

01;09;12

## Преобразователь частоты диапазона СВЧ на нелинейном сегнетоэлектрическом конденсаторе

© Т.Б. Самойлова, А.Б. Козырев, А.В. Тумаркин, А.М. Николаенко, А.Г. Гагарин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет,  
197376 Санкт-Петербург, Россия  
e-mail: mcl@eltech.ru

(Поступило в Редакцию 22 декабря 2004 г.)

Проведен теоретический анализ преобразователя с повышением частоты диапазона СВЧ, в котором в качестве нелинейного элемента используется конденсатор на основе пленки нелинейного диэлектрика. Приведены соотношения между коэффициентом преобразования и параметрами конденсатора ( $\tan \delta$ , параметры вольт-фарадной характеристики), которые важны при проектировании преобразователей. Разработан и испытан преобразователь частоты на основе  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  конденсаторов. Приведены экспериментальные характеристики преобразователя с повышением частоты сигнала с 0.8 на 4.4 GHz.

### Введение

Преобразователи частоты являются важнейшими элементами приемопередающей аппаратуры, так как гетеродинный принцип приема сигнала до настоящего времени является основным. Разработка преобразователей частоты, в которых в качестве нелинейного элемента используется конденсатор на основе тонкой пленки сегнетоэлектрика в парафазе — это еще одно (наряду с перестраиваемыми фильтрами, линиями задержки, фазовращателями [1,2]) направление использования сегнетоэлектриков на СВЧ, которое может оказаться перспективным в свете актуальности задачи создания преобразователей частоты СВЧ диапазона. Возможность реализации таких преобразователей обусловлена высоким быстродействием диэлектрического отклика на внешнее электрическое поле ( $10^{-11}$  с [3]) и относительно низким тангенсом угла диэлектрических потерь сегнетоэлектрических пленок в параэлектрическом состоянии ( $\tan \delta = 5 \cdot (10^{-3} \dots 10^{-2})$  в диапазоне частот 1...60 GHz [4]), что особенно важно в верхней части диапазона СВЧ. Практически использование диэлектрической нелинейности пленок  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  для преобразования частоты мало изучено. В последние годы появились работы [5–7], в которых исследуются эффекты преобразования частоты в копланарных линиях на основе пленок титаната стронция и твердых растворов  $(Ba,Sr)TiO_3$ , а в [8] рассмотрены эффекты генерации гармоник и сигналов комбинационных частот в резонаторе с включенным в него сегнетоэлектрическим конденсатором. Однако вплоть до настоящего времени недостаточно данных, позволяющих сделать окончательный вывод о перспективности практического использования сегнетоэлектриков в СВЧ устройствах преобразования частоты и путях их совершенствования.

В настоящей работе приводятся результаты теоретического анализа оптимальных условий работы и предельно достижимых характеристик для сегнетоэлектрических преобразователей частоты, а также результаты моделирования и экспериментального измерения харак-

теристик разработанного преобразователя с повышением частоты сигнала с  $f_s = 0.8$  GHz на  $f_L = 4.4$  GHz, в котором в качестве нелинейного элемента используются конденсаторы на основе тонких пленок  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ .

### 1. Анализ преобразователя частоты на нелинейном сегнетоэлектрическом конденсаторе

Высокое быстродействие отклика емкости конденсатора на основе пленки сегнетоэлектрика в парафазе на приложенное напряжение позволяет считать, что динамическая емкость  $C = dQ/dU$  практически безынерционно следует за мгновенным значением напряжения управляющего СВЧ сигнала большой амплитуды (сигнала гетеродина  $u_p = U_p \cos(\omega_p t)$ ) в соответствии с малосигнальной вольт-фарадной характеристикой, измеренной при подаче постоянного напряжения.

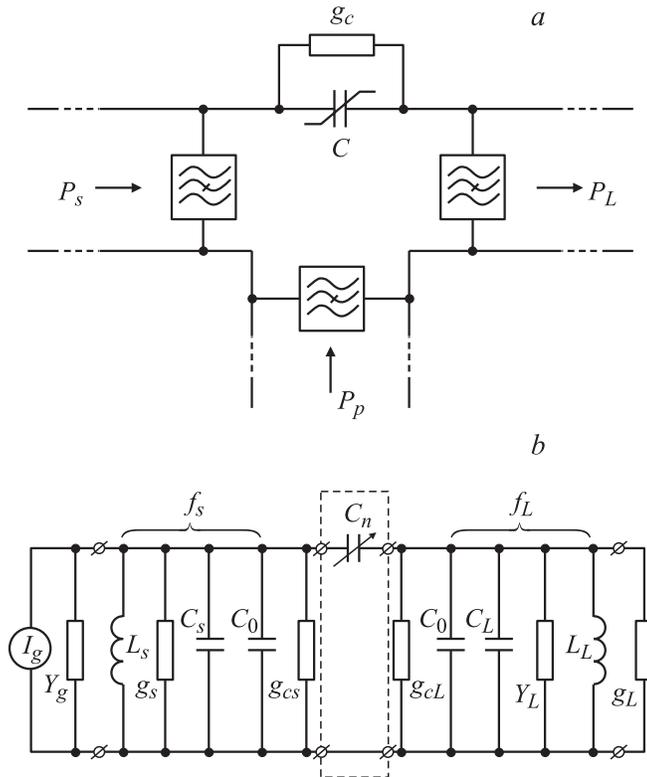
Экспериментальные вольт-фарадные характеристики конденсаторов на основе тонких пленок сегнетоэлектрика обычно хорошо описываются выражением [3]

$$C(U) = \frac{C(0)}{K} \left[ 1 + \frac{K-1}{1 + \left(\frac{U}{U_0}\right)^2} \right], \quad (1)$$

где  $C(0)$  — емкость конденсатора при  $U = 0$ ;  $U_0$  — феноменологический параметр, имеющий размерность напряжения и ответственный за количественное описание зависимости  $C(U)$ ;  $K = C(0)/C(\infty)$  характеризует управляемость конденсатора;  $C(\infty)$  — емкость при весьма большом напряжении ( $U \rightarrow \infty$ ).

В общем случае параметр  $U_0$  зависит от структуры и состава сегнетоэлектрического материала, а также непосредственно связан с геометрией конденсатора.

Анализ работы преобразователя с повышением частоты ( $f_L > f_s$ ) проводился в предположении, что сигналы только трех частот (частоты входного сигнала  $f_s$ , выходного сигнала  $f_L$  и сигнала гетеродина  $f_p$ ) могут



**Рис. 1.** Принципиальная (а) и эквивалентная электрическая (б) схемы преобразователя частоты.

существовать в цепи преобразователя (это условие обеспечивается включением фильтров в соответствующих цепях, как показано на рис. 1, а) и что амплитуда сигнала гетеродина ( $U_p$ ) значительно превышает амплитуду сигналов во входной ( $U_s$ ) и выходной ( $U_L$ ) цепях. В этом предположении нелинейную емкость можно рассматривать как линейную параметрическую, меняющуюся во времени с частотой  $f_p$  в соответствии с вольт-фарадной характеристикой. Тогда мгновенная малосигнальная динамическая емкость сегнетоэлектрического конденсатора может быть разложена в ряд Фурье по гармоникам гетеродина

$$C(t) = C_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_p t), \quad (2)$$

где

$$C_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} C(t) d(\omega_p \cdot t)$$

— постоянная составляющая емкости;

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} C(t) \cos(n \cdot \omega_p \cdot t) d(\omega_p \cdot t)$$

— амплитуда  $n$ -й гармоники емкости на частоте  $n f_p$ , которая характеризует преобразование входного сигнала частотой  $f_s$  в выходной сигнал частотой  $f_L = n f_p + f_s$ .

Действительно, если слабый входной сигнал  $u_s = U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s)$  поступает на вход преобразователя, а выход замкнут накоротко, то ток через конденсатор

$$i = \frac{d}{dt} [C(t)u_s(t)] = -\omega_s C_0 U_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) - U_s \sum_{n=1}^{\infty} (n\omega_p \pm \omega_s) C_n \sin[(n\omega_p \pm \omega_s)t \pm \varphi_s] \quad (3)$$

содержит большое количество составляющих комбинационных частот ( $n\omega_p \pm \omega_s$ ), преобразование на которые характеризуется коэффициентом  $C_n$  разложения (2). При наличии фильтров во входной и выходной цепях преобразователя только два члена ряда Фурье с коэффициентами  $C_0$  и  $C_n$  следует принимать во внимание. Обычно интересны случаи преобразования на основной частоте гетеродина ( $n = 1$ ) и на второй гармонике гетеродина ( $n = 2$ ). Согласно выражению (3), для частот  $f_s$  и  $f_L$  постоянная составляющая емкости в рабочей точке  $C_0$  (как и линейная проводимость  $g_{cs}$ ,  $g_{cL}$ , характеризующая потери в нелинейном конденсаторе на частотах  $f_s$  и  $f_L$  соответственно) могут быть отнесены к соответствующим резонансным цепям преобразователя. На рис. 1, б показана эквивалентная электрическая схема преобразователя частоты, где пунктиром выделен нелинейный четырехполюсник, ответственный за преобразование (цепь гетеродина на рис. 1, б не показана). На рис. 1, б  $Y_g$ ,  $Y_L$  — проводимости генератора и нагрузки соответственно;  $g_s$ ,  $g_L$  — проводимости, характеризующие потери в линейных элементах ( $L_s$ ,  $L_L$ ,  $C_s$ ,  $C_L$ ) входной и выходной резонансных цепей.

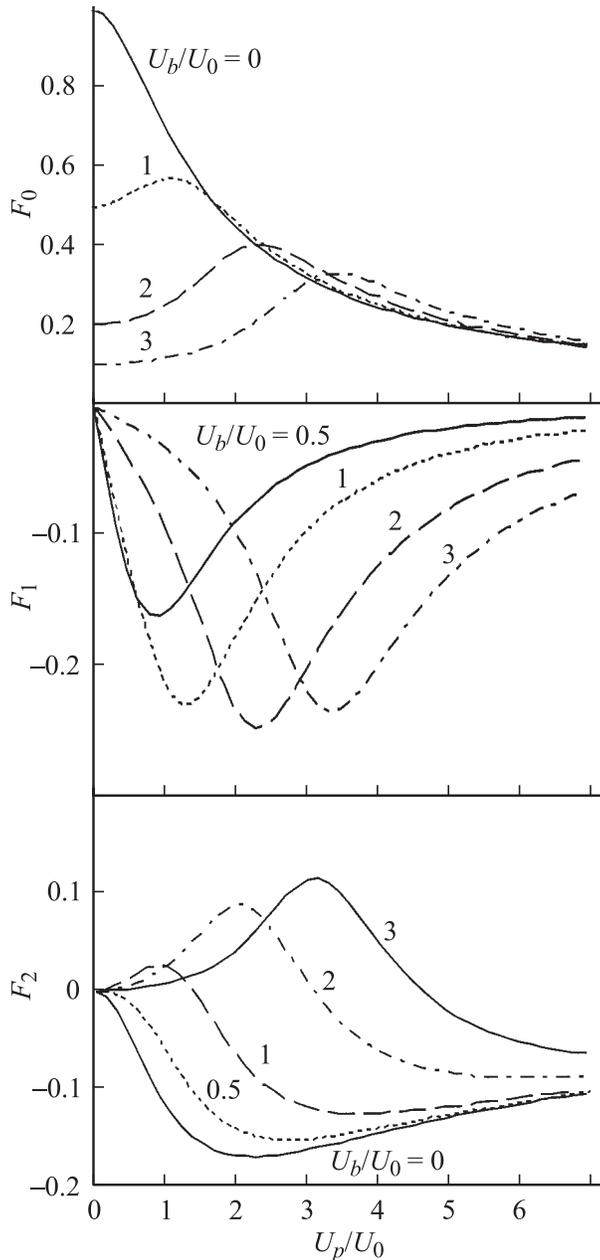
Аналитические выражения, устанавливающие зависимость коэффициентов Фурье  $C_0$ ,  $C_n$  от напряжения накачки и постоянного напряжения смещения на обкладках конденсатора, получим, используя аналитическое описание (1) вольт-фарадных характеристик. Подставив в выражение (1) мгновенные значения напряжения, определяющего рабочую точку нелинейной емкости,  $u(t) = U_b + U_p \cos(\omega_p t)$ , получим для коэффициентов Фурье

$$\begin{cases} C_0 = \frac{C(0)}{K} [1 + (K-1)F_0(U_b, U_p)], \\ F_0(U_b, U_p) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d(\omega_p t)}{1 + \left(\frac{U_b}{U_0} + \frac{U_p}{U_0} \cos(\omega_p t)\right)^2}, \end{cases} \quad (4a)$$

$$\begin{cases} C_n = \frac{C(0)}{K} [(K-1)F_n(U_b, U_p)], \\ F_n(U_b, U_p) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\cos(n\omega_p t) d(\omega_p t)}{1 + \left(\frac{U_b}{U_0} + \frac{U_p}{U_0} \cos(\omega_p t)\right)^2}, \end{cases} \quad (4b)$$

где  $F_0$ ,  $F_n$  — безразмерные функции, зависящие от амплитуды напряжения накачки и постоянного напряжения смещения.

Очевидно, что чем больше абсолютное значение  $F_n$ , тем более эффективно преобразование. На рис. 2 показаны зависимости функций  $F_0$ ,  $F_1$ ,  $F_2$  от нормированной амплитуды напряжения накачки  $U_p/U_0$  при напряжении смещения как параметре. Как видно на рис. 2, преобразование на второй гармонике гетеродина ( $f_L = 2f_p + f_s$ )



**Рис. 2.** Зависимость функций  $F_0$ ,  $F_1$ ,  $F_2$  от амплитуды напряжения гетеродина на нелинейном конденсаторе  $U_p$  при напряжении смещения  $U_b$  как параметре.  $U_b$ ,  $U_p$  нормированы на параметр  $U_0$  вольт-фарадной характеристики.

наиболее эффективно в отсутствие постоянного напряжения смещения ( $U_b = 0$ ) при  $U_p \cong 2U_0$ , что обеспечивает  $F_0 \approx 0.45$ ,  $|F_2| \approx 0.18$ . Преобразование на основной частоте гетеродина ( $f_L = f_p + f_s$ ) наиболее эффективно при  $U_b \cong (1 \dots 3)U_0$  и  $U_p \cong (1 \dots 3)U_0$  соответственно. В частности, для  $U_b = U_p = U_0$   $F_0 \approx 0.55$ ,  $|F_1| \approx 0.22$ .

Коэффициент преобразования  $G = P_L/P_s$  ( $P_L$ ,  $P_s$  — мощности выходного и входного сигналов соответственно) максимален при выполнении условия согласования нелинейного четырехполюсника с внешними цепями.

Для схемы, приведенной на рис. 1, *b*, выражение для максимального коэффициента преобразования имеет вид

$$\frac{G_{\text{opt}}}{G_{MR}} = \frac{\omega_L \omega_s C_n^2}{(g_{cL} + g_L)(g_{cs} + g_s) \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\omega_s \omega_L C_n^2}{(g_{cL} + g_L)(g_{cs} + g_s)}}\right)^2} \quad (5)$$

при оптимальных проводимостях генератора  $Y_g$  и нагрузки  $Y_L$ , определяемых как

$$\left. \begin{aligned} Y_{g\text{opt}} &= (g_{cs} + g_s) \sqrt{1 + \frac{\omega_s \omega_L C_n^2}{(g_{cs} + g_s)(g_{cL} + g_L)}}, \\ Y_{L\text{opt}} &= (g_{cL} + g_L) \sqrt{1 + \frac{\omega_s \omega_L C_n^2}{(g_{cs} + g_s)(g_{cL} + g_L)}}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где  $G_{MR} = \omega_L/\omega_s$  — максимальный коэффициент преобразования, соответствующий преобразователю без потерь на основе нелинейной реактивности (следует из соотношений Мэнли–Роу [9]).

Учтем соотношения

$$\left. \begin{aligned} g_{cL} &= \omega_L \cdot C_0 \tan \delta_L, \\ g_L &= \frac{\omega_L \cdot (C_0 + C_L)}{Q_L}, \quad \xi_L = \frac{C_0}{C_0 + C_L}, \\ g_{cs} &= \omega_s \cdot C_0 \tan \delta_s, \\ g_s &= \frac{\omega_s \cdot (C_0 + C_s)}{q_s}, \quad \xi_s = \frac{C_0}{C_0 + C_s} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

и введем обозначения

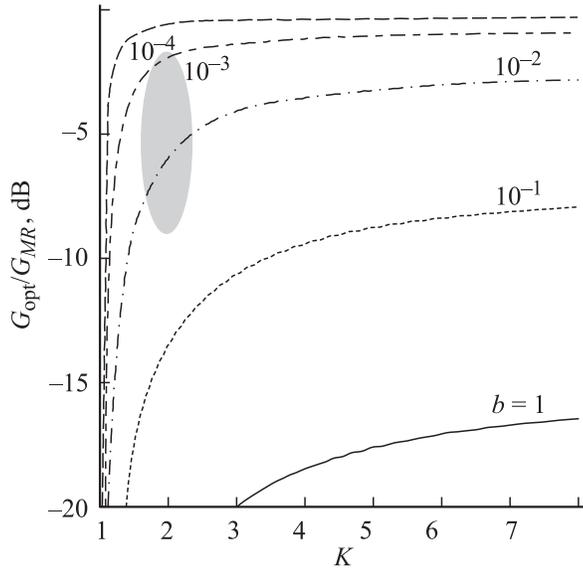
$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{C_n}{C_0} = \frac{(K-1) \cdot F_n}{1 + (K-1) \cdot F_0}, \\ b &= \tan \delta_s \tan \delta_L \cdot \left(1 + \frac{1}{\xi_s \cdot Q_s \tan \delta_s}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\xi_L \cdot Q_L \tan \delta_L}\right), \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где  $\tan \delta_s$ ,  $\tan \delta_L$  — тангенсы угла диэлектрических потерь сегнетоэлектрического конденсатора на частотах  $f_s$  и  $f_L$  соответственно;  $Q_s$ ,  $Q_L$  — добротности входной и выходной цепей преобразователя без нелинейного конденсатора;  $\xi_s$ ,  $\xi_L$  — коэффициенты включения нелинейной емкости во входную и выходную резонансные цепи, равные отношению энергии, запасаемой в нелинейном конденсаторе, к полной энергии, запасаемой в резонансной цепи.

Тогда (5) и (6) можно переписать в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{G_{\text{opt}}}{MR} &= \frac{m^2}{b \left(1 + \sqrt{1 + \frac{m^2}{b}}\right)^2}, \\ (Y_s Y_L)_{\text{opt}} &= \omega_s \omega_L C_0^2 (m^2 + b). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Глубина модуляции емкости  $m$  на частоте  $nf_p$  определяется только коэффициентом управляемости  $K$  и управляющими напряжениями  $U_p$  и  $U_b$ . Для типичных для сегнетоэлектрических конденсаторов значений  $K = 1.5 \dots 3$

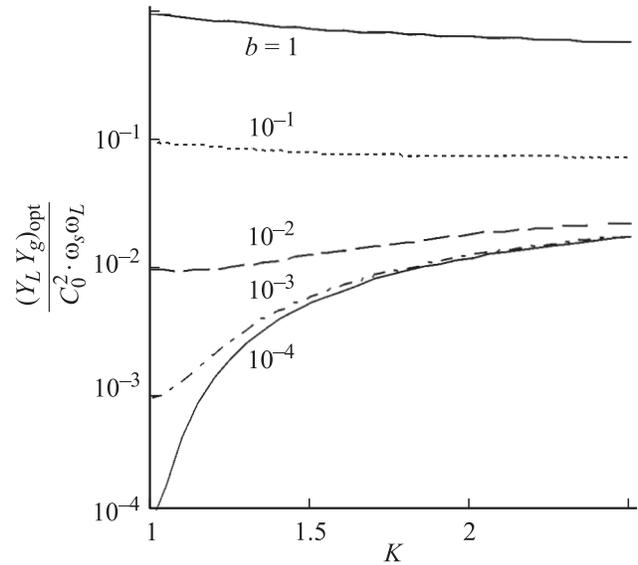


**Рис. 3.** Зависимость оптимального коэффициента преобразования  $G_{\text{opt}}$  от управляемости  $K$  нелинейного конденсатора при различных значениях параметра  $b$  для преобразования на основной частоте гетеродина ( $n = 1$ ) при  $U_b = U_p = U_0$ . Коэффициент преобразования нормирован на коэффициент преобразования преобразователя без потерь. Заштрихована область ожидаемых значений характеристик.

и указанных выше величин  $F_0$ ,  $F_n$  значение  $m$  лежит в диапазоне  $0.07 \dots 0.7$  для  $n = 1, 2$ . Величина  $b$  характеризует потери преобразования за счет потерь в сегнетоэлектрическом конденсаторе и резонансных цепях. Для значений  $K$ , удовлетворяющих условию  $(K - 1)F_0 \gg 1$ , величина  $K$  практически не влияет на эффективность преобразования. При обратном неравенстве увеличение управляемости конденсатора может частично компенсировать потери в преобразователе. Ниже будем рассматривать только случай преобразования на основной частоте гетеродина ( $n = 1$ ,  $f_L = f_s + f_p$ ).

На рис. 3, 4 представлены зависимости оптимального коэффициента преобразования  $G_{\text{opt}}/G_{MR}$  и произведения оптимальных проводимостей генератора сигнала и нагрузки  $(Y_g Y_L)_{\text{opt}}$  от управляемости  $K$  сегнетоэлектрического конденсатора при различных значениях параметра  $b$  для  $U_b = U_p = U_0$ . Значения  $(Y_g Y_L)_{\text{opt}}$  нормированы на произведение частот  $\omega_s$ ,  $\omega_L$  и квадрата емкости сегнетоэлектрического конденсатора в отсутствие сигнала гетеродина, что позволяет использовать приведенные графики при проектировании преобразователя на любые частоты. Из рис. 3 видно, что, например, при  $b \leq 10^{-4}$  нет необходимости использовать конденсаторы с управляемостью выше, чем  $K = 2$ , так как изменение максимальной эффективности преобразования при этом менее 1 dB, тогда как при  $b = 10^{-2}$  увеличение  $K$  от 2 до 8 ведет к возрастанию эффективности преобразования  $G_{\text{opt}}$  на 3 dB.

На сегодняшний день значения добротности  $Q$  порядка  $10^2$  и коэффициента включения  $\xi$  порядка  $0.1 \dots 0.3$



**Рис. 4.** Зависимость произведения оптимальных проводимостей генератора сигнала и нагрузки  $(Y_g Y_L)_{\text{opt}}$  от управляемости  $K$  нелинейного конденсатора при различных значениях параметра  $b$  для преобразования на основной частоте гетеродина при  $U_b = U_p = U_0$ . Значения  $(Y_g Y_L)_{\text{opt}}$  нормированы на произведение частот входного и выходного сигнала и квадрата емкости конденсатора при  $U_p = 0$ .

типичны для микрополосковых резонансных цепей на частотах порядка 10 GHz. Для объемных резонаторов на тех же частотах добротность  $Q$  достигает нескольких тысяч, однако коэффициент включения сегнетоэлектрического конденсатора в объемный резонатор, как правило, мал  $\xi \sim 10^{-2}$ . Учитывая значения  $\tan \delta$  сегнетоэлектрических конденсаторов  $5 \cdot (10^{-3} \dots 10^{-2})$  для частот  $1 \dots 60$  GHz соответственно, можно считать, что потери в линейных элементах цепи преобразователя являются определяющими. Тогда значение  $b \cong (\xi_s \xi_L Q_s Q_L)^{-1} \cong 10^{-2} \dots 10^{-3}$  справедливо как для микрополосковых, так и для объемных резонаторов. Как следствие, при управляемости  $K = 1.5 \dots 2$  эффективность преобразования  $G_{\text{opt}}$  ниже значения Мэнли-Роу на  $2.5 \dots 8$  dB (на рис. 3 область ожидаемых на практике характеристик преобразователей заштрихована).

Как следует из рис. 2 и выражения (4), максимальное значение коэффициента  $C_n$  при  $U_b = U_0$  достигается при амплитуде напряжения гетеродина, близкой к  $U_0$ . Это определяет условия на требуемый уровень мощности гетеродина  $P_p$ . Если преобразователь согласован с цепью гетеродина на частоте  $f_p$ , то падающая мощность гетеродина может быть записана как

$$P_p = \frac{1}{2} U_p^2 (g_p + g_{c,p}),$$

где  $g_p$ ,  $g_{c,p}$  характеризуют потери в линейных элементах резонансной цепи гетеродина и нелинейном конденсаторе на частоте  $f_p$ .

С учетом  $U_p = U_0$  и соотношений, аналогичных (7), для мощности гетеродина, обеспечивающей максимальный коэффициент преобразования, получим

$$P_p = \frac{1}{2} \omega_p \cdot C_0 \cdot U_0^2 \tan \delta_p \left( 1 + \frac{1}{\xi_p \cdot Q_p \tan \delta_p} \right), \quad (10)$$

где  $Q_p$ ,  $\xi_p$ ,  $\tan \delta_p$  — соответственно добротность резонансной схемы гетеродина, коэффициент включения в нее нелинейного конденсатора и его  $\tan \delta$  на частоте  $f_p$ .

Из выражения (10) видно, что мощность накачки определяется параметрами сегнетоэлектрического конденсатора ( $C_0$ ,  $U_0$ ,  $\tan \delta$ ) и эффективностью его включения в цепь преобразователя. Мощность гетеродина, рассеиваемая в активной области сегнетоэлектрического конденсатора,  $P_{\text{dis}} = 0.5 U_p^2 \omega_p C_0 \tan \delta_p$ , может приводить к перегреву сегнетоэлектрической пленки, величина которого зависит от конструкции конденсатора и в значительной степени определяется параметром  $U_0$ . Этот эффект следует учитывать при разработке преобразователей.

Приведенное выше соотношение (9) и показанные на рис. 3, 4 рассчитанные нормированные величины коэффициента преобразования и проводимостей внешних цепей позволяют оценивать характеристики сегнетоэлектрических преобразователей частоты на основе простых измерений малосигнальных вольт-фарядных характеристик и тангенса угла диэлектрических потерь сегнетоэлектрического элемента, параметры которого ( $K$ ,  $U_0$ ,  $\tan \delta$ ) могут варьироваться в процессе формирования емкостной структуры в зависимости от толщины, микроструктуры и состава пленок сложных оксидных сегнетоэлектриков.

## 2. Схема преобразователя частоты. Моделирование характеристик

В качестве нелинейного элемента преобразователя использовались конденсаторы планарной и плоскопараллельной конструкций на основе пленок  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ . По сравнению с планарной плоскопараллельная конструкция конденсатора позволяет снизить напряжение управления емкостью при использовании идентичных сегнетоэлектрических пленок, что играет важную роль при разработке преобразователя с точки зрения выбора мощности гетеродина. Схематически конструкции конденсаторов показаны на вставке к рис. 5. Конденсаторные структуры формировались на подложке из поликора размером  $0.5 \times 1.5 \times 0.5$  mm. Пленка  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  осаждалась методом магнетронного распыления. Длина емкостного зазора шириной  $s$  планарного конденсатора и площадь электродов ( $s \times s$ ) плоскопараллельного конденсатора обеспечивали одинаковые номиналы емкости ( $\sim 6$  pF) для конденсаторов, использованных в преобразователях.

Для практической реализации преобразователя были проведены измерения вольт-фарядных характеристик и

Параметры  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  конденсаторов

№ конденсатора	Структура пленки	$x$	$h$ , $\mu\text{m}$	$s$ , $\mu\text{m}$	$U_0$ , V	$K$
1	Керамическая	0.6	8.0	20	150	2.2
2	Поликристаллическая	0.3	0.5	5	165	2.5
3	То же	0.5	0.5	5	27	2.8
4	»»	0.3	0.8	30	25	3.4

$\tan \delta$  большого количества конденсаторов разной геометрии, в которых использовались поликристаллические и керамические пленки  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  разного состава  $x$  и разной толщины  $h$ . В таблице приведены геометрические размеры ( $h$ ,  $s$ ) конденсаторных конструкций (1–3 — планарные конденсаторы, 4 — плоскопараллельный конденсатор), состав пленки  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  и параметры  $U_0$  и  $K$  выражения (1), описывающего вольт-фарядную характеристику конденсатора.

Малосигнальные зависимости емкости и  $\tan \delta$  конденсаторов от постоянного напряжения  $U_b$ , измеренные на частоте 3 GHz, показаны на рис. 5. Видно наличие двух

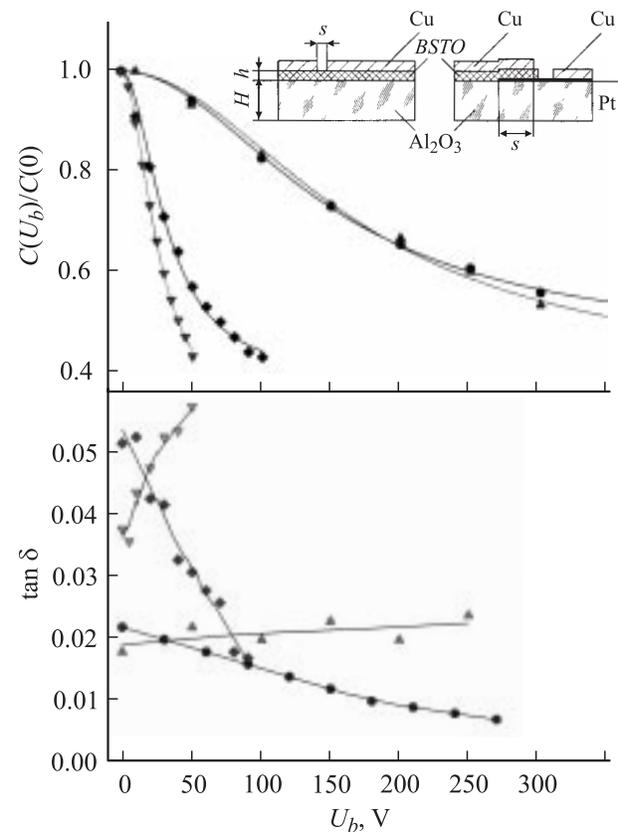
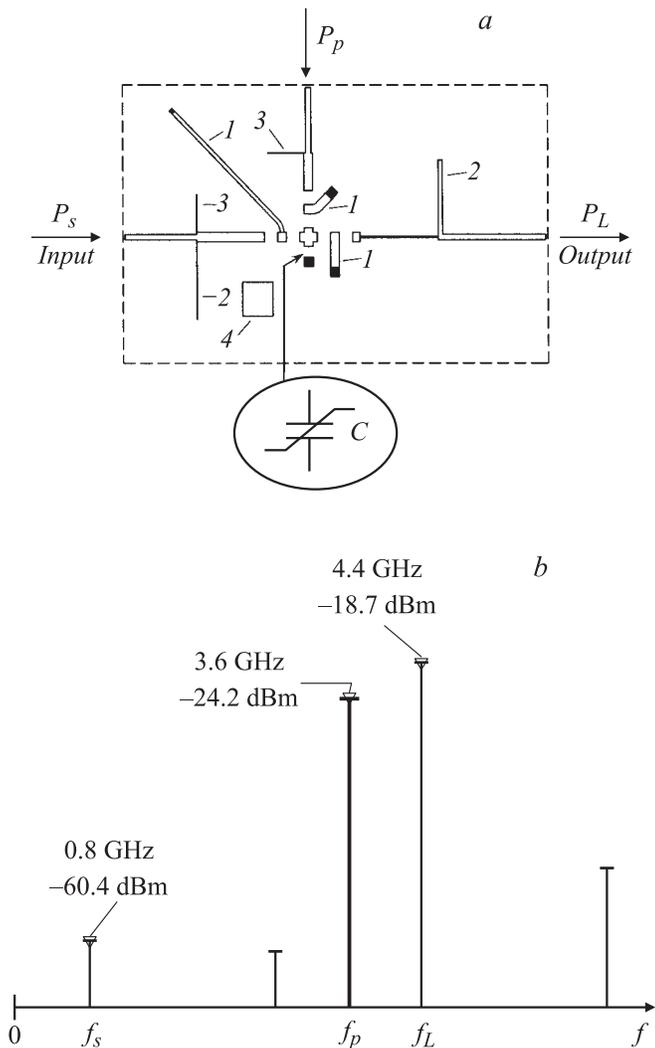


Рис. 5. Зависимости емкости и  $\tan \delta$  от постоянного напряжения, измеренные на частоте 3 GHz, для конденсаторов на основе  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  пленки:  $\blacktriangle$  — 1,  $\bullet$  — 2,  $\blacklozenge$  — 3,  $\blacktriangledown$  — 4. На вставке — поперечное сечение планарных (1–3) и плоскопараллельного (4) конденсаторов.



**Рис. 6.** Топология преобразователя частоты (а) и спектр сигнала на выходе оптимизированного преобразователя при  $P_p = +30$  dBm,  $P_s = -20$  dBm,  $U_b = 27$  V (b). 1 — короткозамкнутые шлейфы; 2, 3 — разомкнутые шлейфы, играющие роль режекторных фильтров для сигналов частоты  $f_p$  и  $2f_p$  соответственно; 4 — контактная площадка в цепи подачи напряжения смещения на нелинейный конденсатор.

групп конденсаторов, заметно различающихся параметром  $U_0$  вольт-фарадной характеристики. Большие значения  $U_0$  ( $U_0 \approx 150$  V) характерны для планарных конденсаторов на основе толстых керамических пленок состава  $x = 0.6$  (№ 1) и тонких поликристаллических пленок с малым содержанием бария ( $x = 0.3$ , конденсатор 2).  $U_0 \approx 25$  V получены для планарного (3) и плоскопараллельного (4) конденсаторов на поликристаллических пленках состава  $x = 0.5$  и  $0.3$  соответственно. Отметим, что для плоскопараллельной конструкции возможно снижение  $U_0$  до единиц вольт [10]. Таким образом, варьирование конструкции конденсаторов, состава и толщины пленок  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  позволяет в широких пределах варьировать параметр  $U_0$  и, следовательно, мощность гетеродина разрабатываемого преобразователя. Несмот-

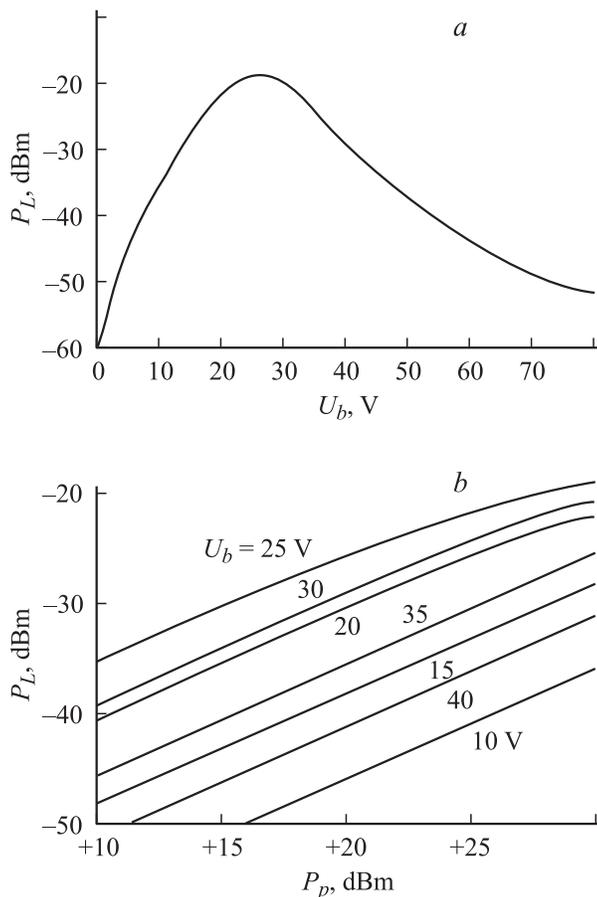
ря на повышенные значения  $\tan\delta$  конденсаторов 3 и 4, именно они были выбраны для практической реализации преобразователя с целью снижения мощности гетеродина.

Преобразователь с повышением частоты ( $f_s = 0.8$  GHz,  $f_L = 4.4$  GHz), рассчитанный на волновое сопротивление внешних цепей  $50 \Omega$ , выполнялся на подложке Роджерс 3010 размером  $48 \times 30 \times 0.64$  mm ( $\epsilon = 10.2$ ,  $\tan\delta = 3.5 \cdot 10^{-3}$ ). Топология преобразователя и спектр основных частот на выходе оптимизированного преобразователя показаны на рис. 6. Нелинейный конденсатор  $C$  включался последовательно в емкостные ветви параллельных резонансных контуров, образованных индуктивностями короткозамкнутых шлейфов и емкостями линейных конденсаторов, включенных в зазоры микрополосковых линий. Разомкнутые на концах четвертьволновые шлейфы на входах каждой из трех цепей преобразователя играют роль загораживающих фильтров для сигналов на основной частоте  $f_p$  и на второй гармонике гетеродина  $2f_p$ . Контактная площадка предусмотрена для удобства подачи напряжения смещения на нелинейный конденсатор через резистор  $R = 1$  MΩ.

Расчетные характеристики преобразователя получены с помощью стандартных компьютерных программ, предназначенных для анализа СВЧ цепей. Основой моделирования характеристик преобразователя служили вольт-фарадная характеристика планарного конденсатора 3 и значение  $\tan\delta = 0.05$ . Для компьютерного моделирования нелинейная зависимость емкости конденсатора от напряжения аналитически описывалась степенным рядом вида  $C(U) = C_0 + C_2U^2 + C_4U^4 + \dots + C_{2k}U^{2k} + \dots$ , содержащим только четные степени напряжения, что справедливо в пренебрежении слабыми гистерезисными эффектами на начальном участке вольт-фарадной характеристики. Мы ограничились восемью членами ряда ( $k = 7$ ).

При моделировании мощность входного сигнала выбиралась равной  $P_s = -20$  dBm. Мощность гетеродина варьировалась в диапазоне  $-20 \dots +34$  dBm и ограничивалась сверху диапазоном напряжений на нелинейном конденсаторе, в котором справедливо принятое нами описание вольт-фарадной характеристики степенным рядом.

Рис. 7 иллюстрирует полученные в результате моделирования зависимости выходной мощности преобразователя от напряжения смещения при мощности гетеродина  $+30$  dBm (рис. 7, а) и от мощности гетеродина при разных напряжениях смещения (рис. 7, б). Из рис. 7, а видно, что в рассмотренном диапазоне мощности гетеродина коэффициент преобразования максимален при  $U_b = U_0 = 27$  V. Уменьшение выходной мощности преобразователя при  $U_b \neq U_0$  связано в основном с рассогласованием схемы преобразователя, а также с уменьшением коэффициента  $C_1$  в разложении нелинейной емкости в ряд Фурье, ответственного за преобразование на частоту  $f_L$  (выражение (4) и рис. 2). Из рис. 7, б следует, что мощность на выходе преобразователя прямо пропорциональна мощности гетеродина



**Рис. 7.** Расчетные зависимости выходной мощности преобразователя на частоте  $f_L$  в зависимости от напряжения смещения  $U_b$  при  $P_p = +30$  dBm (a) и от мощности гетеродина при различных напряжениях смещения  $U_b$  (b). Мощность сигнала  $P_s = -20$  dBm.

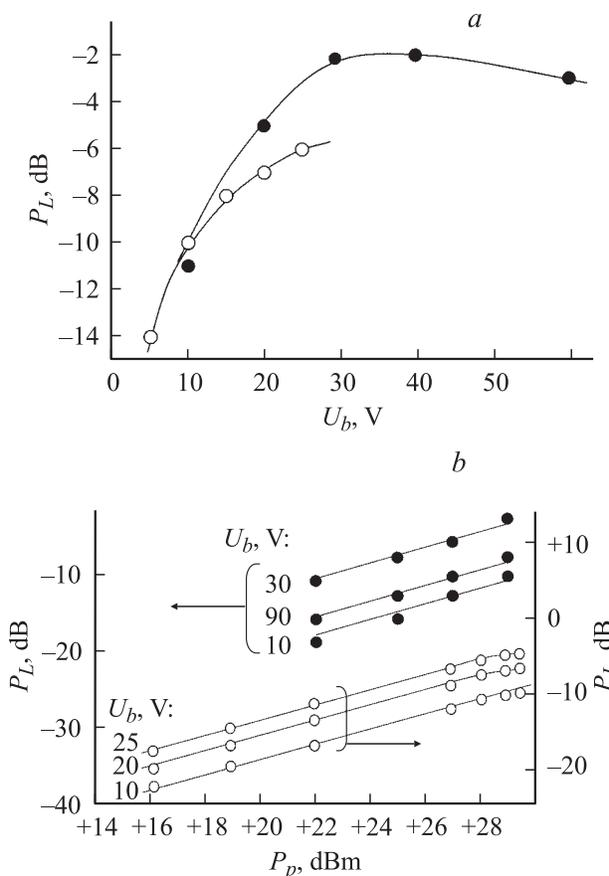
при  $P_p < +25$  dBm для всех значений  $U_b$ . Отклонение от линейности зависимости  $P_L(P_p)$  при  $P_p \geq +25$  dBm,  $U_b \approx 20 \dots 30$  V может быть связано с ослаблением зависимости глубины модуляции емкости от мощности гетеродина вблизи экстремума функции  $F_1(U_p)$  (рис. 1) и с рассогласованием схемы преобразователя при изменении постоянной составляющей емкости под действием напряжения гетеродина. На практике к такому же эффекту может приводить не заложенный в модель нагрев активной области пленки  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  за счет рассеиваемой мощности сигнала гетеродина.

Приведенный на рис. 6 расчетный спектр выходного сигнала оптимизированного преобразователя соответствует  $U_b = 27$  V и мощности  $P_p = +30$  dBm, обеспечивающей амплитуду напряжения гетеродина на нелинейном конденсаторе  $U_p = 26$  V. Условия  $U_p \approx U_b \approx U_0$ , при которых достигается максимальный коэффициент преобразования  $G = P_L/P_s$ , а также его величина  $+1.3$  dB, которая оказывается на 6 dB ниже значения коэффициента преобразования идеального преобразователя без потерь, согласуются с результатами теоретического анализа, изложенного в разделе 1.

### 3. Экспериментальные характеристики преобразователя частоты

Как видно на рис. 6, b, спектр выходного сигнала содержит кроме сигнала основной частоты  $f_L$  паразитные составляющие на частотах  $f_s$ ,  $f_p$  и комбинационных частотах. Для подавления паразитных сигналов на выходе преобразователя предусмотрен узкополосный (полоса 0.9%) полосно-пропускающий фильтр с вносимым ослаблением 5 dB. Ниже приводятся характеристики макета преобразователя, настроенного на частоты  $f_s = 0.83$  GHz ( $S_{11} = -11$  dB),  $f_p = 3.57$  GHz ( $S_{22} = -12$  dB),  $f_L = 4.4$  GHz ( $S_{33} = -9$  dB).

Измеренные зависимости выходной мощности преобразователя от напряжения смещения и мощности гетеродина приведены на рис. 8. Выходная мощность приведена в относительных единицах, что позволяет сопоставлять результаты измерений и моделирования, исключая неучтенные потери во внешних элементах измерительной схемы и в самом преобразователе. Значения выходной мощности отнесены к максимальной величине, полученной в экспериментах с планарными конденсаторами.



**Рис. 8.** Экспериментальные зависимости выходной мощности преобразователя в зависимости от напряжения смещения при  $P_p = +28$  dBm (a) и от мощности гетеродина при разных значениях  $U_b$  (b). ● — планарный конденсатор, ○ — плоскопараллельный конденсатор.

Характер зависимости выходной мощности преобразователя от напряжения смещения на планарном конденсаторе (рис. 8) качественно согласуется с результатами моделирования (рис. 7, а). Однако экспериментально наблюдаемый максимум зависимости  $P_L(U_0)$  более широкий, что связано с меньшей добротностью резонансных цепей в реальном преобразователе по сравнению с модельными представлениями. Для преобразователя на плоскопараллельном конденсаторе проявляется та же тенденция ослабления зависимости  $P_L(U_b)$  вблизи  $U_b = U_0$ , однако максимум не удалось зафиксировать из-за резкой деградации параметров конденсатора при увеличении  $U_b$  выше 30 В при одновременном воздействии сигнала гетеродина. Значение максимального коэффициента преобразования для преобразователя на плоскопараллельном конденсаторе оказывается на 3...4 дБ ниже, чем на планарном конденсаторе.

Из рис. 8, следует, что экспериментально измеренная выходная мощность  $P_L$  прямо пропорциональна мощности гетеродина  $P_p$  при всех значениях  $U_b$  в диапазоне  $P_p$  вплоть до +30 дВт при использовании планарного конденсатора. Для преобразователей на плоскопараллельных конденсаторах отклонение от прямой пропорциональности между  $P_L$  и  $P_p$  наблюдается при  $P_p > +26$  дВт. Отсутствие этого эффекта в преобразователях на планарных конденсаторах свидетельствует в пользу того, что за эффект подавления коэффициента преобразования ответствен нагрев активной области плоскопараллельного конденсатора за счет рассеиваемой мощности гетеродина.

Мы грубо оценили перегрев  $\Delta T$  сегнетоэлектрической пленки при условиях цилиндрического (для планарного конденсатора) и сферического (для плоскопараллельного конденсатора) теплоотводов от пленки (Ba, Sr) TiO<sub>3</sub> в подложку при неизменной температуре ее обратной стороны с использованием следующих соотношений: для планарного конденсатора

$$\Delta T = T - T_0 = \frac{P_{\text{dis}}}{2l\lambda_f} \left[ \frac{h}{s} + \frac{2}{\pi} \frac{\lambda_f}{\lambda_{\text{sub}}} \ln \left( \frac{\pi H}{s} \right) \right], \quad (11)$$

для плоскопараллельного конденсатора

$$\Delta T = \frac{P_{\text{dis}}}{2s\lambda_f} \left[ \frac{h}{s} + \frac{\lambda_f}{\lambda_{\text{sub}}} \frac{1}{\pi} \left( \sqrt{2\pi} - \frac{s}{H} \right) \right], \quad (12)$$

где  $\lambda_f$ ,  $\lambda_{\text{sub}}$  — коэффициенты теплопроводности пленки Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> и подложки конденсатора соответственно;  $H$ ,  $h$  — толщина подложки и пленки соответственно;  $s$  — ширина зазора планарного конденсатора и длина стороны квадратного электрода плоскопараллельного конденсатора;  $l$  — длина емкостного зазора планарного конденсатора.

Используя  $\lambda_f = 2W/(m \cdot K)$ ,  $\lambda_{\text{sub}} = 25W/(m \cdot K)$  [3], получаем, что в использованных нами конструкциях конденсаторов при одинаковой рассеиваемой мощности перегрев плоскопараллельного конденсатора примерно в 40 раз превышает перегрев планарного конденсатора.

Таким образом, перегрев может оказаться существенным препятствием для использования плоскопараллельных конденсаторов в схемах СВЧ с повышенным уровнем мощности.

## Заключение

В работе проведен анализ преобразователя частоты, в котором в качестве нелинейного элемента используется конденсатор, содержащий тонкую пленку сегнетоэлектрика в парафазе. На основе феноменологического описания малосигнальной вольт-фарадной характеристики нелинейного конденсатора проанализированы условия, обеспечивающие наибольшую эффективность преобразования. Показано, что для рекордных на сегодняшний день значений  $\tan \delta$  сегнетоконденсаторов ожидаемая эффективность преобразования частоты на 2.5...8 дБ ниже величины, определяемой соотношением Мэнли-Роу.

Разработана схема преобразователя с повышением частоты. Проведено моделирование и измерение характеристик разработанного преобразователя с использованием планарных и плоскопараллельных конденсаторных структур. Получено хорошее качественное соответствие между результатами измерений и анализа преобразователя.

Показано, что при использовании плоскопараллельных конденсаторов важным фактором, ограничивающим их применение, может оказаться перегрев активной области сегнетоэлектрической пленки за счет рассеиваемой мощности гетеродина.

Приведенные в работе результаты исследования преобразователя частоты с использованием нелинейного сегнетоэлектрического конденсатора могут служить основой для дальнейшего исследования этого класса преобразователей частоты с точки зрения оптимизации схематологических решений, оптимизации конструкций конденсаторов, измерения шумовых характеристик. Результаты могут быть использованы разработчиками узлов приемопередающей аппаратуры.

Работа выполнена в рамках научно-технической программы Министерства образования и науки РФ „Научные исследования высшей школы по приоритетным направлениям науки и техники“ (подпрограмма 208).

## Список литературы

- [1] Van Keuls F.W., Romanofsky R.R., Mueller C.H. // Integr. Ferroelectr. 2001. Vol. 34. N 1. P. 165.
- [2] Gevorgian S., Carlsson E., Wikborg E. et al. // Integr. Ferroelectr. 1998. Vol. 22. P. 245.
- [3] Сегнетоэлектрики в технике СВЧ / Под ред. О.Г. Вендика. М.: Сов. радио, 1979. 272 с.
- [4] Козырев А.Б., Гайдюков М.М., Гагарин А.Г. и др. // Письма в ЖТФ. 2002. Т. 28. Вып. 6. С. 51.
- [5] Findikoglu A.T., Jia Q.X., Reagor D.W. et al. // Electron. Lett. 1995. Vol. 31. N 21. P. 1814.

- [6] *Findikoglu A.T., Jia Q.X., Reagor D.W.* // IEEE Trans. on Appl. Superconductivity. 1997. Vol. 7. N 2. P. 2925.
- [7] *Samoilova T., Astafiev K., Rivkin T., Ginley D.* // J. Appl. Phys. 2001. Vol. 90. N 11. P. 5703.
- [8] *Kozyrev A., Ivanov A., Samoilova T.* et al. // J. Appl. Phys. 2000. Vol. 88. N 9. P. 5334.
- [9] *Manley J.M., Rowe H.E.* // Proc. IRE. 1956. Vol. 44. P. 904.
- [10] *Koutsaroff I.P., Woo P., McNeil L.* et al. // Proc 13<sup>th</sup> IEEE Intern. Symposium on Applications of Ferroelectrics. 2002. P. 247.