

А.И. ЛУЧАНИНОВ, д-р физ.-мат. наук, Д.С. ГАВВА, канд. техн. наук,
Е.В. КРИКУН, канд. техн. наук, Ю.В. ВИШНЯКОВА

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В ВТСП ФИЛЬТРАХ

Введение

Исследованию нелинейных электродинамических устройств посвящен целый ряд работ. Эта задача является весьма актуальной. Особый интерес представляет анализ нелинейных эффектов возникающих в микроволновых устройствах, выполненных на основе высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП). Более детальные исследования ВТСП показали, что их поверхностный импеданс обладает нелинейными свойствами. Это означает, что устройства, использующие эффект сверхпроводимости, являются нелинейными. При их работе возникают нелинейные явления, которые ограничивают область применения устройств с ВТСП. Проведенный анализ [1] показывает, что нелинейные эффекты в ВТСП структурах могут поставить под сомнение целесообразность применения ВТСП материалов в микроволновой технике. В связи с этим анализ возникающих нелинейных эффектов необходим уже на этапе проектирования устройства. Особенно сильно нелинейные свойства проявляются в структурах с высокой плотностью тока, в частности в фильтрах.

В настоящей работе приведены результаты исследования нелинейных эффектов в фильтрах, выполненных с использованием высокотемпературных проводников.

Математическая модель ВТСП фильтров

При построении математической модели предполагалось, что в общем случае ВТСП фильтр представляет собой микрополосковую структуру (МПС), образованную совокупностью из Q проводников S_q . Проводники располагаются на границах раздела многослойной плоскостной среды, материальные параметры p -го слоя которой равны $\epsilon_p, \mu_p, \sigma_p$, общее число слоев равно P (рис. 1).

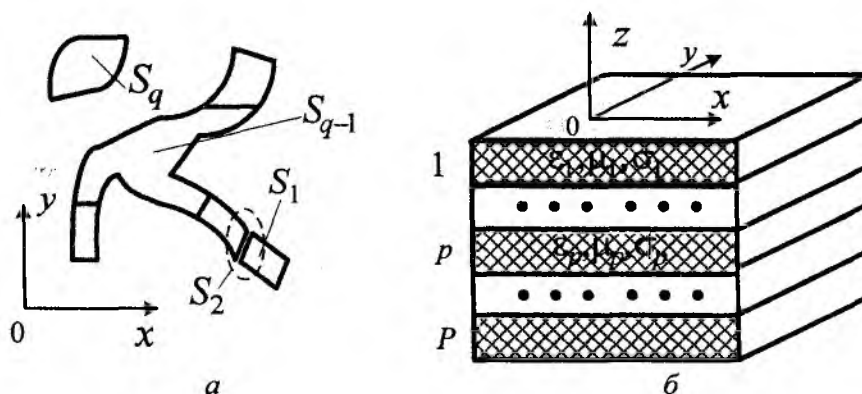


Рис. 1

На поверхности проводника S_q МПС выполняются нелинейные граничные условия вида

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{n} \times \hat{\mathbf{Z}}_q[\mathbf{r}, \mathbf{j}(\mathbf{r}, t)]|_{S_q}, \quad (1)$$

где $\mathbf{n}(\mathbf{r})$ – внешняя нормаль к поверхности проводника S_q в точке \mathbf{r} ; $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ – касательная составляющая напряженности электрического поля; $\hat{\mathbf{Z}}_q[\cdot]$ – нелинейный оператор, описы-

вающий свойства поверхностного импеданса проводника S_q в точке \mathbf{r} ; $\mathbf{j}(\mathbf{r}, t)$ – плотность поверхностного тока на S_q .

Конкретный вид оператора $\hat{Z}_q[\cdot]$, а следовательно и (1), зависит от свойств проводника S_q . Так если S_q – идеальный проводник, то (1) имеет вид

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)|_S = 0; \quad (2)$$

если на поверхности проводника выполняются граничные условия Леонтовича, то

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} Z_s(\mathbf{r}, \omega) [\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{J}(\mathbf{r}, \omega)] \exp(j\omega t) d\omega \Big|_S, \quad (3)$$

где $Z_s(\mathbf{r}, \omega)$ – поверхностный импеданс проводника в точке \mathbf{r} на частоте ω ; $\mathbf{J}(\mathbf{r}, \omega)$ – комплексная амплитуда поверхностной плотности тока на частоте ω . Если же S_q – высокотемпературный сверхпроводник, то полагалось [2], что

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \approx a_{NL}(j(\mathbf{r}, t)) \cdot \mathbf{j}(\mathbf{r}, t) + \frac{d}{dt} (b_{NL}(j(\mathbf{r}, t)) \cdot \mathbf{j}(\mathbf{r}, t)), \quad (4)$$

где $a_{NL}(j(\mathbf{r}, t))$ и $b_{NL}(j(\mathbf{r}, t))$ – функции, характеризующие нелинейные свойства ВТСП проводника.

Предусмотрено также включение в МПС линейных или нелинейных элементов с сосредоточенными параметрами. Для примера на рис. 1, а пунктиром показана область разрыва S_2 для подключения сосредоточенного двухполюсного элемента. В этом случае полагается, что S_2 имеет вид узкой щели шириной Δ и в области S_2 должно выполняться условие

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{\Delta \cdot j} F_k[Wj(\mathbf{r}, t)] \cdot \mathbf{j}(\mathbf{r}, t), \quad (5)$$

где W – ширина проводника, в который включен сосредоточенный элемент, $F_k[\cdot]$ – вольт-амперная характеристика сосредоточенного элемента.

Для таких МПС, аналогично [3], получена система нелинейных интегральных уравнений относительно распределения частотных составляющих плотности поверхностного тока:

$$\mathbf{n}_p \times \iint_S \tilde{G}_i(\mathbf{r}_p, \mathbf{r}'_q) \mathbf{J}(\mathbf{r}'_q, \nu_i) d|\mathbf{r}'_q| - \mathfrak{S}_i \left\{ \mathbf{n}_p \times \hat{Z}_{S_q} \left[\mathbf{r}_p, \sum_{n=-N}^N \delta_n \mathbf{J}(\mathbf{r}_p, \nu_n) e^{j\nu_n t} \right] \right\} = \begin{cases} \mathbf{n}_p \times \mathbf{E}^{\text{ext}}(\mathbf{r}_p, \omega_k), & \text{при } \nu_i = \omega_k \\ 0, & \text{при } \nu_i \neq \omega_k \end{cases} \quad \forall \quad i = \overline{0, N}. \quad (6)$$

Здесь $\tilde{G}_i(\mathbf{r}_p, \mathbf{r}'_q)$ – тензорная функция Грина плоскостной среды (рис. 1, б); $\mathbf{r}_p, \mathbf{r}'_q$ – точки наблюдения и интегрирования соответственно; $\mathbf{E}^{\text{ext}}(\mathbf{r}, \omega_k)$, $\mathbf{J}(\mathbf{r}, \nu_n)$, – комплексные амплитуды напряженности стороннего электрического поля и поверхностной плотности тока на частоте ν_n ; $\mathfrak{S}_i\{\cdot\}$ – оператор преобразования Фурье. Интегрирование в (6) проводится по поверхности $S = \bigcup_{q=1}^Q S_q$ всех элементов структуры.

Эта система описывает реакцию фильтра (распределение поверхностного тока) на частотах $\nu_n = m_{0n}\omega_0 + m_{1n}\omega_1 + \dots + m_{Kn}\omega_K$ ($m_m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) при возбуждении его сторонними ис-

точниками $E^{ext}(r, \omega_k)$ с различными частотами ω_k ($k = \overline{0, K}, K+1$ – общее число различных частот внешних сигналов).

Для численного решения НИУ был использован метод моментов с различными системами базисных функций для линейного и нелинейного операторов.

Результаты исследований

В работе приведены результаты исследований характеристик фильтра с краевой связью и гребенчатого фильтра. Эскизы исследуемых фильтров показаны на рис. 2. Предполагалось, что фильтр S_2 выполнен из ВТСП проводника, а подводящие линии S_1 и S_3 – из идеальных проводников.

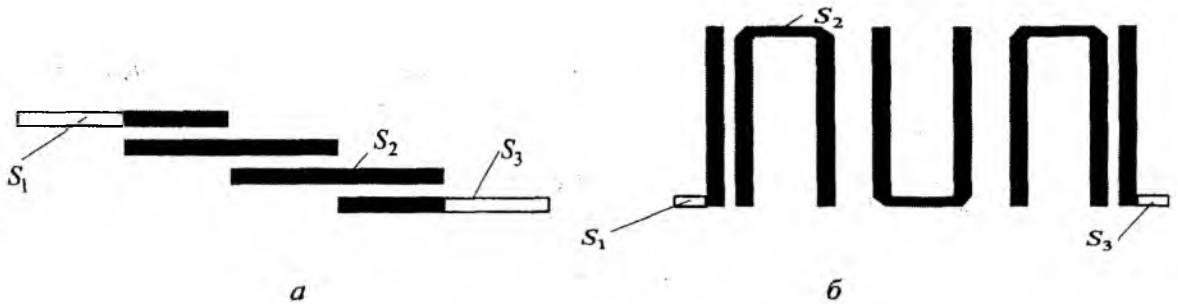


Рис. 2

Результаты исследования резонансных характеристик данных фильтров изготовленных с применением золота (проводимость $4,10 \times 10^7$ См) и сверхпроводника при малом уровне входной мощности ($P_{вх} = -30$ дБм) представлены на рис. 3, а и 3, б для фильтра с краевой связью и для гребенчатого фильтра соответственно.

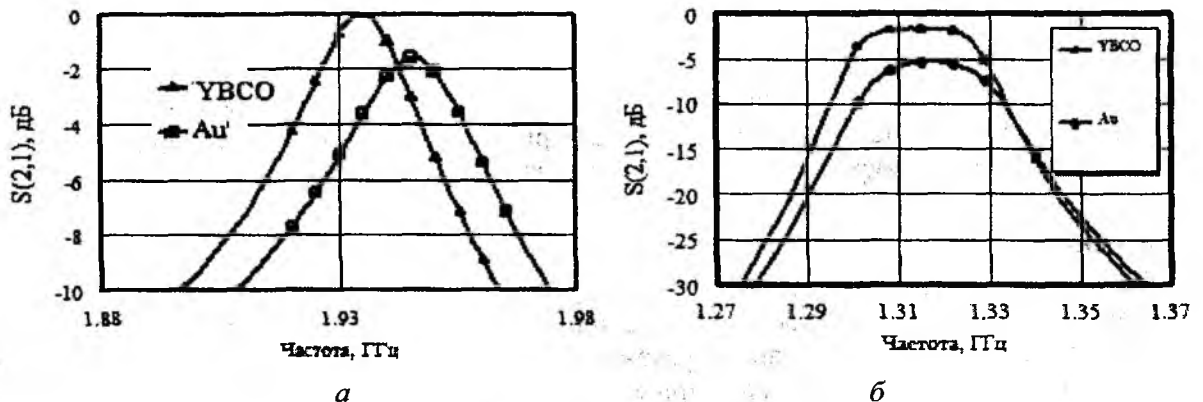


Рис. 3

Из рис. 3 видно, что в полосе пропускания потери фильтра изготовленного из ВТСП значительно меньше, чем фильтра выполненного из золота. Поэтому основное внимание уделялось нелинейным свойствам фильтров выполненных из ВТСП.

На рис. 4 и 5 приведены АЧХ ВТСП фильтров с краевой связью (рис. 4) и гребенчатого (рис. 5) для различных уровней входной мощности. Видно, что поведение амплитудно-частотных характеристик также же, как и поведение АЧХ дискового резонатора, выполненного из ВТСП [4]. Отличие заключается в том, что степень искажения АЧХ фильтров несколько меньше, чем искажения АЧХ одиночного резонатора [4].

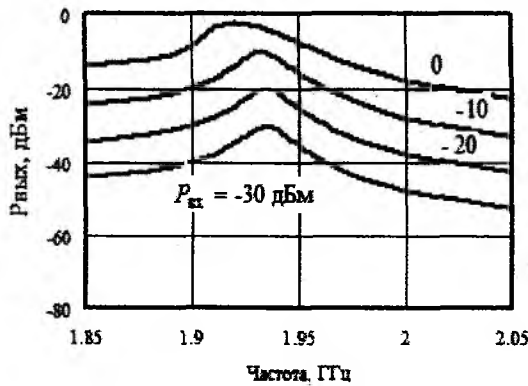


Рис. 4

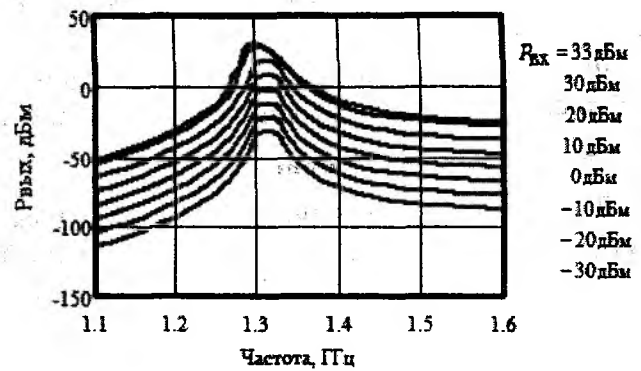


Рис. 5

Зависимости выходной мощности первой и третьей гармоник исследуемых фильтров от уровня входной мощности показаны на рис. 6 и 7 для фильтра с краевой связью и гребенчатого фильтра на частоте $f = 1,314$ ГГц. Из сравнения данных зависимостей следует, что нелинейные искажения гребенчатого фильтра (рис. 7) гораздо меньше, чем искажения фильтра с краевой связью (рис. 6) которые, в свою очередь, меньше чем искажения резонатора [4].

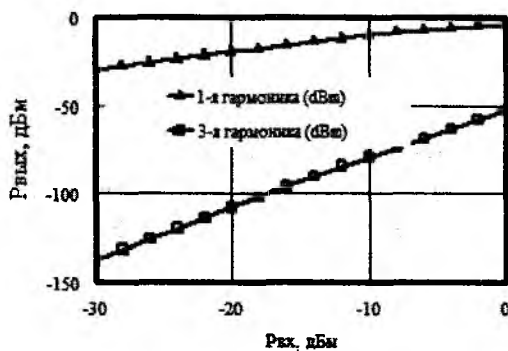


Рис. 6

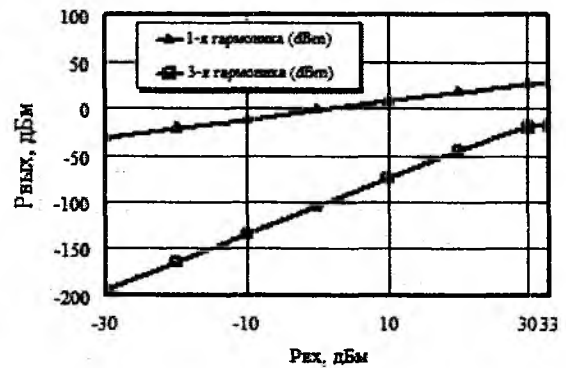


Рис. 7

Учитывая, что избирательность гребенчатого фильтра выше избирательности фильтра с краевой связью и выше, чем избирательность резонатора [4], можно утверждать, что избирательные свойства микроволнового устройства напрямую связаны с его нелинейными характеристиками.

Заключение

Таким образом, приведенные в работе результаты исследований фильтров, выполненных на основе высокотемпературных сверхпроводников, показали, что нелинейность поверхностного импеданса приводит к сдвигу резонансной частоты при увеличении входной мощности. Это, в свою очередь, должно привести к различным уровням интермодуляционных искажений и высших гармоник на разных границах полосы пропускания фильтра. При этом данное различие увеличивается с увеличением уровня входного воздействия. Аналогичное явление наблюдается и в резонаторах, выполненных на основе ВТСИ.

Список литературы: 1. Mateu, J. Harmonic effects in balance algorithm to model nonlinear HTS filters subject to CDMA signals / J. Mateu, C. Collado, J. M. O'Callaghan // IEEE on MTT-S Digest, Philadelphia. – 2003. – P. 547-550. 2. Collado, C. Analysis and Simulation of the Effects of Distributed Nonlinearities in Microwave Superconducting Devices / C. Collado, J. Mateu, J.M. O'Callaghan // IEEE Trans. on Applied Superconductivity. – 2005. – Vol. 15. – № 1. – P. 26–39. 3. Шифрин, Я.С. Анализ антенн с распределенной нелинейностью / Я.С. Шифрин, А.И. Лучанинов, М.А. Омаров // Антенны (Москва). – 2000. – № 1. – С. 70–83. 4. Luchaninov, A.I. Modeling of nonlinear effects in HTS resonator / A.I. Luchaninov, E.V. Krykun, D.S. Gavva // International Conference on Antenna Theory and Techniques, Kyiv, Ukraine – 20-23 September, 2011. – P. 250–253.