

тает $k-2$ попаданий), то аналогичным путем для общего числа пропущенных одиночных попаданий получим:

$$\bar{v}_{k-2} = k [L_{k+2}(x) + L_{2k+2}(x) + L_{3k+2}(x) + \dots]$$

и т. д. и, наконец, для исходного состояния 0

$$\bar{v}_0 = k [L_{2k}(x) + L_{3k}(x) + L_{4k}(x) + \dots].$$

Поскольку время измерений T всегда значительно больше времени установления (например, [5]), то все исходные состояния пересчетной схемы будут равновероятны, поэтому для среднего числа одиночных просчетов получаем:

$$\bar{v} = k^{-1} \sum_0^{k-1} \bar{v}_i = \sum_{i=k+1}^{\infty} L_i(x),$$

а для среднего числа k -кратных просчетов на один k -кратный отсчет

$$\bar{l} = k^{-1} \sum_{i=k+1}^{\infty} L_i(x). \quad (19)$$

3. РЕАЛЬНАЯ ПЕРЕСЧЕТНАЯ СХЕМА С «МЕРТВЫМ» ВРЕМЕНЕМ σ НА ВХОДЕ НЕПРОДЛЕВАЮЩЕГОСЯ ТИПА И «МЕРТВЫМ» ВРЕМЕНЕМ τ НА ВЫХОДЕ ПРОДЛЕВАЮЩЕГОСЯ ИЛИ НЕПРОДЛЕВАЮЩЕГОСЯ ТИПА

Полученные в разделах 1 и 2 формы для M непосредственно могут быть использованы только тогда, когда просчетами, связанными с «мертвым» временем входа пересчетной схемы σ или «мертвым» временем детектора частиц σ_0 (если $\sigma_0 > \sigma$), можно пренебречь, так как они были выведены в предположении $\sigma = 0$. Однако эти формулы могут быть использованы для определения числа отсчетов детектора и при $\sigma \neq 0$, если везде в выражениях, определяющих аргумент x в $L_i(x)$, верхний предел интегрирования (формулы (2), (15) и им соответствующие) уменьшить на $i\sigma$, а суммирование по i ограничить значением $i = s$, где s — целая часть от $\Delta t/\sigma$, а Δt равно разности верхнего и нижнего пределов интегрирования в выражениях для x . Таким образом, с изменением индекса i в $L_i(x)$ будет несколько меняться также и его аргумент.

При условиях, когда доля просчетов невелика, формулы разделов 1 и 2 практически могут быть использованы в большинстве случаев без указанных изменений. (Напомним, что просчеты, связанные с «мертвым» временем выхода пересчетной схемы, могут иметь место только тогда, когда $\tau > k\sigma$, где k — коэффициент пересчета). Для определения интенсивности n или числа попаданий за время измерений T необходимо затем ввести поправку на просчеты, связанные с «мертвым» временем σ . Этот вопрос подробно рассмотрен в [2] и [3], и мы не будем на нем останавливаться.

Краткие выводы. Полученные формулы, связывающие число k -кратных отсчетов с интенсивностью для «мертвого» времени продлевающегося и непродлевающегося типа на выходе пересчетной схемы при работе с импульсными источниками, могут быть использованы для введения поправок на просчеты при прямоугольной и экспоненциальной форме импульса, а также при произвольной форме импульса для некоторых соотношений между мертвым временем, длительностью и частотой повторения импульса. Применяя их, можно также установить необходимый коэффициент пересчета в счетном канале, исходя из наперед заданной доли просчетов при конструировании измерительной аппаратуры. При других равных условиях доля просчетов всегда существенно меньше в случае «мертвого» времени непродлевающегося типа. Поэтому в счетном канале выгодно иметь перед механическим нумератором выходной мультивибратор с «мертвым» временем, равным «мертвому» времени механического нумератора.

ЛИТЕРАТУРА

1. G. F. von Dardel, Trans. Roy. Inst. Techn., Stockholm, 1954, № 75.
2. C. H. Westcott, Proc. Roy. Soc. A., 1948, 194, 508.
3. N. Feather, Proc. Cambridge Philos. Soc., 1949, 45, 648.
4. И. А. Гришаев, А. М. Шендерович, Ж. эксперим. и теор. физ., 1961, 41, 2(8), 420.
5. В. И. Гольданский, А. В. Куденко, М. И. Подгорецкий, Статистика отсчетов при регистрации ядерных частиц, 1959, Физматгиз.
6. L. J. Shiff, Phys. Rev., 1936, 50, 88.

МОЩНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ В. Ч. УСИЛИТЕЛЕЙ И АВТОГЕНЕРАТОРОВ БЕЗ ФОРМИРУЮЩИХ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ

В. А. БОРИСОВ, Г. Н. ОСТРЕЙКО,
В. С. ПАНАСЮК, Л. И. ЮДИН

(Получено 1 сентября 1962 г.)

Приведены два типа схем импульсных модуляторов высокочастотных устройств, работающих в тракте питания ускорителей. В модуляторах отсутствуют формирующие длинные линии и используется частичный разряд накопительной емкости. В качестве коммутаторов применяются газоразрядные вентили.

Во многих случаях для создания ускоряющего электрического поля в ускорителях применяются высокочастотные генераторы с импульсной модуляцией. Наиболее распространенной схемой формирования модулирующих импульсов является длинная линия с газоразрядным вентилем. Очень часто длинная линия нагружается повышающим трансформатором. Работать с таким модулятором неудобно, если в. ч. генератор имеет нагрузку типа вакуумного резонатора, склонного к электрическим пробоям, особенно во время тренировки. Скачки напряжения на линии и анодах ламп вследствие изменения нагрузки требуют дополнительных забот по электрической прочности устройств. Очевидно, с этим явлением приходится сталкиваться и при настройке генератора, когда режимы ламп могут изменяться. Помимо того, в модуляторах с искусственной линией, особенно при работе ее на трансформатор, трудно получить хорошие фронт и срез импульса, если длительность его велика. В последнее время появились искусственные линии, позволяющие плавно изменять длительность формируемого импульса. Однако трудности, связанные с формированием относительно длинных импульсов при крутых фронтах, и критичность к нагрузке в модуляторах, содержащих эти линии, остаются. Ниже приводятся два типа схем модуляторов, обладающих относительной простотой и надежностью в работе, в значительной мере лишенных перечисленных выше недостатков.

СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ

1. Каждая из приведенных ниже двух схем модуляторов может быть использована для питания любого типа высокочастотного усилителя или автогенератора. Однако, как станет ясно из последующего, схему, изображенную на рис. 2, целесообразно применять в тех случаях, когда электрическая прочность имеющихся тиратронов недостаточна для работы в анодной цепи генераторных ламп.

Схема рис. 1 изображена упрощенно. Часть цепей высокой частоты генераторной лампы и защитных устройств лампы при про-

боях не показаны, как не имеющие принципиального значения для понимания работы модулятора. Схема работает следующим образом: тиратрон L_1 поджигается через разделительный трансформатор Tr и подключает генераторную лампу L_2 к накопительному конденсатору C_1 . Величина емкости накопительного конденсатора зависит от требований к постоянству анодного напряжения в течение длительности импульса. Величина зарядного сопротивления R_1 определяется частотой следования импульсов. Это сопротивление может быть заменено зарядным дросселем. Цепь гашения тиратрона L_1 состоит из тиратрона L_3 , сопротивления R_4 ,

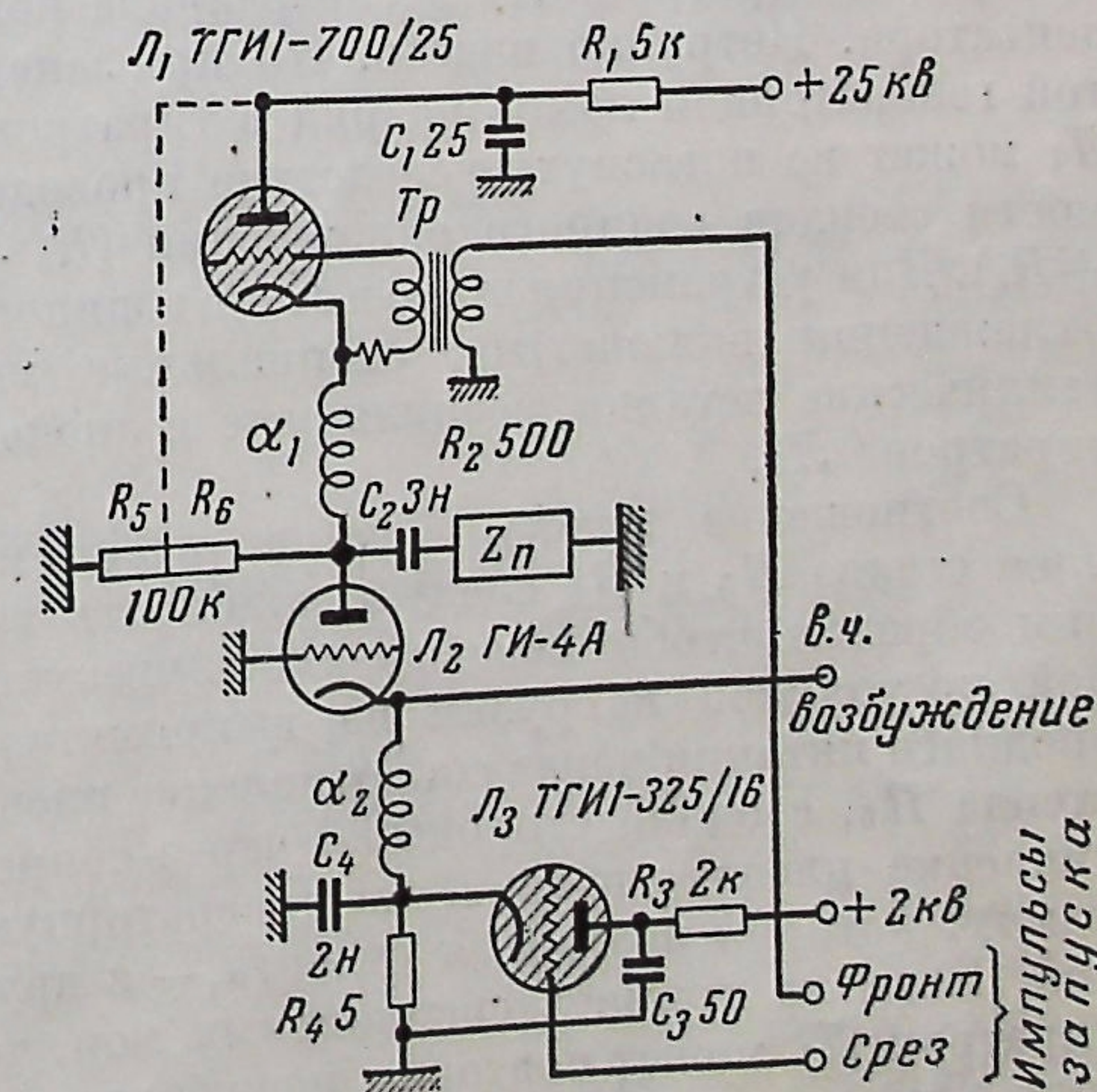


Рис. 1. Схема модулятора первого типа. (Поправка: вместо α следует читать L)

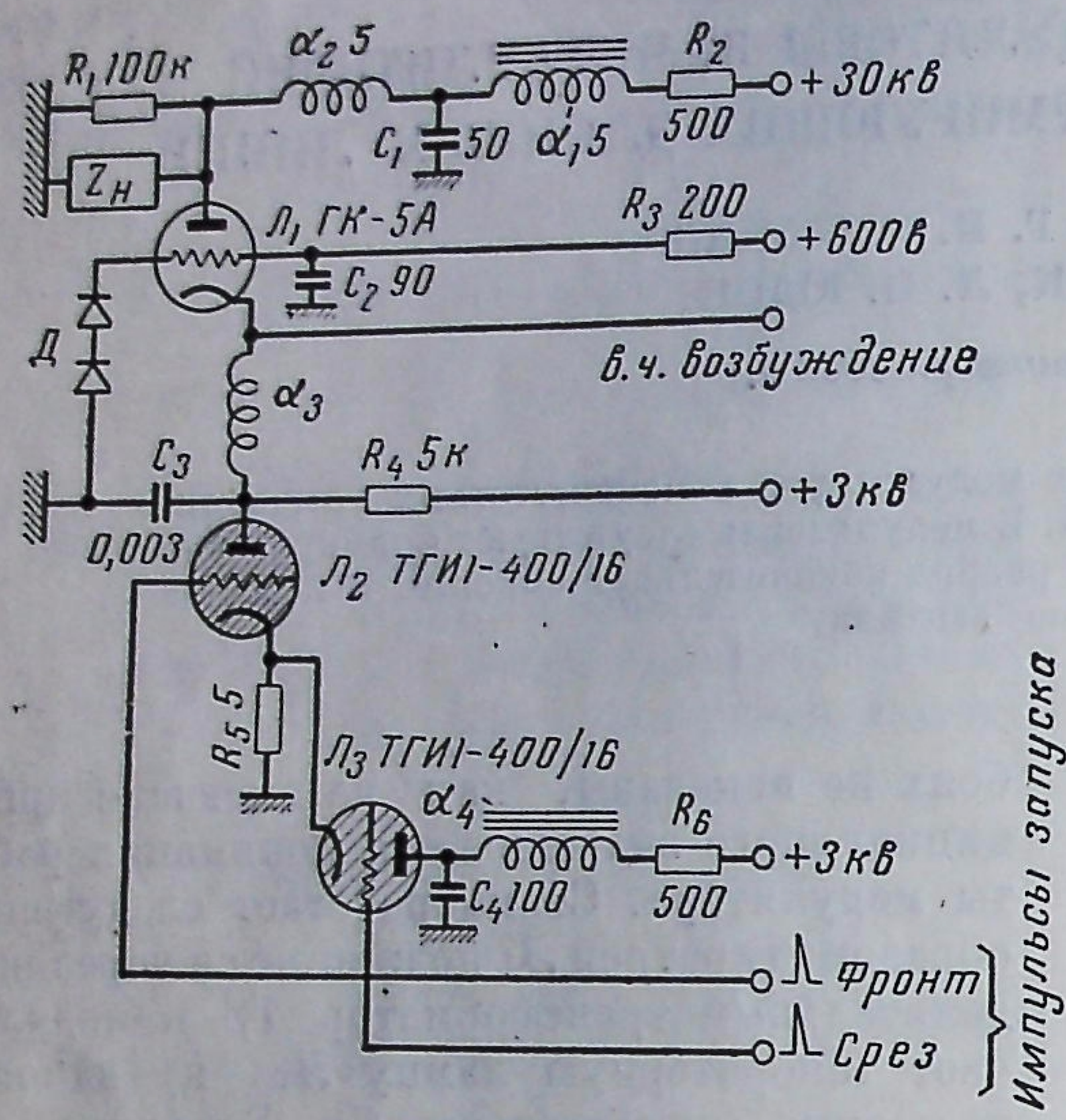


Рис. 2. Схема модулятора второго типа.
(Поправка: вместо α следует читать L)

являющегося одновременно сопротивлением автоматического смещения генераторной лампы, и конденсатора C_3 . Величина постоянной времени $R_4 C_3$ выбирается такой, чтобы генератор был заперт в течение времени, необходимого для деионизации тиратрона L_1 . Сопротивление R_3 должно обеспечивать запираание тиратрона L_3 после разряда конденсатора. Нетрудно видеть, что при запертой генераторной лампе разряд в тиратроне L_1 может не погаснуть вследствие проводимости стенов водяного охлаждения ($R_5 + R_6$). Для устранения этого в стенд водяного охлаждения включаются специальные металлические вставки, соединяемые с анодом тиратрона L_1 .

Соотношение между сопротивлениями плеч стенда R_5 и R_6 следует подбирать таким образом, чтобы не создавалось чрезмерной постоянной нагрузки на выпрямитель анодного питания через сопротивление плеча стенда R_5 , с одной стороны, и через сопротивление плеча стенда R_6 и генераторную лампу, которая все время отперта, — с другой. Если не принять специальных мер, то тиратрон L_1 может повторно поджечься импульсом, возникающим вследствие изменения разности потенциалов между анодом и катодом тиратрона при запираании генераторной лампы цепью гашения. Это явление может быть усугублено в том случае, если мо-

дулируется автогенератор, срыв в. ч. колебаний которого может быть зятанут во времени вследствие воздействия блокировочной цепи и сводится к постановке фильтра проподжига тиратрона L_1 и подключению к аноду генераторной лампы сопротивления R_3 и конденсатора C_2 . Последняя мера необходима в случае, когда отсутствуют стенов водяного охлаждения или сопротивление их очень велико. Элементы схемы рис. 1, о которых здесь не упоминалось, относятся к разделительным и блокировочным в. ч. цепям и нагрузке.

Параметры к схеме на рис. 1 даны для в. ч. усилителя мощности с полезной мощностью в нагрузке 1 Мвт при длительности импульса 200 мксек и частоте повторений 5 гц .

2. На рис. 2 с упрощениями, аналогичными схеме рис. 1, представлена схема второго типа модулятора. Напряжение на анод генераторной лампы подается непрерывно. Сопротивление стенов водяного охлаждения R_1 в этой схеме влияет только на постоянную подгрузку выпрямителя. В нерабочем состоянии лампа L_1 заперта напряжением, поступающим от выпрямителя через сопротивление R_4 . Величина этого сопротивления должна быть такой, чтобы напряжение запираания L_1 на блокировочной емкости C_3 успело нарасти до необходимого значения за время деионизации тиратрона L_2 . В рабочем состоянии каскада напряжение, действующее в катодной цепи генераторной лампы, состоит из падения напряжения от катодного тока лампы на гасящем сопротивлении R_5 плюс напряжение горения тиратрона L_2 . Величина последнего, например, для тиратрона ТГИ-325/16 достигает 170 в . Суммарное напряжение смещения на катоде генераторной лампы может оказаться слишком большим для самовозбуждения каскада в режиме генерирования колебаний. Для устранения этого эффекта в сеточную цепь L_1 через сопротивление R_3 подается потенциал, смещающий рабочую точку на характеристике лампы в нужное положение. Величина конденсатора C_2 выбирается такой, чтобы он не успел перезарядиться сеточными токами в течение времени нарастания в. ч. колебаний. Далее в течение всего импульса сеточные токи проходят через германиевый диод (D) или газотрон. Сопротивление R_3 должно быть таким, чтобы конденсатор C_2 успел зарядиться до напряжения выпря-

мителя за время между импульсами. Для за- пираания каскада служит тиратрон L_3 .

Постоянные времени анодной цепи (выбор величины емкости C_1 и цепи гашения $R_5 C_4$) определяются по тем же соображениям, что и в схеме рис. 1. Элементы схемы рис. 2, о которых здесь не упоминалось, относятся к разделительным и блокировочным в. ч. цепям и нагрузке.

Параметры к схеме на рис. 2 даны для в. ч. усилителя с полезной мощностью в нагрузке 2 Мвт в импульсе, длительностью 200 мксек и частоте повторения 10 гц .

Закключение. Первый тип схемы был выполнен на воздушных разрядниках с управляемым поджигом и эксплуатировался в одной из лабораторий института в 1956—1958 гг. Впоследствии, в целях повышения

стабильности работы в широком диапазоне напряжений, схема была переведена на тиратроны. Второй тип схемы был испытан в 1960 г. В последнее время схемы, подобные описанным выше, стали применяться в некоторых работах с ускорителями. Это лишнее подтверждает их целесообразность и повышает уверенность в том, что оценка этих схем и соответствующие рекомендации по ним, по-видимому, справедливы.

Авторы выражают благодарность В. М. Петрову, внесшему ряд ценных предложений по усовершенствованию первой и второй схем модуляторов, а также пользуются случаем выразить благодарность И. А. Самохину за участие в расчетах и налаживании схемы второго типа.

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ГЕНЕРАТОР НА ТРАНЗИСТОРАХ

Э. В. ДВОРНИКОВ, Э. А. МАВРИН, Н. В. МОРКОВИН

СКБ аналитического приборостроения АН СССР

(Получено 8 сентября 1962 г.)

Приведены описание и схема высокостабильного автогенератора на транзисторах, стабилизированного кварцем. Резонатор помещен в пассивный термостат. Кварцевый генератор может служить задающим устройством в возбuditеле частоты радиоспектрометра я. м. р. высокого разрешения. Описанный автогенератор несложен в изготовлении и настройке, очень экономичен и надежен в работе.

Современная техника я. м. р. радиоспектроскопии предъявляет очень высокие требования к параметрам аппаратуры, предназначенной для изучения явлений ядерного магнитного резонанса. Как известно, разрешающая способность радиоспектроскопии я. м. р. высокого разрешения определяется непосредственно степенью однородности магнитного поля, временной стабильностью частоты радиочастотного и напряженности постоянного магнитного поля [1].

Данная статья посвящена решению вопроса повышения стабильности частоты переменного поля, возбуждающего пробу в радиоспектрометрах ядерного магнитного резонанса высокого разрешения.

Стабильность частоты несущей переменного поля и уровень паразитной частотной модуляции последней определяются, главным образом, качеством работы задающего кварцевого генератора, номинал частоты которого должен обеспечить требуемую кратность дискретной сетки высокочастотного возбuditеля. Для достижения высокой

стабильности частоты задающего генератора необходимо идти по пути создания условий, при которых максимального значения достигают оба вида стабильности: 1) стабильность частоты генератора по отношению к частоте резонансной системы; эта составляющая определяется практически фиксирующей способностью кварцевого резонатора $|\sigma_q| = 2Q$; 2) стабильность кварца, одним из дестабилизирующих факторов для которого является изменение температуры [2—4]. Величины сопротивлений связи, входящих в цепь обратной связи, должны быть меньше эквивалентного сопротивления резонатора на 1—2 порядка. В таком случае добротность Q_q , определяющая первый вид стабильности, существенно не изменится.

Принципиальная схема автогенератора со стабилизатором напряжения питания, удовлетворяющая изложенным условиям,