

Министерство высшего и среднего специального  
образования РСФСР

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени  
авиационный институт имени С.П.Королева

Л.В.Макарова, В.Н.Икашкин

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ  
НА ДИОДАХ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТЬЮ P-П ПЕРЕХОДА

Учебное пособие

Куйбышев 1981

Проектирование умножителей частоты на диодах с нелинейной емкостью Р-П перехода. Л.В.Макарова, В.Н.Шкаликов. Учебное пособие. - Куйбышев, КуАИ, 1981. - 67 с.

Издание данного учебного пособия имеет целью оказать помощь студентам в выполнении курсового проекта по радиопередающим, радио-приемным устройствам, а также при выполнении проектов по курсам "Антенны и устройство СВЧ" и "Конструирование экранов и СВЧ устройств".

В пособии рассматриваются области применения умножителей частоты с использованием нелинейной емкости  $p-n$  перехода. Особое внимание уделено структурным схемам модулей активных фазированных антенных решеток (АФАР) с умножением частоты. Излагаются общие вопросы умножения частоты на варакторах, приводятся основные схемы, рассматривается принцип работы. Излагается методика расчета и проектирование двухконтурных умножителей частоты с холостыми контурами. Даются рекомендации по конструированию умножителей частоты.

Тампдан 1981 г. поз. 1528.

Рецензенты: А.С.Чекина, И.Р.Добрянский

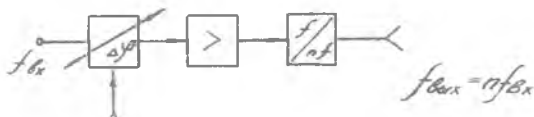
Утверждено на редакционно-издательском совете института 29.II.1979 г.

## 1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ МОДУЛЕЙ АФАР С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

В настоящее время все известные полупроводниковые радиолокационные станции (РЛС) строятся на базе активных фазированных антенных решеток (АФАР). В основу построения АФАР положен модульный принцип. Модуль АФАР — это микроминиатюрный радиолокатор с антенным излучателем, приемо-передающим трактом, устройством управления, коммутации обработки СВЧ сигнала. Модули АФАР отличаются многообразием как с точки зрения структурного построения, так и с точки зрения использования в них различных нелинейных полупроводниковых элементов. Большое распространение получили модули АФАР с умножением частоты.

Под активными антенными решетками с умножением частоты понимаются антенные решетки, в каждом модуле которых, помимо усилителя, располагается и умножитель частоты [1].

Введение умножителя частоты в модуль АФАР позволяет на выходе модуля получить колебания с определенной мощностью на тех частотах, на которых усилитель уже не работоспособен. Сказанное в наибольшей степени относится к мощным усилителям на транзисторах, предельные рабочие частоты которых в настоящее время не превышают 6–7 ГГц. Поэтому малогабаритные модули АФАР сантиметрового диапазона длин волн строятся на основе транзисторного усилителя и последующего умножителя частоты по типовой структурной схеме, изображенной на рис. 1, где  $f_{вх}$  — частота колебаний на входе модуля;  $f_{вых}$  — частота выходных колебаний;  $\frac{f_{вых}}{f_{вх}} = n$  — коэффициент умножения частоты;  $\Delta\varphi$  — дискрет изменения фазы в фазовращателе.



Р и с. 1.

Наличие умножителя частоты в модуле АФАР приводит к ряду специфических особенностей как модулей, так и всей решетки в целом.

Прежде всего умножитель частоты одновременно с умножением частоты входных колебаний в  $n$  раз во столько же раз умножает и

фазовые сдвиги, осуществленные на входной частоте. Поэтому, если для управления положением диаграммы направленности дискрет изменения фазы на излучателе  $\Delta \varphi_{\text{вых}}$ , то дискрет изменения фазы в фазовращателе

$$\Delta \varphi = \frac{\Delta \varphi_{\text{вых}}}{n} \quad (1)$$

При определенных  $\Delta \varphi_{\text{вых}}$  и  $n$  дискрет изменения фазы в фазовращателе может быть небольшим и составлять единицы градусов. В этом случае для облегчения конструктивного выполнения фазовращателя в модуле АФАР с умножением частоты рекомендуется выполнять его с дискретом

$$\Delta \varphi = \frac{\Delta \varphi_{\text{вых}} + K \cdot 360^\circ}{n}, \quad (2)$$

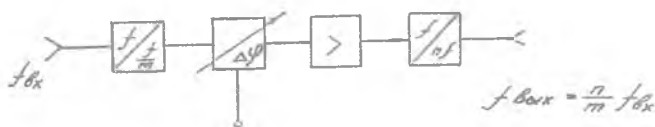
где  $K$  - целое число.

В АФАР с умножением частоты распределительная система работает на частоте в коэффициент умножения раз меньше выходной, и, как правило, на пониженном уровне мощности. Это обеспечивает существенное снижение потерь в распределительной системе и позволяет в ряде случаев улучшить параметры АФАР. Так, если распределительная система фидерного типа, то в АФАР с умножением частоты ее основные элементы могут быть выполнены на основе простых, компактных и технологичных полосковых и микрополосковых линий или на сосредоточенных реактивных элементах. Это позволяет в определенной мере решить проблему миниатюризации АФАР, поскольку ее распределительная система особенно в сантиметровом диапазоне вносит существенный вклад в суммарную массу и габариты антенны.

В АФАР с умножением частоты проходного типа и оптической системой питания модем по схеме рис. 1 часть колебаний облучателя, затекающих за края антенного полотна, не создает паразитного фона неуправляемого излучения и, тем самым, не способствует снижению КНД антенны и увеличению уровня боковых лепестков, поскольку мощность и частота колебаний облучателя меньше мощности и частоты излучаемых антенной колебаний.

В АФАР с умножением частоты отражательного типа и оптической системой питания наличие в каждом модуле умножителя частоты также способствует значительному улучшению формы диаграммы направленности по сравнению с пассивной антенной решеткой. Здесь модуль

также может быть построен по схеме рис. 1. Однако для объединения приемного и передающего излучателей модуля на общем полотне антенны или входа и выхода модуля на один излучатель удобнее в модуле использовать дробно-кратное преобразование частоты, т.е. последовательно с умножителем частоты ввести делитель частоты. Предложенное в работе [2] соединение делителя частоты с коэффициентом деления  $m$ , усилителя и умножителя частоты использовано в модуле АФАР отражательного типа, представленной на рис. 2. Соответствующим выбором коэффициентов умножения  $n$  и деления  $m$  можно сколь угодно близко совмещать частоты колебаний на входе и выходе модуля.



Р и с. 2.

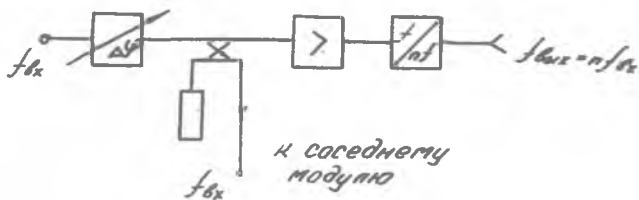
Модули, схемы которых представлены на рис. 1 и 2, используются в АФАР с параллельным фазированием излучателей. В АФАР с небольшим числом излучателей может быть использовано последовательное их фазирование, при котором, как известно [3], система управления антенной решеткой наиболее проста.

Для АФАР с последовательным фазированием структурные схемы модулей представлены на рис. 3 и 4. В модуле, изображенном на рис. 3, ответвление ко входу последующего модуля осуществляется до усилителя, а в модуле, изображенном на рис. 4, — после усилителя. Особенность модулей рис. 3 в том, что в них для получения равномерного амплитудного распределения от модуля к модулю меняется коэффициент ответвления в ответвителе. Так, если  $\alpha_i$  — коэффициент ответвления в последующем модуле, а  $\alpha_{i-1}$  — коэффициент ответвления в предыдущем модуле, то

$$\alpha_i = \frac{\alpha_{i-1} (1 + \eta_{\phi}) - 1}{\alpha_{i-1} \eta_{\phi}},$$

где  $\eta_{\phi}$  — коэффициент потерь мощности в фазовращателе.

В модуле, изображенном на рис. 4, ответвитель включен после умножителя частоты, поэтому между ответвителями предыдущего моду-

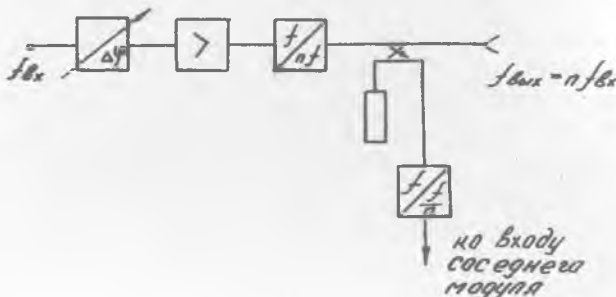


Р и с. 3.

ля и входом последующего располагается делитель частоты с коэффициентом деления, равным коэффициенту умножения частоты в модуле. Особенность модулей на рис. 4 в том, что в них равномерное амплитудное распределение достигается при одинаковом во всех модулях коэффициенте ответвителя:

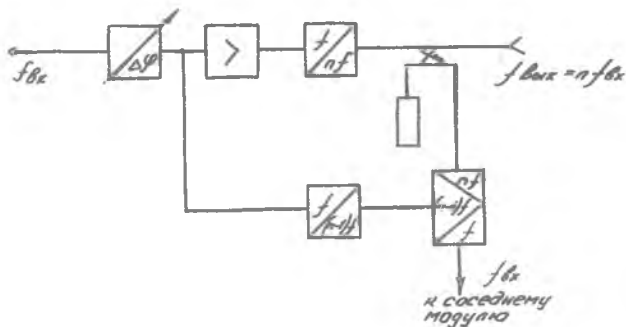
$$\alpha = \frac{1}{\gamma_{\phi} K_{\gamma} \gamma_{\gamma} \gamma_{\text{дел}}}$$

где  $K_{\gamma}$  - коэффициент усиления усилителя,  
 $\gamma_{\gamma}$  - коэффициент преобразования умножителя частоты,  
 $\gamma_{\text{дел}}$  - коэффициент передачи делителя частоты.



Р и с. 4.

В модулях АФАР могут использоваться делители частоты на туннельных диодах, на параметрических диодах, а также делители частоты со смесителем. На рис. 5 изображена структурная схема модуля, в котором для получения колебания со входной частотой используется смеситель частоты, к одному входу которого подводится через ответвитель колебания с выхода модуля, к другому входу - с



Р и с. 5.

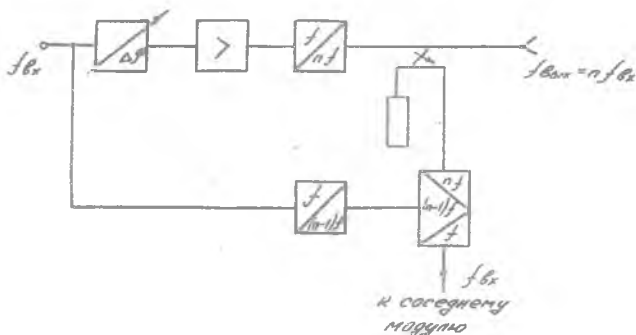
выхода дополнительного умножителя, коэффициент умножения которого отличается на единицу от коэффициента умножения основного умножителя частоты.

В модулях, схемы которых изображены на рис. 1-5, дискрет изменения фазы в фазовращателях определяется выражением (1), т.е. в коэффициент умножения раз меньше, чем дискрет изменения фазы на излучателях АФАР. Уменьшение дискрета изменения фазы и снижение требований к уровню потерь обуславливают применение в АФАР с умножением частоты способов и устройств управления положением луча в пространстве, которые по этим двум признакам не могут найти применение в АФАР других типов.

В частности, малодискретные фазовращатели могут применяться в схеме модуля АФАР с последовательным фазированием излучателей, представленного на рис. 6, в котором использована схема умножения фазового сдвига, часто применяемая в радиопередающих устройствах с фазовой и частотной модуляцией [4]. Поскольку в модуле, представленном на рис. 6, умноженный дискрет изменения фазы в фазовращателе  $\Delta \varphi$  передается не только на излучатель, но и на вход следующего модуля, то здесь требуемый дискрет изменения фазы

$$\Delta \varphi = \frac{\Delta \varphi_{\text{вых}}}{n^2}$$

В модулях АФАР с умножением частоты можно вообще отказаться от фазовращателей как специальных устройств, а для целей управления лучом использовать фазорегулирующие свойства усилителей или



Р и с. 6.

умножителей частоты, т.е. использовать устройства типа усилитель-фазовращатель или умножитель-фазовращатель. Известна АФАР с умножением частоты [5], в которой фазирование колебаний осуществляется путем изменения напряжения подводимого к умножителю частоты.

Если требуемая мощность высокочастотных колебаний частоты на излучателе -  $P_{\text{вых}}$ , то мощность на входе наиболее распространенного модуля по схеме рис. 1

$$P_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{и}} \eta_{\text{у}} K_{\text{у}} \eta_{\text{ф}}} \quad (3)$$

где  $\eta_{\text{и}}$  - к.п.д. излучателя,

$\eta_{\text{у}}$  - коэффициент преобразования умножителя частоты.

Важным энергетическим параметром модуля является его коэффициент полезного действия, поскольку он определяется при заданной  $P_{\text{вых}}$  и числе излучателей тепловой режим модулей и энергоёмкость источников питания.

Коэффициент полезного действия модуля

$$\eta_{\text{м}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{оу}}} \quad , \quad (4)$$

где  $P_{\text{оу}}$  - мощность, потребляемая усилителем.

Обычно усилитель в модуле строится по многокаскадной схеме, поэтому

$$\eta_{\text{м}} = \frac{\eta_{\text{и}} \eta_{\text{у}}}{\frac{1}{\eta_{\text{э1}}} + \sum_{i=2}^n \frac{1}{\eta_{\text{эi}}} \prod_{j=1}^i K_{\text{у}} (j-1)} \quad , \quad (5)$$



где  $\rho$  - число каскадов в усилителе,  
 $K_y(l)\eta_{эi}$  - коэффициент усиления и электронный к.п.д.  $i$  -  
 того усилительного каскада, считая от излуча-  
 теля.

Из приведенного соотношения следует, что к.п.д. модуля уменьшается с ростом числа каскадов усилителя и при бесконечно большом коэффициенте усиления в выходном каскаде достигает максимально возможного значения:

$$\eta_M = \eta_u \eta_y \eta_{э1} \quad (6)$$

Таким образом, при проектировании модуля с умножением частоты необходимо стремиться к реализации усилителя с возможно меньшей потребляемой мощностью, а умножителя частоты с наибольшим коэффициентом преобразования.

Минимум потребляемой мощности может быть достигнут при реализации максимальных значений  $K_y$  и  $\eta_{э}$  в выходном каскаде, а также при минимальном числе каскадов усилителей при заданных  $P_{вых}$  и  $P_{вх}$ .

Поскольку коэффициент преобразования умножителя частоты любого типа падает с ростом коэффициента умножения, то в модуле рекомендуется использовать умножители с коэффициентами умножения  $n \leq 3$ .

При заданном коэффициенте умножения  $n > 3$ , когда известны частоты  $f_{вх}$  и  $f_{вых}$  входных и выходных колебаний, если возможно построение многокаскадной схемы умножителя, в которой заданное  $n$  равно произведению порядков умножения отдельных каскадов, необходимо сравнить однокаскадную схему умножителя с многокаскадной и выбрать ту, в которой при заданной мощности выходных колебаний и известных  $f_{вых}$  и  $n$  реализуется наибольший коэффициент преобразования.

Если заданная на излучателе мощность выходных колебаний не обеспечивается одним умножительным каскадом, то необходимо использовать схемы сложения мощности. Со схемами сложения мощности генераторов и с расчетом элементов этих схем сложения можно ознакомиться в работе [6]. В этом случае выходной умножительный каскад должен обеспечивать мощность колебаний

$$P_{вых.ум} = \frac{P_{вых}}{\eta_u K_{\Sigma}} \quad (7)$$

где  $K_{\Sigma}$  - коэффициент суммирования мощности.

На практике  $K_{\Sigma}$  из-за потерь в сумматорах всегда меньше числа суммируемых каскадов.

Аналогичным образом подходят к построению структурной схемы выходного каскада усилителя, руководствуясь соображениями обеспечения заданной мощности колебаний на его выходе.

В общем случае выходной усилительный каскад должен обеспечить мощность колебаний

$$P_{\text{вых.ч}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{ч}} \eta_{\Sigma} \eta_{\text{у}}}, \quad (8)$$

где  $\eta_{\Sigma}$  - коэффициент, учитывающий потери мощности в высокочастотных цепях схемы сложения мощности умножителей частоты.

Если схема сложения отсутствует, то  $\eta_{\Sigma} = 1$ . Если в модуль АФАР между излучателем и умножителем частоты введен  $\Upsilon$ -циркулятор для исключения влияния изменяющегося сопротивления излучателя на режим работы умножителя, то в выражении (8) необходимо учесть потери в циркуляторе.

## 2. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТИ Р-П ПЕРЕХОДА

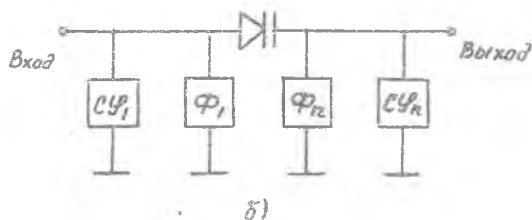
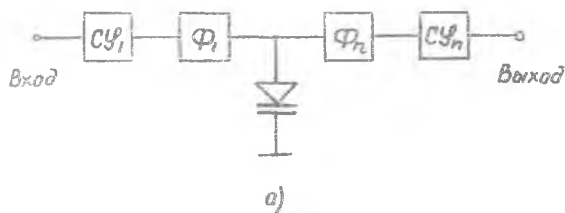
Умножение частоты может быть осуществлено на любых нелинейных элементах. Однако только на нелинейных реактивных элементах мощность входных колебаний может быть преобразована в мощность выходных колебаний с наименьшими потерями [7]. В настоящее время в умножителях СВЧ диапазона широко используются в качестве нелинейных элементов диоды с нелинейной емкостью р-п перехода (варакторы и диоды с накоплением заряда - ДНЗ), емкость которых зависит от приложенного напряжения [8]. Эти умножители частоты отличаются высокой эффективностью преобразования мощности, высокой надежностью, небольшими габаритами и массами, работоспособностью на частотах вплоть до субмиллиметрового диапазона и малым потреблением мощности источников постоянного напряжения.

Всякое преобразование частоты, и умножение частоты в том числе, сопровождается появлением в спектре выходных колебаний, помимо полезной частоты, паразитных, так называемых побочных гармонических составляющих. Поэтому на выходе умножителя частоты необходим

фильтр частот, обеспечивающий выделение колебаний рабочей частоты и подавление побочных гармоник. У диодных умножителей частоты на входе умножителя также должен быть предусмотрен фильтр частот, пропускающий колебание входной частоты и препятствующий проникновению на вход умножителя выходных колебаний умноженной частоты. Оптимальная передача мощности источника колебаний к диоду и от диода к нагрузке обеспечивается соответствующим согласованием полного сопротивления диода на входной и выходной частотах с источником мощности на входе и нагрузкой на выходе, соответственно. Поэтому каждый умножитель на диоде с нелинейной емкостью должен содержать фильтрующие и согласующие цепи на входе и выходе умножителя.

По виду соединения диода со входными и выходными цепями и типу используемой характеристики различают умножители последовательного и параллельного типов.

В умножителях частоты параллельного типа умножение частоты осуществляется за счет нелинейности вольт-кулоновой характеристики емкости  $p-n$  перехода. В связи с этим фильтры частот умножителя должны обеспечить протекание через диод, в основном, двух гармоник тока и выделение из спектра колебаний напряжения необходимых гармоник. На рис. 7, а представлена типовая схема умножителя частоты параллельного типа, где  $CY_1$ ,  $\varphi_1$  и  $CY_n$ ,  $\varphi_n$  - согласующие устройства и фильтры частот, образующие, соответственно, входные и выходные высокочастотные цепи.



Р и с. 7.

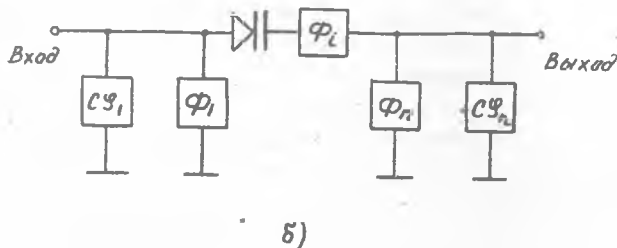
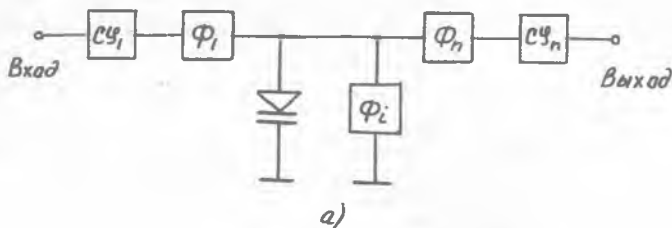
В умножителе частоты последовательного типа умножение частоты осуществляется за счет нелинейности зависимости тока через емкость  $p$ - $n$  перехода диода от напряжения на нем. В этой схеме фильтры частот обеспечивают на диоде колебания напряжений входной и выходной частот и выделение из спектра колебаний тока необходимых гармоник. Типовая схема умножителя частоты последовательного типа представлена на рис. 7,б.

Общие свойства умножителей частоты на диодах с нелинейной емкостью достаточно подробно описаны и исследованы в работах [8-10], умножители частоты на варакторах проанализированы в работах [9, 11, 12], а на диодах с накоплением заряда в [12-14].

В этих работах показано, что на одном и том же варакторе в схеме умножителя последовательного типа реализуется несколько больший коэффициент преобразования. Так, на диоде с резким переходом в схеме параллельного типа нельзя получить умножение частоты более чем в два раза, в отличие от схемы последовательного типа, где могут быть выделены гармоники выше второй. Эта особенность поведения варакторов в различных схемах обуславливается различием свойств вольт-кулоновой и вольт-фарадной характеристик варакторов. В обеих схемах умножителей частоты на варакторах с ростом коэффициента умножения резко уменьшается коэффициент преобразования. Поэтому рассмотренные двухконтурные схемы умножителей частоты, как правило, применяются только для удвоения и утроения частоты.

Для повышения коэффициента преобразования умножителей частоты на варакторах при  $n > 2$  в схемы вводят дополнительные "холостые" контуры, настроенные на промежуточные гармоники. Структурные схемы таких умножителей частоты представлены на рис. 8. В схеме рис. 8,а фильтр частот  $\varphi_i$  обладает малым сопротивлением на частоте промежуточной  $i$ -той гармоники ( $1 < i < n$ ), в схеме рис. 8,б наоборот - большим. Это необходимо для того, чтобы в схеме рис. 8,а через диод обеспечить дополнительно протекание тока  $i$ -той гармоники, а в схеме рис. 8,б чтобы на диоде действовало напряжение  $i$ -той гармоники. Наиболее распространены в настоящее время схемы утроителя и учетверителя частоты с холостым контуром, настроенным на вторую гармонику.

Варактор в режиме запертого перехода может применяться для умножения частот с  $f_{\text{вых}} < f_{\text{макс}}$ , где  $f_{\text{макс}}$  является параметром диода и представляет собой частоту, на которой его добротность рав-



Р и с. 8.

на I. Лучшие современные варакторы имеют  $f_{\text{макс}} \approx 500$  ГГц. В режиме частичного отпириания, когда переход отпирается на часть периода высокочастотных колебаний, варактор, а также диод с накоплением заряда, могут применяться для умножения ограниченного диапазона частот:

$$f_{\text{вх}} > f_{\text{нижн}} , \quad f_{\text{верх}} \leq f_{\text{вых}} ,$$

где нижняя граница частотного диапазона определяется  $\tau_p$  - временем жизни неосновных носителей в базе полупроводника:  $f_{\text{нижн}} = \frac{1}{\tau_p}$  верхняя граница определяется временем восстановления обратного сопротивления диода  $t_b$ :  $f_{\text{верх}} = \frac{1}{t_b}$ . Для отечественных диодов  $f_{\text{верх}}$  в настоящее время оценивается величиной 10 ГГц. В режиме частичного отпириания наиболее широко используется ДНЗ. Варакторы в режиме частичного отпириания используются только при  $n \leq 3$ . В умножителях на ДНЗ получают наибольшие рабочие мощности и коэффициенты преобразования, особенно при высоких значениях коэффициентов умножения ( $n \geq 4$ ). Вольт-фарадная и вольт-кулоновая характеристики ДНЗ обладают одинаковыми свойствами, поэтому умножители на ДНЗ параллельного и последовательного типов обладают оди-

наковыми свойствами, и на основе принципа дуальности обе схемы двухконтурных умножителей частоты могут рассчитываться одинаково, особенно это относится к расчету энергетических параметров, умножителей [8]. Двухконтурные схемы умножителей на ДНЗ обеспечивают высокие значения  $\eta_y$  : вплоть до  $n = 6$ .

Любая схема умножителя частоты, помимо указанных ранее параметров ( $P_{\text{вх.ум}}$ ,  $\eta_y$ ,  $n$ ,  $f_{\text{вх}}$ ,  $f_{\text{вых}}$ ), характеризуется также:

- $P_{\text{вх.ум}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_y}$  - мощностью колебаний частоты  $f_{\text{вх}}$  на входе умножителя;
- $P_{\text{пг}}$  - мощностью колебаний частоты  $f_{\text{вых}}$  непосредственно на диоде;
- $P_{\text{дг}}$  - мощностью колебания частоты  $f_{\text{вх}}$  непосредственно на диоде;
- $\eta_d = \frac{P_{\text{пг}}}{P_{\text{дг}}}$  - коэффициентом преобразования на диоде;
- $P_p = (1 - \eta_d) P_{\text{дг}}$  - мощностью рассеяния на диоде;
- $\eta_{\text{к.вых}} = \frac{P_{\text{пг}} P_{\text{ум.ум}}}{P_{\text{вх.ум}}}$  - к.п.д. выходной высокочастотной цепи;
- $\eta_{\text{к.вх}} = \frac{P_{\text{дг}} P_{\text{пг}}}{P_{\text{вх.ум}}}$  - к.п.д. входной высокочастотной цепи;
- $\Delta f_p$  - полоса рабочих частот;
- $L_i = -10 \lg \frac{P_i}{P_{\text{вх.ум}}}$  - уровень подавления высших гармонических составляющих, мощность которых в нагрузке:  $P_i$ ;
- $Z_{\text{вх}}$  - эквивалентное сопротивление диода на первой гармонике;
- $Z_{\text{вых}}$  - эквивалентное сопротивление диода на выходной частоте.

Уровень подавления  $L_i$  и полоса частот  $\Delta f_p$  обуславливаются свойствами умножительных диодов, видом их соединения в схеме умножителя и типами фильтров частот.

Предельная полоса пропускания, которая теоретически может быть реализована в диодных умножителях частоты, ограничивается расстоянием между соседними гармониками в спектре выходных колебаний и составляет для однодиодного умножителя

$$(\Delta f)_{\text{прег}} = \frac{f_{\text{вх}}}{n + \frac{1}{2}} \quad (9)$$

В умножителях с комбинированным соединением диодов (балансным, встречно-последовательным или встречно-параллельным) предельная полоса частот почти вдвое шире:

$$(\Delta f)_{\text{прег}} = \frac{2 f_{\text{вх}}}{1 + \pi} \quad (10)$$

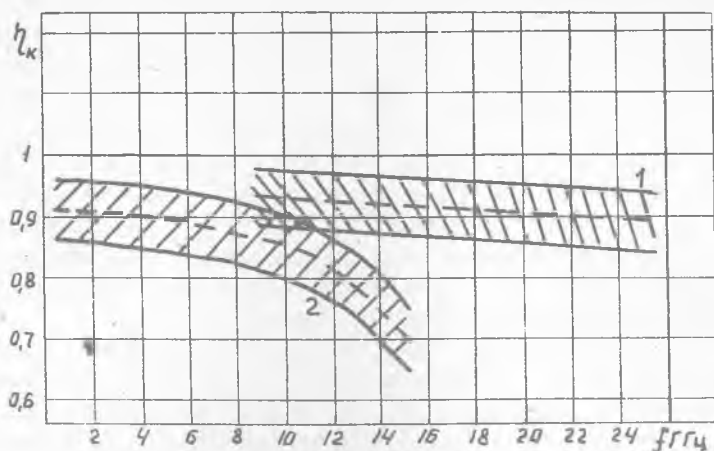
Следует отметить, что реально максимальное значение полосы рабочих частот умножителя приблизительно вдвое меньше. Для всех типов умножителей частоты, как это следует из (9) и (10), полоса рабочих частот сужается с ростом коэффициента умножения  $\pi$ . Поэтому при повышенных требованиях к полосе рабочих частот рекомендуется использовать умножители с малыми  $\pi$  и комбинированным соединением диодов в них. Схемы умножителей с комбинированным соединением диодов описаны в работах [3, 15].

Достоинством умножителей частоты с комбинированным соединением диодов является увеличение мощности выходных колебаний приблизительно вдвое. Недостатком этих умножителей является некоторое усложнение схемы (особенно у балансного умножителя), исключение из порядка умножения либо четных чисел (встречное включение диодов), либо нечетных (балансная схема), а также повышенные требования к идентичности параметров диодов.

В узкополосных умножителях частоты, у которых полоса рабочих частот, по крайней мере, на порядок меньше предельной, в качестве фильтров частот могут использоваться одиночные колебательные контуры на сосредоточенных элементах, отрезках полосковых линий или волноводов, резонансных диафрагмах и т.п. В широкополосных умножителях частоты, у которых полоса рабочих частот соизмерима с предельной, в качестве фильтров частот используются широкополосные фильтры низких частот (ФНЧ) и полосно-пропускающие фильтры (ППФ)

Типовые значения к.п.д. высокочастотных цепей умножителей для двух типов линий и различных рабочих частотах приведены на рис. 9, где 1 - волноводы; 2 - микрополосковые линии. В настоящее время из-за существенного возрастания потерь микрополосковые линии используются на частотах  $f < 15$  ГГц, а волноводы не используются на частотах ниже 8 ГГц из-за существенного увеличения их габаритов. На частотах ниже 1 ГГц находят применение сосредоточенные элементы, поскольку габариты высокочастотных цепей на микрополосковых линиях в этом диапазоне частот получаются значительно больше.

Таким образом, если частота  $f_{\text{вх}} < 15$  ГГц, а  $f_{\text{вх}} > 1$  ГГц, то высокочастотные цепи умножителя выполняются на отрезках микрополосковых линий. Если  $f_{\text{вх}} < 1$  ГГц, то входная высокочастотная



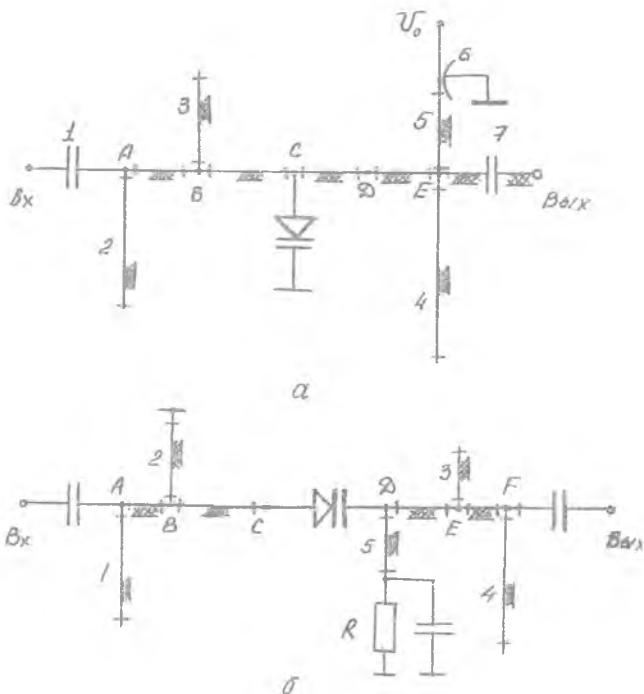
Р и с. 9

цепь выполняется на сосредоточенных элементах в гибридном интегральном исполнении. Если  $f_{\text{вых}} > 15$  ГГц, а  $f_{\text{вх}} < 10$  ГГц, то входная цепь выполняется на микрополосковых линиях, а выходная цепь на отрезках прямоугольных волноводов.

На рис. 10, 11, 12 представлены наиболее распространенные схемы умножителей частоты с различными вариантами выполнения высокочастотных цепей.

На рис. 10 представлены схемы узкополосных умножителей частоты с четным коэффициентом умножения, в которых фильтры частот и устройства согласования выполняются на короткозамкнутых или разомкнутых отрезках (шлейфах) микрополосковых линий. На рис. 10, а показан умножитель частоты параллельного типа: 1, 7 - разделительные конденсаторы; 2 - шлейф согласования на входной частоте; 3 - шлейф, фильтрующий колебание с умноженной частотой во входной цепи; 4 - шлейф, фильтрующий колебание основной частоты в выходной цепи умножителя; 5 - отрезок линии, замкнутый через конденсатор 6 по высокой частоте и разомкнутый по постоянному току. В этой схеме длина разомкнутого шлейфа 3 выбирается равной  $\lambda_{\text{вх}}/4n$  а длина шлейфа 4 -  $\lambda_{\text{вх}}/4$ , где  $\lambda_{\text{вх}}$  - длина волны входных колебаний в микрополосковых линиях. Места включения шлейфов (точки В и Е) выбираются таким образом, чтобы в точке С сопротивление входной цепи на частоте  $f_{\text{вых}}$  было бесконечно большим, а сопротивление выходной цепи было бесконечно большим на частоте  $f_{\text{вх}}$ .





Р и с. 10.

В этом случае шлейфы 3, 4 не только закорачивают входную линию на  $f_{ввх}$ , а выходную на  $f_{вх}$ , но и исключают взаимное влияние цепей умножителя друг на друга. Длины и волновые сопротивления отрезков АВ и СД выбираются из условия согласования сопротивлений диода по входу и выходу умножителя. Отрезок 5 служащий для развязки цепи питания и высокочастотной цепи умножителя представляет собой четвертьволновой шлейф на частоте  $f_{ввх}$ .

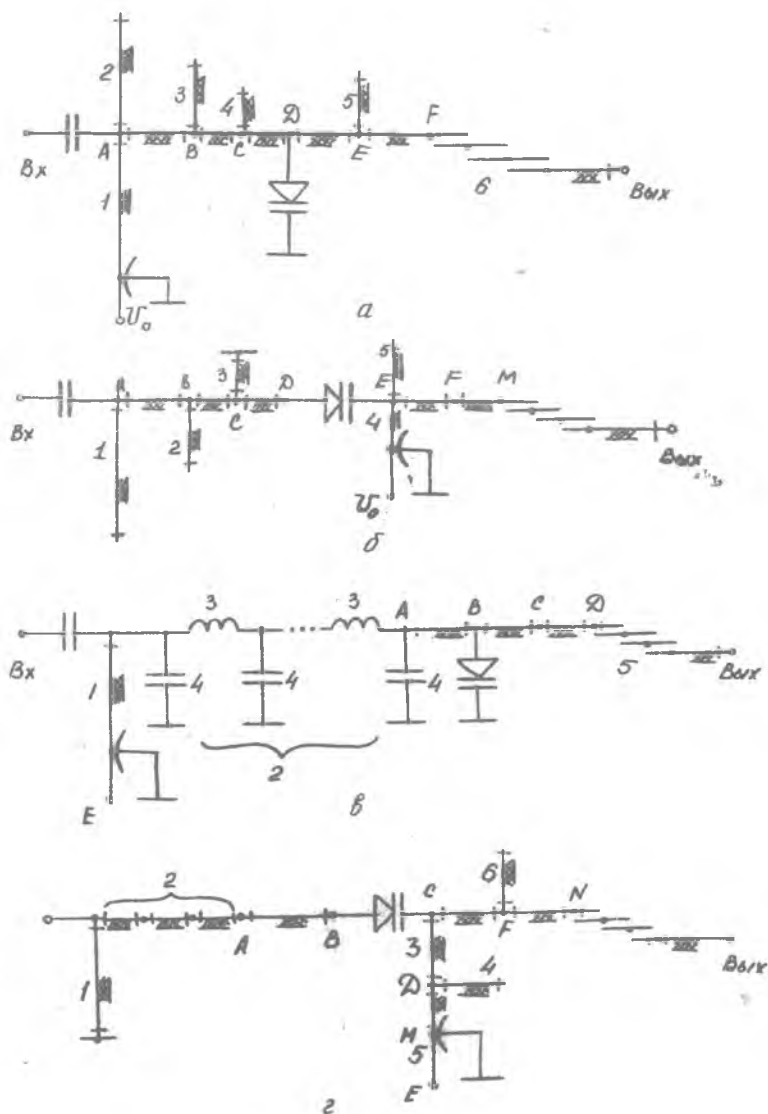
На рис. 10,б показан умножитель частоты последовательного типа. Шлейф I с отрезком линии АВ обеспечивает согласование во входной цепи; короткозамкнутый шлейф 2 длиной  $\lambda_{ввх}/2$  осуществляет соединение одного из электродов диода с корпусом и фильтрацию колебания с частотой  $f_{ввх}$  во входной цепи; отрезок ВС длиной  $\lambda_{ввх}/2$  исключает влияние входной цепи на частоте  $f_{ввх}$ ; шлейф 3 с отрезком ДЕ обеспечивают согласование на частоте  $f_{ввх}$ ; шлейф

4 длиной  $\lambda_{\text{вх}}/4$  фильтрует колебание с частотой  $f_{\text{вх}}$  на выходе умножителя. Место включения его (длина отрезка  $EF$ ) выбирается из условия отсутствия шунтирующего действия на диод выходной цепи на частоте  $f_{\text{вх}}$ . Блокировочный шлейф 5 длиной  $\lambda_{\text{вых}}/4$  короткозамкнут емкостью проходного конденсатора, исключает шунтирующее воздействие на ВЧ цепь резистора автосмещения  $R$ , на котором образуется заданное напряжение смещения.

В схеме умножителя параллельного типа на микрополосковых линиях диод теплоотводящим выводом может быть соединен с корпусом. Поэтому умножители параллельного типа применяются при реализации предельных энергетических характеристик диодов. В умножителях этого типа могут применяться диоды с любым исполнением корпуса и бескорпусные. В умножителях последовательного типа на микрополосковых линиях теплоотводящий электрод диода отделен от корпуса, что ухудшает тепловой режим диода. Поэтому такие умножители используются в случае, когда рассеиваемая на диоде мощность значительно меньше допустимой. В умножителях последовательного типа пригодны только бескорпусные диоды.

Следует отметить, что в узкополосных умножителях частоты с нечетным коэффициентом умножения входная цепь может быть выполнена так же, как и на рис. 10,а в выходной цепи должен быть применен полнос пропускающий фильтр (ППФ). Наибольшее распространение в умножителях на микрополосковых линиях нашли ППФ на связанных линиях.

На рис. 11а,б представлены схемы утроителя частоты с холостым контуром, настроенным на вторую гармонику. На рис. 11,а показан утроитель параллельного типа, где 1 - блокировочный шлейф  $\frac{\lambda_{\text{вх}}}{4}$  в цепи питания, 2 - шлейф согласования, 3 - шлейф  $\lambda_{\text{вх}}/8$  для фильтрации второй гармоники на входе, 4 - шлейф  $\lambda_{\text{вх}}/4$  для фильтрации третьей гармоники на входе, шлейф 5 для согласования на выходе, 6 - ППФ, пропускающий колебание частоты  $f_{\text{вых}}$  и отражающий колебания частот  $f_{\text{вх}}$  и  $2f_{\text{вх}}$ . Длины отрезков АВ и ДЕ выбираются из условия согласования. Выбором длины отрезка  $EF$  и подключением шлейфа 4 на расстоянии  $\lambda_{\text{вых}}/4$  достигается исключение шунтирующего действия цепей на диод. Выбором длины отрезка ВС достигается настройка в резонанс контура, образуемого линиями от точки В до ППФ и диодом, на вторую гармонику. На рис. 11,б показан утроитель последовательного типа, где 1 - шлейф согласования, 2 - шлейф  $\lambda_{\text{вх}}/8$  для фильтрации второй гармоники, 3 - корот-

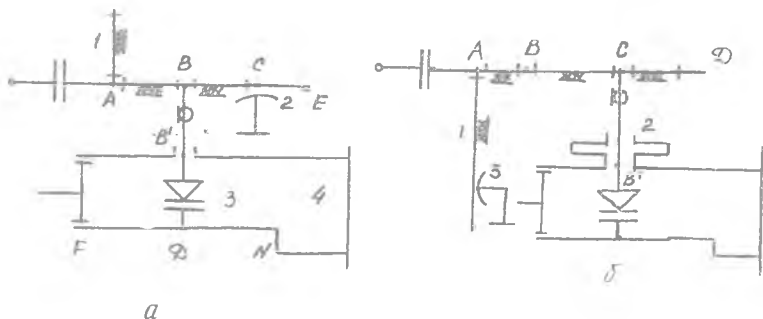


Р и с. II.

козамкнутый шлейф  $\lambda_{\text{вых}}/2$  для фильтрации третьей гармоники, 4 - замкнутый через проходной конденсатор блокировочный шлейф  $\lambda_{\text{вых}}/4$  в цепи питания, 5 - шлейф  $\lambda_{\text{вх}}/8$  для фильтрации второй гармоники. Здесь отрезки АВ и ЕF используются для согласования соответствующих сопротивлений на входной и выходной частотах. Выбором СД длиной  $\lambda_{\text{вых}}/2$  и определенного значения  $FМ$  обеспечивается отсутствие влияния цепей друг на друга. Место включения шлейфа 2 в линию определяет настройку холостого контура на вторую гармонику.

На рис. II, в, г показаны умножители частоты с широкополосными фильтрующими устройствами как на входе, так и на выходе. На рис. II, в показан умножитель параллельного типа, в котором напряжение смещения подводится к диоду через фильтр нижних частот 2 и шлейф I длиной  $\lambda_{\text{вх}}/4$ , короткозамкнутый на конце емкостью. Здесь ФНЧ2 выполнен на сосредоточенных индуктивных 3 и емкостных 4 элементах, ППФ 5 выполнен на связанных микрополосковых линиях. Длина и волновое сопротивление отрезка ВС выбираются из условия согласования диода по выходной частоте с волновым сопротивлением выходной линии. Длина отрезка АВ выбирается кратной нечетному числу  $\lambda_{\text{вых}}/4$  из условия отсутствия шунтирующего действия входной цепи на частоте  $f_{\text{вых}}$ . Параметры отрезка СД и волновое сопротивление отрезка АВ выбираются из условия согласования сопротивления диода по входной частоте с волновым сопротивлением входной линии. Число звеньев в ФНЧ и ППФ определяется требуемой полосой пропускания и уровнем подавления гармонических составляющих. На рис. II, г показан умножитель последовательного типа, в котором ФНЧ 2 выполнен на последовательно соединенных отрезках микрополосковых линий с различным сопротивлением; короткозамкнутый, четвертьволновый на частоте  $f_{\text{вх}}$  шлейф I служит для соединения с корпусом по постоянному току одного из выводов диода. Разомкнутый отрезок 6 с отрезком CF обеспечивают согласование сопротивления диода по выходной частоте с волновым сопротивлением выходной линии. Проходной конденсатор 5, отрезки линий 3 и 4 выполняют роль блокировочных элементов в цепи питания диода. Длина отрезка 4, место его подключения (точка Д) и длина отрезка СД выбираются из условия обеспечения входного сопротивления этой цепи питания в точке С на частотах  $f_{\text{вх}}$  и  $f_{\text{вых}}$ , значительно больше волнового сопротивления основной линии.

длина отрезка АВ выбирается близкой либо к нулю, либо к  $\frac{\lambda_{\text{волн}}}{2}$  если фильтр 2 оканчивается емкостным элементом (см. рис. 25). С помощью подбора сопротивления ППФ со шлейфом согласования, достигается согласование по входу в точке А.



Р и с. 12.

На рис. 12 представлены умножители частоты с выходом на волноводах. Все эти схемы являются схемами последовательного типа, однако в этих схемах могут быть реализованы предельные энергетические характеристики диода, поскольку его теплоотводящий электрод всегда может быть соединен с волноводом, служащим теплоотводом. В схеме рис. 12,а обычно применяемой при  $n = 2$  для фильтрации колебания с частотой  $f_{\text{вых}}$  во входной цепи используется короткозамкнутый конденсатор 2 полуволновый на частоте  $f_{\text{вых}}$  отрезок линии ВС, по которому также подводится напряжение смещения к диоду. Отрезок микрополосковой линии АВ и разомкнутый шлейф 1 служат для согласования сопротивления диода на частоте  $f_{\text{вх}}$  с волновым сопротивлением входной линии. Согласование сопротивления диода на частоте  $f_{\text{вых}}$  с волновым сопротивлением волновода 4 осуществляется с помощью отрезка DN и короткозамкнутого отрезка FD волновода 3. В схеме рис. 12,б для исключения прохождения колебания с частотой  $f_{\text{вых}}$  во входную цепь служит радиальный заградительный фильтр частот 2 [15]. Эта схема рекомендуется при  $n \geq 3$ . Согласование на  $f_{\text{вх}}$  в этой схеме обеспечивается отрезками линий ВС и CD, а на  $f_{\text{вых}}$  также как и в предыдущей схеме. Короткозамкнутый конденсатором 3 отрезок линии I служит для развязки цепи питания диода от высокочастотной цепи.

Разумеется, кроме представленных на рис. I0, II, I2 схем умножителей частоты, могут быть реализованы и другие схемы, содержащие как новые комбинации рассмотренных элементов, так и новые элементы в фильтрах частот и устройствах согласования: резонансные диафрагмы, штыри, заперделенные и заполненные диэлектриком волноводы, направленные фильтры, диэлектрические резонаторы и т.д.

### 3. ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ДИОДЕ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТЬЮ

При проектировании умножителя частоты определены предварительно или заданы следующие параметры: мощность на выходе умножителя  $P_{\text{вых.ум}}$ , частотных входных  $f_{\text{вх}}$  и выходных  $f_{\text{вых}}$  колебаний,  $\eta$  - коэффициент умножения, уровень подавления гармоник  $L_i$ , полоса рабочих частот  $\Delta f_p$ , поперечные размеры модуля (расстояние между излучателями).

По исходным данным проектирование умножителя частоты осуществляется в следующем порядке:

- 1) выбор схемы умножителя частоты;
- 2) выбор типа диода и вида его режима работы;
- 3) энергетический расчет режима работы диода;
- 4) электрический и конструктивный расчет электромагнитных цепей умножителя;
- 5) разработка конструкции умножителя частоты.

#### 3.1. Выбор схемы умножителя частоты

Схема умножителя частоты в основном выбирается по известным значениям  $f_{\text{вых}}$ ,  $\eta$  и  $\Delta f_p$ .

На частотах  $f_{\text{вых}} < 10$  ГГц используются умножители частоты на микрополосковых линиях, типовые схемы которых изображены на рис. I0, II. На частотах  $f_{\text{вых}} > 15$  ГГц применяются только умножители частоты с выходной цепью, выполненной на волноводах (см. рис. I2). На частотах  $10$  ГГц  $< f_{\text{вых}} < 15$  ГГц могут быть использованы любые из рассмотренных ранее схем.

На частотах  $f_{\text{вых}} < 10$  ГГц в качестве диодов с нелинейной емкостью используются ДНЗ и варакторы в режиме частичного отпи-

рания, поэтому в этом диапазоне при  $\Gamma \leq 6$  умножители строятся по двухконтурной схеме, т.е. без холостых контуров. Тип схемы (последовательная или параллельная) выбирается предварительно и учитывается в процессе энергетического расчета. Несмотря на то, что умножители последовательного типа (рис. 10,б, II,в) в сочетании с микрополосковыми линиями и бескорпусными диодами несколько превосходят умножители параллельного типа (рис. 10,а, II) по габаритам и массе, а также технологичности конструкции, они из-за трудностей теплоотвода применяются при малых уровнях мощности выходных колебаний, приблизительно на порядок и больше меньших допустимой мощности рассеяния на диоде.

На частотах  $f_{\text{бвix}} > 10$  ГГц в качестве диодов с нелинейной емкостью используются варакторы в режиме запертого  $p-\Gamma$  перехода. Поэтому на этих частотах применяются двухконтурные удвоители частоты и утроители или учетверители частоты с холостым контуром, настроенным на вторую гармонику. В умножителях на микрополосковых линиях холостой контур выполняется в виде разомкнутого четверть-волнового на частоте второй гармоники шлейфа. В умножителях последовательного типа этот шлейф подключается в выходной цепи (см. рис. 10,б), в умножителях параллельного типа - во входной цепи (место подключения дополнительного шлейфа в схеме рис. 10,а обуславливается настройкой на частоту  $2f_{\text{бx}}$  колебательного контура, образованного отрезком линии и емкостью диода. В умножителях с волноводным выходом холостой контур выполняется в виде диэлектрической вставки в волновод [16, 17].

Узкополосные умножители частоты строятся по схемам рис. 12 и рис. 10 (для  $\Gamma$  - четных). При  $\Gamma$  нечетных используются умножители частоты, в которых выходная цепь содержит ППФ, т.е. такая же, как в умножителях на рис. II, а входная цепь такая же, как в умножителях на рис. 10. Если полоса рабочих частот  $\Delta f_p$  соизмерима с предельной полосой частот  $\Delta f_{\text{прег}}$ , определяемой выражением (9), то умножители на микрополосковых линиях строятся по схемам рис. II. В умножителях частоты с волноводным выходом в этом случае входная цепь выполняется так же, как в схемах рис. II, а в выходной цепи содержится волноводный ППФ.

Если  $\Delta f_p$  превышает  $\Delta f_{\text{прег}}$ , определяющуюся выражением (9), то необходимо либо переходить к балансным схемам умножителей частоты, либо в рассмотренных ранее схемах применять встречное включение диодов.

### 3.2. Выбор диода и режима его работы

При  $f_{\text{вых}} < 10$  ГГц рекомендуется использовать диоды с накоплением заряда. Можно также в удвоителях частоты использовать варакторы, работающие в режиме частичного отпирания. При  $f_{\text{вых}} > 10$  ГГц в умножителях частоты необходимо применять только варакторы, причем желательнее с наибольшим коэффициентом нелинейности (с  $\gamma = \frac{1}{2}$  или, что тоже самое, с резким  $\rho - \pi$  переходом).

Тип диода выбирается по трем критериям: по частоте, пробивному напряжению и рассеиваемой мощности.

Варакторы предварительно выбираются по частоте так, чтобы выполнялось соотношение

$$f_{\text{макс}} > 10 f_{\text{вх}}, \quad (\text{II})$$

где  $f_{\text{макс}}$  - максимальная частота диода.

Чем лучше выполняется соотношение (II), тем больший коэффициент преобразования может быть получен.

ДНЗ и варакторы в режиме частичного отпирания, помимо выражения (II), должны удовлетворять соотношениям:

$$\begin{cases} f_{\text{нижн}} < f_{\text{вх}} \\ f_{\text{верх}} > f_{\text{вых}} \end{cases}, \quad (\text{I2})$$

где  $f_{\text{нижн}}$  и  $f_{\text{верх}}$  - параметры диодов (см. п. 2).

Значения  $f_{\text{нижн}}$ ,  $f_{\text{верх}}$ ,  $f_{\text{макс}}$  для некоторых типов диодов приведены в приложении.

Для упрощения расчетов варактор, работающий в режиме частичного отпирания, следует заменить эквивалентным ДНЗ, у которого отличается только емкость перехода  $C$  и  $f_{\text{макс}}$ :

$$C = \frac{2}{2-\gamma} \left( \frac{U_{\text{вп}}}{U_{\text{с,проб}}} \right)^{\gamma} C_{\text{в}}(U_{\text{вп}}), \quad f_{\text{макс}} = f_{\text{макс.в}} \frac{C_{\text{в}}(U_{\text{вп}})}{C},$$

где символ  $\text{в}$  обозначает параметры варактора;

$U_{\text{вп}}$  - напряжение, при котором определена паспортная емкость варактора  $C_{\text{в}}$ .

Поскольку при умножении частоты часть мощности входных колебаний рассеивается на диоде, то диод должен быть выбран таким образом, чтобы эта рассеиваемая мощность была меньше допустимой. Условие выбора диода по рассеиваемой мощности имеет вид



$$P_{p \text{ доп}} \geq 2 P_{ng} \left( \frac{f_{\text{вх}}}{\beta f_{\text{макс}}} \right)^2 \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{\beta f_{\text{макс}}}{f_{\text{вх}}} \right)^2} \right], \quad (13)$$

- где  $P_{p \text{ доп}}$  - допустимая мощность рассеяния на диоде, указываемая в его паспорте (см. приложение);
- $P_{ng} = \frac{P_{\text{вых. ум}}}{\eta_{\text{к. вых}}}$  - мощность выходных колебаний на диоде;
- $\eta_{\text{к. вых}}$  - к.п.д. выходной цепи (ориентировочно выбирается по графику рис. 9);
- $\beta$  - параметр, зависящий от типа диода, режима его работы, типа схемы умножителя и коэффициента умножения.

Для варакторов, работающих в режиме запятого  $p$ - $n$  перехода, значения  $\beta$  представлены в табл. I

Т а б л и ц а I

| Схема умножителя               | Коэффициент умножения | Тип перехода                       | $\beta$              | $\alpha$             |
|--------------------------------|-----------------------|------------------------------------|----------------------|----------------------|
| Параллельная ухконтурная       | 2                     | Резкий ( $\gamma = \frac{1}{2}$ )  | 0,163                | $6,58 \cdot 10^{-2}$ |
|                                |                       | Плавный ( $\gamma = \frac{1}{3}$ ) | 0,092                | $3,28 \cdot 10^{-2}$ |
| Параллельная двухконтурная     | 3                     | Плавный ( $\gamma = \frac{1}{3}$ ) | $0,7 \cdot 10^{-2}$  | $0,3 \cdot 10^{-2}$  |
| Последовательная двухконтурная | 2                     | Резкий ( $\gamma = \frac{1}{2}$ )  | 0,11                 | $7,1 \cdot 10^{-2}$  |
|                                |                       | Плавный ( $\gamma = \frac{1}{3}$ ) | $7,2 \cdot 10^{-2}$  | $4,75 \cdot 10^{-2}$ |
| Последовательная двухконтурная | 3                     | Резкий ( $\gamma = \frac{1}{2}$ )  | $2,42 \cdot 10^{-2}$ | $1,6 \cdot 10^{-2}$  |
|                                |                       | Плавный ( $\gamma = \frac{1}{3}$ ) | $1,5 \cdot 10^{-2}$  | $1 \cdot 10^{-2}$    |

| Схема умножителя                     | Коэффициент умножения | Тип перехода                          | $\beta$              | $\alpha$             |
|--------------------------------------|-----------------------|---------------------------------------|----------------------|----------------------|
| Параллельная с холостым контуром     | 3                     | Резкий<br>( $\gamma = \frac{1}{2}$ )  | $5,8 \cdot 10^{-2}$  | $3 \cdot 10^{-2}$    |
|                                      |                       | Плавный<br>( $\gamma = \frac{1}{2}$ ) | $3,28 \cdot 10^{-2}$ | $1,71 \cdot 10^{-2}$ |
| Последовательная с холостым контуром | 3                     | Резкий<br>( $\gamma = \frac{1}{2}$ )  | $3,1 \cdot 10^{-2}$  | $1,78 \cdot 10^{-2}$ |
|                                      |                       | Плавный<br>( $\gamma = \frac{1}{3}$ ) | $1,91 \cdot 10^{-2}$ | $1,54 \cdot 10^{-2}$ |

Для ДНЗ и варакторов, работающих в режиме частичного отпирания, параметр  $\beta$  вычисляется по формуле

$$\beta = \frac{1}{\pi n} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right], \quad (14)$$

где  $\theta$  - угол отсечки, характеризующий часть периода колебаний ( $2\theta$ ), в течение которой  $p-n$  переход заперт.

Обычно углом отсечки  $\theta$  задаются из условия получения максимума параметра  $\beta$ , и, следовательно, коэффициента преобразования.

Существует несколько значений  $\theta_0$ , при которых достигается экстремум  $\beta$ :

$$\theta_0 = \frac{\pi}{n} m,$$

где  $m = 1, 2, \dots (n-1)$ .

Максимум максимуму  $\beta$  достигается при

$$\theta_0 = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & \text{для } n - \text{четных} \\ \frac{n-1}{2}\pi, \frac{n+1}{2}\pi & \text{для } n - \text{нечетных.} \end{cases}$$

Этими значениями  $\theta$  и рекомендуется первоначально задаваться при выборе ДНЗ и варактора в режиме частичного отпирания.

Некоторые значения  $\beta$  для ДНЗ сведены в табл. 2.

Таблица 2

| n          | 2     | 3                         |                           |                           | 4                          |                         |                            | 5                          |                            |                            | 6                          |                           |  |
|------------|-------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|----------------------------|-------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|---------------------------|--|
|            |       | 90°                       | 120                       | 60                        | 90                         | 45                      | 108                        | 72                         | 36                         | 90                         | 60                         | 30                        |  |
| $\theta_0$ |       |                           |                           |                           |                            |                         |                            |                            |                            |                            |                            |                           |  |
| $\beta$    | 0,2II | 6,9x<br>x10 <sup>-2</sup> | 6,9x<br>x10 <sup>-2</sup> | 6,9x<br>x10 <sup>-2</sup> | 4,24x<br>x10 <sup>-2</sup> | 3x<br>x10 <sup>-2</sup> | 2,52x<br>x10 <sup>-2</sup> | 2,52x<br>x10 <sup>-2</sup> | 1,56x<br>x10 <sup>-2</sup> | 1,82x<br>x10 <sup>-2</sup> | 1,57x<br>x10 <sup>-2</sup> | 0,9x<br>x10 <sup>-2</sup> |  |

Если для выбранного диода соотношение (13) не выполняется, то необходимо либо выбрать диод с повышенными значениями  $f_{\max}$  или  $P_{p.доп}$ , либо использовать схемы суммирования мощности, параллельное, последовательное или комбинированное соединения диодов для уменьшения мощности на каждом диоде  $P_{ng}$ .

Окончательно диоды выбираются по допустимому обратному (пробивному) напряжению ( $U_{проб}$ ), при котором обеспечивается заданная мощность выходных колебаний на диоде  $P_{ng}$ .

Для диода в выбранной схеме умножителя частоты должно выполняться соотношение

$$U_{проб} \geq \frac{1 + \sqrt{1 + (\beta \frac{f_{\max}}{f_{Бк}})^2}}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{P_{ng} R_s}{1 + (\beta \frac{f_{\max}}{f_{Бк}})^2}} \quad (15)$$

Здесь при  $P_{ng}$  в ваттах и  $R_s$  в омах значение  $U_{проб}$  будет в вольтах. Значения параметра  $\alpha$ , вычисленные по выражению [12], приведены в табл. 1.

В выражении (15)  $R_s$  - сопротивление потерь в диоде, определяемое по его паспортным параметрам:

$$R_s = \frac{1}{2\pi f_{\max} C(U_n)} \quad (16)$$

где  $C(U_n)$  - емкость перехода при напряжении смещения  $U_n$ , указанном в паспорте диода.

Для режима частичного отпираания параметр  $\alpha$  зависит от угла отсечки  $\theta$  и определяется выражением

$$\alpha = \frac{\beta}{\sqrt{2(1 - \cos\theta)}} \quad (17)$$

где  $\beta$  определяется по выражению (14) или берется из табл. 2 при выбранном ранее угле отсечки  $\theta$ .

если для выбранного диода соотношение (15) не выполняется, то необходимо либо выбрать диод с большим значением допустимого пробивного напряжения, либо выбрать при том же типе диода схему со сложением мощности или с комбинированным соединением диодов для уменьшения мощности, вырабатываемой отдельным диодом.

Следует отметить, что обычно в паспорте диода указывается минимальное значение  $U_{проб}$ . Для мелкосерийной аппаратуры допускается выбирать диоды с  $U_{проб}$ , в 1,5 раза превышающем значение, указанное в паспорте (см. приложение).

Таким образом, после выбора диода известны следующие его параметры:  $f_{макс}$ ,  $\gamma$ ,  $R_S$ ,  $P_{р.гол}$ ,  $U_{проб}$  а для ДНЗ также известны  $\tau_p$  и  $\theta$ . В паспорте диода указываются также параметры корпуса диода:  $L_B$  - индуктивность выводов,  $C_K$  - емкость корпуса и значение емкости перехода  $C(U_n)$  при указанном в паспорте напряжении  $U_n$ .

Все эти параметры диода используются при энергетическом расчете режима работы диода и при конструктивном расчете умножителя.

### 3.3. Порядок энергетического расчета умножителя частоты

В зависимости от режима работы диода и типа схемы умножителя энергетический расчет осуществляется по различным выражениям, что целиком и полностью обусловливается специфическими особенностями режимов работы и схем умножителей.

Энергетический расчет умножителя частоты производится на заданную колебательную мощность на диоде  $P_{ng}$ . Поскольку диод предварительно выбран, то при расчете известны следующие параметры умножителя и диода:  $n$ ,  $f_{вх}$ ,  $f_{вых}$ ,  $f_{макс}$ ,  $\gamma$ ,  $C(U_n)$  - емкость перехода при указанном в паспорте напряжении  $U_n$ ,  $R_S$ ,  $P_{р.гол}$ ,  $U_{проб}$ ,  $C_K$ ,  $L_B$ . Для ДНЗ известны также  $\tau_p$  - время жизни неосновных носителей и  $\theta$  - угол отсечки заряда.

#### 3.3.1. Д в у х к о н т у р н ы е у м н о ж и т е л и ч а с т о т ы

1. Вначале рассчитывается рабочее напряжение смещения  $U_0$ , при котором может быть получено заданное значение мощности выходных колебаний на диоде  $P_{ng}$ .

Расчет  $U_0$  для умножителей на варакторах в режиме запертого  $p$ - $n$  перехода производится на основе выражения для  $P_{ng}$ :

$$P_{ng} = \frac{U_0^2}{R_S} \varphi^2 \theta \quad (18)$$

где сопротивление потерь в диоде  $R_S$  определяется из выражения (16),

$$\varphi(\theta) = \frac{2\alpha \sqrt{1 + \left[ \beta \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^\gamma \right]^2}}{1 + \sqrt{1 + \left[ \beta \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^\gamma \right]^2}} \quad (19)$$

где  $\frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^\gamma$  - добротность диода. (20)

Выражение (18) связывает однозначной зависимостью  $U_0$  и  $P_{ng}$ . Однако в общем случае  $U_0$  из выражения (18) в явном виде через  $P_{ng}$  не выражается и может быть найдено графическим способом, подбором, либо на ЦВМ. В частных случаях, когда  $\beta \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} < 1$ , из уравнения (18) получается аналитическое выражение для  $U_0$ :

$$U_0 = \frac{1}{\alpha} \sqrt{P_{ng} R_S} \quad (21)$$

При  $\beta \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} > 10$

$$U_0 = \left[ \beta \frac{f_{\max}}{4\alpha^2 f_{\text{ex}}} \cdot \frac{P_{ng} R_S}{U_n^\gamma} \right]^{\frac{1}{2-\gamma}} \quad (22)$$

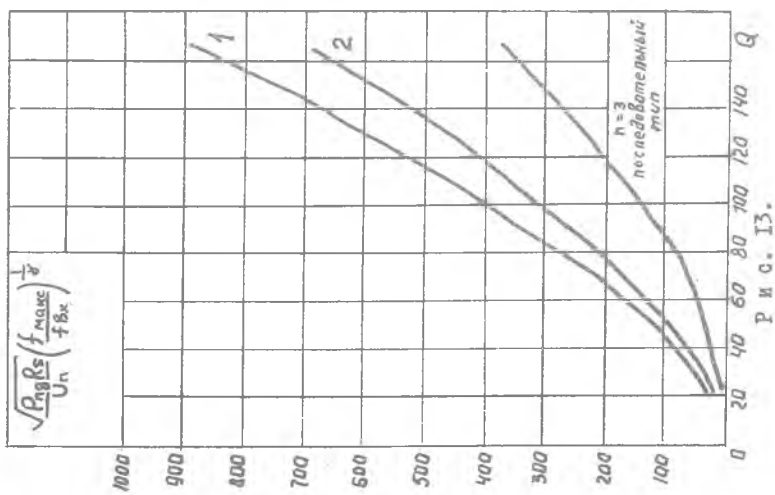
В выражениях (21) и (22)  $R_S$  вычисляется по выражению (16), при подстановке в них  $R_S$  в омах,  $P_{ng}$  в ваттах и  $U_n$  в вольтах получается  $U_0$  в вольтах.

При  $1 < \beta \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} < 10$  можно рекомендовать следующий метод графоаналитического определения  $U_0$ .

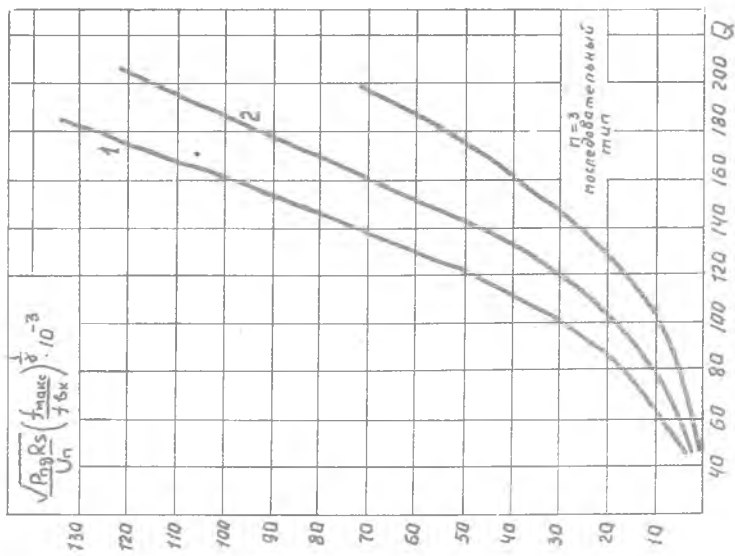
После преобразования (18) и (20) получается следующее выражение для графоаналитического определения добротности диода:

$$Q^{\frac{1}{\gamma}} \varphi(Q) = \frac{\sqrt{P_{ng} R_S}}{U_n} \left( \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} \right)^{\frac{1}{\gamma}} \quad (23)$$

Вычисленные по (23) с учетом (19) и табл. I зависимости  $\frac{\sqrt{R_S P_{ng}} \cdot \left( \frac{f_{\max}}{f_{\text{ex}}} \right)^{1/\gamma}}{U_n}$  от  $Q$  представлены на рис. 13 (двухконтурные умножители  $\gamma = \frac{1}{2}$ ), и 14 (двухконтурные умножители  $\gamma = \frac{1}{3}$ ), где I - последовательный тип ( $n = 2$ ); 2 - параллельный тип ( $n = 2$ ). Таким образом, зная  $P_{ng}$ ,  $R_S$ ,  $f_{\max}$ ,  $f_{\text{ex}}$ ,  $\gamma$  и тип ум-



Р и с. 13.



Р и с. 14.

ножителя, по рис. 13, 14 можно определить необходимое значение добротности варактора, работающего в режиме запертого  $p-n$  перехода.

По известной добротности диода  $Q$  на основе выражения (18) рассчитывается необходимое напряжение смещения:

$$U_0 = \frac{\sqrt{P_{ng} R_s}}{\psi(Q)} \quad (24)$$

Зависимости  $\psi(Q)$ , вычисленные по (19) для различных варакторов и типов умножителей, представлены на рис. 15, где 1 -  $\gamma = \frac{1}{2}$ ,

$n = 2$ , последовательный; 2 -

$\gamma = \frac{1}{3}$ ,  $n = 2$ , последовательный;

3 -  $\gamma = \frac{1}{2}$ ,  $n = 2$ , параллельный;

4 -  $\gamma = \frac{1}{3}$ ,  $n = 2$ , параллельный;

5 -  $\gamma = \frac{1}{2}$ ,  $n = 3$ , последовательный;

6 -  $\gamma = \frac{1}{3}$ ,  $n = 3$ , последовательный.

Для умножителей на ДНЗ напряжение смещения на диоде определяется из выражения

$$U_0 = \frac{(\sin\theta - \theta \cos\theta) \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \beta \frac{f_{\max}}{f_{вх}} \right)^2} \right]}{\pi \beta}$$

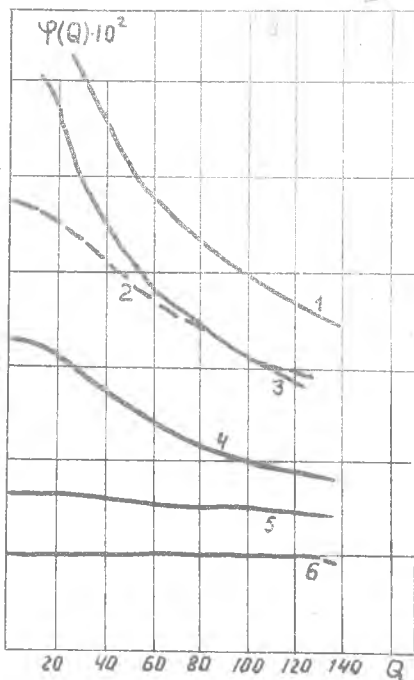
$$\sqrt{\frac{2 P_{ng} R_s}{1 + \left( \beta \frac{f_{\max}}{f_{вх}} \right)^2}}$$

Здесь значение угла отсечки  $\theta$  подставляется то, которое было определено при выборе диода,  $\beta$  находится из выражения (14).

2. Далее проверяется условие отсутствия пробоя  $p-n$  перехода.

$$U_0 \leq U_{0 \max}, \quad (25)$$

где  $U_{0 \max}$  - максимально допустимое значение постоянного напряжения.



Р и с. 15.

Для умножителя последовательного типа  $U_{0 \text{ макс}} = \frac{U_{\text{проб}}}{2}$  Для умножителя параллельного типа значения  $U_{0 \text{ макс}}$  представлены в табл. 3.

Т а б л и ц а 3

| $n$                  | 2                      |                         | 3                       |
|----------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|
| $\gamma$             | $\frac{1}{2}$          | $\frac{1}{3}$           | $\frac{1}{3}$           |
| $U_{0 \text{ макс}}$ | $0,44 U_{\text{проб}}$ | $0,466 U_{\text{проб}}$ | $0,476 U_{\text{проб}}$ |

Для ДНЗ максимально допустимое значение постоянного напряжения определяется из выражения

$$U_{0 \text{ макс}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)} U_{\text{проб}}$$

Следует отметить, что при невыполнении условия (25) необходимо либо выбрать диод с повышенным значением  $U_{\text{проб}}$ , либо уменьшить мощность колебаний на диоде, используя схемы сложения мощности.

3. Рассчитывается коэффициент преобразования диода:

$$\eta_g = \frac{[\beta \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{вх}}} (\frac{U_0}{U_{\text{п}}})^\gamma]^2}{(1 + \sqrt{1 + [\beta \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{вх}}} (\frac{U_0}{U_{\text{п}}})^\gamma]^2})^2}$$

Для ДНЗ  $\gamma = 0$ .

4. Проверяется условие допустимости рассеиваемой мощности:

$$P_{\text{нг}} \frac{1 - \eta_g}{\eta_g} \leq P_{\text{р. доп}} \quad (26)$$

Если это условие не выполняется, необходимо выбрать диод с повышенными значениями  $f_{\text{макс}}$ , либо  $P_{\text{р. доп}}$  или использовать схемы сложения мощности для уменьшения мощности на одном диоде.

5. Рассчитывается мощность входных колебаний:

$$P_{\text{вх. ум}} = \frac{P_{\text{нг}}}{\gamma_{\text{к. вх}} \eta_g} \quad (27)$$

к.п.д. входной цепи  $\gamma_{\text{к. вх}}$  ориентировочно задаются на основе графика рис. 9.

6. Рассчитывается полное сопротивление  $p$ - $n$  перехода на входной частоте.



Для умножителей параллельного типа на варакторах полное сопротивление на входной частоте

$$Z_{п.бх} = R_{п.бх} + jX_{п.бх}, \quad (28)$$

где 
$$R_{п.бх} = R_S \sqrt{1 + \left[ \beta \frac{f_{\max}}{f_{бх}} \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^r \right]^2}; \quad (29)$$

$$X_{п.бх} = - \frac{\left( \frac{U_0}{U_n} \right)^r}{2\pi f_{бх} C(U_n)} \sqrt{1 - \left( \frac{\gamma}{1-\gamma} \right)^2 \left( \frac{q_1}{q_{U_0 \max}} \right)^2 \left( 1 + \frac{2\gamma}{\pi^2} \right)}, \quad (30)$$

Здесь  $(q_1/q_{U_0})$  представляет собой отнесенное к постоянному заряду  $q_{U_0}$  максимально допустимое значение амплитуды первой гармоники колебаний заряда из условия отсутствия отпирания  $p$ - $n$  перехода. Значения  $\left( \frac{q_1}{q_{U_0 \max}} \right)$  сведены в табл. 4.

Т а б л и ц а 4

| $n$   | 2    |       | 3    |
|---|------|-------|------|
| $\gamma$                                    | 1/2  | 1/3   | 1/3  |
| $\left( \frac{q_1}{q_{U_0}} \right)_{\max}$ | 0,65 | 0,732 | 0,82 |

Для умножителей параллельного типа на ДНЗ полное входное сопротивление представляется выражением (28), где

$$R_{п.бх} = R_S \sqrt{1 + \left[ \beta \frac{f_{\max}}{f_{бх}} \right]^2};$$

$$X_{п.бх} = - \frac{1}{2\pi f_{бх} C} \cdot \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi} \quad (31)$$

Для умножителей последовательного типа на варакторах полная входная проводимость

$$Y_{п.бх} = G_{п.бх} + jB_{п.бх}, \quad \text{где}$$

$$G_{п.бх} = \frac{\sqrt{1 + \left[ \beta \frac{f_{\max}}{f_{бх}} \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^r \right]^2}}{\left[ \frac{f_{\max}}{f_{бх}} \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^r \right]^2 R_S}, \quad (32)$$

$$B_{п.бх} = 2\pi f_{бх} C(U_n) \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^r \left[ 1 + \frac{\gamma(1+\gamma)}{8} \left( 1 + \frac{2\gamma}{\pi^2} \right) \left( \frac{U_1}{U_0 \max} \right)^2 \right] \quad (33)$$

Здесь  $(\frac{U_1}{U_0})_{\text{макс}}$  представляет собой отнесенное к постоянному напряжению максимально допустимое значение амплитуды первой гармоники колебаний напряжения на переходе из условия отсутствия его отпирания. Для любых  $\gamma$  и  $\eta$  можно принять  $(\frac{U_1}{U_0})_{\text{макс}} \approx 0,9$ .

7. Рассчитывается полное сопротивление  $p$ - $n$  перехода на выходной частоте.

Для умножителей параллельного типа на варакторах полное сопротивление

$$\bar{Z}_{п. \text{вых}} = R_{п. \text{вых}} + j X_{п. \text{вых}}, \quad (34)$$

где  $R_{п. \text{вых}} = R_{п. \text{вх}}$  и определяется из выражения (29),  $X_{п. \text{вых}} = X_{п. \text{вх}} / \eta$ , где  $X_{п. \text{вх}}$  вычисляется по выражению (30).

Для умножителей параллельного типа на ДНЗ полное сопротивление определяется по выражению (28), где  $R_{п. \text{вых}} = R_{п. \text{вх}}$  и определяется из (31), а

$$X_{п. \text{вх}} = - \frac{1}{2\pi \eta f_{\text{вх}}} \cdot \frac{\theta}{\pi}$$

Здесь  $\theta$  в радианах.

Для умножителей последовательного типа на варакторах полная выходная проводимость  $p$ - $n$  перехода определяется по выражению (32), где  $G_{п. \text{вых}} = \eta^2 G_{п. \text{вх}}$ , а  $G_{п. \text{вх}}$  вычисляется по (33):

$$G_{п. \text{вх}} = 2\pi f_{\text{вх}} C(U_n) \left(\frac{U_0}{U_n}\right)^{\gamma} \left[1 + \frac{\gamma(1+\gamma)}{8} \left(2 + \frac{\gamma}{\eta^2}\right) \left(\frac{U_1}{U_0}\right)^2\right]$$

Здесь  $(\frac{U_1}{U_0})_{\text{макс}} \approx 0,9$  для любых  $\gamma$  и  $\eta$ .

8. Так как диод с нелинейной емкостью в общем случае характеризуется не только полным сопротивлением  $p$ - $n$  перехода, но и реактивными параметрами корпуса ( $L_B$  и  $C_K$ ), то осуществляется расчет полного сопротивления диода на  $f_{\text{вх}}$  и  $f_{\text{вых}}$  по формуле:

$$Z = R + jX, \quad (35)$$

$$\text{где } R = \frac{R_n}{[1 - 2\pi f C_K (X_n + 2\pi f L_B)]^2 + (2\pi f C_K R_n)^2}; \quad (36)$$

$$X = \frac{(X_n + 2\pi f L_B) [1 - 2\pi f C_K (X_n + 2\pi f L_B)] - R_n^2 2\pi f C_K}{[1 - 2\pi f C_K (X_n + 2\pi f L_B)]^2 + (2\pi f C_K R_n)^2} \quad (37)$$

Параметры корпуса для выбранного диода берутся из приложения.

Для умножителя параллельного типа сопротивление диода на входной частоте определяется при подстановке в (36) и (37) вмес-

то  $R_{п}$ ,  $X_{п}$ ,  $f$  соответственно  $R_{п.вх}$ ,  $X_{п.вх}$ ,  $f_{вх}$ . Для определения сопротивления диода  $Z_{вых}$  на выходной частоте подставляются  $R_{п.вых}$ ,  $X_{п.вых}$ ,  $f_{вых}$ .

Для умножителя последовательного типа  $R_{п}$  и  $X_{п}$  определяются при пересчете проводимости  $p-n$  перехода в сопротивление:

$$R_{п} = \frac{G_{п}}{G_{п}^2 + B_{п}^2}; \quad (38)$$

$$X_{п} = \frac{-B_{п}}{G_{п}^2 + B_{п}^2}. \quad (39)$$

9. Если напряжение смещения на диоде задается не от внешнего источника, а получается за счет детектирующих свойств перехода на резисторе автосмещения  $R$ , подключенном параллельно диоду, то определяется  $R$ .

Для режима запертого  $p-n$  перехода

$$R \geq \frac{20 \tau_p}{C(U_n)(1 + \frac{U_n}{\varphi})^2}. \quad (40)$$

Для режима частичного отпириания

$$R = \frac{\tau_p}{C(U_n)} \cdot \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\sin \theta + (\pi - \theta) \cos \theta}$$

Здесь  $R$  в омах при  $\tau_p$  в секундах,  $C(U_n)$  в фарадах,

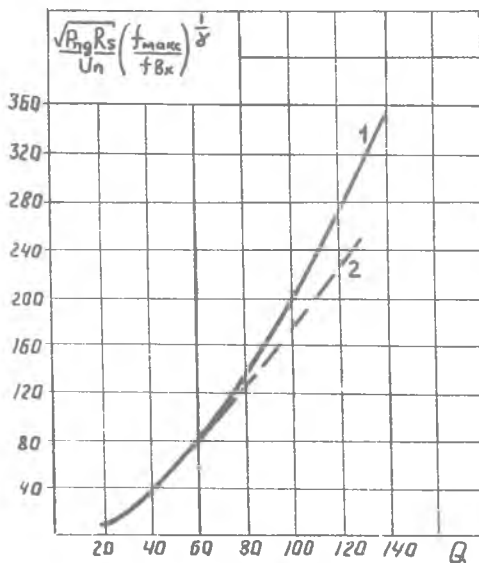
$\varphi$  - контактная разность потенциалов: для германиевых диодов (маркировка ГА) -  $\varphi = 0,5$  В, для кремниевых диодов (маркировка КА) -  $\varphi = 0,7$  В, для арсенидо-галиевых диодов (маркировка АА) -  $\varphi = 1,5$  В.

### 3.3.2. У тр о и т е л и ч а с т о т ы с х о л о с т ы м к о н т у р о м

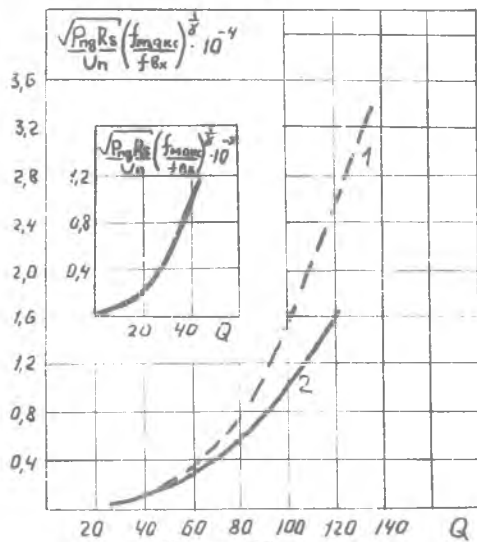
1. Вычисляется значение постоянного напряжения смещения на основе графоаналитического метода, разработанного в предыдущем разделе. Порядок вычисления  $U_0$  следующий:

а) вычисляется значение

$$\frac{\sqrt{P_{нг} R_S}}{U_n} \left( \frac{f_{макс}}{f_{вх}} \right)^{\frac{1}{2}}$$



Р и с. 16.



Р и с. 17.

где  $P_{ng}$  в ваттах,  $R_s$  в омах,  $U_n$  в вольтах. Сопротивление потерь вычисляется по выражению (16);

б) по графикам рис. 16 (утроитель с холостым контуром  $\gamma = \frac{1}{2}$ ), 17 (утроитель с холостым контуром  $\gamma = \frac{1}{3}$ ), где 1 - последовательный тип, 2 - параллельный тип, определяет значение добротности диода  $Q$  при известном типе перехода и схеме умножителя;

в) по выражению (24) с учетом графиков рис. 18 (утроитель с холостым контуром), где 1 -  $\gamma = \frac{1}{2}$  последовательный тип; 2 -  $\gamma = \frac{1}{2}$  параллельный тип; 3 -  $\gamma = \frac{1}{3}$  последовательный тип; 4 -  $\gamma = \frac{1}{3}$  параллельный тип, вычисляется значение  $U_0$ .

2. По уравнению (25) проверяется условие отсутствия пробоя  $p$ - $n$  перехода.

Для утроителя последовательного типа  $U_{0\max} = \frac{U_{проб}}{2}$   
 Для утроителя параллельного типа при  $\gamma = \frac{1}{2}$   $U_{0\max} = 0,42 U_{проб}$ ;  
 при  $\gamma = \frac{1}{3}$   $U_{0\max} = 0,47 U_{проб}$ .

3. Определяется обобщенный параметр преобразования  $a$ : для умножителя параллельного типа

$$a = \left[ \frac{\gamma Q}{4\sqrt{3}(1-\gamma)} \left( \frac{q_1}{q_{U_0}} \right)_{\max} \right]^2,$$

для умножителя последовательного типа

$$\alpha = \left[ \frac{\gamma Q}{6\sqrt{2}} \left( \frac{U_1}{U_0} \right)_{\max} \right]^2$$

где  $\left( \frac{q_1}{q_{U_0}} \right)_{\max}$  и  $\left( \frac{U_1}{U_0} \right)_{\max}$ , в свою очередь, также зависят от добротности диода и представлены на рис. 19, где 1 -  $\gamma = \frac{1}{3}$ ; 2 -  $\gamma = \frac{1}{2}$ ; 3 -  $\gamma = \frac{1}{3}$ ; 4 -  $\gamma = \frac{1}{2}$ .

4. Рассчитывается нормированное значение оптимальной нагрузки  $R_H$ , обеспечивающей максимум коэффициента преобразования  $\gamma_g$ . Для умножителя параллельного типа

$$\frac{R_H}{R_S} = \sqrt{\frac{1 + 7\alpha + 9\alpha^2}{1 + 3\alpha}}$$

Для умножителя последовательного типа

$$\frac{9R_H}{Q^2 R_S} = \sqrt{\frac{2 + 9\alpha}{35\alpha^2 + 17\alpha + 2}}$$

5. Определяется коэффициент преобразования на диоде  $\gamma_g$ : для умножителя параллельного типа

$$\gamma_g = \frac{6\alpha^2 \frac{R_H}{R_S}}{\left(1 + \alpha + \frac{R_H}{R_S}\right)^2 + 3\alpha \left(1 + \frac{R_H}{R_S}\right) \left(1 + 2\alpha + \frac{R_H}{R_S}\right)}$$

для умножителя последовательного типа

$$\frac{27\alpha^2 \left(\frac{9R_H}{Q^2 R_S}\right)}{2 \left[1 + \left(\frac{9R_H}{Q^2 R_S}\right) (1 + 2\alpha)\right]^2 + 9\alpha \left[1 + \alpha \left(\frac{9R_H}{Q^2 R_S}\right)\right] \left[1 + \left(\frac{9R_H}{Q^2 R_S}\right) (1 + 3\alpha)\right]}$$

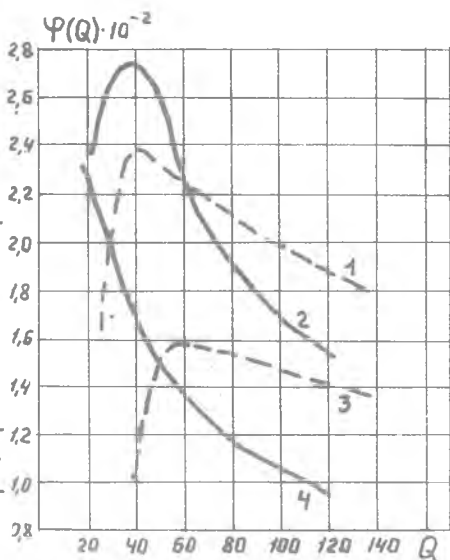


Рис. 18.

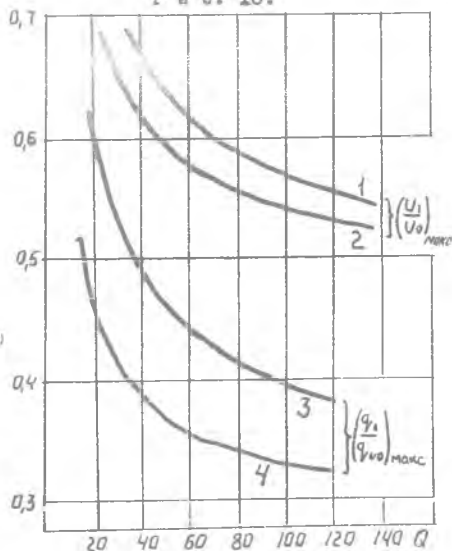


Рис. 19.

6. Проверяется условие допустимости рассеиваемой мощности (26).  
 7. По выражению (27) рассчитывается мощность входных колебаний.

8. Для умножителей параллельного типа по уравнению (28) определяется полное входное сопротивление  $p$ - $n$  перехода, где

$$R_{п.вх} = R_s \left[ 1 + \frac{3a \left( 1 + \frac{R_H}{R_s} \right) \left( 1 + 2a + \frac{R_H}{R_s} \right)}{\left( 1 + a + \frac{R_H}{R_s} \right)^2} \right] \quad (34)$$

$$X_{п.вх} = \frac{- \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^{\gamma}}{2\pi f_{вх} C(U_n)} \sqrt{1 - \left( \frac{\gamma}{1-\gamma} \right)^2 \left( \frac{q_1}{q_{1, макс}} \right)^2 \left[ 1 + \left( \frac{q_2}{q_1} \right)^2 + \left( \frac{q_3}{q_1} \right)^2 \right]} \quad (35)$$

Нормированные значения амплитуд второй и третьей гармоник заряда определяются из выражений:

$$\frac{q_2}{q_1} = \frac{\sqrt{3}a}{2} \cdot \frac{1 + \frac{R_H}{R_s}}{1 + a + \frac{R_H}{R_s}},$$

$$\frac{q_3}{q_1} = \frac{a}{1 + a + \frac{R_H}{R_s}}$$

Для умножителей последовательного типа по выражению (32) определяется полная входная проводимость  $p$ - $n$  перехода, где

$$G_{п.вх} = \frac{2 \left[ 1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) (1 + 2a) \right]^2 + 9a \left[ 1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) \right] \left[ 1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) (1 + 3a) \right]}{2 R_s \left[ 1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) (1 + 2a) \right]^2}$$

$$B_{п.вх} = 2\pi f_{вх} C(U_n) \left( \frac{U_0}{U_n} \right)^{\gamma} \left[ 1 + \frac{\gamma(1+\gamma)}{8} \left( 1 + 2 \frac{U_2^2}{U_1^2} + 2 \frac{U_3^2}{U_1^2} \right) \left( \frac{U_1^2}{U_0} \right)_{макс} \right]$$

Нормированные значения амплитуд напряжений второй и третьей гармоник определяются из выражений:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{3\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{\sqrt{a} \left[ 1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) \right]}{1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) (1 + 2a)}$$

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{a \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right)}{1 + \left( \frac{gR_H}{\Omega^2 R_s} \right) (1 + 2a)}$$

Определяется полное сопротивление  $p$ - $n$  перехода на выходной частоте  $\bar{Z}_{п.вых}$  в схеме умножителя параллельного типа по выражению (34), где

$$R_{п. вых} = R_s \sqrt{\frac{1 + 5\alpha + 7\alpha^2}{1 + 3\alpha}};$$

$$X_{п. вых} = \frac{X_{вх}}{3}$$

Для умножителя последовательного типа определяется полная проводимость  $p-n$  перехода на выходной частоте  $Y_{п. вых}$  по выражению (32), где

$$G_{п. вых} = \frac{g}{Q^2 R_s} \sqrt{\frac{35\alpha^2 + 17\alpha + 2}{2 + 9\alpha}}$$

9. Определяется в схеме умножителя параллельного типа реактивное сопротивление  $p-n$  перехода на частоте  $2f_{вх}$ :

$$X_{п. 2f} = \frac{X_{вх}}{2}$$

В схеме умножителя последовательного типа определяется реактивная проводимость  $p-n$  перехода на частоте  $2f_{вх}$ :

$$B_{п. 2f} = 2B_{п. вх}$$

10. Рассчитывается сопротивление диода на частотах  $f_{вх}$  и  $f_{вых}$  по данным п.п. 9 и 10 и формулам (35)–(39). При расчете сопротивления на частоте  $2f_{вх}$  полагается, что

$$R_{п. 2f} = G_{п. 2f} = 0.$$

11. Определяется сопротивление  $R$  резистора автосмещения по выражению (40).

Если полученное значение  $R$  больше 1 МОМ, то в этом случае диод подключается к высокочастотным цепям через конденсатор, который в волноводных конструкциях умножителей частоты часто выполняется в виде воздушного зазора между выводом диода и широкой стенкой волновода [16], [17]. Роль сопротивления при этом выполняет поверхностное сопротивление корпуса диода. Для осуществления настройки умножителя воздушный зазор в этом случае выполняется регулированием.

### 3.4. Электрический расчет электромагнитных цепей умножителя

Электрический расчет электромагнитных цепей умножителя осуществляется на основе исходных данных:  $f_{вх}$ ,  $f_{вых}$ ,  $n$ , полоса рабочих частот, уровень подавления гармоник, неравномерность частотной характеристики в полосе, а также данных, полученных в результате энергетического расчета: тип схемы,  $Z_{вх}$  и  $Z_{вых}$ .

Электромагнитные цепи умножителя частоты состоят из высокочастотных цепей, содержащих фильтры частот и согласующие устройства, а также из цепей питания, содержащих элементы блокировки для исключения влияния источника питания или резистора автосмещения на высокочастотные цепи.

#### 3.4.1. Высокочастотные цепи умножителя частоты

Расчет высокочастотных цепей умножителя частоты обычно начинается с расчета фильтров частот умножителя. Далее рассчитываются место включения фильтров частот и элементы согласования сопротивления диода с волновым сопротивлением входных и выходных линий.  $Z_B$  Для микрополосковых линий обычно  $Z_B = 50$  Ом. Волновое сопротивление волновода, как известно [18], определяется через его размеры поперечного сечения и длину волны колебаний в свободном пространстве  $\lambda_0$ :

$$Z_B = \frac{240 \pi a}{b} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}, \quad (37)$$

где  $a, b$  - ширина и высота поперечного сечения волновода;  
 $\lambda_0$  - длина волны в свободном пространстве. Значения  $a, b$  определяются диапазоном рабочих частот [18].

Обычно при электрическом расчете длины отрезков линий высокочастотных цепей выражаются через длину волны в этих отрезках  $\lambda$ , которая зависит от типа линии и ее конструктивных параметров.

Для волновода с воздушным заполнением

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}$$



Для микрополосковой линии  $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{эфф}}$  где эффективная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{эфф}$  определяется толщиной и диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$  диэлектрического материала, используемого в качестве подложки, а также волновым сопротивлением линии. Зависимость для  $\epsilon_{эфф}$  представлена в работах [19], [20], [21].

В узкополосных умножителях частоты в качестве фильтров частот используются отрезки линий, длины которых указаны в п. 3.1., а волновые сопротивления выбираются равными 50 Ом. Так как для таких умножителей частоты заранее известно место включения фильтрующего отрезка во входной цепи, то место включения согласующего отрезка линии, волновое сопротивление которого выбирается также равным 50 Ом, определяется следующим образом.

Сначала определяется полная проводимость по первой гармонике в точке подключения фильтрующего шлейфа:

$$Y_{ф.шл} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{Z_0 + j Z_{0k} \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{0k}} l_2}{Z_{0k} + j Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{0k}} l_2}, \quad (38)$$

где  $l_2$  - расстояние фильтрующего шлейфа до диода;  
 $B_{шл}$  - проводимость фильтрующего шлейфа длиной  $l_1$ ;  
 $\lambda_{0k}$  - длина волны входных колебаний в линии.

Для разомкнутого шлейфа

$$B_{шл} = \frac{\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l_1}{Z_0}, \quad (39)$$

для короткозамкнутого шлейфа

$$B_{шл} = - \frac{1}{Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l_1} \quad (40)$$

Затем рассчитывается расстояние  $l_3$  между согласующим и фильтрующим шлейфом (длина отрезка АВ на рис. 10):

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{0k}} l_3 = \frac{B}{Z_0 (B^2 + G^2) - G} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(1 - GZ_0)[Z_0(B^2 + G^2) - G]}{B^2}} \right), \quad (41)$$

где  $G$  и  $B$  - действительная и мнимая части проводимости  $Y_{ф.шл}$

Длина  $l_4$  согласующего шлейфа, выполненного в виде разомкнутой линии, определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} = - \frac{(B Z_E + \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} l_3)(1 - B Z_E \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} l_3) - G Z_E^2 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} l_3}{(1 - B Z_E \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} l_3)^2 + (G Z_E \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} l_3)^2} \quad (42)$$

Для определения места включения фильтрующих шлейфов в выходной цепи умножителей (рис. 10) необходимо вначале рассчитать параметры согласующих отрезков линий.

Для схемы рис. 10,а длина согласующего отрезка  $l_{CD}$  и его волновое ( $Z_{\text{вх}CD}$ ) сопротивление определяются на основе выражений:

$$Z_{\text{вх}CD} = \sqrt{R_{\text{вх}X} \cdot Z_E} + \frac{X_{\text{вх}X}^2}{1 - \frac{R_{\text{вх}X}}{Z_E}}; \quad (43)$$

$$\operatorname{tg} 2\pi \frac{l_{CD}}{\lambda_{\text{вх}X}} = \frac{Z_{\text{вх}CD}}{X_{\text{вх}X}} \left(1 - \frac{R_{\text{вх}X}}{Z_E}\right), \quad (44)$$

где  $\lambda_{\text{вх}X}$  - длина волны выходных колебаний;

$Z_E$  - волновое сопротивление выходной линии. Обычно  $Z_E = 50 \text{ Ом}$ .

Для схемы рис. 10,б расстояние от диода до согласующего шлейфа ( $DE$  на рис. 10,б) определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{CD}}{\lambda_{\text{вх}}} = \frac{-\frac{X_{\text{вх}X}}{Z_E} + \sqrt{\frac{R_{\text{вх}X}}{Z_E} \left[ \left(\frac{X_{\text{вх}X}}{Z_E}\right)^2 + 1 \right] + \left(\frac{R_{\text{вх}X}}{Z_E}\right)^3 - 2 \left(\frac{R_{\text{вх}X}}{Z_E}\right)^2}}{1 - \frac{R_{\text{вх}X}}{Z_E}} \quad (45)$$

Длина согласующего шлейфа, подключаемого в точке  $E$  схемы рис. 10,б определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_E}{\lambda_{\text{вх}}} = - \frac{R_{\text{вх}X}^2 \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{CD}}{\lambda_{\text{вх}X}} - (Z_E - X_{\text{вх}X} \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{DE}}{\lambda_{\text{вх}X}})(X_{\text{вх}X} + Z_E \operatorname{tg} \frac{2\pi l_E}{\lambda_{\text{вх}X}})}{R_{\text{вх}X}^2 + (X_{\text{вх}X} + Z_E \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{DE}}{\lambda_{\text{вх}X}})^2} \quad (46)$$

Волновые сопротивления отрезков линий выходной цепи рис. 10,б одинаковы и равны  $Z_E$ .

Затем из условия отсутствия влияния выходной цепи на входную на частоте  $f_{\text{вх}}$  определяется место включения фильтрующих устройств в схемах рис. 10.

Для схем рис. 10 расстояние от согласующего отрезка до фильтрующего шлейфа определяется из выражений:

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{DE}}{\lambda_{\text{вх}}} = \frac{Z_E (Z_{\text{вх}CD} + X_{\text{ф}} \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{CD}}{\lambda_{\text{вх}}})}{Z_{\text{вх}CD} X_{\text{ф}} + Z_E^2 \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{CD}}{\lambda_{\text{вх}}}}; \quad (47)$$

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{EF}}{\lambda_{Bx}} = \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{2\pi l_E}{\lambda_{Bx}} + \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{DE}}{\lambda_{Bx}}}, \quad (48)$$

где  $X_{\varphi}$  - реактивное сопротивление фильтрующего устройства на входной частоте и для фильтрующего устройства в виде четвертьволнового шлейфа -  $X_{\varphi} = 0$ .

В утроителях с холостыми контурами после расчета ППФ, например по методике [20], осуществляется расчет согласующих устройств по выражениям (43)+(46). Затем определяется расстояние от согласующего устройства до фильтра частоты для схемы рис. II,а по выражению

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{EF}}{\lambda_{Bx}} = \frac{1 - X_{\varphi}(f_{Bx}) \cdot \frac{1}{Z_E} \left( \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{DE}}{\lambda_{Bx}} + \operatorname{tg} \frac{2\pi l_E}{\lambda_{Bx}} \right)}{\frac{X_{\varphi}(f_{Bx})}{Z_B} + \operatorname{tg} \frac{2\pi l_E}{\lambda_{Bx}} + \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{DE}}{\lambda_{Bx}}}, \quad (49)$$

для схемы рис. II,б по выражению

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{FM}}{\lambda_{Bx}} = - \frac{\frac{Z_{BEF}}{Z_E} X_{\varphi}(f_{Bx}) + Z_B \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{EF}}{\lambda_{Bx}}}{Z_{BEF} - X_{\varphi}(f_{Bx}) \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{EF}}{\lambda_{Bx}}}, \quad (50)$$

где

$$X_{\varphi}(f_{Bx}) = - \frac{Z_{E\varphi 1}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{\varphi 1}}{\lambda_{Bx}}} \quad (51)$$

реактивное сопротивление ППФ на частоте  $f_{Bx}$ ;

$Z_{E\varphi 1}, l_{\varphi 1}$  - волновое сопротивление и длина первого звена ППФ.

Место включения во входной цепи четвертьволнового на частоте  $2f_{Bx}$  шлейфа выбирается из условия настройки в резонанс на  $2f_{Bx}$  контура, образованного реактивностями диода и отрезками линий как во входной, так и в выходной цепи. Элементы контура на вторую гармонику для схемы рис. II,а представлены на рис. 20,а, для схемы II,б - на рис. 20,б, где

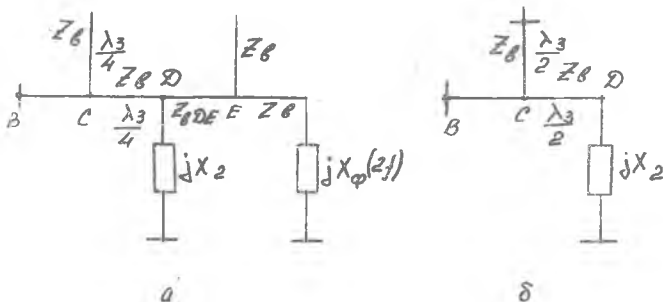
$$X_{\varphi}(2f_{Bx}) = - \frac{Z_{E\varphi 1}}{\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{\varphi 1}}{\lambda_2}},$$

$\lambda_2$  - длина волны колебаний на частоте  $2f_{Bx}$ .

Согласно рис. 20, длина отрезка BC определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{BC}}{\lambda_2} = - \frac{X_C}{Z_E},$$

где  $X_C$  - реактивная часть сопротивления схемы в точке C на частоте  $2f_{Bx}$ .



Р и с. 20.

$X_c$  - находится последовательным пересчетом в точку  $C$  сопротивлений схемы справа налево с применением формулы пересчета сопротивления по линии:

$$Z_l = Z_0 \frac{Z + jZ_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_2}}{Z_0 + jZ \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_2}}, \quad (52)$$

где  $Z_0, l$  - волновое сопротивление и длина линии,  
 $Z$  - сопротивление на правом конце линии.

Параметры согласующего устройства в схемах рис. II, а, б определяются по выражениям (41) и (42). Для чего дважды используется выражение (38) при пересчете входного сопротивления диода сначала в точку  $C$  схемы, а затем в точку  $B$ .

В широкополосных умножителях частоты в общем случае должны применяться широкополосные виды согласования [24]. Однако из-за наличия потерь в микрополосковых линиях при  $n \geq 3$  удовлетворительное согласование в полосе рабочих частот может быть достигнуто и с одношейфовым согласованием, примененным в схемах рис. II.

Так же как и при расчете ВЧ цепей утроителей частоты в широкополосных умножителях частоты вначале рассчитываются фильтры частот, например по работе [20].

Параметры фильтров частот (число звеньев и их выполнение в виде линий) определяются по известным значениям полос пропускания, уровня подавления гармоник и известным значениям волновых сопротивлений входной и выходной линий, обычно принимаемым за 50 Ом. Затем рассчитываются элементы согласования в выходной цепи в схеме рис. II, в по выражениям (43), (44), в схеме рис. II, г по выраже-

ниям (45), (46), где под  $l_{DE}$  понимается расстояние  $l_{CF}$ , а под  $l_E$  длина шлейфа 6. Так как расстояние от последнего звена ФНЧ до диодов в схемах известно и определяется условием развязки цепи от выходной на умноженной частоте, то согласование на входной частоте осуществляется выбором волнового сопротивления отрезка, соединяющего ФНЧ с диодом, и длины отрезка, соединяющего ППФ с устройством согласования.

Для схем рис. II, в волновое сопротивление  $Z_{6AB}$  отрезка АВ определяется по выражению

$$Z_{6AB} = \frac{Z_B}{\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{AB}}{\lambda_{6x}}} \sqrt{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi l_{AB}}{\lambda_{6x}}}{Z_B G_{6x}}} - 1, \quad (53)$$

где  $l_{AB} = \frac{\lambda_{6xK}}{4} (2K+1)$ ,  $K$  - целое число 0, 1, 2, ...;  $G_{6x}$  - активная часть проводимости диода;

$$G_{6x} = \frac{R_{6x}}{R_{6x}^2 + X_{6x}^2}; \quad Z_6 = 50 \text{ Ом}$$

Выбором  $K$  добиваются получения значения  $Z_{6AB}$ , достаточно просто реализуемого на практике. Обычно эти значения лежат в пределах от 20 Ом до 100 Ом.

Длина отрезка  $l_{CD}$  рассчитывается по выражению

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{CD}}{\lambda_{6x}} = \frac{(X_C - X_{\varphi}) Z_6}{Z_6^2 + X_C X_{\varphi}},$$

где  $X_{\varphi}$  определяется по (51),  $Z_6 = 50 \text{ Ом}$ ,

$$X_C = \frac{B_{6x} Z_{6BC} \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{BC}}{\lambda_{6x}} - 1 - B_B Z_{6BC} \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{BC}}{\lambda_{6x}}}{B_{6x} + \frac{1}{Z_{6BC}} \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{BC}}{\lambda_{6x}} - B_B}$$

- реактивное сопротивление в точке С схемы.

Где  $B_{6x} = \frac{-X_{6x}}{R_{6x}^2 + X_{6x}^2}$  - реактивная часть проводимости диода;

$l_{BC}, Z_{6BC}$  - длина и волновое сопротивление согласующего отрезка линии, а реактивная часть проводимости  $B_B$  в точке В

$$\frac{1}{Z_{6AB}} \left[ \frac{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi l_{AB}}{\lambda_{6x}}}{2 \operatorname{tg} \frac{2\pi l_{AB}}{\lambda_{6x}}} + \sqrt{\frac{(1 - \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi l_{AB}}{\lambda_{6x}})^2}{4 \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi l_{AB}}{\lambda_{6x}}} - (Z_{6AB} G_{6x})^2} \right],$$

где знак перед корнем выбирается такой, при котором обеспечивается минимум  $l_{CD}$ , а  $Z_{B AB}$  рассчитывается по (53).

Для схемы рис. II, г волновое сопротивление  $Z_{B AB}$  отрезка АВ определяется по выражению

$$Z_{B AB} = \frac{Z_B \sqrt{R_{Bx}} \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{AB}}{\sqrt{Z_B (1 + \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{AB}) - R_{Bx}}}, \quad (54)$$

где  $l_{AB} = \frac{\lambda_{Bx}}{2} (k+1)$ ,  $k = 0, 1, \dots$

Так же и в схеме рис. II, г  $k$  подбирается из условия удобства реализации  $Z_{B AB}$ .

Длина отрезка  $l_{FN}$ , соединяющего в схеме рис. II, г ПДФ и устройство согласования, рассчитывается по выражению

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l_{FN}}{\lambda_{Bx}} = - \frac{(B_F X_\varphi + 1) Z_B}{X_\varphi - B_F Z_B^2},$$

где  $X_\varphi$  определяется по выражению (51),  $Z_B = 50$  Ом; реактивная часть проводимости  $B_F$  в точке  $F$  схемы

$$B_F = \frac{Z_B + (X_C - X_{Bx}) \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{CF}}{Z_B \left[ Z_B \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{CF} + X_C - X_{Bx} \right]} - \frac{\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_F}{Z_B}$$

Здесь  $l_{CF}$  и  $l_F$  - расстояние от диода до места включения согласующего шлейфа 5 и его длина, соответственно; а реактивная часть сопротивления в точке  $C$ .

$$X_C = Z_{B AB} \left[ \frac{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{AB}}{2 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{AB}} + \sqrt{\frac{(1 - \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{AB})^2}{4 \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi}{\lambda_{Bx}} l_{AB}} - \left( \frac{R_{Bx}}{Z_{B AB}} \right)^2} \right],$$

где  $Z_{B AB}$  рассчитывается по выражению (54), а знак перед корнем выбирается такой, при котором реализуется минимальное значение

$l_{FN}$ .

Точный расчет высокочастотных цепей волноводных умножителей частоты весьма трудоемок, а в ряде случаев просто невозможен, поэтому на практике расчет ведется с теми или иными приближениями, а неточности расчета компенсируются введением различных регулировочных элементов (подвижные емкостные штыри, короткозамыкатели и т.д.) Поскольку для колебаний входной частоты волновод в выходной цепи

умножителя является запредельным и, следовательно, играет роль фильтра частот, то фильтр частот, устанавливаемый в волноводе для выделения колебания частоты  $f_{\text{вых}}$ , в этом случае не оказывает влияния на входную цепь и отпадает необходимость в расчете места включения этого фильтра. Поэтому расчет волноводных умножителей частот начинается с расчета согласующих устройств в выходной цепи. В схемах рис. 12 показан пример согласования с помощью изменения сечения волновода, т.е. применения четвертьволнового отрезка волновода с другими волновыми сопротивлениями между диодом и основным выходным волноводом, и присоединения к диоду короткозамкнутого отрезка волновода. Можно осуществлять согласование также с помощью емкостной или индуктивной диафрагмы, устанавливаемой на определенном расстоянии от диода.

Волновое сопротивление  $Z_{\text{ВТ}}$  трансформирующего четвертьволнового отрезка, например  $DN$  в схеме рис. 12,а, определяется следующим образом:

$$Z_{\text{ВТ}} = \sqrt{\frac{Z_{\text{в}}}{G_{\text{вых}}}},$$

где  $Z_{\text{в}}$  - волновое сопротивление выходного волновода на частоте  $f_{\text{вых}}$ , определяемое по выражению (37);

$G_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} / (R_{\text{вых}}^2 + X_{\text{вых}}^2)$  - активная часть проводимости диода на выходной частоте. По полученному  $Z_{\text{ВТ}}$  из уравнения (37) вычисляется высота волновода.

Длина короткозамкнутого отрезка волновода, например,  $FD$  в схеме рис. 12,а, предназначенного для компенсации реактивной части сопротивления диода, определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вых}}} l_{\text{FD}} = - \frac{R_{\text{вых}}^2 + X_{\text{вых}}^2}{X_{\text{вых}} \cdot Z_{\text{ВТ}}},$$

где  $\lambda_{\text{вых}}$  - длина волны выходных колебаний в волноводе.

Аналогичным образом определяется волновое сопротивление четвертьволнового трансформирующего отрезка и длина короткозамкнутого отрезка в схеме рис. 12,б.

Следует отметить, что представленный расчет выходной цепи справедлив при условии осуществления короткого замыкания на частоте  $f_{\text{вых}}$  в месте прохождения сквозь стенку волновода элемен-

та, соединяющего микрополосковую линию с диодом. В свою очередь для удовлетворения этого условия в схеме рис. 12,а электрическая длина линии, соединяющая микрополосковую линию с волноводом, должна быть либо близка к нулю, либо кратна  $\lambda_{\text{волн}}/2$ , а в схеме рис. 12,б расстояние от центра радиального фильтра до стенки волновода должно составлять нечетное число  $\lambda_{\text{волн}}/4$ .

Таким образом, сложность электрического расчета входной цепи заключается в необходимости предварительного учета конструктивных параметров волновода, радиального фильтра и линии, соединяющей микрополосковую линию с волноводом.

Обычно в качестве такой линии используется коаксиальная воздушная или заполненная СВЧ диэлектриком линия. Чаще всего заполнение осуществляется фторопластом ( $\epsilon = 2,4$ ).

Для радиального воздушного фильтра частот связь его конструктивных параметров с фильтруемой длиной волны колебаний  $\lambda_{\text{фильтр}} = \frac{300}{f_{\text{фильтр}}}$  выражается соотношением [22]

$$D = R + r + k(h)\lambda_{\text{фильтр}},$$

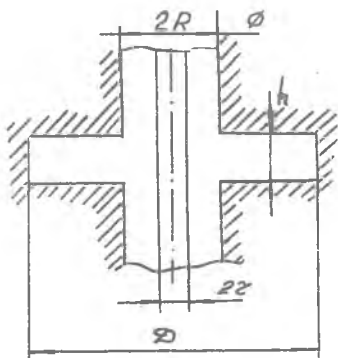
где  $k(h) = 0,676 + 0,001h$ , мм

для заполнения фторопластом:

$$D = R + r + 0,5\lambda_{\text{фильтр}} \text{ при } h = 0,1\lambda_{\text{фильтр}}.$$

Обозначения  $R$ ,  $r$ ,  $h$ ,  $D$  — пояснены на чертеже рис. 21. Здесь  $R$ ,  $r$  и  $h$  необходимо задавать:  $h \approx 0,1\lambda_{\text{фильтр}}$ ,  $2r$  — должно быть больше диаметра вывода диода для его закрепления в центральном проводнике,  $R < \frac{\lambda_{\text{фильтр}}}{2\pi} - r$  — для исключения высших типов волн.

С учетом реактивности, вносимой за пределами волновода на частоте  $f_{\text{фильтр}}$  и отрезком коаксиальной линии на рис. 22 представлены электрические схемы для расчета параметров высокочастотных входных цепей умножи-

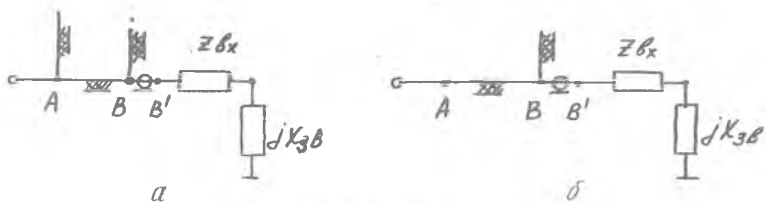


Р и с. 21.

телей, показанных на рис. 12.

Рассматривая со стороны возбуждающего отверстия волновод с диодом как короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии с плоскими внешними проводниками [23], получим следующее выражение для вы-





Р и с. 22.

числения реактивного сопротивления выходного волновода на частоте  $f_{\text{вх}}$  со стороны диода:

$$X_{3B} = 138 \left[ \lg \left( 1,27 \frac{a}{d} \right) \right] \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} b,$$

где  $a$  и  $b$  — ширина и высота волновода,  
 $d$  — диаметр центрального проводника коаксиальной линии с плоскими внешними проводками. За  $d$  можно приближенно принять внешний диаметр корпуса диода.

Расчет ВЧ цепей по схемам рис. 22 осуществляется следующим образом.

Вычисляется сопротивление в точке соединения коаксиальной линии с волноводом (точка  $B'$ ):

$$Z_{B'} = R_{\text{вх}} + j(X_{\text{вх}} + X_{3B}).$$

По выражению (52) пересчитывается сопротивление  $Z_{B'}$  в сопротивление  $Z_B$  в точке  $B$  соединения коаксиальной линии с микрополосковой линией, при этом учитывается длина коаксиальной линии и ее волновое сопротивление  $Z_{\text{БВВ}'} = 138 \lg \frac{R}{r}$  где  $r$  и  $R$  — радиусы внутреннего и внешнего проводников коаксиальной линии. Далее для схемы рис. 12,а определяется полное сопротивление  $Z_B$  в точке  $B$  с учетом реактивного сопротивления шлейфа:

$$Z_B = \frac{Z_{B'} + Z_{\text{шл}}}{Z_{\text{БВВ}'} + Z_{\text{шл}}},$$

где

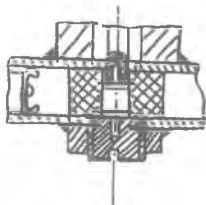
$$Z_{\text{шл}} = -j \frac{Z_{\text{БВВ}'}}{\operatorname{tg} \frac{\pi}{2}},$$

и по выражениям (45), (46) вычисляются параметры согласующего устройства. Для схемы рис. 12,б вычисляется проводимость  $Y_B = \frac{1}{Z_B} = G_B + jB_B$ . Далее вычисляется длина отрезка  $BC$ , компенсирующего реактивность в точке  $B$ :  $\operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_{\text{вх}}} \ell_{\text{вс}} = -B_B Z_B$ .

Затем определяется волновое сопротивление  $Z_{\epsilon AB}$  четвертьволнового отрезка  $AB$  из условия обеспечения согласования с основной линией в точке  $A$  :

$$Z_{\epsilon AB} = \sqrt{\frac{Z_0}{G_0}}$$

Холостой контур в волноводных умножителях частоты чаще всего выполняется в виде диэлектрической вставки с отверстием для диода (рис. 23). Длина вставки  $l$  приблизительно равна  $\lambda_2$ , т.е. длине волны с частотой  $2f_{ex}$  в заполненном диэлектриком волноводе [26]:



Р и с. 23.

где  $c$  - скорость света,  
 $\epsilon$  - диэлектрическая проницаемость диэлектрика. Обычно используется фторопласт с  $\epsilon = 2,4$ .

$$\lambda_2 = \frac{c}{2f_{ex} \sqrt{\epsilon - \left(\frac{c}{4f_{ex}a}\right)^2}}$$

### 3.4.2. Ц е п и п и т а н и я

Цепи питания обычно содержат блокировочные отрезки линий, проходные и разделительные конденсаторы. Проходные конденсаторы осуществляют короткое замыкание по СВЧ отрезков линий, разделительные конденсаторы препятствуют замыканию источника по постоянному току через внешние цепи.

Емкость конденсатора вычисляется по выражению

$$C = \frac{10^{-20}}{2\pi f Z_B}$$

где  $Z_B$  - волновое сопротивление линии, к которой присоединяется конденсатор,

$f$  - частота колебаний в линии. Здесь  $C$  в фарадах при  $f$  в герцах и  $Z_B$  в омах.

Разделительные конденсаторы обычно выполняются в виде навесных элементов (конденсаторы типа К10-9, К10-17), устанавливаемые -

мых в зазоре микрополосковых линий и припаеваемых к ним своими торцевыми выводами.

Проходные конденсаторы выполняются в виде навесных элементов, а также в виде плоских конденсаторов, диэлектриком которых является диэлектрический материал микрополосковой линии. Геометрические размеры такого конденсатора связаны с его емкостью соотношением

$$\frac{S}{t} = \frac{C}{8,85 \epsilon}$$

где  $S$  - площадь верхней пластины конденсатора,  
 $t$  - толщина диэлектрика микрополосковой линии с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ . Здесь  $S$  в кв. метрах,  $t$  в метрах, а  $C$  в пФ.

Длины одиночных отрезков линий в цепи питания составляют четверть длины волны колебаний в этих линиях. Если блокировочный отрезок линии расположен во входной цепи, то его длина  $\lambda_{\text{вх}}/4$ , если в выходной цепи, то  $\lambda_{\text{вых}}/4$ . Волновые сопротивления этих отрезков для снижения требований к точности выполнения линейных размеров выбираются больше волнового сопротивления основных линий, к которым подключаются блокировочные отрезки. Обычно волновое сопротивление блокировочного отрезка принимается равным 100 Ом.

Если в цепи питания осуществляется блокировка колебаний нескольких частот (как в схеме рис. II, г), то первый шлейф, длиной  $\lambda_{\text{вых}}/4$  располагается на расстоянии  $\lambda_{\text{вых}}/4$  от основной линии. Длина дополнительного отрезка линии ДМ рассчитывается из условия отсутствия шунтирующего действия цепи питания на входной частоте:

$$\operatorname{tg} \frac{29\pi}{\lambda_{\text{вх}}} l_{\text{ДМ}} = \frac{Z_{\text{Б2}}}{Z_{\text{Б1}} + Z_{\text{Б2}}} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\pi}{2n}}$$

где  $Z_{\text{Б1}} \approx 100$  Ом - волновое сопротивление отрезков СД и ДМ;  
 $Z_{\text{Б2}} \approx (20-30)$  Ом - волновое сопротивление фильтрующего шлейфа 4.

### 3.5. Основы конструирования умножителей частоты

При разработке конструкции умножителя частоты, предназначенного для использования в модуле АФАР, необходимо иметь в виду, что любой размер поперечного сечения умножителя должен быть меньше шага излучателей. Если расстояние между излучателями и вид их распределения по полотну антенны специально не оговорены, то можно принять за допустимые размеры поперечного сечения сечение  $\lambda_{\text{вых}}$   $\cdot \lambda_{\text{вых}}$ , где  $\lambda_{\text{вых}}$  - длина волны выходных колебаний в свободном пространстве. При этом ширина платы умножителя  $d_{\text{ум}}$  должна удовлетворять соотношению:  $d_{\text{ум}} < \lambda_{\text{вых}} - 2d_{\text{м}}$ , где  $d_{\text{м}}$  - толщина стенки корпуса модуля, которой задаются, исходя из типа используемого металла корпуса и вида технологии его обработки.

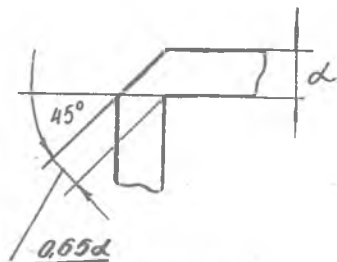
Как говорилось в п. 3.4.1, конструктивные параметры элементов высокочастотных цепей, располагаемых на плате умножителей частоты, зависят от толщины и диэлектрической проницаемости материала подложки. Поэтому, если параметры не заданы предварительно, ими необходимо задаться. В настоящее время в качестве материалов подложек используются различные СВЧ диэлектрики, параметры которых приведены, например в работе [21]. Наиболее часто применяемыми на частотах больше 3 ГГц является поликор ( $\epsilon = 9,8$ ), на частотах меньше 3 ГГц - ситалл КП-10 ( $\epsilon = 10$ ) и КП-15 ( $\epsilon = 15$ ).

Чем меньше толщина подложки, тем меньше размеры микрополосковых линий и, следовательно, что очень важно для умножителей в модулях АФАР, меньше габариты ВЧ цепей умножителя. В настоящее время серийно освоены подложки из поликора толщиной 0,5 мм, из ситалла толщиной 0,5 и 1 мм.

Для известных значений  $\epsilon$  и толщины подложки на основе данных электрического расчёта (длин линий и их волновых сопротивлений) по графикам в работах [19-21] определяются длины и ширины полосковых линий на выбранных подложках.

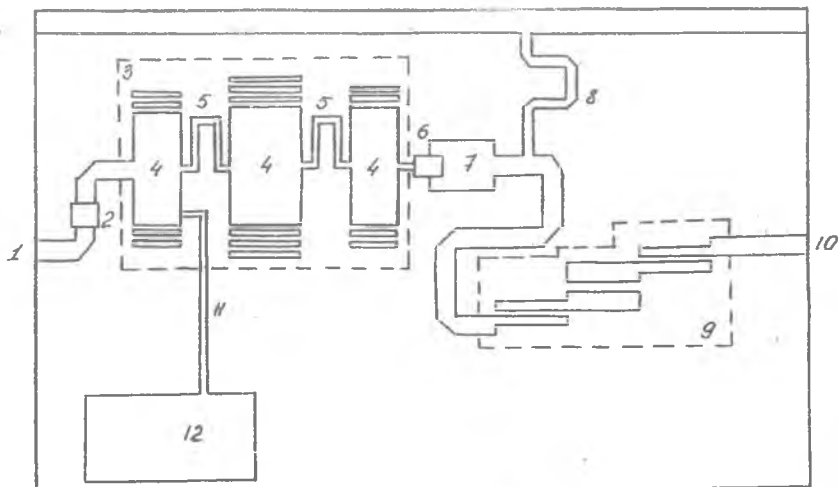
После этого осуществляется компоновка полосковых линий на плате для минимизации ее размеров. При этом допускается изгиб полосковых линий под углом  $90^\circ$  как показано на рис. 24, а также приближение их к краю подложки или друг к другу на расстояние, не меньше трех толщин подложки.

Короткое замыкание четвертьволновых отрезков линий осуществляется либо через металлизированные отверстия в подложке, либо через заземленные металлизированные слои, наносимые сверху по краям подложки и соединенные при помощи металлизации торца подложки с ее заземленным проводником.



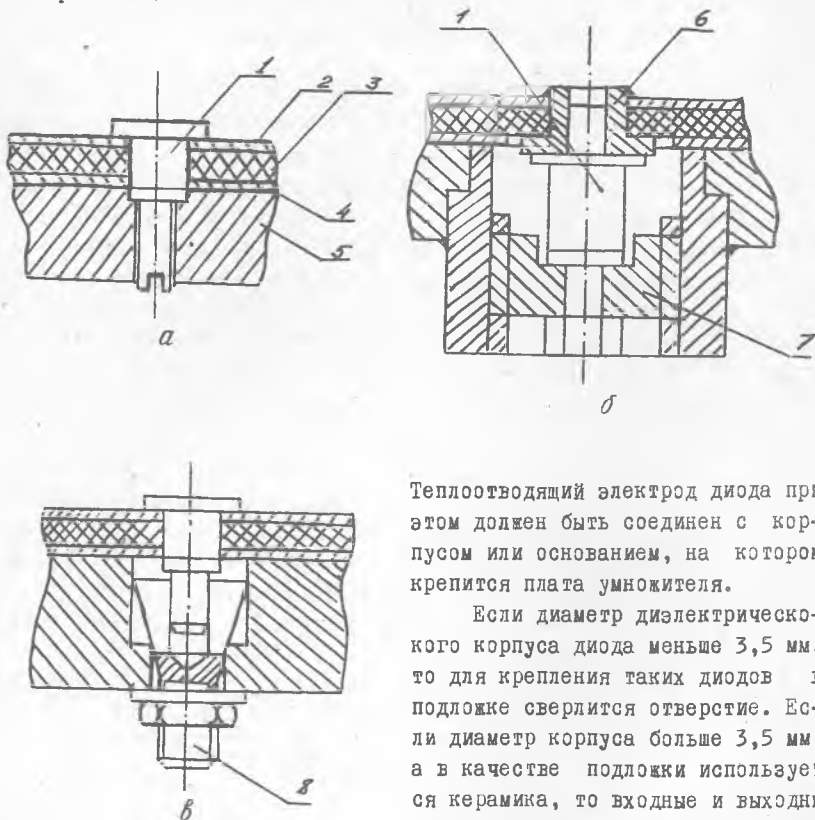
Р и с. 24.

Пример компоновки на плате электромагнитных цепей улитерителя частоты последовательного типа (топология микрополоскового умножителя частоты) дан на рис. 25. На нем: 1 - вход; 2 - разделительный конденсатор; 3 - ФНЧ; 4 - емкостный элемент фильтра; 5 - индуктивный элемент; 6 - диод; 7 - согласующий трансформатор; 8 - четвертьволновый короткозамкнутый шлейф; 9 - ППФ; 10 - выход; 11 - блокировочный шлейф; 12 - проходной конденсатор. Насечки по краям емкостных элементов ФНЧ служат для его настройки на заданные параметры. В умножителях последовательного типа на микрополосковых линиях используются бескорпусные диоды (см. приложение), выводы которых крепятся к микрополосковым линиям при помощи пайки или термокомпрессии.



Р и с. 25.

В умножителях параллельного типа и в умножителях с волновым выходом используются корпусные диоды. Возможные варианты крепления диодов с винтовым выводом, с двумя цилиндрическими выводами и с одним цилиндрическим выводом представлены на рис. 26 1 - диод; 2 - полосок; 3 - диэлектрик; 4 - заземленный проводник; 5 - основание (корпус); 6 - опорная втулка; 7 - гайка с цангой; 8 - конусообразный цанговый зажим.



Р и с. 26.

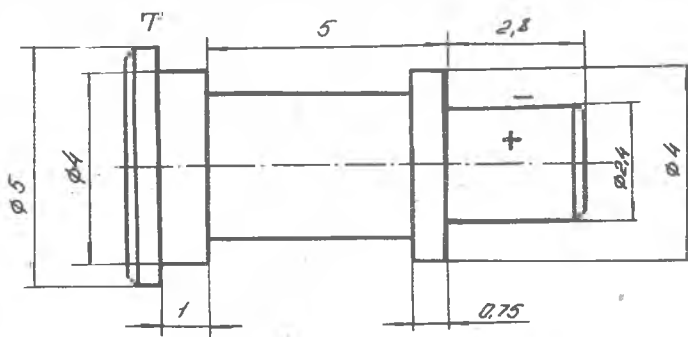
Теплоотводящий электрод диода при этом должен быть соединен с корпусом или основанием, на котором крепится плата умножителя.

Если диаметр диэлектрического корпуса диода меньше 3,5 мм, то для крепления таких диодов в подложке сверлится отверстие. Если диаметр корпуса больше 3,5 мм, а в качестве подложки используется керамика, то входные и выходные цепи умножителя выполняются на отдельных подложках. Полосковые линии этих подложек соединяются между собой либо верхним электродом диода, либо дополнительным плоским проводником ленточного типа.

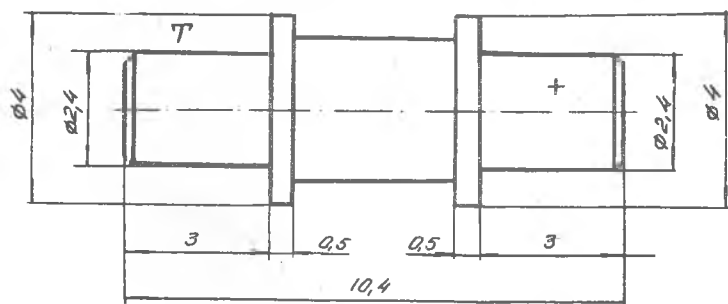
дуб собой либо верхним электродом диода, либо дополнительным плоским проводником ленточного типа.

В умножителях с волноводом теплоотводящий электрод закрепляется на широкой стенке волновода подобно рис. 23 или 26,б, а другой электрод вставляется в цапговый зажим, которым оканчивается центральный проводник коаксиальной линии, соединяющей волновод с микрополосковой линией.

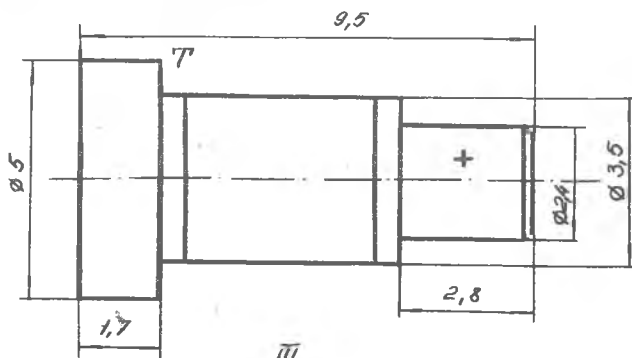
Типы корпусов и некоторые параметры варакторов, необходимые при конструировании умножителей приведены в приложении.



I

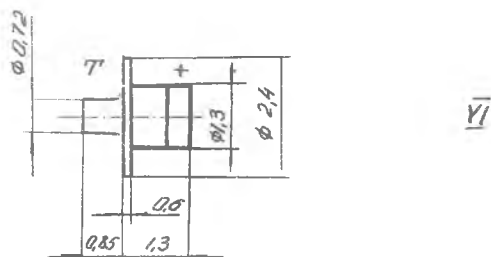
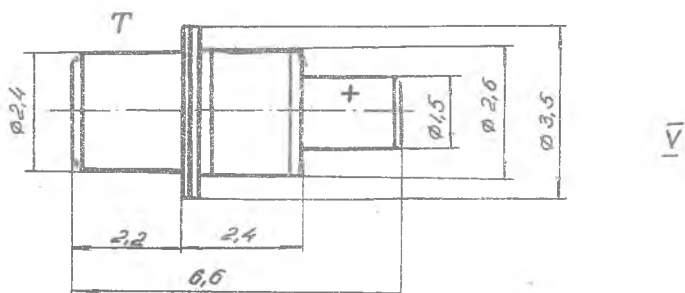
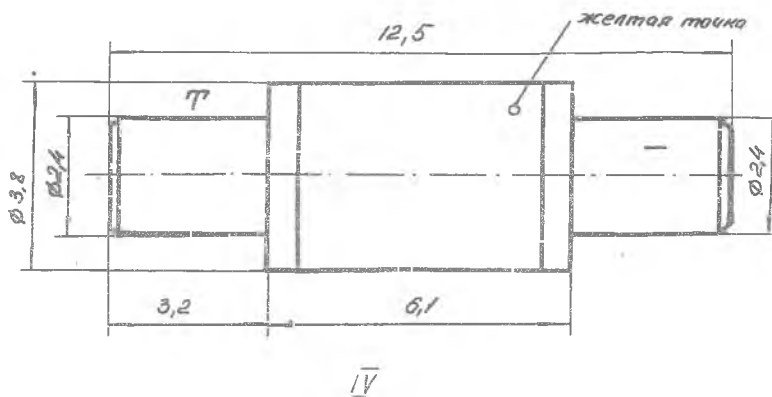


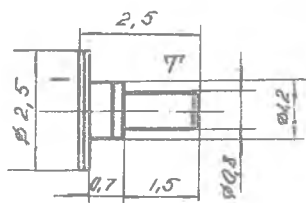
II



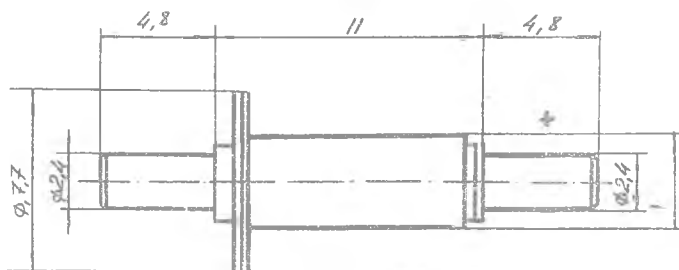
III



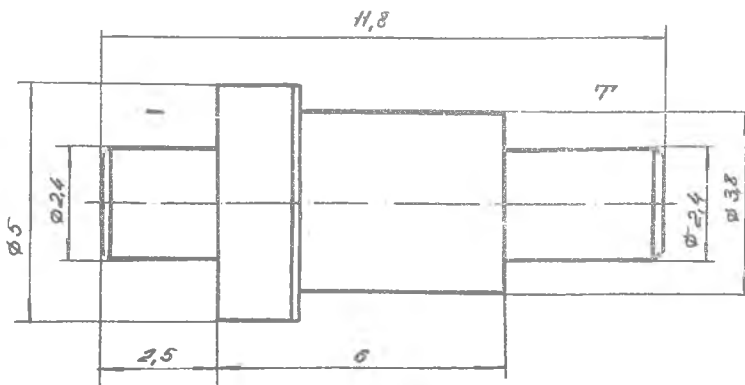




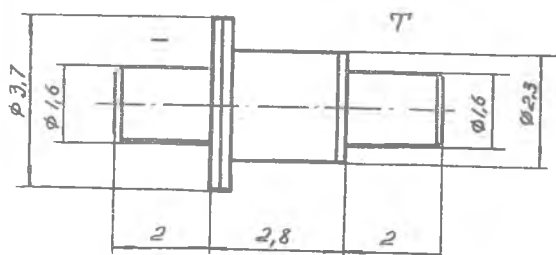
VII



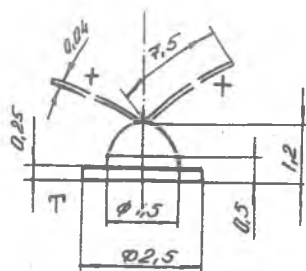
VIII



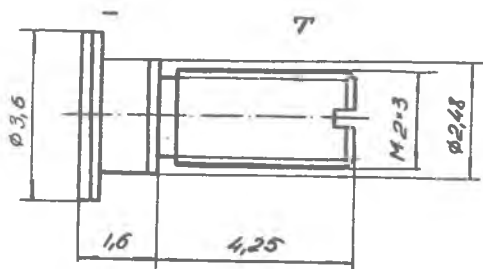
IX



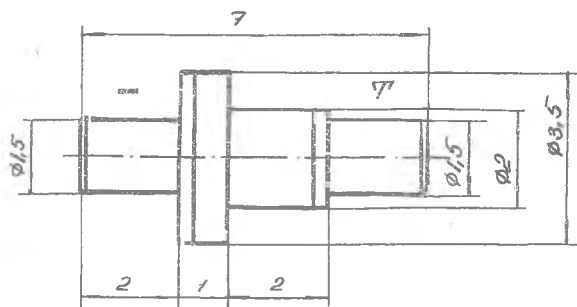
I



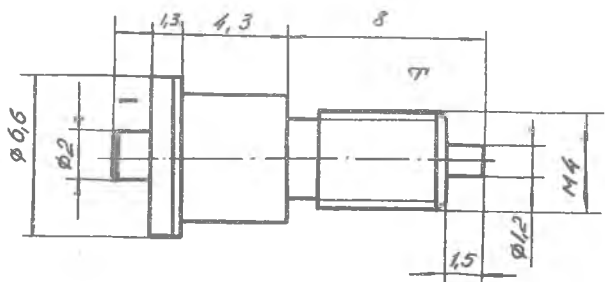
XI



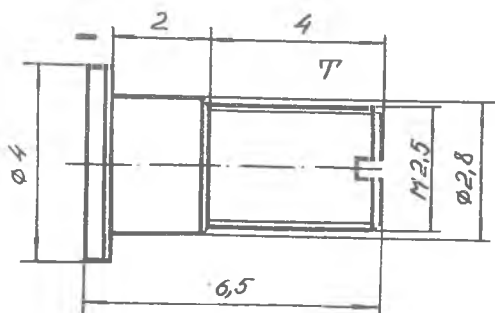
II



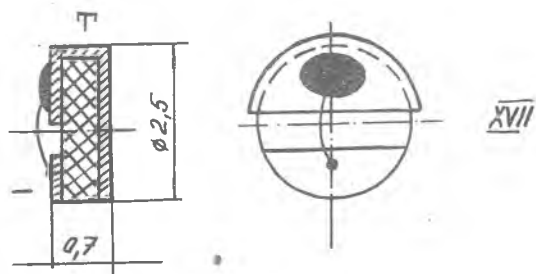
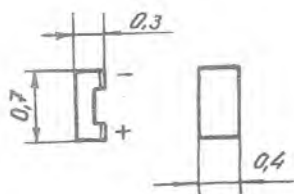
XIII



XIV



XV



Таблица

| Тип диода | $\gamma$ | $U_n, В$ | $C(U_n), нФ$ | $f_{max}, ГГц$ | $U_{проб}, В$ | $P_{р. доп}, Вт$ | $f_{вврн}, ГГц$ | $f_{ннжн}, ГГц$ | $\tau_{р}, нс$ | Вариант конструкции корпуса |
|-----------|----------|----------|--------------|----------------|---------------|------------------|-----------------|-----------------|----------------|-----------------------------|
| I         | 2        | 3        | 4            | 5              | 6             | 7                | 8               | 9               | 10             | II                          |
| КА601     | 1/2      | 4        | 0,2          | 100            | 12            | 0,15             |                 |                 |                | X                           |
| КА602А    | 1/3      | 4        | 4,7...8,7    | 15             | 60            | 2,5              | 0,67            | 0,01            | 100            | XШ                          |
| Б         | 1/3      | 4        | 2,7...4,7    | 25             | 60            | 1,5              | 0,67            | 0,0125          | 80             | УШ                          |
| В         | 1/3      | 4        | 1,7...2,7    | 35             | 45            | 1,0              | 0,83            | 0,016           | 60             | УШ                          |
| Г         | 1/3      | 4        | 1,2...1,7    | 50             | 45            | 0,75             | 1,25            | 0,025           | 40             | УШ                          |
| Д         | 1/3      | 4        | 1,0...1,3    | 60             | 30            | 0,5              | 1,25            | 0,025           | 40             | УШ                          |
| АА603А    | 1/3      | 4        | 0,5...1,5    | 100            | 20            | 0,4              |                 |                 |                | IX                          |
| Б         | 1/3      | 4        | 0,5...1,2    | 150            | 20            | 0,4              |                 |                 |                | IX                          |
| В         | 1/3      | 4        | 0,5...1,2    | 200            | 10            | 0,16             |                 |                 |                | IX                          |
| Г         | 1/3      | 4        | 0,5...1,2    | 250            | 15            | 0,25             |                 |                 |                | IX                          |
| КА604А    | 0        | 4        | 0,8...1,1    | 80...100       | 40            | 1,0              | 7               | 0,10            | 30             | УШ                          |
| Б         | 0        | 4        | 1,0...1,3    | 100...150      | 40            | 1,0              | 7               | 0,10            | 30             | УШ                          |
| КА605А    | 0        | 4        | 0,85...1,45  | 100            | 30            | 0,7              | 3,5             | 0,033           | 30             | X                           |
| Б         | 0        | 4        | 0,55...0,95  | 130            | 30            | 0,7              | 7               | 0,05            | 20             | X                           |
| КА606А    | 0        | 4        | 0,5...1,2    | 100...130      | 30            | 0,8              | 7               | 0,053           | 30             | XI                          |
| Б         | 0        | 4        | 0,3...0,7    | 100...130      | 30            | 0                | 8               | 0               | 30             | XI                          |
| АА607А    | 1/2      | 6        | 0,45...1,55  | 100            | 30            | 1,0              |                 |                 |                | IX                          |
| Б         | 1/3      | 4        | 1,25...3,5   | 80             | 45            | 5,0              |                 |                 |                | IX                          |
| КА609А    | 0        | 4        | 0,9...1,5    | 150            | 40            | 2,0              | 10              | 0,033           | 30             | X                           |

| I      | 2   | 3 | 4           | 5         | 6  | 7   | 8  | 9     | 10 | II  |
|--------|-----|---|-------------|-----------|----|-----|----|-------|----|-----|
| KAG09E | 0   | 4 | 0,5...I,I   | 150       | 40 | 1,0 | 10 | 0,033 | 30 | X   |
| AGI3A  | 1/3 | 6 | 4...8       | 10        | 80 | 10  |    |       |    | XIV |
| B      | 1/3 | 6 | 3...5       | 25        | 70 | 8   |    |       |    | XIV |
| AGI4A  | 1/3 | 6 | 0,22...0,52 | 320...400 | 20 | 0,4 | 7  | 0,1   | 10 | VII |

## ЛИТЕРАТУРА

1. Грановская Р.А., Шкаликов В.Н. Особенности применения в передающих активных антенных решетках модулей с умножением частоты. Известия вузов "Радиоэлектроника", т. XXI, № 2, 1978, с. 69-73.
2. *Ahamed S. V., Irvin J. F., Seidel H. Study and fabrication of a frequency divider-multiplier scheme for high-efficiency microwave power. IEEE Trans, 1976, 24, no. 2, p. 243.*
3. Ардабьевский А.И., Новосартов М.Т. Антенны с электрическим сканированием. - В сб.: Современные проблемы антенно-волноводной техники. 1967, с. 110.
4. Тробов С.А., Бычков С.И. Радиопередающие устройства. - М.: Советское радио", 1969.
5. Аналоговый метод управления формой диаграммы направленности антенной решетки. Электроника, 1976, № 7, с. 34.
6. Проектирование активных элементов модулей АФАР. Пособие по курсовому проектированию. Ч. I. Под ред. Р.А.Грановской МАИ, 1980.
7. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. - М.: Связь, 1972.
8. Каганов В.И. Транзисторные радиопередатчики. - М.: Энергия, 1976.
9. Бизель А.А., Пилддон В.Н. Методы расчета оптимальных параметров умножителей частоты на нелинейной емкости полупроводниковых диодов. - В сб.: Электроника и ее применение. Т. 5, 1973.
10. *Burckhardt C. B. Analysis of varactor frequency multipliers for arbitrary capacitance variation and drive level. BST. J. 1965, № 4, p. 675-692.*
11. Нейман М.С. Полупроводниковые каскады радиопередающих устройств. Учебное пособие по курсу "РПУ", МАИ, 1977.
12. Проектирование модулей СВЧ. Диодные генераторы, усилители и умножители частоты. Конспект лекций. Под ред. Г.П.Земцова. МАИ, 1976.



13. Д ж о н с т о н , Б у т р о й д. Умножители частоты на нелинейных элементах с накоплением заряда. ТИИЭР, 1968, т. 56, № 2, с. 36-45.
14. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Под ред. Р.А.Валитова, И.А.Попова. - М.: Советское радио, 1973.
15. К у к К.И., С о к о л и н с к и й В.Г. Передающие устройства многоканальных радиорелейных систем связи. - М.: Связь, 1968.
16. В и з е л ь А.А. и др. Экспериментальное исследование умножителей частоты на полупроводниковых диодах в диапазоне 18-70 ГГц. - В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. - М.: Советское радио. вып. 23, с. 246-261.
17. В и з е л ь А.А. и др. Исследование варакторных умножителей частоты с диэлектрическими холостыми контурами. - В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение. - М.: Советское радио, вып. 26, 1977, с. 171-181.
18. Л е б е д е в И.В. Техника и приборы СВЧ, ч. I. - М.: Высшая школа, 1970.
19. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ. Под ред. Г.М.Уткина. - М.: Советское радио, 1979.
20. М а л о р а ц к и й Л.Г., Я в и ч Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. - М.: Советское радио, 1972.
21. Г р а н о в с к а я Р.А., П е т р о в С.Б. Проектирование СВЧ-цепей транзисторных генераторов с внешним возбуждением, выполняемых в виде гибридных интегральных схем. - М.: МАИ, 1977.
22. А з а р ь е в а Т.Ю., М а г н у ш е в с к и й В.Р. К расчету радиальных заградительных фильтров СВЧ. Радиотехника и электроника, 1968, № 5. с. 9.
23. Проектирование радиопередающих устройств. Под ред. В.В.Шахгильдяна. - М.: Связь, 1976.
24. К а г а н о в В.И. СВЧ полупроводниковые передатчики. - М.: Радио и связь, 1981.
25. А. т о л ы и устройства СВЧ. Под ред. Д.И.Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1981.

## О Г Л А В Л Е Н И Е

|   |    |
|---|----|
| 1. Структурные схемы модулей АФАР с умножением частоты .....                      | 3  |
| 2. Умножители частоты с использованием нелинейной емкости р-п перехода .....      | 10 |
| 3. Порядок проектирования умножителя частоты на диоде с нелинейной емкостью ..... | 22 |
| 3.1. Выбор схемы умножителя частоты .....   | 22 |
| 3.2. Выбор диода и режима его работы .....  | 24 |
| 3.3. Порядок энергетического расчета умножителя частоты .....                     | 28 |
| 3.3.1. Двухконтурные умножители частоты .....                                     | 28 |
| 3.3.2. Утроители частоты с холостым контуром .....                                | 35 |
| 3.4. Электрический расчет электромагнитных цепей умножителя .....                 | 40 |
| 3.4.1. Высокочастотные цепи умножителя частоты .....                              | 40 |
| 3.4.2. Цепи питания .....   | 50 |
| 3.5. Основы конструирования умножителей частоты .....                             | 52 |
| 3.6. Приложения .....   | 56 |
| 3.7. Список литературы .....  | 64 |

Любовь Васильевна Макарова  
Виктор Николаевич Шкаликов

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ  
НА ДИОДАХ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТЬЮ Р-П ПЕРЕХОДА

Учебное пособие

Редактор Н.В. К а с а т к и н а  
Техн.редактор Н.М. К а л е н ю к  
Корректор С.С. Р у б а н

Подписано в печать 27.11.81 г. В000317.  
Формат 60x84 1/16. Бумага оберточная белая.  
Печать оперативная. Усл.п.л. 4,1. Уч.-изд.л.4,0.  
Тираж 600 экз. Заказ № 7284 . Цена 15 коп.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени  
авиационный институт имени С.П.Королева,  
г. Куйбышев, ул. Молодогвардейская, 151.  
Областная типография имени В.П.Мяги,  
г. Куйбышев, ул. Венцека, 60.