

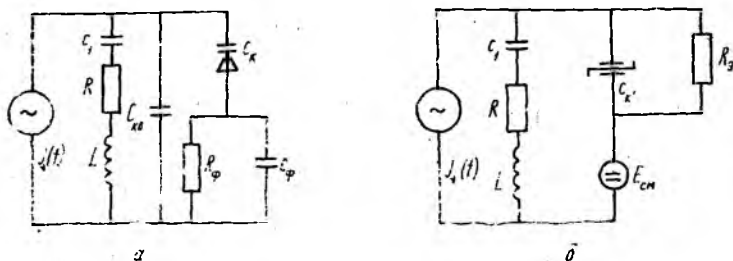
Г. И. ЯЛОВЕГА, Ю. Х. ЛОЗА, А. В. КАРПУХИН, Н. И. СЛИПЧЕНКО

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ГАРМОНИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА, СОДЕРЖАЩЕГО КВАРЦЕВЫЙ РЕЗОНАТОР

Одной из основных трудностей при создании многофункциональных частотных элементов на основе нелинейных резонансных цепей в гибридно-интегральном исполнении является изготовление катушки индуктивности. Такие индуктивности могут быть либо навесными, либо пленочными [1; 2]. Наличие этих элементов приводит к усложнению технологического процесса изготовления частотного элемента.

Одним из перспективных способов создания безиндуктивных многофункциональных элементов с частотным представлением информации является использование индуктивных эффектов, возникающих в твердых телах [1], а также применение избирательных усилительных схем с обратной связью [3].

Кварцевые резонаторные пластины определенных срезов по своей ответной реакции на воздействие внешнего электрического сигнала эквивалентны высокодобротному RLC-контур [4], ре-



зонансная частота которого может перестраиваться с помощью подключенной параллельно нелинейной емкости. При этом в колебательной системе наблюдается возникновение нелинейных эффектов, проявляющихся в искривлении резонансной характеристики и появлении гистерезисных зон.

На рисунке приведены эквивалентные схемы кварцевого резонатора с подключенной параллельно емкостью $p-n$ перехода в режиме автоматического смещения. В схеме, приведенной на рисунке, позиция б, параллельно соединенные емкости кварцедержателя $C_{кв}$ и $p-n$ перехода C_k заменены эквивалентной емкостью C'_k , а цепь обратной связи — эквивалентным источником смещения $E_{см}$ и сопротивлением детекторной цепи [5].

Уравнение, описывающее схему на рисунке, позиция, б, составлено относительно заряда на нелинейной емкости c_k и имеет вид

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \omega^2 x = -P \cdot L \frac{d^3x}{dt^3} - Mx \frac{d^2x}{dt^2} - M \left(\frac{dx}{dt} \right)^2 - \left[\frac{1}{c_1} + \frac{Rk}{R_0 c_k} + \frac{Rk^3 x}{R_0 c_k} \right] P \frac{dx}{dt} - \omega^2 \frac{k^2 x^2}{2} + D \sin(\nu t + \alpha), \quad (1)$$

где $x = \frac{q}{2c_k(E_{cm} + \varphi_k)}$ — нормированный заряд;

$\omega = \left[\frac{k}{c_1 c_k \left(R R_0 + k \frac{1}{c_k} \right)} \right]^{1/2}$ — эквивалентная резонансная частота системы;

$k = \frac{c_k}{c_k + c_{kb}}$; $c_k = c_{k0} \sqrt{\frac{\varphi_k}{E_{cm} + \varphi_k}}$ — емкость перехода в рабочей точке;

$$P = \frac{R_0}{R R_0 + K \frac{L}{c_k}} < 1; \quad M = \frac{L k^3}{c_k R_0 R + k L} < 1;$$

$$D = \frac{R_0 I_m}{2c_k(E_{cm} + \varphi_k)(R_0 R + K \frac{L}{c_k})} \left[\left(\frac{1}{c_1} - L \nu^2 \right)^2 + (R \nu)^2 \right]^{1/2},$$

где I_m — амплитуда; ν — частота внешнего воздействия; $\alpha = \arctg \left(\frac{R \nu}{\frac{1}{c_1} - L \nu^2} \right)$; L, R, R_0, c_1, E_{cm} — параметры схемы.

Для решения уравнения (1) воспользуемся комплексом программ моделирования и оптимизации частотных элементов на основе нелинейных резонансных цепей [6]. В области главного резонанса решение во втором приближении получено в форме

$$x = a \cos(\nu t + \psi) - \frac{k^2 a^2}{4} + \frac{a^2 (k^2 - 4M)}{12} \cos 2(\nu t + \psi) - \frac{P k^3 P \nu a^2}{6 R c_k \omega^2} \sin 2(\nu t + \psi). \quad (2)$$

Здесь амплитуда колебаний и их фаза определяются из системы укороченных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{da}{dt} &= -\frac{aP}{2} \left(\frac{1}{c_1} + k \frac{R}{R_3 c_k} - L\omega^2 \right) + \frac{D}{2\omega} \cos(a - v); \\ \frac{dv}{dt} &= \omega - v - \frac{a^2 \omega}{48} (k^2 - M)(6k^2 - 1) - \frac{P^2}{4\omega} \left(\frac{1}{c_1} + \frac{kR}{R_3 c_k} \right) \times \\ &\times \left(-\frac{1}{c_1} + \frac{kR}{R_3 c_k} - L\omega^2 \right) - \frac{D}{2a\omega} \sin(a - v) \end{aligned} \quad (3)$$

Учитывая условие стационарности, записываем уравнение амплитудно-частотной характеристики кварцевого резонатора с управляемой нелинейной емкостью

$$h_e^2(a) a^2 + [\omega_e^2(a) - v^2]^2 = \frac{D^2}{4a^2 \omega^2}. \quad (4)$$

Здесь

$$\begin{aligned} h_e &= -\frac{aP}{2} \left(\frac{1}{c_1} + \frac{kR}{R_3 c_k} - L\omega^2 \right); \quad \omega_e = \omega - \frac{a^2 \omega}{48} (k^2 - M)(6k^2 - 1) - \\ &- \frac{P^2}{4\omega} \left(\frac{1}{c_1} + \frac{kR}{R_3 c_k} \right) \left(\frac{1}{c_1} + \frac{kR}{R_3 c_k} - L\omega^2 \right) - \end{aligned}$$

соответственно эквивалентный декремент затухания и эквивалентная частота.

Уравнение цепи обратной связи записывается в виде

$$\frac{dE_{cm}}{dt} = -\frac{E_{cm}}{R_{\Phi} c_{\Phi}} + \frac{U_{m+} - (E_{cm} + \varphi_k)}{R_i c_{\Phi}} \alpha_0, \quad (5)$$

где U_{m+} — амплитуда отпирающей полуволны напряжения на полупроводниковой емкости; φ_k — коэффициент, связанный с аппроксимацией вольтамперной характеристики $p-n$ перехода; R_i — внутреннее сопротивление $p-n$ перехода.

Используя выражение, связывающее U_{m+} с амплитудой заряда на контурной емкости

$$\begin{aligned} U_{m+} &= \left| -2a + \frac{a^2}{3} (3 - k^2 + 2M) + \frac{a^3}{3} (k^2 - 2M) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{a^4}{36} (k^2 - 2M)^2 \right| (E_{cm} + \varphi_k), \end{aligned} \quad (6)$$

преобразуем уравнение (5) к стандартной форме

$$\frac{dE_{cm}}{dt} = -\frac{E_{cm}}{R_{\Phi} c_{\Phi}} + \frac{F(a)(E_{cm} + \varphi_k) - (E_{cm} + \varphi_k)}{R_i c_{\Phi}} \alpha_0 \quad (7)$$

где

$$F(a) = \left| -2a + \frac{a^2}{3} (3 - k^2 + 2M) + \frac{a^3}{36} (k^2 - 2M) + \frac{a^4}{36} (k^2 - 2M)^2 \right|.$$

Применив методику, разработанную для исследования многофункциональных элементов на основе нелинейных контуров с емкостью p — n перехода при автоматическом смещении, рассчитаем амплитудно-частотные характеристики путем совместного решения уравнений (4) и (7) при $\frac{dE_{cm}}{dt}=0$. Для расчетов были использованы программы комплекса программ моделирования и оптимизации частотных элементов.

Теоретический анализ выражений (4) показывает, что при определенных соотношениях между параметрами схемы $h_e(a)=0$, $\omega_e(a)=\omega$, что приводит к исчезновению нелинейных эффектов в исследуемой системе.

При проведении экспериментальных исследований использовался кварцевый резонатор среза АТ с частотой последовательного резонанса 6,5 МГц. В качестве нелинейной емкости применялся микросплавной диод Д223 Б, работающий в режиме автоматического смещения, создаваемого на параллельно соединенных сопротивлении R_Φ и конденсаторе C_Φ .

Проведенный теоретический и экспериментальный анализ показывает, что в кварцевых резонаторных системах с управляемой полупроводниковой емкостью существуют нелинейные эффекты. Это открывает возможность для использования таких систем при построении многофункциональных элементов с частотным кодированием информации. Относительно небольшая ширина гистерезисных участков связана с малым интервалом по частоте между последовательным и параллельным резонансами, существующими в системе. Триггерные зоны увеличиваются с ростом интервала между двумя резонансами.

При изготовлении частотного элемента в микроэлектронном исполнении кварцевый резонатор может использоваться как подложка, на которой создается p — n переход, а также формируются резисторы и конденсаторы.

Список литературы: 1. *Интегральные схемы: Принципы конструирования и производства*/Под. ред. А. А. Колосова. М., 1968. 264 с. 2. *Александров В. В., Карпунин А. В.* Особенности конструктивного расчета и технологии изготовления микроэлектронных устройств обмена информацией//Изв. вузов. Приборостроение. 1977. № 5. С. 120—124. 3. *Глюкман Л. И.* Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. М., 1969. 260 с. 4. *Математическое моделирование одноконтурных резонансных цепей с внутренней обратной связью*/А. А. Молчанов, В. И. Байтлер, Ю. Х., Лоза, Г. И. Яловега//Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1973. Т. 16, № 6. С. 119—127. 5. *Карпунин А. В., Лоза Ю. Х., Яловега Г. И.* Математическое моделирование и проектирование интегральных частотных элементов на основе нелинейных резонансных цепей//Автоматизация проектирования электронной аппаратуры. Таганрог, 1983. Вып. 2. С. 53—56.

Поступила в редколлегию 06.06.89