодов) возмущение полностью отработается, и система вновь возвратится в состояние малых колебаний, но вокруг нового значения коэффициента $K'_{\text{ном.}}$, который легко вычисляется

$$K'_{\text{ном.}} = K_{\text{ном.}} - K_{\text{возм.}} + \left(n_{\text{в}} - \frac{1}{2} \right) \frac{1}{a}. \quad (20)$$

Из (20) видно, что если $K_{\text{возм.}}$ кратно величине $1/2a$, то значение коэффициента усиления возвращается точно к прежнему значению. Из (20) ясно также, что смещение коэффициента усиления

$$\Delta K_{\text{ном.}} = -K_{\text{возм.}} + \left(n_{\text{в}} - \frac{1}{2} \right) \frac{1}{a} < \frac{1}{a}. \quad (21)$$

Из (21) вытекает необходимость уменьшать величину $1/a$, но это увеличивает время отработки. Поэтому на практике выбирают компромиссное решение, дающее лучшее разрешение.

г) Поведение коэффициента усиления спектрометра с релейной системой стабилизации при воздействии линейно растущего возмущения

Подставив (13) в (17), получим:

$$\Delta K(t) = \sum_{i=0}^n \left\{ cT - \frac{1}{a} \operatorname{Sgn} [K_1(iT) - A_{\text{он}}] \right\} 1(t - iT). \quad (22)$$

Отсюда следует, что если $cT \leq \frac{1}{a}$, то произойдет за нулевой период сдвиг $K(t)$ на величину cT , и в дальнейшем будет происходить колебание вокруг этого значения. Если $cT > \frac{1}{a}$, то значение коэффициента усиления будет все время нарастать с постоянной скоростью $v_1 = cT - \frac{1}{a}$ за каждый период.

д) Поведение коэффициента усиления спектрометра с релейной системой стабилизации при воздействии статистических флуктуаций, длительность которых меньше периода реперных сигналов

Из (17) понятно, что в первой части уравнения складываются статистические флуктуации с колебаниями системы вокруг равновесного состояния. Уширение нормальных распределений для такого случая рассчитано в [3]. Оно зависит от формы колебаний. Для пилообразных колебаний уширение

$$\Delta \sigma = \frac{1}{6} \frac{1}{2a} = \frac{1}{12a}, \quad (23)$$

а для квадратных

$$\Delta \sigma = \frac{1}{2} \frac{1}{2a} = \frac{1}{4a}. \quad (24)$$

Таким образом, меньшее уширение вносят регуляторы с пилообразной формой колебаний.

5. Методы и устройства для регулирования коэффициентов усиления спектрометров

Методы выполнения исполнительных элементов, регулирующих значение коэффициентов усиления спектрометров не зависят от типов применяемых систем стабилизации.

В большинстве работ, в которых производилась стабилизация спинтилляционных систем, для этой цели применялось регулирование напряжения питания на фотоумножителях или отдельных его диодах ^{/6,7,10-12,14,19-21,25-29,34-35/}. Методы изменения коэффициента усиления фотоумножителей рассмотрены подробно в ^{/1/}. Они имеют ряд недостатков. При регулировании высокого напряжения (работа с ним сама по себе не очень удобна) приходится зачастую вмешиваться в стандартные высоковольтные источники питания. Регулировка усиления изменением напряжения на диодах связана с подбором режима напряжений для каждого ФЭУ. К тому же, если с ФЭУ одновременно снимается и временная информация, то так как при изменении напряжения питания происходит изменение времени пролета электронов в ФЭУ, ухудшается временное разрешение. Унификация методов и аппаратуры для измерения коэффициента ФЭУ усиления затруднительна, но все же возможна. В ^{/35/} описывается коммерческий модуль, предназначенный для этой цели. Он вырабатывает корректирующее напряжение, добавляемое к напряжению питания умножителей.

Во многих спектрометрах, где используются многоканальные амплитудные анализаторы с аналого-цифровыми преобразователями, коэффициент усиления регулируется изменением коэффициента преобразования амплитуды в код, который зависит от скорости разряда преобразующего конденсатора или от частоты генератора преобразователя ^{/2,15-17,43/}. Этот метод требует вмешательства в серийные анализаторы, либо изготовления специальных блоков амплитудного преобразования.

Не совсем удобный способ регулирования — изменять коэффициент усиления стандартных усилителей ^{/13,23,33/}. В ^{/13/} меняется сеточное смещение на лампе с переменной крутизной. При этом требуется, чтобы усиливаемый сигнал был значительно меньше по амплитуде напряжения смещения. В ^{/33/} в анодную цепь одного из каскадов спектрометрического усилителя было установлено термо-

сопротивление с внешним подогревом (спираль с регулируемым током).

Наиболее удобным и применимым для всех систем является метод последовательного включения перед основным усилителем блока с регулируемым коэффициентом усиления /22,24,26,30,31,36,37/. В /22,24/ такой блок представляет собой аттенюатор с регулируемым коэффициентом (рис. 5). Деление сигнала происходит на резисторе СК-1104, величиной которого можно управлять, и на входном сопротивлении второго эмиттерного повторителя.

В /26,30,37,38/ используются блоки усилителей с регулируемой глубиной отрицательной обратной связи. Это делается с помощью нелинейного элемента, сопротивление которого зависит от протекаемого тока. В /30/ установкой варикапа в цепи обратной связи изменяется коэффициент усиления зарядочувствительного предусилителя. На рис. 6 показано включение различных нелинейных элементов (а - ламп накаливания GE 344" и "Pinlite 15-15", б - полевого транзистора, в - варикапа).

Блоки регулирования коэффициента усиления с управляемыми обратными связями ставят обычно перед основными усилителями, но после предусилителей, так как желательно, чтобы амплитуды усиливаемых сигналов в управляемом блоке были небольшими и не влияли на величину нелинейных сопротивлений. В то же время необходим минимум вносимых шумов.

В заключение необходимо отметить, что, как показывает данный обзор, в настоящее время стабилизация спектрометрических трактов и получение максимальных разрешений, определяемых детекторами, может быть выполнена довольно простыми техническими средствами. Некоторые затруднения в создании систем стабилизации вызывает отсутствие удобных реперных сигналов, обладающих хорошей стабильностью.

Классификация и рассмотрение систем стабилизации по принципу их построения позволяют сравнивать системы по основным параметрам и выбирать необходимый тип системы, параметры и отдельные ее узлы в зависимости от спектрометра и условий его работы. Сравнение аналого-цифровых и релейных систем показывает, что как один, так и другой типы могут обеспечить высокую стабильность и хорошее энергетическое разрешение.

Автор благодарен Ю.К. Акимову, Г.П. Жукову и А.Н. Синаеву за полезные замечания, а также всем остальным товарищам, проявившим интерес к работе.

П Р И Л О Ж Е Н И Е

1. Уравнение поведения системы стабилизации при отсутствии возмущающих воздействий и его дифференциал

Таким уравнением является зависимость коэффициента усиления стабилизированного спектрометра от опорного сигнала (см. рис. 1). Запишем его в операторной форме:

$$K_{\text{сист.}}(s) = A_{\text{оп}}(s) W_{\text{ос}}(s), \quad (1)$$

где $K_{\text{сист.}}(s)$ - значение коэффициента усиления спектрометра, $A_{\text{оп}}(s)$ - опорный сигнал, $W_{\text{ос.}}(s)$ - передаточная функция системы стабилизации.

Согласно правилу записи значений передаточных функций для систем авто-регулирования, охваченных обратной связью

$$W_{\text{ос.}}(s) = \frac{W_{\text{рег.}}(s) W_{\text{оп.}}(s)}{1 + W_{\text{рег.}}(s) W_{\text{оп.}}(s) W_{\text{ос.}}(s) W_{\text{имс.}}(s)}, \quad (2)$$

где $W_{\text{рег.}}(s)$; $W_{\text{оп.}}(s)$; $W_{\text{ос.}}(s)$; $W_{\text{имс.}}(s)$ - передаточные функции соответствующих звеньев: регулятора, объекта регулирования обратной связи и импульсного модулятора стабилизации. Выражение (1) тогда будет:

$$K_{\text{сист.}}(s) = A_{\text{оп.}}(s) \frac{W_{\text{рег.}}(s) W_{\text{оп.}}(s)}{1 + W_{\text{рег.}}(s) W_{\text{оп.}}(s) W_{\text{ос.}}(s) W_{\text{имс.}}(s)}. \quad (3)$$

Если допустить, что

$$W_{\text{рег.}}(s) W_{\text{оп.}}(s) W_{\text{ос.}}(s) W_{\text{имс.}}(s) \gg 1, \quad (4)$$

то

$$K_{\text{сист.}}(s) \approx A_{\text{оп.}}(s) \frac{1}{W_{\text{ос.}}(s) W_{\text{имс.}}(s)}, \quad (5)$$

а полный дифференциал

$$\Delta K_{\text{сист.}}(s) = \frac{\Delta A_{\text{оп.}}(s)}{W_{\text{ос.}}(s) W_{\text{имс.}}(s)} \frac{A_{\text{оп.}}(s) \Delta W_{\text{ос.}}(s)}{W_{\text{ос.}}^2(s) W_{\text{имс.}}(s)} \frac{\Delta W_{\text{имс.}}(s) A_{\text{оп.}}(s)}{W_{\text{ос.}}(s) W_{\text{имс.}}^2(s)} \quad (6)$$

Выражение (6) определяет зависимость нестабильности коэффициента усиления спектрометра от нестабильности звеньев системы стабилизатора.

2. Уравнение поведения коэффициента усиления спектрометров с аналоговыми системами стабилизации

Запишем

$$\Delta K(t) = K(t) - K_{\text{ном.}} \quad (7)$$

где $K(t)$ — мгновенное значение коэффициента усиления спектрометра, $K_{\text{ном}}$ — номинальное значение коэффициента усиления спектрометра.

Величина $\Delta K(t)$ в любой момент времени будет определяться действующим возмущением $K_{\text{возм}}(t)$ и суммой величин отработки возмущения за предыдущие периоды работы стабилизации:

$$\Delta K(t) = K_{\text{возм.}}(t) - \sum_{i=0}^n K_{\text{отр. } i} 1(t-iT), \quad (8)$$

где T — период реперного сигнала, n — номер периода в рассматриваемый момент времени t , т.е.

$$n = \frac{t}{T} \quad (n = 0; 1; 2; 3 \dots). \quad (9)$$

$K_{\text{отр. } i}$ — величина отработки коэффициента усиления спектрометра за период i .

Понятно, что она будет равна сигналу рассогласования $\Delta K_i(t)$ для периода i , умноженному на коэффициент передачи регулятора, который обозначим $1/a$.

$$K_{\text{отр. } i} = \Delta K(t) \frac{1}{a} \quad (10)$$

Очевидно, что

$$\Delta K_i(t) = b K_i(1T) - A_{\text{оп.}}, \quad (11)$$

где $K_i(1T)$ - мгновенное значение коэффициента усиления спектрометра к началу периода i ; b - коэффициент передачи обратной связи.

Учтя (10) и (11), получим

$$\Delta K(t) = K_{\text{возм.}}(t) - \frac{1}{a} \sum_{i=0}^n [b K_i(1T) - A_{\text{оп.}}] 1(t-iT), \quad (12)$$

где

$$K_i(1T) = K_{\text{ном.}} + K_{\text{возм.}}(t) - \frac{1}{a} \sum_{j=0}^{i-1} [b K_j(jT) - A_{\text{оп.}}] 1(t-jT). \quad (13)$$

3. Уравнение поведения коэффициента усиления спектрометров с релейными системами стабилизации

Выражения (7) - (9) и связанные с ними рассуждения одинаковы и для релейных систем стабилизации. Различаются эти системы $K_{\text{отр.}}$.

Для релейной системы абсолютная величина отработки постоянна за каждый период и определяется устройством регулятора. Пусть эта величина равна $\frac{1}{a}$. Регулятор включается сигналом, определяющим знак ошибки рассогласования.

Поэтому

$$K_{\text{отр.}i} = \frac{1}{a} \text{Sgn} [K_i(1T) - A_{\text{оп.}}], \quad (14)$$

а

$$\Delta K(t) = K_{\text{ном.}}(t) - \sum_{i=0}^n \frac{1}{a} \text{Sgn} [K_i(1T) - A_{\text{оп.}}] 1(t-iT), \quad (15)$$

где

$$K_i(1T) = K_{\text{возм.}} + K_{\text{возм.}}(t) - \sum_{j=0}^{i-1} \frac{1}{a} \text{Sgn} [K_j(jT) - A_{\text{оп.}}] 1(t-jT). \quad (16)$$

4. Уширение аналоговой системой стабилизации гауссовской кривой статистических флуктуаций, действующих на коэффициент усиления спектрометра

Для рассматриваемого случая в выражении (12) возмущающее воздействие является статистическими флуктуациями, длительность которых меньше периода реперных сигналов. Если учесть выражение (13), то можно понять, что в правой части выражения (12) мы имеем сумму членов бесконечного ряда. В каждом члене ряда присутствует величина, подвергающаяся статистическим флуктуациям, причем эта величина имеет коэффициент $1/a$.

Сумма членов ряда в правой части уравнения (12) будет также подчиняться нормальному закону.

Дисперсия величины $\Delta K(t)$ дается выражением:

$$\begin{aligned} \sigma^2_{\Delta K(t)} &= \sigma^2 + \frac{\sigma^2}{a^2} + \frac{\sigma^2}{a^4} + \dots + \frac{\sigma^2}{a^{(1-1)2}} + \dots = \sigma^2 \left(1 + \frac{1}{a^2 - 1} \right) = \quad (17) \\ &= \sigma^2 \frac{a^2}{a^2 - 1} \end{aligned}$$

Л и т е р а т у р а

1. А.В.Ксанфомалити. ПТЭ, 3, 5 (1963).
2. В.И. Приходько, В.Г. Тишин. Препринт ОИЯИ Р-2707, Дубна 1966.
3. Л.С. Горн, Б.И. Хазанов. Труды СНИП, вып. III, 99 (1966).
4. F.D.E. Valkx. Nucl. Instr. and Meth., 10, 234 (1961).
5. O.A.Kem, R.F.Tusting. Proc. Conf. on Instr. Tech. in Nucl. Pulse Analysis. Wash., 1964, p.224.
6. S.Haun, D.Kamke. Nucl. Instr. and Meth., 8, 331 (1960).
7. А.И. Иванченко. ПТЭ, № 2, 150 (1959).
8. H.J.Rijks. Nucl. Instr. and Meth., 14n, 76 (1961).
9. S.A.Scherbatsky, R.S.J. 32, 595 (1961).
10. Д.К. Каипов, Н. Кожаспаев, А.Ф. Павлов. ПТЭ, № 5, 151 (1962).
11. M.Ageno, C.Felizi. Rev. Sci. Instr., 34, 997 (1963).
12. А.В. Павлов, Н. Кожаспаев. ПТЭ, № 1, 210 (1964).
13. С.К. Ситников, Б.В. Ефимов, А.П. Цитович. ПТЭ, № 1, 100 (1965).

14. С.С. Баталин, Г.С. Домбровская, Д.К. Качпов. ПТЭ, № 3, 64 (1965).
15. R. Chase. IRE Trans., NS-9, 119 (1962).
16. А.И. Утюжников. Диссертация, Дубна 1965.
17. В.И. Приходько, В.Г. Тишин. Препринт ОИЯИ, 2492, Дубна 1965.
18. D.H. Wilkinson. J. S. I. 27, 36 (1950).
19. H. de Waard. Nucleonics. July, 1955, p. 36.
20. В.Н. Афанасьев. ПТЭ № 1, 74 (1961).
21. А.В. Куликов, Ю.М. Волков. ПТЭ, № 3, 73 (1962).
22. K. W. Marlow. Nucl. Instr. and Meth., 15, 188 (1962).
23. K. G. Porges, J. Bjorkland. Proc. Conf. Paris (1963), p. 811.
24. F. Steaman. Nucl. Instr. and Meth., 29, 107 (1964).
25. J. L. Black, E. Valentine. Nucl. Instr. and Meth. 8, 331 (1960).
26. J. A. Laad, J. M. Kennady. Proc. Conf. Wash. (1964) p. 150.
27. I. Dixon. Nucl. Instr. and Meth., 25, 26 (1963).
28. R. A. Dudley, R. Scarpatetti. Nucl. Instr. and Meth., 25, 297 (1964).
29. R. A. Dudley, R. Scarpatetti. Proc. Conf. Wash. (1964) p. 150
30. P. K. Patwardhan. Nucl. Instr. and Meth. 31, 169 (1964).
31. M. Nakamura, R. L. la Pierre. Nucl. Instr. and Meth., 32, 277 (1965).
32. A. M. Cominetti. Nucl. Instr. and Meth., 37, 125 (1965).
33. К.Я. Громов, А.М. Калинин, В.В. Кузнецов, Н.П. Ненов, Б.П. Осипенко, В.И. Фоминых. Препринт ОИЯИ 2724, Дубна 1966.
34. Ю.В. Анищенко, О.Д. Огурцов. ПТЭ, № 3, 136 (1964).
35. R. Borbas, D. S. Dayle, S. H. Alken, L. Jones. Nucl. Instr. and Meth., 37, 183 (1965).
36. Ю.С. Расщепляев. Приборостроение № 2 (1963).
37. H. Arque Almaraz. Nucl. Instr. and Meth., 32, 233 (1965).
38. В.И. Рыкалин, Т.Г. Кмита, И.В. Рыжиков, И.А. Новоселова. Препринт ОИЯИ 2466, Дубна 1965.
39. В.Г. Лапшин, М.Н. Омеляненко, И.В. Рыжиков, В.И. Рыкалин. ПТЭ, № 1, 149 (1966).
40. G. Amel, C. Zagde, R. S. J. 35, 1538 (1964).
41. В.И. Наумов, М.Н. Омеляненко, В.И. Рыкалин, В.Ф. Титова. ПТЭ № 4, 65 (1966).
42. М.К. Ефимчик, А.Ф. Чернявский, Е.Е. Шушкевич. ПТЭ, № 6, 5 (1966).
43. А.П. Нехай, В.В. Марченко, ПТЭ, № 6, 55 (1966).

Рукопись поступила в издательский отдел
15 марта 1967 г.

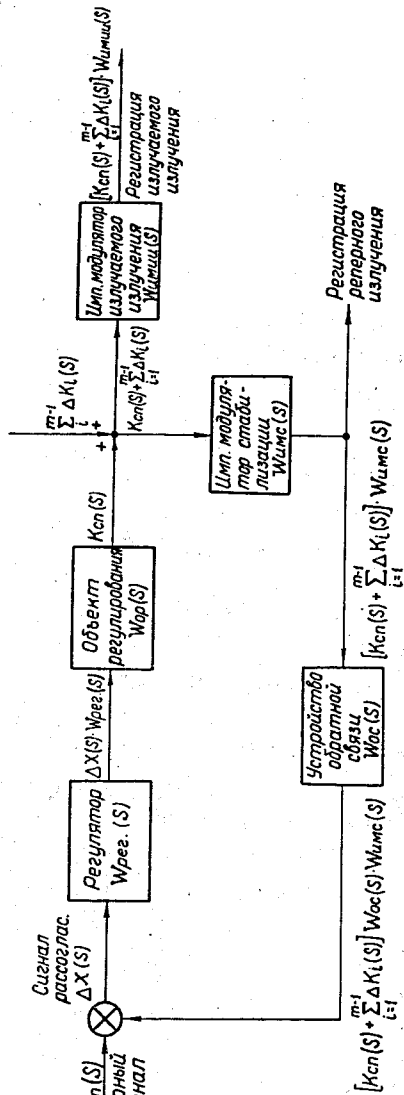


Рис. 1. Структурная схема системы стабилизации коэффициента усиления спектрометра.

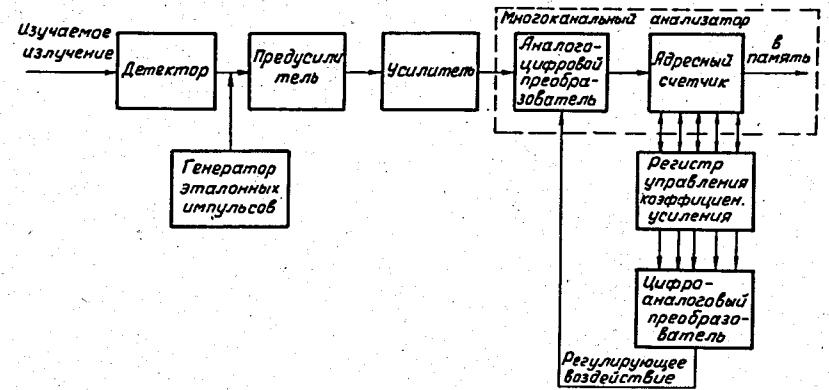


Рис. 2. Блок-схема аналого-цифровой системы стабилизации.

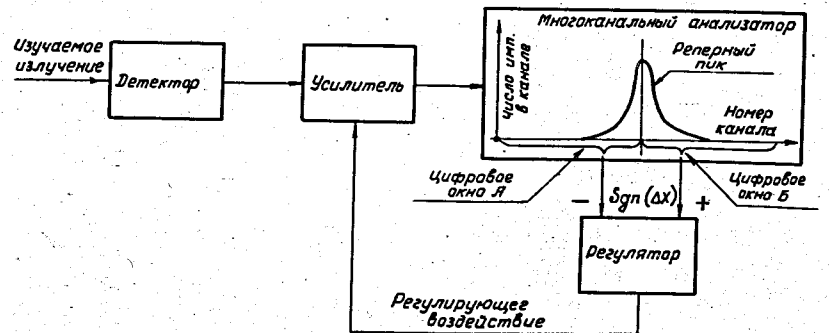


Рис. 3. Блок-схема релейной системы стабилизации.

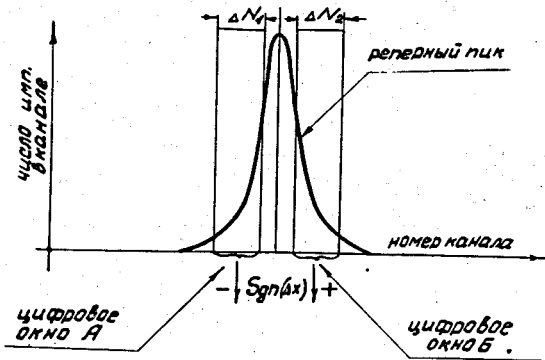


Рис. 4. Один из методов выбора цифровых "окон".

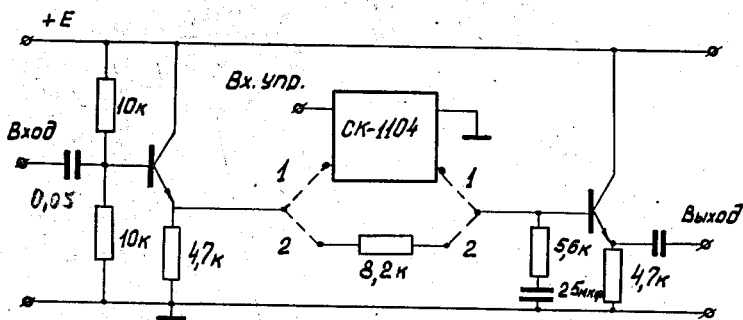


Рис. 5. Атенуатор с регулируемым коэффициентом деления.

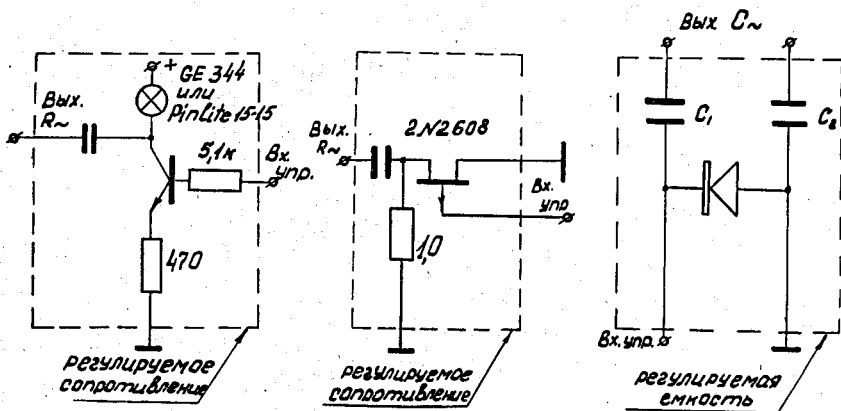


Рис. 6. Некоторые способы включения нелинейных элементов в схемы регулирования коэффициентов усиления: а) лампы накаливания, б) полевого транзистора, в) варикапа.