

К. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО, к. т. н. В. И. СЕМЕНЦОВ,
А. А. ХВОСТЕНКО, Д. В. ЗАРУБА

Дата поступления в редакцию
20.11 2002 г. — 27.02 2003 г.

Россия, Таганрогский радиотехнический университет
E-mail: metbis@fep.tsure.ru

Оппоненты к. т. н. А. Г. ЛОШКО, к. т. н. А. А. НОВИКОВ
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

ПЛАНАРНЫЕ LC-РЕЗОНАТОРЫ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Анализируются частотные свойства резонаторов, приводятся примеры их использования в датчиках электромагнитных излучений и в радиопарных датчиках.

Индуктивные элементы (ИЭ) и цепи на их основе все еще применяются в устройствах связи, управления, контроля, диагностики [1]. Для частот в десятки и сотни МГц представляют интерес планарные резонаторы и устройства с их использованием, построенные на основе LC-цепи с распределенными параметрами (\overline{LC} -цепи), изготавливаемые по технологии печатных плат, пленочных и даже полупроводниковых интегральных микросхем [2].

В представленной работе анализируются частотные свойства планарных резонаторов и возможность использования таких резонаторов в различных функциональных устройствах.

Планарный резонатор (ПР) (рис. 1) содержит плоский спиральный токопровод (ТП) 1 на диэлектрической подложке 2. ТП отделен от проводящей пленки 4 диэлектриком 3. Для уменьшения потерь на вихревые токи проводящая пленка может содержать прорезы 5.

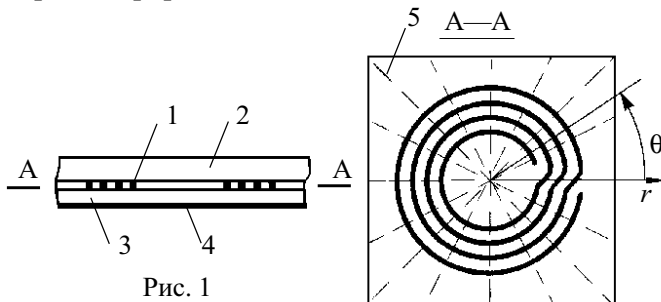


Рис. 1

Пусть ПР выводами токопровода подключен к источнику гармонического напряжения с угловой частотой ω . С учетом геометрии ТП можно записать:

$$\dot{U}_n(2\pi) = \dot{U}_{n+1}(0), \dot{I}_n(2\pi) = \dot{I}_{n+1}(0);$$

$$\dot{U}_1(0) = -\dot{U}_w(2\pi), \dot{I}_1(0) = \dot{I}_w(2\pi), n=1 \dots (w-1), \quad (1)$$

где $\dot{U}_n(\theta)$ и $\dot{I}_n(\theta)$ — комплексные амплитуды потенциала и тока n -го витка с угловой координатой θ (в (1) $\theta=0, 2\pi$); измерение витков от 1 до w ведется от центра к периферии.

Комплексное сопротивление резонатора

$$\dot{Z} = [\dot{U}_1(0) - \dot{U}_w(2\pi)] / \dot{I}_1(0) = 2 \cdot \dot{U}_1(0) / \dot{I}_1(0). \quad (2)$$

На основании закона Ома для участка цепи и закона сохранения заряда получаем следующую систему обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$-\frac{d\dot{U}_n(\theta)}{d\theta} = \frac{1}{2\pi} (R_n + j\omega L_n) \cdot \dot{I}_n + j\omega \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^w M_{mn} \cdot \dot{I}_m(\theta), m \neq n;$$

$$-\frac{d\dot{I}_n(\theta)}{d\theta} = j\omega \frac{1}{2\pi} \sum_{m=1}^n \beta_{mn} \cdot \dot{U}_m(\theta), n=1 \dots w, \quad (3)$$

где L_n, R_n — индуктивность и активное сопротивление n -го витка;
 M_{mn}, β_{mn} — взаимная индуктивность и коэффициент электро-статической индукции m -го и n -го витков;
 j — мнимая единица.

Решение (1)—(3) дает возможность определить комплексное сопротивление \dot{Z} . Для упрощения задачи введем усредненные параметры L, β и M . Так как расстояние между плоскостью ТП и проводящей пластиной 4 много меньше шага ТП, то можно принять $\beta_{mn}=0$. Далее, считая резонатор высокодобротным ($\omega L_n \gg R_n$), принимаем $R_n=0$. При этих допущениях из (3) получаем систему дифференциальных уравнений

$$\frac{d^2 \dot{U}_n(\theta)}{d\theta^2} = -\frac{\omega^2 \beta L}{4\pi^2} \dot{U}_n(\theta) - \frac{\omega^2 \beta M}{4\pi^2} \sum_{p=1, p \neq n}^w \dot{U}_p(\theta), n=1 \dots w \quad (4)$$

и ее решение:

$$\dot{U}_n(\theta) = C_1 \cdot \cos \alpha \theta + C_2 \cdot \sin \alpha \theta + C_{2n+1} \cdot \cos v \theta + C_{2n+2} \cdot \sin v \theta, n=1 \dots (w-1);$$

$$\dot{U}_w(\theta) = C_1 \cdot \cos \alpha \theta + C_2 \cdot \sin \alpha \theta - \sum_{n=1}^{w-1} C_{2n+1} \cdot \cos v \theta - \sum_{n=1}^{w-1} C_{2n+2} \cdot \sin v \theta, \quad (5)$$

где C_1, C_2 — постоянные интегрирования;

$$\alpha = \frac{\omega}{2\pi} \sqrt{\beta L [1 + k(w-1)]}; \quad v = \frac{\omega}{2\pi} \sqrt{\beta L (1 - k)}; \quad k = \frac{M}{L}.$$

Затем находим постоянные интегрирования $C_1, C_2 \dots$ по граничным условиям (1) и приводим (2) к виду

$$\dot{Z}_n = \frac{1}{\left(\text{ctg} \Psi A - \frac{A}{B} \text{ctg} \Psi B + \frac{A w}{B} \text{ctg} \Psi B \right)}, \quad (6)$$

где \dot{Z}_H — нормированное комплексное сопротивление ПР —

$$\dot{Z}_H = \frac{\dot{Z}}{(2jw)\sqrt{\frac{L[1+k(w-1)]}{\beta}}}$$

$\Psi = 0,5\omega\sqrt{\beta L}$ — нормированная угловая частота;

$$A = \sqrt{1+k(w-1)}; \quad B = \sqrt{1-k}.$$

Типичная частотная зависимость \dot{Z}_H от Ψ для $k=0,3$, $w=5$ приведена на рис. 2. Она имеет бесконечное число полюсов и нулей, которые чередуются, но их распределение по оси частот неравномерно.

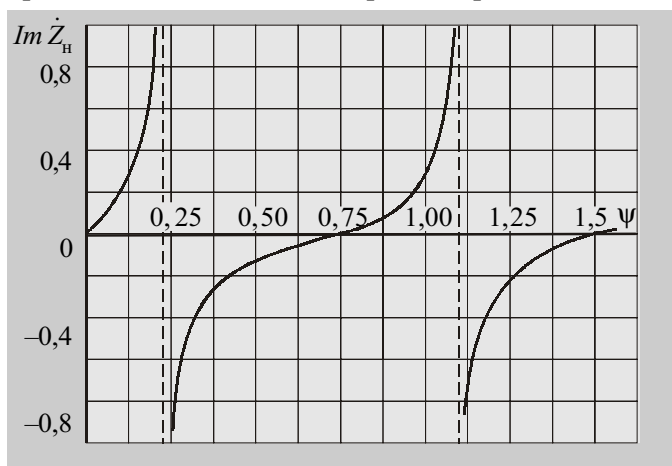


Рис. 2

Наибольший интерес представляет первый резонанс, т. к. на более высоких частотах потери в элементах ПР возрастают и его избирательные свойства ухудшаются. Покажем, что на частоте первого резонанса Ψ_{p1} и в ее окрестностях ПР можно представить простой эквивалентной схемой.

На частотах $\Psi = \Psi_{p1}$ аргументы котангенсов в (6) малы, и поэтому можно считать, что $\text{ctg}x \approx (1/x) - (x/3)$. Относительная погрешность при $x \leq 1$ менее 4%.

Тогда из (6) находим:

$$\dot{Z}_H = \left[\frac{1}{\Psi A} - w^2 \frac{\Psi A}{3} \right]^{-1}. \quad (7)$$

Полюс функции (7) $\Psi_p = \frac{\sqrt{3}}{wA}$, откуда следует выражение для угловой частоты резонанса токов в ПР:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}},$$

где $L_3 = wL[1+k(w-1)]$, $C_3 = \beta w/12$.

Согласно (7) и (8), на частоте ω_{p1} и в ее окрестности ПР эквивалентен простому параллельному колебательному контуру с индуктивностью L_3 и емкостью C_3 . Здесь произведение βw равно низкочастотному значению емкости C между витками ТП и проводящей пленкой (используется известная формула для плоскостного конденсатора). Поэтому $C_3 = C/12$, а L_3 равна низкочастотному значению индуктивности ТП

$L_{Hч}$ и может быть также рассчитана по формулам, приводимым в справочниках.

Проводящая пленка ПР может быть соединена с одним из выводов ТП. ПР может быть представлен последовательной схемой замещения, если первый вывод берется от ТП, а второй — от проводящей пленки. В этих случаях уравнение длинной линии решается при других граничных условиях. Возможные варианты ПР, их эквивалентные схемы и граничные частоты, до которых справедливы значения параметров эквивалентных схем, показаны на рис. 3.

Резонатор	Эквивалентная схема	Граничная частота
1	 $L_3 = L_{Hч}$ $C_3 = C/12$	$f_{гр} = \frac{1}{2\sqrt{L_3 C}}$
2	 $L_3 = L_{Hч}$ $C_3 = C/3$	$f_{гр} = \frac{1}{4\sqrt{L_3 C}}$
3	 $L_3 = L_{Hч}/3$ $C_3 = C$	$f_{гр} = \frac{1}{4\sqrt{L_3 C}}$

Рис. 3

При форме ТП, отличной от показанной на рис. 1, частоты резонансов другие, однако эквивалентные схемы и граничные частоты сохраняются, меняются только значения емкости C и индуктивности $L_{Hч}$.

Из всех возможных применений ПР можно выделить датчики электромагнитных излучений (печатные приемные антенны), частотоподающие элементы автогенераторов для радиопарных датчиков.

Пример конструкции телевизионной антенны на 1-й—12-й каналы приведен на рис. 4. Она выполнена из стеклотекстолита толщиной 1,2 мм с двухсторонней металлизацией и применением прорезей 2. Антенна на лицевой стороне содержит монополь 1 для приема 12-го канала. По обе стороны монополя расположены девять одинаковых ПР 3, ТП которых соединены с монополем. ПР с помощью измерителя добротности Е4-11 настроены на частоты в пределах от 48,5 до 56,5 МГц через 1 МГц с применением дискретных припаяваемых конденсаторов емкостью соответственно 39, 42, 43, 44,3, 47, 37,5, 36, 33,8 и 33 пФ. Набор ПР служит для приема первого канала.

С помощью прорезей выделен заземляемый элемент 4, соединяемый с оплеткой кабеля 5, внутренняя жила которого припаявается к монополю. Кабель подключается к входу телевизора. На обратной стороне антенны против ТП сформированы проводящие элементы ПР 6. Антенна обладает направленностью:

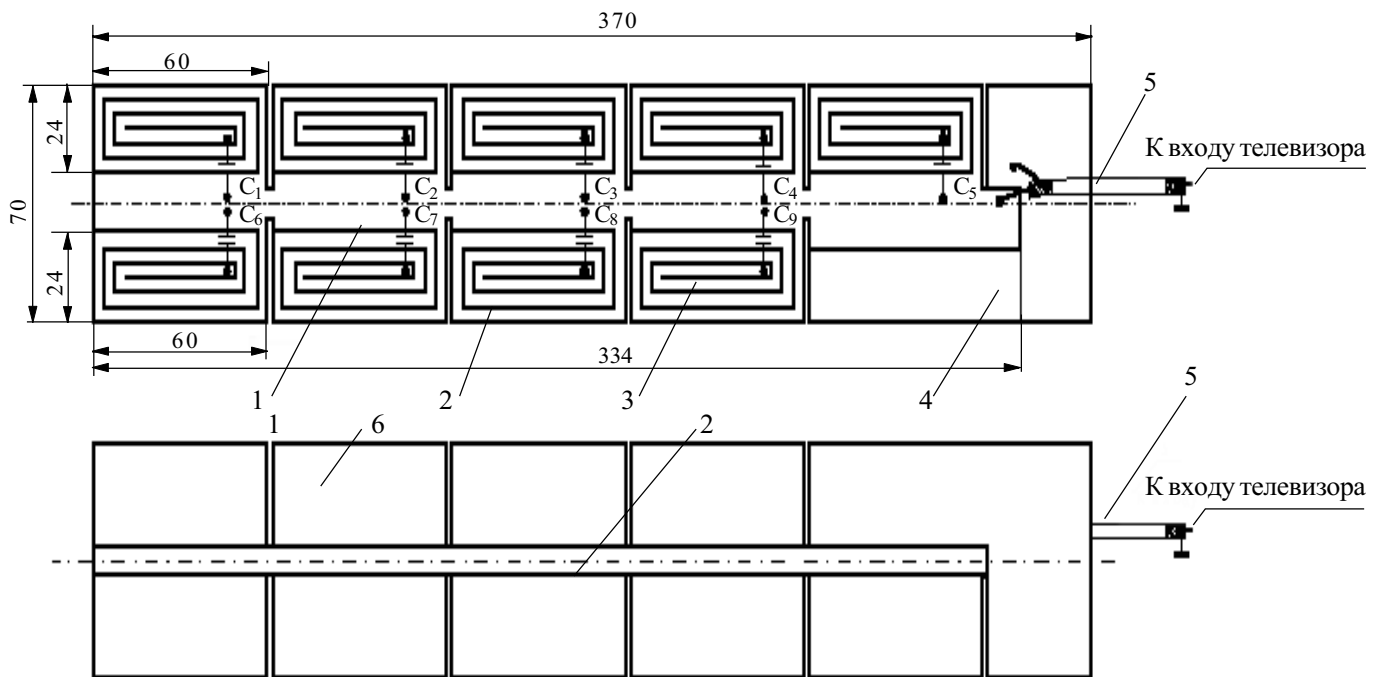


Рис. 4

выходной сигнал максимален, если входной сигнал поступает слева направо (рис. 4); он ослабляется в 8 раз, если поступает по направлению, перпендикулярному плоскости антенны.

ПР в качестве частото задающих элементов удобно использовать в автогенераторах на аналогах негatronов (АН) [3, с. 146, 166]. При использовании АН с S-образной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) нужен ПР, не пропускающий постоянный ток (вариант 3 рис. 3). Для АН с N-образной ВАХ, наоборот, ПР должен пропускать постоянный ток (варианты 1 и 2 рис. 3). Такие генераторы являются излучающими модулями, которые можно использовать в радиопарных датчиках.

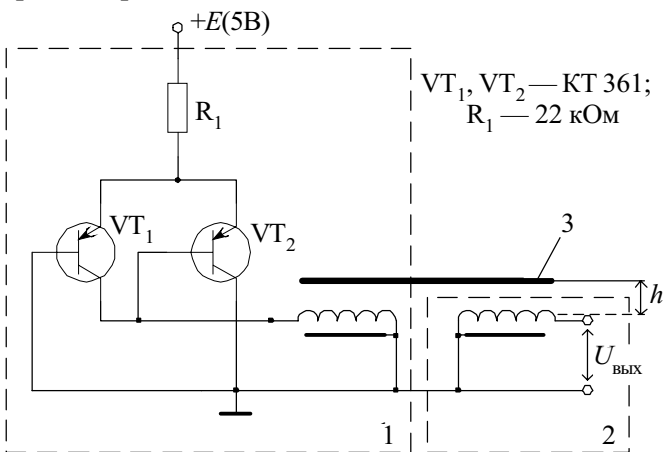


Рис. 5

Пример радиопарного датчика на АН с N-образной ВАХ показан на рис. 5. Датчик состоит из излучающего модуля 1, приемного ПР 2 и расположенной над ПР перемещаемой медной пластины 3. В эксперименте использовался ПР из стеклотекстолита размерами 1,2×110×80 мм. Витки ТП выполнялись с применением прорезей шириной 0,6 мм, число прямоугольных витков 15. График зависимости ампли-

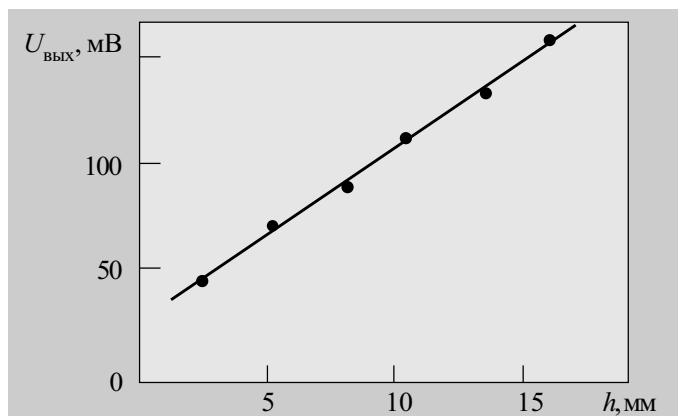


Рис. 6

туды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от расстояния между ТП резонаторов и медной пластиной h приведен на рис. 6; по мере приближения медной пластины к резонаторам рабочая частота возрастает с 4,2 до 6 МГц. Как видно, зависимость почти линейная. Так как медная пластина может перемещаться под действием силы, то такой радиопарный датчик может служить для измерения этих величин.

Таким образом, анализ частотных свойств резонаторов и вариантов их включения показал возможность применения резонаторов в датчиках физических величин и в других функциональных устройствах.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Негоденко О. Н., Семенов В. И., Мардашшин Ю. П. Датчики приближения и положения на основе индуктивных балансных сенсоров // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2001.— № 4—5.— С. 53—55.
2. Burghartz J. N., Jenkis K. A., Soguer M. Multilevel spiral inductor using VLSI interconnect technology // IEEE Electron Device Letters.— 1996.— Vol. 17, N 9.— P. 428—430.
3. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Гаряинов С. А. и др. Негатроника.— Новосибирск: Наука, 1995.