

06:07

Резонансная и полосовая фильтрация на основе двухфазных кристаллоподобных структур

© Е.А. Нелин, А.И. Назарько

Национальный технический университет Украины „Киевский политехнический институт“,
03056 Киев, Украина
e-mail: ye.nelin@gmail.com

(Поступило в Редакцию 11 октября 2011 г.)

Предложены двухфазные кристаллоподобные структуры для резонансной и полосовой фильтрации сигналов. Показано, что избирательность двухфазного резонатора выше, чем традиционного полуволнового. Рассмотрена реализация полосовой фильтрации связанными резонаторами. Приведены экспериментальные и расчетные характеристики полосового фильтра на основе двухфазного электромагнитного кристалла.

Кристаллоподобные структуры (КС) составляют основу новых разнообразных устройств обработки сигналов. В КС пропускание волн обусловлено резонансным прохождением в разрешенных зонах и туннелированием в запрещенных. За счет этих эффектов структуры обладают предельно возможным диапазоном управления волнами: от полного пропуска до почти полного непропуска. В КС достигается высокая локализация поля. Повышение локализации поля соответствует повышению избирательности и представляет собой фундаментальную задачу для устройств обработки сигналов.

Известные КС конструируют аналогично природным кристаллам. Согласно модели Кронига–Пенни, кристалл характеризуется однофазной (для отраженных волн) потенциальной и импедансной зависимостью. В искусственных структурах возможны более сложные зависимости, что открывает новые возможности в формировании зонной диаграммы. Так, при двухфазной импедансной зависимости [1] частоты разрешенных и запрещенных зон уменьшаются примерно вдвое по сравнению с однофазной. Соответственно вдвое уменьшаются размеры структур и устройств на их основе. Как и однофазная зависимость, двухфазная реализуема в различных искусственных структурах. Однофазную (single-phase) и двухфазную (two-phase) КС, их элементарные ячейки и параметры обозначим буквами s и t .

В настоящей работе рассмотрена резонансная и полосовая фильтрация сигналов на основе КСт.

Резонансная фильтрация

Резонансная спектральная фильтрация имеет исключительное значение для различных приложений. Технические решения такой фильтрации основаны на использовании резонатора Фабри–Перо. Рассмотрим особенности резонансной фильтрации на основе КСт-резонатора.

На рис. 1, a и b приведены импедансные зависимости для КС и КСт. Импедансные барьеры и ямы моделируют неоднородности КС. Сдвиг фаз между волнами 1 и 2

равен $\varphi_d + \varphi_r$, где φ_d — удвоенный набег фаз на расстоянии d ; φ_r — разность фаз при отражении. Поскольку в кристаллах и в КС неоднородности идентичны с коэффициентами отражения r одной фазы, то $\varphi_{rs} = 0$. Для смежных неоднородностей КСт $r_2 = -r_1$ и $\varphi_{rt} = \pi$. Таким образом, условия брэгговских отражений в пер-

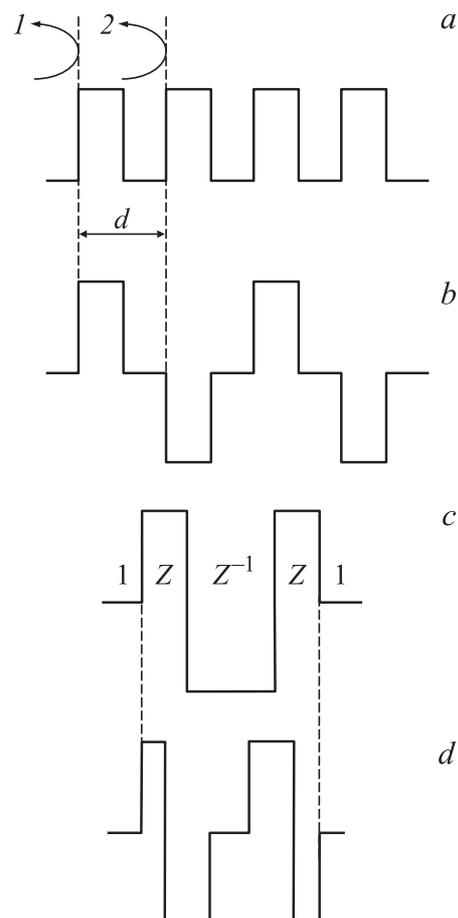


Рис. 1. Импедансные зависимости КС и КСт-резонаторов: a — КС, 1 и 2 — отраженные волны, d — период; b — КСт; c — s -резонатор, 1 и Z — нормированные импедансы внешней среды и отражателя; d — t -резонатор.

вой запрещенной зоне КСs и КСt имеют вид $\varphi_{ds} = 2\pi$ и $\varphi_{dt} = \pi$. Из этих условий следует, что брегговская частота КСt в 2 раза меньше.

Элементарная ячейка КСs представляет собой резонатор Фабри–Перо (s-резонатор) с резонаторной полостью длиной $\lambda_0/2$, где λ_0 — длина волны на частоте f_0 основного резонанса. Элементарная ячейка КСt — t-резонатор с полостью длиной $\lambda_0/4$. Добротность резонатора возрастает с увеличением длины полости и коэффициента отражения отражателей. В t-резонаторе полость меньше, однако за счет этого можно разместить дополнительные отражательные слои, увеличивающие коэффициент отражения. Покажем, что второй фактор влияет на добротность в большей степени.

На рис. 1, с и d приведены импедансные зависимости для s- и t-резонаторов с заданными резонансной частотой, диапазоном импедансов и электрической длиной. Отражатель s-резонатора — слой толщиной $\lambda_0/4$, а t-резонатора — слои толщиной $\lambda_0/4$ и $\lambda_0/8$ с импедансами Z и Z^{-1} . Характеристика такого t-резонатора несколько смещена вверх по частоте, поскольку $\lambda_0/8$ -слои нарушают противофазность коэффициентов отражения отражателей. Для коррекции смещения необходимо увеличить на Δl длину полости l и уменьшить на $\Delta l/2$ толщину $\lambda_0/8$ -слоев. При увеличении Z от 3 до 10 величина $\delta l = \Delta l/l$ уменьшается от 3.88 до 0.125%.

Исходя из [2], для добротности резонатора Фабри–Перо имеем

$$Q = \alpha\beta, \quad (1)$$

где $\alpha = \pi$, $\beta = \arcsin^{-1}[(1 - r^2)/2|r|]/2$; значение r действительное и не зависит от частоты. Множитель α равен набегу фаз в резонаторе на частоте f_0 : $\alpha = \varphi Q$, где φ — сдвиг фаз в полосе резонанса.

С учетом частотной зависимости фазы коэффициента отражения для рассматриваемых резонаторов $\alpha = \alpha_l + \alpha_r$, где $\alpha_{l,r}$ — составляющие за счет длины полости и коэффициента отражения. Поскольку $Q \gg 1$, то $Z^2 \gg 1$, $|r| \approx 1$ и $\beta \approx |r|/(1 - r^2)$.

Из выражения $r = (Z_i - Z_l)/(Z_i + Z_l)$, где Z_i — входной импеданс отражателя, Z_l — импеданс полости, с учетом $Q \gg 1$ получим $|r_i| \approx 1 - 4/Z^4$, $\beta_t \approx Z^4/8$, $\alpha_{rt} \approx \pi/Z$ и $r_s \approx 1 - 2/Z^3$, $\beta_s \approx Z^3/4$, $\alpha_{rs} \approx \pi/Z^2$. Согласно (1), имеем

$$Q_t \approx \frac{\pi Z^3(Z+2)}{16}, \quad Q_s \approx \frac{\pi Z^3}{4},$$

$$q = \frac{Q_t}{Q_s} = \frac{Z+2}{4}. \quad (2)$$

На рис. 2 приведены рассчитанные характеристики t- и s-резонаторов равной длины. Согласно (2), значения Q_t , Q_s и q равны соответственно 172, 98 и 1.75, что хорошо согласуется со значениями их характеристик 180, 102 и 1.77.

С увеличением Z от 3 до 10 значение q , согласно (2), возрастает от 1.25 до 3. При произвольном

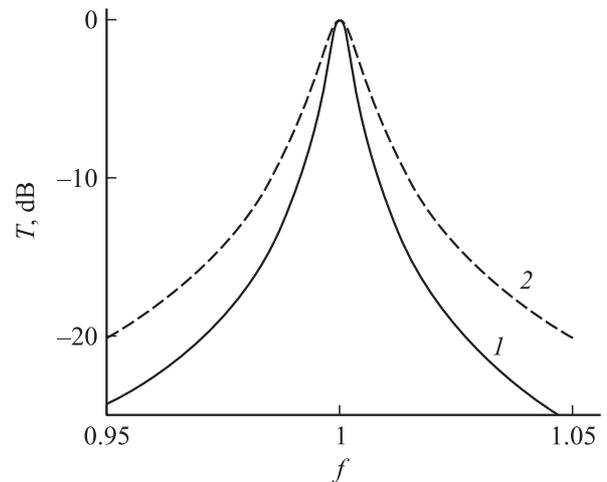


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента прохождения t- (1) и s-резонатора (2). $F = f/f_0$, $Z = 5$, $\delta l = 0.95\%$.

числе n $\lambda_0/4$ -слоев отражателя добротности равны $Q_t \approx \pi(Z+2)Z^{2n+1}/16$ и $Q_s \approx \pi Z^{2n+1}/4$. Отношение q от n не зависит. Таким образом, t-резонатор обеспечивает более высокую избирательность по сравнению с s-резонатором.

Полосовая фильтрация

Связанные резонаторы позволяют сформировать полосовую характеристику аналогично формированию разрешенной зоны кристалла. На вставке рис. 3 показана полосовая КСt на основе связанных t-резонаторов. Внешние и внутренние отражатели КСt образованы одиночными и двойными четвертьволновыми слоями с импедансами Z и Z^{-1} . Для коэффициентов отражения этих отражателей соответственно имеем $|r_0| \approx 1 - 2/Z^2$ и $|r_i| \approx 1 - 2/Z^4$. Поскольку $|r_i|$ существенно ближе к

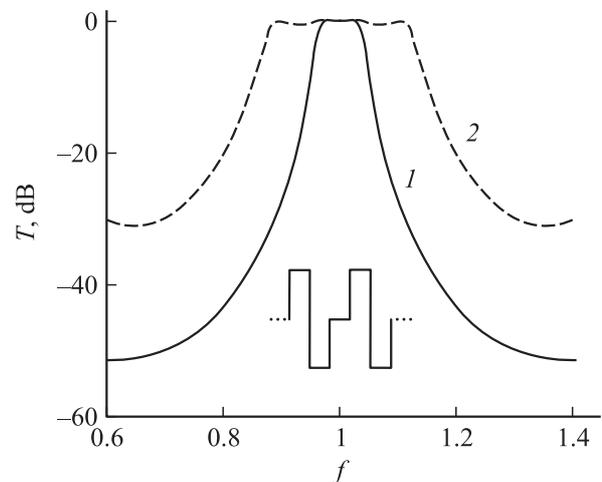


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента прохождения полосовой КСt. 1 — $Z = 4$, число резонаторов $N = 3$; 2 — $Z = 2$, $N = 4$. Здесь f_0 — средняя частота.

единице, резонаторы связаны слабо, что обеспечивает низкий уровень пульсаций в полосе пропускания.

Зависимости 1 и 2 на рис. 3 иллюстрируют формирование полосовой характеристики. Параметры характеристики определяют значения Z и N . Введем обозначения: Δf — ширина полосы пропускания по уровню -3 dB, δ — неравномерность в полосе пропускания. Зависимости 1 и 2 имеют такие значения Δf и δ : 8 и 27%, 0.14 и 0.55 dB.

Полосовую КС, реализованную чередованием неоднородностей с импедансами $Z_1 < 1$ и $Z_2 = Z_1^{-1} > 1$, обозначим как КС1 (первого типа). Вследствие физических или технических ограничений одно из неравенств может не выполняться. На вставке рис. 4 показаны импедансные зависимости для таких случаев. При этом $Z_2 = Z_1^2$. Обозначим такие КС как КС2. Импедансные слои КС2, как и КС1, — четвертьволновые. Характеристики 1 и 2 КС2 на рис. 4 имеют следующие значения Δf и δ : 29.3 и 63.5%, 0.50 и 0.57 dB.

На рис. 5 приведена топология микрополоскового фильтра на основе КС1. Для уменьшения габаритов структура имеет форму меандра. Низко- и высокоимпедансные неоднородности сформированы широкими и узкими отрезками сигнального проводника. Скруглен-

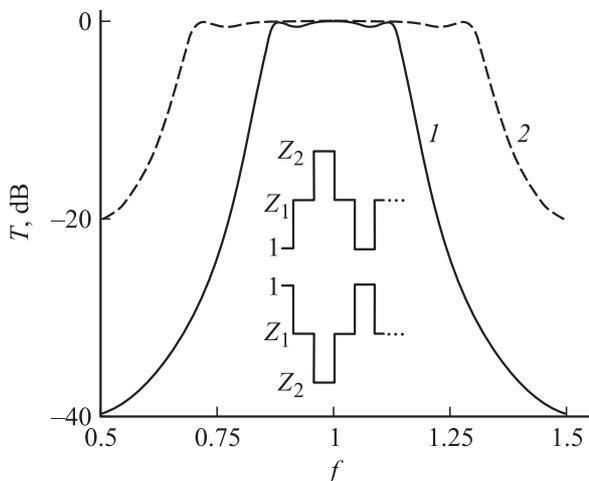


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициента прохождения полосовой КС2. 1 — $Z_1 = 5.6$ (или 0.18), $N = 4$; 2 — $Z_1 = 2$ (или 0.5), $N = 6$.

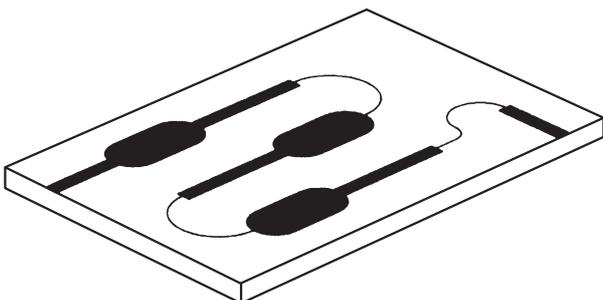


Рис. 5. Микрополосковый полосовой КС-фильтр.

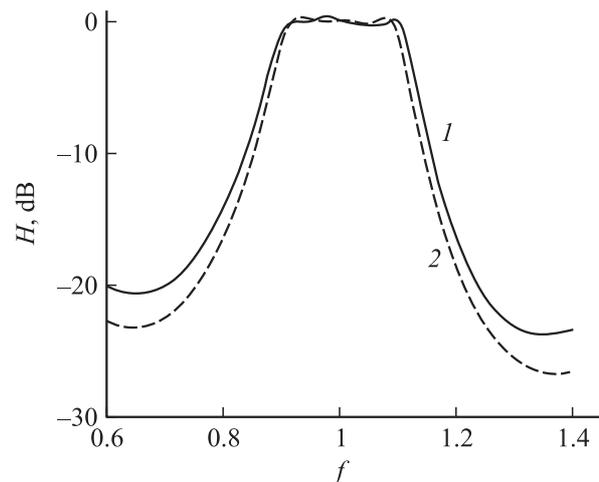


Рис. 6. Экспериментальная (1) и расчетная (2) амплитудно-частотные характеристики микрополоскового полосового КС-фильтра.

ем краев широких отрезков уменьшена неравномерность характеристики в полосе пропускания.

На рис. 6 представлены характеристики такого фильтра. Конструктивные параметры фильтра: длина 30 mm, ширина 20 mm, длина и ширина широкого, среднего и узкого отрезков t-резонатора соответственно 7, 8, 9 mm и 3.42, 1.1 и 0.1 mm. Материал подложки — Rogers RO3010, толщина диэлектрика 1.28 mm, относительная диэлектрическая проницаемость 10.2, тангенс угла диэлектрических потерь 0.0023 на частоте 10 GHz, толщина металлизации 0.035 mm. Расчеты характеристик и оптимизация конструкции выполнены трехмерным электромагнитным моделированием в программном пакете Microwave Studio. Согласно приближенных формул для параметров микрополосковых линий [3], импедансы отрезков t-резонатора равны 27, 50 и 112 Ω . Таким образом, $Z \approx 2$. Экспериментальные и расчетные значения f_0 , Δf и δ соответственно равны 3.62, 3.72; 0.86, 0.80 GHz; 0.7 и 0.5 dB.

Двухфазные КС позволяют сформировать высокоизбирательные резонансные и полосовые частотные характеристики.

Список литературы

- [1] Назарько А.И., Нелин Е.А., Понсуй В.И., Тимофеева Ю.Ф. // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. Вып. 4. С. 81–86.
- [2] Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1970. 586 с.
- [3] Hong Jia-Shen G., Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/microwave applications. N.Y.: Wiley, 2001. 488 p.