

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
имени академика С. П. КОРОЛЕВА

Л. В. МАКАРОВА
И. Р. ДОБРЯНСКИЙ

ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ

Учебное пособие

КУЙБЫШЕВ 1978

УДК 621.376.5

При проектировании импульсных передатчиков СВЧ большое значение имеют правильный выбор схемы и расчет отдельных элементов модулятора и подмодулятора.

Основное внимание в пособии уделено модуляторам с электронными и ионными коммутаторами, предназначенными для генерирования импульсов микросекундной длительности.

Настоящее пособие по проектированию модуляторов не является учебником и поэтому многие расчетные формулы, которые можно найти в литературе, даются без выводов.

Необходимость издания пособия вызвана широким использованием импульсных передатчиков в важнейших областях науки и техники, что, в свою очередь, увеличило число соответствующих тем курсовых проектов.

Авторы выражают глубокую благодарность А. М. Попову за помощь в оформлении рукописи.

Темплан 1978, поз. 1574.

Утверждено на редакционно-издательском совете института 30.12.76 г.

Рецензенты: *Панаев В. В., Волков Л. В.*

I. МОДУЛЯЦИЯ В ЛАМПОВЫХ И МАГНЕТРОННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРАХ СВЧ

В однокаскадных ламповых автогенераторах СВЧ наибольшее распространение получили такие виды модуляции, как импульсная, частотная и внутримпульсная частотная (ЛЧМ).

1.1. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ЛАМПОВЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

В автогенераторах широко используется импульсная модуляция по аноду с использованием емкостного накопителя энергии, что позволяет для получения необходимой импульсной мощности генератора применять маломощные источники питания.

В качестве ключа используются электронные или газоразрядные лампы в зависимости от типа модулятора.

В модуляторе с частичным разрядом длительность модулирующего импульса определяется длительностью запускающего, вследствие чего наряду с одиночной последовательностью импульсов возможно применение таких видов модуляции, как ВИМ, ШИМ, КИМ. Формирование сигнала, управляющего коммутатором, производится в маломощных цепях подмодулятора.

В однокаскадных передатчиках подача положительного импульса на анод создает лишь возможность самовозбуждения. Электрическим толчком, обеспечивающим начало автоколебаний, является флуктуационное напряжение, создаваемое хаотическим движением электронов в цепях автогенератора. Случайный характер таких толчков приводит к изменениям положения переднего фронта радиопульсов, что влечет за собой увеличение шума в приемном тракте. Для устранения таких шумов автогенератор подвергается дополнительному воздействию со стороны вспомогательного гетеродина малой мощности, создающего искусственные регулярные начальные условия. Связь

вспомогательного гетеродина с анодно-сеточным контуром автогенератора может быть емкостной, индуктивной, автотрансформаторной.

При импульсной модуляции лампового автогенератора необходимо предъявить требования к форме модулирующих импульсов, поскольку они определяют параметры и режим работы модулятора. Эти требования вытекают из рассмотрения вольт-амперной характеристики генераторного триода, которую с достаточной для инженерных расчетов точностью можно аппроксимировать прямой, выходящей из начала координат. Это означает, что для модулятора генератор представляет линейную нагрузку:

$$R_r = \frac{E_a}{I_{a0}}$$

Следовательно, форма огибающей высокочастотного импульса будет повторять форму модулирующего импульса, их длительности будут равны, а требования к длительности фронта и спада модулирующего импульса такие же, как требования к длительностям фронта и спада радиоимпульса:

$$\tau_{\phi} \leq 0,1\tau_{и}; \quad \tau_{сп} \leq 0,2 - 0,3\tau_{и}.$$

При нестабильности вершины модулирующего импульса изменяется амплитуда высокочастотного импульса, изменяется частота автогенератора. Так как теоретически трудно определить величину ухода

$$\Delta f = F(\Delta E_a),$$

то обычно эта зависимость определяется экспериментально. Установлено, что для триодных автогенераторов допустимое значение нестабильности вершины лежит в пределах

$$\frac{\Delta E_a}{E_a} = G = 0,05 - 0,1.$$

Основные схемы импульсных модуляторов и методика их расчета будут рассмотрены в § 2.1 и 2.3.

1.2. ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

Основное распространение этот вид модуляции получил в ламповых автогенераторах дециметрового диапазона волн в связи с освоением этого диапазона для целей телевидения, телеметрии и радиолокации.

Специфика схем и конструкций генераторов дециметрового диапазона не позволяет непосредственно применить хорошо разработанные методы частотной модуляции, используемой в более длинноволновых диапазонах.

Различают два метода частотной модуляции—прямой и косвенный. Поскольку косвенный метод применяется в многокаскадных передатчиках, здесь он рассматриваться не будет.

В качестве управляемой реактивности при прямых методах могут использоваться различные устройства и элементы.

Рассмотрим частотную модуляцию автогенератора с помощью варакторов.

Для включения варактора в схему автогенератора обычно используется управляющая линия (рис. 1). Большим достоин-

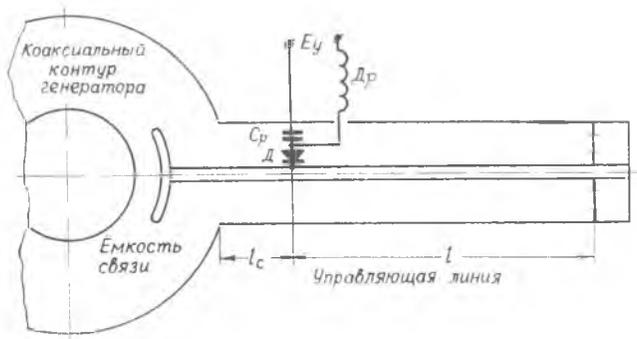


Рис. 1. Схема управляющего устройства с полупроводниковым диодом

ством этой схемы является возможность точной и широкой регулировки всех характеристик и параметров системы управления частотой. Включение варактора непосредственно в анодно-сеточный контур автогенератора невозможно, в первую очередь, вследствие больших переменных напряжений, которые в этом случае приложены к управляющему элементу.

Эквивалентная схема анодно-сеточного контура автогенератора с управляющей цепью изображена на рис. 2. Предположим, что управляющая линия через емкость связи $C_{св}$ подключена к началу анодно-сеточного контура и что частота автоколебаний равна собственной частоте анодно-сеточного контура, которая в соответствии с эквивалентной схемой определяется равенством

$$X_{ac} + X_{св} + X_{22} = 0. \quad (1)$$

Выражения для X_{ac} и $X_{св}$:

$$X_{ac} = \frac{W_{ac} \operatorname{tg} ml_{ac}}{1 - \omega C_{ac} W_{ac} \cdot \operatorname{tg} ml_{ac}}, \quad (2)$$

$$X_{св} = -\frac{1}{\omega C_{св}}; \quad m = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (3)$$

Здесь W_{ac} — волновое сопротивление анодно-сеточного контура. Сопротивление X_{22} можно найти из эквивалентной схемы (рис. 3):

$$X_{22} = X_{вх} = W \frac{\operatorname{tg} ml + \operatorname{tg} ml_c (1 - \omega CW \operatorname{tg} ml)}{1 - \omega CW \operatorname{tg} ml - \operatorname{tg} ml_c \operatorname{tg} ml}.$$

Значения буквенных обозначений ясны из рисунка: W — волновое сопротивление управляющей линии.

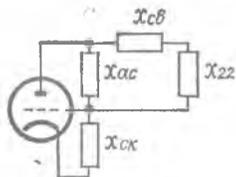


Рис. 2. Эквивалентная схема анодно-сеточного контура с управляющей цепью



Рис. 3. Схема анодно-сеточного контура с управляющей цепью

Для определения возможных пределов изменения частоты необходимо графически решить уравнение (1) для двух значений управляющей емкости C_{\min} и C_{\max} . При этом все другие параметры колебательной системы должны быть заданы или определены. Заданными величинами будут W_{ac} , W , C_{ac} , $C_{св}$, ω , l_{ac} . Место включения управляющей емкости l_c в линию выбирается из конструктивных соображений. Длину управляющей линии можно определить, предполагая, что в цепочке, образованной сопротивлениями $X_{св}$ и $X_{вх}$, наблюдается последовательный резонанс. В этом случае влияние емкости C на частоту автоколебаний будет максимальным.

Из равенства $X_{св} = -X_{вх}$ имеем:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X_{св} - W \operatorname{tg} ml_c}{W (1 + \omega C X_{св}) + (X_{св} - \omega CW^2) \operatorname{tg} ml_c}.$$

Длину l определяем для C_{\min} или для C_{\max} . При графическом решении уравнения (1) определяется собственная частота анодно-сеточного контура вместе с управляющей линией, и эту частоту с небольшой погрешностью можно считать частотой автоколебаний в схеме.

Следует помнить, что амплитуда переменного напряжения на управляющем диоде не должна превышать предельно-допустимого значения. В автогенераторах большой мощности это приведет к необходимости уменьшения связи с контуром, что, в свою очередь, приведет к уменьшению влияния управляющего устройства на частоту автоколебаний.

Что же касается практического осуществления внутриимпульсной частотной модуляции автогенератора, то она выполняется путем одновременной подачи импульсного напряжения на анод генераторной лампы, а модулирующего — на варактор. Управление моментом подачи этих напряжений осуществляется синхронизатором.

1.3. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В МАГНЕТРОНАХ

Импульсная модуляция в магнетронах по своим свойствам соответствует амплитудной модуляции в ламповом генераторе с тем принципиальным отличием, что сопротивление генератора для модулятора непостоянно: его модуляционная характеристика нелинейна. Последнее объясняется тем, что в магнетроне устойчивые колебания, а следовательно, и анодный ток возникают не мгновенно, а после подачи анодного напряжения выше порогового. Модуляция осуществляется подачей отрицательных импульсов в катод. Для многих магнетронов связь между рабочим и пороговым напряжением удовлетворительно описывается соотношением $E_{a \text{ пор}} = (0,7—0,8) E_{ap}$.

При анодных напряжениях, ниже порогового, магнетрон генерирует шумы (неустойчивые колебания), и анодный ток имеет очень малую величину. На практике работа магнетрона в области неустойчивости обычно сопровождается искрением и высокочастотными пробоями в выходном устройстве и внутри передающей линии.

Вольт-амперная характеристика $I_a = f(E_a)$ (рис. 4) при $H = \text{const}$ является статической модуляционной характеристикой по току. Эту характеристику можно аппроксимировать либо степенной зависимостью, либо ломаными линиями ADC или ABC .

В области малых токов линия AB проходит через начало координат, сопротивление магнетрона велико:

$$R_{m1} = \text{ctg } \beta = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a}.$$

При напряжении, выше порогового ($E_a > E_{a \text{ пор}}$), возникают устойчивые колебания вида «л». В этой области модуляционная (вольт-амперная) характеристика описывается прямой BC , имеющей большую крутизну. Величина сопротивления магнетрона на этом участке

$$R_{m2} = \text{ctg } \alpha = \frac{E_a}{I_a}.$$

Соотношения между величинами сопротивлений на участках AB и BC обычно бывают следующего порядка:

$$R_{m1} = (20—30) R_{m2}.$$

Сопротивление магнетрона в рабочей точке

$$R_M = \operatorname{ctg} \gamma = \frac{E_{ap}}{I_{ap}}$$

Исходя из принятой аппроксимации статической модуляционной характеристики магнетрона, можно предъявить требования к форме модулирующего импульса. В радиолокационных

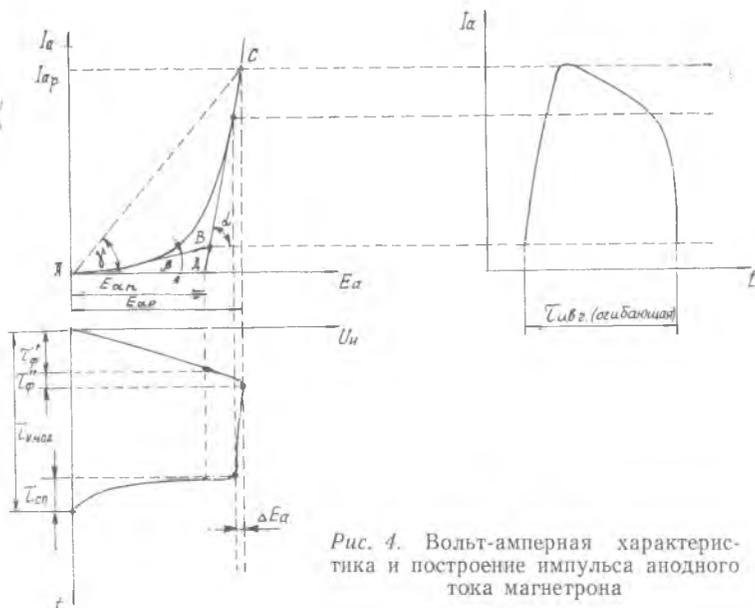


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика и построение импульса анодного тока магнетрона

станциях эти требования также определяются назначением станции и требованиями к точности определения дальности до цели.

Для того, чтобы магнетрон в установившемся режиме генерировал колебания вида «т», необходимо, чтобы длительность того участка фронта модулирующего импульса, в течение которого напряжение на магнетроне возрастает от $E_{a \text{ пор}}$ до E_{ap} (τ_{ϕ}'') была бы примерно равна времени установления ($t_{уст}$) колебаний вида «т» в магнетроне. С другой стороны, для того, чтобы не успели заметно нарасти колебания одного из низковольтных видов, длительность того участка фронта импульса, в течение которого напряжение на магнетроне возрастает от 0 до $E_{a \text{ пор}}$ (τ_{ϕ}'), должна превышать не более чем в два раза время установления колебаний вида «т». Таким образом, длительность всего фронта модулирующего импульса должна быть равна

$$\tau_{\phi} = \tau_{\phi}' + \tau_{\phi}'' = 3t_{уст}$$

Аналитического выражения для времени установления колебаний в магнетроне до сих пор не получено. По результатам экспериментов, проведенных Бычковым С. И., время установления колебаний в различных импульсных магнетронах сантиметрового диапазона равно 50—100 периодам высокочастотных колебаний (ВЧ) магнетрона:

$$\tau_{\phi} = 3t_{\text{уст}} = (150—300) T_{\text{вч}}$$

или

$$\tau_{\phi} = (0,5—1) \lambda.$$

Это соответствует скорости нарастания анодного напряжения:

$$\frac{\partial E_a}{\partial t} = 50—300 \text{ кВ/мкс.}$$

Неравномерность или нестабильность напряжения на вершине модулирующего импульса определяется допустимой нестабильностью частоты за время импульса. Если задана допустимая нестабильность частоты, то по характеристикам электронного смещения частоты $\Delta f = F(I_a)$ можно определить допустимое ΔI_a и относительную или абсолютную неравномерность напряжения на вершине импульса:

$$G = \frac{\Delta E_a}{E_a \text{ раб}} = \frac{\Delta I_a}{I_a} \frac{R_{\text{дин}}}{R_m}. \quad R_{\text{дин}} = R_{m2}$$

Если Δf не задано, то в практике расчетов обычно принимают $G = 0,005 \div 0,015$.

К длительности спада предъявляются менее жесткие требования, так как вероятность возбуждения колебаний других видов при спаде мала. В связи с этим считается допустимой длительность спада $\tau_{\text{сп}} = (0,2 \div 0,4) \tau_{\text{и}}$.

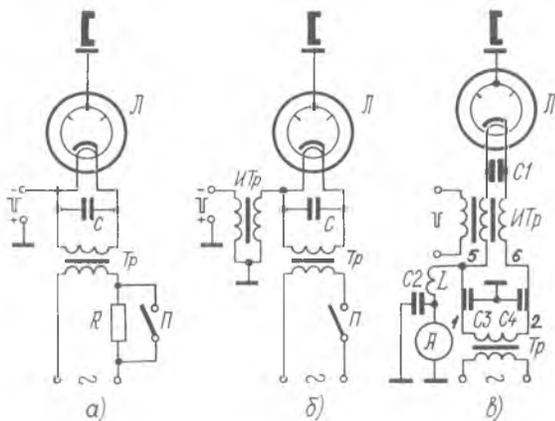


Рис. 5. Схемы магнетронных генераторов

При составлении схемы магнетронного автогенератора необходимо учитывать, что модулирующее импульсное напряжение во всех случаях должно быть приложено между анодом и катодом магнетрона. Так как по конструктивным особенностям анодный блок магнетрона всегда заземлен по импульсному току, то модулирующий импульс напряжения отрицательной полярности подается на катод. На рис. 5, а, б, в показаны различные варианты выполнения катодной цепи магнетрона.

Ток накала магнетрона протекает по цепи, образованной вторичной обмоткой трансформатора накала и нитью подогрева катода. В некоторых типах импульсных магнетронов питание подогревателя требуется только для разогрева катода перед подачей высокого напряжения на анод магнетрона (рис. 5, б). В ряде магнетронов после подачи высокого напряжения ток в цепи накала уменьшают (рис. 5, а).

При включении магнетрона в схему следует обращать внимание на правильное присоединение минуса высокого напряжения к катоду магнетрона.

Присоединение минуса анода к катоду через подогреватель приводит к тому, что весь анодный ток проходит через подогреватель. Нестационарные процессы при прохождении импульсов тока большой силы могут вызвать повреждение подогревателя. На рис. 6, а показано правильное, а на рис. 6, б неправильное включение минуса анода. Вывод нити накала магнетрона, к которому присоединен катод, в различных магнетронах обозначается по-разному, например, буква «К», знак «+» и т. д.

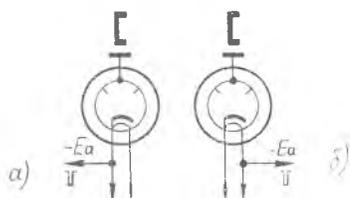


Рис. 6. Способы включения напряжения питания на анод магнетрона

Рассмотренные схемы подачи модулирующего импульсного напряжения обладают двумя существенными недостатками:

изоляция между вторичной обмоткой трансформатора накала и корпусом, а также между обмотками рассчитывается на полное анодное напряжение магнетрона;

во избежание искажений формы модулирующего импульса емкость вторичной обмотки трансформатора накала по отношению к корпусу должна быть мала (порядка нескольких десятков микрофарад).

Оба обстоятельства существенно усложняют конструкцию трансформатора накала магнетрона.

На рис. 5, в приведена схема подачи модулирующего напряжения на магнетрон, в которой применен импульсный трансформатор с двумя вторичными обмотками. Вторичные обмотки по импульсному напряжению включены параллельно. По

импульсному напряжению клеммы 5, 6, а следовательно, и клеммы накального трансформатора 1, 2 соединены с корпусом, вследствие чего максимальный потенциал вторичной обмотки по отношению к корпусу практически равен амплитудному значению напряжения накала магнетрона.

Вторичные обмотки импульсного трансформатора нагружаются током

$$I_2 = I_{\text{нак}} + \frac{I_{\text{ср}}}{2},$$

где $I_{\text{нак}}$ — эффективное значение тока накала магнетрона;

$I_{\text{ср}}$ — среднее значение анодного тока магнетрона.

Так как $I_{\text{нак}} \gg I_{\text{ср}}$, то сечение провода вторичной обмотки импульсного трансформатора определяется током накала с учетом продолжительности протекания в обмотках при частичном его уменьшении или полном выключении при подаче высокого напряжения.

Все типы современных импульсных многорезонаторных магнетронов рассчитаны для работы с принудительным охлаждением. Применяются системы воздушного и жидкостного охлаждения. Охлаждение магнетрона следует включать одновременно с включением накала. Температура внешней части анодного блока не должна превосходить 80°C .

II. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ

2.1. ВЫБОР СХЕМЫ МОДУЛЯТОРА

При выборе типа импульсного модулятора останавливаются либо на схеме модулятора с частичным разрядом накопительной емкости, либо на схеме модулятора с полным разрядом накопительной емкости, в котором в качестве накопителя энергии используется искусственная линия.

Достоинствами импульсных модуляторов с частичным разрядом по сравнению с импульсными модуляторами на искусственных линиях являются:

1) лучшая форма импульса. На выходе модулятора можно получить импульс, по форме близкий к прямоугольному. При этом длительности $\tau_{\text{ф}}$, $\tau_{\text{сп}}$ и неравномерность вершины G можно изменять независимо, что особенно важно для магнетронных генераторов. При модуляции триодного генератора жестких требований к различным участкам модулирующего импульса не предъявляется, поэтому с успехом может использоваться накопительная искусственная линия, так как КПД ее высок;

2) меньшее допустимое временное расстояние между следующими друг за другом импульсами (до нескольких микросекунд). В модуляторе с искусственной линией это расстояние зависит от времени полной деионизации тиратрона, схемы зарядной цепи модулятора, величины напряжения заряда искусственной линии и составляет десятки микросекунд;

3) меньшая возможная длительность импульса (до десятых и сотых долей микросекунды). Лучшие водородные тиратроны обеспечивают работу модулятора с искусственной линией при длительностях импульсов тока в анодной цепи до $0,5 \div 0,25$ мкс;

4) малое влияние на величину и форму импульса изменений сопротивления нагрузки модулятора, что особенно важно при модуляции магнетронного генератора, в котором при эксплуатации возможны кратковременные короткие замыкания анодной цепи. Для устранения последствий таких замыканий в схемах модуляторов с искусственными линиями приходится применять специальные защитные диоды;

5) возможность перехода на режимы с различными длительностями импульсов, частотами их повторений, их формами путем переключений в маломощных цепях подмодулятора. В модуляторах с искусственными линиями такой переход возможен только при переключениях в высоковольтных цепях модулятора;

6) возможность подключения генератора непосредственно к схеме модулятора без применения импульсных трансформаторов. В большинстве модуляторов с искусственными линиями обычно применяют выходные повышающие импульсные трансформаторы, с помощью которых можно снизить требуемое напряжение источника питания, а также напряжения на отдельных элементах схемы (тиратроне, накопителе, зарядном дросселе). Кроме того, трансформатор служит для согласования волнового сопротивления искусственной линии ($\rho_{л} = 25 \div 100$ Ом) с сопротивлением нагрузки. Нагрузкой является генератор, сопротивление которого импульсному току составляет сотни или тысячи Ом.

Недостатками импульсных модуляторов с частичным разрядом емкости по сравнению с импульсными модуляторами на искусственных линиях являются:

значительно большие размеры электронных ламп по сравнению с тиратронами в модуляторах одинаковой мощности;

большие размеры более сложного подмодулятора, который должен обеспечить подачу на управляющую сетку коммутаторной лампы сравнительно мощного импульса, форма которого должна быть близка к прямоугольной;

большие размеры накопительных конденсаторов;

необходимость более высоковольтного выпрямителя, что при заданной электрической прочности приводит к большим размерам и весу устройства.

При выборе схемы модулятора необходимо учитывать все перечисленные положения. При модуляции магнетронного генератора получили распространение преимущественно модуляторы с частичным разрядом, но, когда мощность магнетрона очень велика и нет подходящих коммутаторных ламп, применяется модулятор с полным разрядом.

При модуляции триодного генератора, особенно мощного, более целесообразным является использование модулятора с полным разрядом, имеющего больший коэффициент полезного действия. Однако здесь необходимо учитывать возможность обеспечения заданной длительности импульса, частоты следования и т. д.

На рис. 7 изображена схема импульсного модулятора с частичным разрядом, в которой используется импульсный трансформатор ИТр2 [3].

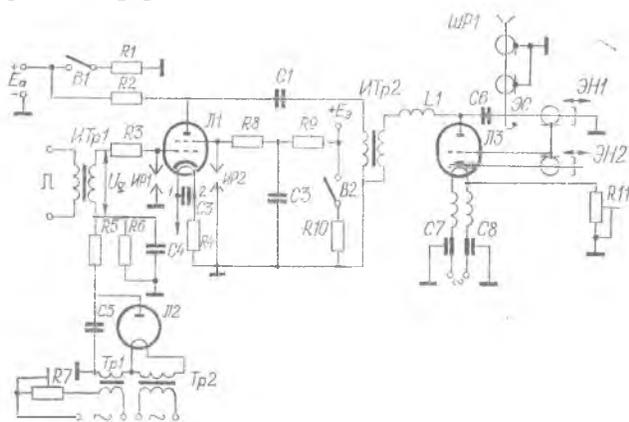


Рис. 7. Схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости с использованием импульсного трансформатора

Величина накопительной емкости $C1$ рассчитывается из условия допустимого изменения напряжения между анодом и катодом генераторной лампы. Для ограничения тока при пробое в катодной цепи устанавливается защитное сопротивление R_4 . Выбор слишком большого ограничительного сопротивления хотя и желателен по соображениям ограничения тока пробоя, но приводит к большим потерям мощности и увеличению напряжения выпрямителя. Величину этого сопротивления следует выбирать из соотношения $I_n R_4 = (0,005 \div 0,02) e_{a \text{ мин}}$, где I_n — ток в импульсе через коммутаторную лампу;

$e_{a \text{ мин}}$ — напряжение на аноде коммутаторной лампы при прохождении анодного тока (остаточное напряжение).

Зарядное сопротивление R_2 выбирается возможно большим для ограничения тока от выпрямителя через открытую ком-

мутаторную лампу во время подачи на ее управляющую сетку положительного импульса напряжения. Но слишком большим сопротивлением R_2 выбирать нельзя, так как через него в интервале времени между импульсами накопительная емкость C_1 должна успеть зарядиться до достаточно большой величины, близкой к напряжению выпрямителя E_0 . Сопротивление R_9 и емкость C_3 имеют то же назначение, что и R_2 и C_1 , и выбираются с учетом ранее высказанных соображений. Обычно емкость C_3 рассчитывается так, чтобы напряжение на экранной сетке за время длительности импульса не изменилось более чем на $0,5 \div 1,5\%$.

Сопротивления R_8 и R_3 , включаемые вблизи выводов лампы, предназначены для подавления возможных паразитных колебаний. Величина их бывает от нескольких до десятков ом.

Блокировочная емкость C_3 уменьшает вероятность пробоя между катодом и подогревателем модуляторной лампы, и ее величина может быть определена из следующих неравенств:

$$C_3 \gg \frac{\tau_{II}}{R_{II}}, \quad C_3 \ll \frac{T - \tau_{II}}{R_{II}}, \quad (4)$$

где R_{II} — сопротивление нити подогревателя в нагретом состоянии, определяемое по напряжению и току накала, приводимыми в паспорте лампы. При определении величины C_3 желательно превышение обоих неравенств в десятки раз. В этом случае, во-первых, за время импульса напряжение между конечными точками 1 и 2 подогревателя существенно не возрастет и опасности пробоя не возникнет и, во-вторых, за время между импульсами емкость C_3 будет успевать разряжаться и постепенного накопления заряда на ней не будет.

Выключатели B_1 и B_2 являются элементами механической блокировки. В момент снятия кожуха с блока модулятора они подключают разрядные сопротивления R_1 , R_{10} к схеме для разрядки фильтровых и накопительных конденсаторов. Сопротивления R_1 и R_{10} предназначены для ограничения тока при разрядке, и их максимальная величина должна быть выбрана с учетом времени разряда конденсаторов, которое должно быть, очевидно, меньше времени, необходимого для полного снятия кожуха с блока. В маломощных модуляторах выключатели механической блокировки производят разрядку конденсаторов простым замыканием их на корпус.

В качестве элементов колебательной системы применены короткозамкнутые участки коаксиальных резонаторов.

Анодно-сеточная колебательная система имеет настройку ЭН₁, а катодно-сеточная колебательная система настраивается короткозамыкающим поршнем ЭН₂. Блокировочный конденсатор C_6 расположен на расстоянии четверти длины волны от короткозамыкающей перемычки анодно-сеточной колебательной системы и его емкость может быть выбрана небольшой, что

весьма благоприятно с точки зрения увеличения крутизны переднего и заднего фронтов высокочастотного импульса.

Сопротивление R_{11} автоматического смещения, подстраиваемое с фиксацией настройки, включено на пути катодного тока.

Элемент ЭС связи генератора с нагрузкой с помощью петли связи—подстраиваемый. Блокировочные элементы C_7 , C_8 препятствуют прохождению энергии высокой частоты из генератора в цепи питания накала.

Сопротивление утечки R_6 рассчитывается по формуле

$$R_6 = \frac{T - \tau_{II}}{C_4 \beta_g},$$

где β_g — допустимое относительное изменение напряжения на управляющей сетке за время импульса,

$$\beta_g = \frac{\Delta U_g}{U_{гн} - |E_g|}.$$

Здесь ΔU_g — изменение напряжения на управляющей сетке за время импульса;

$U_{гн}$ — амплитуда запускающего импульса;

E_g — напряжение источника смещения;

Величина β_g выбирается обычно не более 0,01÷0,03.

Величина мощности выпрямителя смещения определяется соотношением

$$P_{см} = \frac{|E_g|^2}{R_6}.$$

Сопротивление R_5 и емкость C_5 являются элементами фильтра выпрямителя.

Данная схема модулятора с импульсным трансформатором имеет следующие достоинства:

применяя повышающий (по напряжению) импульсный трансформатор, можно использовать выпрямитель с меньшим выходным напряжением E_0 ;

у генераторной лампы по импульсному напряжению можно заземлить любой электрод.

Недостатки этой схемы:

импульсный трансформатор является сравнительно дорогим и громоздким узлом;

импульсный трансформатор может существенно ухудшить форму импульса, особенно в мощных модуляторах с малыми длительностями импульсов;

может значительно снизиться общий КПД модулятора, во-первых, вследствие потерь в самом трансформаторе и, во-вторых, (в случае применения повышающего трансформатора) из-за уменьшения пересчитанного в первичную обмотку трансформатора сопротивления генератора по импульсному току.

На рис. 8 приведена схема импульсного модулятора, которая может считаться наипростейшей в сравнении с другими схемами модулятора этого типа.

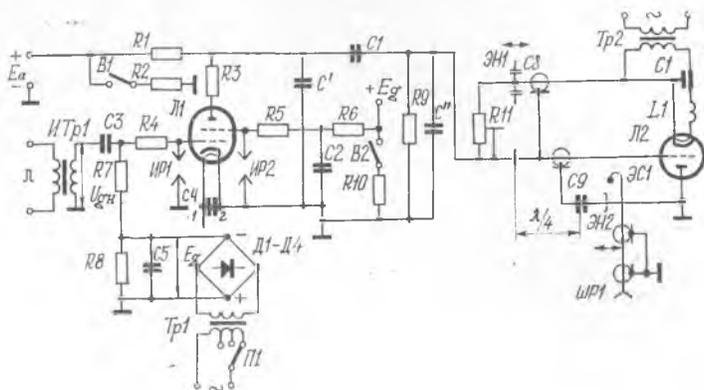


Рис. 8. Схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости

Назначение элементов C_1 , C_2 , C_4 , C_5 , R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , R_{10} и их расчет в этой схеме такие же, как и в предыдущей. Защитное сопротивление R_3 здесь установлено в цепи анода. Импульс запуска подается на управляющую сетку коммутаторной лампы от подмодулятора через импульсный трансформатор и разделительный конденсатор C_3 .

За время длительности импульса, отпирающего коммутирующую лампу, емкость C_3 заряжается в основном за счет значительного тока управляющей сетки так, что к концу импульса результирующее положительное напряжение на сетке становится несколько меньше, чем в начале. За время паузы между импульсами емкость C_3 разряжается до напряжения, близкого к напряжению источника смещения. Минимальное значение емкости C_3 , обеспечивающей допустимое относительное изменение напряжения на управляющей сетке за время импульса

$$\beta_g = \frac{\Delta U_g}{U_{gn} - |E_g|}$$

с достаточной степенью точности может быть определено по формуле

$$C_3 = \frac{I_{\text{сои}} \tau}{\beta_g (U_{gn} - |E_g|)},$$

где $I_{\text{сои}}$ — постоянная составляющая импульсного тока управляющей сетки коммутаторной лампы.

Сопротивление R_7 должно выбираться как можно больше по сравнению с входным сопротивлением открытой лампы, так

как при этом его шунтирующее действие будет меньше, а следовательно, и требуемая мощность от подмодулятора существенно не увеличится:

$$R_7 = (10-50) \frac{U_{gn} - |E_g|}{I_{cm}}$$

С другой стороны, емкость C_3 , получившая дополнительный заряд за время импульса, должна успеть за период между импульсами разрядиться через сопротивления R_7 и R_8 , чтобы к приходу следующего импульса напряжение на ней снова было бы таким же, как и перед предыдущим импульсом, т. е. близким к E_g . Сумма этих сопротивлений определяется по формуле

$$R_7 + R_8 = \frac{T - \tau_{п}}{C_3 \beta_g}$$

Минимальное значение сопротивления R_8 определяет необходимую мощность источника напряжения смещения:

$$P_{cm} = \frac{|E_g|^2}{R_8}$$

Накопительный конденсатор C_1 бумажного типа, имеющий два высоковольтных вывода, крепится в блоке таким образом, чтобы его паразитные емкости с обкладок на корпус модулятора, входящие в величины паразитных монтажных емкостей C' и C'' , были бы достаточно малыми. С этой целью он укрепляется на специальной панели, приподнятой над металлическим шасси модулятора с помощью изоляторов, или заключается в специальный кожух из пластмассы, отделенный от шасси значительным промежутком.

Для уменьшения возможности выхода из строя мощной коммутаторной лампы из-за перегрева ее сеток токами пробоев, параллельно промежуткам катод—вторая сетка и катод—первая сетка вне лампы устанавливаются искровые (пробивные) предохранители ИР₁ и ИР₂, отрегулированные таким образом, что пробой в них наступает раньше, чем пробой в соответствующем междуэлектродном пространстве.

Конструкция генератора с анодом, заземленным по импульсному напряжению, имеет следующие достоинства:

- 1) упрощается система охлаждения анода, в особенности при использовании жидкостного охлаждения;
- 2) упрощается механическое крепление массивного анода в мощных лампах с жидкостным или воздушным охлаждением анода;

3) уменьшается величина полной паразитной емкости C'' . Действительно, при заземлении массивного анода в состав емкости C'' войдет только междуэлектродная емкость лампы и емкость между теми элементами колебательной системы, которые находятся под импульсным напряжением по отношению к

корпусу и деталям генератора, соединенным с корпусом. При заземлении же катода или сетки по импульсному напряжению к этим емкостям еще прибавляется значительная емкость между массивным анодом и корпусом блока.

К недостатку использования генератора с заземленным по импульсному напряжению анодом в такой (без импульсного трансформатора) схеме импульсного модулятора относят необходимость использования специального малоёмкостного накального трансформатора с высокой электрической прочностью между вторичной обмоткой и корпусом блока.

В некоторых схемах импульсных модуляторов с неполным разрядом емкости вместо зарядного сопротивления R_9 устанавливают зарядный диод. Это позволяет иметь относительно малую величину полного зарядного сопротивления, так как сопротивление диода для тока заряда может быть значительно меньшим сопротивления R_9 . Это особенно важно для передатчиков с высокой частотой повторения импульсов или при работе пачками импульсов, поскольку емкость C_1 успевает подзарядиться до нужного значения. Кроме того, наличие диода с относительно малым внутренним сопротивлением способствует подавлению нежелательных колебаний переходных процессов, возникающих в паразитных контурах в начале импульса и при его окончании.

При применении импульсных магнетронов широкое использование нашла схема, приведенная без подробностей на рис. 9.

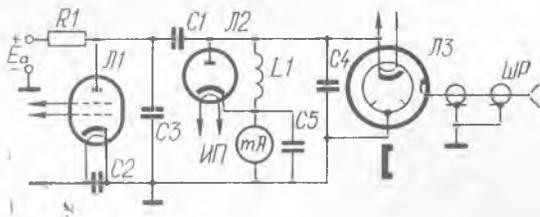


Рис 9. Схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости для работы на магнетрон

Зарядная цепь состоит из диода J_2 и индуктивности L_1 , предназначенных, как известно, для увеличения крутизны заднего фронта импульса, подаваемого на магнетрон.

С целью уменьшения веса и габаритов импульсного модулятора в некоторых конструкциях не ставят конденсаторов сглаживающего фильтра. Их роль выполняют накопительные конденсаторы.

В ряде передатчиков по условиям эксплуатации блок высокочастотного генератора и блок импульсного модулятора пространственно отделены друг от друга. Так бывает, например, в

тех случаях, когда высокочастотный блок с целью уменьшения длины высокочастотного тракта устанавливается в непосредственной близости от антенны.

Схема такого импульсного модулятора и магнетронного генератора, размещенных в различных блоках и соединенных высоковольтным кабелем для передачи импульсов от модулятора к магнетрону, представлена на рис. 10.

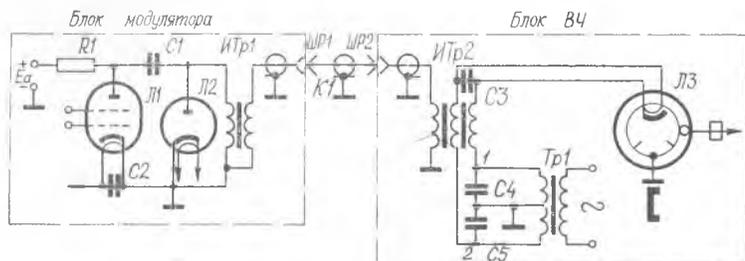


Рис. 10. Схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной емкости для работы на магнетрон, размещенный в отдельном блоке

Для облегчения условий работы кабеля K_1 и штепсельных разъемов ШР1 и ШР2 используется импульсный трансформатор ИТр1, уменьшающий напряжение импульса, передаваемого по кабелю. Повышающий по напряжению импульсный трансформатор ИТр2 снова увеличивает напряжение импульса до величины, необходимой для нормальной работы магнетрона.

Блокировочный конденсатор C_3 , шунтирующий по импульсному напряжению нить подогревателя катода магнетрона, предотвращает пробой между подогревателем и катодом и рассчитывается по тем же соотношениям, что и емкость конденсатора C_3 на рис. 7. Конденсаторы C_4 и C_5 соединяют по импульсному напряжению концы 1 и 2 вторичных обмоток импульсного трансформатора ИТр2 с корпусом блока. Величина их может быть определена по формуле

$$C_4 = C_5 = 5000 \frac{\tau}{R_{\text{дин}}}, \quad (5)$$

где $R_{\text{дин}}$ —динамическое (дифференциальное) сопротивление магнетрона. На рис. 11 представлена схема магнетронного генератора с модулятором, в котором используется искусственная накопительная линия. Заряд линии—колебательный от выпрямителя через дроссель Др1 и диод. Нагрузкой модулятора является магнетрон. Высокое импульсное напряжение подается на магнетрон через повышающий по напряжению импульсный трансформатор ИТр1. Трансформатор необходим для согласования сопротивления генератора по постоянному току с волновым со-

противлением искусственной линии. Величина волнового сопротивления выбирается обычно небольшой: $50 \div 70$ Ом. При выборе этой величины учитывают следующие соображения. Мощность

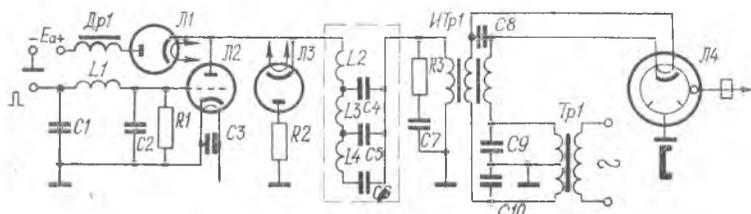


Рис. 11. Схема импульсного модулятора с искусственной линией, работающего на магнетрон

в импульсе, отдаваемая линией в согласованную нагрузку, определяется как:

$$P_{л} = \frac{U_{л}^2}{4\rho_{л}} = I_1^2 \rho_{л},$$

где $U_{л}$ — напряжение, до которого была заряжена линия;

I_1 — ток разряда линии, протекающий через первичную обмотку трансформатора.

Из формулы видно, что при заданной величине мощности $P_{л}$ большим значениям $\rho_{л}$ соответствует и большая величина напряжения $U_{л}$, до которого необходимо зарядить линию, а значит, и большее напряжение источника питания, от которого заряжается линия. При уменьшении $\rho_{л}$ снижается требуемое напряжение, хотя при этом возрастает величина разрядного тока I_1 . Несмотря на то, что тиратроны коммутируют большие токи, их возможности по напряжению часто недостаточны, и в выборе величины $\rho_{л}$ определяющим является не величина тока I_1 , а требуемое напряжение $U_{л}$.

При необходимости пространственного разделения блока модулятора и блока магнетрона искусственную линию соединяют с первичной обмоткой импульсного трансформатора коаксиальным высокочастотным кабелем с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению искусственной линии. Корректирующая цепь R_3C_7 в значительной степени обеспечивает согласование искусственной линии с магнетроном в период формирования переднего фронта импульса. Как известно, вольт-амперная характеристика магнетрона имеет резко выраженный нелинейный характер и если корректирующую цепь не ставить, то из-за весьма большого сопротивления негенирирующего в период нарастания напряжения магнетрона напряжение на нем в этот период резко возрастет, достигнет величины большей, чем это необходимо для получения колебаний данного вида. При этом могут возникнуть колебания нежелательного вида другой частоты или

может быть пропуск импульса. Чтобы линия разряжалась на приблизительно постоянное сопротивление, параметры корректирующей цепочки выбираются равными: $R_3 = R'_{м1}$, а емкость C_7 выбирается так, чтобы утроенная постоянная времени была равна длительности импульса: $3R_3C_7 = \tau_{ф}$, откуда, учитывая ранее приведенные соотношения,

$$C_7 = (0,167 - 0,33) \frac{\lambda}{R'_{м}} 10^6.$$

Здесь $R'_{м}$ — пересчитанное в первичную цепь сопротивление магнетрона в рабочей точке, Ом;

λ — длина волны, м;

C_7 — емкость, пФ.

В начале формирования фронта емкость C_7 разряжена и сопротивление цепочки $R_3 = R_{м}$.

Сопротивление магнетрона в это время бесконечно велико. Затем емкость заряжается, и ток через цепочку уменьшается. Наоборот, ток через магнетрон увеличивается. К моменту формирования $\tau_{ф}$, C_7 заряжается, ток через цепочку не идет, а ток через магнетрон достигает значения $I_{ар}$. Защитные диод L_3 и сопротивление R_2 разряжают линию каждый раз после появления на ней напряжения обратного знака по сравнению с нормальным напряжением ее заряда. Перезаряд линии происходит при коротком замыкании в нагрузке, например при искрении магнетрона, причем напряжение на линии может превысить напряжение источника питания более чем в 10 раз. Очевидно, раньше чем напряжение достигнет такой величины, отдельные элементы импульсного модулятора выйдут из строя.

Во многих схемах модулятора с искусственными линиями для некоторого уменьшения крутизны переднего фронта импульса анодного тока между анодом тиратрона и искусственной линией включается дроссель небольшой индуктивности.

2.2. РАСЧЕТ МОДУЛЯТОРА С ЧАСТИЧНЫМ РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЬНОЙ ЕМКОСТИ ПРИ РАБОТЕ НА МАГНЕТРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

Исходными данными для расчета модулятора являются:

P_{\sim} — мощность магнетрона в импульсе;

λ — длина волны;

$\tau_{и}$ — длительность ВЧ импульса;

F — частота следования импульсов.

Рабочие характеристики магнетронов известны. Расчет модулятора производится следующим образом:

1. Определяем необходимые характеристики модулирующего импульса (рис. 4):

$$\tau_{\phi} = (0,5 - 1) \lambda; \quad \tau'_{\phi} = \frac{2}{3} \tau_{\phi};$$

$$\tau''_{\phi} = \frac{1}{3} \tau_{\phi}; \quad \tau_{\text{сп}} = 0,3 \tau_{\text{и}}; \quad G = 0,005 - 0,015.$$

2. Выбираем рабочую точку магнетрона. При этом становятся известными величины $E_{\text{ар}}$ и $I_{\text{ар}}$. Продолжив вольт-амперную характеристику магнетрона, проходящую через рабочую точку до пересечения с осью ординат (Л18, рис. 2), определяем величину порогового напряжения $E_{\text{ап}}$, а затем дифференциальное сопротивление магнетрона:

$$R_{\text{м2}} = \frac{E_{\text{ар}} - E_{\text{ап}}}{I_{\text{ар}}}.$$

3. Выбираем модуляторную лампу так, чтобы примерно выполнялись соотношения:

$$E_{\text{а доп}} = (1,1 - 1,2) E_{\text{ар}}; \quad I_{\text{а макс}} = (1,1 - 1,3) I_{\text{ар}},$$

где $E_{\text{а доп}}$ — максимальное допустимое напряжение на аноде лампы;

$I_{\text{а макс}}$ — максимальный импульсный анодный ток, указывается в паспорте лампы.

В случае возможности выбора между модуляторным триодом и модуляторным тетродом следует остановить выбор на тетроде, так как при этом потребуется меньшее напряжение смещения, меньшая амплитуда отпирающего импульса и меньшая мощность подмодулятора. Если нет модуляторной лампы, обеспечивающей ток $I_{\text{а макс}} = (1,1 \div 1,3) I_{\text{ар}}$, то можно включить параллельно две (реже—три) менее мощные лампы, но выдерживающие напряжение на аноде $E_{\text{а доп}} = (1,1 \div 1,2) E_{\text{ар}}$.

4. Ориентировочно задаемся величиной паразитной емкости схемы в пределах $C_{\text{п}} = 50 \div 100$ пФ, причем, чем мощнее модулятор, тем большей паразитной емкостью обладает схема.

5. Определяем ток модуляторной лампы, необходимый для формирования фронта модулирующего импульса для обеспечения заданной длительности τ''_{ϕ}

$$I_{\text{аф}} = \frac{I_{\text{ар}}}{1 - e^{-\tau''_{\phi} / R_{\text{м2}} C_{\text{п}}}}.$$

Аппроксимируя статические характеристики модуляторной лампы ломаными линиями, определяем внутренние сопротивления лампы (рис. 12):

$$R_{\text{п1}} = \text{ctg } \beta; \quad R_{\text{п2}} = \text{ctg } \alpha.$$

6. Из выражения

$$L = \frac{\tau_{\text{сп}}^2}{2C_{\text{п}}} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4E_{\text{ар}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{E_{\text{ап}}^2 \tau_{\text{сп}}^2}} \right)$$

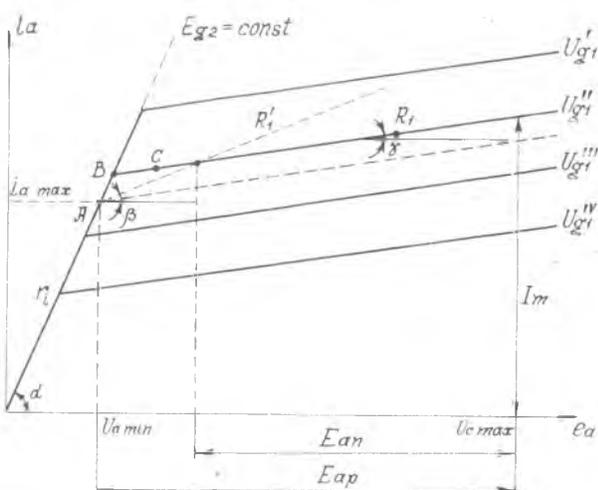


Рис. 12. Определение режима модуляторной лампы по статическим импульсным характеристикам

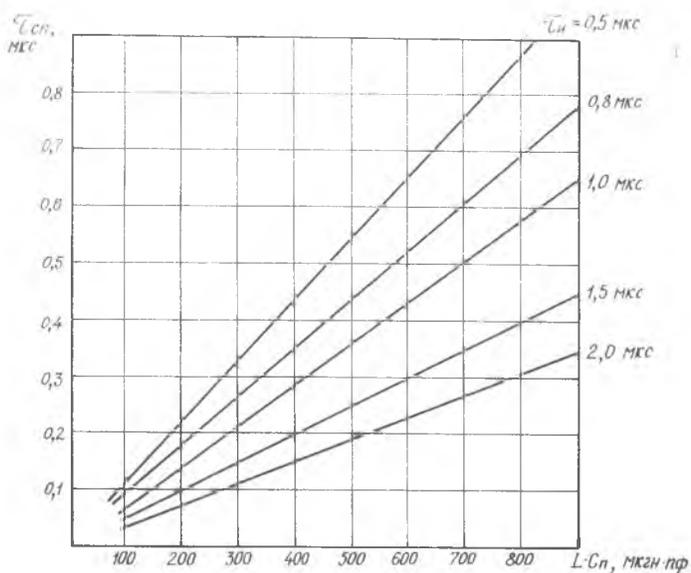


Рис. 13. Определение величины зарядно-разрядной индуктивности

или по графику рис. 13 определяем величину корректирующей индуктивности и величину тока, текущего через эту индуктивность к концу формирования вершины модулирующего импульса по формулам:

$$I_L = \frac{E_{ар}}{L} \tau_g; \quad \tau_g = \tau_n + \tau_{\phi}.$$

При определении величины индуктивности по графику для заданных величин $\tau_{сп}$ и τ_n сначала определяют произведение $LC_{п}$, а затем, зная $C_{п}$, — величину L .

При этом необходимо проверить удовлетворение неравенства

$$L \geq \frac{\tau_g}{G} \frac{R_{i2} R_{M2}}{R_{i2} + R_{M2}}.$$

Если величина корректирующей индуктивности будет меньше, чем следует, то даже при бесконечно большой величине накопительной емкости обеспечить заданное значение G окажется невозможным. В таком случае необходимо предъявить менее жесткие требования либо к нестабильности вершины импульсов, либо к длительности спада модулирующего импульса.

7. Выбираем рабочую точку модуляторной лампы. Для этого находим величину тока, текущего от источника E_0 через модуляторную лампу во время формирования вершины модулирующего импульса: $I_{E_0} \approx 0,1 I_{ар}$, а затем определяем значение тока через модуляторную лампу в рабочей точке (т. А):

$$I_{а\text{ мод}} = I_{ар} + I_{E_0} + I_L; \quad I_L = \frac{E_{ар}}{L} \tau_n.$$

По известным значениям

$$I_{а\text{ мод}}, \quad U_{а\text{ ф}} = U_{а\text{ мин}} + E_{ар} - E_{ап}$$

определяем величины U_{g1} и E_{g2} (рис. 12).

В ряде случаев может оказаться, что $I_{а\text{ мод}} > I_{а\text{ ф}}$. Так как выполнить это требование невозможно, то создается опасность невозбуждения колебаний основного вида в магнетроне. В этом случае следует увеличить R_1 , т. е. уменьшить I_{E_0} . Если этого будет недостаточно, необходимо снизить требования к $\tau_{сп}$. Это приведет к увеличению L , т. е. к уменьшению I_L .

8. Находим максимальное напряжение заряда накопительного конденсатора:

$$U_{с\text{ макс}} = U_{а\text{ мин}} + E_{ар}.$$

9. Считая известными напряжение запираения модуляторной лампы, определяем напряжение смещения $E_g = (1,1 - 1,2) E_{q\text{ зап}}$ и амплитуду отпирающего импульса: $U_{gm} = |E_g| + U_{g1}$.

10. Производим расчет параметров гасящего диода. Для этого определяем величину напряжения $E_m' = 1,2 E_{а\text{ доп}} - U_{с\text{ макс}}$

и величину тока I_0 (I_0 — максимальный ток, текущий через индуктивность во время формирования спада модулирующего импульса):

$$I_0 = \sqrt{I_L^2 + \frac{E_{ан}^2 C_{п}}{L}}$$

Внутреннее сопротивление гасящего диода находим по двум формулам:

$$R_{ид} \leq \sqrt{\frac{L}{C_{п}}}; \quad R_{ид} \leq \frac{E_m}{I_0}$$

Берем наименьшее значение.

Из выражения $P_{ад} = 0,5 I_0^2 L F$ определяем величину мощности рассеяния на аноде гасящего диода $P_{ад}$. По известным $R_{ид}$; I_0 ; $E_{добр} \geq E_{ар}$; $P_{ад}$ выбираем гасящий диод. При этом должно выполняться условие

$$P_{ад} \leq P_{а доп}; \quad E_{д обр} \leq E_{д обр доп}$$

Если в наличии нет диода, удовлетворяющего поставленным требованиям, то следует включить параллельно два или три менее мощных диода, но допускающих необходимое обратное напряжение.

11. Вычисляем емкость накопительного конденсатора C по формулам:

$$\Delta U_c = G E_{ар} \left(1 + \frac{R_l}{R_{ма}}\right) - I_L R_{д};$$

$$C = \frac{\tau_{п}}{\Delta U_c} \left(I_{ар} + \frac{I_L}{2}\right).$$

12. Используя выражения

$$R_1 = \frac{E_0 - U_{а мин}}{I_{E_0}} \quad \text{и}$$

$$E_0 = \frac{\Delta U_c}{1 - e^{-1/R_1 C F}} + (U_{с макс} - \Delta U_c),$$

методом последовательных приближений определяем величину зарядного сопротивления R_1 и напряжение источника. При первом приближении считаем: $E_0 = U_{с макс}$. Определяем R_1 , затем E'_0 . Обычно 2-3-х приближений бывает достаточно.

13. Рассчитываем энергетические соотношения в модуляторе: средняя полезная мощность, отдаваемая модулятором,

$$P_{аср} = I_{ар} E_{ар} \tau_{п} F.$$

Общие потери по постоянному току выражаются средней мощностью, рассеиваемой на аноде модуляторной лампы P_a , на экранной сетке модуляторной лампы P_{g2} , на аноде гасящего диода $P_{ад}$ и на зарядном сопротивлении P_{R1} :

$$P_{пот} = P_a + P_{g2} + P_{ад} + P_{R1}.$$

Эти мощности потерь определяются по следующим формулам:

$$P_a = P_{a\tau} + P_{a\phi};$$

$$P_{a\tau} = U_{a \text{ мин}} \tau_n F \left(I_{ap} + \frac{IL}{2} + I_{E_0} \right);$$

$$P_{a\phi} = 0,5 \tau_{\phi} F E_{ap} \left(I_{a\phi} + \frac{E_{ap}}{2R_{1a}} \right).$$

Здесь $P_{a\tau}$ — мощность потерь на аноде во время формирования вершины модулирующего импульса;

$P_{a\phi}$ — мощность потерь на аноде во время формирования фронта модулирующего импульса.

$$P_{g2} = I_{g2} E_{g2} \tau_g F.$$

Здесь I_{g2} — ток экранной сетки во время формирования вершины импульса;

E_{g2} — постоянное напряжение на экранной сетке.

14. Мощность потерь на аноде гасящего диода

$$P_{ад} = 0,5 I_0^2 L F \leq P_{доп}.$$

15. Мощность потерь на зарядном сопротивлении

$$P_{R_1} = P_{3T} + P_{3\tau},$$

где P_{3T} — мощность потерь в зарядном сопротивлении в процессе заряда накопительной емкости;

$P_{3\tau}$ — мощность потерь в зарядном сопротивлении в процессе формирования модулирующего импульса;

$$P_{3T} = 0,5_a (E_0 - U_{c \text{ макс}} + \Delta U_c)^2 C F (1 - e^{-1/R_1 C F});$$

$$P_{3\tau} = I_{E_0}^2 R_1 \tau_g F.$$

Мощность, затрачиваемая источником высокого напряжения,

$$P_0 = P_{cp} + P_{пот},$$

коэффициент полезного действия по постоянному току

$$\eta_c = \frac{P_{cp}}{P_0} = \frac{P_{cp}}{P_{cp} + P_{пот}}.$$

Для подсчета общего КПД модулятора учтем мощности накала модуляторной лампы и гасящего диода, а также мощности мотора вентилятора обдува модуляторной лампы (в том случае, если он ставится):

$$P_f = P_{fn} + P_{fd} + P_{вент}.$$

Таким образом, вся потребляемая модулятором мощность

$$P_{o \text{ мод}} = P_0 + P_f$$

и общий КПД модулятора

$$\eta_{\text{общ}} = \frac{P_{cp}}{P_{o \text{ мод}}} = \frac{P_{cp}}{P_0 + P_f}.$$

Требования к источнику питания:
 выпрямленное напряжение E_0 , В
 мощность выпрямителя P_0 , Вт;
 ток выпрямителя $J_{\text{выпр}} = \frac{P_0}{E_0}$, А.

2.3. РАСЧЕТ МОДУЛЯТОРА С ЧАСТИЧНЫМ РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЬНОЙ ЕМКОСТИ ПРИ РАБОТЕ НА ТРИОДНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Исходными данными для расчета являются:
 P_a — мощность генератора в импульсе;
 I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока;
 E_a — напряжение источника питания генератора;
 λ — длина волны;
 τ — длительность ВЧ импульса и частота следования импульсов F .

Расчет производится в следующем порядке:

1. Выбираем коэффициент трансформации импульсного трансформатора n . Известно, что при больших значениях коэффициента n затруднена неискаженная трансформация импульсов. Обычно n выбирается в пределах $1 \div 4$. В редких случаях допускают увеличение коэффициента трансформации до 10.

2. Ток в первичной обмотке импульсного трансформатора:

$$I'_{a0} = \frac{I_{a0} n}{\sqrt{\eta_T}}$$

3. Напряжение на первичной обмотке, которое необходимо обеспечить,—

$$E'_a = \frac{E_a}{n \sqrt{\eta_T}}$$

Здесь $\eta_T = 0,85 \div 0,95$ — КПД импульсного трансформатора.

4. По току $I_a = (1,1 \div 1,2) I'_{a0}$ и напряжению $E_a = 1,2 E'_a$ выбираем тип модуляторной лампы. *I_a и E_a у лампы должны*

5. Выбираем рабочую точку модуляторной лампы по импульсным характеристикам в слегка перенапряженном режиме. При этом становится известным минимальное анодное напряжение на аноде.

6. Сопротивление модуляторной лампы постоянному току

$$R_M = \frac{e_a \text{ мин}}{I'_{a0}}$$

7. Определяем мощность в импульсе, потребляемую генератором и коммутатором (модуляторной лампой):

$$P_{\Sigma И} = \frac{P_0}{\eta_T} \left(1 + \frac{R_M}{R'_T} \right),$$

где R_{Γ}' — сопротивление генератора постоянному току, пересчитанное в первичную обмотку;

$$R_{\Gamma}' = \frac{R_{\Gamma}}{n^2}; \quad R_{\Gamma} = \frac{E_a}{I_{a0}}; \quad P_0 = I_{a0} E_a.$$

8. Задаемся коэффициентом

$$m = \frac{U_{c \text{ макс}}}{U_{c \text{ мин}}} = 1 + \frac{\Delta U_c}{U_{c \text{ мин}}}.$$

Здесь $U_{c \text{ макс}}$ — максимальное напряжение на емкости;
 $U_{c \text{ мин}}$ — минимальное напряжение на емкости;

$\frac{\Delta E_a}{E_a} = G$ — неравномерность вершины модулирующего импульса. Обычно для триодных генераторов $\frac{\Delta E_a}{E_a} = 0,05 \div 0,1$.

9. Величина емкости накопительного конденсатора

$$C = \frac{\tau_n}{R_{\Gamma}' \ln m}.$$

По каталогу выбирается тип накопительного конденсатора.

10. Величину зарядного сопротивления, с одной стороны, выбирают из условия ограничения тока от источника во время разряда емкости: $R_1 = (10 \div 100) R_n$, где $R_n = R_{\Gamma}' + R_m$, и с другой, — из условия заряда конденсатора до $U_{c \text{ макс}} = E_0$ за время $\Theta = T - \tau_n$:

$$R_1 \leq \frac{\Theta}{(2 \div 3) C}.$$

11. КПД зарядного процесса

$$\eta_{\text{з}} = \frac{1}{1 + \frac{m-1}{m+1} \cdot \frac{1 + e^{-\Theta/CR_1}}{1 - e^{-\Theta/CR_1}}}.$$

12. КПД разрядного процесса

$$\eta_{\text{р}} = \frac{P_0}{P_{\Sigma \text{ и}}}.$$

13. Напряжение выпрямителя:

$$E_0 = \frac{\Delta U_c}{1 - e^{-T/R_1 C}} + (U_{c \text{ макс}} - \Delta U_c);$$

$$U_{c \text{ макс}} = e_{a \text{ мин}} + E_a; \quad \Delta U_c \approx G E_a.$$

14. Мощность, выделяемая на R_1 во время заряда, —

$$P_{R_1} = P_{\text{ср}} \frac{1 - \eta_{\text{з}}}{\eta_{\text{з}}}.$$

Здесь $P_{\text{ср}} = P_{\Sigma \text{ и}} \cdot F$ — средняя мощность, потребляемая накопителем от источника.

15. Мощность, выделяемая в R_1 в процессе формирования модулирующего импульса,—

$$P'_{R_1} = \frac{E_0^2 \tau F}{R_1}$$

16. Средняя мощность, потребляемая от выпрямителя,—

$$P_{\text{ср выпр}} = P_{\text{ср}} + P'_{R_1} + P_{R_1}$$

17. Ток выпрямителя

$$I_0 = \frac{P_{\text{ср выпр}}}{E_0}$$

18. Общий КПД модулятора

$$\eta_1 = \eta_{\text{гр}} \eta_{\text{из}}$$

19. По мощности, рассеиваемой на R_1 , и величине R_1 определяем тип зарядного сопротивления.

Требования к источнику питания:

напряжение выпрямителя E_0 , В;

ток выпрямителя I_0 , А.

2.4. ПОДМОДУЛЯТОРЫ

Для нормальной работы лампового импульсного модулятора на управляющую сетку его лампы должны поступать положительные импульсы, форма которых близка к прямоугольной. Устройство, предназначенное для формирования этих импульсов, называется подмодулятором. На вход подмодулятора от индикаторного устройства подаются запускающие импульсы, амплитуда которых имеет обычно порядок $15 \div 150$ В. Требуемая амплитуда выходных импульсов подмодулятора лежит обычно в пределах $1 \div 3$ кВ, а их мощность измеряется единицами или десятками киловатт в импульсе.

Имеют широкое применение и являются перспективными:

подмодуляторы, основой которых являются каскады усиления импульсов. Междукаскадные связи осуществляются при этом с помощью импульсных трансформаторов, а для стабилизации длительности выходных импульсов применяется отрицательная обратная связь с помощью линии задержки;

подмодуляторы, основой которых является мощный блокинг-генератор. В таких подмодуляторах выходной импульс блокинг-генератора подается непосредственно на сетки модуляторных ламп, а требуемая стабильность длительности импульса достигается применением искусственной линии в цепи сетки блокинг-генератора. Подмодулятор, основой которого является блокинг-генератор, называется регенеративным подмодулятором.

Принципиальная схема подмодулятора с трансформаторными каскадами усиления импульсов представлена на рис. 14 и является типичной для радиолокационных станций.

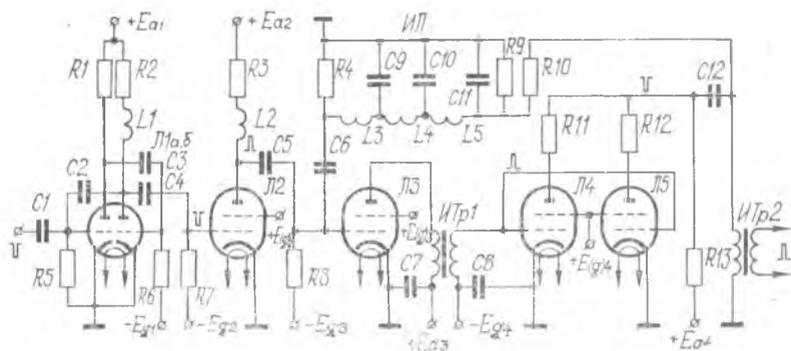


Рис. 14. Схема подмодулятора с трансформаторными каскадами усиления импульсов

На лампе Л1 собрана спусковая схема. Во время интервалов между импульсами правый триод лампы Л1 заперт отрицательным смещением, подаваемым на его сетку, а левый полностью открыт. Отрицательный запускающий импульс, подаваемый на вход подмодулятора и имеющий амплитуду 10—15 В, воздействует на сетку левого триода и вызывает срабатывание спусковой схемы.

Длительность формируемого ею импульса больше требуемой длительности импульса на выходе подмодулятора примерно в два раза. Укорочение импульса осуществляется с помощью искусственной линии, работа которой рассматривается ниже.

Дроссель L_1 включен в цепь анода правого триода Л1 для улучшения формы фронта импульса. Отрицательный импульс с выхода спусковой схемы подается на сетку лампы Л2, которая несколько усиливает импульс по амплитуде и изменяет его полярность. Дроссель L_2 так же, как и дроссель L_1 , служит для улучшения фронта импульса. Лампа Л3 усиливает импульс по амплитуде и мощности. В ее анодную цепь включен импульсный трансформатор, который служит для изменения полярности импульса и согласования сопротивлений.

Дальнейшее усиление амплитуды и мощности импульса обеспечивает окончательный каскад подмодулятора, собранный на двух лампах с целью увеличения мощности в импульсе.

Особенностью схемы окончательного каскада является параллельное питание цепи анода. Постоянная составляющая анодного тока проходит через сопротивление R_{13} , а все остальные составляющие, образующие импульс,— через конденсатор C_{12} и первичную обмотку выходного импульсного трансформатора.

Сопро­тивле­ния R_{11} и R_{12} яв­ля­ют­ся ан­ти­па­ра­зит­ны­ми. При параллельном включении ламп имеется реальная опасность самовозбуждения паразитных колебаний по двухтактной схеме. Частота паразитных колебаний лежит при этом в метровом диапазоне, а колебательная система для них образуется междуэлектродными емкостями ламп, соединенных параллельно, индуктивностями их выводов и индуктивностями проводников, соединяющих одноименные электроды ламп между собой. Паразитное самовозбуждение ухудшает работу каскада и может явиться причиной выхода ламп из строя. Чем больше сопротивления R_{11} и R_{12} , включаемые последовательно в колебательную систему паразитных колебаний, тем меньше эквивалентное сопротивление этой колебательной системы R_3 . Величина сопротивлений R_{11} и R_{12} , выбирается такая, чтобы для паразитных колебаний не выполнялись условия самовозбуждения. Необходимая величина антипаразитных сопротивлений определяется экспериментально. Обычно она лежит в пределах $10 \div 15$ Ом.

Линия задержки применяется, как указывалось выше, для повышения стабильности длительности импульса.

В момент начала выходного импульса на вход линии (правые ее зажимы) поступает отрицательный перепад напряжения. В последующем этот перепад распространяется вдоль линии и через время τ приходит к выходным зажимам линии, которые нагружены согласующим сопротивлением R_4 . Через конденсатор C_6 этот перепад поступает на сетку ЛЗ и запирает ее раньше, чем окончится импульс, формируемый спусковой схемой. Окончание положительного импульса на сетке ЛЗ приводит (практически мгновенно) к окончанию импульса на выходе подмодулятора. Следовательно, длительность выходного импульса определяется временем пробега волны по линии задержки и не зависит от нестабильности работы спусковой схемы при условии, что формируемый спусковой импульс имеет большую длительность, чем время задержки τ .

Схема регенеративного подмодулятора представлена на рис. 15. Она состоит из катодного повторителя Л1 и блокинг-генератора, собранного на лампе Л2. Промежуток сетка-катод лампы модулятора ЛЗ является нагрузкой для подмодулятора. Искусственная линия, включенная в сеточную цепь блокинг-генератора, применена с целью повысить стабильность длительности формируемого импульса.

Во время паузы между импульсами лампа Л2 заперта отрицательным сме-

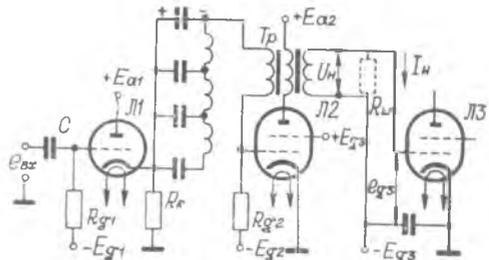


Рис. 15. Схема регенеративного подмодулятора

щением — E_{g2} , подаваемым на ее сетку через сопротивление R_{g2} , имеющее величину порядка десятков тысяч ом. Лампа Л1 заперта смещением — E_{g1} . Конденсаторы искусственной линии в этом исходном состоянии схемы заряжены до напряжения, близкого к E_{g2} , поскольку в этот период потенциал катода лампы Л1 равен нулю. Полярность исходного напряжения на искусственной линии обозначена на рисунке.

При появлении на сетке лампы Л1 запускающего положительного импульса потенциал ее катода повышается. Это повышение потенциала передается через искусственную линию и сеточную обмотку импульсного трансформатора на сетку лампы Л2 и вызывает ее отпирание. Появление анодного тока в лампе Л2 приводит к понижению потенциала ее анода, и на обмотке трансформатора, включенной в анодную цепь лампы Л2, появляется напряжение. В связи с этим в сеточной обмотке импульсного трансформатора индуцируется ЭДС, которая способствует дальнейшему росту напряжения на сетке лампы Л2. Возникает лавинообразный процесс, приводящий к полному и весьма быстрому отпиранию лампы Л2. В результате этого процесса рабочая точка лампы перемещается в область больших напряжений на сетке и малых напряжений на аноде, где крутизна характеристики S близка к нулю, внутреннее сопротивление R_i мало, сеточные токи значительны (область перенапряженного режима). В этой области рабочая точка остается в течение всей плоской части импульса.

Во время плоской части импульса происходит дополнительный заряд искусственной линии сеточными токами лампы, вдоль искусственной линии распространяется волна напряжения. Достигнув разомкнутых зажимов линии, эта волна претерпевает полное отражение и затем возвращается к зажимам, включенным в сеточную цепь. В течение всего этого времени напряжение на зажимах искусственной линии остается приблизительно постоянным. Величина его определяется выражением $E_{л} = E_{g2} + i_g \rho$,

где i_g — сеточный ток лампы;

ρ — волновое сопротивление искусственной линии.

В момент, когда отраженная волна приходит к зажимам линии, включенным в сеточную цепь лампы, напряжение между зажимами линии повышается, что приводит к скачкообразному понижению напряжения на сетке лампы. Рабочая точка лампы переходит при этом из области малой крутизны в область значительной крутизны, начинает действовать механизм обратной связи, и происходит второй лавинообразный процесс, в результате которого лампа быстро запирается. В этом запертом состоянии лампа находится до прихода следующего запускающего импульса. За время паузы исходное состояние схемы восстанавливается: искусственная линия разряжается через сопротивление

R_{g2} до напряжения \dot{E}_{g2} ; энергия, запасенная в сердечнике импульсного трансформатора, расходуется в самом сердечнике и во внешних цепях.

2.5. РАСЧЕТ РЕГЕНЕРАТИВНОГО ПОДМОДУЛЯТОРА

При проектировочном расчете исходными данными являются:

длительность импульса τ ;

напряжение на нагрузочной обмотке в импульсе U_H ; $U_H = U_{gm}^*$;

ток в нагрузочной обмотке в импульсе I_H ; $I_H = I_{g1}^{**}$;

частота следования импульсов F ;

требуемая длительность фронта τ_{ϕ} .

В ходе расчета необходимо выбрать лампу, напряжение на ее экранной сетке и напряжение источника анодного питания. Кроме того, необходимо определить следующие величины:

коэффициенты трансформации от анодной обмотки к сеточной ($n_{ag} = \frac{W_g}{W_a}$) и от анодной обмотки к нагрузочной ($n_{an} = \frac{W_H}{W_a}$);

индуктивность намагничивания трансформатора L_m . Эта величина, так же как и величины n_{ag} , n_{an} , является исходной для конструктивного расчета трансформатора;

напряжение смещения E_{g2} ;

волновое сопротивление искусственной линии ρ ;

тип лампы катодного повторителя;

величину сопротивления R_{g2} ;

необходимую амплитуду запускающих импульсов на сетке катодного повторителя.

Расчет можно вести в следующем порядке:

1. Выбираем тип лампы и величину напряжения на экранной сетке. Выбор типа лампы определяется требуемой мощностью в импульсе. Лампа, включенная в схему блокинг-генератора, может отдать в нагрузку почти такую же мощность, какую она способна отдать, будучи включена в схему усиления импульсов. Небольшая разница между этими мощностями имеется по той причине, что в схеме блокинг-генератора часть мощности импульса анодного тока передается в цепь сетки лампы блокинг-генератора. Для оценки максимальной мощности, которую может отдать лампа в схеме блокинг-генератора, можно воспользоваться соотношением

$$P_{\max} = 0,6 i_{\max} 0,8 E_{\max} \approx 0,5 i_{\max} E_{\max},$$

где E_{\max} и i_{\max} — максимально допустимые значения постоянного анодного напряжения и импульсного анодного тока.

* $U_{gm} = |E_g| + U_{g1}$ — требуемое напряжение на сетку модуляторной лампы.

** I_{g1} — импульсный ток управляющей сетки модуляторной лампы.

2. Выбираем коэффициент трансформации от анодной обмотки к нагрузочной $n_{ан}$. Чем больше $n_{ан}$, тем меньше потребуется напряжение источника анодного питания и тем больше величина анодного тока. С увеличением $n_{ан}$ форма импульса ухудшается, поскольку при этом увеличиваются емкости трансформатора и нагрузки, приведенные к анодной обмотке трансформатора. Таким образом, требования к величине $n_{ан}$ противоречивы. Удовлетворительные результаты обычно получаются, если выбрать $n_{ан}=1$.

3. Находим величину сопротивления нагрузки, пересчитанного к анодной обмотке трансформатора:

$$R'_н = \frac{U_н}{I_н n_{ан}^2}.$$

4. Ток нагрузки, приведенный к анодной обмотке,—

$$I'_н = n_{ан} I_н.$$

5. Напряжение на анодной обмотке в импульсе—

$$U_a = E_a - e_{a \text{ мин}} = \frac{U_н}{n_{ан}}.$$

6. Находим требуемую скорость изменения напряжения на аноде лампы во время фронта импульса (усредненное значение):

$$\left| \frac{de_a}{dt} \right| = \frac{U_a}{\tau_{\phi}}.$$

7. Оцениваем вероятную величину паразитной емкости:

$$C_{\Sigma} = C_{\text{выв}} + C_{\text{тр}} + C_н n_{ан}^2; \quad C_н = C_{\text{ск. модл. лампы}}.$$

8. Находим необходимую величину тока заряда паразитной емкости:

$$i_{c\Sigma} = C_{\Sigma} \left| \frac{de_a}{dt} \right|.$$

9. По характеристикам анодного тока лампы выбираем величину максимального напряжения на сетке $e_{g \text{ макс}}$. При этом руководствуемся следующим: на сгибе характеристики $i_a = f(e_a)$, соответствующей $e_g = e_{g \text{ макс}}$, значение анодного тока должно быть:

$$i_a \geq 1,2 (I'_н + i_{c\Sigma}),$$

где $i_{c\Sigma}$ — величина, определенная в п. 8. Коэффициент 1,2 применен с целью учета тока сетки.

10. Наносим на характеристику $i_a = f(e_a)$, соответствующую $e_g = e_{g \text{ макс}}$ точку, для которой $i_a = I'_н$. Находим соответствующее этой точке

$$e_a = e_{a \text{ мин}}.$$

11. Необходимая величина напряжения источника анодного питания

$$E_a = U_a + e_{a \text{ мин.}}$$

12. По характеристикам сеточного тока находим для точки с координатами $e_g = e_{g \text{ макс}}$ и $e_a = e_{a \text{ мин}}$ величину $i_g = i_{g \text{ макс}}$. Находим величину сопротивления промежутка сетка-катод:

$$r_{gк} = \frac{e_{g \text{ макс}}}{i_{g \text{ макс}}}.$$

13. Выбираем лампу катодного повторителя. Она должна иметь величину анодного тока в импульсном режиме не менее чем величина $i_{g \text{ макс}}$ лампы блокинг-генератора.

14. Выходное сопротивление катодного повторителя

$$r_k = \frac{1}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы катодного повторителя.

15. Выбираем величину волнового сопротивления искусственной линии. При этом можно воспользоваться соотношением

$$\rho = r_{gк} + r_k.$$

Опыт и расчеты показывают, что при таком значении ρ схема работает в подавляющем большинстве случаев удовлетворительно. Отметим, однако, что выполнение последнего равенства не является обязательным. Величину ρ можно изменять в довольно широких пределах без ущерба для нормальной работы схемы. Ограничивающими факторами являются здесь следующие:

а) с увеличением ρ увеличивается требуемая величина коэффициента трансформации n_{ag} и увеличиваются потери в сеточной цепи;

б) при уменьшении величины ρ может оказаться, что скачок напряжения на линии в момент прихода к ее зажимам отраженной волны недостаточен для того, чтобы обеспечить переход от плоской части к спаду импульса.

16. Находим необходимую величину смещения E_g (E_{g2} на рис. 15). При этом следует воспользоваться характеристиками отсечки или паспортными данными лампы. Величину смещения целесообразно выбрать несколько больше, чем минимально необходимое значение, указываемое на характеристиках отсечки.

17. Находим величину запирающего смещения E_{g0} по импульсным характеристикам лампы. E_{g0} — напряжение запираения по спрямленной характеристике.

18. Минимально необходимая величина ЭДС на выходе катодного повторителя

$$e_k = |E_g| - |E_{g0}|.$$

19. Обеспечивая некоторый запас, величину импульса на входе катодного повторителя целесообразно выбрать следующей:

$$e_{вх} = (1,3 - 1,5) e_k.$$

20. Находим необходимую величину коэффициента трансформации n_{ag}

$$n_{ag} = \frac{e_{g \text{ макс}} \frac{r_{gk} + r_k + \rho}{r_{gk}} + e_l - e_k}{E_a - e_{a \text{ мин}}}$$

В момент, когда $e_a = e_{a \text{ мин}}$ (момент конца фронта импульса), ЭДС e_l и e_k можно полагать равными:

$$e_l = |E_g|; \quad e_k = |E_g| - |E_{g0}|,$$

следовательно, необходимая величина коэффициента трансформации:

$$n_{ag} = \frac{e_{g \text{ макс}} \frac{r_{gk} + r_k + \rho}{r_{gk}} + |E_{g0}|}{E_a - e_{a \text{ мин}}}$$

Последняя формула может служить для расчета n_{ag} .

21. Выбираем величину тока намагничивания:

$$I_m = (0,2 - 0,4) I'_n.$$

При выборе величины I_m следует учитывать, что:

а) чем больше I_m , тем меньше необходимая величина L_m и тем проще выполнение трансформатора;

б) чем больше I_m , тем больше падение напряжения за время плоской части импульса;

в) чем больше I_m , тем больше величина выброса напряжения после импульса.

22. Находим необходимую величину L_m :

$$L_m = \frac{U'_n \tau}{I_m}$$

23. Выбираем число ячеек искусственной линии n и рассчитываем ее параметры:

$$L_0 = \frac{\rho \tau}{2}; \quad C_0 = \frac{\tau}{2\rho}; \quad L_n = \frac{L_0}{n}; \quad C_n = \frac{C_0}{n}.$$

24. Находим максимально допустимую величину сопротивления R_{g2} , исходя из соотношения

$$3R_{g2} C_0 \leq \frac{1}{F} \quad \text{или} \quad R_{g2} \leq \frac{1}{3C_0 F}.$$

Здесь F — частота следования импульсов.

2.6. РАСЧЕТ МОДУЛЯТОРА С ПОЛНЫМ РАЗРЯДОМ НАКОПИТЕЛЬНОЙ ЕМКОСТИ ПРИ РАБОТЕ НА ТРИОДНЫЙ ГЕНЕРАТОР И МАГНЕТРОН

Исходными данными для расчета являются:
импульсная мощность, потребляемая генератором P_0 ;
анодное напряжение генератора $E_a (E_{ap})$ или постоянная составляющая тока генератора $I_{a0} (I_{ap})$;
длительность ВЧ импульса τ_u ;
длина волны λ ;
частота следования импульсов F .

Расчет производится в следующем порядке.

1. Определяется величина постоянной составляющей тока генератора (при заданных P_0 и E_0):

$$I_{a0} = \frac{P_0}{E_0},$$

или анодное напряжение генератора (при заданных P_0 и I_{a0}):

$$E_a = \frac{P_0}{I_{a0}};$$

или подводимая к генератору мощность (при заданных E_a и I_{a0}):

$$P_0 = I_{a0} E_a.$$

2. Задавшись $\rho = 25-100$ Ом, определяем коэффициент трансформации:

$$n = \sqrt{\frac{KR_{\Gamma}}{\rho}},$$

где $K = 1,05-1,15$ —обеспечивает небольшой отрицательный коэффициент отражения в линии.

3. Определяем напряжение заряда линии. Предварительно необходимо вычислить следующие величины:
приведенное сопротивление генератора

$$R_{\Gamma}' = \frac{R_{\Gamma}}{n^2} = \frac{E_a}{I_{a0} n^2},$$

коэффициент отражения нагрузки

$$\rho = \frac{1-K}{1+K} = \frac{R_{\Gamma}^* - \rho}{R_{\Gamma}' + \rho};$$

напряжение заряда линии

$$E_a = \frac{1}{n} \frac{2 E_a}{1 - |\rho|}.$$

4. Выбираем тиратрон, исходя из величины мощности P_0 или тока в разрядной цепи модулятора и допустимого напряжения на аноде тиратрона порядка $E_{ат доп} \geq E_{л}$. В случае невозможнос-

ти выбора одного тиратрона применяем последовательное включение двух и более тиратронов. Необходимо также учитывать допустимые величины длительности импульса $\tau_{и}$, и частоты следования импульсов F .

5. Определяем величину напряжения источника заряда линии:

$$E_0 = \frac{E_{л}}{2 \left(1 - \frac{\pi}{4Q_3}\right)},$$

где Q_3 —добротность зарядной цепи. Обычно $Q_3 = 10 \div 20$.

6. Рассчитаем параметры искусственной линии. Для этого предварительно определим требуемые длительности фронта и спада модулирующего импульса, а также относительную нестабильность его вершин. При модуляции триодного генератора $\tau_{\phi} = 0,1\tau_{и}$; $\tau_{сп} = (0,2 \div 0,5)\tau_{и}$; $G = 0,05 \div 0,1$.

При модуляции магнетрона τ_{ϕ} (мкс) = $(0,5 \div 1)\lambda_m$; $\tau_{сп} = (0,25 \div 0,4)\tau_{и}$; $G = 0,005 \div 0,015$.

Количество ячеек линии определяется по приближенной формуле

$$k = \frac{0,4}{\left(\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{и}}\right)_{расч}},$$

где $\left(\frac{\tau_{\phi}}{\tau_{и}}\right)_{расч} = \alpha \frac{\tau_{\phi}}{\tau_{и}}$;

$\alpha = 0,5 \div 0,8$ —коэффициент, учитывающий искажения импульса при трансформации. Индуктивность одной ячейки

$$L = \frac{\tau_{и} \rho}{2k}.$$

Емкость одной ячейки

$$C = \frac{\tau_{и}}{2k\rho}.$$

Суммарные индуктивность и емкость линии будут соответственно равны

$$L_{л} = kL = \frac{\tau_{и}\rho}{2}; \quad C_{л} = kC = \frac{\tau_{и}}{2\rho}.$$

Некоторые данные по типовым формирующим двухполюсникам можно найти в табл. 1 приложения.

7. Определяем индуктивность зарядного дросселя и средний ток заряда линии:

$$L_{з} = \frac{0,065}{C_{л}F^2}; \quad I_{з\text{ ср}} = 2E_0C_{л} \cdot F \left(1 - \frac{\pi}{4Q_3}\right).$$

Параметры некоторых зарядных дросселей приведены в табл. 2 приложения.

8. Производим выбор зарядного диода, для чего определим максимальное значение зарядного тока и необходимое обратное напряжение диода $E_{д\text{обр}}$:

$$I_{з\text{ макс}} = \frac{E_0}{\sqrt{\frac{L_3}{C_л}}} \left(1 - \frac{\pi}{4Q_3}\right); \quad E_{д\text{обр}} = E_л.$$

Зная, кроме того, значение $I_{з\text{ ср}}$, выбираем зарядный диод. Подсчитав по характеристике диода его внутреннее сопротивление $R_{ид}$, проверим правильность выбора диода по мощности. Мощность рассеяния на его аноде:

$$P_{ал} \leq P_{ал\text{ доп}}; \quad P_{ал} = I_{з\text{эфф}}^2 R_{ид};$$

$$I_{з\text{эфф}} = \frac{E_0 \left(1 - \frac{\pi}{4Q_3}\right)}{\rho_3 \sqrt{2}}; \quad \rho_3 = \sqrt{\frac{L_3}{C_л}}.$$

9. Предъявим требования к проводу зарядного дросселя: провод должен быть рассчитан на ток $I_{з\text{эфф}}$. Дроссель должен обладать активным сопротивлением r_3 :

$$r_3 = R_3 - R_{ид} = \frac{\sqrt{\frac{L_3}{C_л}}}{Q_3} - R_{ид}.$$

10. Определим параметры разрядной цепи перезаряженной линии. Эта цепь должна за короткий интервал времени, следующий после нарушения согласования, разрядить линию и обеспечить нормальные начальные условия для последующего заряда линии. Время разряда линии t через разрядную цепь должно составлять 1—2% от времени ее заряда, которое примерно равно периоду следования импульсов, т. е. $t = (0,01 \div 0,02) T$. Если принять, что $t = 3R_3 C_л$, то суммарное сопротивление цепи снятия напряжения перезаряда

$$R_3 = \frac{0,01 - 0,02}{3C_л T}.$$

Суммарное сопротивление R_3 образуется внутренним сопротивлением диода R_i и добавочным сопротивлением R_p . $R_3 = R_i + R_p$.

Сопротивление R_p выбирается такой величины, чтобы максимальный $I_{\text{макс}}$ и средний $I_{\text{ср}}$ токи через вентиль не превышали допустимой величины:

$$I_{\text{макс}} = \frac{pE_л}{R_i + R_p};$$

$$I_{\text{ср}} = I_{\text{макс}} C_л R_3 F_{\text{искр}},$$

где $F_{\text{искр}}$ — частота искрений в магнетроне. Приблизительно считают $F_{\text{искр}} = (0,1 \div 0,01) F$.

p — коэффициент отражения от нагрузки при рассогласовании. В расчетах можно принять $p = 0,9$.

Мощность потерь в цепи $P_{R\Sigma} = I_{\text{эфф}} \cdot R_{\Sigma}$;

$$I_{\text{эфф}} = I_{\text{макс}} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} C_d F_{\text{искр}}}{2}}$$

Мощность рассеяния на аноде диода —

$$P_a = I_{\text{эфф}}^2 R_i.$$

Мощность рассеяния на добавочном сопротивлении —

$$P_{Rp} = P_{R\Sigma} - P_a.$$

По величинам $I_{\text{макс}}$, $I_{\text{ср}}$, ρE_d , P_a выбирают диод.

11. Производим расчет демпфирующей цепи в случае модуляции магнетрона:

$$R_3 = R'_m = \frac{R_m}{n^2}; \quad R_m = \frac{E_{ap}}{I_{ap}}.$$

Здесь R_m — сопротивление магнетрона постоянному току.

$$C_7 (\text{пф}) = (0,167 - 0,33) \frac{\lambda [\text{м}]}{R'_m (\text{Ом})} 10^6.$$

12. Пользуясь методикой § 2.2 и учитывая выражение

$$R_{ид} \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_m}{C_{п}}},$$

рассчитываем параметры гасящего диода. Здесь L_m — индуктивность намагничения импульсного трансформатора.

В некоторых случаях, когда потери в железе импульсного трансформатора велики, гасящий диод можно в схему не включать. Последнее объясняется тем, что сопротивление потерь трансформатора шунтирует контур $L_m C_{п}$ и процессы в этом контуре быстро затухают.

13. Энергетические соотношения в модуляторе:

а) средняя полезная мощность, отдаваемая модулятором, —

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{оит}}}{S} = P_{\text{оит}} \tau_{п} F;$$

б) потери по постоянному току слагаются из потерь в цепи заряда, на аноде тиратрона и в импульсном трансформаторе:

$$P_{п} = P_3 + P_{ат} + P_{пт};$$

$$P_3 = I_{3\text{эфф}}^2 (R_{ид} + r_3);$$

$$P_{ат} = U_{ат} I_{аог} n \tau F.$$

Здесь $U_{ат}$ — падение напряжения на тиратроне во время формирования импульса. Обычно $U_{ат} = 80 \div 100$ В; $P_{пт} = 0,1 P_{\text{ср}}$.

$I_{аог}$ — постоянная составляющая тока генератора;

n — коэффициент трансформации импульсного трансформатора;

в) КПД модулятора по постоянному току

$$\eta_1 = \frac{P_{cp}}{P_n + P_{cp}};$$

г) мощность, затрачиваемая на накал тиратрона, зарядного и разрядного диодов — $P_{of} = P_{fqz} + P_{fT} + P_{fqr}$;

д) общий КПД модулятора —

$$\eta_{общ} = \frac{P_{cp}}{P_n + P_{of} + P_{cp}}.$$

В случае модуляции магнетрона необходимо учесть в выражении мощность накала демпфирующего диода.

2.6.1. Совместное включение тиратронов

Для увеличения коммутируемой мощности тиратроны могут соединяться последовательно или параллельно.

2.6.2. Последовательное соединение тиратронов

На рис. 16 изображена схема последовательного соединения тиратронов с подачей запускающего импульса на сетку одного тиратрона \mathcal{L}_2 . Напряжение между тиратронами равномерно распределяется делителем, состоящим из сопротивлений R_1 и R_2 . При поджиге тиратрона \mathcal{L}_2 потенциал катода тиратрона \mathcal{L}_1 резко понижается, а к его аноду оказывается приложенным полное напряжение линии E_d . На сетке тиратрона \mathcal{L}_1 создается положительное напряжение

$$U_c = \frac{C_{ac}}{C_{ac} + C_{ck}} E_d,$$

которое зажигает его.

Суммарное сопротивление $R = R_1 + R_2$ определяет величину тока I_R , протекающего через делитель во время заряда накопителя.

Обычно задаются $I_R = (0,01 \div 0,02) I_{cp}$, где I_{cp} — средний зарядный ток линии. Тогда сопротивление делителя:

$$R = \frac{E_d}{I_R}.$$

Для мощных импульсных модуляторов суммарное сопротивление делителя $R = (10 \div 15) \cdot 10^6$ Ом. Параллельно сопротивлению R_2 подключается емкость вторичной обмотки накаливающего

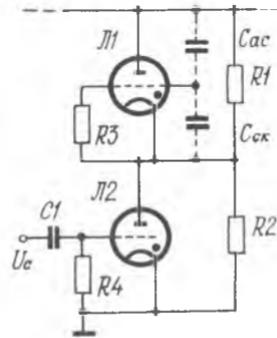


Рис. 16. Последовательное соединение тиратронов

трансформатора тиратрона L_1 на корпус. Поэтому при выборе $R_1 = R_2$ напряжение между тиратронами равномерно не распределяется. Обычно рекомендуется выбирать $R_1 = (0,8 \div 0,9) R_2$. Мощность, рассеиваемая в сопротивлениях делителя, — $P_R = I^2 R (R_1 + R_2)$.

При последовательном включении тиратронов коммутируемую мощность можно несколько увеличить, запуская оба тиратрона синхронно.

2.6.3. Параллельное соединение тиратронов

Схема параллельного соединения тиратронов изображена на рис. 17. Запускающий импульс подводится к сетке тиратрона L_1 . При непосредственном соединении анодов обоих тиратронов (без L_6) поджиг тиратрона L_1 вызывает быстрое понижение напряжения на аноде тиратрона L_2 , что исключает возможность его поджига.

Синхронная подача запускающих импульсов на сетки обоих тиратронов также не помогает, так как практически всегда имеется разброс времени срабатывания различных экземпляров тиратронов. Для равномерного распределения разрядного тока линии между параллельно включенными тиратронами используется балансный дроссель L_6 , включаемый между анодами тиратронов.

Накопительная линия подключается к средней точке дросселя. Необходимая величина индуктивности дросселя определяется разбросом времени срабатывания тиратронов, а также допустимой величиной неравенства токов в обоих тиратронах. Эта связь может быть приближенно выражена следующим образом:

$$L_6 = 2L_1 \geq K \frac{\Delta t}{\frac{\Delta I}{I}};$$

где L_1 — индуктивность одной половины дросселя;

Δt — разброс срабатывания у различных экземпляров тиратронов одного типа, не превышающий $0,1 \div 0,2$ мкс;

$\frac{\Delta I}{I}$ — относительное изменение анодных токов в параллельно соединенных тиратронах. Считают допустимым

$$\frac{\Delta I}{I} \leq (3-5) \%;$$

K — коэффициент, определяемый параметрами разрядной цепи. Для большинства практических схем импульсных модуляторов $K = 150 \div 200$.

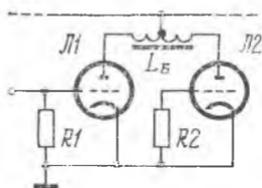


Рис. 17. Параллельное включение тиратронов

Для уменьшения величины $\frac{\Delta I}{I}$ увеличивают индуктивность балансного дросселя. В практических схемах модуляторов величина этой индуктивности не менее $0,5 \div 1$ МгН.

В схеме параллельного соединения тиратронов можно увеличить коммутируемую мощность примерно в 1,5 раза. Более полное использование тиратронов по току возможно при одновременном поджиге обоих тиратронов.

2.7. УПРАВЛЕНИЕ МОДУЛЯТОРОМ С ПОЛНЫМ РАЗРЯДОМ

Принципиальная схема подмодулятора приведена на рис. 18. Она состоит из заторможенного блокинг-генератора и катодного повторителя, собранных на триодах $\Lambda_1 \Lambda_2$. Так как пусковая ха-

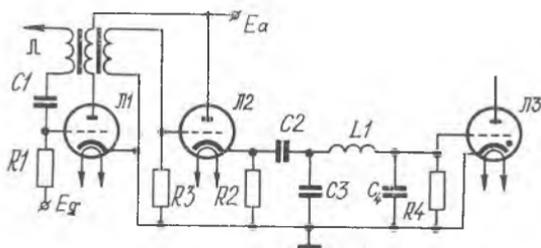


Рис. 18. Схема генератора поджигающих импульсов

рактеристика водородного тиратрона положительна, то отпадает необходимость в источнике смещения.

Для управления тиратронами требуется сравнительно большая мощность. Поэтому схема подмодулятора выполняется с малым выходным сопротивлением. С уменьшением выходного сопротивления увеличивается амплитуда тока сетки тиратрона, что облегчает поджиг тиратрона и повышает стабильность его работы. Практически для обеспечения нормальной работы водородных тиратронов выходное сопротивление подмодулятора должно быть порядка $R_{\text{вых}} = 100 \div 500$ Ом.

Исходными данными для расчета подмодулятора являются: амплитуда выходного напряжения $U_{\text{пм}}$;

амплитуда выходного тока $I_{\text{пм}}$;

длительность импульса $\tau_{\text{пм}}$;

частота следования импульса $F_{\text{пм}}$;

скорость нарастания выходного импульса.

Все эти величины обычно приводятся в паспорте на тиратрон.

Режим работы катодного повторителя выбирается таким, чтобы обеспечивались необходимые амплитуда выходного импуль-

са и выходное сопротивление. Емкость разделительного конденсатора C_2 должна быть такой, чтобы он не успевал заряжаться сеточным током тиратрона, пока последний не достигнет пускового значения. Обычно эта емкость сравнительно велика:

$$C_2 = (1000 \div 10000) \text{ пФ.}$$

Сопротивление утечки сетки тиратрона R_4 определяет время разряда разделительного конденсатора. Для улучшения стабильности зажигания тиратрона необходимо выполнить условие:

$$C_2 (R_2 + R_4) \leq \frac{1}{3F}.$$

Величина сопротивления R_2 обычно лежит в пределах $R_2 = 5 \div 30$ кОм.

Нарастание сеточного тока тиратрона сопровождается большим положительным выбросом сеточного напряжения, по величине приближающегося к анодному напряжению. Хотя длительность этого выброса мала, однако он может нарушить устойчивость управляющей схемы и вызвать пробой в низковольтных элементах схемы. Для устранения этого между тиратроном и катодным повторителем включается фильтр низких частот. Полоса прозрачности фильтра должна быть, с одной стороны, достаточной для обеспечения необходимой скорости нарастания выходного импульса, а с другой — немного меньше ширины частотного спектра положительного сеточного выброса. Частота среза фильтра соответствует первому нулю огибающей спектра выходного импульса подмодулятора

$$f_c = \frac{1}{\tau_{\text{пм}}}.$$

Параметры фильтра рассчитываются по формулам:

$$L_1 = \frac{R_{\text{вых}}}{\pi f_c};$$

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{2\pi f_c R_{\text{вых}}},$$

где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление катодного повторителя.

2.8. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Расчет трансформатора делится на электрический и конструктивный. При выполнении электрического расчета определяют электрические параметры трансформатора: индуктивность рассеяния L_s , емкость трансформатора C_T и индуктивность намагничивания L_m .

Исходные данные для расчета импульсного трансформатора: напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 ; ток во вторичной обмотке трансформатора I_2 ;

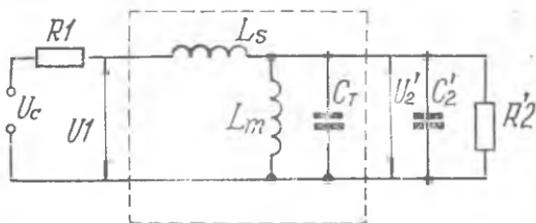


Рис. 19. Упрощенная эквивалентная схема импульсного трансформатора

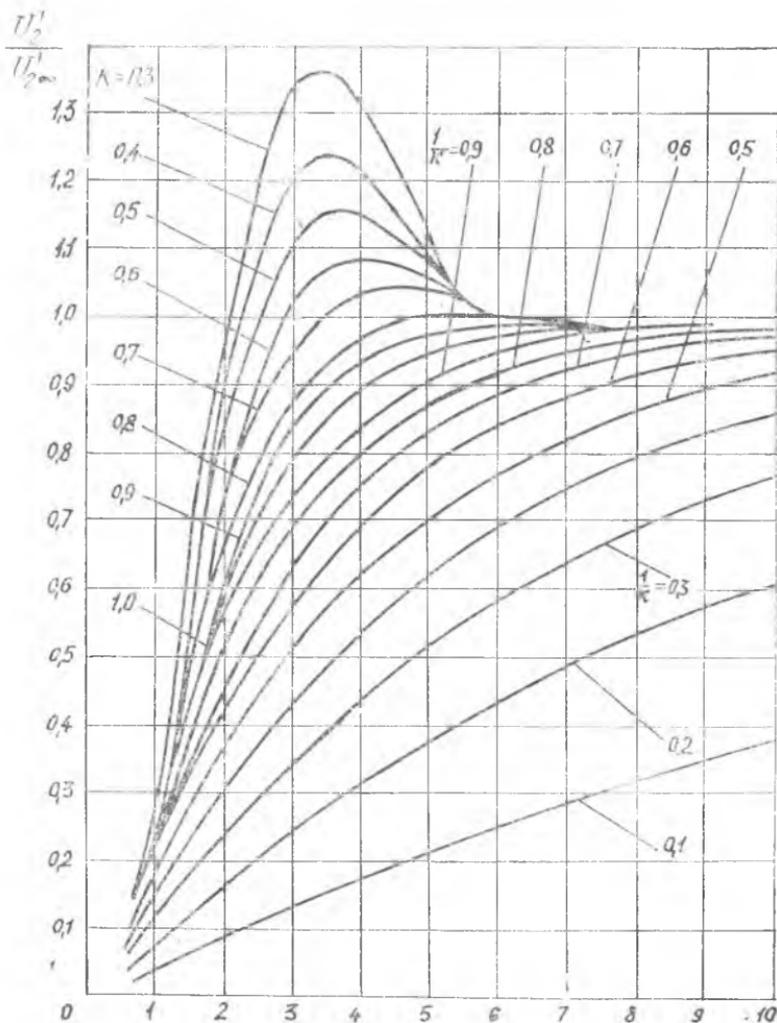


Рис. 20. Кривые, характеризующие изменение напряжения на участке фронта импульса

коэффициент трансформации n ;
 длительность импульса τ ;
 частота следования импульсов F ;
 требования к форме импульса

$$\frac{\tau_{\Phi}}{\tau_{\Pi}}; \frac{\tau_{\text{сп}}}{\tau_{\Pi}}; \frac{\Delta U_2}{U_2} \left(\frac{\Delta E_a}{E_a} \right).$$

Упрощенная эквивалентная схема приведена на рис. 19. Все элементы схемы приведены к первичной (низковольтной) обмотке трансформатора. В идеальном трансформаторе, не вносящем никаких искажений в передаваемый импульс, $L_m = \infty$, $L_S = 0$, $C_T = 0$. Однако такой трансформатор выполнить невозможно. Поэтому необходимо рассчитать величины L_S , C_T , L_m , обеспечивающие допустимые искажения формы импульса.

Так как индуктивность намагничивания L_m значительно превышает индуктивность рассеяния L_S , то пренебрегают ее влиянием на процесс формирования фронта импульса. В этом случае кривые, характеризующие изменение напряжения на участке фронта импульса, представлены на рис. 20. По оси ординат отложено отношение выходного напряжения модулятора U_2' к его установившемуся значению $U_2' \infty$, а по оси абсцисс — безразмерное время:

$$t = \tau_{\Phi} \sqrt{1 + \frac{R_1}{R_2'}} \frac{1}{L_S C_3}; \quad (6)$$

$$C_3 \approx C_T + C_2'.$$

Здесь C_2' — емкость нагрузки, приведенная к первичной обмотке трансформатора;

R_1 — внутреннее сопротивление модуляторной лампы, если применяется модулятор с частичным разрядом, или полное сопротивление линии, если модулятор с полным разрядом накопительной емкости;

R_2' — сопротивление нагрузки модулятора, приведенное к первичной обмотке.

Семейство кривых (рис. 20) является функцией параметра K , величина которого определяет форму фронта импульса.

При значении параметра $K = 0,5$ фронт имеет резко выраженный колебательный характер. При увеличении K фронт импульса растягивается. Оптимальным значением считают $K = 0,7 - 1$. Величина K связана с параметрами эквивалентной схемы зависимостью

$$K = \frac{1}{2 \sqrt{1 + \frac{R_1}{R_1'}}} \left(\sqrt{\frac{L_S}{C_3}} \frac{1}{R_2'} + \sqrt{\frac{R_1}{L_S}} \frac{1}{C_3} \right). \quad (7)$$

Исходя из допустимой величины $\frac{\Delta U_2}{U_2}$, по рис. 20 выбирают параметр K и определяют безразмерную величину t , которую отсчитывают на уровнях 0,1 и 0,9 $\frac{U_2'}{U_2'_{\infty}}$ по тому же рисунку. Решая совместно уравнения (6) и (7), можно определить величины L_s и C_3 .

Во время формирования вершины импульса (плоской части) напряжение и ток изменяются относительно мало, поэтому влиянием L_s и C_3 на величину $\frac{\Delta U_2}{U_2}$ пренебрегают и получают зависимости, определяющие индуктивность намагничивания трансформатора:

для триодного генератора:

$$L_m \geq \frac{R_1 R_2'}{R_1 + R_3'} \cdot \frac{\tau}{\frac{\Delta U_2}{U_2}},$$

для магнетронного генератора:

$$L_m \geq \frac{R_1 R_{M2}'}{R_1 + R_{M2}'} \cdot \frac{\tau}{\frac{\Delta U_2}{U_2}},$$

где R'_{M2} — дифференциальное сопротивление магнетрона, пересчитанное в первичную цепь.

Длительность и форма спада импульса определяются параметрами L_m и C_3 . Форма спада импульса, так же как и форма фронта, может быть колебательной или аperiodической в зависимости от соотношения параметров схемы. В большинстве практических случаев наблюдается аperiodический процесс. Из па-

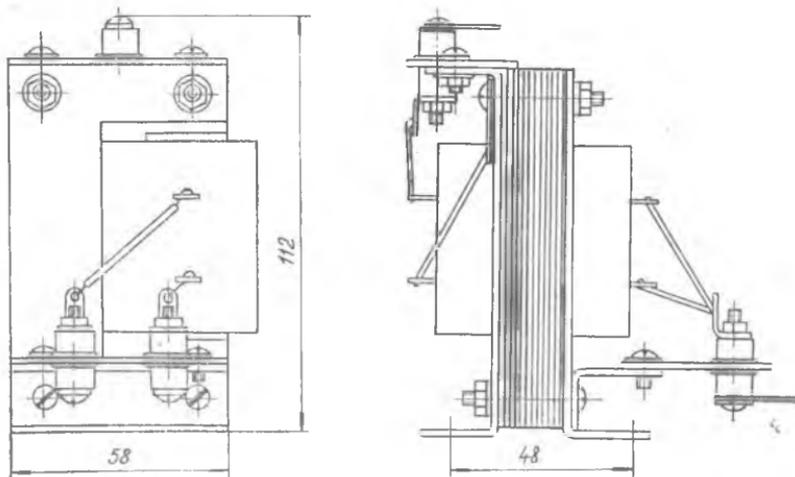


Рис. 21. Общий вид импульсного трансформатора

Параметр	Трансформатор					
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	№ 5	№ 6
Напряжение на обмотках, кВ	30 (вторич.)	3,5 (вторич.)	12 (вторич.)	12,5/2,5	28/7	54/24
Импульсная мощность, кВт	1500	—	100	120	2000	10000
Сопротивление нагрузки, Ом	—	—	—	1250	400	250
Длительность импульса, мкс	2	0,8	2	0,5÷2,5	1÷2	1
Размеры (без изоляторов), см	30×30×40	5,8×11,2×4,8	—	11×11×16	17×17×25	30×30×45
Вес, кг	—	—	—	15	30	65
Охлаждение	Масляное	Воздушное	Масляное	Масляное	Масляное	Масляное

раметров трансформатора наибольшее влияние на длительность спада импульса оказывает индуктивность намагничивания L_m . Для получения достаточно малой длительности спада требуется, чтобы эта индуктивность была мала. Но при уменьшении происходит увеличение амплитуды выброса напряжения после окончания импульса.

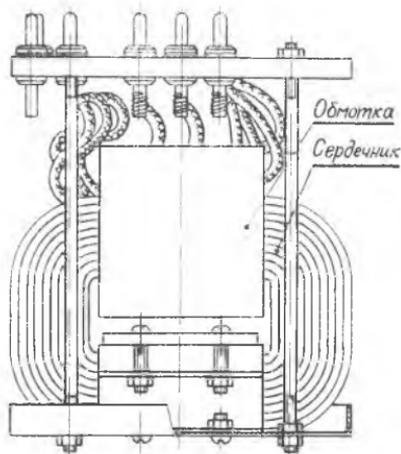


Рис. 22. Внутренний вид импульсного трансформатора мощностью 100 кВт

Этот выброс является нежелательным и для его подавления иногда применяется специальный подавляющий диод или шунтирование обмоток трансформатора активным сопротивлением.

Конструктивный расчет импульсного трансформатора можно найти в [1].

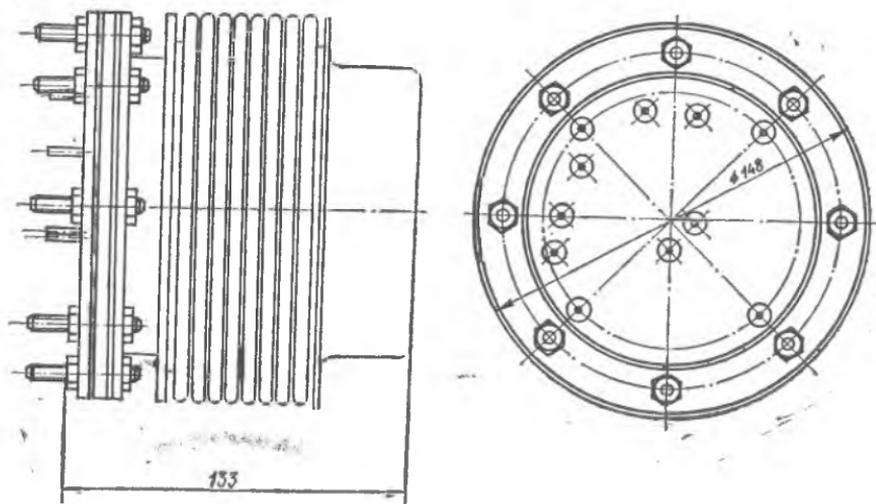


Рис. 23. Внешний вид импульсного трансформатора мощностью 100 кВт в импульсе при длительности импульса 2 мкс

В радиопередающих устройствах применяются импульсные трансформаторы, рассчитанные на самые различные мощности и напряжения.

При мощности в импульсе 100 Вт и напряжении 300 В импульсный трансформатор может иметь размеры порядка $1\frac{1}{2} \div 2$ см³. При мощности в импульсе 3 МгВт и напряжении 30 кВ импульсный трансформатор имеет габариты порядка 30×30×40 см и вес порядка 60 кг, из которых значительную часть составляет вес масляного бака и трансформаторного масла.

В табл. 1 приводятся данные типовых импульсных трансформаторов, предназначенных для работы в мощных импульсных модуляторах.

Общий вид трансформатора № 2 показан на рис. 21, а трансформатора № 3 — на рис. 22, 23.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бернштейн Е. А., Рудяченко Н. К. Импульсные радиопередающие устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963.
2. Иванов А. Б., Сосновкин Л. Н. Импульсные передатчики СВЧ. М., «Советское радио», 1956.
3. Андреевский М. Н. Руководство к курсовому проектированию радиопередающих устройств сверхвысоких частот импульсного типа. Учебное пособие. М., МАИ, 1969.
4. Электровакуумные приборы. Справочник. Госэнергоиздат, 1956.
5. Кацнельсон Б. В. Электровакуумные электронные и ионные приборы. Справочник. М., «Энергия», 1970.
6. Гарбер И. С., Давыдов С. Д., Ширяев В. Ф. Радиопередающие устройства СВЧ. Издание артиллерийской ордена Отечественной войны радиотехнической академии Советской Армии, 1956.
7. Терентьев С. Н., Картавых В. Ф. Триодные передатчики дециметровых волн. Киев, Гостехиздат, 1962.
8. Макарова Л. В. Элементы расчета импульсных передатчиков СВЧ. Учебное пособие, Куйбышев, КуАИ, 1978.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица 1

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДВУХ ТИПОВЫХ ФОРМИРУЮЩИХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Параметр	Линия	
	№ 1	№ 2
Число ячеек	5	7
Волновое сопротивление, Ом	50	25
Полная емкость линии, мкФ	0,011	0,056
Полная индуктивность линии, мкГ	25	35
Длительность импульса, мкс	1	2,8
Частота следования импульсов в секунду	350	400
Максимальное напряжение на линии, кВ	8	15
Мощность линии в импульсе, кВт	200	2000
Размеры, см	9,5×15×13,5	20×35×50

Таблица 2

Данные типовых зарядных дросселей

Параметр	Дроссель		
	№ 1	№ 2	№ 3
Индуктивность, Г	28	19	15
Средний зарядный ток, А	0,2	0,4	—
Эффективный зарядный ток, А	0,25	0,5	0,3
Максимальное напряжение, кВ	10	17	3,5
Размер, см	13×14×8	15×16×19	15×18×12

СОДЕРЖАНИЕ

МОДУЛЯЦИЯ В ЛАМПОВЫХ И МАГNETРОННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРАХ СВЧ	3
1.1. Импульсная модуляция автогенераторов	3
1.2. Частотная модуляция автогенераторов	4
1.3. Импульсная модуляция в магнетронах	7
РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ	11
2.1. Выбор схемы модулятора	11
2.2. Расчет модулятора с частичным разрядом накопительной емкости при работе на магнетронный генератор	21
2.3. Расчет модулятора с частичным разрядом накопительной емкости при работе на триодный генератор	27
2.4. Подмодуляторы	29
2.5. Расчет регенеративного подмодулятора	33
2.6. Расчет модулятора с полным разрядом накопительной емкости при работе на триодный генератор и магнетрон.	37
2.7. Управление модулятором с полным разрядом	43
2.8. Электрический расчет импульсного трансформатора	44
Литература	50
Приложение	51

Любовь Васильевна Макарова

Иван Родионович Добрянский

ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ ИНФОРМАТОРОВ СВЧ

(Проектирование и расчет)

Учебное пособие

Редактор Н. В. Касаткина

Техн. редактор Н. М. Каленюк

Корректор Т. В. Полякова

Сдано в набор 17.01.78 г. Подписано в печ. 27.06.78 г. Е000199. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага оберточная белая. Гарнитура литературная. Высокая печ. Физ. п. л. 3,25. Уч.-изд. л. 3,2. Тираж 700 экз. Заказ № 1782. Цена 15 коп.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени авиационный институт имени С. П. Королева. Куйбышев, ул. Молодогвардейская, 151.

Областная типография им. Мяги, г. Куйбышев, ул. Венцека, 60.