

УДК 621.383.06:621.391.94

Г.Г. Червяков

АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ ФОТОПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТИ

Развитие опτικο-волоконных сетей передачи информации требует поиска новых решений, позволяющих значительно повысить их пропускную способность. Одним из возможных вариантов является использование для этих целей нелинейных емкостей, характерных для ряда полупроводниковых приборов. Их достоинство состоит в отсутствии потерь при преобразовании и значительном снижении шумовых свойств процесса преобразования. С целью обобщения анализа принята произвольная вольт-амперная характеристика емкости. Анализ процесса проведен для случая демодуляции сложного группового сигнала с микроволновой поднесущей, которым модулировано когерентное оптическое излучение. Решение основано на соотношении Мэнли-Роу, позволяющем определить основные параметры процесса демодуляции нелинейной емкостью и найти оптимальные режимы по шумовым и усилительным свойствам. Рассматриваются различные варианты и режимы преобразования. Показано, что в ёмкостных фотопреобразователях могут реализовываться следующие режимы: с нерегенеративным усилением за счет преобразования частоты вверх (нерегенеративный преобразователь); с регенеративным усилением и преобразованием частоты сигнала ω_1 вниз при $\omega_n < \omega_1$ (с ослаблением при преобразовании) или вверх при $\omega_n > \omega_1$ (с усилением при преобразовании); с регенеративным усилением на частоте ω_1 без преобразования частоты (усилитель с холостым контуром или вырожденный усилитель). В результате проведенного анализа выявлено, что при преобразовании на нелинейной емкости шумы ниже, чем нелинейной проводимости, за счет отсутствия теплового и дробового шумов и основным источником шумов остается дробовый шум постоянной составляющей фототока; причиной усиления в процессе преобразования является как параметрический эффект, так и регенерация. Таким образом, полученные результаты позволяют использовать ранее малоисследованные физические явления в полупроводниковых материалах и приборах и могут оказаться полезными для разработчиков элементов и систем оптического диапазона.

Фотопреобразование; нелинейная емкость; демодуляция; радиочастотное гетеродинамирование.

G.G. Chervyakov

ANALYSIS OF THE PROCESSES OF THE PHOTOCONVERSION IN THE NONLINEAR CAPACITANCE

Development of fiber-optic networks of the information transmission requires new solutions, which would increase their throughput capacity. One possibility would be to use the nonlinear capacitance, characteristic for a number of semiconductor devices. Their advantage consists in the absence of losses during conversion and in the significant reduction of noise characteristics of the process of conversion. The arbitrary current-voltage characteristic of the capacitance is used for the generalization of analysis. The analysis of the process is conducted for the case of demodulation of the complex group signal with a microwave subcarrier, which modulated the coherent optical radiation. The solution is based on the Manley-Rowe relation, which allows to determine the basic parameters of the process of demodulation by the nonlinear capacitance and to find optimal modes according to the noise and amplifying characteristics. Various options and modes of conversion and analyzed. It is depicted that the following modes can be implemented in the capacitive photoconverters: with a non-regenerative amplification and conversion of the frequency of the signal ω_1 down with $\omega_n < \omega_1$ (with attenuation during the process of conversion) or up with $\omega_n > \omega_1$ (with amplification during the process of conversion); with a regenerative amplification at the frequency ω_1 without frequency conversion (amplifier with idling circuit or the confluent amplifier). The analysis revealed that during the conversion on the nonlinear capacitance noises are lower than during a nonlinear conductance due

to the absence of thermal and shot noises and the shot noise of the permanent component of the photocurrent remains the main source of the noises; the amplification during the process of conversion is determined by the parametric effect as well as regeneration. Thus, the obtained results allow to use previously unexamined physical phenomena in semiconductor materials and devices, and can be useful for developers of components and systems of visual range.

Optical demodulation; nonlinear capacitance; radio heterodyne.

Известно, что в каналах оптической связи при модуляции микроволновой поднесущей групповым сигналом находят применение в качестве демодуляторов и нелинейные емкостные элементы, анализ которых в настоящее время не проведен [1–11].

Проведём анализ такого процесса для нелинейности без потерь с произвольной вольт-кулоновой характеристикой (ВКХ) $U = f(q)$ при подаче напряжений сигналов на двух несоизмеримых между собой частотах ω_1 и ω_2 . В этом случае будут образовываться колебания с частотами $\omega_{mn} = m\omega_1 + n\omega_2$, где m и n – целые положительные и отрицательные числа, включая нуль.

Энергетический обмен между колебаниями с различными частотами описывается соотношением Мэнли-Роу [12]

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{mP_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_2} = 0; \quad \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{nP_{mn}}{m\omega_1 + n\omega_2} = 0, \quad (1)$$

где P_{mn} – мощность на комбинационной частоте ω_{mn} .

Если в преобразователе содержатся контуры, настроенные на частоту полезного сигнала $\omega_c = \omega_1$ (модулированную поднесущую (МП) группового сигнала), частоту накачки $\omega_n = \omega_2$ и суммарную частоту $\omega_n + \omega_c$, то в бесконечных суммах (1) сохраняются лишь члены с $m = 0; 1$ и $n = 0; 1$. Обозначая мощности, поступающие от источника сигнала $P_{10} = P_c$ и источника накачки $P_{01} = P_n$ и проводя суммирование согласно (1), получим $P_c / \omega_c = P_n / \omega_n = -P_{11} / (\omega_c + \omega_n)$.

Последнее выражение показывает, что если мощность поступает в систему от источника накачки $P_n > 0$, то она будет отбираться от источника сигнала $P_c > 0$. Во внешнюю цепь емкость отдает энергию на суммарной частоте $P_{11} < 0$. В контур, настроенный на частоту сигнала вносится положительное сопротивление, а усилитель называется нерегенеративным или стабильным усилителем-преобразователем. Усиление в нем происходит за счет преобразования частоты $K = |P_{11} / P_c| = (\omega_c + \omega_n) / \omega_c$ и может быть значительным лишь при $\omega_n \gg \omega_c$.

Если в системе имеются контуры, настроенные на $\omega_c = \omega_1$, $\omega_n = \omega_2$ и разностную частоту $\omega_n - \omega_c$, то в бесконечных суммах (1) останутся лишь члены с $m = 0; -1$ и $n = 0; 1$. В этом случае при $\omega_n = 2\omega_c$ суммирование по (1) дает $-P_c / \omega_c = P_n / \omega_n = -P_{-11} / (\omega_n - \omega_2)$.

Если на частоте накачки мощность поступает в нелинейную емкость $P_n > 0$, то нелинейная емкость отдает энергию на частоте сигнала $P_c < 0$ и разностной частоте $P_{-11} < 0$. В контур источника сигнала при этом вносится отрицательное сопротивление (наблюдается регенерация). Если нагрузка включена в контур, настроенный на разностную частоту, усилитель называется регенеративным усилителем-преобразователем. В нем усиление происходит как за счет преобразования частоты $K_n = (\omega_n - \omega_c) / \omega_c$, так и за счет регенерации. Если нагрузка включена в контур, настроенный на частоту сигнала ω_c , усиление происходит только за счет регенерации и усилитель называется усилителем с холостым контуром.

Если $\omega_n = 2\omega_c$, усиление на частоте сигнала можно получить без преобразования частоты. Такой усилитель называется одноконтурным или вырожденным.

Таким образом, в ёмкостных фотопреобразователях могут реализовываться следующие режимы:

- ◆ с нерегенеративным усилением за счет преобразования частоты вверх (нерегенеративный преобразователь);
- ◆ с регенеративным усилением и преобразованием частоты сигнала ω_1 вниз при $\omega_n < \omega_1$ (с ослаблением при преобразовании) или вверх при $\omega_n > \omega_1$ (с усилением при преобразовании);
- ◆ с регенеративным усилением на частоте ω_1 без преобразования частоты (усилитель с холостым контуром или вырожденный усилитель) [2–8].

В случае, если фотоприемник (ФП) обладает нелинейной ВКХ, которая зависит от переменного электрического поля и от времени, а величина обратного тока p - n -перехода или барьера Шоттки есть функция освещенности, то реализуется емкостной фотопреобразователь. При этом емкость может быть представлена в виде $C(t) = C_0 + 2C_1 \cos \omega_2 t + 2C_2 \cos 2\omega_2 t + \dots$

Если малый входной сигнал $u_{10} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ приложен к такому фотопреобразователю, а выход закорочен, то заряд на емкости будет содержать следующие важные для нас составляющие:

$$q(t) = C(t)u_{10} \cos(\omega_1 t + \varphi) = C_0 u_{10} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + C_1 u_{10} \{ \cos[(\omega_2 + \omega_1)t + \varphi_1] + \cos[(\omega_2 - \omega_1)t - \varphi_1] \}$$

плюс слагаемое, связанное с преобразованием на высших гармониках переменного электрического поля. Следовательно, ток $i(t) = dq/dt$ равен

$$i(t) = -\omega_1 C_0 u_{10} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - (\omega_2 + \omega_1) C_1 u_{10} \sin[(\omega_2 + \omega_1)t + \varphi_1] - (\omega_2 - \omega_1) C_1 u_{10} \sin[(\omega_2 - \omega_1)t - \varphi_1].$$

Фотопреобразовательный прибор будет характеризоваться постоянной составляющей емкости C_0 , а преобразование частоты МП ω_1 в комбинационные связано с емкостью преобразования C_1 . Емкость C_0 не участвует в процессе преобразования частоты, а лишь влияет на настройку контуров.

Таким образом, в комплексной форме для случая $\omega_n = |\omega_1 + \omega_2|$ можем записать

$$\dot{I}_1 = j\omega_1 C_0 \dot{U}_1 - j\omega_1 C_1 \dot{U}_n; \quad \dot{I}_n = -j\omega_n C_1 \dot{U}_1 + j\omega_n C_0 \dot{U}_n, \quad (2)$$

а для $\omega_n = \omega_2 - \omega_1$ соответственно

$$\dot{I}_1 = j\omega_1 C_0 \dot{U}_1 - j\omega_1 C_1 \dot{U}_n^*, \quad \dot{I}_n = -j\omega_n C_1 \dot{U}_1^* + j\omega_n C_0 \dot{U}_n, \quad (3)$$

где комплексно-сопряженные величины введены для учета "опрокидывания фазы" в процессе фотопреобразования.

Если входная цепь вместе с емкостью C_0 настроена на входную МП ω_1 , а выходная цепь вместе с емкостью C_0 на выходную частоту ω_n , то в соответствии с рис. 1 получаем

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_c - \dot{U}_1 (g_c + (j\omega_1 L_1)^{-1} + j\omega_1 C_c);$$

$$\dot{I}_n = -\dot{U}_n (g_n + (j\omega_n L_2)^{-1} + j\omega_n C_n),$$

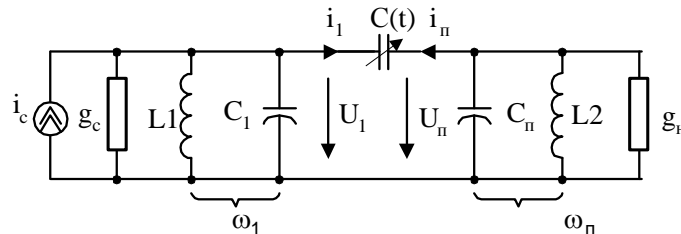


Рис. 1. Эквивалентная схема фотопреобразовательного прибора

где \dot{I}_c – источник переменной составляющей фототока; $g_c \cong r_g \omega_1^2 (C_0 + C_c)^2$ – резонансная проводимость контура, настроенного на частоту ω_1 , определяемая в основном сопротивлением растекания диода r_g ; $g_n = g_{n1} + g_n$ – резонансная проводимость контура, настроенного на частоту ω_n , с учетом проводимости нагрузки g_{n1} ; $g_n \cong r_g \omega_n^2 (C_0 + C_c)^2$ – резонансная проводимость выходного контура, определяемая потерями в нем [9–11].

При этом для случая, описываемого (2), получим (4)

$$\begin{aligned} \dot{I}_c &= \dot{U}_1 (g_c + (j\omega_1 L_1)^{-1} + j\omega_1 C_c + j\omega_1 C_0) - j\omega_1 C_1 \dot{U}_n = g_c \dot{U}_1 - j\omega_1 C_1 \dot{U}_n, \\ 0 &= -j\omega_n C_1 \dot{U}_1 + (g_0 + (j\omega_n L_2)^{-1} + j\omega_n C_0) \dot{U}_n = -j\omega_n C_1 \dot{U}_1 + g_n \dot{U}_n. \end{aligned} \quad (4)$$

В (4) использованы условия настройки $\omega_n^2 L_2 (C_n + C_0) = \omega_1^2 L_1 (C_c + C_0) = 1$.

Решение системы уравнений (4) относительно \dot{U}_n дает $\dot{U}_n = j\omega_n C_1 \dot{I}_c (g_c g_n + \omega_n \omega_1 C_1^2)^{-1}$, так что коэффициент усиления по мощности равен

$$G = 4g_c g_n \left| \dot{U}_n / \dot{I}_c \right|^2 = 4g_c g_n \omega_n^2 C_1^2 (g_c g_n + \omega_n \omega_1 C_1^2)^{-2}$$

и принимает наибольшее значение $G_M = \omega_n / \omega_1$ при $g_c g_n = \omega_n \omega_1 C_1^2$.

Таким образом, при $\omega_n > \omega_1$ (фотопреобразователь с повышением частоты) эта схема дает усиление по мощности, а при понижении частоты – ослабление.

Исключая \dot{U}_n из (4), получим $\dot{I}_c = \dot{U}_1 (g_c + \omega_n \omega_1 C_1^2 g_n^{-1})$, так, что эта схема вносит проводимость $\omega_n \omega_1 C_1^2 g_n^{-1}$, параллельную g_c .

Для случая $\omega_n = \omega_2 - \omega_1$ вместо (4) получим

$$\dot{I}_c = g_c \dot{U}_1 - j\omega_1 C_1 \dot{U}_n^*, \quad 0 = -j\omega_n C_1 \dot{U}_1^* + g_n \dot{U}_n^*.$$

Исключение \dot{U}_n дает $\dot{I}_c = \dot{U}_1 (g_c - \omega_n \omega_1 C_1^2 g_n^{-1})$, а коэффициент усиления по мощности имеет вид

$$G = 4g_c g_n \left| \dot{U}_n / \dot{I}_c \right|^2 = 4g_c g_n \omega_n^2 C_1^2 (g_c g_n - \omega_n \omega_1 C_1^2)^{-2}$$

и стремится к бесконечности при $g_c g_n \rightarrow \omega_n \omega_1 C_1^2$, что соответствует полной компенсации потерь в схеме за счет регенерации.

Если $g_c g_n < \omega_n \omega_1 C_1^2$, в схеме возникают автоколебания на частотах ω_n и ω_1 и получаем параметрический генератор или параметрон. То, что схема ФП рис. 1 вносит отрицательное сопротивление во входную цепь, может быть использовано в параметрических усилителях сигнала частоты МП. Такое устройство содержит холостой контур, настроенный на частоту $\omega_n = \omega_2 - \omega_1$, с резонансной проводимостью g_n , проводимость нагрузки g_n включена в контуре, настроенном на частоту ω_1 и нелинейная емкость под действием накачки вносит во входную цепь отрицательную проводимость $-\omega_n \omega_1 C_1^2 g_n^{-1}$. Степень регенерации входного контура $\Theta = \omega_n \omega_1 C_1^2 / [g_n (g_n + g_c)]$ возрастает с увеличением C_1 , т.е. с ростом мощности накачки.

Для оценки усиления по мощности запишем выражение для напряжения частоты полезного сигнала ω_1 в виде $\dot{U}_1 = \dot{I}_c [(g_c - \omega_n \omega_1 C_1^2 / g_n) + g_n]^{-1}$.

Так как поступающая на ФП мощность источника $\dot{I}_c P_H = |\dot{I}_c|^2 / 8g_c$ и выходная мощность, передаваемая в нагрузку $P_H = 0,5 |U_1|^2 g_n$, то коэффициент усиления по мощности равен

$$G = P_H / P_H = 4g_c g_n \left| U_1 / I_c \right|^2 = 4g_c g_n [(g_c - \omega_n \omega_1 C_1^2 / g_n) + g_n]^{-2}.$$

Если $g_c > \omega_p \omega_1 C_1^2 / g_n$, то наибольшее усиление по мощности получаем при $g_n = g_c - \omega_p \omega_1 C_1^2 / g_n$, и номинальный коэффициент усиления определится как

$$G_{НОМ} = g_c (g_c - \omega_p \omega_1 C_1^2 / g_n)^{-1}.$$

При $g_c < \omega_p \omega_1 C_1^2 / g_n$ усиление по мощности $G \rightarrow \infty$, если $g_c + g_n = \omega_p \omega_1 C_1^2 / g_n$, а при $g_c + g_n < \omega_p \omega_1 C_1^2 / g_n$ возникают паразитные колебания.

Используя понятие степени регенерации, как отношение вносимой во входной контур отрицательной проводимости к полной проводимости потерь в контуре, формулы коэффициента передачи по мощности для различных типов фотоприемников модулированной поднесущей (ФПМП) на нелинейной емкости можно свести к единообразному виду:

- ♦ для ФПМП с холостым контуром

$$G = [4g_n g_c / (g_n + g_c)^2] (1 - \Theta)^{-2},$$

где $\Theta = \omega_1 \omega_n C_1^2 / g_n (g_n + g_c)$;

- ♦ для регенеративного усилителя-преобразователя

$$G = 4\Theta \Theta_n [g_n / (g_n + g_n)] / (1 - \Theta)^2 \omega_1,$$

где $\Theta = \omega_1 \omega_n C_1^2 / g_c (g_n + g_n)$;

- ♦ для нерегенеративного усилителя-преобразователя

$$G = 4\omega_n \beta [g_n / (g_n + g_n)] / (1 + \beta)^2 \omega_1,$$

где $\beta = \omega_1 \omega_n C_1^2 / g_c (g_n + g_n)$.

Последнее выражение имеет максимум при $\beta = 1$, равный

$$G_m = \omega_n g_n / (g_n + g_n) \omega_1 \approx (\omega_2 + \omega_1) / \omega_1.$$

Значения G для регенеративных ФПМП на первый взгляд могут быть сделаны сколь угодно большими ($G \rightarrow \infty$ при $\Theta \rightarrow 1$). Однако реальные значения G ограничены нестабильностью коэффициента усиления при больших Θ (при номинальном значении $\Theta = 0,9$ и его нестабильности $\pm 5\%$ коэффициент передачи изменяется на порядок).

Кроме того, в регенеративных системах $G\Delta f = \text{const}$, что приводит к резкому уменьшению полосы пропускания Δf с ростом G , и мощность насыщения $P_{\text{вхнас}} \sim G^{-3/2}$, что приводит к уменьшению динамического диапазона усилителя.

Эквивалентную шумовую схему усилителя-преобразователя на нелинейной емкости представим в виде рис. 2, где $i_{\text{дрc}}$ – дробовый шум постоянной составляющей фототока на частоте ω_1 ; $i_{\text{дрт}}$ – дробовый шум темнового тока р–п-перехода или барьера Шоттки; $i_{\text{т}}$ – тепловой шум проводимости потерь контура, настроенного на ω_1 ; $i_{\text{тп}}$ – тепловой шум проводимости потерь контура, настроенного на ω_n ; $i_{\text{тн}}$ – тепловой шум нагрузки.

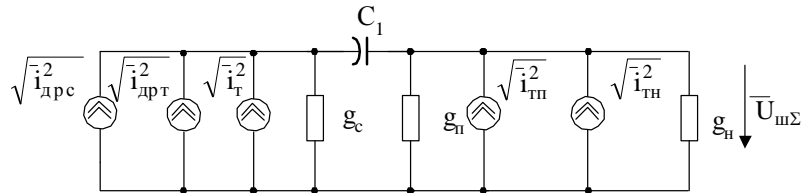


Рис. 2. Эквивалентная шумовая схема усилителя-преобразователя

Средний квадрат шумового напряжения, вызываемого всеми источниками шума, на частоте ω_n для схемы (см. рис. 2) определяется выражением

$$\bar{U}_{ш\sum}^2 = (\bar{i}_{дрс}^2 + \bar{i}_{дрт}^2 + \bar{i}_m^2) \omega_n^2 C_1^2 / [g_c(g_n + g_n) \pm \omega_1 \omega_n C_1^2]^2 + 4kT\Delta f / (g_n + g_n), \tag{5}$$

где знак «плюс» в квадратной скобке и $\omega_n = \omega_2 + \omega_1$ соответствуют нерегенеративному усилителю-преобразователю, а знак «минус» – и $\omega_n = \omega_2 - \omega_1$ – регенеративному усилителю-преобразователю.

Средний квадрат шумового напряжения вызываемый дробовыми шумами сигнала:

$$\bar{U}_{шдрс}^2 = \bar{i}_{дрс}^2 \omega_n^2 C_1^2 / [g_c(g_n + g_n) \pm \omega_1 \omega_n C_1^2]^2.$$

При этом коэффициент шума нерегенеративного преобразователя равен

$$F = \bar{U}_{ш\sum}^2 / \bar{U}_{шдрс}^2 = 1 + 2I_s/I_{01} + 2\varphi_m g_c [1 + g_c(g_n + g_n)(1 + \beta)^2 \omega_1 / \beta \beta (\omega_2 + \omega_1)] / I_{01}, \tag{6}$$

где $\beta = \omega_1(\omega_2 + \omega_1)C_1^2 / g_c(g_n + g_n)$.

Коэффициент шума регенеративного усилителя-преобразователя определяется аналогичной формулой

$$F = 1 + 2I_s/I_{01} + 2\varphi_m g_c [1 + g_c(g_n + g_n)(1 - \Theta)^2 \omega_1 / \Theta \Theta (\omega_2 - \omega_1)] / I_{01}, \tag{7}$$

где $\Theta = \omega_1(\omega_2 - \omega_1)C_1^2 / g_c(g_n + g_n)$.

Анализ (6) показывает, что F при изменении β имеет минимум при $\beta = 1$:

$$F_{min} = 1 + 2I_s/I_{01} + 2\varphi_m g_c [1 + 4g_c(g_n + g_n)\omega_1 / (\omega_2 + \omega_1)] / I_{01},$$

который уменьшается с ростом I_{01} и ω_2 и уменьшением потерь в контурах g_c и g_n . При отсутствии потерь в контуре сигнала $g_c = 0$ $F_{mm} = 1 + 2I_s/I_{01}$, т.е. $F_{mm} \rightarrow 1$.

Таким образом, настройка ФПМП на минимум шума совпадает с настройкой на максимум коэффициента передачи.

В регенеративном усилителе-преобразователе коэффициент шума уменьшается с ростом степени регенерации Θ , уменьшением потерь и ростом частоты накачки и постоянной составляющей фототока. При $\Theta \rightarrow 1$

$$F_{min} = 1 + 2I_s/I_{01} + 2\varphi_m g_c / I_{01}.$$

Эквивалентная шумовая схема ФП с холостым контуром и нагрузкой, включенной в контур сигнала, имеет вид, представленный на рис. 3, где i_r – суммарный тепловой шум нагрузки и проводимости потерь сигнального контура.

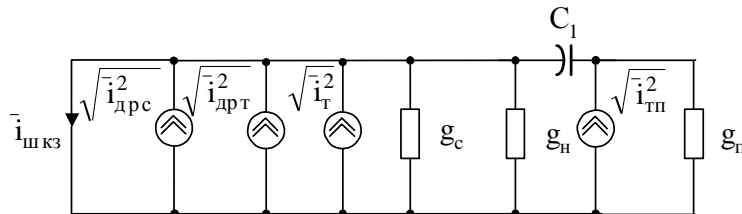


Рис. 3. Эквивалентная шумовая схема ФП с холостым контуром

Шумовой ток короткого замыкания входа ФПМП, создаваемый всеми источниками шума в схеме, равен

$$\bar{i}_{\text{шкз}}^2 = \bar{i}_{\text{орс}}^2 + \bar{i}_{\text{ор}}^2 + \bar{i}_m^2 + 4kT\Delta kT\Delta f(\omega_n^2 C_1^2) [g_n(g_c + g_n) - \omega_1 \omega_n C_1^2]^2.$$

Коэффициент шума при этом определяется выражением

$$F = 1 + 2I_s / I_{01} + 2\varphi_m(g_c + g_n) [1 + (1 - \Theta)^2 \omega_1 / \Theta(\omega_2 + \omega_1)] / I_{01}, \quad (8)$$

где $\Theta = \omega_1(\omega_2 - \omega_1)C_1^2 / g_n(g_c + g_n)$.

Из формулы (8) видно, что коэффициент шума ФПМП с холостым контуром больше, чем в ФПМП с усилителями-преобразователями, так как шумы нагрузки в нем усиливаются точно так же, как и полезный сигнал. Коэффициент шума уменьшается с ростом степени регенерации и частоты накачки.

Проведенный анализ шумовых свойств ФПМП на нелинейной емкости показывает, что [13–20]:

- ◆ в ФПМП на нелинейной емкости шумы меньше, чем в ФПМП на нелинейной проводимости, так как в емкости отсутствуют как тепловые, так и дробовые шумы;
- ◆ основным источником шума в ФПМП на нелинейной емкости является дробовый шум постоянной составляющей фототока;
- ◆ процесс преобразования частоты может происходить с усилением как за счет параметрического преобразования частоты, так и за счет регенерации;
- ◆ усилители-преобразователи обладают лучшими шумовыми параметрами, чем усилитель с холостым контуром;
- ◆ регенеративный понижающий усилитель-преобразователь может работать без потерь при сохранении достаточно высокой стабильности коэффициента передачи за счет умеренной регенерации.

Таким образом, полученные результаты позволяют использовать ранее малоисследованные физические явления в полупроводниковых материалах и приборах и могут оказаться полезными для разработчиков элементов и систем оптического диапазона.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Теоретическое и экспериментальное моделирование сверхширокополосных аналоговых радиополосных трактов диапазона СВЧ // Материалы V юбилейной общероссийской конференции, Омск, 7-8 октября 2014 г.
2. Белкин М.Е., Сигов А.С. Новое направление фотоники – сверхвысокочастотная оптоэлектроника // Российский экономический журнал. – 2009. – Т. 54, № 8. – С. 901-914.
3. Гуськов Ю.Н., Жибуртович Р.Ю. Технология разработки БРЛС с АФАР // Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Вып. 3. – С. 27-57.
4. Алексеев Ю.И., Демьяненко А.В. Детектирование оптических амплитудно-модулированных колебаний лавинно-пролетными диодами // Радиотехника. – 2008. – № 11. – С. 80-82.
5. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение. – М.: Актеон, 2014. – 445 с.
6. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Дубровская А.А. Обзор и исследование возможных вариантов реализации аналоговых процессов в диапазоне СВЧ с использованием методов и средств радиопотоники // Материалы V юбилейной общероссийской конференции, Омск, 7-8 октября 2014 г.
7. Алексеев Ю.И., Демьяненко А.В. Твердотельный многофункциональный оптоэлектронный модуль // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2008. – № 4. – С. 70-74.
8. Capmany J. and Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nat. Photonics. – 2007. – No. 1. – P. 319-330.

9. Yao J. Microwave photonics // J. Lightwave Technol. – 2009. – Vol. 27, No. 3. – P. 314-335.
10. Uricketal V.J. Long-haul analog photonics // J. Lightwave Technol. – 2011. – Vol. 29, No. 1. – P. 182
11. C.H. Cox III and E.I. Ackerman. Recent advances in high-frequency (> 10 GHz) microwave photonic links // in Optical Fiber Telecommunications VIB, I.P. Kaminow, T. Li and A.E. Willner, Eds., Academic Press, 2013.
12. Manley J.M., Rowe H.E. Proc. Inst. Radio Eng. 44 (1956) 904.
13. Осадчий Е.Н., Червяков Г.Г. Низкочастотный шум в резистивных смесителях СВЧ на гетоструктурных НЕМТ–транзисторах // Труды НТК. Ч. 2. Нанотехнологии 2010, 19-24 сент. 2010 – Дивноморское, Россия, 2010. – С. 127-129.
14. Marpaung D. et al. Integrated microwave photonics // Laser Photonics Rev. – 2013. – No. 7. – P. 506.
15. Urick V.J., McKinney J.D. and Williams K.J. Fundamentals of Microwave Photonics, John Wiley & Sons (December 2014).
16. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Дубровская А.А. Обзор и исследование возможных вариантов реализации сверхширокополосных детекторов, смесителей и других аналоговых процессоров диапазона СВЧ с использованием методов и средств радиофотоники // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: материалы науч.-техн. конф. – Омск: ЦКБА, 2014. – С. 37-61.
17. Ma L., Ghelfi P., Yao M., Berizzi F., and Bogoni A. Demonstration of optical sample parallelisation for high speed photonic assisted ADCs // Electron. Lett. – 2011. – Vol. 47 (5). – P. 333-335.
18. Ghelfi P., Scotti F., Nguyen A.T., Serafino G., and Bogoni A. Ultra stable radar signal from a photonics-assisted transceiver based on single mode-locking laser // in Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC'11), 2011.
19. Doyle J.K., Heck M.J.R., Bovington J.T., Peters J.D., Coldren L.A., and J.E. Bowers. Two-dimensional free-space beam steering with an optical phased array on silicon-on-insulator // Opt. Express. – 2011. – Vol. 19 (22). – P. 21595-21604.
20. Llorente R., Morant M., Amiot N., and Uguen B. Novel photonic analog-to-digital converter architecture for precise localization of ultra-wide band radio transmitters // IEEE J.Sel.Areas Comm. – 2011. – No. 29 (6). – P. 1321-1327.

REFERENCES

1. Belousov A.A., Vol'khin Yu.N., Gamilovskaya A.V., Dubrovskaya A.A. Teoreticheskoe i eksperimental'noe modelirovanie sverkhshirokopolosnykh analogovykh radiofotonnykh traktov diapazona SVCh [Theoretical and experimental modeling of ultra-wideband analog radiophonic circuits of microwave range], *Materialy V yubileynoy obshcherossiyskoy konferentsii, Omsk, 7-8 oktyabrya 2014 g* [Materials of the V all-Russian anniversary conference, Omsk, October 7-8, 2014].
2. Belkin M.E., Sigov A.S. Novoe napravlenie fotoniki – sverkhvysokochastotnaya optoelektronika [A new direction in Photonics – microwave optoelectronics], *Rossiyskiy ekonomicheskii zhurnal* [Russian Economic Journal], 2009, Vol. 54, No. 8, pp. 901-914.
3. Gus'kov Yu.N., Zhiburtovich R.Yu. Tekhnologiya razrabotki BRLS s AFAR [Technology is developing airborne AESA radar], *Voprosy radioelektroniki* [Questions of Radio Electronics], 2014, Issue 3, pp. 27-57.
4. Alekseev Yu.I., Dem'yanenko A.B. Detektirovanie opticheskikh amplitudno-modulirovannykh kolebaniy lavinno-proletnymi diodami [Optical detection of amplitude-modulated oscillations avalanche-flight diodes], *Radiotekhnika* [Radioengineering], 2008, No. 11, pp. 80-82.
5. Zaytsev D.F. Nanofotonika i ee primeneniye [Nanophotonics and its applications]. Moscow: Akteon, 2014, 445 p.
6. Belousov A.A., Vol'khin Yu.N., Dubrovskaya A.A. Obzor i issledovanie vozmozhnykh variantov realizatsii analogovykh protsessov v diapazone SVCh s ispol'zovaniem metodov i sredstv radiofotoniki [Survey and exploration of the potential options-to realization of analog processes in the microwave range using the methods and means of radio Photonics], *Materialy V yubileynoy obshcherossiyskoy konferentsii, Omsk, 7-8 oktyabrya 2014 g* [Materials of the V all-Russian anniversary conference, Omsk, October 7-8, 2014].
7. Alekseev Yu.I., Dem'yanenko A.B. Tverdotel'nyy mnogofunktsional'nyy optoelektronnyy modul' [Solid-state multi-functional optoelectronic module], *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy Rossii. Radioelektronika* [Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radioelektronika], 2008, No. 4, pp. 70-74.

8. Capmany J. and Novak D. Microwave photonics combines two worlds, *Nat. Photonics*, 2007, No. 1, pp. 319-330.
9. Yao J. Microwave photonics, *J. Lightwave Technol.*, 2009, Vol. 27, No. 3, pp. 314-335.
10. Uricketal V.J. Long-haul analog photonics, *J. Lightwave Technol.*, 2011, Vol. 29, No. 1, pp. 182.
11. C.H. Cox III and E.I. Ackerman. Recent advances in high-frequency (> 10 GHz) microwave photonic links, in *Optical Fiber Telecommunications VIB, I.P. Kaminow, T. Li and A.E. Willner, Eds., Academic Press, 2013*.
12. Manley J.M., Rowe H.E. Proc. Inst. Radio Eng. 44 (1956) 904.
13. Osadchiy E.N., Chervyakov G.G. Nizkochastotnyy shum v rezistivnykh smesitelyakh SVCh na getostrukturnykh NEMt–tranzistorakh [Low-frequency noise in resistive mixers microwave on geostructure NEMt–transistors] *Trudy NTK. Ch. 2. Nanotekhnologii 2010, 19-24 sent. 2010 – Divnomorskoe, Rossiya, 2010* [Proceedings of the STC. Part 2. Nanotechnology 2010, 19-24 Sept. 2010 – Divnomorskoe, Russia, 2010], pp. 127-129.
14. Marpaung D. et al. Integrated microwave photonics, *Laser Photonics Rev.*, 2013, No. 7, pp. 506.
15. Urick V.J., McKinney J.D. and Williams K.J. Fundamentals of Microwave Photonics, John Wiley & Sons (December 2014).
16. Belousov A.A., Vol'khin Yu.N., Dubrovskaya A.A. Obzor i issledovanie vozmozhnykh variantov realizatsii sverkhshirokopolosnykh detektorov, smesiteley i drugikh analogovykh protsessorov diapazona SVCh s ispol'zovaniem metodov i sredstv radiofotoniki [Survey and exploration of possible options for the implementation of UWB detectors, mixers, and other analog processors range microwave with use of methods and means of radio Photonics], *Obmen opytom v oblasti sozdaniya sverkhshirokopolosnykh radioelektronnykh sistem: materialy nauch.-tekhn. konf.* [Exchange of experience in the field of ultra-wideband radio-electronic systems: materials of the scientific-technical conference]. Omsk: TsKBA, 2014, pp. 37-61.
17. Ma L., Ghelfi P., Yao M., Berizzi F., and Bogoni A. Demonstration of optical sample parallelisation for high speed photonic assisted ADCs, *Electron. Lett*, 2011, Vol. 47 (5), pp. 333-335.
18. Ghelfi P., Scotti F., Nguyen A.T., Serafino G., and Bogoni A. Ultra stable radar signal from a photonics-assisted transceiver based on single vode-lockinglaser, in *Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOTC'11), 2011*.
19. Doyle J.K., Heck M.J.R., Bovington J.T., Peters J.D., Coldren L.A., and J.E. Bowers. Two-dimensional free-space beam steering with an optical phased array on silicon-on-insulator, *Opt. Express.*, 2011, Vol. 19 (22), pp. 21595-21604.
20. Llorente R., Morant M., Amiot N., and Uguen B. Novel photonic analog-to-digital converter architecture for precise localization of ultra-wide band radio transmitters, *IEEE J.Sel.Areas Comm.*, 2011, No. 29 (6), pp. 1321-1327.

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н., профессор А.А. Лаврентьев.

Червяков Георгий Георгиевич – Южный федеральный университет; e-mail: gchervyakov@sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2, корп. Е; тел.: 88634371629; кафедра радиотехнической электроники; д.т.н.; профессор.

Chervyakov George Georgievich – Southern Federal University; e-mail: gchervyakov@sfedu.ru; 2, Shevchenko street, build. E, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371629; the department of electronic devices; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 621.372.064

П.Ю. Волощенко, Ю.П. Волощенко

АНАЛИЗ ТРАНСФОРМИРУЮЩИХ СВОЙСТВ СВЧ СТРУКТУРЫ КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА КОГЕРЕНТНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Известно, что гибридные и монокристалльные интегральные схемы (ИС) гига- и терагерцевого диапазонов следует разрабатывать на основе макромоделей единичного объема композиционного материала. Электрическая структура циркуляции тока проводимости и смещения внутри и снаружи него формируется открытой совокупностью проводников, диэлектрических и полупроводниковых областей вакуумных и полупроводниковых микровол-