

# Вестник МОСКОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

№ 2—1968

УДК 621.375.933

А. А. БЕЛОВ

## ИССЛЕДОВАНИЕ НАСЫЩЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ ТИПА МОДУЛЯТОР — ДЕМОДУЛЯТОР

Исследуется насыщение параметрического видеоусилителя типа модулятор—де-модулятор на нелинейной емкости. Теоретический анализ проделан в предположении, что эффективная величина емкости нелинейного конденсатора в цепи накачки изменяется с частотой сигнала. Показано, что при гармоническом напряжении накачки емкость, изменяющаяся с частотой сигнала, определяется через хорошо известные коэффициенты Фурье емкости, изменяющейся под действием напряжения накачки. Результаты теоретического анализа проверены экспериментально.

Обычно параметрические системы анализируются исходя из предположения, что параметры нелинейного элемента (например, емкость нелинейного конденсатора) изменяются только под действием колебаний мощного генератора накачки, а сигнал никакого влияния не оказывает [1]. Дифференциальная емкость нелинейного конденсатора в этом случае обычно представляется рядом

$$C_g = C_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos n\omega_n t, \quad (1)$$

где  $\omega_n$  — частота накачки, причем для анализа параметрических усилителей необходимо знать три первых коэффициента ряда (1). Эти коэффициенты рассчитываются теоретически или определяются экспериментально. Такая трактовка позволяет проанализировать параметрический усилитель в предположении малого сигнала, но затрудняет исследование насыщения усилителя, обусловленного реакцией усилителя на генератор накачки. Для расчета насыщения параметрического усилителя принципиально необходимо принимать во внимание, что параметры нелинейного элемента зависят не только от напряжения накачки, но и от напряжения сигнала. Соответствующие выкладки удастся проделать до конца лишь для диодов с резким  $p-n$ -переходом при наличии в параметрическом усилителе гармонических напряжений (или токов) накачки, сигнала и одной комбинационной частоты [2]. Для диодов со сплавным  $p-n$ -переходом и в других более сложных случаях выкладки не удастся проделать до конца и придется пользоваться приближенными оценками и соотношениями [2].

Это затруднение можно преодолеть, если считать, что емкость нелинейного конденсатора в параметрическом усилителе изменяется не

с частотой накачки, а с частотой сигнала. Появление комбинационных частот с этой точки зрения можно трактовать как результат модуляции колебаний накачки напряжением сигнала, изменяющим эффективную величину емкости нелинейного конденсатора в цепи накачки.

### Теоретический анализ насыщения параметрического модуляционного усилителя

Эффективную величину емкости  $C_{эф}$  нелинейного конденсатора для колебаний накачки определим, следуя [3], как отношения амплитуды  $Q_H$  первой гармоники заряда накачки на нелинейной емкости к амплитуде  $U_H$  первой гармоники напряжения накачки:

$$C_{эф} = \frac{Q_H}{U_H}.$$

Расчеты, проведенные в [3], показывают, что при гармоническом напряжении накачки

$$C_{эф} = C_0 - C_2, \quad (2)$$

где  $C_0$  и  $C_2$  — коэффициенты ряда (1). Будем считать, что на нелинейный конденсатор кроме напряжения смещения  $u_0$  и гармонического напряжения накачки  $u_H$

$$u_H = U_H \cos \omega_H t$$

действуют еще гармоническое напряжение сигнала

$$u_1 = U_1 \cos \omega_1 t, \quad (3)$$

гармоническое напряжение суммарной комбинационной частоты  $\omega_3 = \omega_H + \omega_1$  и гармоническое напряжение разностной комбинационной частоты  $\omega_2 = \omega_H - \omega_1$

$$u_2 = U_2 \cos (\omega_2 t + \varphi_2).$$

Напряжение сигнала будем рассматривать как вариацию напряжения смещения, а напряжения комбинационных частот отобразим как вариацию напряжения накачки. Сумма напряжений комбинационных частот и напряжения накачки представляет собой одно сложное колебание, которое в общем случае может быть промодулировано как по амплитуде, так и по фазовому углу. Поэтому сумму напряжения накачки и комбинационных частот имеет смысл представить в виде

$$u_H + u_2 + u_3 = (U_H + \delta U_H) \cos (\theta + \delta \theta),$$

где  $\theta = \omega_H t$ , а выражения для  $\delta U_H$  и  $\delta \theta$  могут быть получены путем простых тригонометрических преобразований [4]. Соответствующие расчеты дают

$$\delta U_H = \sum_{k=2}^3 U_k \cos [(\omega_k - \omega_H) t + \varphi_k], \quad (4)$$

$$\delta \theta = \frac{1}{U_H} \sum_{k=2}^3 U_k \sin [(\omega_k - \omega_H) t + \varphi_k]. \quad (5)$$

Вариация напряжения смещения (т. е. напряжение сигнала) и вариация амплитуды напряжения накачки в свою очередь определяют изменение эффективной величины емкости нелинейного конденсатора

$$\delta C_{эф} = \frac{\partial C_{эф}}{\partial u_0} u_c + \frac{\partial C_{эф}}{\partial U_H} \delta U_H. \quad (6)$$

Производные  $\frac{\partial C_{эф}}{\partial u_0}$  и  $\frac{\partial C_{эф}}{\partial U_H}$  найдены в работе [3]

$$\frac{\partial C_{эф}}{\partial u_0} = \frac{2C_1}{U_H}; \quad \frac{\partial C_{эф}}{\partial U_H} = \frac{2C_2}{U_H}. \quad (7)$$

Таким образом, подставляя в (6) соотношения (3), (4) и (7), окончательно получим

$$\delta C_{эф} = 2C_1 \frac{U_1}{U_H} \cos \omega_1 t + \frac{2C_2}{U_H} \sum_{k=2}^3 U_k \cos [(\omega_k - \omega_H) t + \varphi_k]. \quad (8)$$

Заметим, что как сама эффективная величина емкости (2), так и ее вариация (8) определяются через хорошо известные коэффициенты ряда (1). Однако эти коэффициенты описывают изменение емкости  $C_{эф}$  с частотой сигнала, а не с частотой накачки, как в соотношении (1).

Полный заряд  $q$  на изменяющейся емкости и суммарное напряжение на ней связаны соотношением

$$q = (C_{эф} + \delta C_{эф})(U_H + \delta U_H) \cos(\theta + \delta\theta).$$

Подставляя сюда выражения для  $C_{эф}$ ,  $\delta C_{эф}$ ,  $\delta U_H$  и  $\delta\theta$ , определенные соотношениями (2), (8), (4) и (5) и, дифференцируя по времени, найдем протекающий через пульсирующий конденсатор ток, который имеет составляющие с комбинационными частотами и с частотой накачки. Расчеты комплексных амплитуд этих составляющих дают

$$I_3 = j\omega_3 C_1 U_c + j\omega_3 C_2 \dot{U}_2^* + j\omega_3 C_2 \dot{U}_3, \quad (9)$$

$$I_2^* = -j\omega_2 C_1 U_c - j\omega_2 C_2 \dot{U}_2^* - j\omega_2 C_2 \dot{U}_3, \quad (10)$$

$$I_H = j\omega_H \left[ \left( C_1 \left( \frac{U_c \dot{U}_2}{U_H} + \frac{U_c \dot{U}_3}{U_H} \right) + C_2 \left( \frac{U_2 \dot{U}_2^*}{U_H} + 2 \frac{U_2 \dot{U}_3}{U_H} + \frac{U_3 \dot{U}_3^*}{U_H} \right) \right) \right]. \quad (11)$$

Здесь  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_H$  — комплексные амплитуды токов, протекающих через пульсирующий конденсатор соответственно на разностной суммарной и комбинационных частотах и на частоте накачки. Пусть комплексная проводимость внешних цепей, подключенных к нелинейному конденсатору, на частотах  $\omega_2$ ,  $\omega_3$  и  $\omega_H$  равна соответственно  $Y_2$ ,  $Y_3$  и  $Y_H$ . В этих же проводимостях будем учитывать постоянную составляющую  $C_{эф}$  емкости пульсирующего конденсатора и потери диода на соответствующих частотах. Тогда

$$I_k = -\dot{U}_k Y_k, \quad \text{при } k = 2, 3; \quad (12)$$

$$I_H - I_g = -U_H Y_H,$$

где  $I_g$  — ток, текущий в параметрический усилитель от генератора накачки.

Соотношения (9), (10) и (12) позволяют выразить комплексные амплитуды напряжений комбинационных частот в функции амплитуды напряжения сигнала

$$\dot{U}_2^* = \frac{j\omega_2 C_1 Y_3 U_c}{(Y_3 + j\omega_3 C_2)(Y_2^* - j\omega_2 C_2) - \omega_2 \omega_3 C_2^2}, \quad (13)$$

$$\dot{U}_3 = \frac{-j\omega_3 C_1 Y_2^* U_c}{(Y_3 + j\omega_3 C_2)(Y_2^* - j\omega_2 C_2) - \omega_2 \omega_3 C_2^2}. \quad (14)$$

Дальнейшие расчеты сделаем применительно к параметрическому усилителю видеосигналов типа модулятор—демодулятор [4, 5], в котором внешняя цепь, раздвоенная к пульсирующему конденсатору, представляет собой резонансный контур, настроенный на частоту, близкую к  $\omega_n$ . В этом случае

$$\begin{aligned} \dot{Y}_2 &= G [1 + 2jQ (\xi_0 - \xi)], \\ \dot{Y}_3 &= G [1 + 2jQ (\xi_0 + \xi)]. \end{aligned} \quad (15)$$

Здесь  $G$  — полная проводимость потерь с учетом потерь в нелинейном конденсаторе,  $Q = \frac{\omega_0 C_{эф}}{G}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_{эф} + C_n)}}$ ,  $L$  — индуктивность резонансного контура,  $C_n$  — его паразитная статическая емкость,  $\xi_0 = \frac{\omega_n - \omega_0}{\omega_n}$ ,

$\xi = \frac{\omega_1}{\omega_n}$ . Подставляя соотношения (15) в (13) и (14) для комплексных амплитуд напряжений комбинационных частот, получим

$$\begin{aligned} \dot{U}_2^* &= \frac{jQm_1 [1 + 2jQ (\xi_0 + \xi)]}{(1 + 2jQ\xi)^2 + 4Q^2\xi_0^2 + 4Q^2\xi_0m_2}, \\ \dot{U}_3 &= \frac{-jQm_1 [1 - 2jQ (\xi_0 - \xi)]}{(1 + 2jQ\xi)^2 + 4Q^2\xi_0^2 + 4Q^2\xi_0m_2}. \end{aligned} \quad (16)$$

Здесь  $m_1 = \frac{C_1}{C_{эф} + C_n}$ ,  $m_2 = \frac{C_2}{C_{эф} + C_n}$ .

Используя полученные выражения, можно с помощью соотношений (4) и (5) найти вариации амплитуды  $\delta U_n$  и фазы  $\delta\theta$ . Коэффициент усиления  $k_a$  параметрического усилителя типа модулятор—демодулятор с амплитудным демодулятором можно определить соотношением

$$k_a = N_a \frac{\delta U_n}{U_c},$$

где  $N_a$  — коэффициент передачи амплитудного демодулятора. Подставляя сюда  $\delta U_n$ , определенное соотношением (4) с учетом выражений (16), получим

$$k_a = \frac{-N_a 4Q^2 m_1 \xi_0}{1 + 4Q^2 \xi_0^2 + 4Q^2 m_2 \xi_0 - 4Q^2 \xi^2 + 4jQ\xi}. \quad (17)$$

Это выражение совпадает с аналогичным в работе [4].

Если в усилителе используется фазовый демодулятор, то определяя коэффициент усиления  $k_\phi$  соотношением

$$k_\phi = N_\phi \frac{U_n \delta\theta}{U_c}$$

(где  $N_\phi U_n$  — коэффициент передачи фазового демодулятора) и подставляя  $\delta\theta$ , определенное соотношением (5) с учетом (16), получим

$$k_\phi = \frac{N_\phi 2Qm_1 (1 + 2jQ\xi)}{1 + 4Q^2 \xi_0^2 + 4Q^2 m_2 \xi_0 - 4Q^2 \xi^2 + 4jQ\xi}. \quad (18)$$

Обратимся к уравнению (11). Подставляя в него комплексные амплитуды  $\dot{U}_2$  и  $\dot{U}_3$ , определенные соотношениями (16), можно найти зависимость напряжения накачки на резонансном контуре усилителя

от амплитуды напряжения сигнала. Соответствующие расчеты при произвольной частоте сигнала громоздки, поэтому сделаем их для частот сигнала, стремящихся к нулю. Это упрощает выражения для комплексных амплитуд  $\dot{U}_2$  и  $\dot{U}_3$ . При  $\omega_1 \rightarrow 0$  получим

$$\dot{U}_2 \approx \dot{U}_3 = \dot{U}_k = \frac{-jQm_1(1-2jQ\xi_0)U_c}{1+4Q^2\xi_0+4Q^2\xi_0m_2}. \quad (19)$$

Используя соотношения (11), (12) и (19) для полной проводимости  $\dot{Y}_g$  цепи, подключенной к генератору накачки на частоте  $\omega_n$ , получим

$$\dot{Y}_g = \frac{\dot{I}_g}{U_n} = \frac{\dot{I}_n}{U_n} + \dot{Y}_n = G(1+2jQ\xi_0) + 2G \frac{|U_k|^2}{U_n^2} (1-2jQ\xi_0). \quad (20)$$

Первое слагаемое в правой части полученного соотношения соответствует проводимости резонатора параметрического усилителя при отсутствии напряжений комбинационных частот (т. е. в отсутствии напряжения сигнала), а второе представляет собой проводимость, внесенную в цепь генератора накачки за счет появления в параметрическом усилителе напряжений комбинационных частот. Внесенная проводимость пропорциональна отношению квадратов амплитуд напряжений комбинационных частот и накачки, т. е. пропорциональна отношению их мощностей, причем с увеличением мощности комбинационных частот действительная часть полной проводимости всегда увеличивается, а мнимая всегда уменьшается. Мы, однако, не учитываем расстройные эффекты, связанные с конечной величиной амплитуд напряжений комбинационных частот, что справедливо при условии  $|\dot{U}_k| \ll U_n$ , которое выполняется достаточно точно лишь в самом начале появления искажений. Определяя амплитуду напряжения накачки с помощью соотношения (20), получим

$$U_n^2 = \frac{U_{n0}^2 - 4|U_k|^2 f(\xi_0)}{2} + \sqrt{\frac{[U_{n0}^2 - 4|U_k|^2 f(\xi_0)]^2}{4} - 4|\dot{U}_k|^4}, \quad (21)$$

где  $U_{n0} = \frac{I_g}{G\sqrt{1+4Q^2\xi_0^2}}$  — амплитуда напряжения накачки в отсутствие

напряжения сигнала ( $\dot{U}_k = 0$ ),  $f(\xi_0) = \frac{1-4Q^2\xi_0^2}{1+4Q^2\xi_0^2}$ . Исследование получен-

ной зависимости  $U_n^2(U_k^2, \xi_0)$  при  $U_k^2 \rightarrow 0$  показывает, что в зависимости от величины расстройки  $2Q\xi_0$  она может быть двух видов: если  $2Q\xi_0 < 1$ , то амплитуда накачки монотонно падает с ростом напряжений комбинационных частот; если же  $2Q\xi_0 > 1$ , то при увеличении напряжений комбинационных частот напряжение накачки сначала растет, а затем уменьшается. Это объясняется тем, что в соответствии с (20) внесенная проводимость всегда уменьшает расстройку и увеличивает затухание в цепи генератора накачки. При  $2Q\xi_0 > 1$  первый эффект оказывается доминирующим и амплитуда напряжения накачки вначале растет.

Если известна зависимость коэффициентов ряда (1) от амплитуды напряжения накачки, то путем совместного решения уравнения (19) и (21) можно получить зависимость амплитуды напряжения комбинационных частот от амплитуды сигнала. Однако на практике могут быть случаи, когда коэффициенты ряда (1) не выражаются через элементарные функции, а их зависимость от  $U_n$  задана в виде графика. По-

этому для практических расчетов имеет смысл пользоваться более простым графическим построением искомой зависимости. С этой целью построим зависимость  $U_n(|U_k|)$ , определяемую соотношением (21), и затем на этом же графике нанесем семейство кривых  $U_k(U_n)$ , заданных уравнением (19) при различных амплитудах напряжения сигнала. Кривые этого семейства рассчитываются с помощью заданной аналитически или в виде графика зависимости коэффициентов ряда (1) от амплитуды  $U_n$  и отличаются друг от друга лишь масштабом вдоль оси

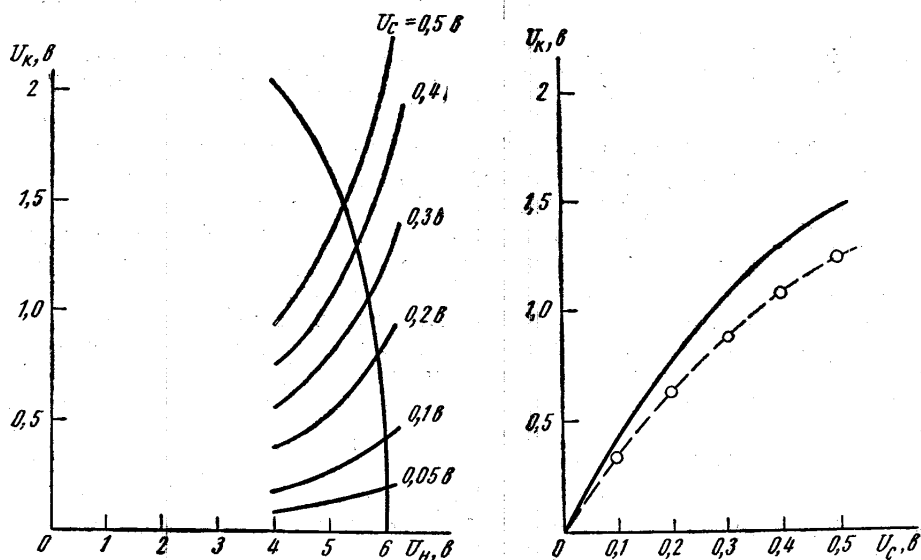


Рис. 1

$U_k$ . Переносим точки пересечения кривых на график с координатами  $U_k$  и  $U_c$ , получим график зависимости  $U_k(U_c)$ . Пример такого построения показан на рисунке. Если же перенести точки пересечения на график с координатами  $U_c$  и  $U_n$ , то получим зависимость амплитуды напряжения накачки от амплитуды напряжения сигнала. Эта зависимость совместно с выражением для коэффициента усиления может быть использована для построения непосредственно амплитудной характеристики усилителя.

Мы рассмотрели насыщение усилителя, обусловленное лишь реакцией на генератор накачки. На практике насыщение усилителя может быть обусловлено и другими эффектами, например, появлением активной проводимости параметрического диода при увеличении амплитудной модуляции напряжения накачки, описываемой соотношением (4). Поэтому, рассматривая вопрос о насыщении усилителя в общем случае, необходимо принимать во внимание режим работы параметрического диода.

### Эксперимент

Экспериментальное исследование насыщения в параметрических усилителях типа модулятор—демодулятор было осуществлено на макете усилителя с накачкой в диапазоне радиочастот (частота накачки 1,2 мГц). В качестве параметрического диода использовался сплавной

выпрямительный диод типа Д-215А. Дифференциальная емкость диода в рабочей точке была равна  $200 \text{ пф}$ . Для того чтобы насыщение усилителя не было обусловлено появлением проводимости параметрического диода при увеличении амплитудной модуляции напряжения на нем, резонатор усилителя был точно настроен на частоту накачки ( $\xi_0=0$ ). При этом в соответствии с (17) амплитудная модуляция с частотой сигнала отсутствует, а коэффициент усиления по напряжению определяется соотношением (18), которое при  $\xi_0=0$  принимает вид

$$k_{\varphi} = N_{\varphi} \frac{2|U_k|}{U_c} = 4Qm_1 N_{\varphi}.$$

Отсюда можно найти  $|U_k|$  по измеренному значению  $k_{\varphi}$  и  $N_{\varphi}$ . Измерения проводились на частоте сигнала  $400 \text{ гц}$ . Напряжение сигнала на выходе усилителя получалось в результате когерентного детектирования напряжения на параметрическом диоде и измерялось селективным вольтметром. Напряжение смещения на параметрическом диоде и амплитуда напряжения накачки были равны  $6 \text{ в}$ . Построение зависимости  $U_k(U_c)$  по описанному выше методу выполнено на рисунке. В расчетах было использовано измеренное значение  $Q \approx 10$  и было принято, что  $p-n$ -переход резкий,  $\xi_0=0$ , контактный потенциал на  $p-n$ -переходе равен  $0,5 \text{ в}$ . Для определения коэффициента  $m_1$  были использованы графики, опубликованные в работе [6]. Зависимость  $U_k(U_c)$ , полученная экспериментально, показана на рисунке пунктиром. Несущее расхождение результатов расчета и эксперимента, по-видимому, объясняется неточностью расчета коэффициента модуляции емкости  $m_1$ .

В заключение считаю своим приятным долгом выразить глубокую благодарность В. В. Мигулину и М. Д. Карасеву за помощь в работе и дискуссию.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Карасев М. Д. «Успехи физических наук», **69**, вып. 2, 217—267, 1959.
2. Эткин В. С., Гершензон Е. М. «Параметрические системы на полупроводниковых диодах». М., «Советское радио», 1964.
3. Korpel A., Ramaswamy V. PJEER, **51**, No. 7, 1044—1045, 1962.
4. Белов А. А., Карасев М. Д. «Вопросы радиоэлектроники», сер. техника телевидения, вып. 3, 3—13, 1966.
5. Eckhardt W., Sterzer F. PJRE, **50**, No. 2, 148—162, 1962.
6. Белов А. А., Карасев М. Д. «Вопросы радиоэлектроники», сер. техника телевидения, вып. 7, 130—136, 1956.

Поступила в редакцию  
29. 5 1967 г.

Кафедра  
физики колебаний