



УДК 621.372

© 2011

А. В. Захаров, член-корреспондент НАН України М. Е. Ильченко

Эффекты взаимодействия полосковых резонаторов и новые типы неминимально-фазовых фильтров с постоянным временем задержки

Встановлено особливості електромагнітної взаємодії смужкових резонаторів. Ці особливості покладено в основу побудови нових типів немінимально-фазових фільтрів затримки, які виходять за рамки класичної канонічної моделі. Наведено результати моделювання нових немінимально-фазових фільтрів затримки, реалізованих на смужкових лініях передачі з високою діелектричною сталюю $\epsilon_r = 92$. Показано, що час затримки таких фільтрів може становити 10–20 нс на частотах 1880–2150 МГц при відносній ширині смуги пропускання 2,8–4,1%. Розміри фільтрів не перевищували $10 \times 10 \times 2$ мм.

Под неминимально-фазовыми фильтрами понимают фильтры, у которых есть хотя бы два пути для прохождения сигнала с входа на выход фильтра. В таких фильтрах используются перекрестные связи между резонаторами. За счет этого улучшается избирательность фильтров или степень линейности их фазовой характеристики $\phi(\omega)$, ω — циклическая частота. Во втором случае в полосе пропускания фильтры имеют практически постоянное время группового запаздывания τ и поэтому называются фильтрами задержки (Delay line filters). Понятия “линейная фазовая характеристика” и “постоянное время задержки” тесно связаны между собой:

$$\tau = \frac{d\phi}{d\omega}. \quad (1)$$

Выражение (1) показывает, что линейность функции $\phi(\omega)$ приводит к постоянству τ и наоборот. Фильтры с постоянным временем задержки применяются во многих системах беспроводной связи, причем в одном случае они используются как фильтры с линейной фазовой характеристикой для минимизации искажений, проходящих через них сигналов, во втором случае они обеспечивают временную задержку сигналов, например в усилителях. Применение фильтров задержки вместо линий задержки (отрезков кабеля) более предпочтительно, поскольку значительно уменьшает требуемый объем для реализации заданного τ .

Практические запросы диктовали необходимость построения теории неминимально-фазовых фильтров с постоянным временем задержки, и такая теория была создана в 70–80 гг.



Рис. 1. Структуры канонических неминимально-фазовых фильтров задержки: *а* — четырехрезонаторного фильтра; *б* — шестирезонаторного фильтра

прошлого столетия [1–3]. Она описывает канонические фильтры, структуры которых приведены на рис. 1, где точками обозначены резонаторы, сплошными линиями — связи между резонаторами, соответствующие основному пути прохождения сигнала. Штриховыми линиями отмечены перекрестные связи между резонаторами, соответствующие дополнительным путям прохождения сигналов с входа на выход фильтра. В скобках указан знак связи между резонаторами, он может быть как положительным, так и отрицательным. Положительный знак соответствует электромагнитной связи с доминирующей магнитной компонентой. Отрицательный знак относится к электромагнитной связи с доминирующей электрической компонентой. На рис. 1, чисто условно, указан отрицательный знак связи. Существенным для фильтров задержки является то, что перекрестные связи должны иметь одинаковый знак с основными связями, напротив которых они расположены.

Это является необходимым условием линеаризации фазовой характеристики фильтра.

Первая структура (рис. 1, *а*) относится к четырехрезонаторному фильтру, она имеет одну перекрестную связь между резонаторами 1–4. Характер связи между этими резонаторами такой же, как между резонаторами 2 и 3. Резонаторы 1 и 4, 2 и 3 рассматриваемой структуры идентичны. Структура на рис. 1, *б* относится к шестирезонаторному фильтру. Она имеет две перекрестные связи, между резонаторами 1–6 и 2–5, характер которых совпадает с характером связи между резонаторами 3 и 4. У этого фильтра идентичные резонаторы 1 и 6, 2 и 5, а также 3 и 4. В общем случае канонические фильтры содержат четное число резонаторов n , количество пар идентичных резонаторов — $n/2$, число перекрестных связей — $(n/2 - 1)$.

Теория неминимально-фазовых канонических структур применяется для построения фильтров задержки, резонаторы которых имеют коаксиальную конструкцию. Однако применение этой теории к твердотельным фильтрам, например полосковой конструкции, весьма проблематично, что обусловлено их конструктивными особенностями. Фильтры полосковой конструкции, выполненные из диэлектрических материалов с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r = 80\text{--}100$), характеризуются малыми размерами [4, 5], что делает их привлекательными для практического использования. Существует потребность в создании неминимально-фазовых фильтров, имеющих полосковую конструкцию и использующих твердые диэлектрики.

В данной работе рассматриваются особенности электромагнитного взаимодействия резонаторов полосковой конструкции, которые послужили основой для построения новых типов неминимально-фазовых фильтров с постоянным временем задержки. Конструктивно фильтры полосковой конструкции представляют собой две диэлектрические подложки, внешние стороны которых полностью металлизированы. На внутренние стороны подложек наносятся тонкие металлические проводники (10–70 мкм), имеющие определенный топологический рисунок. Затем эти подложки налагаются друг на друга внутренними сторонами и жестко

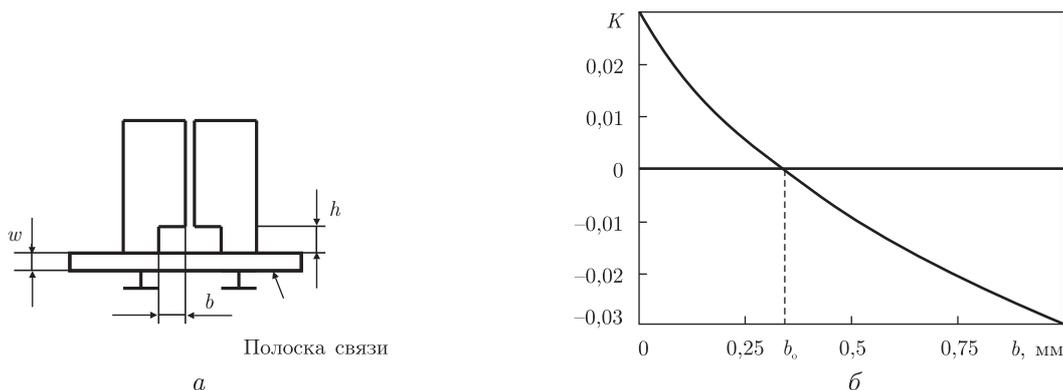


Рис. 2. Характеристика ступенчатых полосковых резонаторов: *a* — схематическое изображение; *b* — зависимость коэффициента связи между ними от глубины выборки *b*

скрепляются, образуя фильтр. Толщина такого фильтра приблизительно равна удвоенной толщине подложки.

Рассмотрим два полосковых резонатора со ступенчатым изменением волнового сопротивления, показанных на рис. 2, *a*. Эти резонаторы короткозамкнуты с одной стороны и близко расположены друг к другу. Если предположить, что волновое сопротивление каждого резонатора постоянно вдоль его длины (регулярный резонатор), то длина каждого из них на основной резонансной частоте равна четверти длины волны $\lambda/4$. Известно [6], что электромагнитная связь между четвертьволновыми резонаторами полосковой конструкции отсутствует. Это обусловлено тем, что магнитная и электрическая составляющие электромагнитного взаимодействия между резонаторами взаимно компенсируют друг друга.

Однако, если использовать проводящую полосу, расположенную в области короткозамкнутых концов регулярных резонаторов, как показано на рис. 2, *a*, то между этими резонаторами появится электромагнитное взаимодействие. В этом взаимодействии преобладает магнитная составляющая, а величина связи между резонаторами характеризуется знаком плюс. Коэффициент связи K зависит от ширины проводящей полоски w — чем шире полоска, тем больше значение K . Величина K может быть вычислена по известной формуле

$$K = \frac{F_2^2 - F_1^2}{F_2^2 + F_1^2}, \quad (2)$$

где F_1 и F_2 — частоты четных и нечетных колебаний в системе двух связанных резонаторов. Частоты F_1 и F_2 могут быть определены при компьютерном моделировании амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) системы двух связанных резонаторов при их слабой связи с нагрузками входа и выхода. В этом случае частотам F_1 и F_2 будут соответствовать ярко выраженные пики на АЧХ.

Так, если толщина полосковой линии 2 мм, относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрического материала $\varepsilon_r = 92$, ширина каждого полоскового резонатора 1,6 мм, зазор между резонаторами 0,2 мм, ширина полоски связи $w = 1$ мм, то коэффициент связи между двумя регулярными резонаторами $K = 0,03$, что соответствует 3%. Это можно установить компьютерным моделированием. Если на участках резонаторов, прилегающих к полоске связи, сделать выборки металлизации, как показано на рис. 2, *a*, то резонаторы станут ступенчатыми. Величина каждой выборки определяется глубиной b и высотой h . Коэффициент связи таких резонаторов сильно зависит от глубины выборки

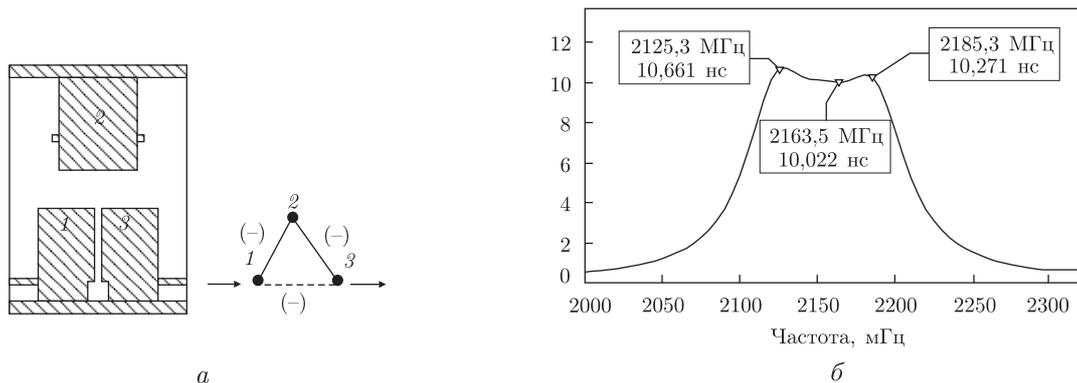


Рис. 3. Неминимально-фазовый трехрезонаторный фильтр задержки полосковой конструкции: *a* — топология; *б* — частотная характеристика

(рис. 2, *б*). Если b увеличивается, то значения K уменьшаются. При некоторой глубине выборки b_0 величина K обращается в нуль. В этом случае магнитная и электрическая составляющие электромагнитного взаимодействия резонаторов взаимно компенсируют друг друга, значение b_0 является точкой “равновесия” противоположных по характеру взаимодействий. При дальнейшем увеличении b начинает доминировать электрическая составляющая взаимодействия, и значения коэффициента связи становятся отрицательными, увеличиваясь по абсолютной величине. При $b > b_0$ входящие в выражение (2) частоты связи удовлетворяют условию $F_2 < F_1$. Значение b_0 зависит от высоты выборки h — чем больше h , тем меньше значение b_0 . При увеличении зазора между близко расположенными полосковыми резонаторами требуется большее значение глубины выборки b_0 для достижения нулевого значения коэффициента связи.

Установленную особенность взаимодействия близко расположенных полосковых резонаторов, связанную с переходом коэффициента связи через нуль и возможность получения малых по модулю значений K обоих знаков, можно использовать для построения неминимально-фазовых фильтров. Перекрестные связи между резонаторами таких фильтров имеют малые значения модуля коэффициента связи. Пара полосковых ступенчатых резонаторов (см. рис. 2) с глубиной выборки, близкой к значению b_0 , как раз и обладает таким свойством. Она представляет основную топологическую ячейку при построении новых неминимально-фазовых фильтров с постоянным временем задержки.

На рис. 3, 4 приведены новые топологии неминимально-фазовых фильтров задержки полосковой конструкции и результаты компьютерного моделирования их частотной характеристики, представляющей зависимость времени задержки от частоты. При компьютерном моделировании использовались диэлектрические подложки толщиной 1 мм, поэтому толщина полосковых фильтров равнялась 2 мм. Относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика полагалась равной $\epsilon_r = 92$.

На рис. 3, *a* изображена топология трехрезонаторного фильтра. Он содержит пару близко расположенных друг к другу полосковых резонаторов и еще один резонатор, обращенный разомкнутым концом к первым двум. Принятая на рис. 3, *a* нумерация резонаторов соответствует основному пути сигнала: от резонатора 1 к резонатору 2, а затем к резонатору 3. Дополнительный путь сигнала — от резонатора 1 к резонатору 3. Связь между резонаторами 1 и 2, 2 и 3 осуществляется за счет электрического взаимодействия, поскольку разомкнутые концы резонаторов располагаются в пучности напряжения. Коэффициен-

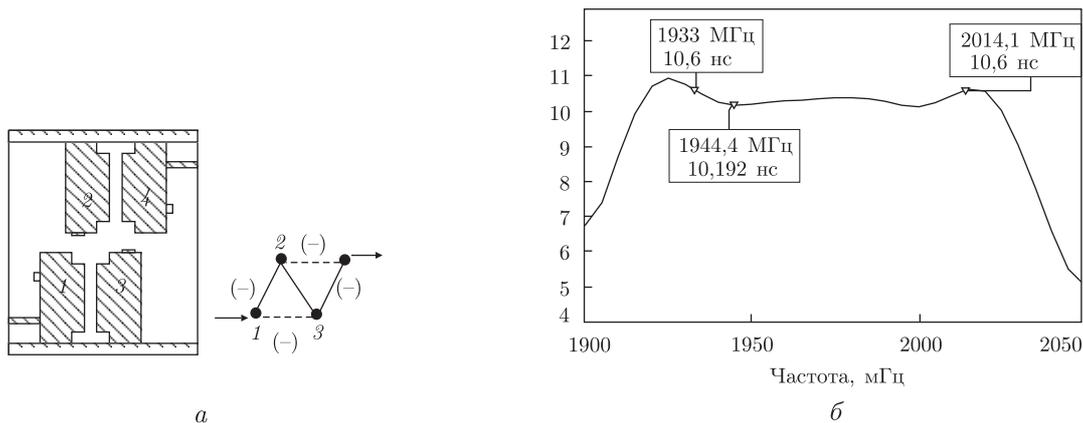


Рис. 4. Неминимально-фазовый четырехрезонаторный фильтр задержки полосковой конструкции: *a* — топология; *б* — частотная характеристика

ты связи между этими резонаторами имеют знак минус. Чтобы рассматриваемый фильтр обеспечивал эффект линейризации фазы, необходимо иметь малое отрицательное значение перекрестной связи между резонаторами 1 и 3. Это обеспечивается соответствующей глубиной выборки *b*. Используемые в фильтре связи между резонаторами, две основные и одна перекрестная, характеризуются знаком минус. Заметим, что минимальное число резонаторов канонических неминимально-фазовых фильтров задержки, для которых создана теория, равно 4 (см. рис. 1, *a*). Новый тип неминимально-фазового фильтра задержки (см. рис. 3) имеет всего 3 резонатора.

В неминимально-фазовых фильтрах можно использовать две пары полосковых резонаторов с малой отрицательной связью, включить их навстречу друг другу с малым взаимным смещением. В результате этого получим новый четырехрезонаторный неминимально-фазовый фильтр, показанный на рис. 4, *a*. Нумерация резонаторов, как и прежде, соответствует основному пути прохождения сигнала. Топология этого фильтра напоминает ромб. Все значения его коэффициентов связи отрицательны. Этот четырехрезонаторный неминимально-фазовый фильтр имеет две перекрестные связи, между резонаторами 1 и 3, 2 и 4. Заметим, что канонический неминимально-фазовый фильтр с 4 резонаторами (см. рис. 1, *a*) имеет лишь одну перекрестную связь.

В технических приложениях важно иметь оценку достигаемых эффектов, к которым приводят научные результаты. В нашем случае — это эффект задержки сигналов в новых неминимально-фазовых фильтрах и их размеры. Неминимально-фазовый трехрезонаторный фильтр (рис. 3, *a*) имеет размер $8 \times 5 \times 2$ мм. Характеристика его времени задержки показана на рис. 3, *б*. Центральная частота фильтра $F_0 = 2155$ МГц, время задержки фильтра $\tau = 10,3 \pm 0,3$ нс поддерживается в полосе частот 60 МГц, что соответствует относительной ее ширине 2,8%.

Фильтр с четырьмя резонаторами (см. рис. 4, *a*) характеризуется габаритами $8 \times 6 \times 2$ мм. Он работает на центральной частоте $F_0 = 1970$ МГц (см. рис. 4, *б*), его время задержки $\tau = 10,4 \pm 0,2$ нс в полосе частот 80 МГц (4,1%). У этого фильтра величина задержки τ такая же, как у предшествующего фильтра, однако она обеспечивается в более широкой полосе частот. Ее относительная ширина возросла в 1,46 раза. Дополнительная перекрестная связь в неминимально-фазовых фильтрах приводит к расширению полосы частот с постоянным временем задержки.

Если для задержки сигналов использовать коаксиальный радиочастотный кабель с диэлектрической проницаемостью материала ε_r , то его длина l может быть определена по заданному времени задержки

$$l = \frac{\tau c}{\varepsilon_r}, \quad (3)$$

где c — скорость света.

В таких кабелях используются “мягкие” диэлектрики с $\varepsilon_r = 2,1 \div 2,6$. Примем $\varepsilon_r = 2,6$ и определим длину кабеля для обеспечения времени задержки $\tau = 10$ нс. Выражение (3) дает искомую длину: $l = 1,86$ м. Если этот кабель свернуть в бухту, то ее размер будет значительно превосходить габариты четырехрезонаторного фильтра задержки $8 \times 6 \times 2$ мм. Кабель имеет постоянную величину задержки в очень широкой полосе частот. У фильтра задержки эта полоса частот значительно меньше, но он и обладает значительно меньшими размерами.

Увеличение числа резонаторов фильтра приводит к увеличению τ в этой же полосе частот, или же — к расширению полосы частот при прежнем значении τ . Это объясняется многократными отражениями СВЧ сигналов от резонаторов фильтра, рост числа резонаторов приводит к увеличению числа этих отражений и большему времени задержки сигнала. Число резонаторов в рассматриваемых фильтрах может быть увеличено. Так, можно объединить два фильтра, показанных на рис. 3, *a*, и в результате получить шестирезонаторный фильтр задержки. Пронумеруем резонаторы второго фильтра цифрами 4, 5, 6 и расположим его с правой стороны от первого. В образовавшемся шестирезонаторном фильтре используются две перекрестные связи. Все связи между резонаторами фильтра, за исключением одной, носят преимущественно электрический характер. Связь между резонаторами 3 и 4 будет иметь доминирующую магнитную компоненту, поэтому коэффициент связи в этом случае характеризуется знаком плюс. Структура этого шестирезонаторного фильтра также существенно отличается от структуры канонического неминимально-фазового фильтра (см. рис. 1, *b*). Компьютерное моделирование показало, что шестирезонаторный неминимально-фазовый фильтр, объединяющий два трехрезонаторных фильтра (см. рис. 3, *a*), характеризуется временем задержки $\tau = 20,5 \pm 0,5$ нс в полосе частот 60 МГц (3,2%). Его центральная частота $F_0 = 1880$ МГц. Размер фильтра $9,4 \times 8,6 \times 2$ мм при $\varepsilon_r = 92$.

В качестве результата для технических приложений мы можем отметить следующий: в новых типах неминимально-фазовых фильтров задержки полосковой конструкции время задержки может составлять 10–20 нс на частотах 1880–2150 МГц при относительной ширине полосы частот 2,8–4,1%. Если для реализации этих фильтров использовать керамический материал с $\varepsilon_r = 92$, то габариты фильтров не будут превышать размер $10 \times 10 \times 2$ мм.

Таким образом, установлены особенности электромагнитного взаимодействия полосковых резонаторов, которые легли в основу построения новых типов неминимально-фазовых фильтров задержки. Топологии таких фильтров выходят за рамки классической канонической модели. Приведены результаты компьютерного моделирования новых неминимально-фазовых фильтров задержки, выполненных на полосковых линиях с высокой диэлектрической проницаемостью. Определено время задержки таких фильтров и их размеры.

1. *Rodes J. D.* A lowpass prototype network for microwave linear phase filters // IEEE Trans. – MTT – **18**. – June 1970. – P. 290–301.
2. *Williams A. E., Atia A. E.* Dual-mode canonical waveguide filters // Ibid. – MTT – **25**. – Dec. 1977. – P. 1021–1026.

3. *Pfitzenmaier G.* Synthesis and realization of narrow-band canonical microwave bandpass filters exhibiting linear phase and transmission zeros // *Ibid.* – МТТ – **30**. – Sep. 1982. – P. 1300–1310.
4. *Murase M., Sasaki Y., Sasabata A., Tanaka H., Ishikawa Y.* Multi-chip transmitter/receiver module using high dielectric substrates for 5.8 GHz ITS applications // *IEEE MTT-S. Digest.* – 1999. – P. 211–213.
5. *Hsieh M. L., Huang T. H., Chen L. S. et al.* A miniaturized bandpass filter fabricated on high dielectric constant ceramic substrates // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2007. – **49**. – P. 2087–2090.
6. *Матей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. – Москва: Связь, 1971. – 440 с.

Научно-исследовательский институт
телекоммуникаций при НТУ Украины
“Киевский политехнический институт”

Поступило в редакцию 31.05.2010

A. V. Zakharov, Corresponding Member of the NAS of Ukraine **M. E. Il'chenko**

Interaction effects of stripline resonators and new types of non-minimum phase filters with constant delay time

Some features of the electromagnetic interaction of stripline resonators are established. These features are a basis for the creation of new types of non-minimum phase filters with constant group delay time, which are beyond the classical canonical filter's model. The results of computer simulations of new stripline delay line filters with high dielectric constant $\epsilon_r = 92$ are given. The size of the filters is less than $10 \times 10 \times 2$ mm, the delay time is 10–20 ns in the frequency range 1880–2150 MHz, and the relative band width is 2.8–4.1%.