

СЗ44.3а

Д-797

13/Х-69

СООБЩЕНИЯ  
ОБЪЕДИНЕННОГО  
ИНСТИТУТА  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

13 - 4537



Л.И.Дубровина, В.В.Зотов, А.И.Калинин,  
А.Я.Спасов

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕДУСИЛИТЕЛИ  
ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ  
ЯДЕРНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ И ИХ ВОЗМОЖНОСТИ

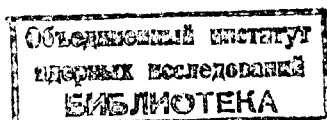
ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

1969

13 - 4537

Л.И.Дубровина, В.В.Зотов, А.И.Калинин,  
А.Я.Спасов

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕДУСИЛИТЕЛИ  
ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ  
ЯДЕРНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ И ИХ ВОЗМОЖНОСТИ.



Возможность использования параметрических видеоусилителей для полупроводниковых детекторов ядерных излучений показана в /1/, где без охлаждения получено разрешение  $\frac{1}{2}\Delta^{Ge}$  (кэВ) = 1,4 + 0,02 С (пф). Слабая зависимость шума от емкости ( $0,02 \frac{кЭВ}{пф}$ ) свидетельствует о малой величине эквивалентного шумового сопротивления ( $R_s \approx 50$  ом).

Параметрическим видеоусилителям неядерного применения посвящено довольно много работ /2+11/, в которых показано, что в таких усилителях можно получить низкий уровень шума.

В данной работе рассмотрены усилительные и шумовые свойства двух известных типов параметрических видеоусилителей - резонаторного и генераторного применительно к полупроводниковым детекторам ядерных излучений. Показано, что в резонаторном параметрическом усилителе (РПУ) нелинейность емкости ограничивает максимальную допустимую величину накачки и минимальное шумовое сопротивление.

В генераторном параметрическом усилителе (ГПУ)  $R_s$  в значительной степени определяется шумами генераторов накачки, которые без больших усложнений устранить трудно.

С использованием высокочастотных варикапов экспериментально получен уровень шума, соответствующий  $\frac{1}{2}\Delta^{Ge}$  (кэВ) = 1,2+0,045 С (пф).

### Резонаторный параметрический усилитель

Блок-схема РПУ показана на рис. 1а. На колебательный контур, состоящий из  $L$  и параметрических диодов, поступает напряжение накачки  $E$  с частотой  $\omega$ , примерно равной частоте контура  $\omega_k$ . Напряжение сигнала, поступающее с полупроводникового детектора, меняет емкость диодов и расстраивает контур относительно частоты накачки. Таким образом, происходит модуляция колебаний накачки по амплитуде. После усиления и детектирования выделяется видеосигнал.

Для маломушящего усиления практически более приемлема схема РПУ балансного типа (рис. 1б), так как в этой схеме выходной сигнал не содержит напряжения генератора накачки и его шумов. Для такого усилителя коэффициент преобразования, т.е. отношение изменения амплитуды высокочастотного напряжения на контуре к входному сигналу, равно  $\sqrt{2,10}$

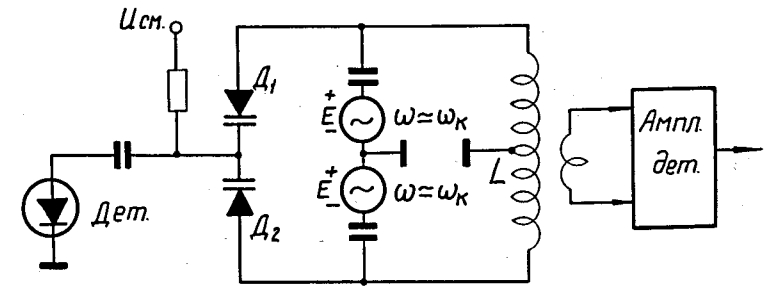
$$K_{\Pi} = \beta_1 EQ \frac{\sqrt{1 + (\gamma - 2\Delta Q)^2}}{1 - \gamma^2 + (2\Delta Q)^2} \quad (1)$$

Здесь  $\gamma = \frac{\beta_2 E^2}{2} Q$  - коэффициент регенерации,  $Q$  - добротность контура,  $\Delta = \frac{\omega - \omega_k}{\omega_k}$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  - коэффициенты, характеризующие первую и вторую гармонику изменения емкости варикапа от накачки  $C(E) = C_0(1 - \beta_1 E + \beta_2 E^2)$ . Точные значения  $\beta_1$  и  $\beta_2$  можно найти по графикам <sup>/3/</sup>. Для приближенных вычислений можно использовать первые члены разложения в степенной ряд

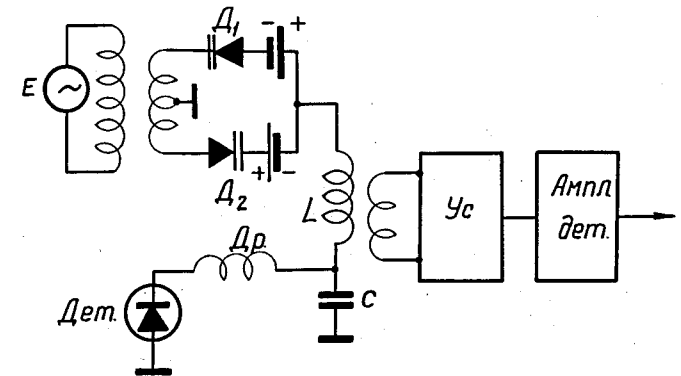
$$\beta_1 = -\frac{1}{C_0} \frac{dC}{dU_0} = \frac{1}{nU_0}, \quad \beta_2 = \frac{1}{2C_0} \frac{d^2C}{dU_0^2} = \frac{n+1}{2n^2} \frac{1}{U_0^2} \quad (2)$$

$U_0 = U_{см} + \phi_k$  - начальное смещение варикапа.

Для сплавных диодов  $n = 2$ ,  $\beta_1 = \frac{1}{2U_0}$  и  $\beta_2 = \frac{3}{8U_0^2}$ . Для диффузионных диодов  $n = 3$ ,  $\beta_1 = \frac{1}{3U_0}$  и  $\beta_2 = \frac{2}{3U_0^2}$ . Ошибка при использовании этих коэффициентов невелика, если  $a = \frac{E}{U_0} \leq 0,7$ . С увеличением  $a \approx 0,7$



а)



б)

Рис.1. Блок-схема резонаторного параметрического усилителя (РПУ); а) небалансного; б) балансного.

ошибка растет и при  $a \approx 0,95$  действительные значения  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  примерно в 2 раза выше, чем найденные по формулам (2). Для оценки предельных значений  $K$  и  $R_s$  можно считать, что при  $a \approx 1$

$$\beta'_1 = 2 \beta_1 \quad \beta'_2 = 2 \beta_2 \quad (3)$$

В дальнейшем при расчетах будем полагать, что используются сплавные варикапы.

Согласно (1), устойчивое усиление возможно при условии  $1 + (2 \Delta Q)^2 > \gamma^2$ . Устойчивость повышается при увеличении расстройки  $\Delta$ . Положим, что  $2 \Delta Q = 2$ , т.е. допускаем расстройку, равную полосе пропускания контура  $\Pi$ . Тогда условие устойчивости запишется как  $\gamma^2 < 5$ . Пусть  $\gamma^2 = 4$ , при этом коэффициент преобразования равен  $K_{\Pi} = \beta EQ = 0,5Q$ . Учитывая, что  $a = \sqrt{\frac{2}{3/16 Q}}$ ,

$$K_{\Pi} \approx 1,6 \sqrt{Q} \quad (4)$$

Более характерной является величина коэффициента передачи от детектора до входа резонансного усилителя  $K$ , который назовем коэффициентом усиления.

Если транзистор имеет входное сопротивление  $R$ , то оптимальный коэффициент связи с контуром  $\Pi = \sqrt{\frac{R_{oc}}{R}}$ , откуда  $K = \frac{1}{2\Pi} K_{\Pi} = 0,8 \sqrt{R/\rho}$ . Здесь  $R_{oc}$  — эквивалентное резонансное сопротивление,  $\rho$  — волновое сопротивление контура.

Коэффициент усиления не зависит от добротности. Это объясняется тем, что при заданной степени регенерации ( $\gamma < 2$ ) при увеличении  $Q$  необходимо уменьшать глубину модуляции емкости.

Если бы можно было устранить регенерацию ( $\beta_2 = 0$ ), то имели бы (при  $a \approx 1$ ):

$$K_{\Pi} \approx Q, \quad K \approx 0,5 \sqrt{\frac{R}{\rho}} Q \quad (5)$$

Полоса пропускания в обоих случаях равна  $\frac{1}{2} \frac{\omega_k}{Q} = \frac{\Pi}{2}$ .

Шумовые свойства параметрического видеоусилителя можно характеризовать, как обычно, параллельным и последовательным эквивалентными сопротивлениями. При этом параллельное сопротивление  $R_g$  определяется обратными токами варикапов и детектора, сопротивлениями смешения, утечек. Последовательное шумовое сопротивление  $R_s$  определяется потерями в параметрическом контуре в основном из-за активного сопротивления  $r_d$  параметрического диода. В  $R_s$  входят также шумы генератора накачки, последующих усилительных каскадов и демодулятора.

Параметрический принцип усиления не имеет никакого преимущества перед обычным по величине  $R_g$ , так как обратный ток варикапов вряд ли может быть существенно меньше тока затвора в полевом транзисторе, поскольку в обоих случаях природа этих токов одинакова (обратный ток р-п перехода).

Возможное преимущество параметрических усилителей только в малой величине  $R_s$ .

Последовательное эквивалентное шумовое сопротивление РПУ равно /10/

$$R_s = \frac{F r_d}{(\beta_1 E)^2} \frac{2}{1 + \gamma^2}$$

Для

$$\gamma = 2 \quad R_s^P = 0,15 F \rho = \frac{0,15 F}{\omega C_0} \quad (6)$$

В случае  $\beta_2 = 0$ ,

$$R_s = \frac{2 F r_d}{(\beta_1 E)^2} = \frac{2 F}{(\beta E)^2 Q \omega C_0} \quad (7)$$

Суммарный шумовой вклад от  $R_s$  пропорционален  $R_s (C_{дет} + 2C_0)^2$ , откуда оптимальная величина емкости варикапа  $C_0 = \frac{1}{2} C_{дет}$ .

Увеличение частоты накачки ограничено, так как выше 100 МГц коэффициент шума транзисторов  $F$  резко возрастает. В диапазоне 50-100 МГц  $F = 2+3$ .

$R_s$  не зависит от  $Q$ . Однако нельзя использовать варикапы с очень малым  $Q$ , т.к. при этом возрастает мощность генератора накачки

$$P = \frac{E^2 \omega C_0}{2Q}$$

Оценим  $R_s^P$  и  $R_s$  для  $C = 30$  пф,  $C_0 = 15$  пф,  $f = 50$  МГц.  
 $Q = 200$  ( $r_d = 1$  ом):  $R_s^P = 60 + 90$  ом. Для подсчета  $R_s$  положим, что  $a=1$  и согласно (3) и (7):  $R_s = 4 + 6$  ом.

Как видно, для маломушящего усиления необходимо уменьшать нелинейность емкости  $\beta_2$ , например, технологическим путем или применением специальной негармонической накачки [10].

В [9] показано, что устранить влияние  $\beta_2$  можно при фазовом детектировании. По-видимому, это позволит реализовать маломушящие свойства РПУ более простым путем.

#### Генераторный параметрический усилитель

Если на параметрический контур подать напряжение накачки с частотой  $\omega_H \approx 2\omega_k$ , то при достаточной величине накачки в контуре возникнут субгармонические колебания с частотой  $\omega = \frac{\omega_H}{2}$ . Уровень этих колебаний  $A$  зависит от величины накачки и от расстройки

$$\Delta = \frac{\omega - \omega_k}{\omega_k} \quad [12]$$

$$A^2 = \frac{4}{3Q\beta_2} \sqrt{\beta_1^2 Q^2 E^2 - 1} - 2E^2 - \frac{8}{3} \frac{\Delta}{\beta_2}$$

Обычно  $\lambda = \beta_1 Q E \gg 1$ , тогда

$$A^2 = \frac{4}{3} \frac{\beta_1}{\beta_2} E - 2E^2 - \frac{8}{3} \frac{\Delta}{\beta_2} \quad (8)$$

На рис. 2 показана блок-схема ГПУ и зависимости  $A(\Delta)$  для разных  $E$ .

Коэффициент преобразования  $K_{II}$  для ГПУ можно определить как производную  $A$  по  $U_0$ . Полагая, что  $E$ ,  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  и  $\Delta$  зависят от  $U_0$ , найдем:

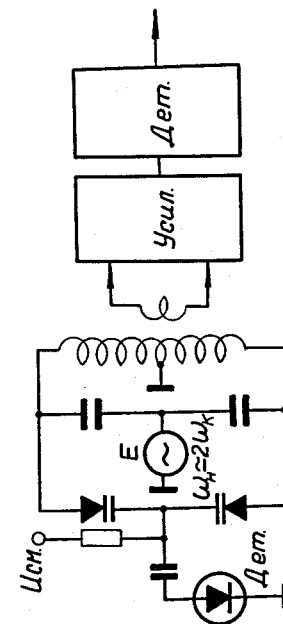
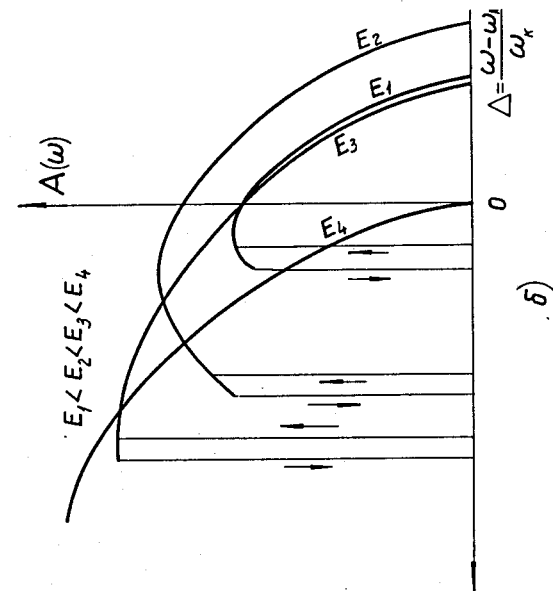


Рис. 2. а) Блок-схема генераторного параметрического усилителя (ГПУ). б) Резонаторные кривые ГПУ.

$$K_{\Pi} = \frac{dA}{dU_0} = \frac{4}{3A} \frac{n}{n+1} \{ [U_0 - \frac{3}{2} \frac{n+1}{n} E] E' + E + U_0 - 4n U_0 \Delta \}. \quad (9)$$

Максимальный коэффициент преобразования соответствует малым амплитудам.

Подставив в (9)  $\Delta = \Delta_{\text{макс}}$ , соответствующее  $A \approx 0$ , получим:

$$K_{\Pi} = \frac{3}{4} \frac{n}{n+1} \frac{U_0}{A} \left[ \left(1 - \frac{3}{2} \frac{n+1}{n} a\right) E' + 1 - a + a^2 \right].$$

$E' = \frac{dE}{dU_0}$  показывает зависимость уровня накачки от сигнала. Эта зависимость возникает при резонансной накачке, которую можно получить при соответствующей настройке. В сущности,  $E'$  представляет собой коэффициент усиления РПУ, образуемый в том же контуре на частоте накачки, т.к. для генератора накачки варикапы включены параллельно и

$$\omega_n \approx 1/\sqrt{2C_0} \frac{L-M}{2}.$$

Если  $E' = 0$ , коэффициент преобразования равен:

$$K_{\Pi} = \frac{3}{4} \frac{n}{n+1} \frac{U_0}{A} (1 - a + a^2). \quad (10)$$

Увеличение  $U_0$  ограничено ростом обратного тока варикапов. Обычно  $U_0 = 1+3$  в. Оптимальная величина  $A$  определяется шумовыми и частотными свойствами. Шум ГПУ следует рассматривать как шум генератора. Анализ шумов осциллирующих систем посвящена монография [12]. Частотный спектр амплитудных флуктуаций томсоновского генератора и его инерционность характеризуются предельным циклом  $p$ . При этом эквивалентное шумовое сопротивление генератора, отнесенное к сетке лампы, равно

$$R_s = \frac{R_{oo}}{K_{\Pi}^2} \frac{\Pi}{2p} \quad \text{где} \quad \Pi = \frac{\omega}{Q}. \quad (11)$$

В параметрическом генераторе ширина спектра амплитудных флуктуаций в общем случае описывается тремя частотами

$$S(\Omega) = \frac{\Omega^2 + d_3^2}{(\Omega^2 + d_1^2)(\Omega^2 + d_2^2)}, \quad (12)$$

где

$$d_1 = \frac{\Pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\Pi} q\lambda}\right) \quad d_3 = \Pi\lambda,$$

$$d_2 = \frac{\Pi}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4}{\Pi} q\lambda}\right) \quad q = \frac{3}{4} \omega \beta_2 A^2.$$

В нашем случае амплитуда  $A$  мала и спектр с достаточной точностью определяется одной граничной частотой  $d_1 = q\lambda$ . С увеличением  $A$  возрастает роль  $d_2$  и при  $q\lambda = \frac{\Pi}{4}$   $d_1 = d_2 = \frac{\Pi}{2}$ . При дальнейшем увеличении  $A$  переходная характеристика становится колебательной.

Таким образом, предельное значение  $p \approx \frac{\Pi}{3}$  и, значит, быстродействие ГПУ примерно такое же, как РПУ.

Из  $q\lambda = \frac{\Pi}{4}$  находим  $A^2 = \frac{1}{3Q^2 \beta_1 \beta_2 E}$  и подставляя его значение в (10), получаем

$$K_{\Pi}^2 = \frac{16}{3} \left(\frac{n}{n+1}\right)^2 U_0^3 Q^2 \beta_1 \beta_2 (1 - a + a^2) a.$$

При  $a \approx 1$ ,  $K_{\Pi} \approx \frac{3}{\sqrt{n(n+1)}} Q$  и  $R_s^r \approx r_d F$ . Для  $Q = 200$ ,  $r_d = 1$  ом,  $F = 2+3$ ,  $R_s^r = 2+3$  ом.

В общем случае, когда  $E' \neq 0$ , коэффициент усиления может быть значительно выше:

$$K_{\Pi}' = 1,8 \sqrt{\frac{a}{n}} Q \left(1 - \frac{3}{2} \frac{n+1}{n} a\right) E'.$$

Максимальное усиление (при  $a \approx \frac{1}{6}$  или при  $a \approx 1$ ) примерно в  $E'$  раз больше, чем  $K_{\Pi}$ . Однако в этом случае дополнительное усиление реализуется в РПУ небалансного типа и хотя напряжение накачки не проходит на выход схемы, амплитудные флуктуации генератора накачки переносятся на субгармонику. Таким образом, усиление на счет реакции накачки происходит с  $R_s^H \geq R_s^P$  по формуле (5). Результирующее

$R_s^{\Gamma+N}$ , по-видимому, лежит в диапазоне от  $R_s^{\Gamma}$  до  $R_s^N$  в зависимости от величины  $E'$  и выбора режима ГПУ.

### Эксперимент

Для экспериментального измерения  $R_s$  был изготовлен генераторный параметрический усилитель по схеме, показанной на рис. 3. Использовались варикапы с плавным переходом, имеющие при  $U_{CM} = 4$  в  $Q > 200$  на частоте 50 Мгц,  $C_0 \approx 10$  пф,  $I_{обр.} = 0,2$  на.

Фильтр с переменной емкостью между детектором и контуром необходим для точной подстройки контура на частоту накачки. Практически подстройка производилась с помощью измерителя частотных характеристик. Частота накачки 152 Мгц и субгармоники - 76 Мгц.

Резонансный усилитель выполнен на высокочастотных биполярных транзисторах с  $\beta = 13$  на  $f = 100$  Мгц и  $F = 2$ . В качестве колебательного контура в.ч. усилителя использовался короткозамкнутый отрезок радиочастотного кабеля. В отличие от контура с сосредоточенной  $L$  такая схема обеспечивает большее усиление ( $K_{в.ч.} \approx 75$ ) и, главное, лучшую устойчивость.

Зависимость  $A$  от частоты накачки показана на рис. 4. При некоторой накачке  $E_1$ , равной 180 условным единицам, усиление равно 0. Лучшее усиление и время нарастания наблюдается при  $E < E_1$ . С увеличением  $A$  усиление  $K$  и время нарастания  $t$  падают (рис. 5а).  $K/t$  максимально при  $A \approx 50$  мв.

Характерная зависимость выходного импульса, шума, отношения шума к сигналу  $\Delta$  и оптимальной амплитуды  $A$  от коэффициента связи с контуром приведены на рис. 5б.

В качестве генераторов накачки использовались стандартные генераторы Г-4-44 и ГСС-12. Для исключения аддитивных помех между усилителем и генератором включался фильтр - резонатор с перестраиваемой частотой. По уровню шума существенной разницы в этих генераторах не замечено.

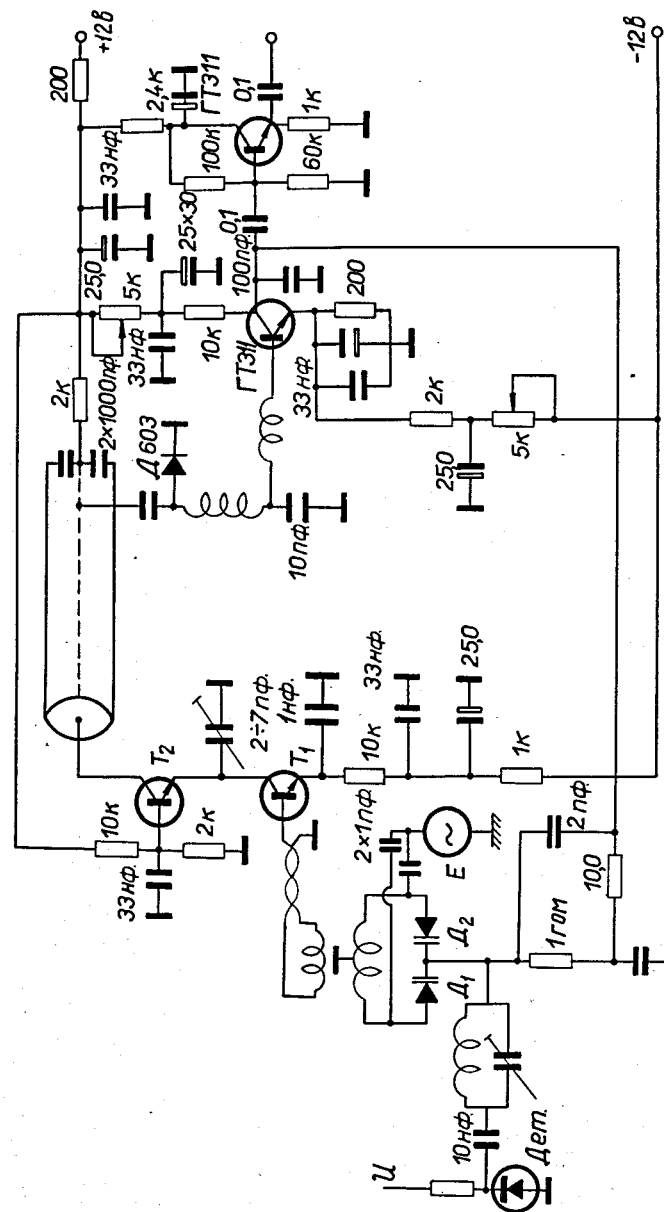


Рис.3. Принципиальная схема параметрического предусилителя.



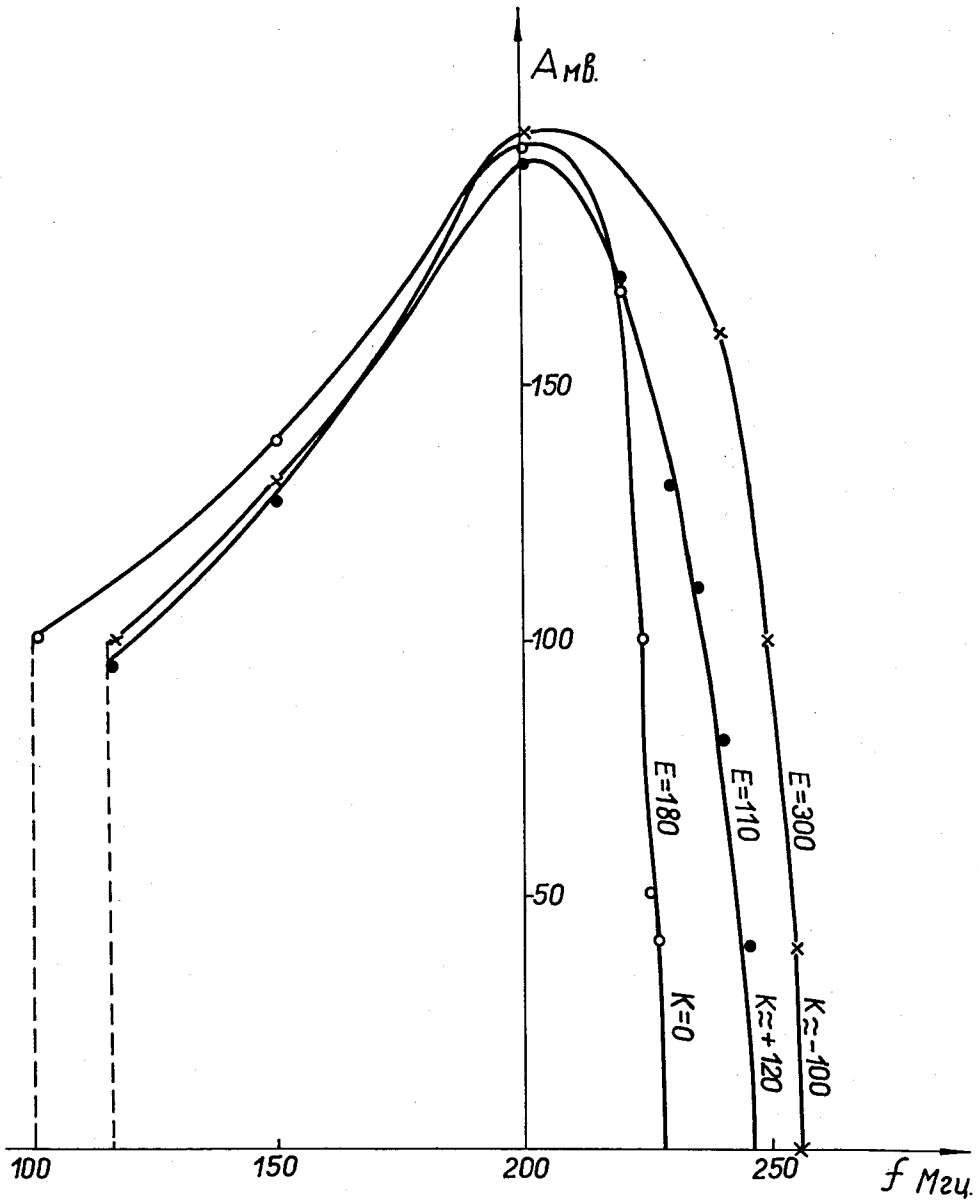
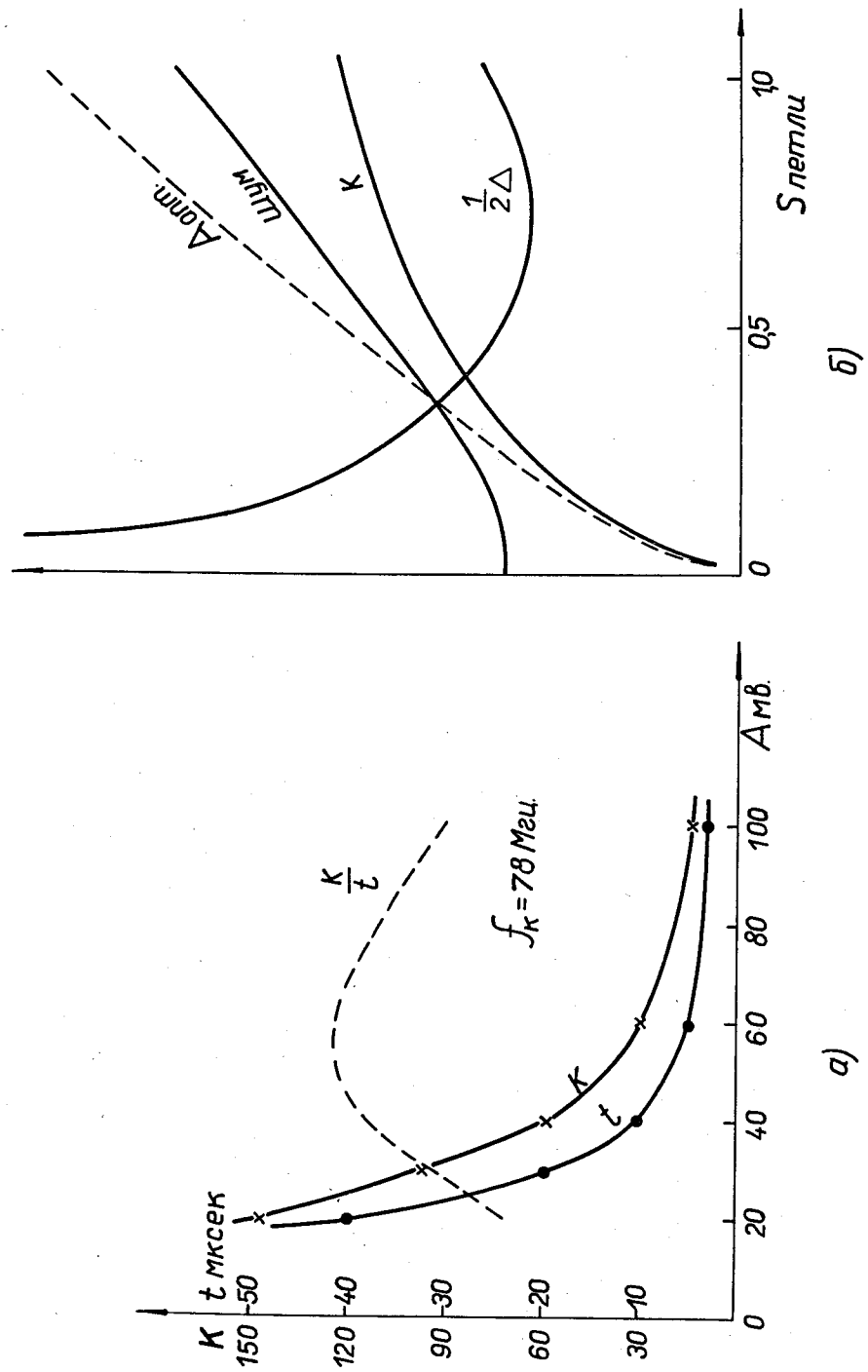


Рис.4. Экспериментальные зависимости уровня субгармоники от частоты накачки для ГПУ с резонансной накачкой (величина накачки  $E$  в условных единицах).



а)

б)

Рис.5. а) Зависимость коэффициента преобразования и времени нарастания импульса от амплитуды субгармоники на входе транзистора.  
 б) Характерная зависимость оптимальной амплитуды субгармоники (на входе транзистора), шума, коэффициента усиления  $K$  и разрешения  $\frac{1}{2}\Delta$  от площади  $S$  петли связи с параметрическим контуром.

При нулевой емкости уровень шума ГПУ эквивалентен  $\frac{1}{2}\Delta G_e = 1,2$  кэв, при емкости  $C = 40$  пф,  $\frac{1}{2}\Delta G_e = 3,0$  кэв, что соответствует наклону  $0,045 \frac{\text{кэв}}{\text{пф}}$  и  $R_s = 160$  ом. (для  $\tau_{\text{дифф}} = \tau_{\text{инт}} = 1,5$  мксек).

Для измерения шумового вклада транзисторного усилителя на его вход подавалась синусоида, соответствующая по амплитуде  $A_{\text{онм}}$ . Шумовой вклад транзистора и демодулятора составил 30% от общего шума.

Эта же конструкция использовалась как небалансный РПУ. Для накачки на частоте контура использовались два противофазовых напряжения, которые снимались с двух точек кабеля, отстоящих друг от друга на  $\lambda/2$  и подавались раздельно на каждый варикап. Получено максимальное усиление  $K \approx 20$ , время нарастания (без обратной связи) 0,5–1 мксек, но уровень шума существенно больше ( $\approx 5$  кэв). При увеличении накачки схема становится неустойчивой даже при небольшом усилении.

### З а к л ю ч е н и е

1. Резонаторные параметрические предусилители в принципе могут обеспечить  $R_s = 4+6$  ом, однако, нелинейность емкости  $\beta_2$  ограничивает максимальную величину накачки и реальное  $R_s$  на порядок больше. Перспективным представляется применение фазового демодулятора<sup>9/</sup>.

2. В генераторном параметрическом усилителе минимальное  $R_s = 2+3$  ом, но требуется большая мощность накачки.

3. Использование в генераторном параметрическом усилителе резонансной накачки позволяет значительно увеличить коэффициент усиления, но за счет небалансного усиления РПУ, при котором существенны шумы генератора накачки.

4. Оптимальная величина емкости варикапа равна  $1/2 C$ .

5. Максимальная полоса пропускания параметрических усилителей примерно одинакова:  $(\frac{1}{2} + \frac{1}{3}) \frac{\omega_k}{Q}$ . Увеличение частоты накачки ограничивается мощностью генератора накачки и коэффициентом шума резонансного усилителя.

6. Практическое использование параметрических предусилителей ограничивается следующими причинами:

- 1) сложность настройки усилителя,
- 2) шум генераторов накачки,
- 3) коэффициент шума и устойчивость резонансного усилителя.

В заключение авторы благодарят Ю.К. Акимову, А.А. Белову, К.К. Лихареву за полезные дискуссии.

### Л и т е р а т у р а

1. V.Radeka, R.L.Chase. IEEE Trans., NS-13, N3, 477 (1966).
2. J.R.Biard. Proc. IEEE v.51, N2, 298 (1963).
3. Л.А. Блэкуэлл, К.Л. Коцебу. Параметрические усилители на полупроводниковых диодах (Перев. с англ.) Изд. "Мир", Москва, 1964.
4. И.А. Болошин, М.Е. Герценштейн. Радиотехника и электроника, 11, 5, 916 (1966).
5. W. Eckardt. Proc. IRE, 50, 148 (1962).
6. Н.Д. Порошин. Радиотехника, т.22, №6, 41 (1967).
7. В.С. Эткин, Е.М. Гершензон. Параметрические системы на полупроводниковых диодах. Изд. "Сов. радио", М., 1964.
8. А.А. Белов, Д.М. Карасев. Радиотехника и электроника, т. 12, №10, 1830, 1967.
9. А.А. Белов. Радиотехника и электроника, т. 14, №2, 294, 1969.
10. Н.И. Ильяшенко, В.Л. Крейцер. Анализ и расчет параметрических усилителей, их применение. ФТИ им. А.Ф. Иоффе, №084, 1968, Л-д.
11. R.D.Cutkosky. IEEE Trans., IM-17, N4, 232 (1968).
12. А.Н. Малахов, Флуктуации и автоколебательных системах. Изд. "Наука", Москва, 1968.
13. К.К. Лихарев, Е.А. Шарков. Радиотехника и электроника, т.13, №7, 1321, 1968.

Рукопись поступила в издательский отдел

13 июня 1969 года.