

**Е.Ю. Замешаева, В.М. Тургалиев, Е.Н. Воробьев,
Д.В. Холодняк**
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ»

Перестраиваемые двухчастотные инверторы сопротивления на элементах с сосредоточенными параметрами, управляемые переменными конденсаторами

Анализируется перестройка двухчастотных инверторов сопротивления (проводимости) на основе элементарных ячеек дуальной композитной длинной линии с переменными конденсаторами. Получены аналитические выражения для изменения рабочих частот инвертора и коэффициента инверсии в зависимости от перестройки емкостей конденсаторов. Показано, что максимальный диапазон синхронной перестройки рабочих частот инвертора численно равен допустимому диапазону изменения коэффициента инверсии. Полученные теоретические ограничения подтверждены результатами моделирования и экспериментального исследования характеристик перестраиваемого двухчастотного инвертора сопротивления (проводимости).

Ключевые слова: инвертор сопротивления (проводимости), дуальная композитная длинная линия (ДКДЛ), переменный конденсатор, перестройка.

Разработка многополосных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на связанных резонаторах требует применения многомодовых резонаторов и инверторов сопротивления (проводимости), способных функционировать во всех рабочих полосах частот.

Традиционные схемы инверторов сопротивления (проводимости) на элементах с сосредоточенными параметрами [1] идеально реализуют функции инвертора на единственной рабочей частоте. В качестве двухчастотного инвертора сопротивления (проводимости) могут использоваться элементарные ячейки так называемой искусственной композитной длинной линии (КДЛ), являющейся одномерным аналогом метаматериалов с одновременно отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей [2]. В [3] были предложены двухчастотные инверторы сопротивления (проводимости) на основе элементарных ячеек дуальной композитной длиной линии (ДКДЛ) [4], которые имеют полосу заграждения между рабочими частотами и позволяют тем самым улучшить частотную избирательность двухполосных ППФ, использующих такие инверторы.

Развитие систем беспроводной связи и телекоммуникаций предполагает использование множества различных диапазонов частот. Для адаптации к различным рабочим сценариям в таких системах связи необходимы перестраиваемые фильтры СВЧ. В качестве управляющих элементов в электрически перестраиваемых СВЧ-фильтрах применяют конденсаторы с переменной емкостью: полупроводниковые и сегнетоэлектрические варикапы, микроэлектромеханические конденсаторы. Создание перестраиваемых ППФ с двумя полосами пропускания требует перестраиваемых двухчастотных инверторов сопротивления (проводимости).

В работе представлен анализ перестройки двухчастотных инверторов сопротивления на основе элементарных ячеек ДКДЛ с переменными конденсаторами. Приведенные результаты справедливы и для инверторов проводимости (при замене сопротивлений на проводимости).

Схемы Т- и П-образной элементарных ячеек ДКДЛ показаны на рис. 1, а и б, соответственно. Условия эквивалентности данных схем инвертору сопротивления на двух различных частотах и выражения для расчета параметров схем двухчастотных инверторов с заданными рабочими частотами и коэффициентом инверсии приведены в [5].

Рассмотрим поведение представленных схем двухчастотных инверторов сопротивления в случае изменения емкостей конденсаторов в последовательной и параллельной ветвях каждой схемы. Определим перестройку емкостей конденсаторов как

$$p = \frac{C'_{LH}}{C_{LH}}, \quad q = \frac{C'_{RH}}{C_{RH}},$$

где C_{LH} и C_{RH} – исходные значения емкостей конденсаторов, C'_{LH} и C'_{RH} – значения соответствующих емкостей после перестройки.

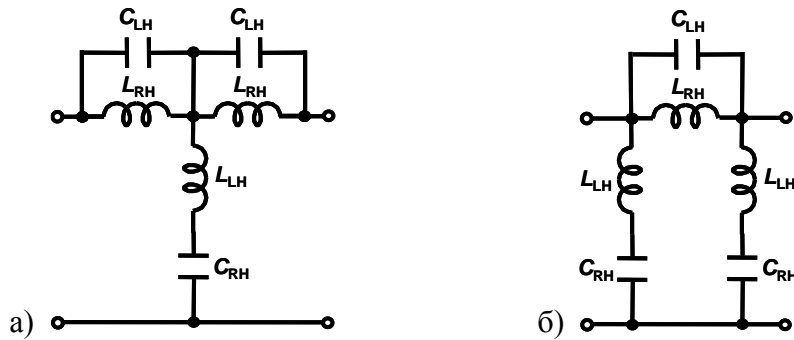


Рисунок 1.

Изменение рабочих частот инвертора сопротивления в зависимости от перестройки емкостей конденсаторов может быть записано в виде:

$$\omega'_{1,2}(p, q) = \sqrt{\frac{\frac{p}{\omega_1\omega_2} + \frac{q}{\omega_1\omega_2} + q \frac{(\omega_2 - \omega_1)^2}{(\omega_1\omega_2)^2} \mp \sqrt{\left(\frac{p}{\omega_1\omega_2} + \frac{q}{\omega_1\omega_2} + q \frac{(\omega_2 - \omega_1)^2}{(\omega_1\omega_2)^2}\right)^2 - 4 \frac{pq}{(\omega_1\omega_2)^2}}}{2pq/(\omega_1\omega_2)^2}}, \quad (1)$$

где $\omega_{1,2} = 2\pi f_{1,2}$, $f_{1,2}$ – исходные рабочие частоты инвертора. В формуле (1) знак "минус" соответствует $\omega'_1(p, q)$, знак "плюс" – $\omega'_2(p, q)$. Перестройка емкостей конденсаторов позволяет изменять рабочие частоты инвертора как синхронно, так и по отдельности. Заметим, что при $p = q = 1$ выражение (1) обращается в тождество.

Можно показать, что коэффициент инверсии (K) связан с импедансом последовательной и параллельной ветвей схемы инвертора (Z_s и Z_p) соотношением

$$K = \sqrt{Z_s Z_p}, \quad (2)$$

где

$$Z_s = \frac{j\omega L_{RH}}{1 - \omega^2 L_{RH} C'_{LH}}, \quad Z_p = \frac{1 - \omega^2 L_{LH} C'_{RH}}{j\omega C'_{RH}}. \quad (3)$$

Таким образом, перестройка емкостей схемы двухчастотного инвертора сопротивления неизбежно ведет к изменению его коэффициента инверсии и, как следствие, изменению характеристик отражения и передачи фильтра в процессе перестройки полос пропускания.

Подставив (3) в (2), получим выражение для коэффициента инверсии перестраиваемого двухчастотного инвертора сопротивления как функцию частоты и перестройки емкостей:

$$K'(\omega, p, q) = \sqrt{\frac{L_{RH}}{q C_{RH}} \frac{1 - \frac{\omega^2 q}{\omega_1 \omega_2}}{1 - \frac{\omega^2 p}{\omega_1 \omega_2}}} = K \sqrt{\frac{1 - \frac{\omega_1 \omega_2 - \omega^2 q}{\omega_1 \omega_2}}{1 - \frac{\omega_1 \omega_2 - \omega^2 p}{\omega_1 \omega_2}}}, \quad (4)$$

где $K = K(\omega_{1,2}, 1, 1)$ – коэффициент инверсии в исходном состоянии (до перестройки).

Изменение коэффициента инверсии в процессе перестройки рабочих частот инвертора не должно приводить к выходу характеристик ППФ, использующего такой инвертор, за границы заданных допусков. Таким образом, диапазон перестройки рабочих частот инвертора, а, следовательно, и диапазон перестройки емкостей управляющих конденсаторов ограничены допустимыми пределами относительного изменения коэффициента инверсии:

$$\delta_{\min} \leq \frac{K'(\omega, p, q)}{K} \leq \delta_{\max}. \quad (5)$$

Используя подстановку (1) в (4) и (4) в (5), после некоторых преобразований получим

$$\delta_{\min} \leq \sqrt{\frac{1}{q} \left(1 + \frac{2a(p/q - 1)}{a(1 - p/q) - (a-1)^2 \mp \sqrt{(a(1 + p/q) + (a-1)^2)^2 - 4a^2 p/q}} \right)} \leq \delta_{\max}, \quad (6)$$

где $a = \omega_2/\omega_1$, $a > 1$. Зависимость, описываемую неравенством (6), иллюстрирует рис. 2 для случая $a = 1.67$. Горизонтальные плоскости соответствуют ограничениям на относительное изменение коэффициента инверсии $\pm 10\%$: $\delta_{\min} = 0,9$ и $\delta_{\max} = 1,1$. Диапазон допустимых значений каждого из параметров p и q в отдельности составляет $[0,83; 1,25]$. Совместная область допустимых значений перестройки емкостей конденсаторов показана на рис. 3. Аналитически область решений (6) задается следующей системой неравенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} p \leq q - \frac{(1 - q\delta_{\max}^2)(a-1)^2}{2a\delta_{\max}^2} + \frac{(1 - q\delta_{\max}^2)^2(a-1)}{2a\delta_{\max}^2 |1 - q\delta_{\max}^2|} \sqrt{(a-1)^2 + 4aq\delta_{\max}^2}, \\ p \geq q - \frac{(1 - q\delta_{\max}^2)(a-1)^2}{2a\delta_{\max}^2} - \frac{(1 - q\delta_{\max}^2)^2(a-1)}{2a\delta_{\max}^2 |1 - q\delta_{\max}^2|} \sqrt{(a-1)^2 + 4aq\delta_{\max}^2}, \\ p \leq q - \frac{(1 - q\delta_{\min}^2)(a-1)^2}{2a\delta_{\min}^2} + \frac{(1 - q\delta_{\min}^2)^2(a-1)}{2a\delta_{\min}^2 |1 - q\delta_{\min}^2|} \sqrt{(a-1)^2 + 4aq\delta_{\min}^2}, \\ p \geq q - \frac{(1 - q\delta_{\min}^2)(a-1)^2}{2a\delta_{\min}^2} - \frac{(1 - q\delta_{\min}^2)^2(a-1)}{2a\delta_{\min}^2 |1 - q\delta_{\min}^2|} \sqrt{(a-1)^2 + 4aq\delta_{\min}^2}, \\ 1 - q\delta_{\max}^2 \leq 0, \\ 1 - q\delta_{\min}^2 \geq 0. \end{array} \right.$$

Допустимый диапазон перестройки емкостей максимален при их синхронной перестройке, т.е., когда $p = q$, что соответствует длинной диагонали заштрихованной области на рис. 3. Из (1) получим выражение для относительного изменения рабочих частот инвертора

в случае $p = q$:

$$\left. \frac{\omega'_{1,2}(p, q)}{\omega_{1,2}} \right|_{p=q} = \frac{1}{\sqrt{q}}.$$

Из (4) следует, что относительное изменение коэффициента инверсии при $p = q$ не зависит от частоты и равно

$$\left. \frac{K'(p, q)}{K} \right|_{p=q} = \frac{1}{\sqrt{q}}.$$

Таким образом, максимальный диапазон синхронной перестройки рабочих частот инвертора численно равен допустимому диапазону относительного изменения коэффициента инверсии и для рассматриваемого примера составляет $\pm 10\%$.

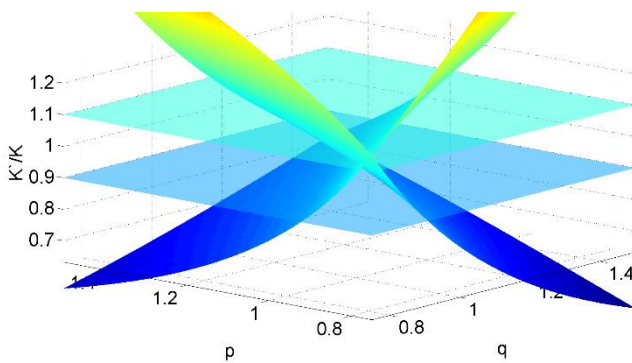


Рисунок 2.

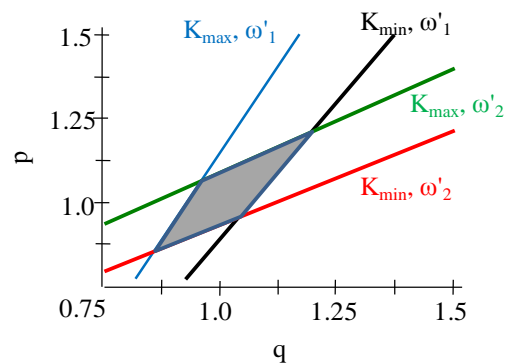


Рисунок 3.

На рис. 4, а приведена практическая схема перестраиваемого двухчастотного инвертора сопротивления на основе Т-образной элементарной ячейки ДКДЛ с полупроводниковыми варикапами в качестве управляющих элементов и цепями подачи управляющих напряжений с развязкой по СВЧ. Фотография экспериментального образца устройства, выполненного по технологии печатных плат с компонентами поверхностного монтажа, показана на рис. 4, б. Использовались варикапы SMV 1233 фирмы Skyworks, индуктивности 10 нГн производства Murata, блокировочные конденсаторы 10 нФ производства АТС и резисторы 100 кОм производства Panasonic. Габаритные размеры печатной платы, выполненной из диэлектрика Arlon AD 255 ($\epsilon_r = 2,55$; $\text{tg}(\delta) = 0,0015$) толщиной 1 мм, составляют $17,0 \times 14,5 \text{ мм}^2$.

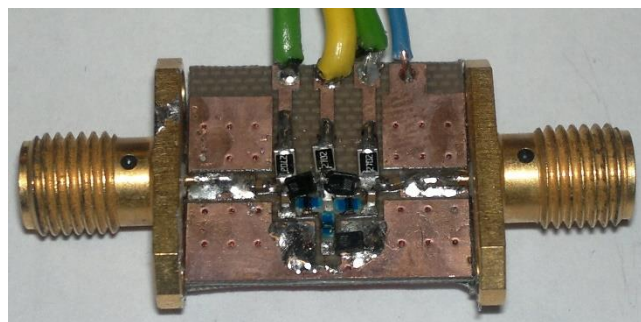
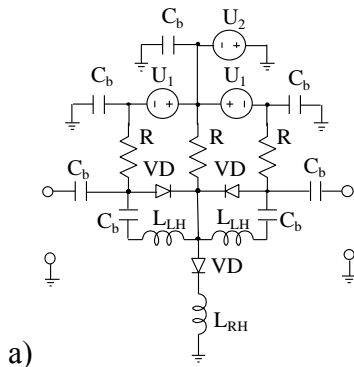


Рисунок 4.

Параметры схемы двухчастотного инвертора сопротивления с исходными рабочими частотами $f_1 = 0,47 \text{ ГГц}$ и $f_2 = 1,07 \text{ ГГц}$ рассчитывались по формулам из [5]. Перестройка

рабочих частот инвертора осуществлялась как в сторону увеличения (путем уменьшения емкостей варикапов при повышении управляющего напряжения), так и в сторону уменьшения (посредством увеличения емкостей варикапов за счет снижения управляющего напряжения). Сравнение результатов моделирования и экспериментального исследования частотных характеристик двухчастотного инвертора сопротивления представлено на рис. 5 для двух состояний, соответствующих управляющим напряжениям: 0 В (рис. 5, а) и 0,7 В (рис. 5, б). Все результаты моделирования показаны пунктиром, экспериментальные данные – сплошными линиями ($|S_{11}|$), штрихпунктирными линиями ($|S_{21}|$) и штриховыми линиями (фаза S_{21}). Измерение характеристик устройства проводилось при помощи векторного анализатора цепей Agilent N5241A с использованием калибровки типа SOLT.

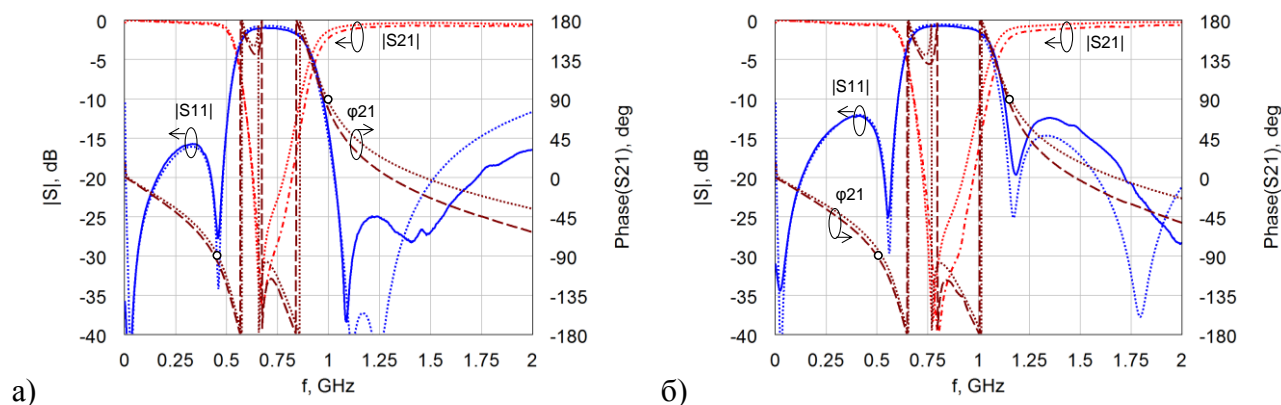


Рисунок 5.

Представленные характеристики исследуемого двухчастотного инвертора сопротивления соответствуют полученным теоретическим ограничениям: при допустимом относительном изменении коэффициента инверсии $\pm 10\%$ экспериментально наблюдаемая перестройка нижней и верхней рабочих частот инвертора составила $\pm 7\%$ ($f_1 = 0,44 - 0,5$ ГГц) и $\pm 9\%$ ($f_2 = 0,978 - 1,157$ ГГц). Указанная перестройка рабочих частот достигается при управляемости варикапов

$$\frac{C'_{LH,max}}{C'_{LH,min}} = 1,6 \text{ и } \frac{C'_{RH,max}}{C'_{RH,min}} = 1,2.$$

Работа выполнена в рамках проектной части государственного задания Минобрнауки России (задание № 8.1825.2014/К).

Библиографический список

1. Маттей, Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – Т.1. – М.: Связь, 1972. – 439 С.
2. Caloz, C. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications / C. Caloz, T. Itoh – N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2006. – 352 P.
3. Caloz C. Dual composite right/left-handed (D-CRLH) transmission line metamaterial / C. Caloz // IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett. – 2006. – V. 16, N. 11. – P. 585-587.
4. Пат. RU 2463690 С2 МПК H01P5/00. Двухчастотный инвертор проводимости/сопротивления на основе одномерных метаматериалов, имеющий полосу запираения между рабочими частотами / Д.В. Холодняк, П.А. Туральчук, Е.Ю. Замешаева // Заявка на патент на изобретение № 2010101848 от 21.01.2010 г., опубл. 10.10.2012 г. Бюл. № 28.
5. Kholodnyak D. Dual-band immittance inverters on dual-composite right/left-handed transmission line (D-CRLH TL) / D. Kholodnyak, V. Turgaliev, E. Zameshaeva // Proc. of 9th German Microwave Conf., Nuremberg, Germany. – 2015. – P. 60-63.