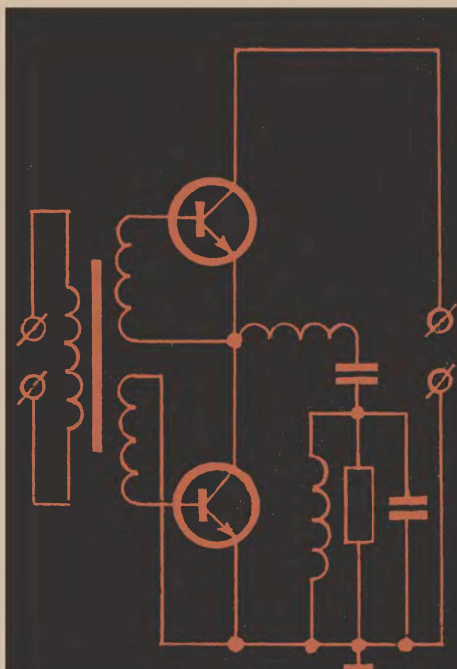
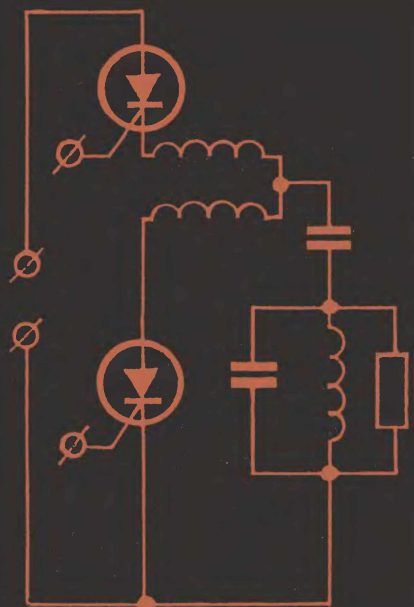




*А. Д. Артым*

# КЛЮЧЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ



**А. Д. Артым,**  
профессор, доктор технических наук

---

# **КЛЮЧЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ**

---

**Издательство «ЗНАНИЕ» Москва 1969**

*Анатолий Дмитриевич Артым — доктор технических наук, профессор кафедры радиотехники Ленинградского ордена Ленина политехнического института им. М. И. Калинина, крупный ученый в области теоретической радиотехники, радиопередающих устройств и генераторов высокой частоты. Им опубликованы 3 книги, более 60 научно-технических статей, 20 изобретений. А. Д. Артым неоднократно выступал с научными докладами на многих всесоюзных и международных совещаниях, конференциях и симпозиумах.*

*Ключевыми генераторами Артым занимается с 1958 года. Он автор ряда новых идей в этой области и научный руководитель работ, имеющих важное народнохозяйственное значение. Им были созданы и внедрены в практику мощные генераторы высокой частоты, позволившие многократно улучшить некоторые технико-экономические показатели промышленных установок.*

*Наряду с научной деятельностью Анатолий Дмитриевич ведет большую общественную работу по пропаганде передовых достижений советской науки и техники. Он член Правления общества «Знание» РСФСР,*

## СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Введение . . . . .	3
Ключевые свойства электронных, ионных и полупроводниковых приборов . . . . .	4
Типы ключевых генераторов . . . . .	7
Параллельный и последовательный инверторы на управляемых вентилях . . . . .	10
Бестрансформаторные последовательные инверторы на управляемых вентилях и транзисторах . . . . .	13
Генерирование прерывистых колебаний . . . . .	20
Генераторы повышенных частот на управляемых вентилях . . . . .	23
Генератор гармонических колебаний с индуктивным накопителем . . . . .	26
Генераторы гармонических колебаний с емкостным и индуктивным накопителем . . . . .	30

## Введение

Современное промышленное производство, транспорт, связь и другие отрасли народного хозяйства характеризуются все большим использованием различных форм электрической энергии. Учитывая колоссальную энергоемкость этих отраслей, партия и правительство неоднократно обращали и обращают внимание на необходимость борьбы за экономию электроэнергии.

При проектировании генераторов для электростанций ведется упорная борьба за повышение их коэффициента полезного действия (к. п. д.) на единицы и даже доли процентов. В статье «Плазма — пар XX века» («Известия», 1968, № 198), вице-президент Академии наук СССР М. Д. Миллионщиков, говоря о новых магнитогиродинамических генераторах, отметил, что в СССР в 1970 году только путем повышения к. п. д. электрических генераторов на 2—3% «можно было бы дополнительно выработать столько электроэнергии, сколько дал бы десяток Днепрогэсов. Но каждая доля процента в дальнейшем росте КПД электростанций будет уже даваться с невероятным трудом».

Очевидно, что столь же эффективным является повышение к. п. д. устройств, потребляющих электрическую энергию. Однако в этом направлении далеко не всегда используются все возможности.

В настоящее время получили широкое распространение генераторы токов высокой частоты, работающие в диапазоне от единиц до сотен килогерц. Такие генераторы используются в мощных и сверхмощных связных, навигационных и вещательных радиопередатчиках; в установках для плавки, закалки и термообработки металлов, сушки покрытий и материалов; в пищевой, химической и других отраслях промышленности, в технической физике и т. н. Однако к. п. д. таких генераторов относительно невелик и обычно не превышает 50—60%. Разрабатываемые в последнее время методы и схемы ключевого генерирования, описанию которых посвящена данная брошюра, позволяют повысить к. п. д. генераторов в некоторых случаях до 80—90% и более.

В СССР и других промышленно развитых странах существенная доля от всей производимой электроэнергии перерабатывается в токи высокой частоты. Таким образом, повышение к. п. д. соответствующих генераторов даже на 10—20% равносильно введению в строй многих мощных электростанций.

Помимо экономии электроэнергии переход к ключевым режимам позволит существенно уменьшить габаритные размеры и стоимость генераторов или радиопередатчиков, упростить их конструкцию и повысить отдаваемую мощность. Если частоты генерируемых колебаний не слишком велики (единицы или несколько десятков килогерц), то особенно большой эффект дает замена ламп тиристорами или водородными тиратронами. Например, радиопередатчик, изготовленный фирмой «Вестингауз электрик» для ВМФ США на основе ключевых генераторов типа резонансных инверторов с применением тириستоров, работающий в диапазоне частот от 10 до 90 *кГц*, имеет мощность 150 *кВт* на частотах 10—30 *кГц* (на более высоких частотах мощность несколько снижается), занимает объем приблизительно в 10 раз меньший, чем равный по мощности ламповый. Его промышленный к. п. д. 86% (вместо 50—60% у лампового). Годовая экономия электроэнергии, даваемая одним передатчиком, составляет 250—300 тыс. *кВт·ч*.

Серия экономичных высокочастотных генераторов на импульсных водородных тиратронах создана Московским заводом электровакуумных приборов совместно с кафедрой радиотехники Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина. Некоторые типы этих генераторов экспонировались на Всемирной выставке в Монреале в 1967 году. Они имеют промышленный к. п. д. до 85%, значительно меньшие габариты и стоимость, чем ламповые, а также обладают рядом эксплуатационных преимуществ, позволяющих использовать их в автоматических линиях при производстве электровакуумных приборов.

## **Ключевые свойства**

### **электронных, ионных и полупроводниковых приборов**

В качестве простейшей идеализированной схемы ключевого генератора (рис. 1, *а*) можно представить себе ключ  $K$  (рубильник, контактор, реле, электронный или ионный прибор и т. п.), с помощью которого активное сопротивление нагрузки  $R_n$  подключается к источнику постоянного напряжения  $E_0$ . Если операции включения и выключения следуют через строго постоянные интервалы времени, то на сопротивлении на-

грузки возникают периодические колебания напряжения прямоугольной формы (рис. 1,б). Потери мощности в ключе  $P_{кл} = U_{кл} i_{кл}$  в таком идеализированном генераторе отсутствуют, поскольку в замкнутом состоянии падение напряжения  $U_{кл}$  на ключе  $K$  равно нулю; в разомкнутом тоже нулю, так как исчезнет ток  $i_{кл}$ , то есть к. п. д. равен 100%.

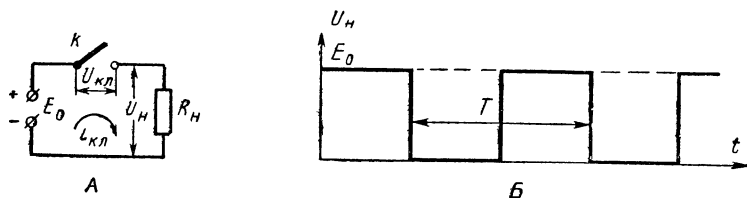


Рис. 1.

Период звуковых и радиочастот измеряется тысячными, миллионными долями секунды или еще более короткими интервалами времени. Поэтому в качестве ключа  $K$  используются электронные или ионные приборы, обеспечивающие достаточно малую инерционность процессов включения и выключения. Однако такие приборы нельзя считать идеальными ключами, так как во включенном («отпертом») состоянии на них есть падение напряжения  $U_{кл}$ , величина которого определяется их внутренним сопротивлением в ключевом режиме  $R_{кл}$ . В результате при протекании тока  $i_{кл}$  в приборе возникают потери мощности  $P_{кл} = U_{кл} i_{кл}$ . Большинство известных ключевых приборов (электронных ламп, транзисторов, тиратронов, тиристоров, таситронов и др.) в разомкнутом («запертом») состоянии обладают столь высоким внутренним сопротивлением, что током  $i_{кл}$  в их цепи и соответственно потерями мощности в этом состоянии можно пренебречь.

Если считать, что минимально необходимое для пропуска заданного импульса тока падение напряжения  $U_{н}$  на ключевом приборе приблизительно постоянно (это имеет место у тиратронов при относительно небольших токах), или принять некоторое усредненное (за время импульса тока) постоянное напряжение ( $U_{н}$ )  $средн = E_{п}$ , то потери, обусловленные этим падением напряжения, равны

$$P_{кл} = E_{п} I_0, \quad (1)$$

где  $I_0$  — среднее значение (постоянная составляющая) тока ключевого прибора  $i_{кл}$  или анодного тока  $i_a$ .

Поскольку мощность, отдаваемая источником питания  $E_0$ , равна  $P_0 = E_0 I_0$ , то электронный к. п. д., учитывающий только потери  $P_{кл}$ , равен

$$\eta_э = \frac{P_0 - P_{кл}}{P_0} = 1 - \frac{E_{п}}{E_0}, \quad (2)$$

Эффективный ключевой режим, в полной мере обеспечивающий высокий к. п. д. и мощность, может быть реализован только в ограниченном диапазоне частот для данного типа прибора. Для электронных ламп верхняя граничная частота определяется максимальной внутренней проводимостью (отношением максимального анодного тока к напряжению анодного питания) и выходной емкостью. У транзисторов, помимо этих факторов, существенную роль играет собственная граничная частота. У тиратронов и тиристоров частотные свойства определяются временем включения и временем выключения (восстановления электрической прочности анода). Время включения или установления тока  $t_y$  в них обусловлено инерционностью носителей электрических зарядов и определяет максимально допустимую крутизну нарастания анодного тока, а следовательно, максимальную частоту или мощность генерируемых колебаний. Наименьшим временем включения обладают водородные тиратроны, проводимость которых определяется легкими и подвижными ионами водорода. Значительно большим временем включения обладают ртутные тиратроны и тиристоры.

Характерное свойство тиратронов и тиристоров состоит в том, что их сетки (или управляющие электроды) служат лишь для включения прибора и не предназначены для его выключения. Выключить прибор можно, только создав на аноде обратное напряжение относительно катода на время  $t_b$ , достаточное для восстановления электрической прочности анода и управляющих свойств сетки. Наименьшим временем восстановления  $t_b$  обладают водородные тиратроны и тиристоры, но и у них это время значительно больше, чем время включения (особенно у водородных тиратронов). Коэффициент усиления мощности этих тиратронов измеряется сотнями и тысячами единиц. Граничная частота генерируемых колебаний в непрерывном режиме практически определяется только временем восстановления  $t_b$ , а в режиме прерывистых колебаний, следующих через время, большее  $t_b$ , — временем установления тока (включения)  $t_y$ .

В последние годы появился новый тип ключевого прибора — таситрон. Он в значительной мере совмещает достоинства тиратронов (малые потери) и электронных ламп (хорошие частотные свойства). Таситрон представляет собой ионный прибор с водородным наполнением, однако его конструкция и концентрация водорода в нем таковы, что сетка сохраняет свои управляющие свойства и после включения прибора. Таситрон позволяет генерировать колебания с частотами, измеряемыми сотнями килогерц, а при определенных условиях до единиц мегагерц. По величине относительных потерь и коэффициенту усиления мощности таситроны несколько уступают тиратронам, но значительно превосходят их по частотным

свойствам. По отношению к лампам, наоборот, они уступают им по частотным свойствам, но превосходят по экономичности. Применение таситронов наиболее целесообразно в области частот, измеряемых десятками или сотнями килогерц.

## Типы ключевых генераторов

В зависимости от заданных частоты, мощности и формы колебаний, а также некоторых других требований должен быть выбран не только вид ключевого прибора, но и тип генератора. На низких частотах (единицы килогерц) наиболее рационально применение параллельного и последовательного инверторов с использованием тиристоров и тиратронов, поскольку они обеспечивают наиболее высокие к. п. д. и коэффициент усиления мощности. Если форма колебаний не существенна (например, для электротермических установок), то можно использовать «классические» инверторы. Гармонические колебания могут быть получены в резонансных инверторах, содержащих настроенные колебательные контуры. Значительное время восстановления управляющих свойств тиристоров и тиратронов не позволяет в подобных генераторах получать колебания более высокой частоты.

Применение электронных ламп в схемах инверторов на низких частотах малорационально, поскольку они существенно уступают в энергетическом, экономическом и конструктивном отношениях тиристорам и тиратронам.

Для транзисторов на относительно высоких частотах, измеряемых сотнями килогерц и мегагерцами, существенную роль играют потери, связанные со скачками напряжения и тока в транзисторах, обусловленные инерционностью процессов включения и выключения. Кроме того, существующие транзисторы рассчитаны на относительно малые коммутируемые мощности (десятки или сотни ватт), поэтому для построения мощных передатчиков необходимо слишком большое число транзисторов.

Таким образом, в области низких частот (единицы килогерц) наиболее рациональными для получения мощных колебаний следует считать тиристорные или тиратронные инверторы. При малых мощностях (сотни ватт) на частотах вплоть до сотен килогерц наиболее целесообразны электронные инверторы на транзисторах.

Для некоторых целей (электротермические установки, генераторы радиоимпульсов и т. п.) могут быть использованы прерывистые колебания (пакеты) высокой частоты. Для их получения пригодны лишь импульсные водородные тиратроны. Время включения их (длительность процесса развития разряда) составляет сотые доли микросекунды, поэтому ча-



стота наполнения пакетов колебаний может быть доведена до десятков мегагерц.

Время включения тиристорov, ртутных и тем более водородных тиратронов не превышает нескольких микросекунд. Поэтому, если устранить ограничение, связанное с временем выключения (восстановления управляющих свойств сетки), то с помощью этих приборов можно генерировать непрерывные колебания с частотами порядка десятков килогерц. Это оказывается возможным при использовании определенных схем резонансных умножителей частоты, в которых импульсы тока через каждый ключевой прибор следуют через достаточно большие промежутки времени, обеспечивающие надежное выключение прибора. Генераторы подобного типа наиболее целесообразно использовать в диапазоне частот от единиц (практически от 2—5) до 30—50 кГц.

В диапазоне частот от 30—50 кГц до сотен килогерц для построения мощных генераторов лучше применить электронную лампу или таситрон в схеме ключевого генератора с индуктивным накопителем и колебательным контуром (или системой контуров). Схема такого генератора позволяет получать высокий электронный к. п. д. и удобна в эксплуатации, особенно при применении ограничительного диода, который устраняет перенапряжение на индуктивности, возникающее при отклонениях от расчетных (оптимальных) режимов. В момент включения лампы на ее аноде происходит скачок напряжения, анодная емкость разряжается через лампу, в результате чего возникают потери  $P_{C_{\text{пот}}} = \frac{1}{2} C_a U_a f$ , возрастающие с повышением частоты колебаний  $f$ . Из-за наличия этих потерь применение подобного ключевого генератора обычно целесообразно лишь на частотах не выше 400—600 кГц.

На более высоких частотах (сотни килогерц, мегагерцы) накопительная индуктивность может быть выбрана так, что она образует с собственной емкостью анодной цепи колебательный контур, настроенный на высокую частоту, отличающуюся от частоты генерируемых колебаний. При выборе надлежащей величины накопительной индуктивности, настройке нагрузочного колебательного контура и определенном напряжении возбуждения лампы последняя включается в момент прохождения через нуль напряжения  $U_a$  на емкости  $C_a$  и на аноде, поэтому составляющая емкостных потерь  $P_{C_{\text{пот}}}$  будет равна нулю.

На основании изложенного составлена таблица, в которой ориентировочно указаны области наиболее целесообразного применения различных типов ключевых приборов и схем генераторов.

### Таблица 1

9

## Параллельный и последовательный инверторы на управляемых вентилях

Схема параллельного инвертора приведена на рис. 2,а. Она содержит два тиристора (или тиратрона)  $T_1$  и  $T_2$ , питание которых осуществляется от источника  $E_0$  через общий дроссель  $L_a$ . Нагрузка  $L_n, R_n$  обычно имеет индуктивно-активный характер; подключение ее производится через трансформатор

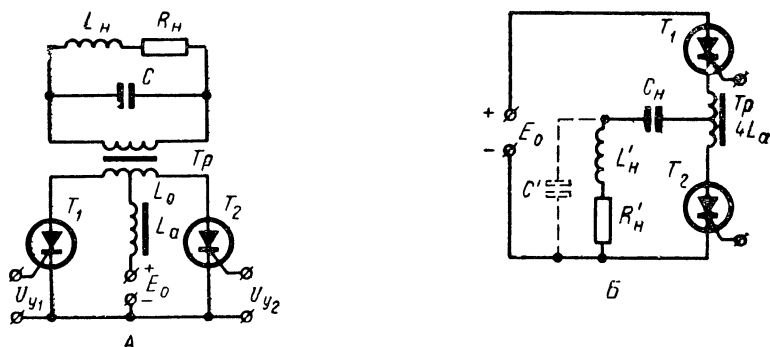


Рис. 2.

$Tr$ , индуктивность которого  $L_0$ . Поскольку для восстановления электрической прочности тиристоров необходимо создать нулевое или обратное напряжение на их анодах, параллельно вторичной (или первичной) обмотке трансформатора  $Tr$  включается коммутирующая емкость  $C$ . Она обеспечивает отключение одного тиристора в момент включения другого. Сопротивления обмоток дросселя  $L_a$  и трансформатора  $Tr$  для постоянного тока пренебрежимо малы, поэтому можно считать, что в схеме (см. рис. 2,а) тиристоры  $T_1, T_2$  и источник питания  $E_0$  по постоянному напряжению соединены параллельно. Вместо параллельного может быть применено последовательное соединение тиристоров и источника питания по постоянному напряжению. Если цепь нагрузки, помимо  $L_n, C, R_n$ , содержит последовательно соединенный конденсатор  $C_n$ , то инвертор называется последовательным (рис. 2,б).

В параллельном инверторе, благодаря коммутирующей емкости  $C$ , включенной параллельно нагрузке  $L_n, R_n$  (см. рис. 2,а), обычно обеспечивается более надежное, чем в последовательном, восстановление электрической прочности тиристоров в процессе их переключений.

Рассмотрим принцип действия параллельного инвертора (см. рис. 2,а). С помощью коротких импульсов (рис. 3,а, б),

подаваемых на управляющие электроды тиристоров  $T_1$  и  $T_2$ , происходит поочередное их включение. Величина индуктивности дросселя  $L_a$  выбирается большой, и ток через него в установившемся режиме практически не изменяется, поэтому импульсы тока тиристоров имеют почти прямоугольную форму (рис. 3, в, г). Напряжение  $U_{a1}$  на аноде тиристора  $T_1$  в «от-

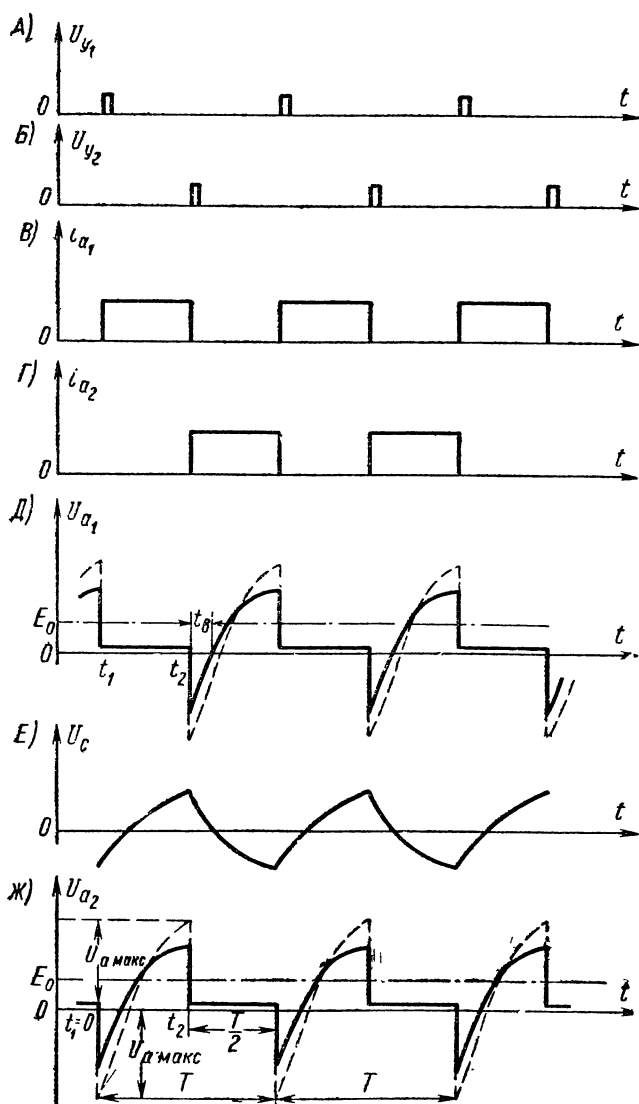


Рис. 3.

пертом» состоянии (от момента времени  $t_1$  до  $t_2$ ) близко к нулю (рис. 3,д). В это время конденсатор  $C$  заряжается и напряжение  $U_C$  (рис. 3,е) на его обкладке, соответствующей аноду тиристора  $T_2$ , увеличивается. При этом возрастает напряжение  $U_a$  на аноде тиристора  $T_2$  (рис. 3,ж). В момент времени  $t_2$  включается тиристор  $T_2$ . Напряжение на его аноде  $U_a$  скачком уменьшается до величины, близкой к нулю. Скачкообразное изменение напряжения, благодаря конденсатору  $C$ , передается на анод тиристора  $T_1$ , потенциал которого становится отрицательным (см. рис. 3,д), и тиристор  $T_1$  выключается. Аналогичным образом при включении тиристора  $T_1$  выключается тиристор  $T_2$ . Переменное напряжение конденсатора  $C$  (см. рис. 3,е) прикладывается к нагрузке, вызывая в ней ток соответствующей формы.

Расчет инвертора на максимальную мощность по заданным частоте колебаний в нагрузке  $f=1/T$  и параметрам тиристора (максимальному напряжению на аноде  $U_{a, \text{макс}}$ , среднему току  $I_0$ , номинальному времени восстановления управляющих свойств  $t_{в, \text{ном}}$ ) удобно производить в следующем порядке.

Выбрав время восстановления  $t_v$  не менее  $t_{в, \text{ном}}$  и зная период колебаний  $T$ , из графика (рис. 4) по величине  $t_v/T$  можно определить значения отношения  $\tau/T$  и  $\frac{i_a n^2 R_H}{2U_{a, \text{макс}}}$ , откуда определяется приведенное сопротивление  $n^2 R_H$  при  $i_a = i_{a, \text{макс}} = 2I_0$  и постоянная времени  $\tau$ . Зная сопро-

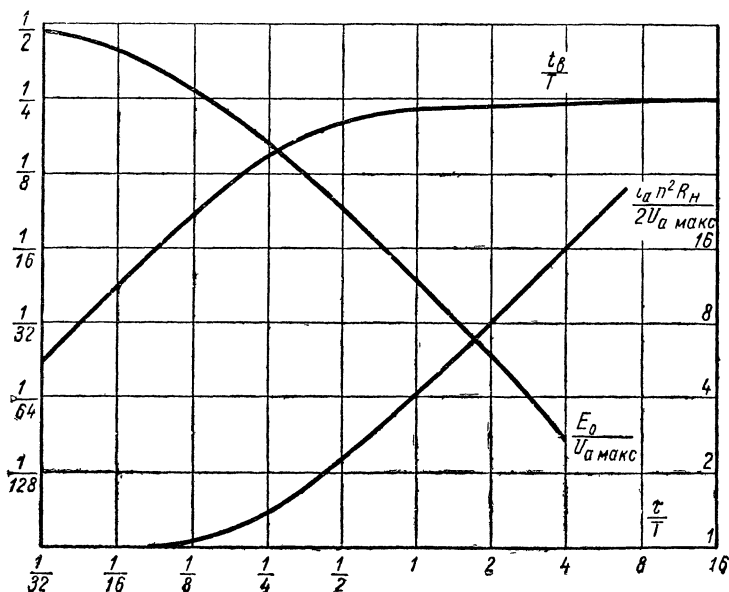


Рис. 4.

тивление нагрузки  $R_H$ , находим коэффициент трансформации  $n$ , а из выражения  $\tau = CR_H$  — емкость конденсатора  $C$ .

График  $E_0/U_{a. \text{ макс.}}$ , приведенный на рис. 4, дает возможность выбрать напряжение источника питания  $E_0$  по заданному максимальному напряжению на тиристоре  $U_{a. \text{ макс.}}$ . Если к. п. д. инвертора близок к 100%, то отдаваемая им мощность приблизительно равна подводимой  $P_0 = 2E_0I_0$ .

В ряде практических случаев нагрузка имеет существенно выраженную индуктивную составляющую и коммутирующий конденсатор  $C$  частично или полностью компенсируется ею. Это может привести к нарушению устойчивой работы инвертора, а предложенная выше методика оказывается неприемлемой. Поэтому необходимо увеличить емкость конденсатора  $C$  на величину  $C_H$ , компенсирующую индуктивность нагрузки на рабочей частоте инвертора  $\omega$ :

$$C_H = \frac{1}{\omega^2 L_H} \quad (3)$$

Образовавшийся резонансный контур  $L_H C_H R_H$  с добротностью  $Q$  на частоте резонанса может быть заменен эквивалентным сопротивлением:

$$R_9 = \frac{\rho^2}{R_H} \left( 1 - \frac{1}{Q^2} \right). \quad (4)$$

Рассматривая нагрузку как чисто активное сопротивление, равное  $R_9$ , можно производить расчет инвертора методом, изложенным выше.

Схема последовательного инвертора (см. рис. 2,б) применяется реже, чем параллельного (см. рис. 2,а). Подробные сведения о работе и методике расчета инверторов содержатся в литературе.

## Бестрансформаторные последовательные инверторы на управляемых вентилях и транзисторах

С целью упрощения схемы в некоторых случаях целесообразно использовать бестрансформаторный последовательный инвертор (рис. 5). Тиристоры  $T_1$  и  $T_2$  отпираются поочередно положительными импульсами управляющего устройства  $УУ$ . При отпирании тиристора  $T_1$  ток источника питания  $E_0$  протекает через тиристор  $T_1$ , индуктивность  $L_1$ , конденсатор  $C$  и сопротивление нагрузки  $R_H$ . Конденсатор  $C$  заряжается. При отпирании тиристора  $T_2$  конденсатор  $C$  разряжается через индуктивность  $L_2$ , тиристор  $T_2$  и сопротивление нагрузки  $R_H$ . Таким образом, через нагрузку протекает знакопеременный ток. Для обеспечения запираания одного ти-

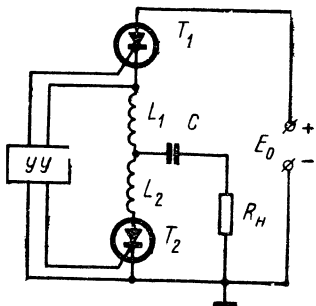


Рис. 5.

ристора при отпирании другого контур  $L_1, C, R_n$  (или  $L_2, C, R_n$ ) должен быть колебательным с частотой собственных колебаний  $\omega_0$ , большей, чем основная частота периодических колебаний в нагрузке  $\omega$ .

Ток в нагрузке изменяется по закону затухающей синусоиды (рис. 6,а), в момент  $t_2$  обращается в нуль и прекращается

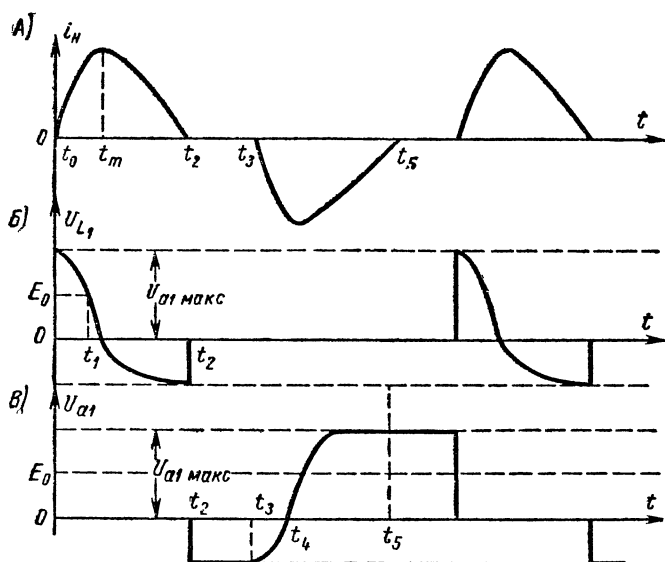


Рис. 6.

в силу униполярной проводимости тиристора. Соответственно напряжение на индуктивности  $U_{L1}$  обращается в нуль (рис. 6,б), а напряжение на аноде (рис. 6,в) скачком уменьшается на такую же величину и остается неизменным до момента  $t_3$ , когда отпирается тиристор  $T_2$ . После этого происходит восстановление исходного напряжения на конденсаторе  $C$  (на аноде тиристора  $T$ ) и процессы в инверторе повторяются.

Скорость нарастания тока  $i_{a1} = i_n$  (рис. 6,а) максимальна в момент  $t = 0$  и равна

$$S_{\text{макс.}} = \frac{1}{L_1} U_{a1. \text{ макс.}} \quad (5)$$

Если заданы предельно допустимые значения напряжения на тиристоре<sup>1</sup>  $U_{a1. \text{ макс.}}$ , токи  $I_0$  и  $i_{a1. \text{ макс.}}$ , скорость нарастания тока  $S_{\text{макс.}}$ , частота

<sup>1</sup> Расчет следует вести исходя из пониженного значения  $U_{a1. \text{ макс.}}$ , учитывая возможность появления собственных колебаний в катушках индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  в моменты скачков напряжений на них.

генерируемых колебаний  $\omega = 2\pi/T$ , затухание контура  $\delta$ , номинальное время восстановления электрической прочности тиристора  $t_{в. ном}$ , то можно рекомендовать следующий порядок расчета инвертора. Выбрав время восстановления  $t_{в} \geq t_{в. ном}$ , из графиков рис. 7 по известным  $t_{в}/T$  и  $\delta$  найти  $\gamma = \omega_0/\omega$ , вычислить  $\delta_0 = \frac{1}{\gamma} \delta$ . По графику  $e^{-\frac{1}{2}\pi\delta_0}$  (рис. 8), зная  $\delta_0$ , опреде-

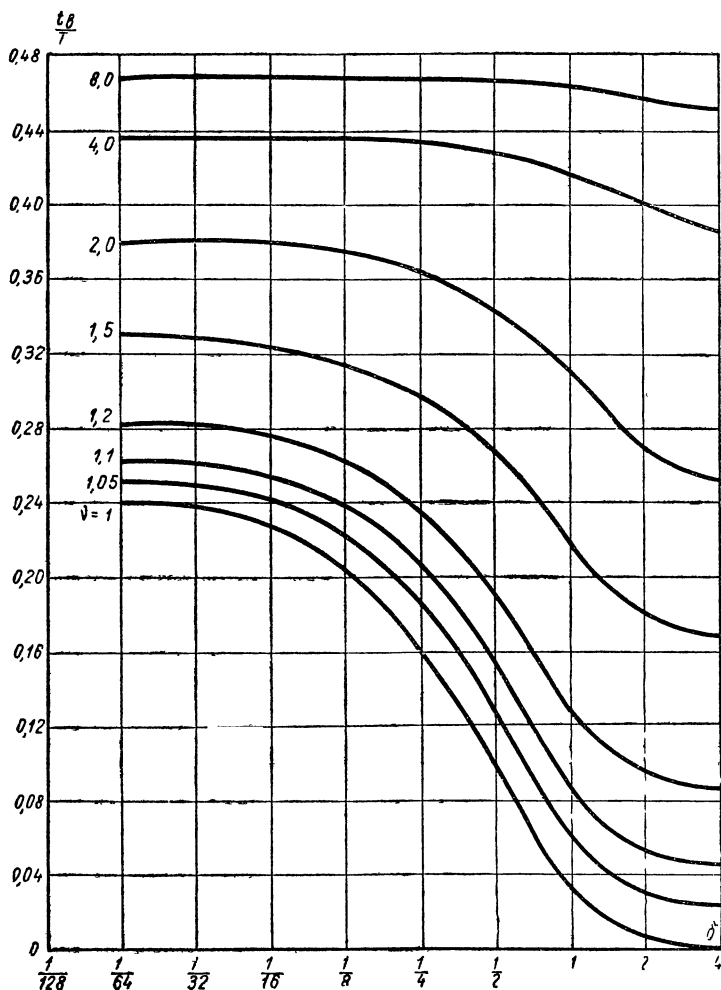


Рис. 7.

лить значение  $e^{-\frac{1}{2}\pi\delta_0}$ . Из формулы  $1 - \frac{E_0}{U_{з, макс}} = e^{-\frac{1}{2}\pi\delta_0}$  определить  $E_0$ .

Вычислив  $\omega_0 = \gamma\omega$  и  $\alpha = \frac{1}{2} \omega\delta = \frac{R_H}{2L}$ , найти произведение  $L_1C = \frac{1}{\alpha^2 + \omega_0^2}$ .



График  $\frac{\delta_0}{2} \frac{i_{a1. \text{ макс}}}{U_{a1. \text{ макс}}} \sqrt{\frac{L_1}{C}}$  позволяет по известной величине  $\delta_0$  найти значение  $\frac{\delta_0}{2} \frac{i_{a1. \text{ макс}}}{U_{a1. \text{ макс}}} \sqrt{\frac{L_1}{C}}$ , откуда определяется емкость конденсатора  $C$  и величина индуктивности  $L_1$ . Сопротивление нагрузки равно  $R_n = 2\alpha L_1$ .

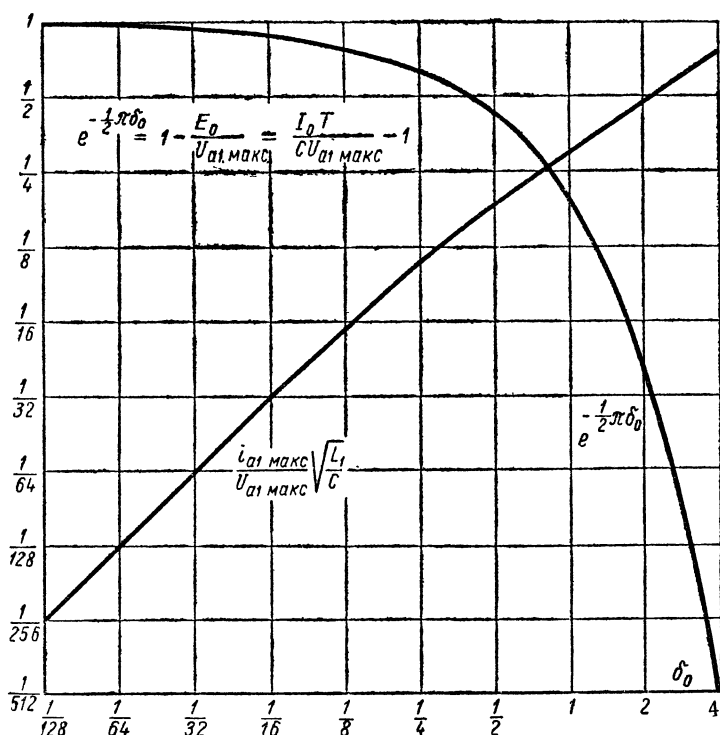


Рис. 8.

При расчете генератора низких частот за основу можно принять  $I_0$ . Пользуясь графиком  $e^{-\frac{1}{2}\pi\delta_0} = \frac{I_0 T}{C U_{a1. \text{ макс}}} - 1$  (рис. 8), определить емкость конденсатора  $C$  и затем величину индуктивности  $L_1$  (по  $L_1 C$ ), после чего следует убедиться, что значения  $i_{a1. \text{ макс}}$  и  $S_{\text{ макс}}$  не превышают допустимых величин. В противном случае следует исходить из графика или формулы, определяющих величину максимального тока  $i_{a. \text{ макс}}$  или максимальной скорости его нарастания  $S_{\text{ макс}}$ , являющихся ограничивающими факторами. На высоких генерируемых частотах расчет целесообразно начать по известной величине скорости нарастания  $S_{\text{ макс}}$ , проверив затем величины  $I_0$  и  $i_{a1. \text{ макс}}$ .

Если требуемая мощность генератора невелика, то в схеме последовательного инвертора (см. рис. 5) целесообразно применить транзисторы, так как они обладают значительно лучшими частотными свойствами, чем тиристоры. Это позволяет существенно расширить диапазон частот генерируемых колебаний и улучшить форму тока в цепи нагрузки. Переключение нагрузочного контура с одного транзистора на другой может быть осуществлено за очень короткое время, поэтому индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  (рис. 2) могут быть объединены и включены в общую ветвь обоих транзисторов (рис. 9,а).

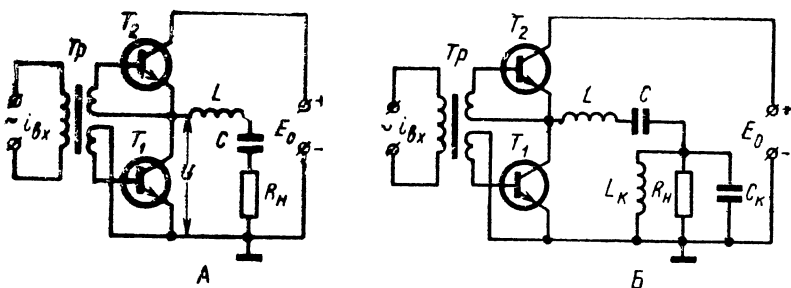


Рис. 9.

Для получения тока, близкого к синусоидальному, контур  $L, C, R_n$  целесообразно настроить на частоту генерируемых колебаний. Подобный резонансный инвертор по существу представляет собой одноконтурный двухтактный усилитель, работающий в ключевом режиме. Такой усилитель иногда называется усилителем класса  $D$ . С целью улучшения фильтрации высших гармоник тока, согласования генератора с нагрузкой и т. п. вместо омического сопротивления нагрузки  $R_n$  может быть включен параллельный контур  $L_k, C_k, R_n$ , настроенный на частоту генерируемых колебаний (рис. 9,б). Система из двух контуров  $L$  и  $C, L_k, C_k, R_n$  со стопроцентной связью между ними (см. рис. 9,б) может быть заменена эквивалентной схемой из двух контуров, связанных между собой с помощью взаимной индуктивности катушек  $L$  и  $L_k$  либо конденктивно через конденсатор или индуктивность, являющиеся частью емкостных или индуктивных ветвей контуров. Число связанных контуров может быть более двух.

Принцип действия схемы (см. рис. 9,а) состоит в следующем. На входной трансформатор  $Tr$  от генератора с большим внутренним сопротивлением (например, из коллекторной цепи транзисторного усилителя) подается входной сигнал  $i_{вх}$ , имеющий форму, близкую к синусоидальной (рис. 10,а). Положительная полуволна этого тока отпирает транзистор  $T_1$ ,

переводя его в режим насыщения, при котором падение напряжения на участке эмиттер — коллектор близко к нулю. На базе транзистора  $T_2$  в это время отрицательное напряжение и он заперт. Во время отрицательной полуволны входного сигнала  $i_{вх}$ , наоборот, заперт транзистор  $T_1$ , а открыт транзистор  $T_2$ .

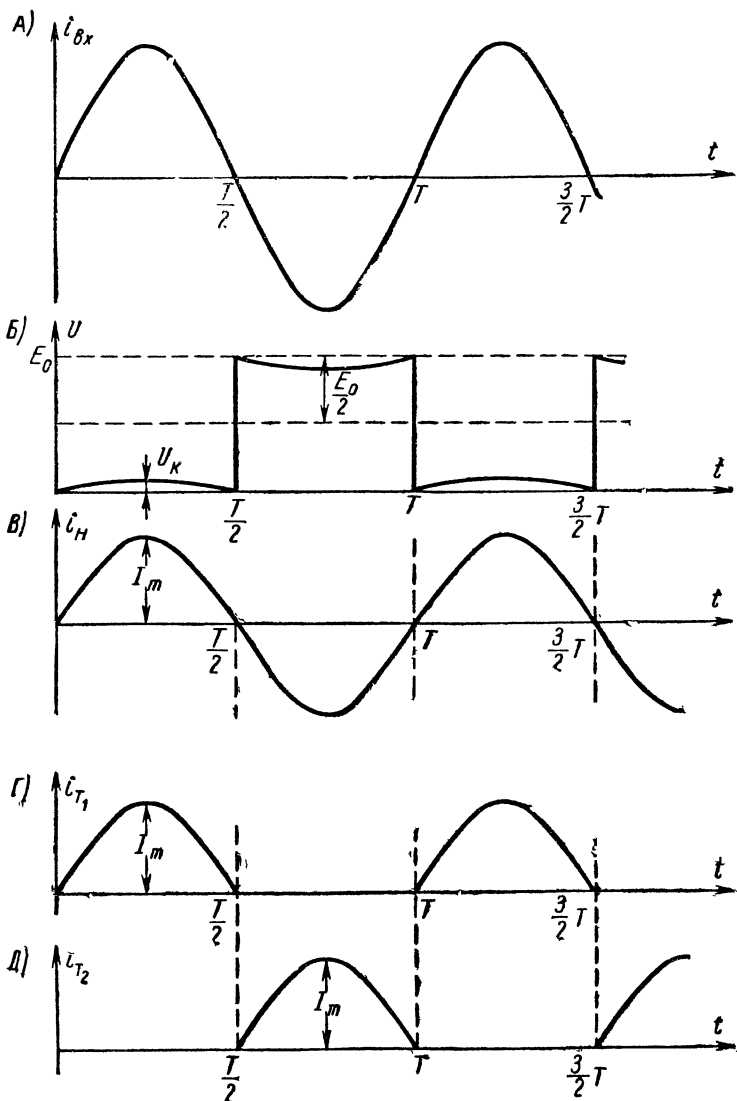


Рис. 10.

Учитывая, что падение напряжения на полностью открытых транзисторах невелико, можно считать, что напряжение  $U$ , приложенное к контуру  $L, C, R_n$ , имеет форму, близкую к прямоугольной (рис. 10,б). Амплитуда колебаний равна  $\frac{1}{2}E_0$  (отсчет ведется от среднего уровня, равного  $\frac{1}{2}E_0$ ). Амплитуда первой гармоники этих колебаний  $U_m$  составляет  $4/\pi$  от  $E_0/2$ , т. е.

$$U_m = \frac{2}{\pi} E_0. \quad (6)$$

Благодаря контуру  $L, C, R_n$ , настроенному на первую гармонику, ток  $i_n$  в сопротивлении нагрузки  $R_n$  синусоидален (рис. 10,в) и протекает поочередно через транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  (рис. 10, г, д). Амплитуда тока равна

$$I_m = \frac{U_m}{R_n} = \frac{2E_0}{\pi R_n}. \quad (7)$$

Поскольку импульсы токов через транзисторы косинусоидальны, с углом отсечки  $90^\circ$  (то есть имеют длительность, равную половине периода колебаний), постоянная составляющая тока, протекающего через транзисторы и источник питания  $E_0$ , равна

$$I_0 = \frac{1}{\pi} I_m = \frac{2E_0}{\pi^2 R_n}. \quad (8)$$

В ключевом режиме транзистор в проводящем состоянии полностью открыт. При этом его динамической характеристикой является линия критического режима с крутизной  $S_{кр}$ . Внутреннее сопротивление транзистора в этом режиме равно  $R_{i,кр} = 1/S_{кр}$ , а падение напряжения на коллекторе связано с током  $i_k$  зависимостью

$$U_k = R_{i,кр} i_k = i_k / S_{кр}. \quad (9)$$

Таким образом, форма напряжения на коллекторе (см рис. 10,б на участке от  $t=0$  до  $t=T/2$ ) соответствует форме тока коллектора ( $i_{T_1}$  на рис. 10, г). Суммарный ток обоих транзисторов имеет синусоидальную форму, поэтому мощность потерь на двух транзисторах равна  $\frac{1}{2} I_m^2 \frac{1}{S_{кр}}$ , а на каждом из них потери составляют:

$$P_{пот} = \frac{1}{4 S_{кр}} I_m^2 = \frac{E_0^2}{\pi^2 S_{кр} R_n^2}. \quad (10)$$

К. п. д. транзисторов по коллекторной цепи<sup>1</sup> равен:

$$\eta_{\pi} = 1 - \frac{2 P_{пот}}{E_0 I_0} = 1 - \frac{I}{S_{кр} R_n}. \quad (11)$$

Порядок расчета параметров резонансного инвертора (см. рис. 9,а) на максимальную для выбранного типа транзистора мощность следующий.

Напряжение  $E_0$  источника питания следует выбрать равным максимально допустимому (пиковому) значению коллекторного напряжения транзистора. Фактором, ограничивающим выбор сопротивления нагрузки  $R_n$ , может быть максимальное,  $I_m$ , или среднее,  $I_0$ , значение тока, либо мощность потерь в транзисторе  $P_{пот}$ . Соответственно величина  $R_n$  должна быть выбрана равной наибольшей из трех величин, определяемых из

<sup>1</sup> Без учета потерь во время переходных процессов, связанных со скачками напряжения на коллекторах. Эти потери возрастают с частотой и на достаточно высоких частотах могут существенно понизить к. п. д.

формул (7), (8) и (10). Определив к. п. д. по формуле (11) и мощность, отдаваемую источником питания  $P_0 = E_0 I_0 = \frac{2 E_0^2}{\pi R_H}$ , можно найти мощность в нагрузке  $P_H = \eta P_0$ .

Для обеспечения высокого к. п. д. контура  $L, C, R_H$  его добротность  $Q$  следует выбирать небольшой (не более 5—10). После выбора  $Q$  нетрудно определить величину индуктивности  $L = \frac{1}{\omega} R_H Q$  и величину емкости конденсатора  $C = 1/\omega R_H Q$ .

Если согласно рис. 9,б включен параллельный контур (или система связанных контуров), то вместо  $R_H$  в расчете должно фигурировать эквивалентное входное сопротивление  $R_{\text{в}}$  этого контура на частоте  $\omega$  (имеется в виду, что контур настроен на эту частоту).

## Генерирование прерывистых колебаний

В некоторых случаях целесообразно использовать затухающие колебания высокой частоты или короткие радиоимпульсы. Наиболее подходящими для этой цели ключевыми приборами являются импульсные водородные тиратроны. Однако из-за большого времени восстановления электрической прочности ( $t_{\text{в}}$ ) при использовании их в схемах инверторов частоты генерируемых колебаний обычно не могут быть выше нескольких килогерц.

Прерывистые колебания высокой частоты могут быть получены с помощью схемы, изображенной на рис. 11.

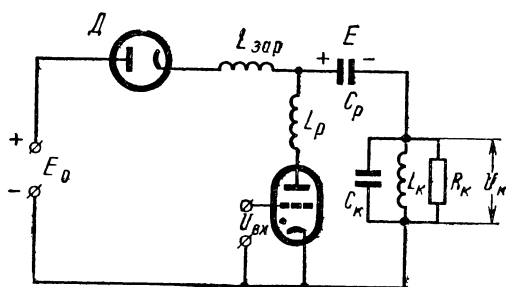


Рис. 11.

В момент  $t=0$ , непосредственно предшествующий включению тиратрона, конденсатор  $C_p$  заряжается от источника питания  $E_0$  до некоторого положительного напряжения  $E$ . Цепь заряда состоит из диода  $D$ , дросселя  $L_{\text{зар}}$  и колебательного контура  $C_K, L_K, R_K$ . Тиратрон поджигается коротким положительным импульсом  $U_{\text{вх}}$  (рис. 12,а), и конденсатор  $C_p$

разряжается через цепь разряда, состоящую из катушки малой индуктивности  $L_p$ , тиратрона и нагрузочного колебательного контура  $L_k, C_k, R_k$ . Параметры этой цепи выбраны таким образом, что через тиратрон протекает короткий импульс тока (рис. 12,б), ударно возбуждающий колебания в контуре

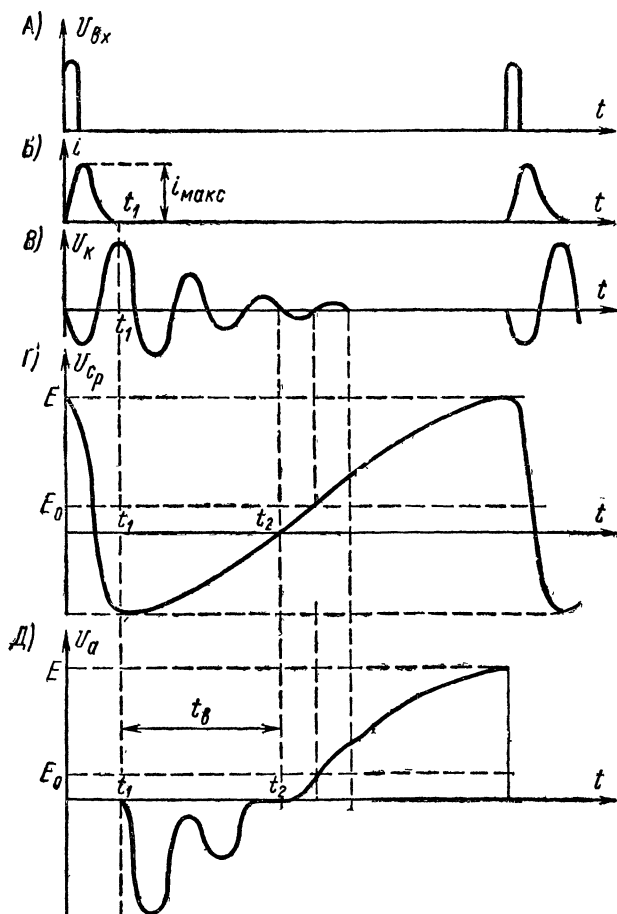


Рис. 12.

$L_k, C_k, R_k$  (рис. 12,в). К моменту  $t_1$  конденсатор  $C_p$  перезаряжается и напряжение  $U_{Cp}$  на нем (рис. 12,г) становится отрицательным, равным по величине или большему амплитуды колебаний напряжения на контуре. Благодаря этому напряжение  $U_a$  на аноде тиратрона сохраняется отрицательным в течение времени  $t_g = t_2 - t_1$ , определяемого зарядным про-

цессом конденсатора  $C_p$  и не зависящего от периода генерируемых колебаний высокой частоты  $\omega_0$  (рис. 12,б). Выбирая величину индуктивности зарядного дросселя  $L_{зар}$  достаточно большой, а частоту следования импульсов, поджигающих тиратрон, низкой, можно обеспечить большое время  $t_b = t_2 - t_1$  (рис. 12,б), в течение которого напряжение на аноде тиратрона отрицательно и он полностью восстанавливает свою электрическую прочность. Благодаря диоду  $D$  (рис. 11) после окончания заряда конденсатора  $C_p$  на нем сохраняется максимальное положительное напряжение  $E$ .

В момент  $t_1$  ток  $i$  через тиратрон равен нулю. Во избежание скачка напряжения на аноде тиратрона необходимо, чтобы обращалось в нуль напряжение на индуктивности  $L_p$ , то есть производная тока  $i$  была равна нулю. Напряжение на аноде тиратрона (рис. 12,б) остается отрицательным в процессе последующих колебаний высокой частоты, если напряжение  $U_k$  в момент  $t_1$  максимально, то есть производная от этого напряжения равна нулю. Эти три условия позволяют установить связь между напряжениями, параметрами схемы и найти  $\omega_0 t_1$ :

$$E_0 = 0,2 E; \quad C_p = 9 C_k / 16; \quad L_p = 25 L_k / 9; \quad \omega_0 t_1 = 4,97. \quad (12)$$

Максимальное и среднее значения тока тиратрона  $i$  равны:

$$i_{\max} = 1,03 E / \omega_0 L_p. \quad (13)$$

$$I_0 = 1,6 C_p F_n E, \quad (14)$$

где  $F_n$  — частота повторения радиоимпульсов.

Время, в течение которого может происходить восстановление электрической прочности тиратрона  $t_b = t_2 - t_1$ , определяется из условия:

$$\omega_{зар} t_b = 1,32. \quad (15)$$

Заряд происходит за половину периода собственной частоты зарядной цепи  $T_{зар} / 2 = 1 / 2 f_{зар} = \pi \sqrt{L_{зар} C_p} = \pi / \omega_{зар}$ , поэтому частота повторения радиоимпульсов  $F_n$  не должна превышать  $2 / T_{зар}$ , то есть

$$F_n \leq \frac{\omega_{зар}}{\pi}. \quad (16)$$

Расчет генератора по заданным максимально допустимому напряжению на аноде тиратрона  $U_{т. макс} = E$ , максимальному значению  $i_{\max}$  и постоянной составляющей  $I_0$  его тока, номинальному времени восстановления электрической прочности  $t_{б. ном}$  и частоте генерируемых колебаний  $\omega = \omega_0$  сводится к следующему.

Задавая время восстановления  $t_b \geq t_{б. ном}$ , из формулы (15) определить частоту колебаний  $\omega_{зар}$  зарядной цепи. Используя выражение (16), рассчитать частоту повторения радиоимпульсов  $F_n$ , после чего найти величину емкости конденсатора  $C_p$  из формулы (14). Формула (12) позволяет определить величину емкости конденсатора  $C_k$ , равную  $C_k = 16 C_p / 9$ ; величина индуктивностей контура —  $L_k = 1 / \omega_0^2 C_k$ , зарядной и зарядной цепей  $L_p = 25 L_k / 9$ ;  $L_{зар} = 1 / \omega_{зар}^2 C_p$ , а также напряжение источника питания  $E_0 = E / 5$ . По формуле (13) проверить, не превышает ли значение тока  $i_{\max}$  допустимого. В противном случае величину разрядной индуктивности следует определить из формулы (13) и пересчитать остальные величины по формулам  $C_p = 1 / \omega_{зар}^2 L_p$ ;  $C_k = 16 C_p / 9$ ;  $L_k = 1 / \omega_0^2 C_k$ ;  $L_{зар} = 1 / \omega_{зар}^2 C_p$ . Величину тока  $I_0$  определить из формулы (14). Мощность колебаний равна  $P_k \approx P_0 = E_0 I_0$ , а максимальный ток зарядной цепи —  $i_{зар. макс} = 0,8 E \sqrt{C_p / L_{зар}}$ .

## Генераторы повышенных частот на управляемых вентилях

Основным фактором, ограничивающим частоту генерируемых колебаний в схемах инверторов (см. рис. 2 и 5), является недостаточное время  $t_b$ , в течение которого управляемые вентили могут восстанавливать свою электрическую прочность, поскольку это время обычно менее одной четверти периода генерируемых колебаний. В схеме возбуждения прерывистых колебаний (см. рис. 11) это время может составлять много периодов высокой частоты, благодаря тому что после запирающего ключевого прибора (тиратрона) напряжение на его аноде остается отрицательным (см. рис. 12, д). Очевидно, что подобный способ может быть использован и для генерирования слабозатухающих колебаний, когда время восстановления  $t_b$  составляет небольшое число периодов высокой частоты, однако в этом случае в каждый момент отпирания управляемого вентиля (тиристора или тиратрона) на его аноде, помимо напряжения заряда  $E$  конденсатора  $C_p$ , будет еще незатухшее напряжение  $U_k$  колебательного контура, которое должно быть учтено при расчете режима работы генератора.

В целях улучшения формы зарядной кривой конденсатора  $C_p$ , ускорения процесса перезаряда и использования его для генерирования колебаний вместо одноконтурной схемы (см. рис. 11) целесообразно применить двухтактную (см. рис. 5), заменив в ней активное сопротивление

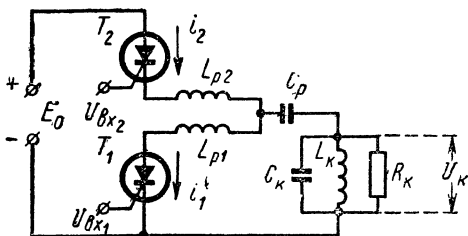


Рис. 13.

активное сопротивление  $R_n$  колебательным контуром  $C_k, L_k, R_k$  (рис. 13).

Тиристоры  $T_1$  и  $T_2$  поочередно отпираются короткими импульсами  $U_{BX1}$  и  $U_{BX2}$  (рис. 14, а, б), в результате чего через конденсатор  $C_p$  и контур  $L_k, C_k, R_k$  протекают импульсы токов тиристоров ( $i_1$  и  $i_2$  на рис. 14, в, г), вызывающие перезаряд конденсатора  $C_p$  ( $U_{Cp}$  на рис. 14, д) и колебания высокой частоты  $U_k$  в контуре  $L_k, C_k, R_k$  (рис. 14, е). Напряжения  $U_{a.1}$  и  $U_{a.2}$  на анодах тиристоров складываются из  $U_{Cp}$  и  $U_k$  (рис. 14, ж, з). Параметры схемы выбраны таким образом, что после окончания импульса тока на каждом из тиристоров сохраняется отрицательное напряжение до момента перезаряда, определяемого половиной периода повторения импульсов тока тиристоров.



Поскольку частота повторения управляющих импульсов в  $n$  раз меньше частоты генерируемых колебаний  $\omega$ , генератор (см. рис. 13), по существу, работает в режиме двухтактного умножителя частоты. Во время паузы между импульсами тока в контуре  $L_k, C_k, R_k$  происходят свободные колебания, которые могут несколько затухать за это время. Для устра-

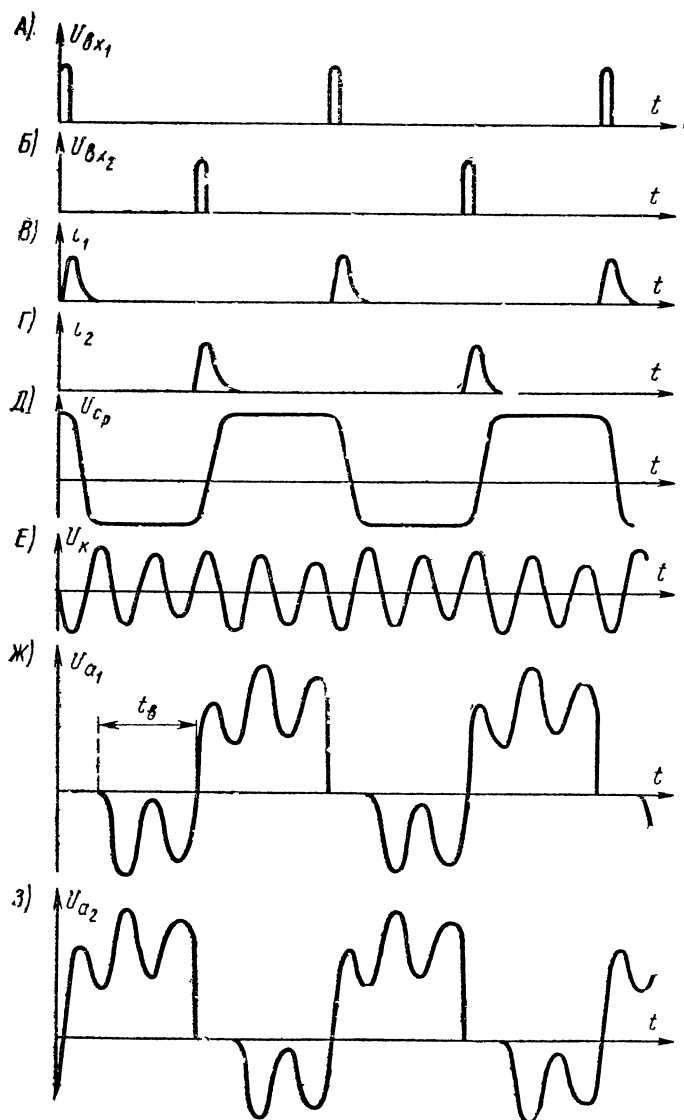


Рис. 14.

нения этого недостатка целесообразно использовать несколько пар тиристоров и разрядных цепей, работающих на общий контур нагрузки. Выбирая определенную последовательность включения тиристоров, можно добиться увеличения частоты повторения импульсов тока в число раз, равное числу пар тиристоров.

Рабочий (расчетный) режим генератора определяется следующими условиями. В момент  $t_1$  окончания импульса тока  $i$ , как и для генератора затухающих колебаний (см рис. 11), производная тока  $i$  должна быть равна нулю, а напряжение на контуре нагрузки  $U_K$  максимально и равно по величине отрицательному напряжению перезаряда конденсатора  $C_p$ , то есть анодное напряжение, представляющее сумму этих напряжений, также должно быть равно нулю. Контур нагрузки должен быть настроен на частоту генерируемых колебаний  $\omega$ .

Из этих условий можно найти связь максимального значения тока  $i_{\text{макс}}$  с амплитудой первой гармоники  $I_{\text{акт}}$ , постоянной составляющей  $I_d$  и коэффициентом умножения частоты  $n$ :

$$I_{\text{акт}} = 0,495 i_{\text{макс}} / n; \quad I_0 = 0,375 i_{\text{макс}} / n. \quad (17)$$

Форма импульса тока  $i$  показана на рис. 15. Скорость нарастания (производная) тока в начальный момент максимальна и равна

$$S_T = E / L_p. \quad (18)$$

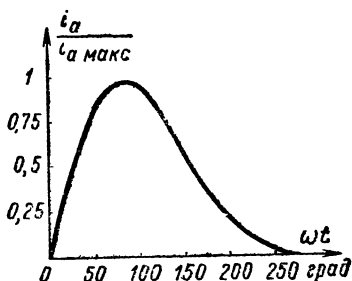


Рис. 15.

Максимальное (пиковое) напряжение на аноде тиристора связано с амплитудой  $U_m$  колебаний напряжения на контуре  $L_K, C_K, R_K$ , напряжением  $E$  на конденсаторе  $C_p$  и напряжением источника питания  $E_0$  соотношением

$$U_{a. \text{ макс}} = 3,37 U_m = 1,422 E = 2,46 E_0. \quad (19)$$

Пренебрегая потерями, можно выразить токи  $I_0$  и  $i_{\text{макс}}$  через емкость конденсатора  $C_p$ :

$$I_0 = \frac{1}{n} 0,375 i_{\text{макс}} = \frac{\omega C_p U_{a. \text{ макс}}}{4 \pi n}, \quad (20)$$

Емкость конденсатора  $C_p$  и индуктивность катушки  $L_p$  связаны равенством

$$C_p = \frac{1,34}{\omega^2 L_p}. \quad (21)$$

Эквивалентное активное сопротивление контура нагрузки  $R_k$  (см. рис. 13) равно:

$$R_k = \frac{U_m}{mI_{\text{акт}}} = \frac{0,855 nE}{mi_{\text{макс}}} \quad (22)$$

где  $m$  — число тиристоров в схеме генераторов.

Коэффициент умножения частоты повторения  $n = \frac{f}{F_{\Pi}} = \frac{\omega}{2\pi F_{\Pi}}$  следует выбирать исходя из условия обеспечения достаточного времени  $t_{\text{в}}$  (рис. 14, ж), в течение которого на аноде сохраняется отрицательное напряжение, необходимое для восстановления его электрической прочности. Согласно рис. 14, ж, это время можно считать равным:  $t_{\text{в}} \approx n \frac{T}{2} - t_1 = n \frac{T}{2} - 0,75T$ . Оно должно быть не менее номинального  $t_{\text{в. ном}}$  требуемого по паспорту прибора. Поэтому выбор коэффициента умножения  $n$  можно производить исходя из неравенства

$$n > \frac{2 t_{\text{в. ном}}}{T} + 1,5. \quad (23)$$

Расчет параметров генератора по заданным максимальному (пиковому) напряжению на аноде  $U_{\text{а. макс}}$ , крутизне нарастания тока в момент включения  $S_T$  (в амперах на секунду), постоянной составляющей  $I_0$  и максимальному значению  $i_{\text{макс}}$  тока тиристоров, времени восстановления электрической прочности  $t_{\text{в. ном}}$  и частоте генерируемых колебаний  $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$  сводится к следующему.

Используя неравенство (23), выбрать наименьшее удовлетворяющее ему нечетное число  $n$  и найти частоту повторения импульсов каждого тиристора  $F_{\Pi} = f/n$ . Формула (19) позволяет вычислить напряжение источника питания  $E_0$ , напряжение  $E$  на конденсаторе  $C_p$  и амплитуду напряжения  $U_m$  на контуре нагрузки по известному  $U_{\text{а. макс}}$ . Индуктивность катушки  $L_p$  можно найти из выражения (18), а емкость конденсатора  $C_p$  — из (21). Формулы (17) и (20) дают возможность определить токи  $I_0$ ,  $i_{\text{макс}}$  и  $I_{\text{акт}}$ , после чего нетрудно определить сопротивление  $R_k$  по формуле (22). Мощность на пару тиристоров можно считать равной  $P_k = \eta E_0 I_0$ , где к. п. д.  $\eta$  обычно близок к 100%.

Если при расчете окажется, что значения токов  $i_{\text{макс}}$  или  $I_0$ , найденные по формуле (20), больше допустимых, то следует использовать эту формулу для вычисления емкости конденсатора  $C_p$  по допустимым значениям  $i_{\text{макс}}$  и  $I_0$ , пересчитав индуктивность катушки  $L_p$  и сопротивление контура  $R_k$  соответственно по формулам (21) и (22).

## Генератор гармонических колебаний с индуктивным накопителем

Рассматриваемый ключевой генератор отличается от обычного усилителя высокой частоты класса  $B$  наличием индуктивности  $L_p$ , включенной между анодом электронной лампы<sup>1</sup> и колебательным контуром. При последовательном включении

<sup>1</sup> Ниже для определенности рассматривается электронная лампа. Однако вместо лампы с равным основанием может быть взят транзистор или таситрон.

источника анодного питания схема генератора имеет вид, как показано на рис. 16,а, а при параллельном — на рис. 16,б.

Рассмотрим работу генератора (рис. 16,а) в установившемся режиме. До момента  $t_0$  отпирания электронной лампы (рис. 17,а) напряжение на ее аноде  $U_a$  представляет собой сумму напряжений  $E_0 + U_k$ : напряжения анодного питания  $E_0$  и напряжения на колебательном контуре  $U_k = U_m \sin(\omega t + \psi)$ .

В момент времени  $t = t_0$  на сетку лампы подается положительный импульс. Лампа отпирается. Из-за наличия индук-

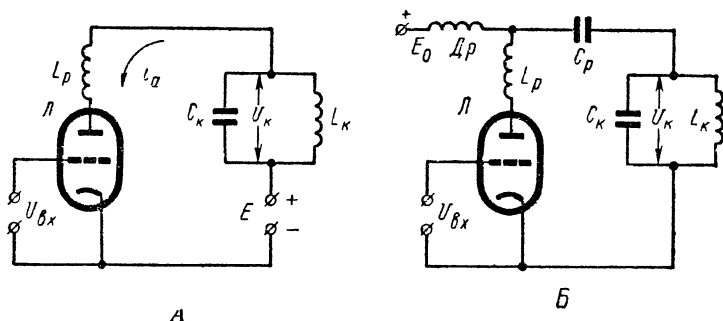


Рис. 16.

тивности  $L_p$  анодный ток вначале очень мал, вследствие чего на аноде лампы напряжение также оказывается малым, равным  $U_{a. \text{чип}} = E_n$ , а на индуктивности  $L_p$  создается падение напряжения, форма которого показана на рис. 17,б.

Анодный ток  $i_a$  (рис. 17,в), протекающий через  $L_p$ , в момент  $t_1$  обратится в нуль, когда сумма заштрихованных вольт-секундных площадей, изображенных на рис. 17,б, равна нулю. Это возможно лишь в том случае, когда амплитуда колебаний напряжений на контуре  $U_m$  больше напряжения источника питания  $E_0$ . Обращение тока  $i_a$  в нуль необходимо для нормальной работы генератора, поскольку запирающее действие лампы в рассматриваемой схеме (см. рис. 16,а) допустимо лишь при нулевом токе. В противном случае обусловленная этим током энергия в индуктивности  $L_p$ , равная  $0,5 L_p i_a^2$ , в момент записывания лампы расходуется на паразитные колебания в цепи анода, вызывая потери энергии и значительные перенапряжения. Соответственно амплитуда входного сигнала  $U_{вх}$  (рис. 17,г) должна превышать напряжение отпирания  $E_{C_0}$  в течение времени от  $t_0$  до  $t_1$ . Однако от момента  $t_1$  до  $t_2$  напряжение на аноде лампы отрицательно, и ток через нее, независимо от сеточного напряжения, равен нулю. Поэтому время отпирания лампы по сетке может быть продлено до любого момента, лежащего в интервале от  $t_1$  до  $t_2$ . Это снижает требования к длительности отпирания лампы по сетке и позволяет варьировать ее в определенных пределах.

Для улучшения согласования лампы с нагрузкой и улучшения энергетических показателей целесообразно принять  $t_1 = t_2$ . Достоинством такого режима является отсутствие скачка напряжения на аноде лампы в момент  $t_1$ .

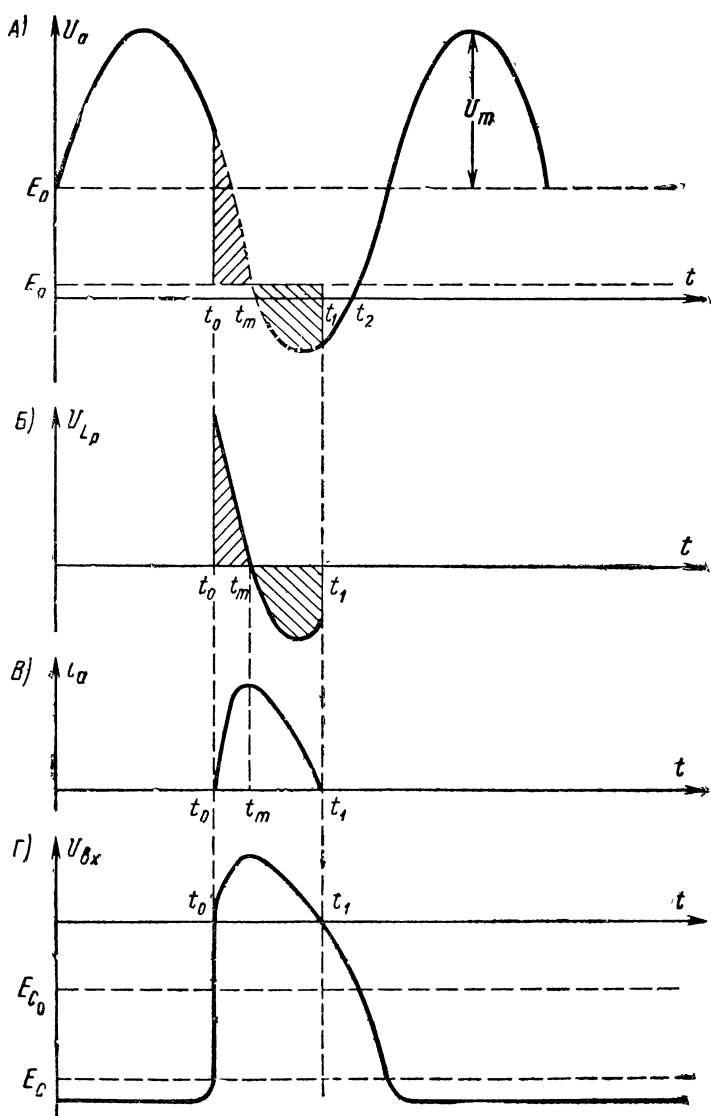


Рис. 17,

Для практических целей можно использовать следующую методику расчета генератора. Задавшись относительной длительностью тока  $\tau_1 = \omega t_1$  в пределах от  $\pi/2$  до  $\pi$ , по графикам рис. 18 найти фазу  $\psi$  напряжения на контуре в момент включения лампы и отношение  $U_m/E_0$ , по которому, зная максимально допустимое (пиковое) напряжение  $U_{a, \text{макс}} = E_0 + U_m$

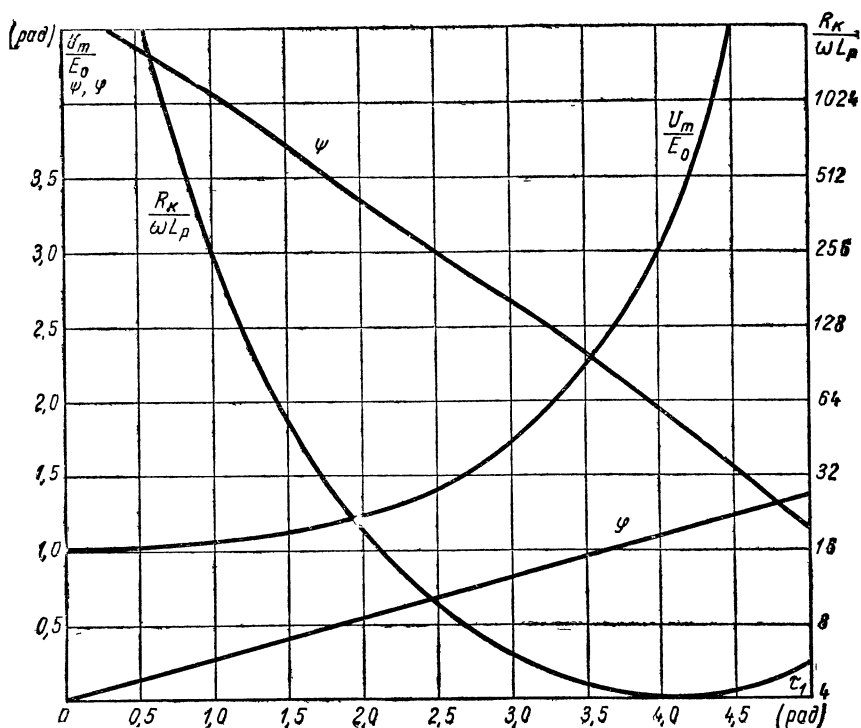


Рис. 18.

можно определить напряжение анодного питания  $E_0$  и амплитуду колебаний на контуре —  $U_m$ .

Задав постоянную составляющую  $I_{a.o}$  анодного тока лампы  $i$  и подводимую к генератору мощность  $P_0 = E_0 I_{a.o}$ , а также мощность потерь в лампе  $P_a = E_n I_{a.o}$  и мощность в контуре  $P_k = P_0 - P_a$ , определим эквивалентное сопротивление контура:

$$R_k = \frac{U_m^2}{2 P_k} = \frac{U_m^2}{2 I_{a.o} (E_0 - E_n)} \approx \frac{U_m^2}{2 I_{a.o} E_0} \quad (24)$$

Величину разрядной индуктивности контура  $L_p$  можно найти по заданной частоте колебаний  $\omega$  и отношению  $R_k / \omega L_p$ , график которого приведен на рис. 18. На том же рисунке дан график для угла  $\phi$  расстройки колебательного контура относительно частоты колебаний  $\omega$ .

## Генераторы гармонических колебаний с емкостным и индуктивным накопителями

Для всех рассмотренных выше схем ключевых генераторов характерны скачки напряжения или тока в момент включения ключевого прибора. При этом возникают потери, влияние которых на относительно низких частотах невелико, однако с повышением частоты они существенно возрастают, вследствие чего частотный диапазон эффективного ключевого режима таких генераторов ограничен.

Эти потери можно устранить или свести к минимуму, если создать режим, при котором скачки тока и напряжения в момент включения ключевого прибора будут отсутствовать. Включение прибора должно начинаться в момент, когда напряжение на аноде  $U_{a.0}$  равно нулю.

Наиболее удобными являются схемы генераторов со сто-процентной кондуктивной связью между контурами<sup>1</sup> (рис. 19). Вид этих схем не изменится при введении допол-

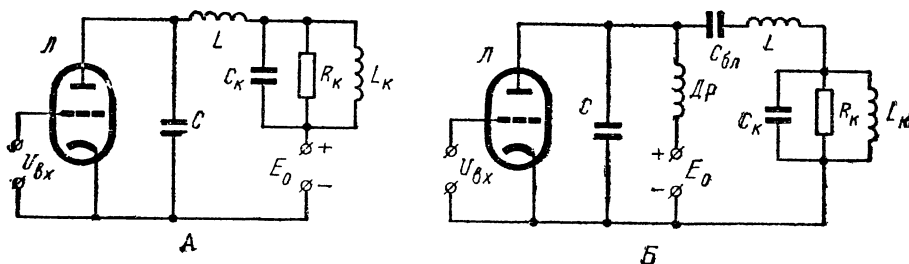


Рис. 19.

нительных контуров, поскольку влияние их на работу лампы полностью определяется амплитудой  $U_m$  и фазой  $\psi$  э. д. с.  $U_k = U_m \sin(\omega t + \psi)$  напряжения на контуре  $C_k, R_k, L_k$  (рис. 20,а).

Для эффективного возбуждения этого контура (см. рис. 19,а) импульс анодного тока (рис. 20,б) должен в основном соответствовать отрицательной полуволне напряжения  $U_k$ , то есть фазу колебаний  $\psi$  и длительность импульса  $\tau_n = \omega t_n$  практически целесообразно выбирать близкими к  $\pi$ . Обычно сумма  $\tau_n + \psi$  получается несколько меньшей  $2\pi$ . Удобно ввести в рассмотрение фазовый угол  $\Delta\psi$ , лежащий обычно в пределах от 0 до  $\pi/2$ , определяемый формулой  $\Delta\psi = 2\pi - \tau_n - \psi$ , и время паузы между импульсами анодного тока  $\tau_0 = 2\pi - \tau_n$  (рис. 20,а).

В зависимости от длительности импульса анодного тока и частоты на-

<sup>1</sup> Такая «каноническая» система двух связанных контуров может быть заменена двумя контурами с любым видом связи между ними. Это может оказаться необходимым для трансформации тока или напряжения второго контура, то есть согласования лампы с нагрузкой,

стройки анодного контура  $\omega_0$  возможно бесчисленное множество режимов работы генератора. Одним из наиболее удобных на практике является режим, при котором длительность импульса тока  $t_H$  равна  $T/2$  (что соответствует углу отсечки  $90^\circ$  для обычного генератора класса *B*), а анодный контур настроен на вторую гармонику, то есть  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = 2\omega$ . При этом  $U_m = 1,18E_0$ ,  $U_{a. \max} = 3,8E_0$ ,  $\Delta\psi = 0$ , среднее значение анодного тока  $I_{a.o} = 0,197E_0/\omega L$ , фазовый угол расстройки и эквивалентное сопротивление нагрузочного контура на частоте резонанса равны  $\varphi = 0,94 \text{ рад}$ ,  $R_k = 0,7E_0/I_{a.o}$ . Индуктивность  $L_k$  может быть найдена по величине  $R_k$ , если задаться добротностью контура  $Q$ . Емкость конденсатора определяется по формуле

$$C_k = \frac{1}{\omega^2 L_k} - \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\omega R_k}. \quad (25)$$

В качестве примера рассчитаем генератор на лампе типа ГУ-5Б, работающий в телеграфном режиме на частоте  $1 \text{ Мгц}$  при мощности в нагрузке  $P_k = 5 \text{ ват}$ . Эта лампа допускает модуляцию с коэффициентом модуляции, равным единице, то есть пиковое значение анодного напряжения  $U_{a. \max}$  может в четыре раза превышать номинальное напряжение анод-

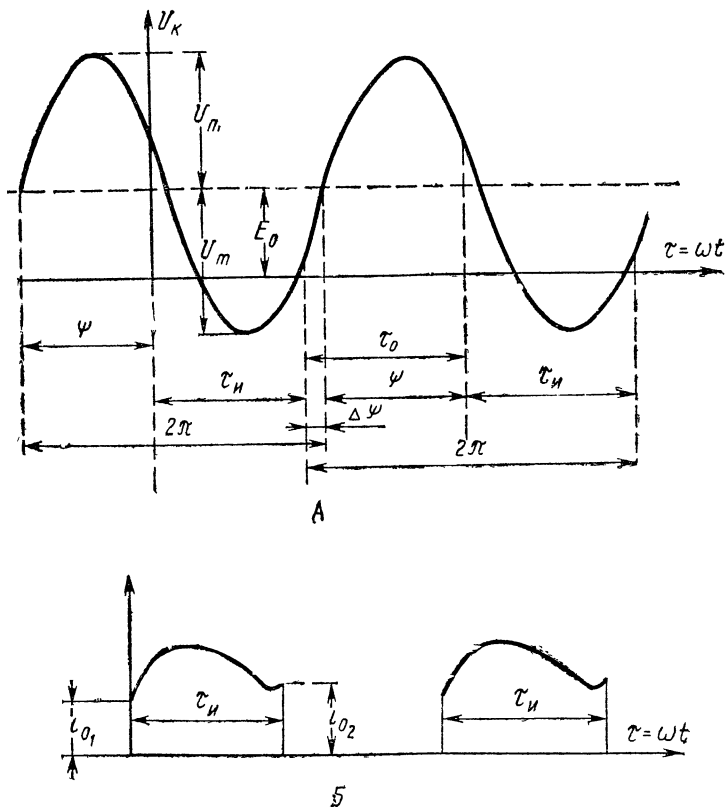


Рис. 20.



ного питания  $E_{0, \text{ном}}$  ( $U_{a, \text{макс}} = 4E_{0, \text{ном}}$ ). Поскольку в рассматриваемом случае  $U_{a, \text{макс}} = 3,8E_0$ , можно принять  $E_0 = E_{0, \text{ном}} = 5 \text{ кв}$ . Предполагая, что общий к. п. д. анодной цепи, включая лампу и контур  $L, C$ , составит около 90%, можно принять подводимую мощность равной  $P_0 = 1,1P_k = 5,5 \text{ квт}$  и среднее значение анодного тока  $I_{a.o} = P_0/E_0 = 1,1 \text{ а}$ . Из приведенной ранее формулы для тока  $I_{a.o}$  получим  $L = 143 \text{ мкгн}$ ;  $C = 1/\omega^2 L = 1/4\omega^2 L = 45 \text{ пф}$ ;  $R_k = 3,16 \text{ ком}$ . Считая, что добротность контура  $Q$  и эквивалентное сопротивление определяются в основном индуктивной ветвью, задавая  $Q = 10$ ,

получим  $L_k = \frac{R_k}{\omega Q} = 50,3 \text{ мкгн}$ . Из формулы (25) найдем емкость конденсатора  $C_k = 435 \text{ пф}$ . Таким образом, при выбранной добротности контура частота его настройки равна  $1,08 \text{ Мгц}$ .

Для завершения расчета необходимо убедиться, что потери энергии на сетке лампы не превышают допустимых, а также оценить электронный к. п. д. лампы. Оптимальный в энергетическом смысле ключевой режим работы лампы обеспечивается в том случае, когда в течение всего времени протекания анодного тока напряжение на аноде  $U_a$  равно напряжению на сетке  $U_c$ , то есть динамической характеристикой генератора является линия критического режима, имеющая крутизну  $S_{кр}$ . При этом лампа со стороны анода представляет собой почти линейное активное сопротивление  $R_{i \text{ кр}} = 1/S_{кр} \approx 76 \text{ ом}$ . Сеточная цепь в таком режиме имеет также почти линейное активное входное сопротивление  $R_{i \text{ с кр}} = R_{i \text{ кр}}/\gamma$ , поскольку ток сетки  $i_c$  связан с анодным током  $i_a$  кр равенством  $i_{c \text{ кр}} = \gamma i_{a \text{ кр}}$ .

Обычно  $\gamma$  несколько меньше единицы (для лампы ГУ-5Б  $\gamma = 0,8-0,9$ ).

Для такого режима необходимо обеспечить на сетке напряжение возбуждения  $U_{c \text{ кр}} = R_{i \text{ с кр}} \cdot i_{c \text{ кр}}$ , по форме близкое к форме импульса анодного тока.

Для приближенной оценки потерь на аноде можно взять усредненное значение тока  $i_a$  за время импульса, приняв его равным  $i_a = i_{a \text{ ср}} \approx 2a$ , тогда  $P_{a \text{ кр}} \approx 0,5 i_a^2 R_{i a \text{ кр}} \approx 150 \text{ вт}$ , что соответствует электронному к. п. д. около 97%.

Потери в цепи сетки  $P_{c \text{ кр}} = \gamma P_{a \text{ кр}}$  меньше, чем в цепи анода, и могут составить 120—140 вт.

Однако обеспечить форму сеточного напряжения, близкую к форме анодного тока, трудно. На практике можно использовать напряжение  $U_c$ , близкое к прямоугольному. При этом потери на аноде и сетке могут несколько превысить найденные для данного режима. Поскольку потери на аноде в ключевом режиме работы лампы во много раз меньше, чем при обычном режиме работы, то условия теплоотдачи сетки улучшаются и, по-видимому, допустимо увеличить мощность потерь на сетке по сравнению с паспортной (для данной лампы —  $P_c = 150 \text{ вт}$ ).

**Анатолий Дмитриевич АРТЫМ**  
**КЛЮЧЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ**

Редакторы А. А. Енин, Ю. С. Пчелкин  
Худож. редактор Е. Е. Соколов Техн. редактор Л. А. Дороднова  
Корректор Н. Д. Мелешкина Обложка А. П. Кузнецова

А 91647. Сдано в набор 31/III 1969 г. Подписано к печати 6/IV 1969 г. Формат бумаги 63×90/16. Бумага типографская № 3. Бум. л. 1,0. Печ. л. 2,0. Уч.-изд. л. 1,88. Тираж 27 000 экз. Издательство «Знание». Москва, Центр. Новая пл., д. 3/4. Заказ 794. Типография изд-ва «Знание», Москва, Центр, Новая пл., д. 3/4.  
Цена 6 коп.

**«ПУЧКИ  
ЭЛЕКТРОНОВ  
В ПРОМЫШЛЕННОСТИ»**

Так будет называться брошюра кандидата технических наук Н. В. Плешивцева, которая скоро выйдет в серии «Промышленность».

Пучки электронов... в металлургии с их помощью получают крупные слитки высококачественной стали и тугоплавкие металлы, в машиностроении сваривают самые разнообразные детали. В вычислительной технике они дают возможность в 100 раз увеличить скорость записи информации — быстродействие счетно-решающих машин значительно повышается.

Кроме того, в серии «Промышленность» выйдут до конца года следующие работы:

В. Иванченко, главный специалист Госплана СССР. «ХОЗЯЙСТВЕННАЯ РЕФОРМА СЕГОДНЯ И ЗАВТРА».

М. Лаптин. «РЫЧАГ ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА» (о формах и методах материального стимулирования повышения качества промышленной продукции).

С. Красивский, кандидат технических наук. «ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИБОРОВ».

Б. Забелин, кандидат экономических наук. «ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ОСНОВНЫХ ФОНДОВ ПРОМЫШЛЕННОСТИ».

ПОДПИСКА НА БРОШЮРЫ СЕРИИ «ПРОМЫШЛЕННОСТЬ» ПРИНИМАЕТСЯ В ЛЮБОМ ОТДЕЛЕНИИ «СОЮЗПЕЧАТИ». ИНДЕКС 70097. СТОИМОСТЬ ПОДПИСКИ НА КВАРТАЛ 27 КОП.

**ЧИТАЙТЕ! ВЫПИСЫВАЙТЕ СЕРИЮ «ПРОМЫШЛЕННОСТЬ»!**

Издательство «ЗНАНИЕ».