

09

## Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель

© Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.Ф. Шабанов

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск  
Сибирский федеральный университет, Красноярск  
E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

В окончательной редакции 10 декабря 2007 г.

Предложен электрически управляемый фазовращатель на резонансной нерегулярной микрополосковой структуре, в которой слой нематического жидкого кристалла служит подложкой. Показана возможность использования разработанного устройства в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн.

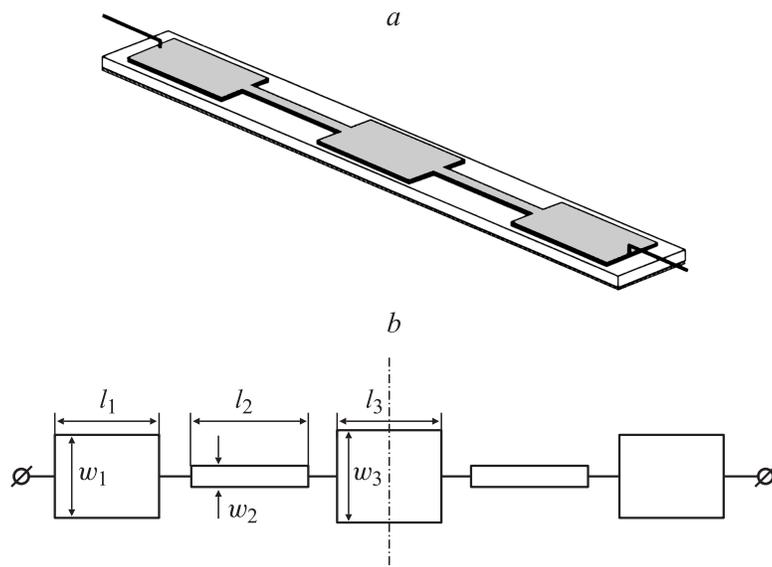
PACS: 84.30.-Qi, 84.40.-x

Перестраиваемые фазовращатели (фазовые модуляторы) являются важнейшими элементами фазированных антенных решеток радиолокационных станций [1], они используются также в современных системах связи [2], в различной измерительной и специальной радиоаппаратуре. Известно, что фазовращатели, в которых используются ферромагнетики, перестраиваются магнитным полем, поэтому они требуют сравнительно больших энергий для управления и слишком инерционны [3]. В быстродействующих конструкциях на основе сегнетоэлектрических пленок [4] требуются высокие напряженности электрических полей для управления [5], а кроме того, в них ограничен динамический диапазон перестройки фазы. Сравнительно высокими характеристиками отличаются устройства, в которых фаза СВЧ-сигнала регулируется полупроводниковыми элементами: либо  $p-i-n$ -диодами, либо варакторами. Такие устройства в микрополосковом исполнении [2] миниатюрны, технологичны в производстве, просты в настройке, а главное, они хорошо зарекомендовали себя в широком диапазоне частот, начиная от длинноволнового диапазона и захватывая почти полностью сантиметровый диапазон длин волн. Но существует большая проблема в создании управляемых фазовращателей в миллиметровом диапазоне. Здесь для устройств на ферромагнетиках необходимы неприемлемо большие

магнитные поля для управления [5], а требуемые характеристики для полупроводниковых элементов в этом диапазоне пока недостижимы.

Хорошо известно, что молекулы жидких кристаллов (ЖК), обладая дипольным моментом, легко поляризуются под воздействием электрических полей. За анизотропию и сильную дисперсию диэлектрических констант ЖК в области релаксации ответственны ориентационные механизмы поляризации. Для многих жидкокристаллических материалов эта область, как правило, попадает в радиочастотный диапазон, а поэтому существует принципиальная возможность создания на основе ЖК различных электрически управляемых устройств радиотехники. Однако в названном диапазоне частот такие устройства не выдерживают конкуренции, например, с управляемыми устройствами на основе полупроводников или сегнетоэлектриков. Тем не менее в последнее время исследуются возможности использования жидких кристаллов в устройствах, работающих в сантиметровом, миллиметровом и даже субмиллиметровом диапазонах длин волн, где ЖК могут составить достойную конкуренцию многим материалам [6]. В этих диапазонах анизотропия диэлектрической проницаемости ЖК хотя и невелика, но она оказывается вполне достаточной для построения, например, управляемого фазовращателя с требуемыми для техники характеристиками.

Предлагаемая конструкция микрополоскового фазовращателя [7] построена на основе многосвязного полосно-пропускающего фильтра, который подробно исследован в [8]. В нем последовательно соединены чередующиеся отрезки микрополосковых линий с различной шириной полосковых проводников, каждый из которых является полуволновым резонатором. В такой конструкции связь резонаторов, от величины которой зависит ширина полосы пропускания фильтра, определяется скачком волнового сопротивления смежных отрезков линий, а значит скачком ширины их полосковых проводников. На рис. 1 показаны конструкция и модель фазовращателя, состоящего из пяти резонаторов, при этом отрезки образующих их микрополосковых линий имеют ширину полосковых проводников  $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$ , а их длина соответственно  $l_1$ ,  $l_2$  и  $l_3$ . Подложкой фазовращателя служит жидкий кристалл, который удерживается силами поверхностного натяжения между верхним нерегулярным проводником и нижним — экраном. Такую конструкцию несложно реализовать, изготовив, например, нерегулярный полосковый проводник на подвешенной подложке из кварца. Вход и выход фазовращателя подключаются к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением  $50 \Omega$  через емкости связи (на рисунке не показаны).



**Рис. 1.** Конструкция жидкокристаллического фазовращателя (*a*) и его расчетная модель (*b*).

Это дает возможность подавать управляющее напряжение для создания электрического поля, ориентирующего молекулы ЖК, непосредственно на полосковый проводник.

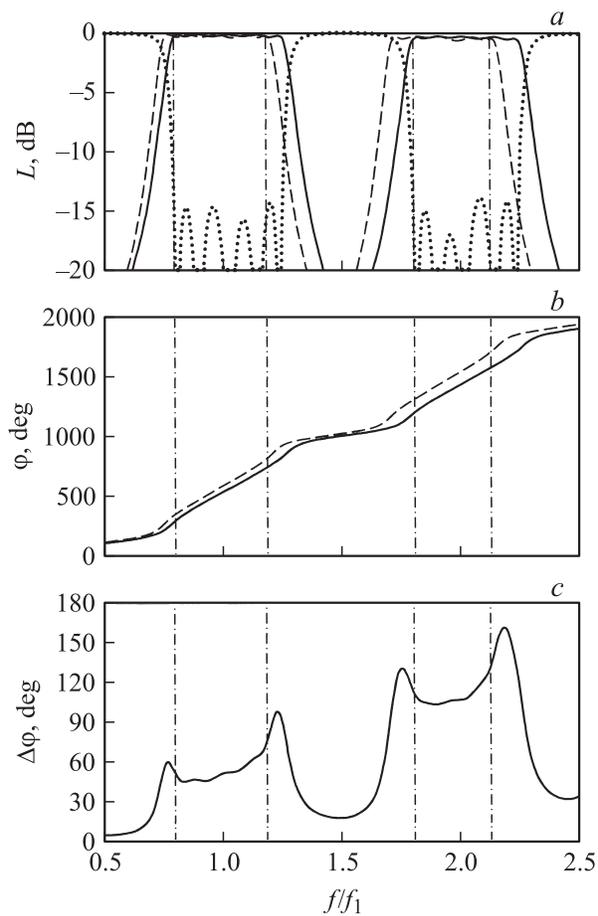
Поверхности проводников фазовращателя обработаны так, чтобы в отсутствие управляющего напряжения молекулы ЖК ориентировались параллельно проводникам, т.е. ортогонально поляризации высокочастотного электрического поля электромагнитной волны в микрополосковой линии. В этом случае взаимодействие молекул жидкого кристалла с электрическим полем электромагнитной волны слабо, а диэлектрическая проницаемость ЖК  $\epsilon_{\perp}$  — мала. При наложении управляющего электрического поля (достаточного для насыщения ЖК) все молекулы ориентируются параллельно высокочастотному полю. В этом случае взаимодействие молекул с полем электромагнитной волны наибольшее, и диэлектрическая проницаемость ЖК  $\epsilon_{\parallel}$  — максимальна. Таким образом, изменение управляющего поля от нуля до поля насыщения позволяет плавно увеличивать диэлектрическую

проницаемость подложки от  $\varepsilon_{\perp}$  до  $\varepsilon_{\parallel}$ , а значит, в микрополосковой линии появляется возможность управления набегом фазы прошедшей волны. При этом важно отметить, что управляющие напряжения для жидких кристаллов существенно меньше, чем для сегнетоэлектриков.

Параметрический синтез устройства проводился на основе численного анализа одномерной модели рассматриваемой конструкции с использованием квазистатического приближения. Для определенности считалось, что толщина слоя жидкого кристалла  $h = 0.5$  mm, а его диэлектрическая проницаемость может изменяться в пределах  $\varepsilon_{\perp} = 2.6$  до  $\varepsilon_{\parallel} = 2.9$ . При синтезе фазовращателя, также для определенности, кроме центральной частоты  $f_1 = 15$  GHz и относительной ширины первой полосы пропускания по уровню  $-3$  dB  $\Delta f_1/f_1 = 50\%$  задавался максимальный уровень отражения в ней  $L_R = -14$  dB. Настройка осуществлялась коррекцией длины и ширины полосковых проводников на каждом регулярном участке структуры для средней величины диэлектрической проницаемости жидкого кристалла  $\varepsilon = 2.75$ . В результате синтеза были получены следующие ширины и длины регулярных проводников: высокоомных участков  $w_2 = 0.52$  и  $l_2 = 6.33$ , а низкоомных участков крайних  $w_1 = 3.44$ ,  $l_1 = 5.82$  и среднего  $w_3 = 5.04$ ,  $l_3 = 5.75$  (все размеры в миллиметрах).

На рис. 2 показаны амплитудно-частотные (а), фазочастотные (б) характеристики исследуемого устройства, построенные для двух значений диэлектрической проницаемости ЖК:  $\varepsilon = 2.6$  — сплошные линии и  $\varepsilon = 2.9$  — штриховые. Точками представлена частотная зависимость потерь на отражение для  $\varepsilon = 2.6$ , а на рис. 2, с показана частотная зависимость управляемого сдвига фазы, обусловленная вышеупомянутым изменением диэлектрической проницаемости ЖК. Видно, что изменение  $\varepsilon$  приводит к некоторому сдвигу и первой, и второй полосы пропускания рассматриваемого устройства, однако в каждой из полос существуют области частот, отмеченные вертикальными штрихпунктирными линиями, в которых прямые потери прошедшего сигнала остаются минимальными и почти не изменяются. Для первой полосы относительная ширина этой области частот около 40%, а для второй — около 20%. Именно эти области являются диапазонами рабочих частот фазовращателя. Видно также, что наклон фазочастотной характеристики и соответственно управляемый сдвиг фазы во второй полосе пропускания существенно больше, чем в первой.

Казалось бы, для построения фазовращателя проще использовать отрезок регулярной микрополосковой линии (МПЛ), согласованной



**Рис. 2.** Амплитудно-частотные (*a*) и фазочастотные (*b*) характеристики фазовращателя, частотная зависимость управляемого сдвига фазы (*c*).

с внешними трактами при некотором среднем значении диэлектрической проницаемости жидкого кристалла. Однако „резонансные“ конструкции фазовращателей, как будет показано ниже, имеют несколько существенных преимуществ. В частности, они дают большие фазовые

сдвиги по сравнению с „нерезонансными“ (согласованными) отрезками линий при одинаковом изменении  $\varepsilon$ . Поэтому при небольших изменениях диэлектрической проницаемости материала „резонансные“ конструкции особенно эффективны. Ведь известно, что анизотропия  $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp}$  во многих жидких кристаллах на высоких частотах, включая миллиметровый диапазон длин волн, имеет сравнительно небольшую величину порядка 0.2–0.3.

В подтверждение вышесказанному сравним управляемый сдвиг фазы отрезка микрополосковой линии передачи длиной  $l$  в условиях резонанса и в согласованном режиме. Известно [9], что частотная зависимость фазы в резонансе определяется формулой

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left( \frac{1}{Q} \frac{\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2} \right), \quad (1)$$

где  $Q$  — добротность резонанса,  $\omega_0$  — резонансная частота. Выразив резонансную частоту через длину отрезка МПЛ  $l$ , скорость света в вакууме  $c$  и эффективную диэлектрическую проницаемость подложки  $\varepsilon$ :  $\omega_0 = \pi c/l\sqrt{\varepsilon}$ , несложно найти величину управляемого сдвига фазы путем дифференцирования формулы (1):

$$d\varphi = \frac{Q\omega l}{2\pi c} \frac{1 + \varepsilon(\omega l/\pi c)^2}{Q^2 \sqrt{\varepsilon} [1 - \varepsilon(\omega l/\pi c)^2]^2 + \sqrt{\varepsilon^3} (\omega l/\pi c)^2} d\varepsilon \quad (2)$$

или

$$d\varphi = \frac{Q\omega}{2\omega_0 \varepsilon} \frac{1 + (\omega/\omega_0)^2}{Q^2 [1 - (\omega/\omega_0)^2]^2 + (\omega/\omega_0)^2} d\varepsilon. \quad (3)$$

Поскольку вблизи резонанса  $\omega \approx \omega_0$ , то

$$d\varphi \approx \frac{Q}{\varepsilon} d\varepsilon. \quad (4)$$

В случае согласованного отрезка МПЛ такой же длины  $l$  набег фазы прошедшего сигнала равен его электрической длине

$$\varphi = \frac{2\pi l \sqrt{\varepsilon}}{\lambda}, \quad (5)$$

где  $\lambda$  — длина волны высокочастотного сигнала в вакууме. В этом случае

$$d\varphi \approx \frac{\pi l}{\lambda \sqrt{\varepsilon}} d\varepsilon, \quad (6)$$

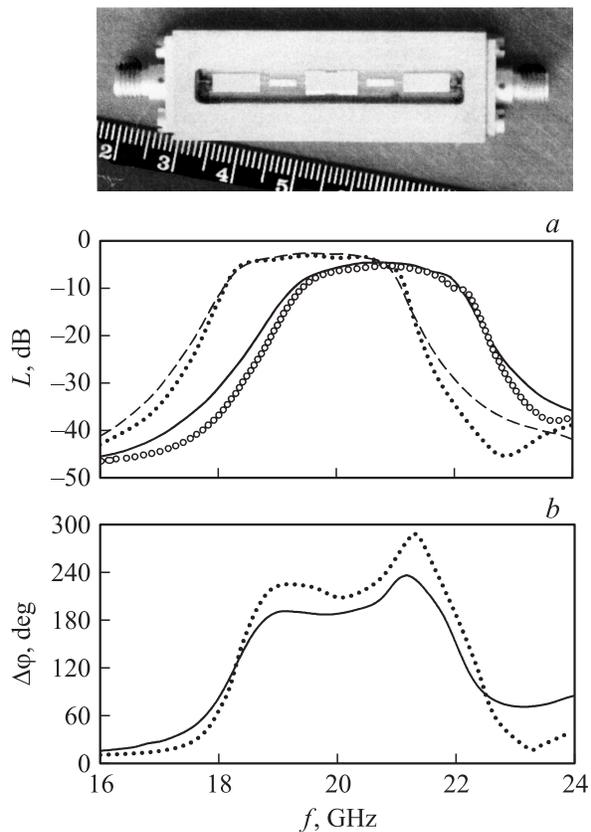
а если  $\omega \approx \omega_0$ , то  $\lambda \approx 2l\sqrt{\epsilon}$ . В результате из (6) следует, что

$$d\varphi \approx \frac{\pi}{2\epsilon} d\epsilon. \quad (7)$$

Таким образом, из (4) и (7) видно, что управляемый сдвиг фазы в „резонансном“ устройстве примерно в  $Q$  раз больше, чем в согласованной линии, при этом важно отметить, что в реальном устройстве величина  $Q$  — это нагруженная добротность резонатора. Очевидно, что с уменьшением ширины полосы рабочих частот фазовращателя, т.е. с уменьшением полосы пропускания фильтра, нагруженная добротность резонаторов растет, а значит, в этом случае пропорционально увеличивается и управляемый фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$ . Более того, как показали исследования, управляемый сдвиг фазы увеличивается и пропорционально количеству резонаторов в устройстве.

Важно отметить, что рассмотренная конструкция фазовращателя обладает еще одним преимуществом, кроме возможности регулировки сдвига фазы в больших пределах, по сравнению с „нерезонансной“ конструкцией, изготовленной на отрезке согласованной с трактом линии передачи. Действительно, отрезок согласованной линии имеет минимальные отражения СВЧ-мощности лишь при некоторой средней величине диэлектрической проницаемости ЖК, а при изменении  $\epsilon$  в ту или иную сторону величина отражений от него будет неизбежно расти в соответствии с изменением волнового сопротивления линии. В „резонансном“ фазовращателе в рабочей полосе частот заданный максимальный уровень отражений мощности не изменяется при варьировании диэлектрической проницаемости ЖК, так как при этом соответствующее изменение резонансных частот микрополосковых резонаторов практически не разрушает баланса связей между ними.

Для экспериментальной проверки рассмотренной пятизвенной конструкции фазовращателя было синтезировано устройство для реальной жидкокристаллической смеси с толщиной слоя  $h = 0.5$  mm, у которой диэлектрическая проницаемость при переориентации молекул изменяется в пределах 2.8–3.2. Устройство сразу настраивалось на вторую полосу пропускания, с тем чтобы увеличить управляемый сдвиг фазы, однако для уменьшения размеров конструкции в ее топологии проводников на подвешенной кварцевой подложке толщиной 0.4 mm использовались дополнительные скачки ширины [10]. После изготовления образца фазовращателя размеры топологии его проводников



**Рис. 3.** Фотография жидкокристаллического фазовращателя, его амплитудно-частотные характеристики (а) и частотные зависимости управляемого сдвига фазы (б).

определялись на цифровом измерительном микроскопе, а затем именно эти размеры подставлялись в программу анализа для объективного сравнения результатов расчета с экспериментом. На рис. 3, а представлены рассчитанные амплитудно-частотные характеристики изготовленного устройства для диэлектрических проницаемостей ЖК  $\epsilon_{\parallel} = 3.2$  (штриховая линия) и  $\epsilon_{\perp} = 2.8$  (сплошная линия), а также измеренные АЧХ

при ориентации молекул жидкого кристалла параллельно направлению высокочастотного электрического поля (черные точки) и ортогонально ему (белые точки). На рис. 3, *b* показаны частотные зависимости рассчитанного (линия) и измеренного (точки) управляемого сдвига фазы. На вставке рисунка показана фотография фазовращателя. Видно не только достаточно хорошее согласие теории и эксперимента, но и сравнительно большой управляемый сдвиг фазы в устройстве при высокой степени его миниатюрности.

Таким образом, проведенные исследования предложенной резонансной конструкции управляемого жидкокристаллического фазовращателя показали ее высокую эффективность и возможность использования в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. Важной особенностью рассмотренной конструкции является то, что она одновременно выполняет функцию и полосно-пропускающего фильтра. В некоторых случаях это может значительно упростить схемы различных приборов, так как исключается необходимость использования в них дополнительных частотно-селективных устройств. Кроме того, важно отметить, что выбранная нами для эксперимента жидкокристаллическая смесь имеет на частоте 20 GHz тангенс угла диэлектрических потерь порядка  $10^{-2}$ . Однако с повышением частоты добротность жидкого кристалла увеличивается в силу удаления рабочих частот от области его ориентационной релаксации, а в результате существенно уменьшаются прямые потери СВЧ-мощности в полосе пропускания фазовращателя.

Работа поддержана грантом президента России для государственной поддержки ведущих научных школ Российской Федерации НШ-6612.2006.3.

## Список литературы

- [1] Сапсович Б.И., Старшинова Е.И., Чалых А.Е., Синани А.И. // Антенны. 2005. Вып. 2 (93). С. 40–42.
- [2] Vidmar M. // Microwave Journal. 1999. N 9. P. 127–136.
- [3] Чалых А.Е. // Антенны. 2005. В. 2 (93). С. 12–16.
- [4] Орлов С.В., Киселева Л.И. СВЧ-фазовращатель // А.с. СССР № 1256111. БИ. 1985. № 33.
- [5] Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием. М.: Сайнс-пресс, 2002. 231 с.

- [6] *Moritake H., Toda K., Kamei T., Utsumi Y., Haase W.* // 20<sup>th</sup> International Liquid Crystal Conference (ILCC-2004). July 4–9, 2004. Ljubljana, Slovenia. APPL. P. 120.
- [7] *Беляев Б.А., Волошин А.С., Лексиков А.А., Шабанов В.Ф.* Управляемый фазовращатель // Патент России № 2257648. БИ. 2005. № 21.
- [8] *Беляев Б.А., Волошин А.С., Шабанов В.Ф.* // ДАН. 2004. Т. 395. № 6. С. 756–760.
- [9] *Горелик Г.С.* Колебания и волны. М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит. 1959. 102 с.
- [10] *Беляев Б.А., Волошин А.С., Шабанов В.Ф.* // ДАН. 2005. Т. 400. № 2. С. 181–185.