

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.11.35>

УДК: 621.372

ПОПЕРЕЧНО-НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ И СВЧ УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ. ОБЗОР

А.Н. Сычев, С.А. Артищев, Н.С. Труфанова, Н.Ю. Рудый

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40

Статья поступила в редакцию 15 сентября 2025.

Аннотация. Представлено современное состояние исследований и разработок направленных ответвителей, построенных на связанных линиях с эффектом поперечной направленности, которым в отечественных исследованиях до настоящего времени уделялось недостаточно внимания. Использование поперечно-направленных ответвителей (ПоНО) в проектировании СВЧ устройств приводит к новой схемотехнике и оригинальным конструкторско-технологическим решениям. Рассмотренные приложения включают как СВЧ устройства, так и диаграммообразующие схемы и их компоненты. Представленная по различным критериям классификация ПоНО, отражает их особенности, и прежде всего – гальваническую развязку входного порта и пары выходных. Обзор отражает современный уровень техники и раскрывает малоисследованные направления поиска, полезные при создании новых решений направленных ответвителей на связанных линиях и создании СВЧ-устройств на их основе с уникальными характеристиками.

Ключевые слова: поперечно-направленный ответвитель, связанные линии, коэффициент связи, коэффициент трансформации.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-00316, <https://rscf.ru/project/25-29-00316/>.

Автор для переписки: Сычев Александр Николаевич, ans@main.tusur.ru

Введение

Направленные ответвители (НО) в современной СВЧ технике применяются весьма широко, так как на их основе может быть построено большое количество устройств, таких как: балансные усилители, смесители, фильтры, фазовращатели, аттенюаторы, делители-сумматоры, диаграммообразующие схемы и т.п. При этом, несмотря на многолетнюю историю НО, интерес к ним до сих пор не снижается. Продолжается их схемотехническое и конструкторско-технологическое совершенствование из-за постоянного ужесточения и появления специфических требований к модулям и системам, в которых они применяются. Это прежде всего труднореализуемые запросы на многофункциональность и миниатюризацию, а также переход к более высоким частотам с использованием новых полупроводниковых технологий.

Как известно, НО является четырехпортовым устройством, у которого при возбуждении одного из портов вся энергия передается на два других выходных, а четвертый остается развязанным (изолированным) [1]. При этом НО на связанных линиях (СЛ) могут быть трех типов (рис. 1): 1) прямой или сонаправленный (СоНО); 2) обратный или противонаправленный (ПрНО); 3) поперечно-направленный (ПоНО), который изначально в русскоязычной литературе назывался «транснаправленным», что было неполным переводом с английского «transdirectional». Последний тип поперечно-направленного (транснаправленного) ответвителя и станет объектом данного обзора, так как, обладая уникальными особенностями, до настоящего времени в отечественных исследованиях ему уделялось недостаточно внимания, и он оставался малоизученным [2].

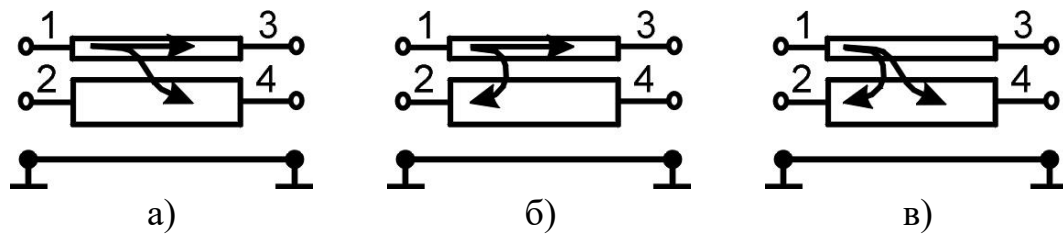


Рис. 1. Типы НО на связанных линиях: а) сонаправленный; б) противонаправленный; в) поперечно-направленный.

Далее, в тексте будем преимущественно использовать термин «поперечно-направленный» ответвитель (ПоНО), однако при ссылках на ранние отечественные публикации сохраним, изначально используемую там, терминологию – «транснаправленный» (ТрНО, ТНО) или «ответвитель 3-го типа направленности». Все термины эквивалентны, хотя – «поперечно-направленный» – видится более удачным и понятным.

1. Классификация ПоНО и устройств на его основе

Вначале отметим главную отличительную особенность ПоНО – это гальваническая развязка между входом и выходами, при этом в выходных портах поддерживается разность фаз 90° (квадратура). В обзоре ПоНО и устройств на его основе применим структурно-функциональный подход, определяющий два обобщенных критерия классификации объектов, включающий: 1) назначение и функции; 2) состав и структуру (табл. 1).

Таблица 1. Общая классификация ПоНО и устройств на его основе.

Назначение и функции	Состав и структура
1. Функциональное назначение ПоНО и/или устройства на его основе: • квадратурный ПоНО как делитель/сумматор мощности; • ПоНО с произвольной разностью фаз в выходных портах; • симметрирующие устройство; • синфазно-противофазный мост; • кроссовер со связью 0-дБ; • фазовращатель; • смеситель; • усилитель; • диаграммообразующая схема (матрица Батлера, Нолена и т.п.).	1. Базовые элементы ПоНО: • сосредоточенные; • сосредоточенно-распределенные; • распределенные.
	2. Межлинейная симметрия: • наличие; • отсутствие.

2. Центральная частота рабочего диапазона или его IEEE-обозначение: L (1–2 ГГц); S (2–4 ГГц); C (4–8 ГГц); X (8–12 ГГц); Ku (12–18 ГГц); K (18–26,5 ГГц); Ka (26,5–40 ГГц); V (40–75 ГГц); W (75–110 ГГц); D (110–170 ГГц).	3. Продольная симметрия (между ближним и дальним концами СЛ): • наличие; • отсутствие.
3. Относительная полоса рабочих частот (fractional bandwidth – FBW): • узкая (менее 10 %); • широкая (10–60 %); • сверхширокая (UWB, более 60 % или более октавы).	4. Количество секций в ПоНО: • одна; • несколько.
4. Связь (coupling) или переходное ослабление: • равное деление мощности в выходных портах (ПоНО со связью 3 дБ, т.е. мост – hybrid); • неравное деление мощности (с сильной < 3 дБ или со слабой > 3 дБ связью).	5. Количество ПоНО в устройстве: • один ПоНО и устройство на его основе: фазовращатель и т.п.; • составное устройство из нескольких ПоНО для выполнения одной функции: – кроссовер на двух ПоНО; – симметрирующее устройство на двух ПоНО; – синфазно-противофазный мост на двух ПоНО; – диаграммообразующая схема (матрица Батлера и др.).
5. Совмещение нескольких функций в одном устройстве на основе ПоНО: • фильтрующий; • импеданс-трансформирующий; • многодиапазонный НО, функционирующий в одной полосе рабочих частот как ПрНО, а в другой – как ПоНО и т.п.	
6. Управление устройством на основе ПоНО с дополнительными (управляющими/усилительными) элементами: • фиксированное (фиксированный фазовращатель, фильтр, балансный смеситель, балансный усилитель и т.п.); • управляемое (управляемый фазовращатель отражательного типа – ФВОТ, перестраиваемый фильтр и т.п.).	
7. Возможность управления характеристиками самого ПоНО: • фиксированный; • перестраиваемый.	

2. Терминология, первые публикации о ПоНО

Термин «transdirectional coupler» (TRD coupler – транснаправленный или поперечно-направленный ответвитель, ТрНО, ПоНО), по сведениям авторов, впервые в западной литературе ввел Фогель (R.W. Vogel) в 1992 г. [3], хотя соответствующий ему – «ответвитель 3-го типа направленности» – уже использовался 25 годами ранее в 1967 г. в отечественном справочнике Фельдштейна и др. при описании направленных восьмиполюсников [1]; тогда на этот тип у нас особого внимания не обратили. При этом в [3] был дан анализ НО на сосредоточенных и сосредоточенно-распределенных элементах. Обобщенная четырехпортовая (восьмиполюсная) схема кольцевого типа (рис. 2) позволила реализовать различные типы направленности. Были представлены формулы для синтеза идеальных со-, противо- и поперечно-направленных ответвителей с произвольным делением мощности и трансформацией импеданса, а также приведены расчетные характеристики различных типов НО с сосредоточенными элементами.

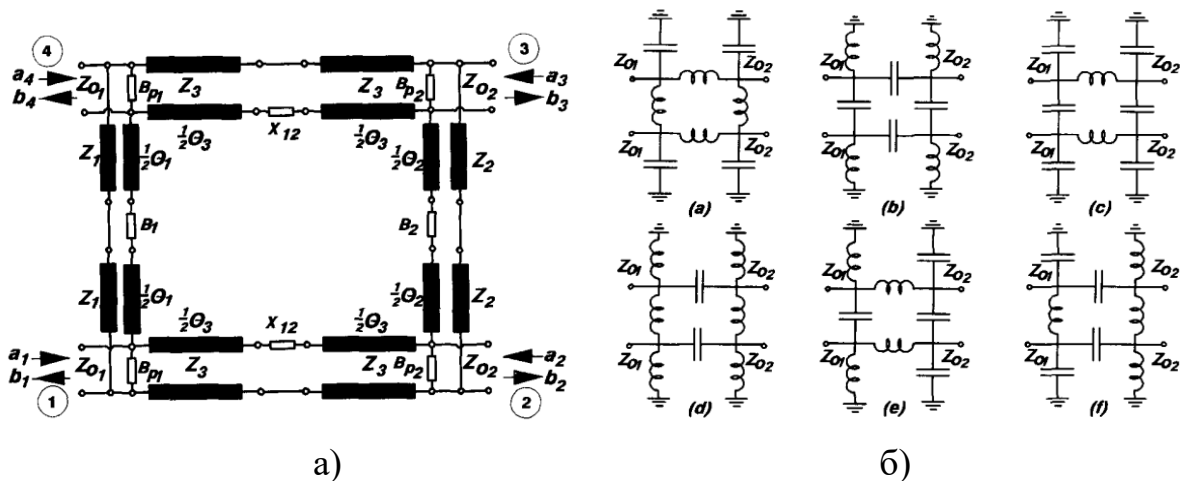


Рис. 2. Общая четырехпортовая сосредоточенно-распределенная схема НО(а); схемы СоНО на сосредоточенных элементах, которые при повороте на 90° эквивалентны ПоНО (б).

Следующей точкой отсчета в 2009 г., с которой начался бум исследований ПоНО и публикаций по ним в англоязычной литературе, стала работа китайских авторов с Тайваня [4], в которой было отмечено, что ПоНО на СЛ имеют главное преимущество – идеальную развязку входа и выходов. При этом для работы НО

на СЛ в поперечно-направленном режиме требуется как фазовая, так и импедансная связь, которую трудно обеспечить с помощью обычных микрополосковых связанных линий. Для решения этой задачи, был предложен новый ПоНО на СЛ, реализованный с использованием периодически смонтированных шунтирующих (межлинейных) конденсаторов. Для проверки концепции были спроектированы и изготовлены два квадратурных 3-дБ моста на 3,6 ГГц: первый ПоНО – на подложке FR-4; второй малогабаритный ПоНО – на подложке Roger RT/Duroid 5870 с уменьшенной длиной, менее 90° (рис. 3–6).

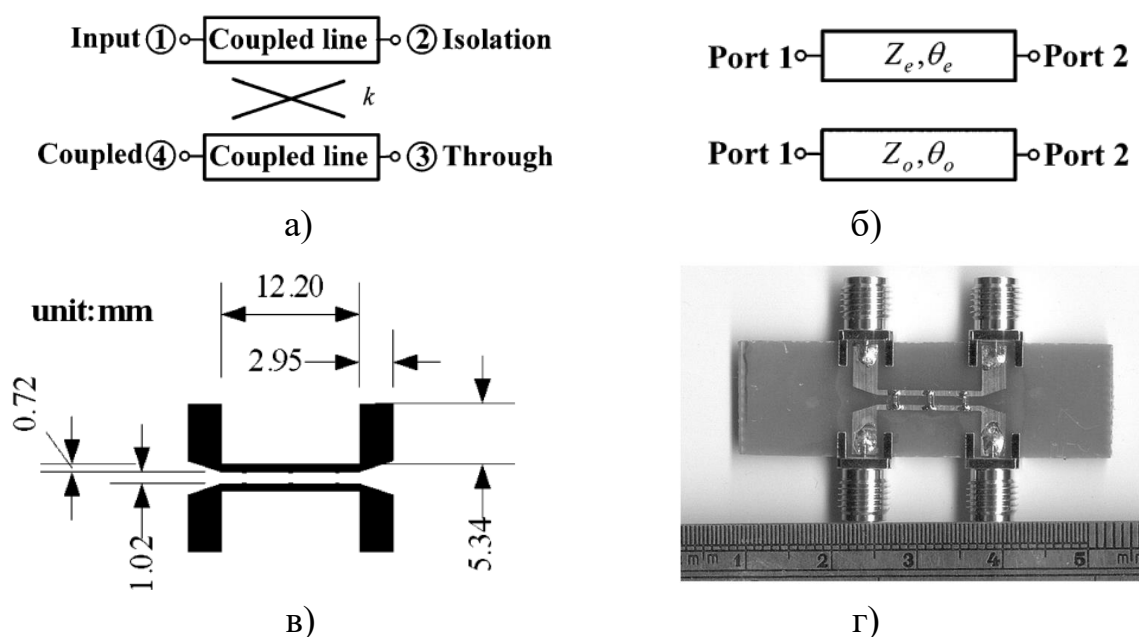


Рис. 3. Предложенный ПоНО: а – схема; б – анализ в режимах четного и нечетного типов возбуждения; в – топология и размеры микрополосковых СЛ без SMD-конденсаторов; г – фотография макета.

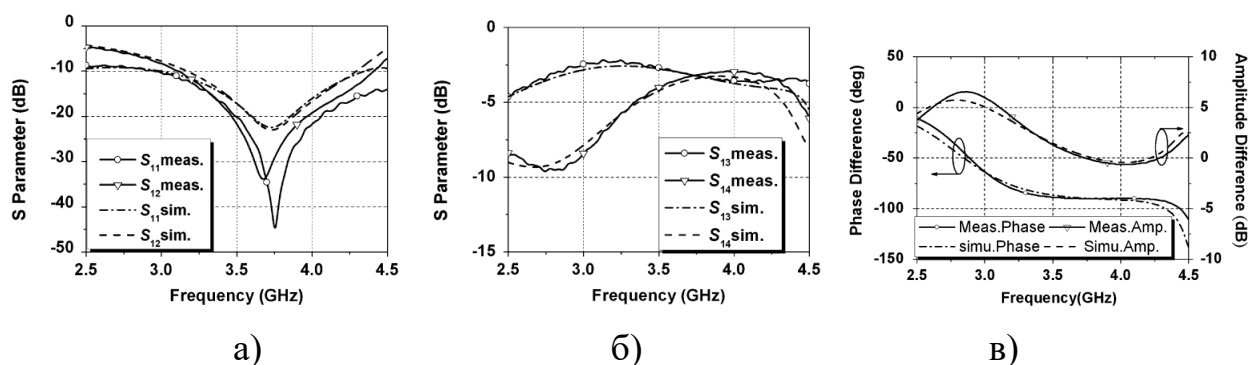


Рис. 4. Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик квадратурного 3-дБ моста с тремя секциями: а – S_{11} и S_{12} ; б – S_{13} и S_{14} ; в – разность фаз и амплитуд.

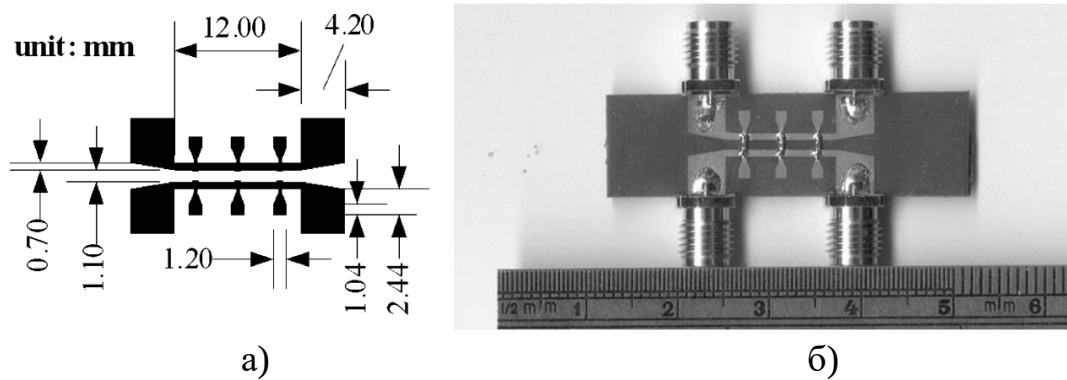


Рис. 5. Малогабаритный ПоНО: а – топология и размеры микрополосковых СЛ без поверхностно-монтируемых конденсаторов; б – фотография макета.

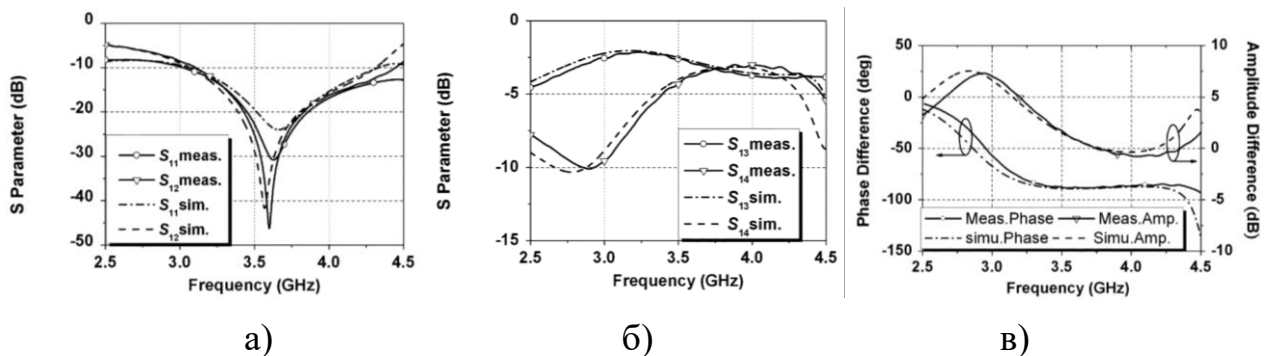


Рис. 6. Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик малогабаритного ПоНО: а – S_{11} и S_{12} ; б – S_{13} и S_{14} ; в – фазовый и амплитудный балансы.

Итак, физической основой работы ПоНО являются импедансное и фазовое условия: 1) согласования $Z_{0e}Z_{0o} = Z_0^2$ и 2) поперечной направленности $\theta_e = 90^\circ$ и $\theta_o = 270^\circ$ соответственно. На эту пионерскую статью ссылаются практически во всех последующих публикациях по теме ПоНО на СЛ, уже называя это решение обычным и традиционным.

3. ПоНО, полностью построенные на сосредоточенных элементах

Опираясь на представленную выше классификацию, вначале рассмотрим ПоНО, построенные полностью на сосредоточенных элементах. Модель такого ПоНО с формулами расчета значений емкостей и индуктивностей при заданном коэффициенте связи была дана в [5], где были представлены схема 3-дБ ПоНО на сосредоточенных элементах и результаты ее расчета в полосе 0,5–1,5 ГГц (рис. 7). Позднее в [6] были приведены подробности этой разработки – значения параметров элементов схемы ПоНО: $C_e = 0,5$ (0,3) пФ; $L_e = 7,8$ (7,1) нГн;

$C_{12} = 9,26$ (8,1) пФ; $C_e = 0,5$ (0,3) пФ (в скобках даны оптимизированные значения). На рис. 8 изображены топология и фотография реализованного ПоНО на сосредоточенных элементах на 1 ГГц [6].

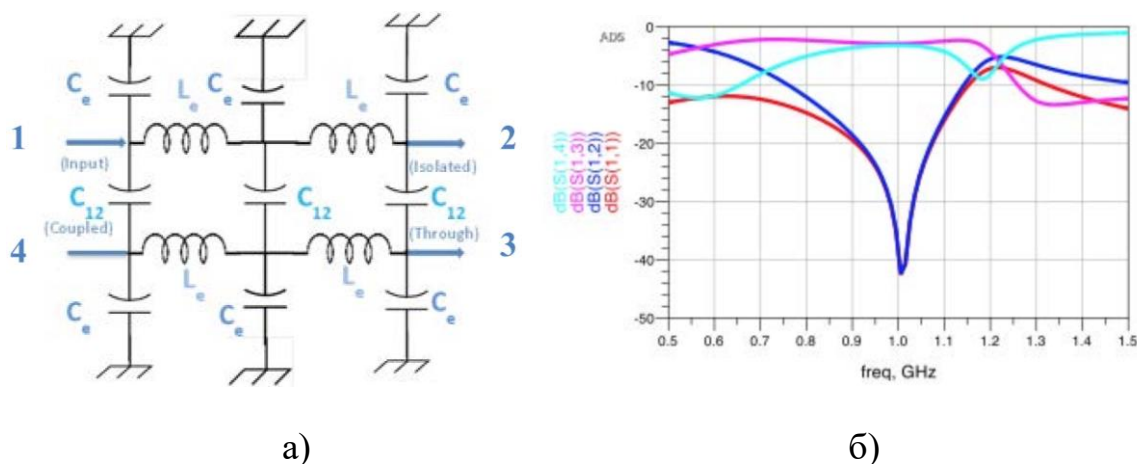


Рис. 7. Модель ПоНО на сосредоточенных элементах (а) и рассчитанные в ADS S-параметры (б).

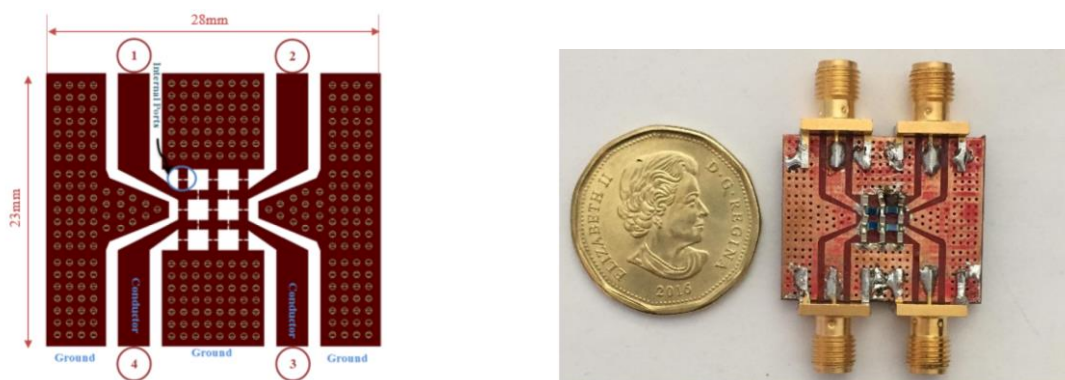


Рис. 8. ПоНО на сосредоточенных элементах: а – топология, разработанная ADS Momentum EM (28×23×1,6мм); б – фотография изготовленного макета.

Очевидно, что габариты такой конструкции определяются габаритами компонентов требуемых номиналов из стандартного набора коммерчески доступных изделий (SMD 0603 – 1,6×0,8мм), поэтому на более высокие частоты (выше 2 ГГц) полностью сосредоточенный ПоНО будет весьма сложен в изготовлении. Отсюда, почти все, далее рассмотренные ПоНО и устройства на их основе, реализованы по сосредоточенно-распределенным схемам, хотя некоторые – и по полностью распределенным.

4. Сосредоточенно-распределенные ПоНО на СЛ, их модификации

В 2014 г. в [7] российско-британская научная группа (ЛЭТИ, Санкт-Петербург) предложила новые конструкции ПоНО (TRD couplers). Использовались жидкокристаллические полимерные пленки (ЖКП, liquid crystal polymer – LCP), позволившие обеспечить малые потери в ПоНО, намечаемом к использованию в составе фазовращателей. Основой двух предложенных конструкций 3-дБ ПоНО на СЛ являлись многослойные печатные платы. Трехслойная структура состояла из базовой подложки RO3003 (1,524 мм, $\epsilon_r = 3$, $\tan \delta = 0.0013$), верхней диэлектрической LCP-пленки Rogers Ultralam 3850 (25 мкм, $\epsilon_r = 3,05$, $\tan \delta = 0,0025$) и межслойной клеящей пленки Ultralam 3908 (25 мкм). В технологическом процессе ламинирования, длящемся более часа, при формировании трехслойной структуры осуществлялся нагрев до 282 град. и прикладывалось давление 90psi (6,3 кг/см²); для металлизации переходных отверстий использовалась токопроводящая паста. Применение тонких диэлектрических LCP-пленок позволило реализовать периодические конструктивные емкости между СЛ для получения развязки по постоянному току между входом и выходами (рис. 9), а это существенно упростило схему управления фазовращателями и, как следствие, уменьшило габариты. Измеренные вносимые потери структуры СЛ не превысили 0,1 дБ в рабочем диапазоне частот 2,7–3,2 ГГц (рис. 10).

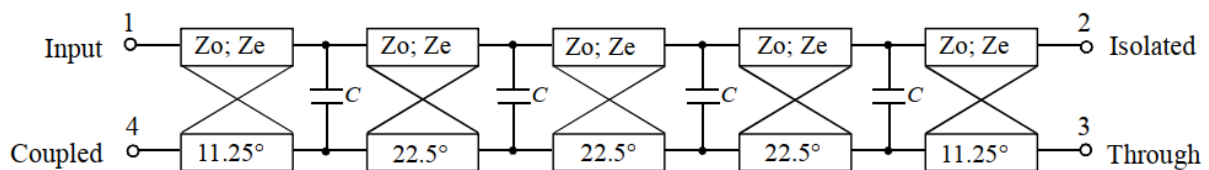


Рис. 9. Эквивалентная схема ПоНО на СЛ с межлинейными конденсаторами, где четный и нечетный импедансы составляют 120 Ом и 65 Ом соответственно; длина каждой секции СЛ на частоте 2,9 ГГц равна 1/32 длины волны; емкость каждого конденсатора – 1,2 пФ.

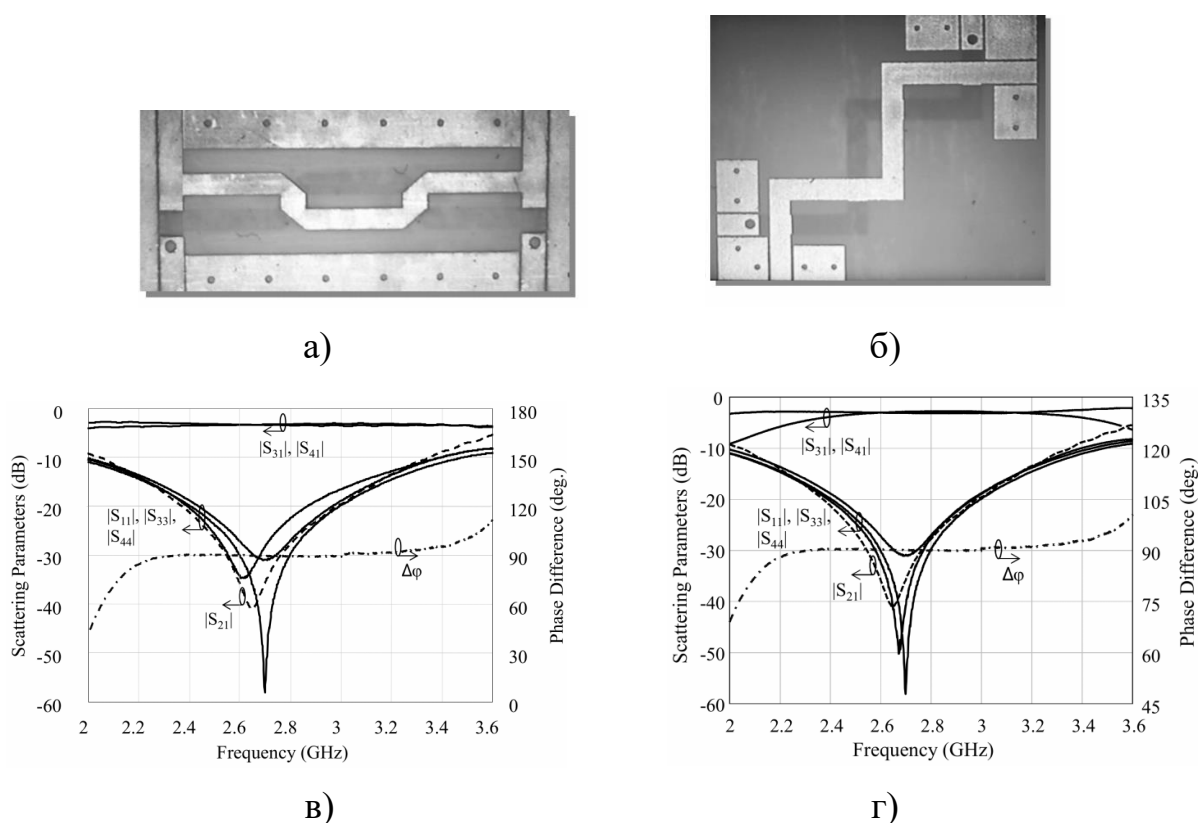
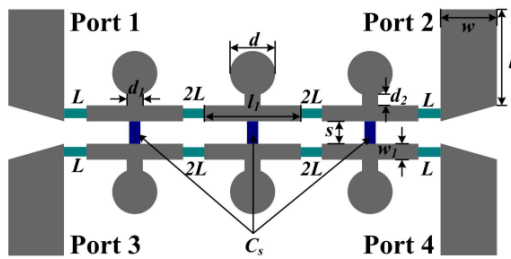


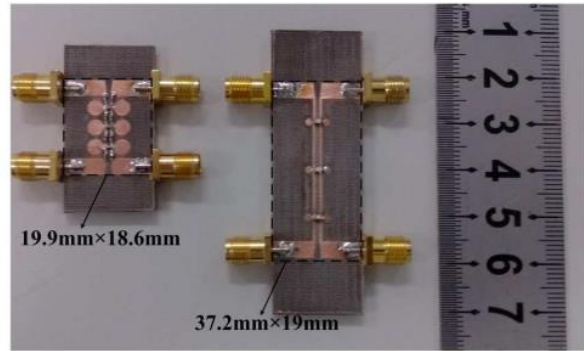
Рис. 10. Фотографии ПоНО1 с габаритами $22,6 \times 8,1 \times 1,71 \text{ мм}^3$ (а), ПоНО2 с габаритами $14 \times 16,2 \times 1,71 \text{ мм}^3$ (б) и их измеренные частотные зависимости (б) и (в) соответственно.

Главной особенностью предложенных конструкций ПоНО явилась их многослойность, позволившая заменить поверхностно-монтируемые конденсаторы на конструктивные межлинейные емкости, однако при этом потребовались переходные металлизированные отверстия.

В [8] был предложен малогабаритный ПоНО на СЛ, включающий конструктивные последовательные индуктивности и связанные линии с межлинейными конденсаторами. Последовательные индуктивности добавляются к периодически нагруженным СЛ для уменьшения габаритов. Построена и проанализирована эквивалентная схема. Тестовые макеты малогабаритных и обычных 3-дБ ПоНО были разработаны на частоту 1,6 ГГц и изготовлены с использованием технологии печатных плат (РСВ). Для оценивания были сопоставлены размеры, расчеты и экспериментальные характеристики малогабаритных и обычных 3-дБ ПоНО (рис. 11–12).

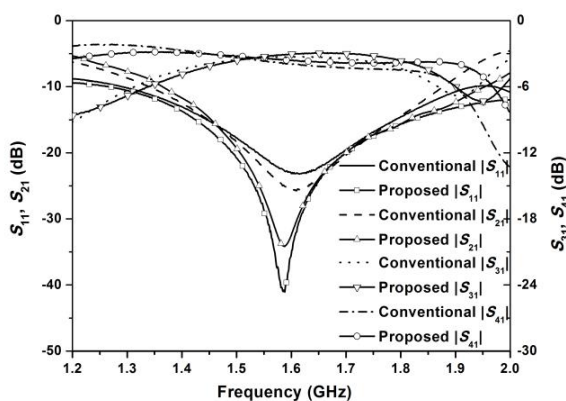


а)

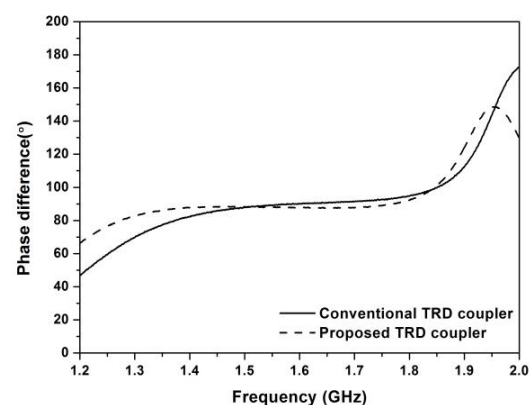


б)

Рис. 11. Топология предложенного малогабаритного ПоНО (а); фотографии обычного и малогабаритного ПоНО (б).



а)



б)

Рис. 12. Результаты сравнительных измерений обычного и малогабаритного ПоНО: а – S-параметры; б – разность фаз на выходных портах.

Результаты показали, что предложенный ПоНО позволяет сократить размеры на 47,6 % по сравнению с обычным ПоНО с аналогичными характеристиками.

В [9] предложена схема ПоНО на СЛ, состоящая из отрезка СЛ и четырех конденсаторов, со сбалансированным делением мощности и постоянной разностью фаз 90° в выходных портах. Связанные линии содержат четыре секции равной электрической длины, а конденсаторы соединяют концы каждой из них (рис. 13). Поскольку предложенная структура, показанная на рис. 13, дважды симметрична, то для упрощения моделирования СЛ применялся анализ с использованием режимов четного и нечетного возбуждения линий в предположении, что фазовая связь между ними пренебрежимо мала (рис. 14).

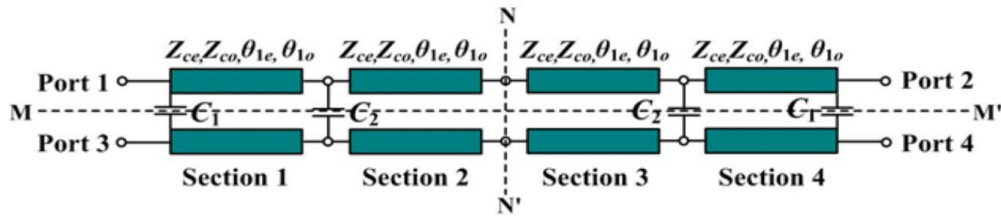


Рис. 13. Модифицированная схема предложенного ПоНО на СЛ.

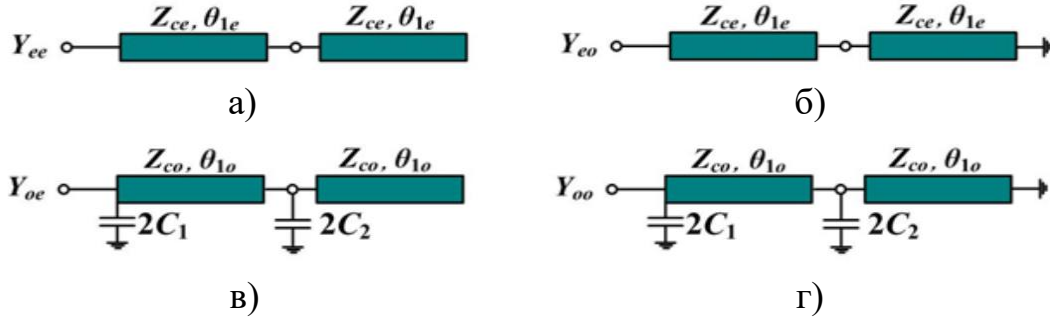


Рис. 14. Эквивалентные схемы четырех режимов возбуждения ПоНО на СЛ:
а – четно-четный; б – четно-нечетный; в – нечетно-четный;
г – нечетно-нечетный.

Для проверки предложенной структуры был рассчитан, изготовлен и измерен макет 3-дБ ПоНО на частоту 1 ГГц на печатной плате F4V толщиной 1,5 мм с относительной диэлектрической проницаемостью 3,5 и тангенсом угла потерь 0,003. Электрическая длина СЛ 90° , импедансы четной и нечетной мод 125,5 и 92 Ом соответственно (при среднем импедансе 107 Ом и коэффициенте связи 0,154, т.е. 16 дБ). Исходя из этого, были рассчитаны емкости конденсаторов C_1 и C_2 – 1,78 и 2,94 пФ соответственно. Результаты сравнительного моделирования предложенного и традиционного 3-дБ ПоНО [4] приведены на рис. 15.

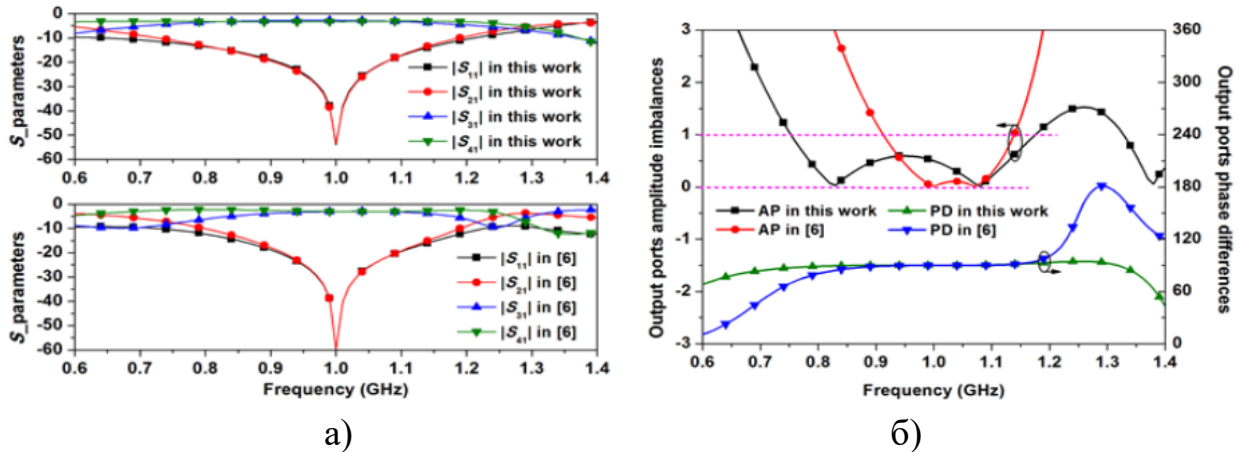


Рис. 15. Сравнение результатов моделирования предложенного ПоНО и [4]: а – S-параметры; б – амплитудный разбаланс и разность фаз в выходных портах.

На рис. 16 показаны топология и фотография изготовленного прототипа ПоНО. Оптимизированные размеры: $w_1 = 0,6$ мм, $s_1 = 1,6$ мм, $l_1 = 24$ мм, $w_2 = 3,38$ мм, $l_2 = 8$ мм, $C_1 = 1,8$ пФ, $C_2 = 3,0$ пФ. Результаты измерений представлены на рис. 17.

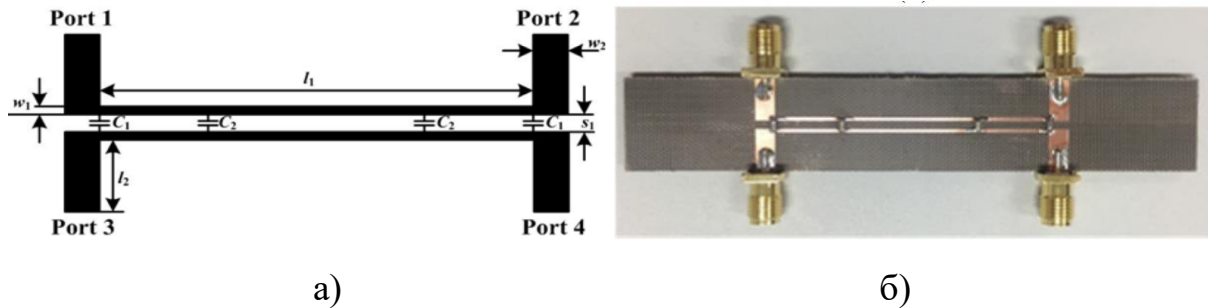


Рис. 16. Изготовленный прототип ПоНО на СЛ: а – топология; б – фотография.

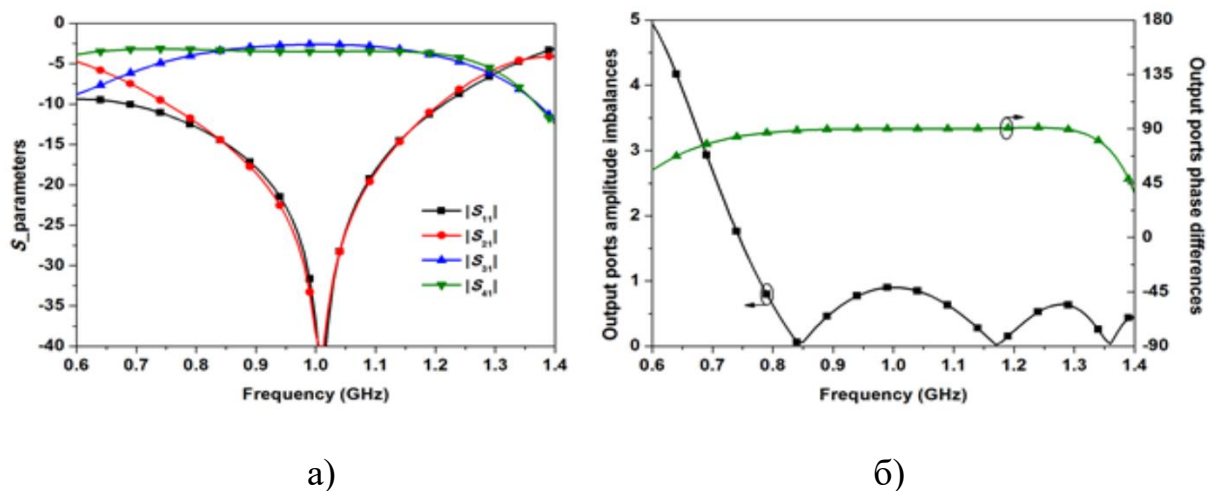


Рис. 17. Результаты измерений предложенного ПоНО на СЛ: а – S-параметры; б – амплитудный разбаланс и разность фаз в выходных портах.

Таблица 2. Сравнение ПоНО предложенного [9] и [4].

Тип ПоНО	Относительная полоса рабочих частот (%)			
	Возвратные потери > 15 дБ	Изоляция (развязка) > 15 дБ	Амплитудный разбаланс < 1 дБ	Разность фаз $90 \pm 5^\circ$
ПоНО в этой работе [9]	29	29	42	63
ПоНО в [4]	30	27	23	34

Из сравнительной табл. 2 видно, что предложенный ПоНО на СЛ с четырьмя конденсаторами и традиционный ПоНО с тремя конденсаторами [4] при уровне возвратных потерь и изоляции более 15 дБ имеют почти одинаковую ширину относительной полосы рабочих частот – около 30 %, однако по

критериям амплитудного разбаланса < 1 дБ и разности фаз $90 \pm 5^\circ$ предложенный ПоНО имеет более широкие полосы рабочих частот – 42 и 63 % против 23 и 34 % соответственно.

5. ПоНО с произвольным (неравным) делением мощности

В [10] предложен способ построения компактных делителей мощности СВЧ сигналов, который основан на объединении транснаправленных ответвителей (ТНО – ПоНО) в делитель, собираемый по квазицепочечной схеме с учетом заданного расположения выходных каналов по критериям минимальных потерь, максимальной развязки между выходными каналами и минимального коэффициента стоячей волны на всех его плечах. При этом выполняют деление сигналов с помощью гибридного ТНО на две равные части. Дополнительно осуществляют деление мощности на две неравные части с помощью дополнительных ТНО с сильной и слабой связью. Заметим, что при делении мощности на несколько каналов в расчетах требуется переходить от дробных чисел (долей мощности) к децибелам. Как известно половина мощности, т.е. $\frac{1}{2}$ соответствует -3,01 дБ; $\frac{1}{3}$ часть мощности – это -4,77 дБ; $\frac{2}{3}$ части – это -1,76 дБ (далее будем округлять до десятых долей). Следовательно, при равном делении мощности на два канала в ТНО имеем одинаковые величины ближней и дальней связи по 3,0 дБ. Также, если в ближний выходной порт «*b*» будет уходить $\frac{1}{3}$ мощности, а в дальний «*d*» – $\frac{2}{3}$, то величина ближней связи будет 4,8 дБ, а дальней – 1,8 дБ (рис. 18, а); эти соотношения нужны при расчетах делителя мощности на три канала. При этом если в ТНО со слабой ближней связью поменять местами входной «*a*» и изолированный «*c*» порты возбуждаемой линии, то поменяются местами порты слабой «*b*» 4,8 дБ и сильной «*d*» 1,8 дБ связи в связанной линии (см. рис. 18, а); это иногда использовать проще, чем проектировать еще один ТНО с сильной ближней связью (рис. 18, б), если полоса рабочих частот не является критичным фактором. Делители мощности на три канала с равным делением 4,8 дБ ($k^2 = 1/3$) показаны на рис. 19.

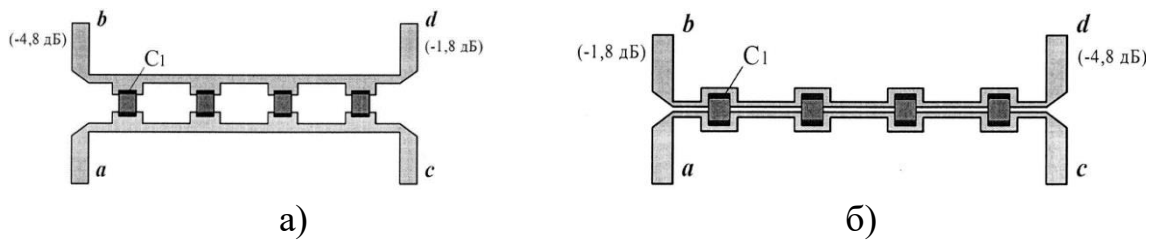


Рис. 18. Делители мощности на ТНО с неравным делением: а – со слабой ближней связью 4,8 дБ ($k^2 = 1/3$); б – с сильной ближней связью 1,8 дБ ($k^2 = 2/3$).

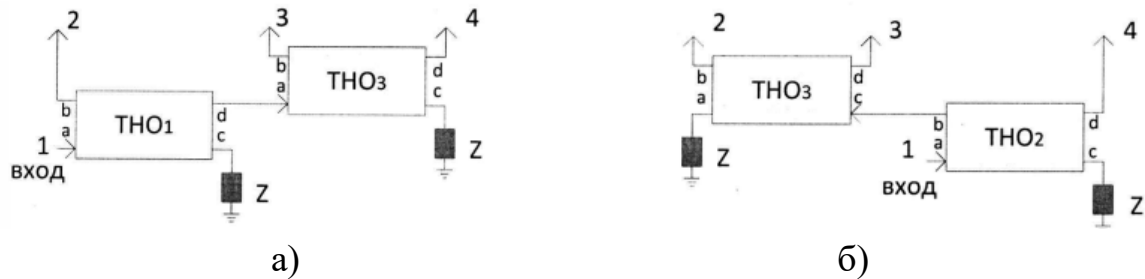


Рис. 19. Делители мощности на три канала с равным делением 4,8 дБ, построенные на ТНО₃ с равным делением 3 дБ и на ТНО_{1,2} с неравным делением: а – ТНО₁ со слабой связью 4,8 дБ; б – ТНО₂ с сильной связью 1,8 дБ.

Итак, техническим результатом данного решения [10] является увеличение количества выходных каналов.

В [11] предложен ПоНО на СЛ (CL-TRD coupler), позволяющий получить равные комплексные оконечные импедансы с произвольным делением мощности. Он состоит из двух отрезков СЛ с общей электрической длиной 90° , двух типов межлинейных конденсаторов и трех пар короткозамкнутых (КЗ) шлейфов. Регулируя электрическую длину каждого КЗ-шлейфа и величины межлинейных конденсаторов, достигаются произвольные равные комплексные оконечные импедансы, а также произвольное деление мощности. Кроме того, этот ПоНО на СЛ обладает свойством блокировки постоянного тока (рис. 20). Расчетные уравнения для ПоНО на СЛ были получены с использованием анализа четно-нечетного режимов возбуждения. Для проверки были спроектированы, изготовлены и измерены два прототипа. Первый, нагруженный на равные комплексные импедансы $(40 - j20)$ Ом, выполнял равное деление мощности (3 дБ; $k^2 = 1/2$), а второй, нагруженный на равные комплексные импедансы $(60 - j30)$ Ом, выполнял неравное деление мощности при слабой связи 6 дБ ($k^2 = 1/4$) на ближнем конце и с сильной связью 1,3 дБ ($k^2 = 3/4$) на дальнем конце (рис. 21–22).

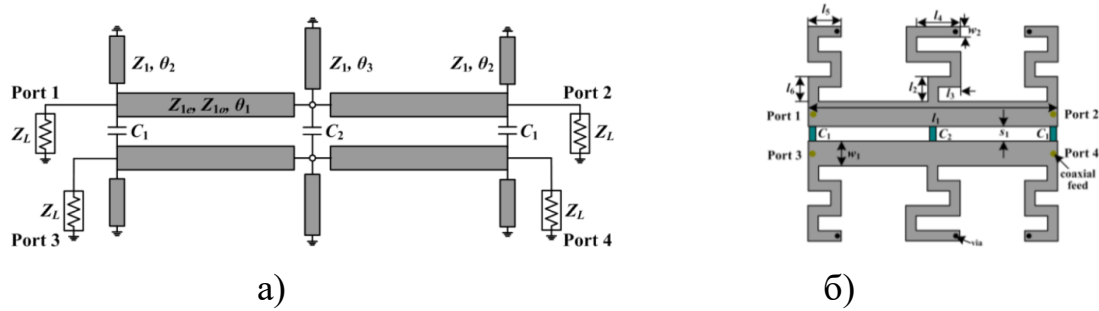


Рис. 20. Предложенный ПоНО на СЛ с комплексными оконечными нагрузками Z_L : а – схема; б – топология.

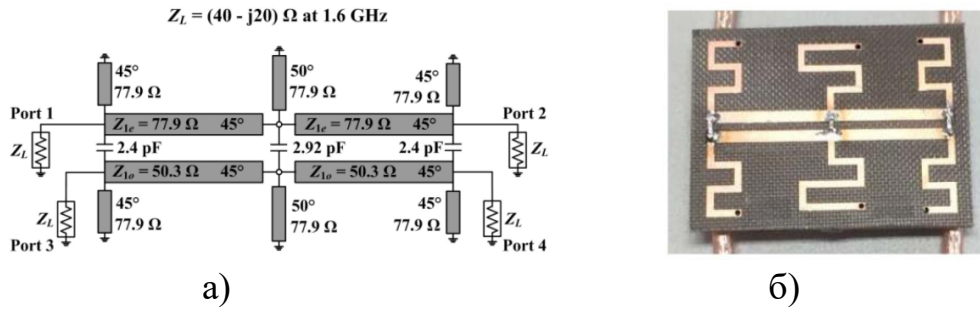


Рис. 21. ПоНО на СЛ с равными комплексными оконечными импедансами: а – схема; б – фотография макета.

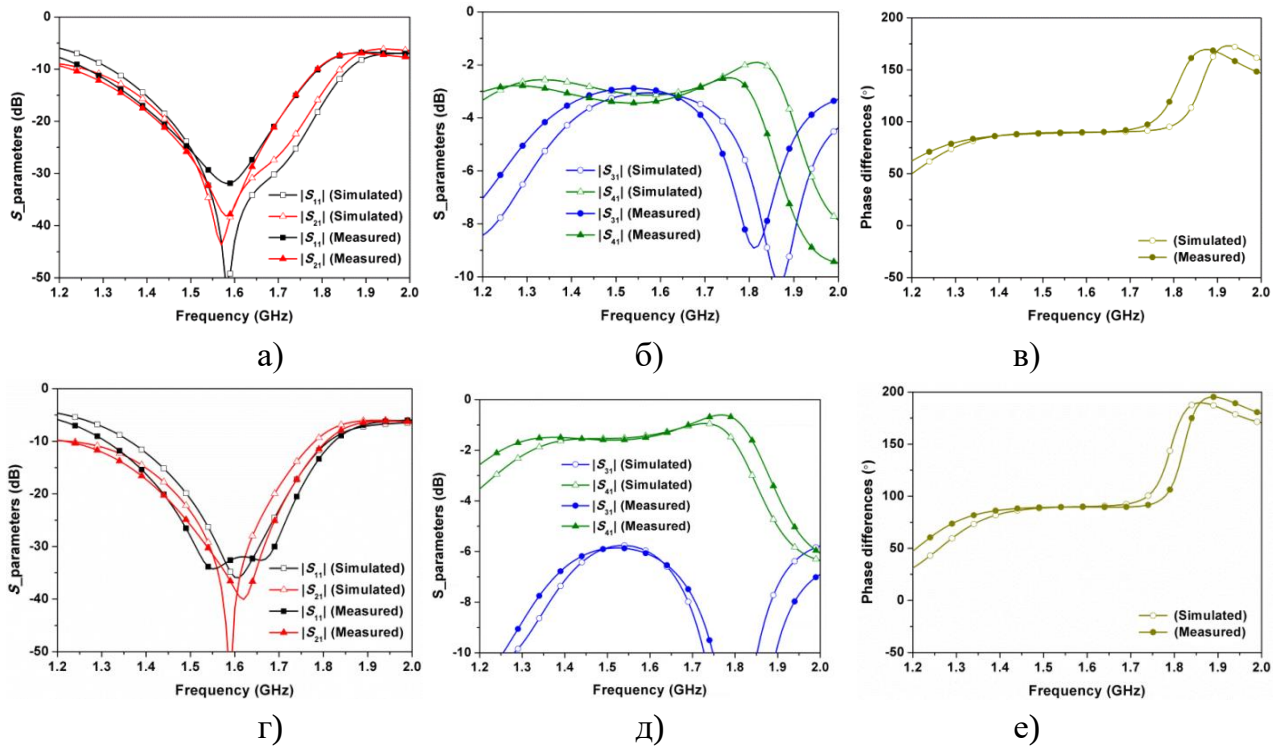


Рис. 22. Рассчитанные и измеренные характеристики предложенных ПоНО на СЛ с равными комплексными оконечными импедансами Z_L (а): а, г – согласование и изоляция; б, д – ближняя и дальняя связь; в, е – разность фаз в выходных портах.

Результаты измерений показали, что этот ПоНО на СЛ реализует произвольное деление мощности при равных комплексных импедансах нагрузок с хорошим согласованием и изоляцией. Поскольку ПоНО имеют комплексные конечные сопротивления, то их сложно измерить напрямую с помощью 50-омной измерительной аппаратуры, хотя они все равно тестируются в 50-омном тракте с последующим пересчетом результатов в комплексное сопротивление нагрузки с помощью САПР Advance Design System (ADS) методом исключения (de-embed method). Другим способом перехода к 50-омному измерительному тракту является физическое добавление согласующих разомкнутых шлейфов (или конденсаторов) к соответствующим портам ПоНО.

6. Многофункциональные ПоНО на СЛ: фильтрация, ответвление

В [12] представлен фильтрующий ПоНО на СЛ (filtering CL-TRD coupler) с широкой полосой пропускания, состоящий из трех СЛ-секций, четырех подводящих линий и четырех шунтирующих шлейфов. Расчетные уравнения предложенного фильтрующего ПоНО на СЛ получены с использованием анализа четных и нечетных мод. Для демонстрации разработан, изготовлен и измерен прототип, работающий на частоте 2,4 ГГц. По критерию $|S_{11}| < -10$ дБ измеренная полоса пропускания достигла 41,7 %, в которой разность фаз в выходных портах составила 90 ± 5 град. Кроме того, получены две полосы задерживания (0,91–1,89 ГГц и 3,36–4,3 ГГц) по обе стороны от полосы пропускания с резким переходом. Результаты измерений и сравнения показывают, что предлагаемый фильтрующий ПоНО на СЛ имеет меньший размер, более широкую полосу пропускания и несложное производство, чем у известных фильтрующих НО. Это указывает на то, что предлагаемый ПоНО может быть хорошим кандидатом в решении задач фильтрации и ответвления (рис. 23–25).

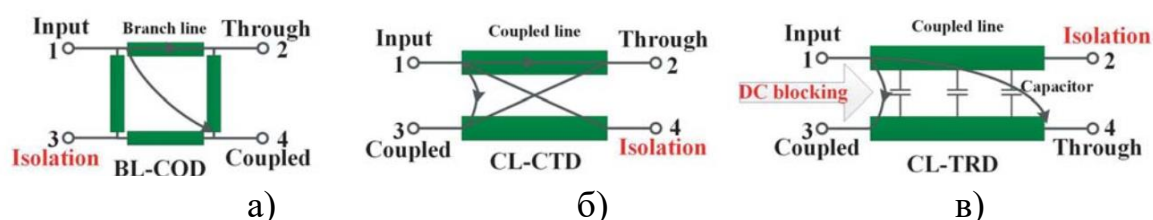
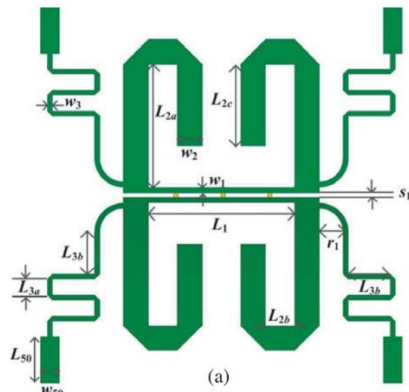
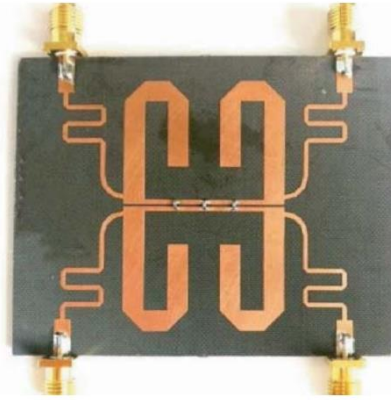


Рис. 23. Три типа НО: а – двушлейфный СоНО; б – ПрНО; в – ПоНО на СЛ.

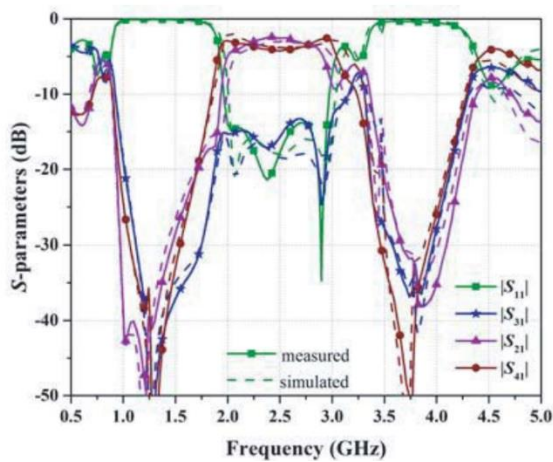


а)

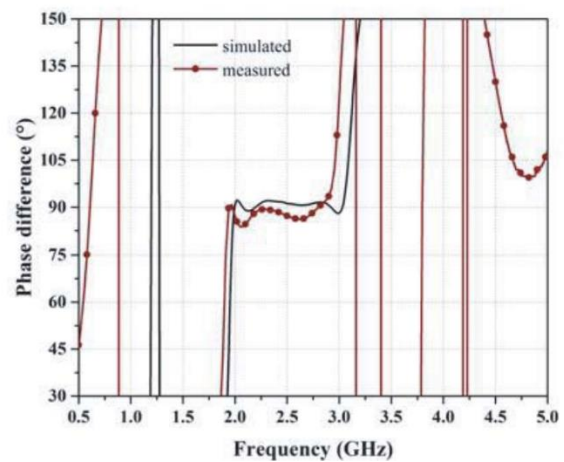


б)

Рис. 24. Топология (а) и фотография (б) фильтрующего ПоНО на СЛ.



а)



б)

Рис. 25. Рассчитанные (simulated) и измеренные (measured) характеристики прототипа: а – S-параметры; б – разность фаз в выходных портах.

В [13] представлен еще один малогабаритный фильтрующий ПоНО (filtering trans-directional coupler) с улучшенным подавлением отражений от входа. Отрезки двух- и трехпроводных СЛ нагружают связанный (coupled – ближний связанный) и проходной (through – дальний связанный) порты базового ПоНО для реализации фильтрующих свойств. Базовый ПоНО на СЛ с периодическими межлинейными конденсаторами может быть спроектирован независимо. Трехпроводные СЛ применяются для получения более сильной связи и широкой полосы пропускания в различных компонентах. Поскольку отрезки многопроводных СЛ работают как разомкнутые цепи на центральной частоте, то путем выбора соответствующего коэффициента связи и типа связанных многопроводных секций можно независимо управлять полосой

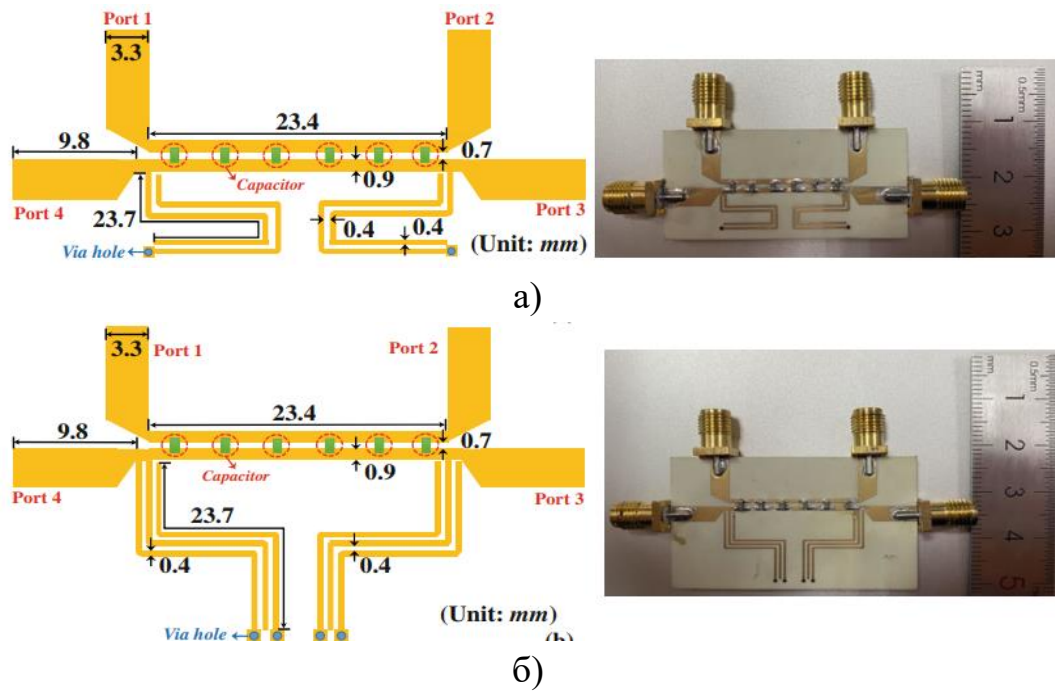


Рис. 28. Топология и фотографии изготовленных фильтрующих ПоНО нагруженных на двух- (а) и трехпроводные (б) СЛ.

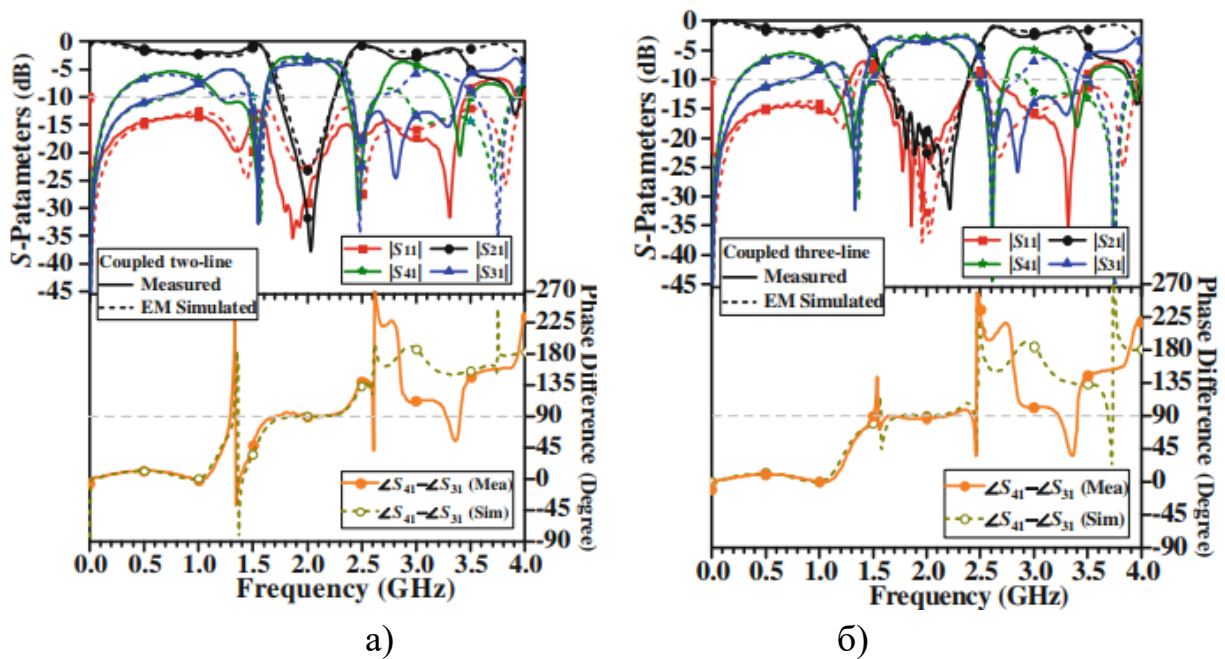


Рис. 29. Рассчитанные (пунктирные) и измеренные (сплошные линии) S-параметры и разность фаз в выходных портах ПоНО с двух- (а) и трехпроводными (б) фильтрами на СЛ.

В [14] приведены результаты проектирования фильтрующего ПоНО на СЛ. Схема содержит один ПоНО, четыре трехпроводные СЛ и два резонансных контура. Фильтрующая функция достигается использованием трехпроводных СЛ, а резонансные контуры играют роль в подавлении резонансов. Разработан в ADS фильтрующий ответвитель с сильной связью 3 дБ на 2,9 ГГц. При уровне

отражения $S_{11} < -10$ дБ, расчетная относительная полоса пропускания достигла 48,6 % (2,15–3,53 ГГц). Кроме того, фильтрующий ПоНО обладает широкой полосой задерживания. При уровне $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ менее -10 дБ, частота среза верхней полосы задерживания составила 7,23 ГГц (рис. 30–31).

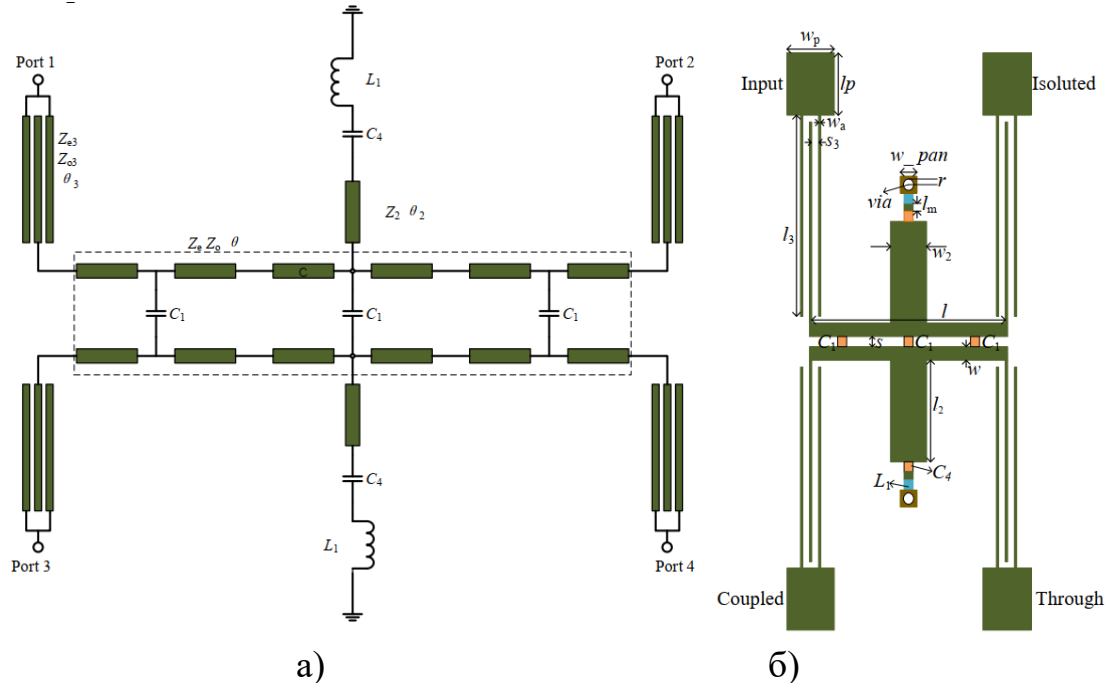


Рис. 30. Фильтрующий ПоНО на СЛ: а – схема; б – топология.

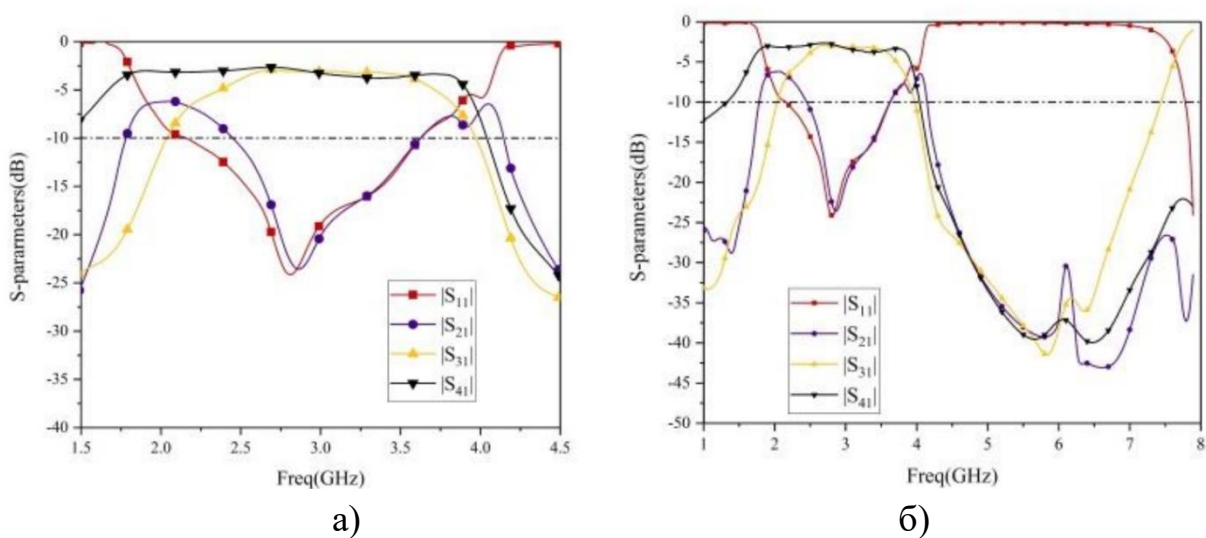


Рис. 31. Рассчитанные S-параметры фильтрующего ПоНО на СЛ в диапазоне пропускания (а) и во всем диапазоне частот (б).

В [15] представлен многофункциональный двухполосный (двухдиапазонный) НО на СЛ, совмещающий функции низкочастотного (НЧ) поперечно-направленного (ПоН – TRD) и высокочастотного (ВЧ) противонаправленного (ПрН – CTD) ответвителей. Он состоит из трех каскадно-

соединенных СЛ с общей электрической длиной 90 град. и четырех шунтирующих конденсаторов, обеспечивающих компактность конструкции в микрополосковом исполнении. Поскольку конденсаторы смонтированы между линиями, НО обеспечивает сильную связь при малой длине и обладает присущей ему особенностью – гальванической развязкой между входом и выходами. Кроме того, различные соотношения по мощности могут быть реализованы на двух расчетных частотах. Переход по частоте приводит к изменению положения изолированного порта, и в конечном итоге – к повторному использованию и расширению функций портов ответвителя. Явные расчетные уравнения выводятся с использованием анализа четно-нечетного режимов возбуждения. Хорошее соответствие между измеренными и расчетными данными подтверждает корректность методики проектирования (рис. 32–34).

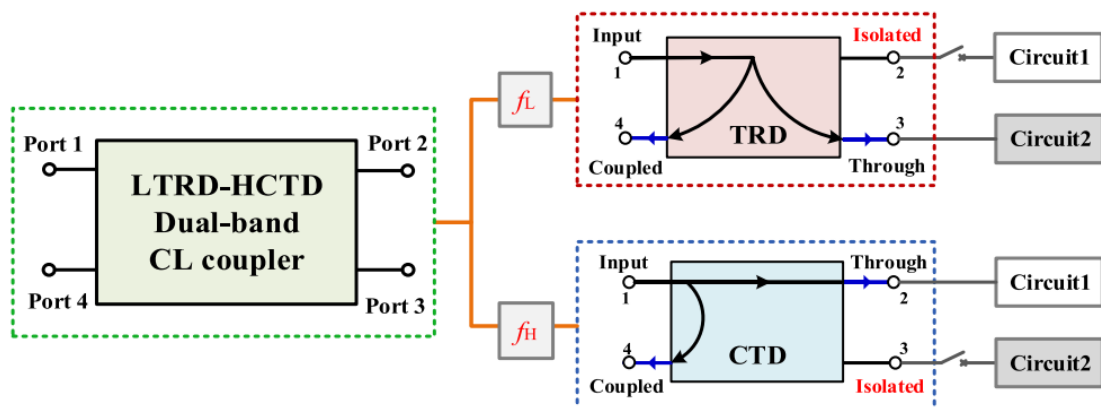


Рис. 32. Расширение функций портов и переход от режима ПоНО на НЧ (LTRD) к режиму ПрНО на ВЧ (HCTD) в двухполосном совмещенном НО на СЛ.

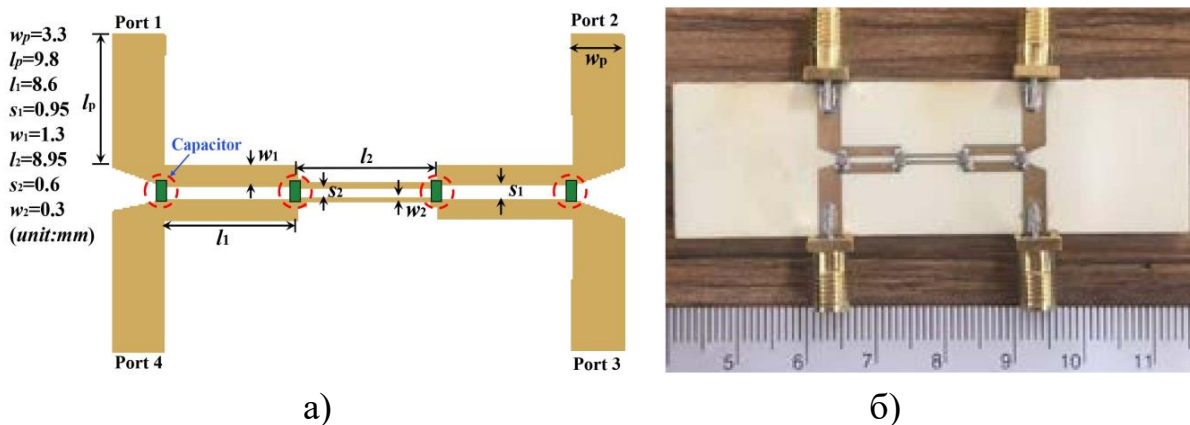


Рис. 33. Микрополосковая топология (а) и фотография (б) предложенного двухполосного совмещенного НО на СЛ.

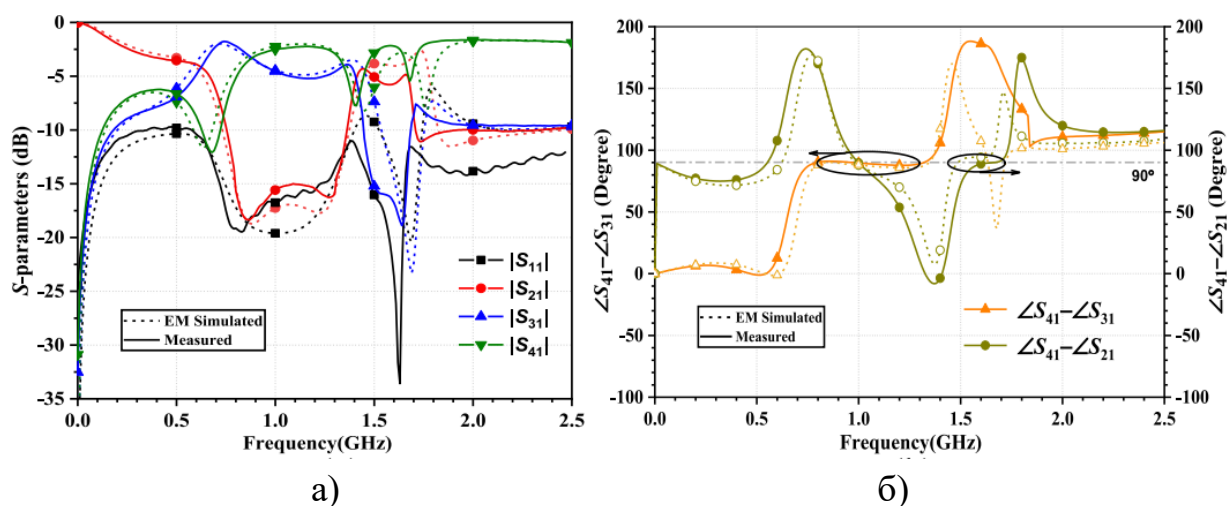


Рис. 34. Расчетные (пунктирные) и измеренные (сплошные линии с метками) характеристики: а – S-параметры; б – разность фаз в выходных портах двухполосного совмещенного НО на СЛ.

Однако, в данном решении НО на СЛ стоит отметить существенное различие ширины полос рабочих частот в низко- (1 ГГц) и высокочастотном (1,5 ГГц) диапазонах (см. рис. 34).

7. ПоНО, полностью построенные на распределенных компонентах

В 2015 г. в [16] и [17] впервые был предложен ПоНО на СЛ, использующий вертикально установленную планарную (vertically installed planar – VIP) вставку, без применения традиционных межлинейных конденсаторов, т.е. полностью построенный только на одном распределенном компоненте. Здесь асинхронность нормальных волн достигалась за счет троекратного различия скоростей быстрой четной (в воздухе) и медленной нечетной (в диэлектрике вставки) волн. Был разработан, изготовлен и измерен прототип ПоНО. Экспериментальные результаты хорошо совпали с компьютерным моделированием, основанным на методе численных конформных преобразований (рис. 35–37).

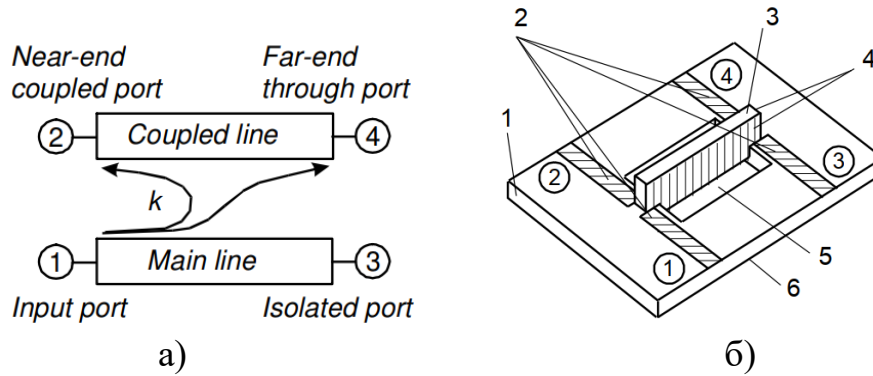


Рис. 35. Схема (а) и конструкция (б) ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой:
 1 – горизонтальная диэлектрическая подложка; 2 – подводящие линии;
 3 – вертикальная (VIP) вставка; 4 – линии с лицевой связью на вертикальной вставке; 5 – глухое окно; 6 – заземленное основание.

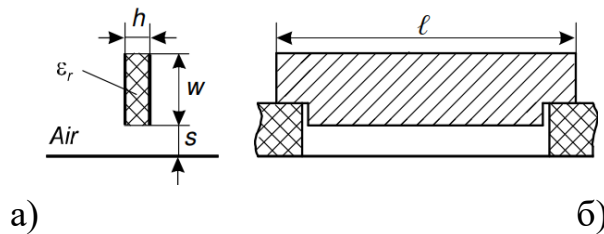


Рис. 36. Конструкция ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой: а – поперечное сечение; б – вид сбоку. Параметры вставки: $\epsilon_r = 16$; $(h \ w \ s \ l) = (1 \ 2 \ 0,5 \ 28)$ мм.

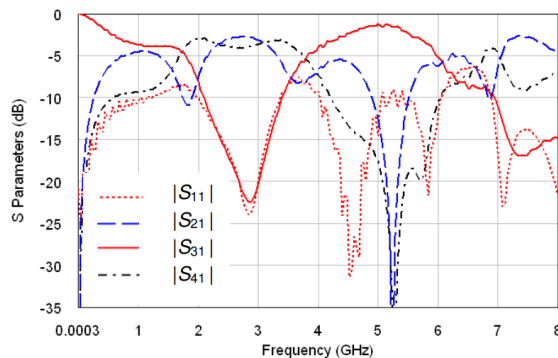
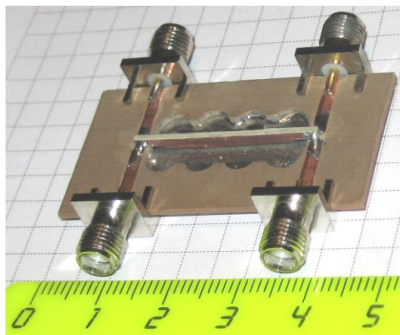


Рис. 37. ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой: а – фотография; б – измеренные S-параметры.

Измеренный макет ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой показал при уровне изоляции и возвратных потерь более 20 дБ следующие характеристики: полоса рабочих частот 2,67–3,00 ГГц (12 %), амплитудный и фазовый балансы в выходных портах – $3,4 \pm 0,7$ дБ и $90 \pm 1^\circ$ соответственно. Здесь отказ от традиционных межлинейных конденсаторов достигнут за счет вертикальной вставки СЛ с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r = 16$), которая

является полностью распределенной структурой, обеспечивающей сильную межлинейную емкостную связь.

В [18] была исследована аналогичная [17] схема и конструкция ПоНО на СЛ без шунтирующих межлинейных конденсаторов (рис. 38, а) и с использованием такой же вертикальной вставки с высокой диэлектрической проницаемостью, но на более высокие частоты. Моделирование структуры методом численных конформных преобразований позволило получить карту электрического поля в поперечном сечении СЛ, показанную на рис. 38, б, в.

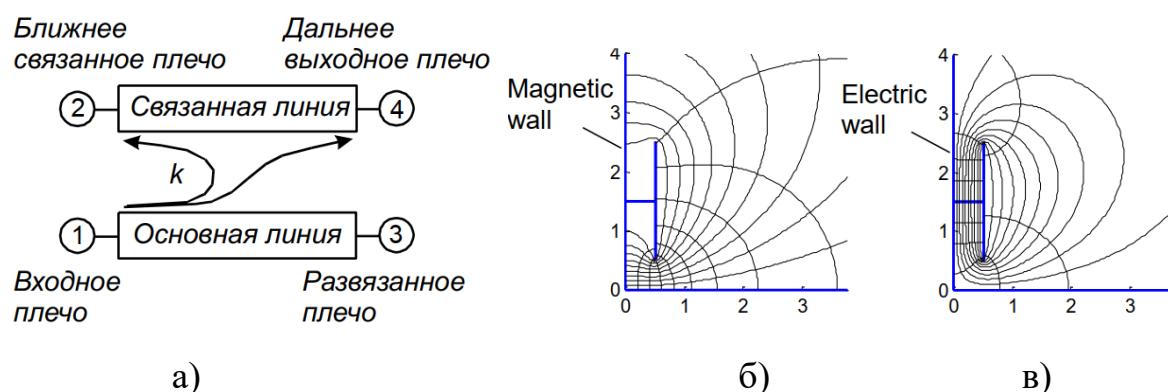
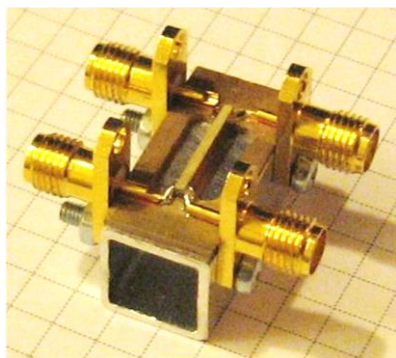
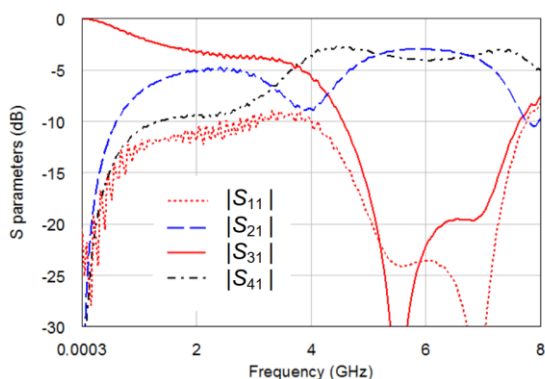


Рис. 38. ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой: а – схема; б, в – распределение силовых и эквипотенциальных линий поля в полуструктуре поперечного сечения СЛ в режимах четного и нечетного возбуждений соответственно.

Для экспериментальной проверки работоспособности предложенного ПоНО был изготовлен макет (рис. 39) со следующими параметрами конструкции (см. рис. 36): относительная диэлектрическая проницаемость вертикальной вставки $\epsilon_r = 16$; толщина вставки $h = 1$ мм; ее ширина, совпадающая с шириной полосковых линий с лицевой связью $w = 2$ мм; зазор между вставкой и заземленным основанием $s = 0,5$ мм; длина вставки $\ell = 13$ мм. Габариты горизонтальной подложки – $12 \times 24 \times 1$ мм³, размеры несквозного окна в горизонтальной подложке (проникающего до заземленного основания) – 7×11 мм², ширина подводящих линий – 1,75 мм. Материал вертикальной вставки – ФЛАН-16 («Завод «Молдавизолит»», г. Тирасполь, Приднестровская Молдавская Республика), материал горизонтальной подложки – ФЛАН-5 от того же производителя. Электрические параметры СЛ следующие: $Z_0 = 48,5$ Ом; $C = 2,31$ дБ; $\epsilon_{re} = 1,10$; $\epsilon_{ro}/\epsilon_{re} = 8,29$.



а)



б)

Рис. 39. Фотография макета ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой (а) и его измеренные S-параметров в зависимости от частоты (б).

Измеренный прототип ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой имел следующие характеристики: полоса рабочих частот 5–7 ГГц (33 %), амплитудный и фазовый балансы между выходными плечами $3,15 \pm 0,55$ дБ и $90 \pm 1^\circ$ соответственно; изоляция (развязка) и возвратные потери – 17 дБ и 20 дБ соответственно.

8. Распределенные ПоНО на связанных линиях с двойным экраном для трансформации импеданса

В отличие от предыдущих работ, где применялись СЛ, характеризующиеся межлинейной симметрией, в [19] исследовались несимметричные связанные линии с двойным экраном (СЛДЭ) в неоднородной диэлектрической среде, позволяющие создавать НО заданного типа направленности с дополнительным функционалом трансформации импеданса. Были предложены модели, учитывающие как асимметрию СЛ, так и неоднородность диэлектрика, позволяющие синтезировать НО, обладающие как трансформирующими, так и требуемыми фазовыми свойствами.

В развитие [19], в [20] была изложена общая теория связанных линий с двойным экраном (СЛДЭ – DSCL, doubly-shielded coupled lines), открывшая новые подходы к синтезу оригинальных решений НО, в том числе и импеданс-трансформирующих ПоНО на СЛДЭ (рис. 40, в, е).

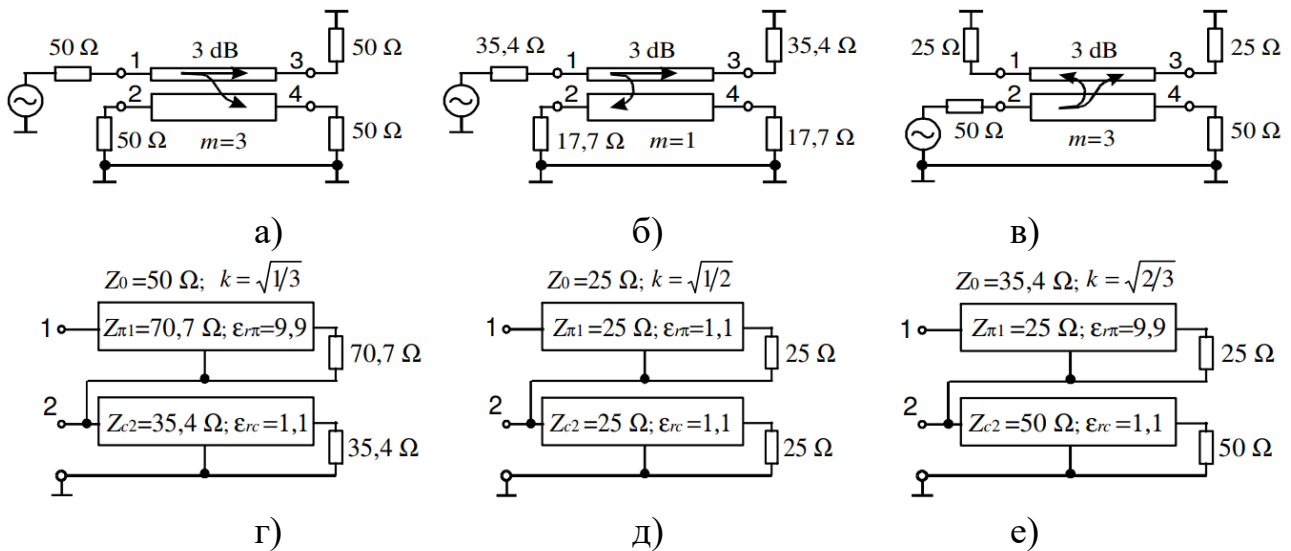


Рис. 40. Три типа трансформирующих 3-дБ ответвителей на отрезке СЛДЭ и их эквивалентные схемы: а, г – СоНО; б, д – ПрНО; в, е – ПоНО.

Для подтверждения концепции были спроектированы, изготовлены и измерены макеты НО, включающие импеданс-трансформирующий ПоНО на СЛДЭ со следующими параметрами конструкции: $(w_1 \ w_2 \ h_1 \ h_2 \ t \ \ell) = (2 \ 4 \ 1 \ 1,15 \ 0,035 \ 33)$ мм, $\epsilon_{r1} = 16$, как показано на рис. 41, в, г.

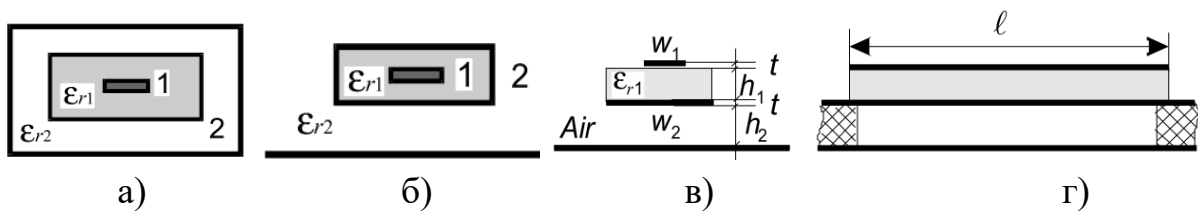


Рис. 41. Конструкции СЛДЭ с идеальным экраном (а, б) и с неидеальным экраном – поперечное сечение (в) и вид сбоку (г).

Этот ПоНО с неидеальным экраном был изготовлен на 1-мм подложке ФЛАН-10 ($\epsilon_r = 10$), СЛДЭ – на ФЛАН-16 ($\epsilon_{r1} = 16$) производства «Молдавизолит» (Тирасполь, Приднестровская Молдавская республика). Рассчитанные методом численных конформных преобразований погонные параметры СЛДЭ оказались следующими: $(L_{11} \ L_{22} \ L_{12}) = (0,414 \ 0,203 \ 0,154)$ мкГн/м, $(C_{11} \ C_{22} \ C_{12}) = (388 \ 429 \ 379)$ пФ/м. Соответствующие модальные параметры: $(Z_{\pi 1} \ Z_{c2}) = (24 \ 68)$ Ом и $(R_c \ R_{\pi} \ \epsilon_{rc} \ \epsilon_{r\pi}) = (1,0 \ -0,19 \ 1,04 \ 10,8)$. Для измерительных целей к ближнему 1 и дальнему 3 выходным портам подключались согласующие импедансные трансформаторы 35 Ом 90°, показанные на рис. 42, а. Они были реализованы как микрополосковые линии с

параметрами: $\varepsilon_r = 10$; $w/h = 1,8$ и длиной 14 мм. Фотография изготовленного макета 3-дБ 50/25-импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ показана на рис. 42, б. Рассчитанные и измеренные S-параметры показаны на рис. 43.

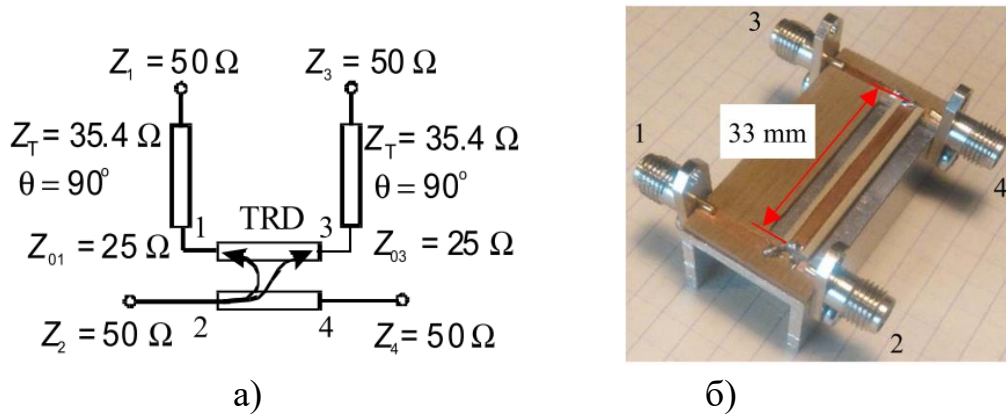


Рис. 42. 3-дБ 50/25-импеданс-трансформирующий ПоНО на СЛДЭ с дополнительными согласующими трансформаторами: а – схема; б – фотография макета.

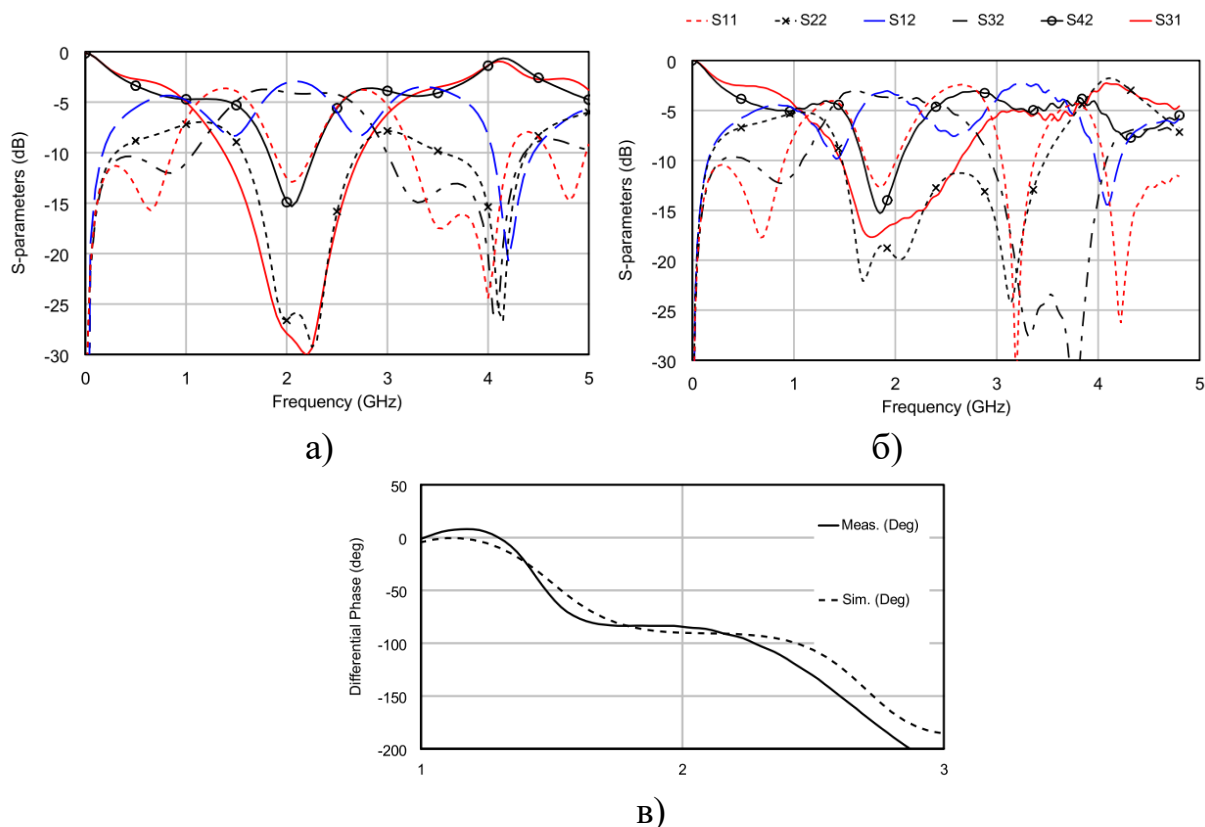


Рис. 43. Частотные характеристики 3-дБ 50/25-импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ: а – рассчитанные S-параметры; б – измеренные S-параметры; в – расчетная и экспериментальная разность фаз между выходными портами.

Рассчитанный центр полосы рабочих частот оказался на 2,06 ГГц, связь $3,5 \pm 0,6$ дБ в полосе частот 1,85–2,26 ГГц (20 %) при уровне возвратных потерь S_{11} и изоляции S_{42} –10 дБ. Измерения дали центр полосы рабочих частот 1,85 ГГц,

связь $3,7 \pm 0,7$ дБ в полосе частот 1,68–2,02 ГГц (18 %) при уровне возвратных потерь S_{11} и изоляции S_{42} -10 дБ. Погрешность расчета центральной частоты и полосы рабочих частот не превысила 11 %, разность фаз между выходными сигналами портов 1 и 3 близка к 90° (квадратура).

Такие импеданс-трансформирующие ПоНО на СЛДЭ весьма эффективны для многих практических приложений, поэтому недавно в [21] и [22] была предложена еще одна структура, совмещающая функции квадратурного моста и трансформатора импеданса, реализованная на СЛДЭ с накладным керамическим брусом (рис. 44). Многослойная структура состоит из микрополосковой линии на органической подложке ($\epsilon_r = 3,4$) с накладным керамическим брусом с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r = 46$), на котором линии с горизонтальной лицевой связью, имея троекратное отношение скоростей нормальных волн, поддерживают режим поперечной направленности и двукратную трансформацию импеданса 50/25 Ом.

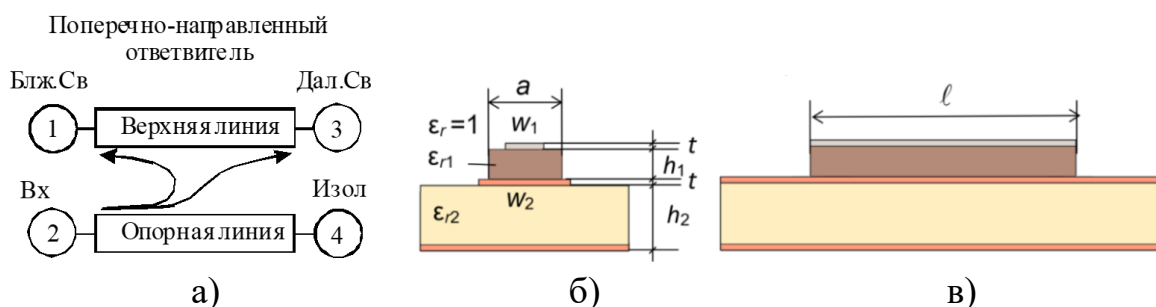
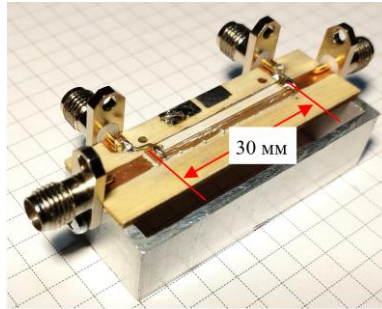


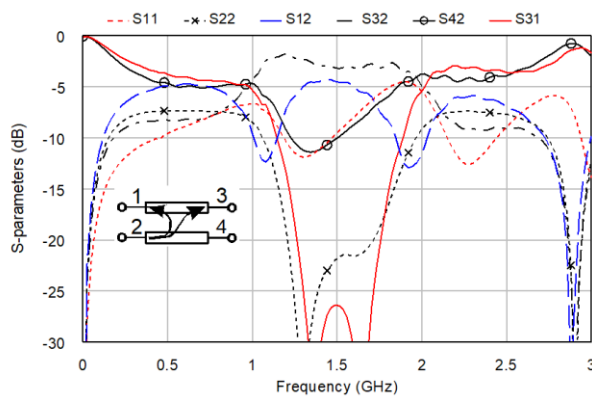
Рис. 44. Схема (а) и конструкция импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ с накладным керамическим брусом – поперечное сечение (б) и вид сбоку (в).

Моделирование структуры выполнялось методом численных конформных преобразований. Для проверки был изготовлен макет ПоНО на отрезке СЛДЭ длиной 30 мм (рис. 45, а), который имел те же физические параметры, что и в расчетах: $(a \ w_1 \ w_2 \ h_1 \ h_2 \ t \ \ell) = (3,5 \ 1,5 \ 3,5 \ 1,5 \ 1,5 \ 0,035 \ 30)$ мм; $(\epsilon_{r1} \ \epsilon_{r2} \ \epsilon_{r3}) = (46 \ 3,4 \ 1)$. Материал опорной платы – RO4003C (Rogers) с габаритами $15 \times 50 \times 1,5$ мм³, керамический брусок – В46 (ООО «Керамика», Санкт-Петербург) с габаритами $3,5 \times 30 \times 1,5$ мм³. Проводящие полоски на керамике изготавливались из серебросодежащей пасты с помощью плоттера. Измеренные характеристики

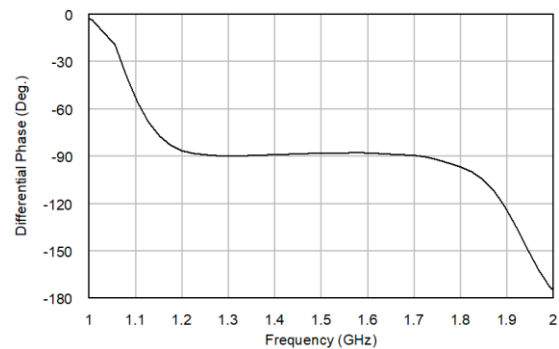
изготовленного макета ПоНО на СЛДЭ следующие: полоса рабочих частот 1,26–1,70 ГГц (30 %); амплитудный и фазовый балансы между выходными портами верхней линии $4,0 \pm 1,7$ дБ и $89 \pm 1^\circ$ соответственно; возвратные потери опорной линии и изоляция между портами верхней линии более 20 дБ (рис. 45). Расчет и эксперимент совпали с достаточной для практики точностью.



а)



б)



в)

Рис. 45. Импеданс-трансформирующий ПоНО на СЛДЭ с накладным керамическим брусом: а – фотография макета; б – измеренные в 50-омном тракте частотные характеристики модулей S-параметров; в – разность фаз между выходными 1 и 3 портами.

На основе такого импеданс-трансформирующего ПоНО возможно создание фазовращателя отражательного типа с увеличенным управляемым фазовым сдвигом, допускающим сквозную передачу постоянного тока по СВЧ тракту.

В [23] предложена новая конструкция импеданс-трансформирующего ПоНО на СЛДЭ на подвешенной подложке (бруске). Структура содержит базовую диэлектрическую плату с заземленным основанием и подвешенную подложку со связанными полосками, приподнятую с небольшим воздушным зазором над металлической площадкой, которая сквозными перемычками

гальванически соединена с заземленным основанием базовой платы (рис. 46 и 47). В качестве исходных данных для квазистатического анализа и проектирования ПоНО (см. рис. 47) взяты следующие геометрические размеры СЛДЭ ($w_1 w_2 h_1 h_2 t \ell$) = (1 2 0,5 0,4 0,035 23) мм и диэлектрическая проницаемость подвешенной подложки $\varepsilon_{r1} = 20$. Моделирование линий, выполненное методом численных конформных преобразований, дало импедансы верхней и опорной линий $(Z_{\pi 1} Z_{c2}) = (22 \ 53)$ Ом, модальные нормированные напряжения на опорной линии $(R_c R_\pi) = (1 \ -0,156)$, модальные диэлектрические проницаемости $(\varepsilon_{гс} \ \varepsilon_{г\pi}) = (1,03 \ 12,9)$, отношение модальных скоростей – 3,53 .

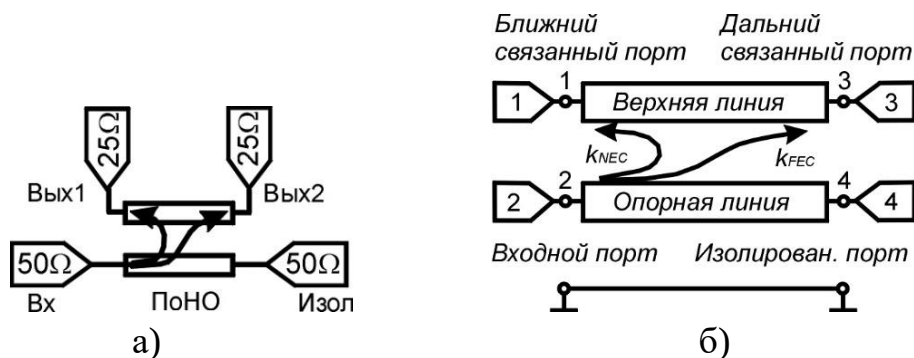


Рис. 46. Импеданс-трансформирующий 3-дБ ПоНО на СЛДЭ: а – общая схема; б – обозначение связей, наименования линий и портов.

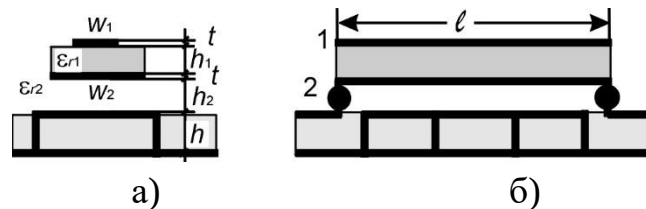
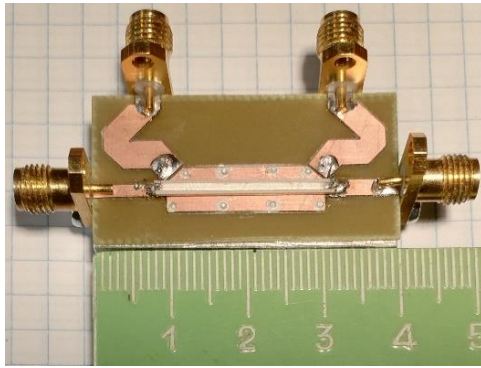
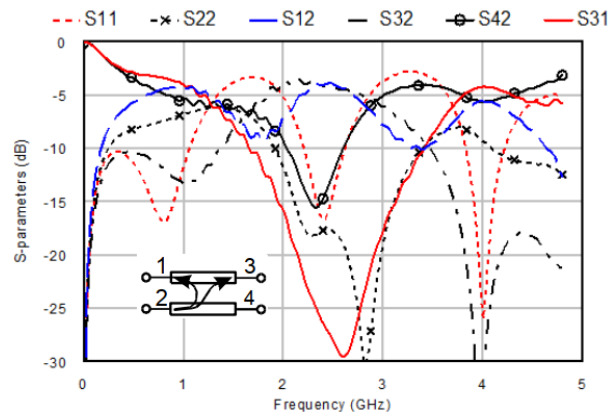


Рис. 47. Конструкция ПоНО на СЛДЭ с обозначением параметров: а – поперечное сечение; б – вид сбоку.

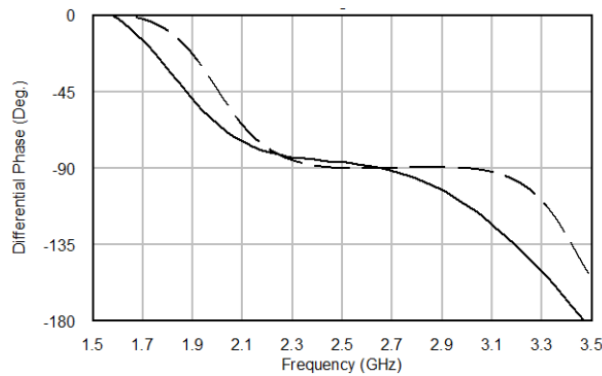
Измеренные характеристики макета ПоНО на СЛДЭ, изготовленного по технологии печатных плат на FR-4 с керамической подвешенной подложкой В20 (ООО «Керамика», Санкт-Петербург), составили по уровню возвратных потерь верхней линии и изоляции между портами опорной линии 10 дБ следующие значения: полоса рабочих частот 2,2–2,62 ГГц (17 %); амплитудный и фазовый балансы между выходными портами $4,4 \pm 0,5$ дБ и $84 \pm 3^\circ$ соответственно; возвратные потери опорной линии и изоляция между выходными портами верхней линии более 17 дБ (рис. 48).



а)



б)



в)

Рис. 48. Импеданс-трансформирующий 3-дБ ПоНО на СЛДЭ: а – фотография макета; б – измеренные частотные зависимости S-параметров; в – рассчитанная (штриховая) и измеренная (сплошная линия) разность фаз в выходных портах.

Уникальным преимуществом ПоНО, отсутствующим у других типов НО на СЛ, является гальваническая развязка между входным портом и парой выходных портов, которое совмещено с двукратной трансформацией импеданса 50/25 Ом. Это позволит найти применение таких ПоНО при разработке балансных усилителей, смесителей, фазовращателей отражательного типа с увеличенным управляемым фазовым сдвигом для фазированных антенных решеток и т. п.

В вышеописанных публикациях импеданс-трансформирующих ПоНО на СЛДЭ троекратное отношение электрических длин $270/90^\circ$. обеспечивалось за счет различия модальных скоростей в диэлектрически контрастных слоях, однако в [24] было предложено иное решение, использующее слабоконтрастные слои с малой диэлектрической проницаемостью, что потребовало укладки верхней линии в виде меандра и обусловило рост габаритов ПоНО (рис. 49, 50).

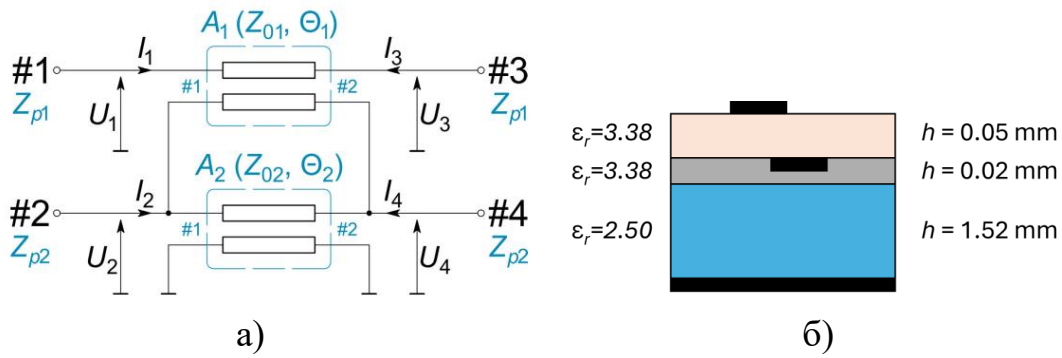


Рис. 49. Импеданс-трансформирующий 3-дБ ПоНО на несимметричных СЛ с меандровой укладкой верхней линии: а – схема СЛ как две последовательно соединенные одиночные линии; б – поперечное сечение СЛ.

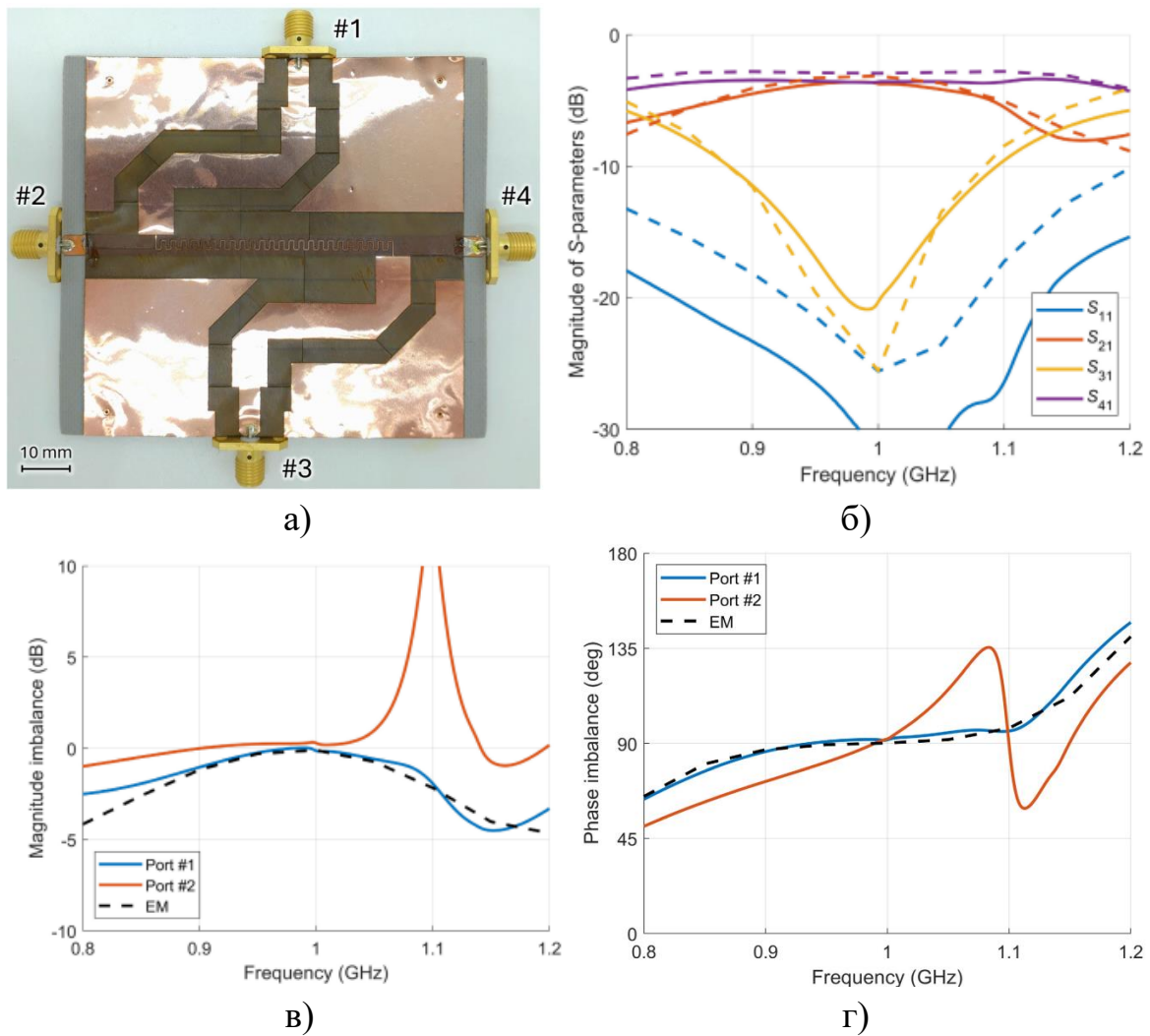


Рис. 50. Импеданс-трансформирующий 3-дБ ПоНО на асимметричных СЛ с меандровой укладкой верхней линии: а – фотография макета; б, в, г – измеренные (сплошные) и рассчитанные (штриховые) частотные характеристики S-параметров.

К сожалению, данный ПоНО на несимметричных СЛ, выполняя функцию трансформации импеданса 50/25 Ом, в верхней части полосы рабочих частот имеет паразитный резонанс, сужающий рабочую полосу до 12 %.

9. Многосекционные ПоНО, построенные на распределенных и сосредоточенно-распределенных компонентах

Для расширения полосы рабочих частот обычно применяют многосекционные схемы НО. Так в [25] исследовалось каскадное соединение разнородных типов ответвителей. В моделируемом трехкаскадном ответвителе центральная секция с сильной связью (1 дБ) была поперечно-направленной, две крайние секции со слабой связью (12 дБ) – противонаправленные. Результирующий ответвитель получался поперечно-направленным с 3 дБ связью. В секции с поперечной направленностью использовались линии, выполненные на вертикальной вставке из керамики с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r = 44$). Схема является полностью распределенной и не нуждается в каких-либо сосредоточенных компонентах (конденсаторах). Был изготовлен прототип, предназначенный для работы в X-диапазоне (8–12 ГГц), показавший приемлемые характеристики (рис. 51–54).

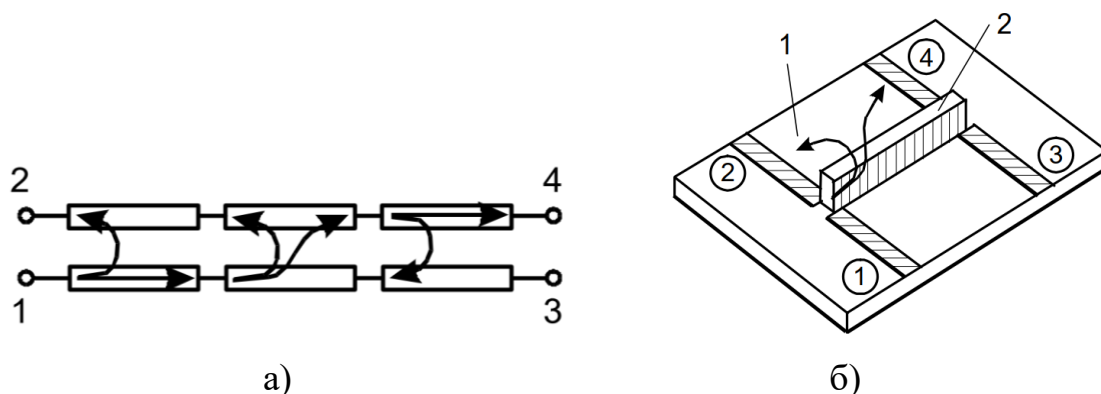


Рис. 51. Схема трехкаскадного ПоНО на СЛ (а) и конструкция его центральной секции с вертикальной вставкой (б): 1 – горизонтальная; 2 – вертикальная платы.

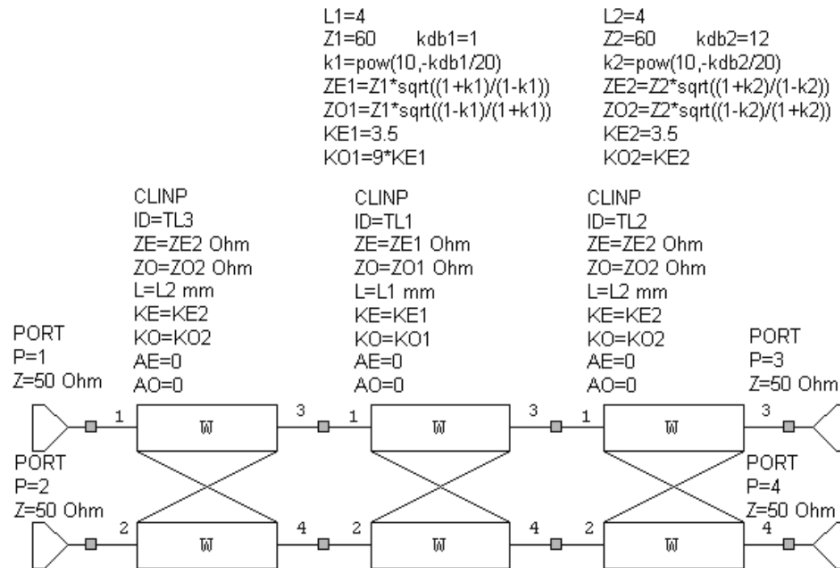


Рис. 52. Схема в AWR трехкаскадного ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой.

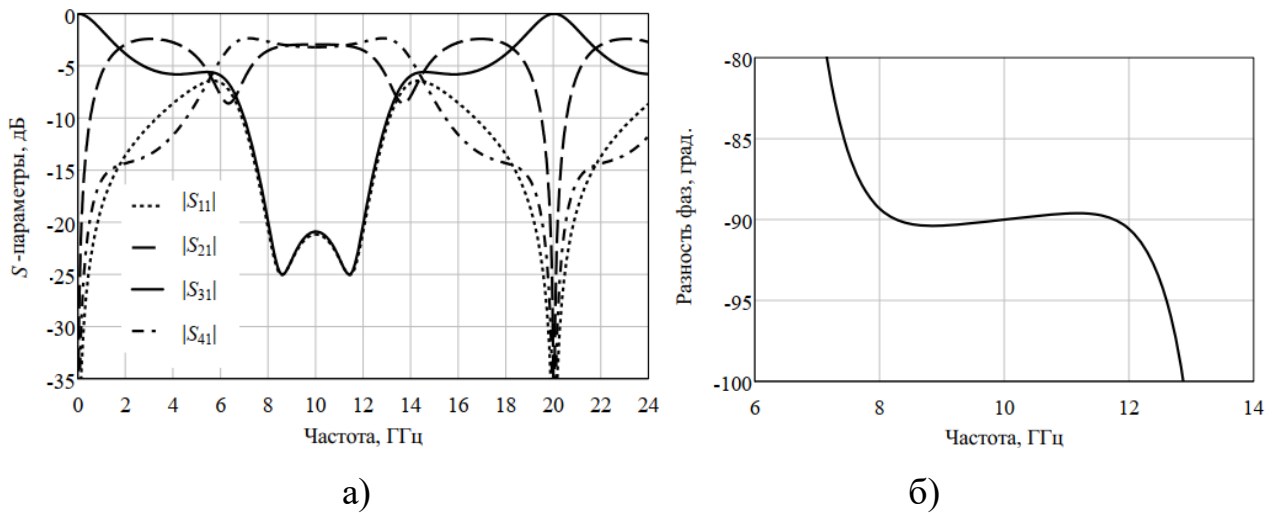


Рис. 53. Расчитанные S-параметры (а) и разность фаз между выходными портами (б) ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой.

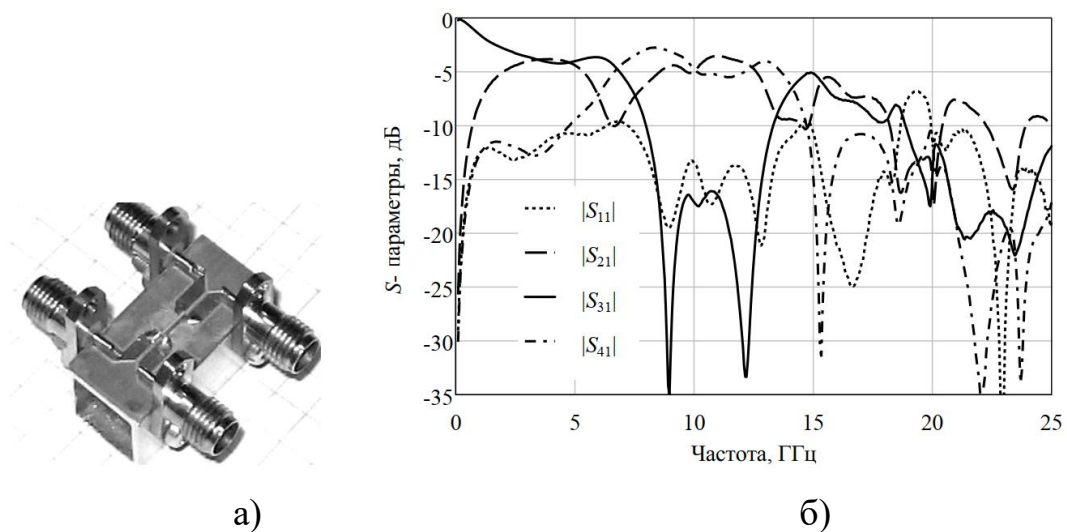
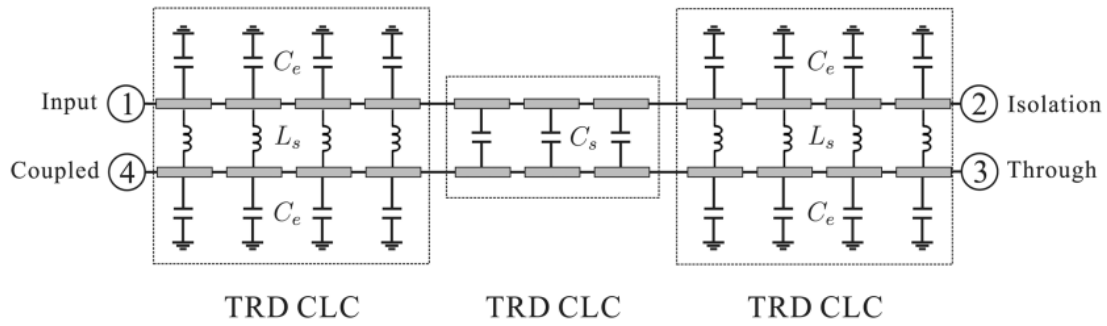


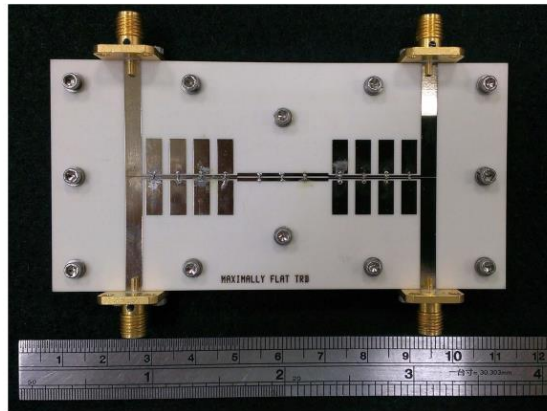
Рис. 54. Фотография макета трехкаскадного ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой (а) и его измеренные частотные зависимости S-параметров (б).

Применение полностью распределенных структур в проектировании ПоНО на СЛ позволило создать широкополосные (40 %) устройства по стандартной технологии печатных плат, работающие до 12 ГГц.

В [26] были представлены многосекционные ПоНО на СЛ (TRD CLC), разработанные также для расширения полосы пропускания. В отличие от обычных многосекционных противонаправленных НО на СЛ (ПрНО – STD CLC), включающих только ПрНО, предлагаемые многосекционные ПоНО на СЛ могут совмещать как ПоНО так и ПрНО для схем более высокого порядка. Все схемы содержат центральную ПоНО-секцию. Предложена симметричная относительно центральной ПоНО-секции структура для построения ПоНО с широкополосными по балансу амплитуд и разности фаз 90° характеристиками между двумя выходными портами. Она может реализовываться в нескольких вариантах для некоторых многосекционных схем. Представлена реализация 3 дБ многосекционного ПоНО на СЛ с оптимальными коэффициентами связи у каждой НО-секции для достижения максимальной полосы пропускания. Для реализации ПоНО на СЛ используются периодические сосредоточенно-распределенные структуры. Результаты ADS-моделирования показывают, что предложенные многосекционные схемы ПоНО имеют требуемую направленность и более широкую полосу пропускания по сравнению с одиночной секцией того же ПоНО. Результаты моделирования трехсекционной конструкции были проверены экспериментально (рис. 55–57).



а)



б)

Рис. 55. Схема (а) и конструкция (б) 3-дБ трехсекционного ПоНО на СЛ с максимально-плоскими частотными характеристиками.

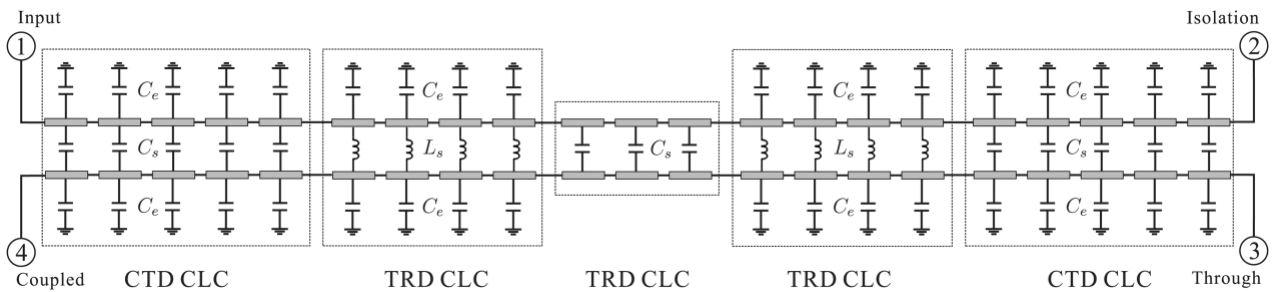


Рис. 56. Схема 3-дБ пятисекционного максимально плоского ПоНО на СЛ.

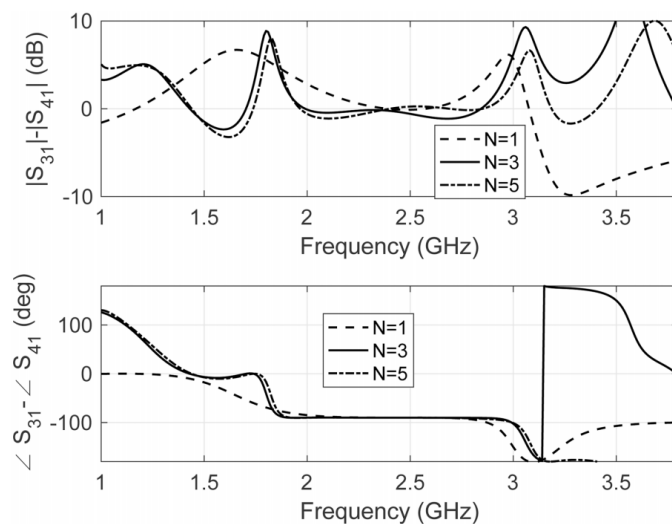


Рис. 57. Амплитудный и фазовый балансы 3 дБ ПоНО с одной, 3- и 5-секциями.

Относительные полосы рабочих частот 3-дБ многосекционных квадратурных ПоНО, рассчитанных в ADS по различным критериям, приводятся в табл. 3. Из нее видно, что наиболее сложно обеспечить приемлемый амплитудный баланс ± 1 дБ в выходных портах. Вместе с этим, переход с одной секции на три дает расширение полосы рабочих частот примерно вдвое, а на пять – лишь на несколько процентов.

Таблица 3. Относительные полосы рабочих частот 3-дБ многосекционных ПоНО, рассчитанных по различным критериям.

Количество секций в ПоНО	Критерии расчета относительной полосы рабочих частот			
	Возвратные потери > 15 дБ	Изоляция (развязка) > 15 дБ	Амплитудный разбаланс ± 1 дБ	Фазовый разбаланс $\pm 5^\circ$
1	30 %	27 %	23 %	34 %
3	43 %	45 %	40 %	46 %
5	41 %	43 %	42 %	45 %

Неустранимый недостаток, присущий всем многосекционным конструкциям НО – большие габариты по длине.

Одной из немногих работ, где для построения ПоНО применялись сложные дважды несимметричные СЛ – с межлинейной (поперечной) и межсекционной (продольной) несимметрией – является [27]. Здесь описан метод наименьших квадратов для оптимального проектирования таких многосекционных асимметричных поперечно-направленных (asymmetrical transdirectional – ATRD) ответвителей с согласованием произвольных импедансов портов. Сначала находится матрица передачи одной секции, затем определяется матрица передачи всего многосекционного ПоНО, из которой отыскивается матрица рассеяния устройства. Затем строится функция ошибки по параметрам рассеяния. Согласно техническим условиям проектирования, функция ошибки зависит от физических параметров ПоНО (таких как ширина, расстояние и длина секций линии передачи и значения конденсаторов), минимальная точка которых дает оптимальные значения его размеров и конденсаторов. Оптимальное проектирование выполняется для заданной частотной характеристики и полосы пропускания. Минимизация ошибок

реализуется путем сочетания генетического алгоритма (ГА – GA) и метода сопряженных градиентов (МСГ – CGM). Проектирование проверяется расчетами в программах полноволнового моделирования и экспериментально. Разработаны ПоНО на 3, 6 и 10 дБ с различными полосами пропускания и импедансами портов. По сравнению с предложенным методом проектирование асимметричных многосекционных ПоНО с использованием программ полноволнового моделирования осуществляется методом проб и ошибок, в лучшем случае случайным образом и практически невозможно из-за большого количества параметров геометрической структуры ПоНО и чрезвычайно высоких затрат процессорного времени (рис. 58–59).

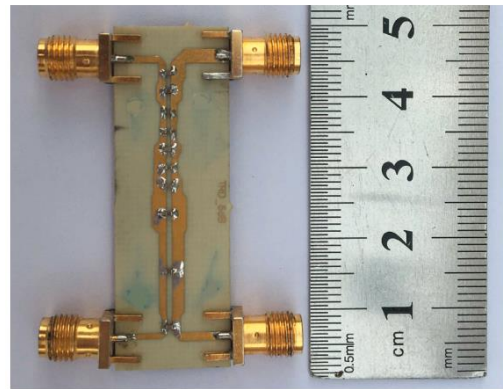
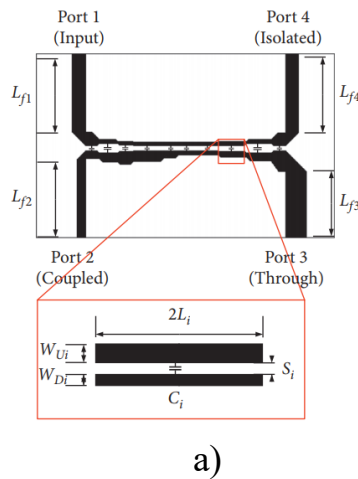


Рис. 58. Топология первого рассчитанного, но не реализованного из-за большой конструктивной сложности 3 дБ асимметричного ПоНО на СЛ (а) и фотография второго изготовленного 6 дБ асимметричного ПоНО на СЛ (б).

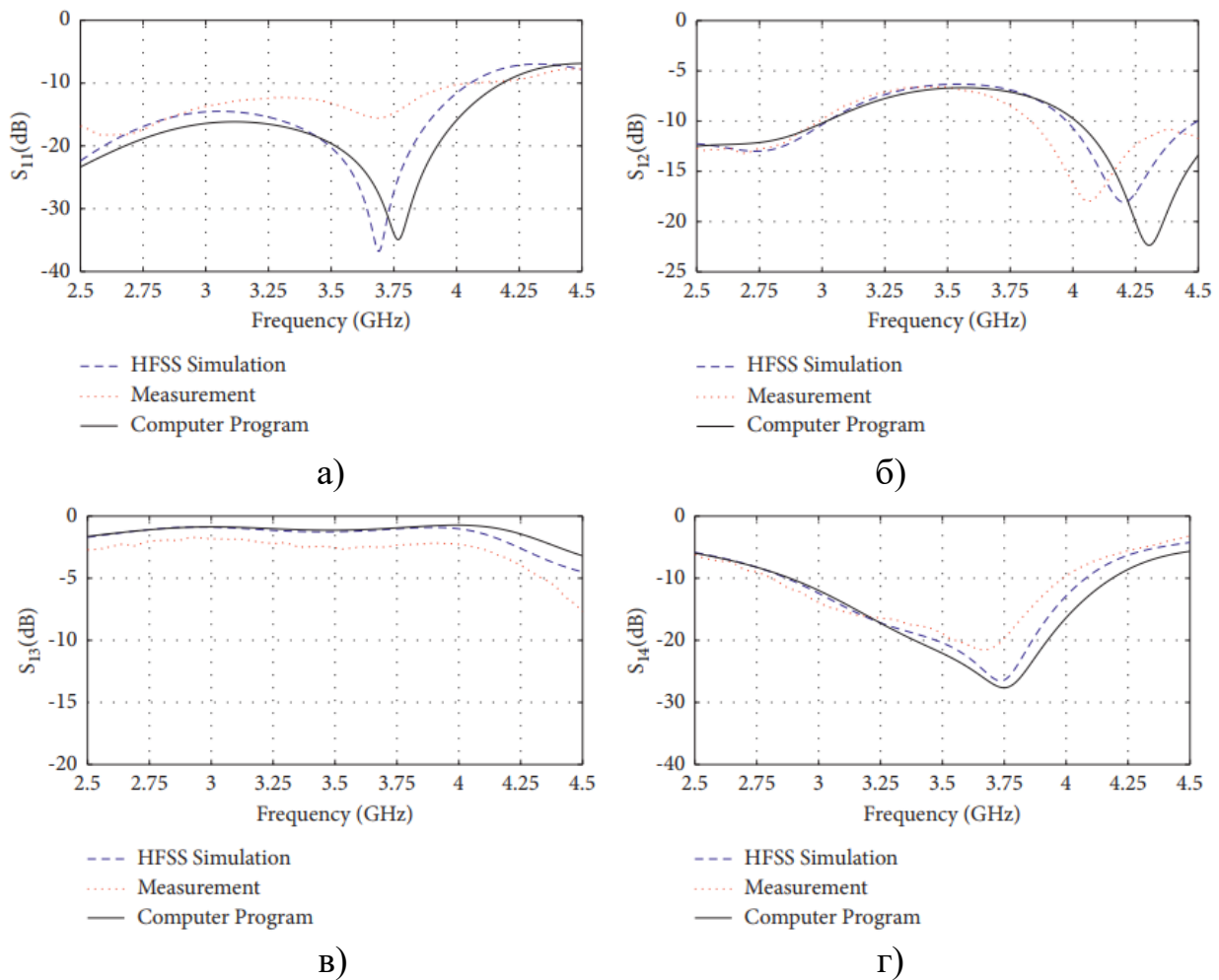


Рис. 59. Частотные характеристики 6 дБ асимметричного ПоНО на СЛ:
а – возвратные потери; б – межлинейная связь на ближнем конце СЛ;
в – межлинейная связь на дальнем конце СЛ; г – изоляция.

Такое решение многосекционного ПоНО в отличие от предыдущих предназначено не только для расширения полосы рабочих частот, но также для трансформации импеданса в заданных портах; именно с этой целью выбрана дважды несимметричная структура с межлинейной асимметрией. Однако, 3 дБ асимметричный ПоНО (мост) авторам реализовать не удалось из-за непреодолимых конструкторско-технологических ограничений (габариты стандартных поверхностно-монтируемых конденсаторов). Следовательно, такое решение для работы на частотах выше 5 ГГц и существенной трансформации импеданса (50/25) в ПоНО видится малоприменимым.

10. Симметрирующие устройства и синфазно-противофазные мосты на сосредоточенно-распределенных ПоНО

В [28] предложено планарное симметрирующее устройство (СУ – balun), построенное на двух ПоНО. Разработана схема СУ и проанализированы ее характеристики. Этому СУ не требуется никаких заземляющих сквозных перемычек, что снижает общие фазовые ошибки из-за их индуктивности. Схема соединения ПоНО также помогает снизить сложность подачи смещения на активные цепи следующего каскада. Для проверки идеи были разработаны и изготовлены два прототипа. Первый, работающий в диапазоне 1,94–2,69 ГГц, реализован с помощью 3-дБ ПоНО. Второй, работающий от 376 до 458 МГц, построен на двух 4,8-дБ ПоНО. Размеры второго прототипа составляли всего $16,8 \times 39,4$ мм. Такая малая площадь достигалась меандровой укладкой отрезков связанных линий, поскольку связь обеспечивалась только межлинейными конденсаторами. Результаты измерений оказались близки к расчетным данным (рис. 60–62).

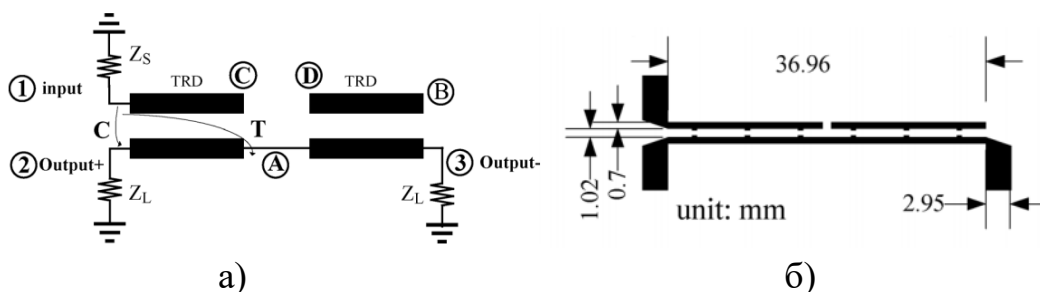


Рис. 60. Симметрирующее устройство на двух ПоНО: а – схема; б – топология с размерами на 2,4 ГГц.

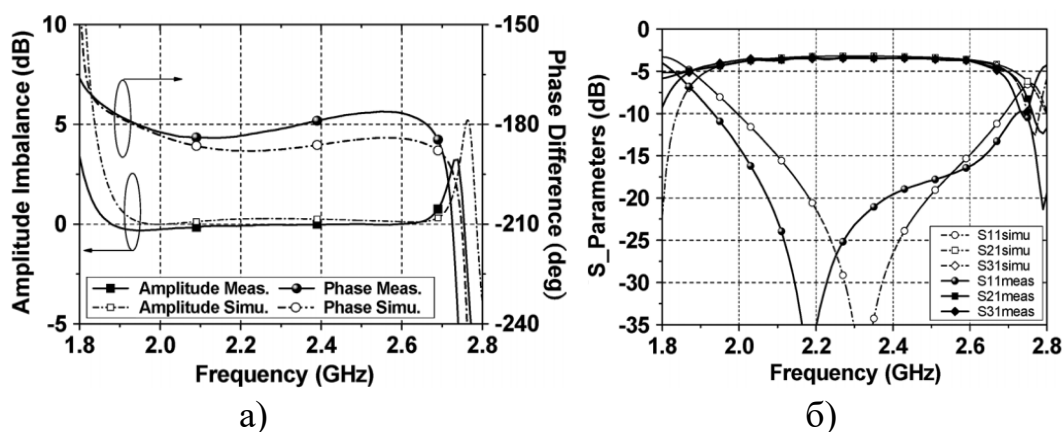


Рис. 61. Рассчитанные и измеренные характеристики предложенного СУ на 2,4 ГГц: а – амплитудный разбаланс и разность фаз; б – S-параметры.

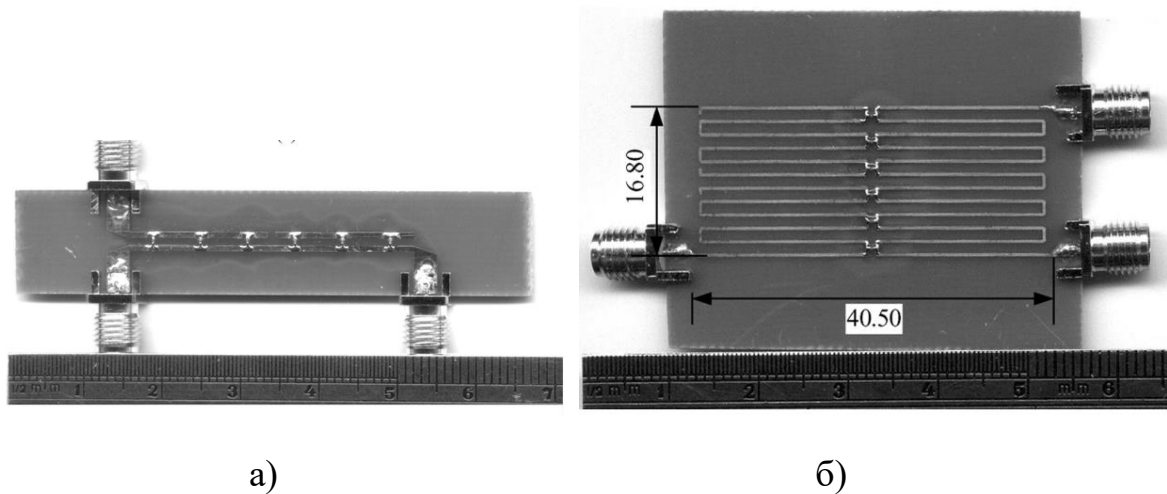


Рис. 62. Фотографии СУ на ПоНО, работающих на 2,4 ГГц (а) и на 430 МГц (б).

В [29] представлено планарное симметрирующее устройство (СУ – balun) на основе ПоНО с расширенной полосой пропускания и улучшенным выходным балансом. Планарное СУ состоит из двух ПоНО со сбалансированным делением мощности в выходных портах и фазовыми характеристиками. Поскольку в физической реализации между двумя ПоНО необходимо вставить дополнительный отрезок линии, выходной баланс и входное согласование ухудшаются. Для компенсации настраивается пара шунтирующих конденсаторов, а к выходным портам СУ добавляются две линии передачи. Для проверки спроектировано, изготовлено и измерено СУ, работающее на частоте 1,6 ГГц. Результаты измерений показали, что по критерию возвратных потерь $|S_{11}| < -15$ дБ частотный диапазон составляет 1,19–1,91 ГГц (45 %). При этом относительная полоса пропускания для выходных портов достигает 40 % с амплитудным разбалансом менее 0,5 дБ и разностью фаз в пределах $180 \pm 5^\circ$ (рис. 63, 64).

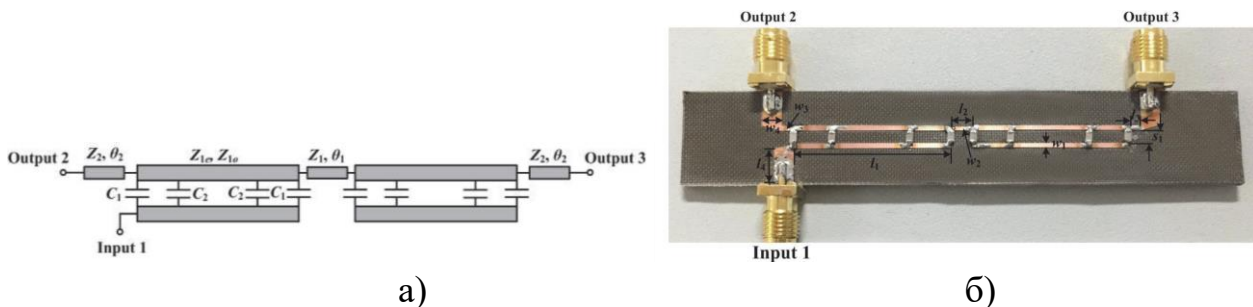


Рис. 63. Предложенное СУ на ПоНО: а – схема;
б – фотография макета с размерами

$(l_1, w_1, s_1, l_2, w_2, l_3, w_3, l_4, w_4) = (26,4 \ 0,94 \ 2,1 \ 3,6 \ 0,65 \ 2,2 \ 0,9 \ 6 \ 3,38)$ мм.

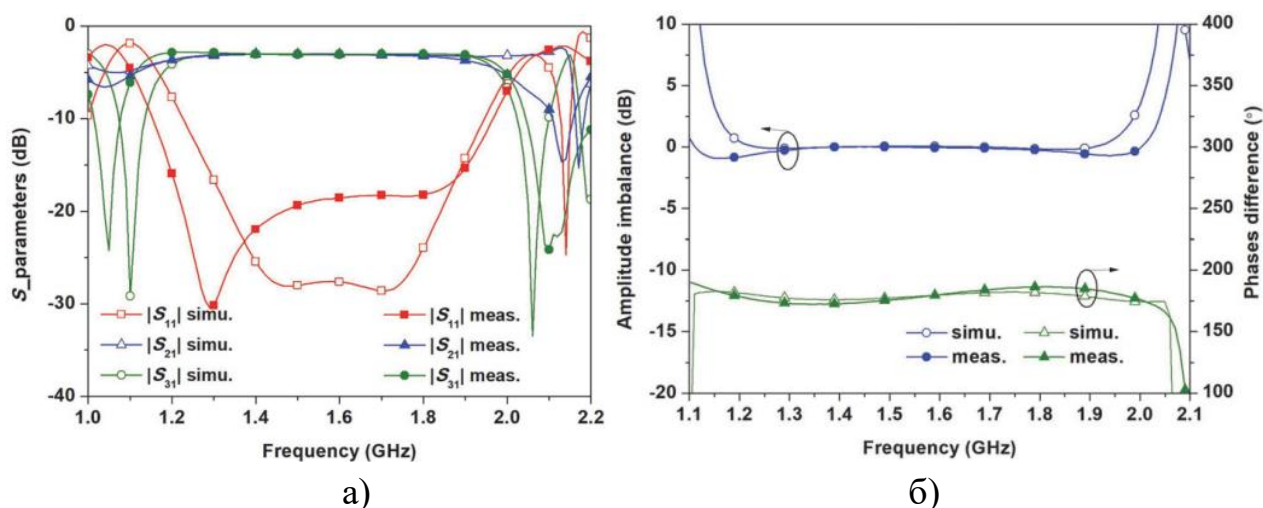


Рис. 64. Рассчитанные и измеренные характеристики предложенного СУ на 1,6 ГГц: а – S-параметры; б– амплитудный разбаланс и разность фаз.

В [30] представлен способ уменьшения разбаланса симметрирующего устройства на основе ПоНО на СЛ (TRD-CL), вызванного неизбежным физическим разделением между двумя ПоНО. Используя его, можно решать задачи входного рассогласования и выходного разбаланса. Поскольку компенсация достигается путем укорачивания обоих ПоНО вместо добавления дополнительных шлейфов, сохраняется малогабаритность. Расчетные формулы выводятся с использованием схемы прохождения сигнала и анализа четно-нечетного режимов. Также разработан и измерен прототип СУ, работающий на частоте 1,6 ГГц, для проверки предлагаемого способа (рис. 65, 66).

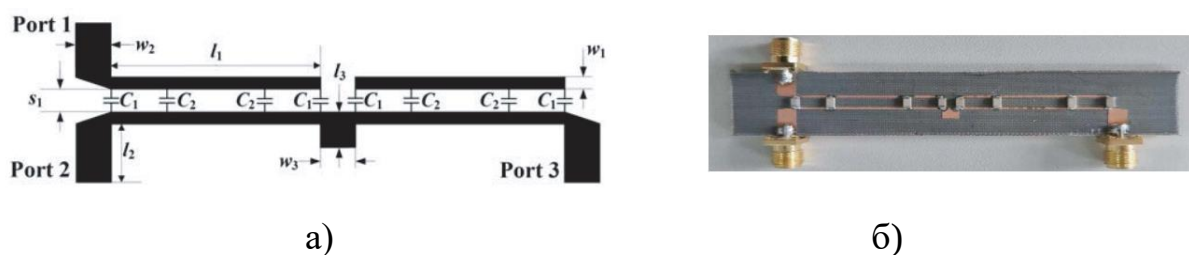


Рис. 65. Предложенное СУ на ПоНО: а – топология; б – фотография макета.

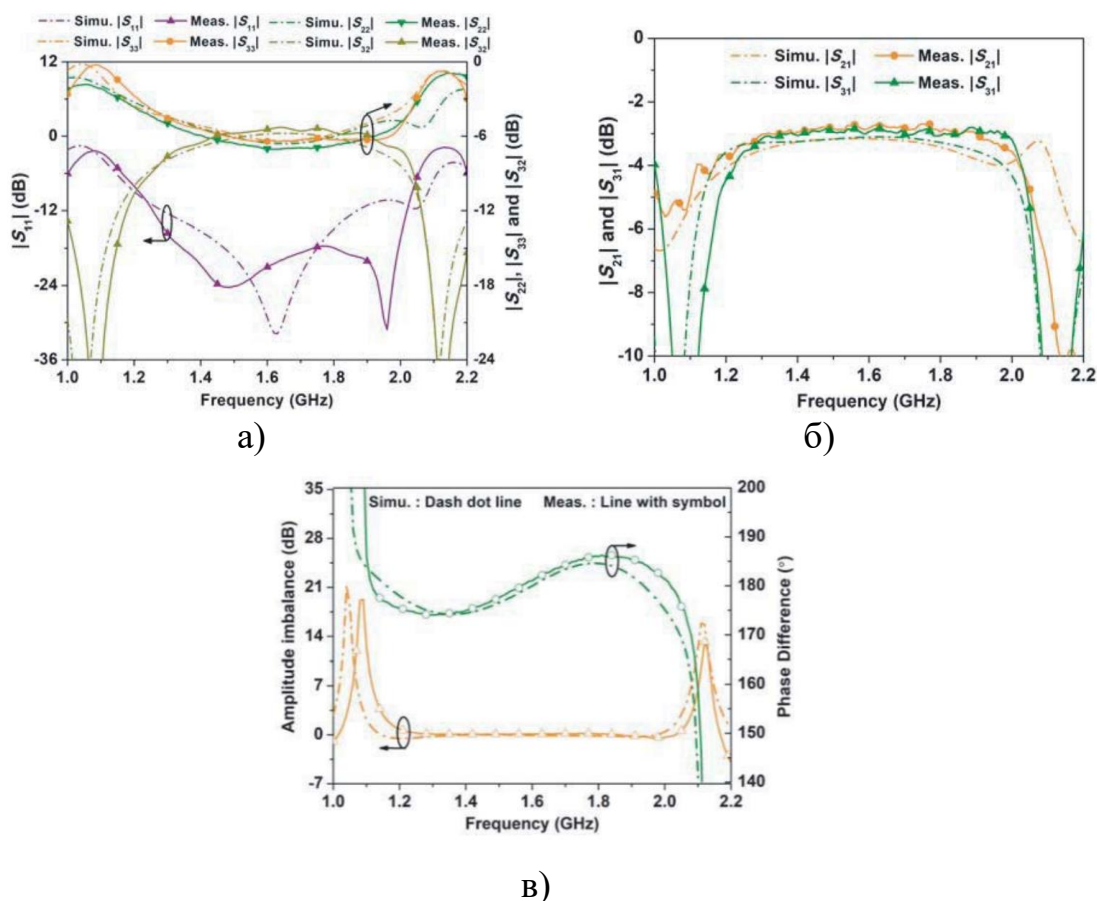


Рис. 66. Рассчитанные и измеренные характеристики макета СУ на 1,6 ГГц:
а – S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{32} -параметры; б – S_{21} , S_{31} -параметры; в – амплитудный разбаланс и фазовая разность.

В [31] представлена схема еще одного СУ на основе делителя мощности. Она проще в сравнении с СУ Маршанда (Marchand) и решает проблему взаимовлияния двух ответвителей. Предлагаемая структура позволяет реализовать двойное СУ с одним входом и двумя дифференциальными выходами, не прибегая к каскаду дифференциальных делителей мощности. Для простоты она реализуется в виде печатной платы с использованием ПоНО, чтобы преодолеть размерные ограничения, присущие ПрНО на СЛ, но эта концепция будет весьма эффективна при разработке СУ по КМОП-технологии и в миллиметровом диапазоне. Результаты показывают, что потери перехода с однополюсного порта на дифференциальный менее 0,5 дБ на 2 ГГц, возвратные потери > 15 дБ и полоса пропускания по уровню 3 дБ около 40 % (рис. 67–69).

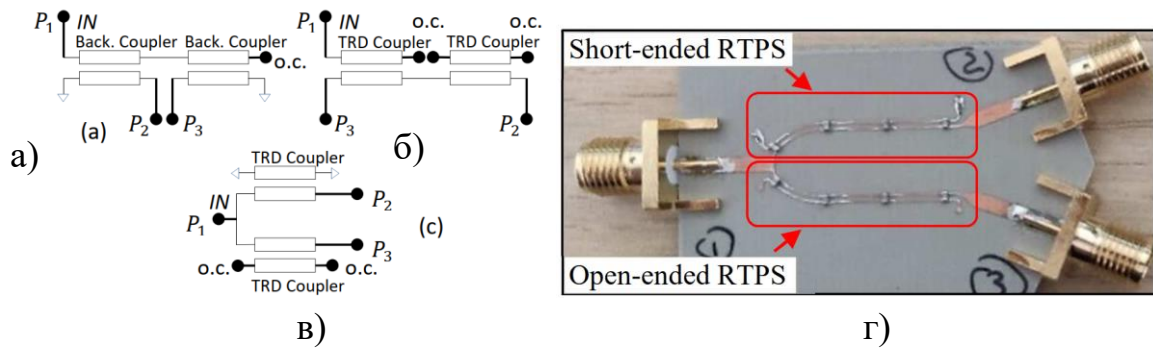


Рис. 67. Три типа СУ: а – классическое СУ Маршанда на основе ПрНО (bac. coupler); б – СУ Маршанда на основе ПоНО (TRD); в – предложенное СУ на основе делителя мощности и двух фазовращателей отражательного типа на ПоНО в режимах КЗ и ХХ; г – фотография реализованного СУ на основе делителя мощности.

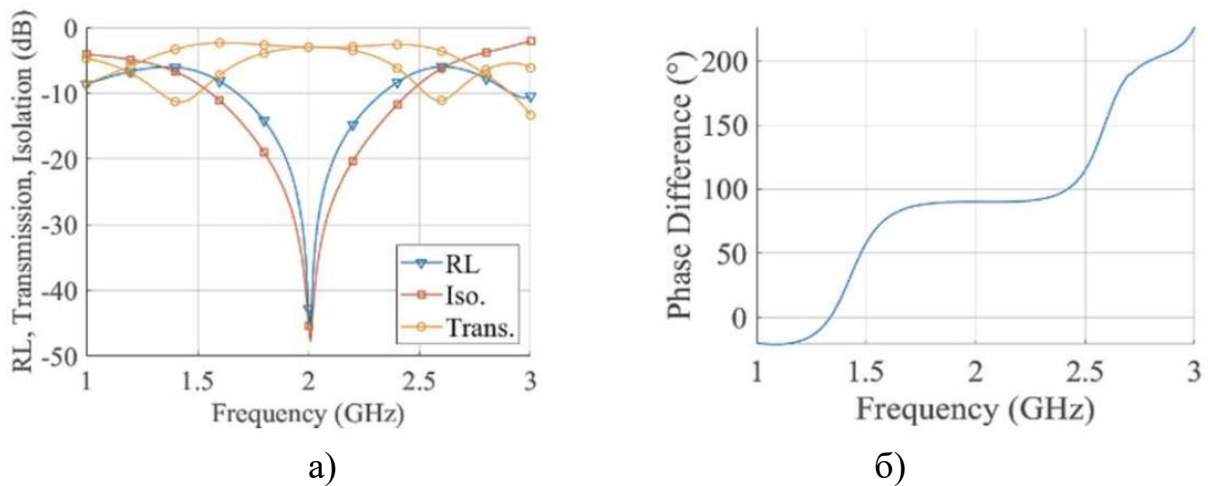


Рис. 68. Расчетные характеристики ПоНО: а – передача (Trans.), возвратные потери (RL), изоляция (Iso.); б – разность фаз между выходными портами.

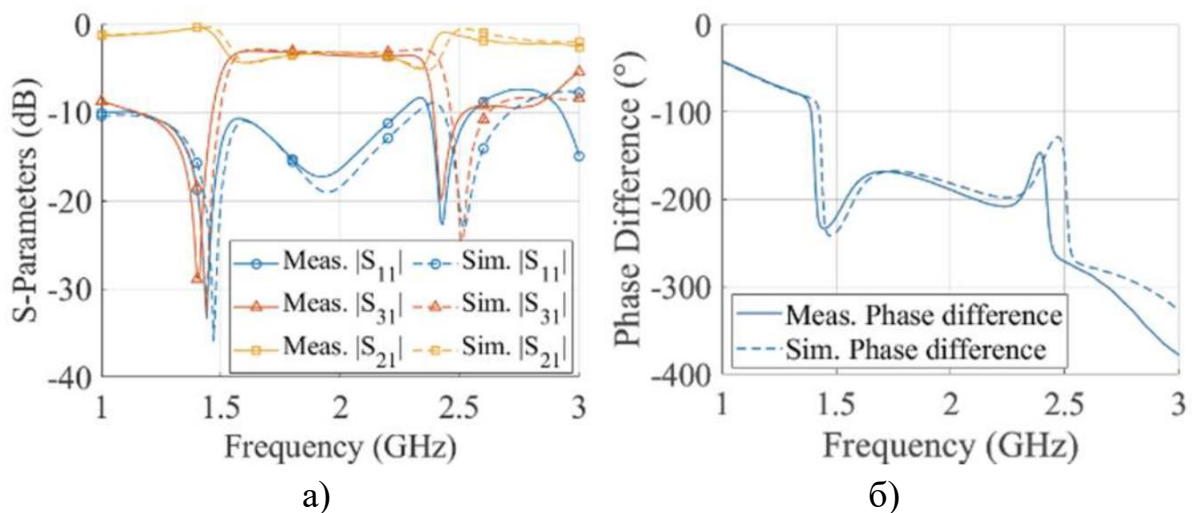


Рис. 69. Расчетные и экспериментальные результаты для СУ в однополюсном режиме: а – вносимые и возвратные потери; б – разность фаз на выходных портах.

В [32] представлен синфазно-противофазный $0/180^\circ$ -мост на СЛ с неперемежающимися входными и выходными портами. Благодаря совмещению обычного ПрНО на СЛ со слабой связью и ПоНО с сильной связью образуется 180° -мост на СЛ с неперемежающимися входными/выходными портами по технологии печатных плат с малыми габаритами. Предлагаемый мост допускает возможную подачу смещения постоянного тока на активные устройства следующего каскада. Более того, он не требует соединительных перемычек, сквозных отверстий или многослойных структур. Выведены формулы для предлагаемого моста и проанализированы его характеристики. Разработаны два прототипа для проверки концепции. Один из них расположен с двумя ответвителями, перпендикулярными друг другу, а другой сконструирован с двумя ответвителями, расположенными в линию. Измеренные результаты хорошо согласуются с результатами моделирования (рис. 70–72).

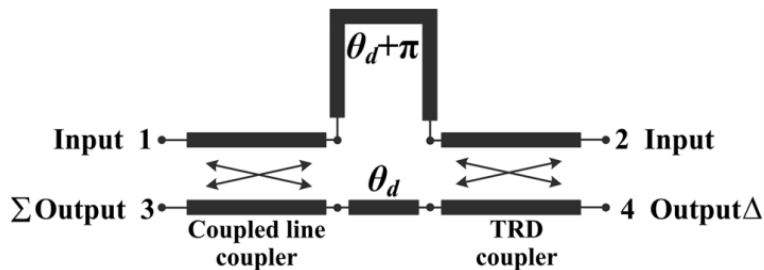


Рис. 70. Схема 180° -моста на СЛ.

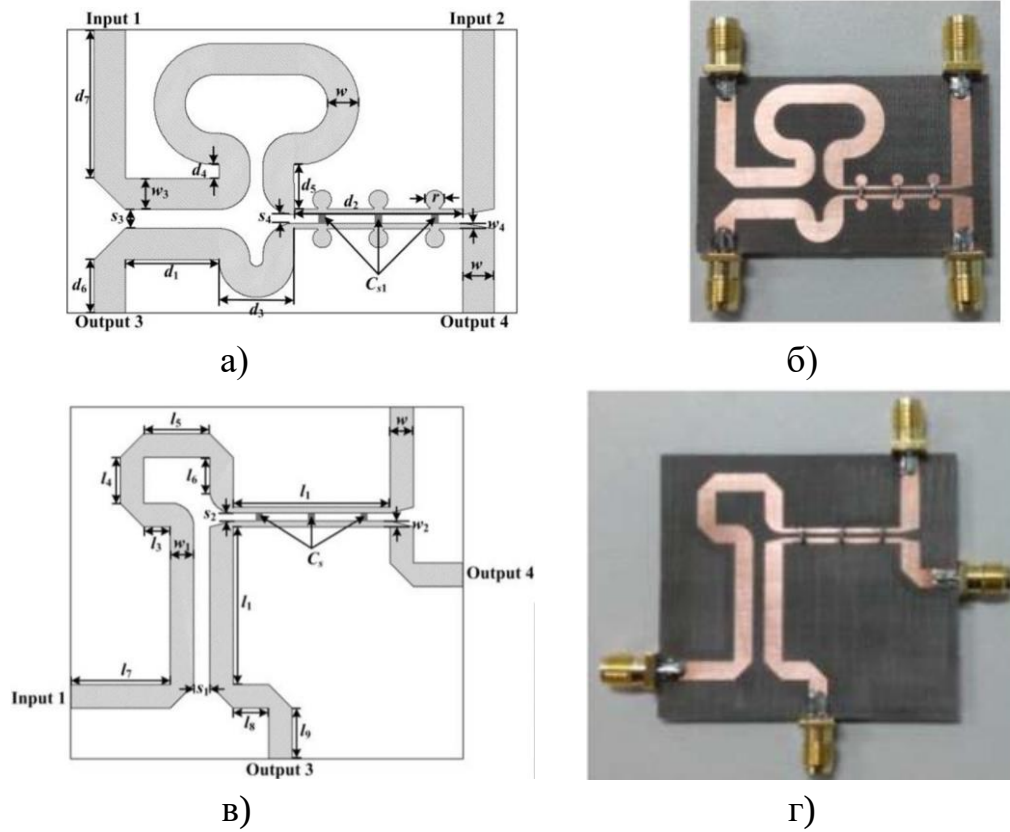


Рис. 71. 180°-мост на СЛ: а, в – топологии; б, г – фотографии макетов.

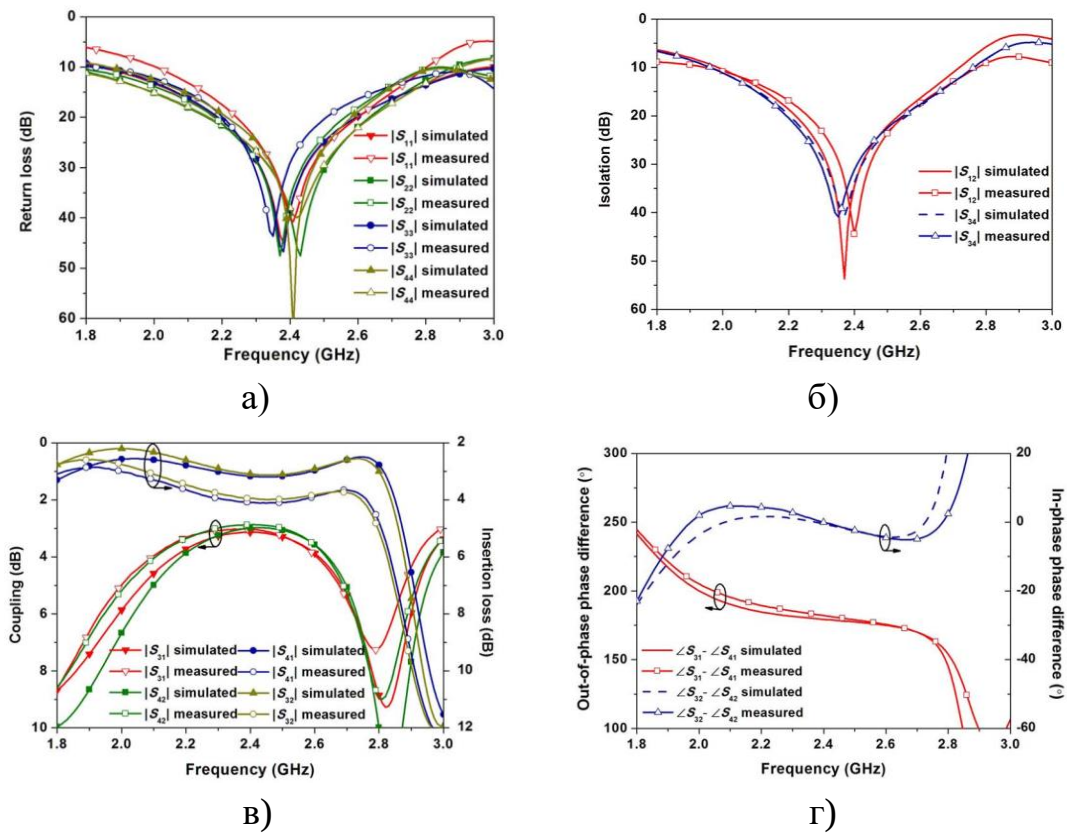


Рис. 72. Рассчитанные и измеренные характеристики 180°-моста на СЛ с $\theta_d = 50^\circ$: а – возвратные потери; б – изоляция; в – связь; г – разность фаз.

11. ПоНО с произвольной разностью фаз в выходных портах, фиксированные фазовращатели и кроссоверы для диаграммообразующих схем (матриц Батлера и т.п.)

В [33] анализировались кроссоверы СВЧ, содержащие пару направленных ответвителей на СЛ с сильной связью 3 дБ. На основе трех типов ответвителей – (противо-, со- и поперечно-) направленных, соединенных по трем схемам – тандемной, каскадной и параллельной (рис. 73, а) соответственно, строились кроссоверы с полной связью 0 дБ (рис. 73, б).

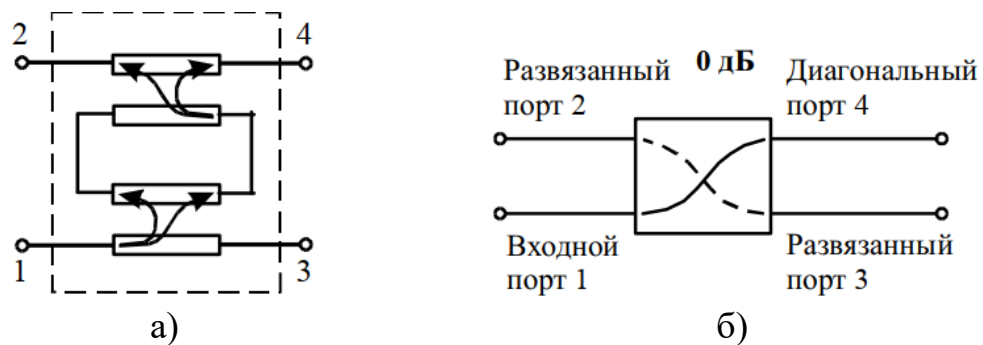


Рис. 73. Кроссовер как два квадратурных 3-дБ ПоНО, соединенных параллельно (а) и как направленный ответвитель с полной связью 0 дБ (б)

Моделирование и компьютерные расчеты здесь впервые показали, что при уровне развязки более 15 дБ кроссоверы на основе двух параллельно соединенных ПоНО на СЛ имеют полосу рабочих частот 25 % (рис. 74).

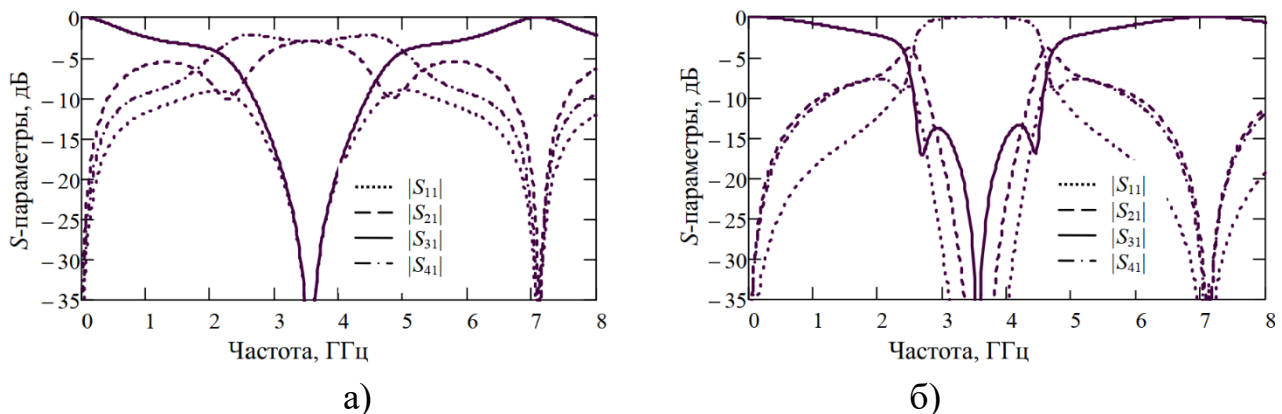


Рис. 74. Частотные характеристики 3-дБ ПоНО на СЛ: а – мост на ПоНО; б – кроссовер с параллельным соединением двух ПоНО-мостов.

В [34] предложен и применен в конструкции «гибкой» (flexible) матрицы Батлера (рис. 75) ПоНО с произвольной разностью фаз (ПРФ – arbitrary-phase-difference, A-PD). Этот ПоНО с ПРФ (A-PD TRD coupler), также

характеризуемый способностью произвольного деления мощности и малыми размерами, содержит четыре секции связанных линий и четыре типа конденсаторов. Для проектирования ПоНО с ПРФ были получены явные уравнения из анализа четного и нечетного режимов возбуждения связанных линий, а также даны рекомендации по получению параметров устройства. Для демонстрации процедуры проектирования приведены примеры предлагаемого ПоНО с ПРФ и выполнены измерения его электрических параметров. Объединив предлагаемый ответвитель (рис. 75, в) с кроссерами на основе ПоНО на СЛ (рис. 75, г) и фазовращателями -45° , реализуется малогабаритная матрица Батлера 4x4 с «гибкими» разностями фаз выходных портов (-25° , 155° , -115° и 65°). Она наследует особенности ПоНО, включая ПРФ и малые габариты. На центральной частоте измеренные амплитудный и фазовый разбалансы между выходными сигналами составляют менее 1,4 дБ и $3,2^\circ$ соответственно. По сравнению с современными матрицами Батлера предлагаемая структура на основе ПоНО с ПРФ имеет меньший размер ($1,35 \times 1,36$) λ и более широкую полосу пропускания (20 %).

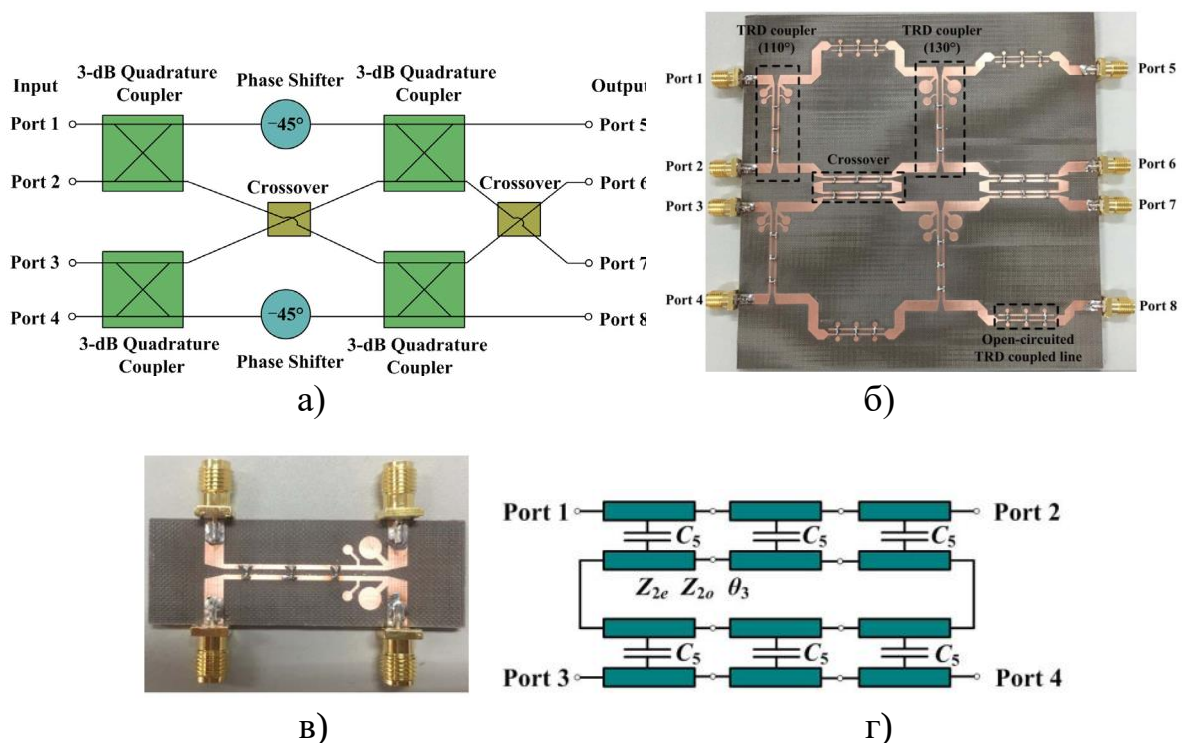


Рис. 75. Схема классической матрицы Батлера 4x4 (а), фотография предложенной матрицы Батлера 4x4 с ПРФ (б), фотография изготовленного ПоНО с ПРФ (в), схема кроссера на двух 3-дБ ПоНО на СЛ (г).

В [35] представлена миниатюрная широкополосная симметричная матрица 3x3 Нолен с фазовой компенсацией (рис. 76). Равномерность разности фаз выходных портов улучшается путем регулировки фазового наклона с помощью трех пар дифференциальных фазовращателей. Кроме того, уменьшение общих размеров достигается за счет использования ПоНО на СЛ. На основе разработанной методики проектирования изготовлен и измерен прототип, работающий на частоте 5,8 ГГц. Относительные полосы пропускания (FBW) по уровню возвратных потерь и изоляции более 10 дБ составляют 31 % и 45 % соответственно. По критериям амплитудного разбаланса 1 дБ и фазовой погрешности 5° измеренные полосы пропускания составляют более 21 % и 16 % соответственно.

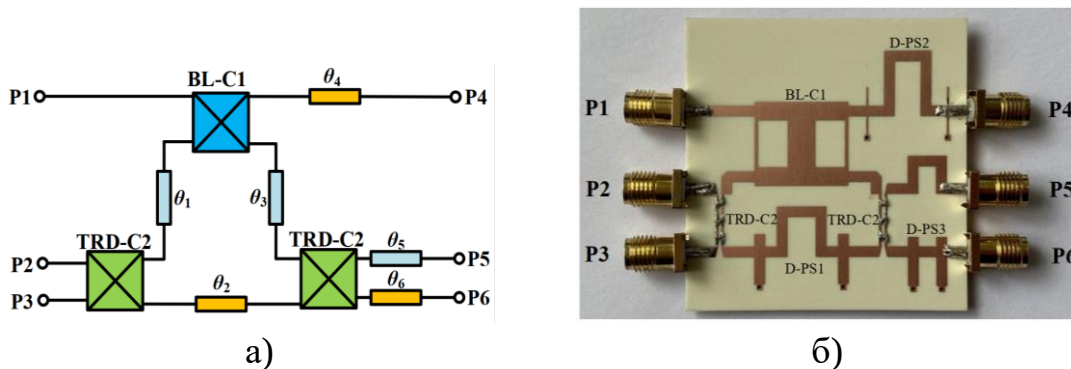


Рис. 76. Предложенная матрица 3x3 Нолен: а – схема; б – фотография макета.

В [36] представлена низкопрофильная двухдиапазонная печатная антенна (ПА – patch antenna) с круговой поляризацией и широким лучом для китайской спутниковой навигационной системы Компас (CNSS) еще называемой BeiDou. Для работы в двух диапазонах используются многослойные круглые ПА. Также предлагается схема питания с одним входом на основе ПоНО на СЛ (CL-TRD) для обеспечения двух ортогональных волн в двух частотных диапазонах одновременно. Эксперимент показал, что ширина полосы пропускания при согласовании по импедансу 10 дБ составляет 32,7 %. Полоса пропускания по коэффициенту эллиптичности 3 дБ для нижнего и верхнего диапазонов составляет 4,1 % и 6,5 % соответственно. На частоте 1,207 ГГц антенна имеет ширину луча 123° и 103° в плоскостях XOZ и YOZ соответственно. А на частоте

1,561 ГГц эти параметры составляют 127° и 113° . Схема питания предложенной двухдиапазонной антенны с двумя ПоНО на СЛ показана на рис. 77.

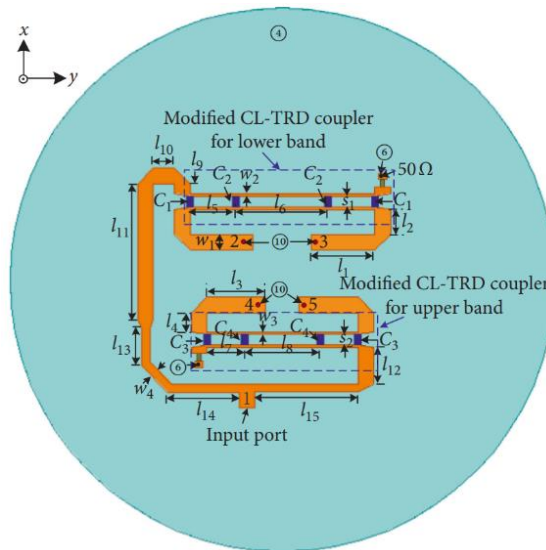
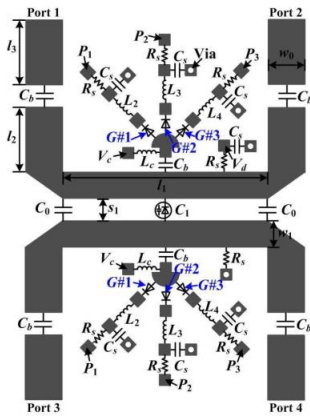


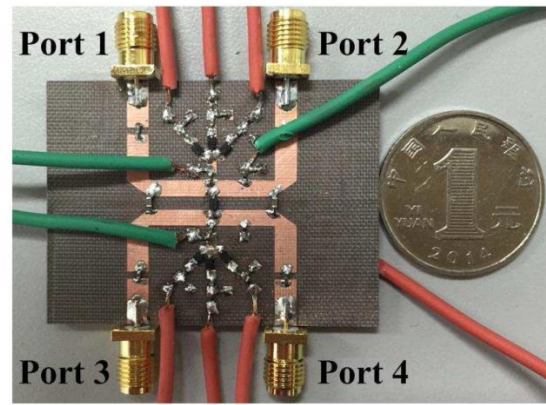
Рис. 77. Схема питания двухдиапазонной антенны с одним входом и с двумя ПоНО на СЛ.

12. Перестраиваемые ПоНО на СЛ

В [37] представлено исследование перестраиваемого ПоНО на СЛ с регулируемым коэффициентом связи и перестраиваемыми откликами (рис. 78). Предлагаемый ПоНО содержит СЛ, конденсаторы, варикапы и катушки индуктивности. Подключая различные индуктивности через переключатели для реализации схемы и используя варикап в качестве компенсационного конденсатора, выполнялось управление коэффициентом связи предложенного ПоНО. Он также отличался сбалансированным распределением мощности выходных портов, высокой изоляцией, хорошими возвратными потерями и постоянной разностью фаз в выходных портах. Кроме того, когда не были подключены катушки индуктивности, предлагаемый ПоНО превращался в кроссовер. Уравнения проектирования в замкнутой форме были выведены с использованием метода четного/нечетного режимов возбуждения. На основе этих аналитических уравнений спроектирован, изготовлен и измерен экспериментальный прототип. Результаты измерений показали, что коэффициент связи ответвителя можно регулировать от -3 до -40 дБ с хорошими характеристиками изоляции и возвратных потерь (рис. 79).

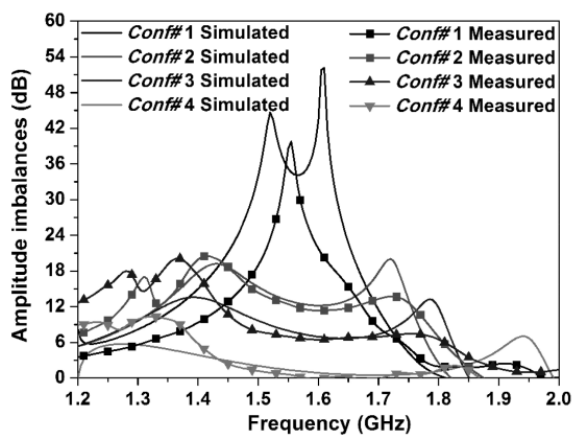


а)

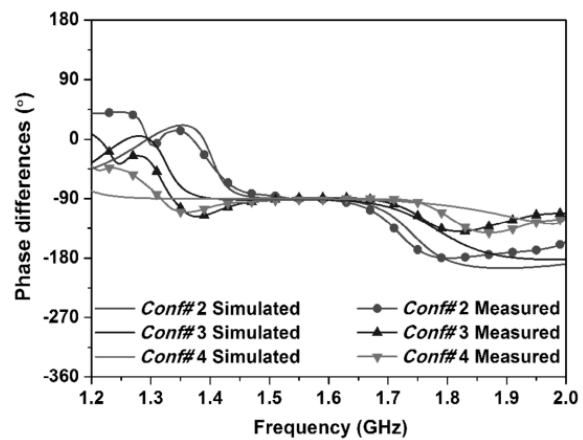


б)

Рис. 78. Перестраиваемый ПоНО на СЛ: а – схема; б – фотография макета.



а)



б)

Рис. 79. Рассчитанные и измеренные характеристики перестраиваемого ПоНО на СЛ: а – амплитудный разбаланс; б – фазовый разбаланс.

В [38] описан ПоНО на СЛ (CL-TRD) с отдельной и совместной перестройкой частоты, коэффициента связи и разности фаз (рис. 80). На основе предложенной структуры построены четыре типа ответвителей, включая ответвитель с перестройкой фазы и с произвольной частотой и связью, ответвитель с перестройкой частоты и с произвольной связью и нестандартной фазой, ответвитель с перестройкой связи и с произвольной частотой и нестандартной фазой, ответвитель с одновременной перестройкой частоты, связи и фазы. В теоретическом разделе приведены соотношения проектирования в замкнутой форме с использованием анализа четного/нечетного режимов возбуждения. Для проверки были спроектированы, изготовлены и измерены четыре прототипа. Три из них были ответвителями с независимой перестройкой частоты, связи и фазы. Разработанный 3-дБ ответвитель с перестройкой частоты

имел диапазон перестройки частоты 58,8 % с разностью фаз 60° . Ответвитель с перестройкой связи имел диапазон перестройки 3–15 дБ с разностью фаз 70° . Разработанный фазоперестраиваемый ПоНО на СЛ мог обеспечить перестройку разности фаз от 45° до 135° . Наконец, был реализован ответвитель с одновременной перестройкой частоты, связи и фазы. Он имел широкий диапазон перестройки частоты от 1,2 ГГц до 2 ГГц с перестраиваемой связью от 3 дБ до 15 дБ и перестраиваемой разностью фаз от 45° до 135° .

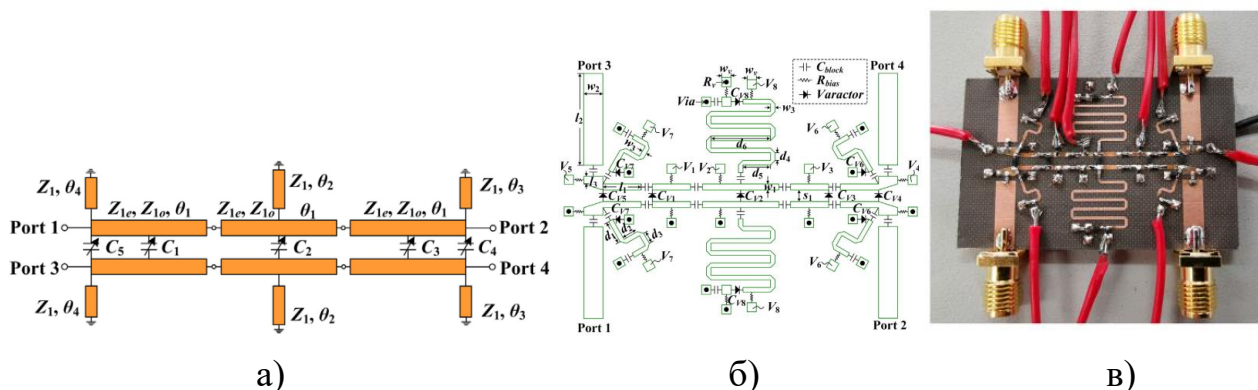


Рис. 80. Предложенный и реализованный перестраиваемый ПоНО на СЛ:
а – схема; б – топология; в – фотография.

13. Фазовращатели отражательного типа на основе ПоНО на СЛ

В [39] предложены схема и весьма простая конструкция фазовращателя отражательного типа (ФВОТ) на основе ПоНО на СЛ с гальванической развязкой СВЧ-канала и схемы управления. ПоНО реализован в виде вертикально установленной планарной структуры (материал ФЛАН-16-1). Макет аналогового фазовращателя с использованием GaAs варикапов AA629A (АО «НИИПП», Томск, Россия) работает в диапазоне частот от 3,5 до 5,3 ГГц (полоса 40 %) и позволяет обеспечить плавно-управляемый фазовый сдвиг $0-65^\circ$ со средними вносимыми потерями 0,68 дБ и вариацией амплитуды менее 0,15 дБ на частоте 4,5 ГГц (рис. 81, 82)

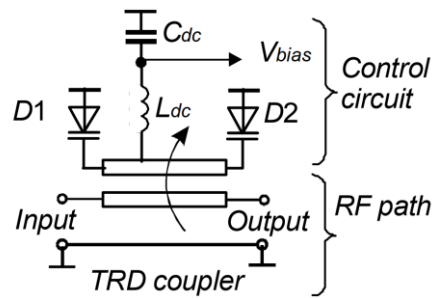


Рис. 81. Схема ФВОТ на основе ПоНО на СЛ с вертикальной вставкой [диэлектрическая проницаемость 16; ширина, толщина и длина $2 \times 1 \times (13 \dots 17)$ мм³; высота подвеса над землей 0,5 мм]

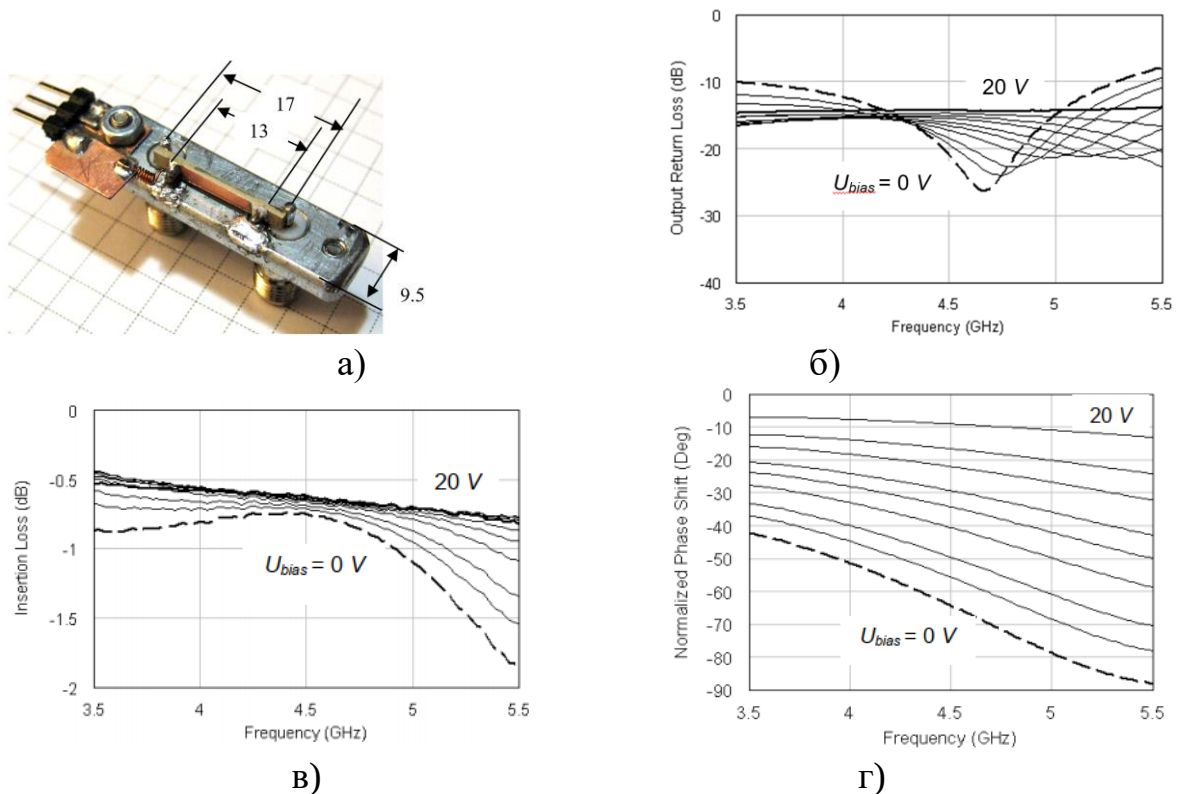


Рис. 82. ФВОТ на ПоНО: а – конструкция; б – измеренные возвратные потери; в – вносимые потери; г – управляемый фазовый сдвиг.

В [40] предложен еще один ФВОТ, работающий на 2 ГГц. Он реализован по стандартной технологии печатных плат с использованием ПоНО на СЛ и плавно-перестраиваемых отражательных нагрузок. Площадь ФВОТ составляет $(0,29 \times 0,1) \lambda$. Такой малый размер достигался без ущерба основным характеристикам; показатель качества (FoM), определяемый отношением максимального фазового сдвига к максимальным вносимым потерям, достигает $169^\circ/\text{дБ}$ на частоте 2,15 ГГц, что сопоставимо со средним показателем качества, опубликованным в литературе. Плавно-управляемый фазовый сдвиг составил 105° . В этой схеме требуется только одна точка подачи напряжения смещения,

так как нагруженные порты гальванически не соединены со входом и выходом. Использовалась лишь одна последовательная индуктивность 39 нГн, а также два GaAs варикапа MA46H071 от MACOM с $C_{\min} = 0,45$ пФ (20 В), $C_{\max} = 2,72$ пФ (0 В), т.е. с $K_c = 6$, $C_0 = 0,77$ пФ и с последовательным сопротивлением 1 Ом (рис. 83 – 84).

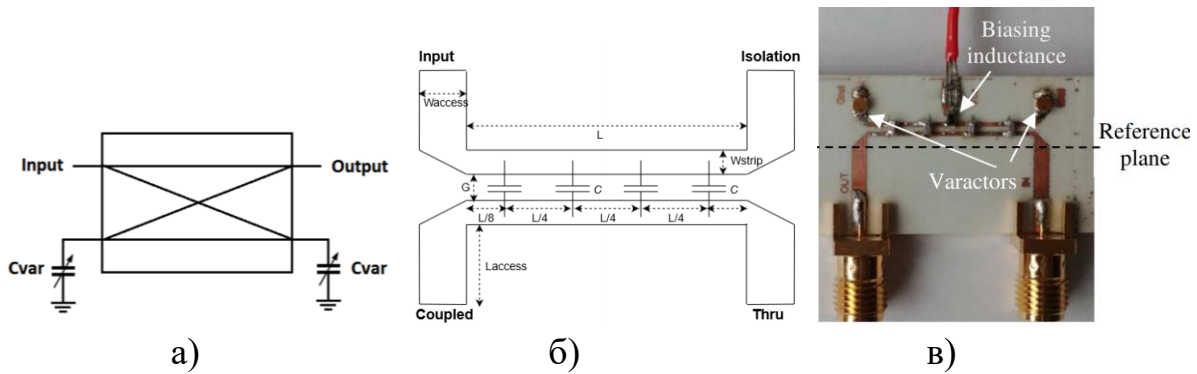


Рис. 83. Предложенный ФВОТ на основе ПоНО на СЛ: а – схема; б – топология; в – фотография.

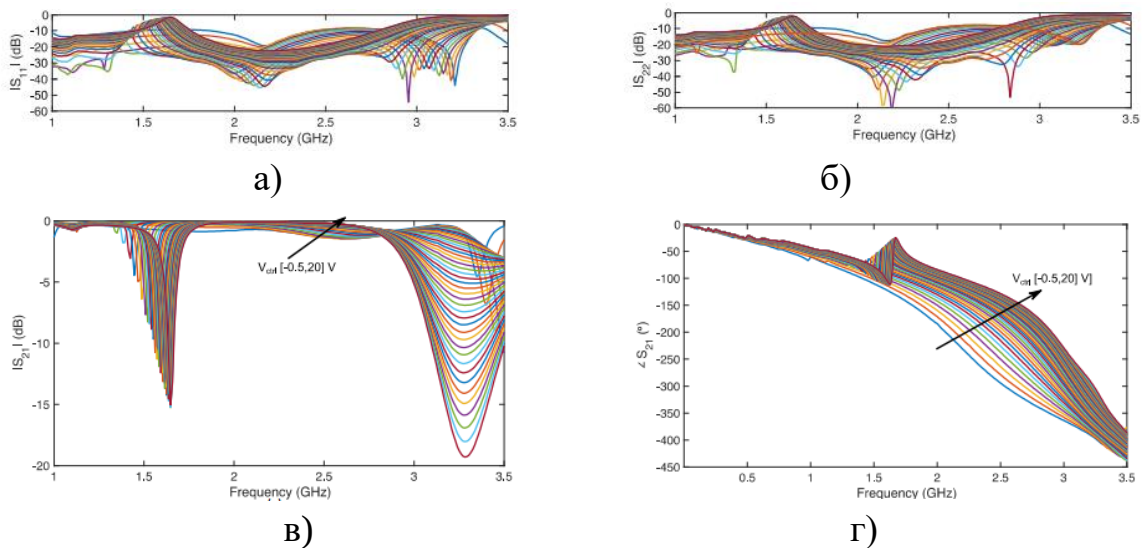
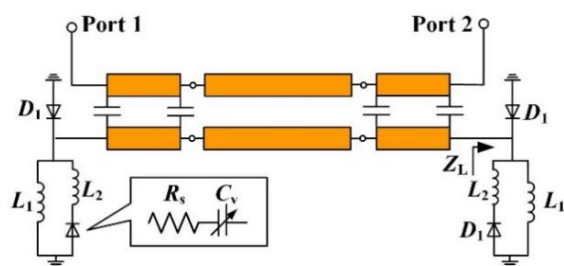


Рис. 84. Измеренные S-параметры ФВОТ на основе ПоНО: а – S_{11} (дБ); б – S_{22} (дБ); в – S_{21} (дБ); г – управляемый фазовый сдвиг $\arg(S_{21})$.

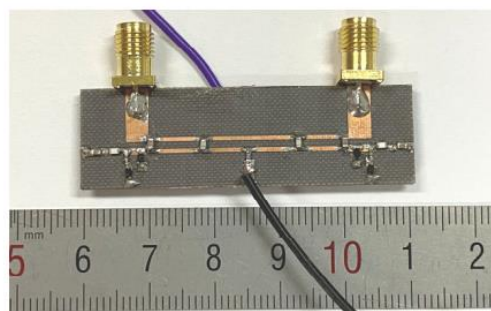
Малогабаритность ФВОТ на основе ПоНО позволяет реализовать весьма компактные схемы питания фазированных антенных решеток.

В [41] представлен фазовращатель отражательного типа (ФВОТ – RTPS) на полные 360° , построенный на ПоНО на СЛ с многорезонансными нагрузками. Он имеет широкую полосу пропускания, малые габариты и большой управляемый фазовый сдвиг, а также встроенную блокировку постоянного тока. Проанализировано влияние многорезонансных нагрузок на фазовые сдвиги и

вносимые потери ФВОТ, а также даны рекомендации по проектированию. Для проверки модели был разработан и изготовлен прототип на частоту 2 ГГц, построенный на подложке F4В толщиной 1,5 мм с диэлектрической проницаемостью 3,5 и тангенсом угла потерь 0,003. На рис. 85 показаны схема и фотография изготовленного прототипа; его габариты составили $50,7 \times 15,2$ мм, что соответствует $(0,56 \times 0,17) \lambda$.



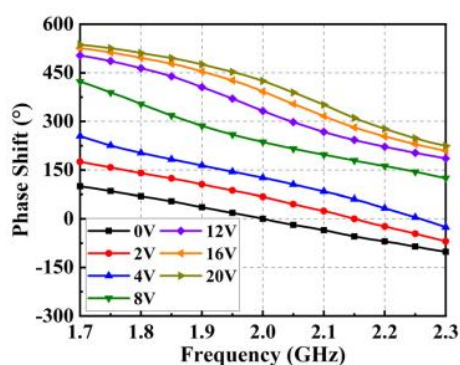
а)



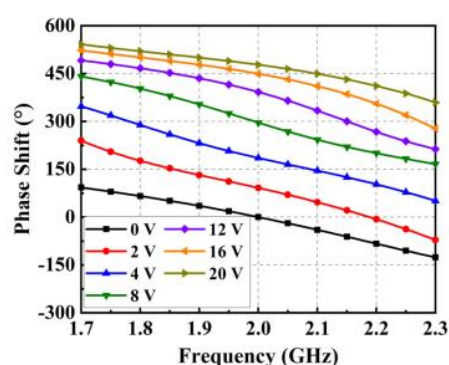
б)

Рис. 85. Предложенный ФВОТ на основе ПоНО на СЛ:
а – схема; б – фотография макета.

В результате оптимизации с помощью ADS финальные индуктивности L_1 и L_2 составили 8,2 нГн и 7,5 нГн соответственно. Варикап взят SMV2020-079LF ($C_{\min} = 0,35$ пФ, $C_{\max} = 3,2$ пФ) с паразитным сопротивлением $R_s = 2,5$ Ом и диапазоном напряжения смещения 0–20 В. Конденсаторы C_1 и C_2 были взяты коммерчески доступные Murata серии GRM1855, а катушки индуктивности L_1 и L_2 – Murata серии LQG15. Изготовленный прототип был измерен с помощью Agilent N5230A. На рис. 86–88 показаны результаты расчетов и измерений в диапазоне частот от 1,7 ГГц до 2,3 ГГц.

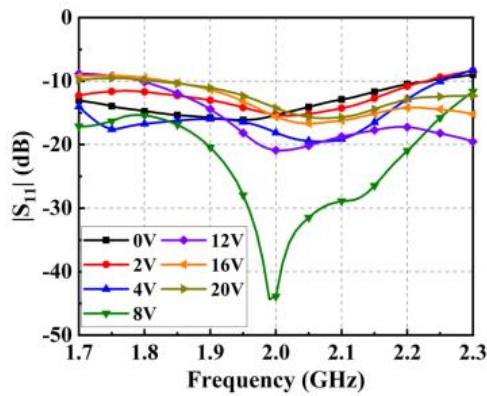


а)

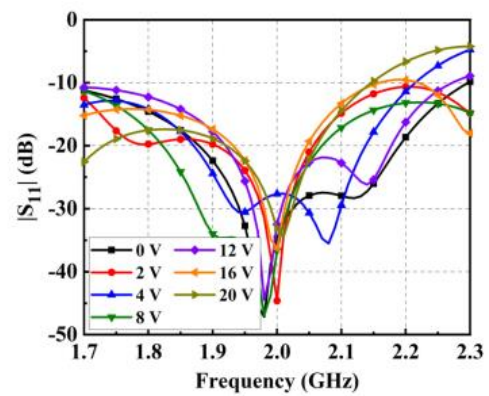


б)

Рис. 86. Управляемый фазовый сдвиг ФВОТ на основе ПоНО на СЛ:
а – измерения; б – расчет.

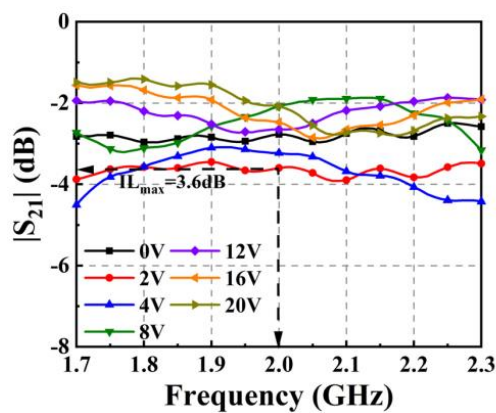


а)

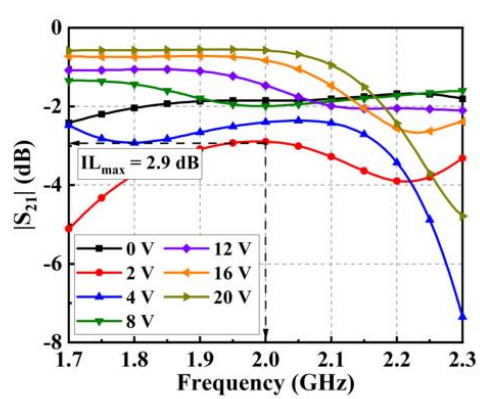


б)

Рис. 87. Возвратные потери ФВОТ на основе ПоНО на СЛ:
а – измерения; б – расчет.



а)



б)

Рис. 88. Вносимые потери ФВОТ на основе ПоНО на СЛ:
а – измерения; б – расчет.

Экспериментальная полоса пропускания составила 20 % при возвратных потерях более 10 дБ. При этом, управляемый фазовый сдвиг 425° с максимальным вносимым затуханием 3,6 дБ достигался при изменении емкости варикапа в диапазоне 0,35–3,2 пФ.

В [42] представлен ФВОТ с управляемым фазовым сдвигом 360° в С-диапазоне, использующий ПоНО на СЛ, исполненный на вертикально установленной планарной (VIP) вставке. Применение VIP-вставки в ПоНО позволяет избежать плохой работы коммерческих конденсаторов на высоких частотах, вызванной их большими допусками (рис. 89). Кроме того, можно получить фазовый сдвиг на полные 360° с помощью предлагаемых отражающих нагрузок (рис. 90). Для проверки был разработан, изготовлен и измерен

прототип. Благодаря структуре ПоНО для одновременного управления двумя отражающими нагрузками требуется только одна точка подачи смещения.

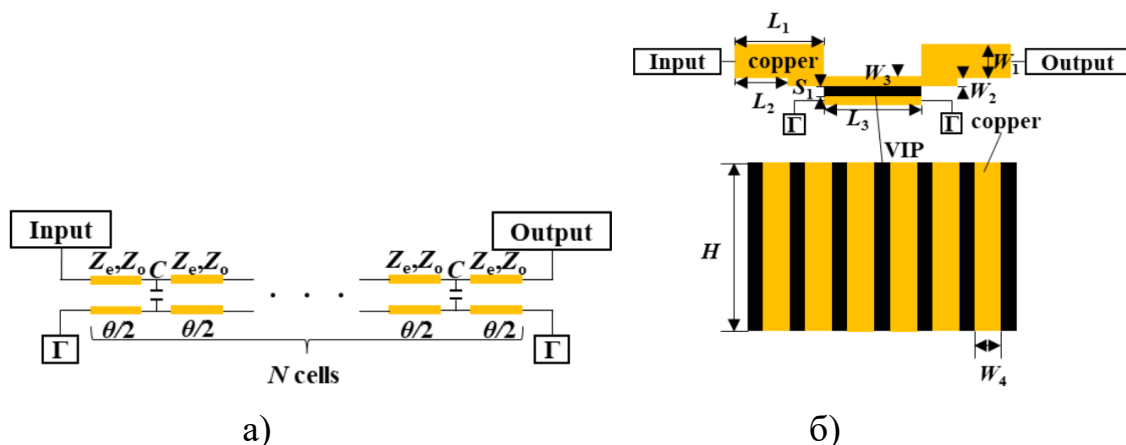


Рис. 89. Предложенный ФВОТ на основе ПоНО на СЛ с VIP-вставкой:
а – эквивалентная схема; б – топология.

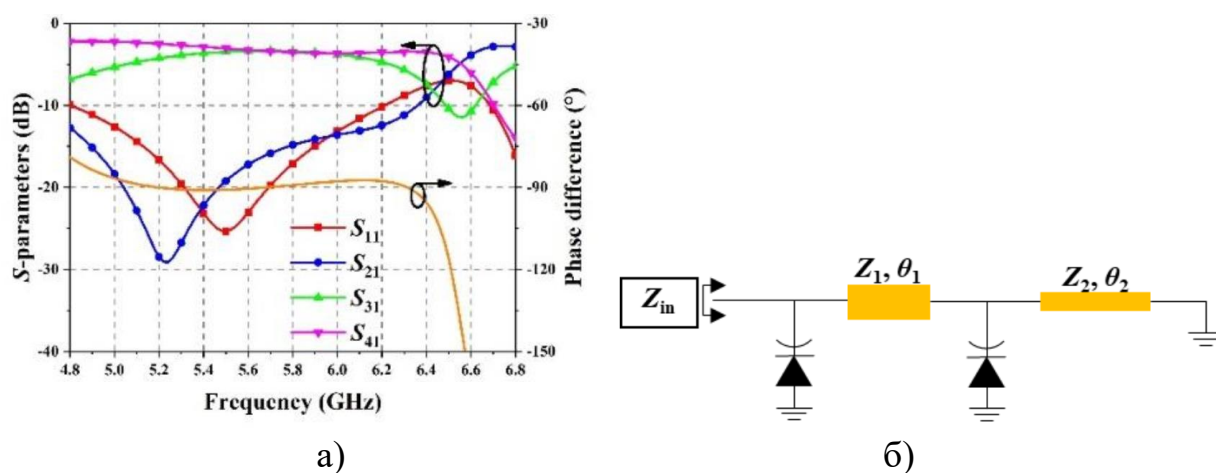
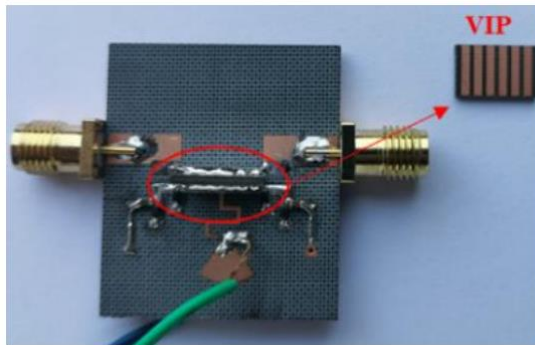


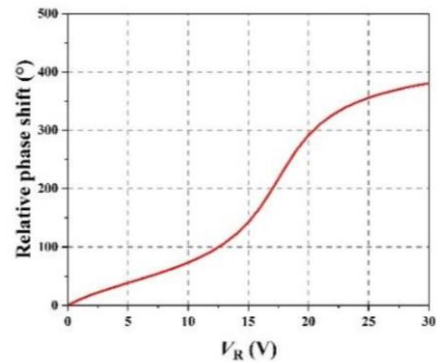
Рис. 90. Рассчитанные S-параметры и разность фаз ПоНО на СЛ с VIP-вставкой
(а); эквивалентная схема отражательной нагрузки (б).

По критерию амплитудного разбаланса < 1 дБ расчетная полоса рабочих частот ПоНО на СЛ составила 5,35–6,18 ГГц (14,4 %), а по критерию разности фаз $< 5^\circ$ достигла 4,95–6,39 ГГц (24,8 %). На рис. 91, а представлена фотография изготовленного ФВОТ с размерами 26×30 мм², в котором использовался ПоНО на СЛ и варикапы SMV1430-079LF от SKYWORKS с перестройкой емкости 0,31–1,24 пФ ($C_0 = 0,5$ пФ; $K_c = 4$), паразитной индуктивностью $L_s = 0,7$ нГн и сопротивлением $R_s = 3,15$ Ом. По расчетам максимальный фазовый сдвиг 390° достигается, когда $Z_1 = 90$ Ом, $\theta_1 = 56^\circ$, $Z_2 = 150$ Ом и $\theta_2 = 21^\circ$ при изменении емкости варикапов от 0,31 до 1,24 пФ. По результатам эксперимента (рис. 91, б и 92), при изменении управляющего напряжения 0–30 вольт ФВОТ на частоте

5,8 ГГц обеспечил управляемый фазовый сдвиг 380° , возвратные потери более 10 дБ и средние вносимые потери $4,8 \pm 3,1$ дБ ($FoM = 48^\circ/\text{дБ}$).

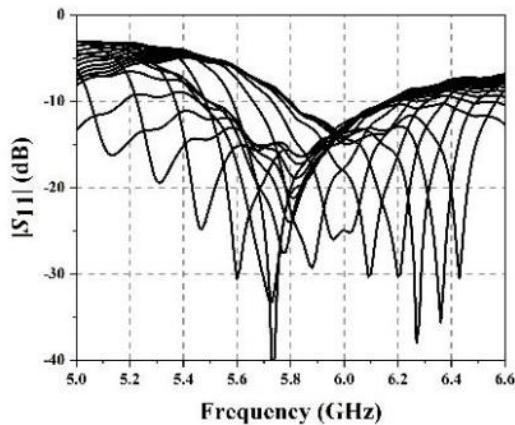


а)

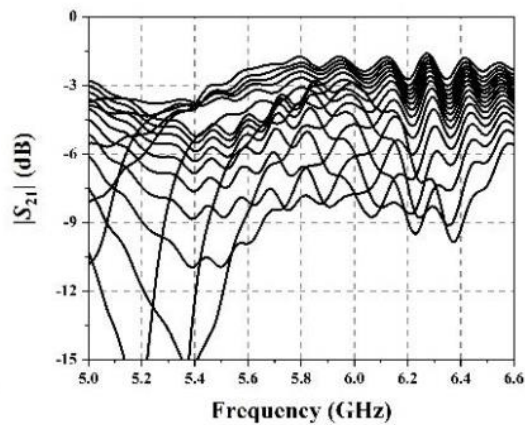


б)

Рис. 91. ФВОТ на основе ПоНО на СЛ с VIP-вставкой: а – фотография макета; б – измеренный управляемый фазовый сдвиг на частоте 5,8 ГГц в зависимости от напряжения обратного смещения V_R .



а)



б)

Рис. 92. ФВОТ на основе ПоНО на СЛ с VIP-вставкой: а – измеренные возвратные потери; б – вносимые потери.

К сожалению, из-за коммерческих варикапов, имеющих большое паразитное последовательное сопротивление (3,15 Ом), в этом ФВОТ на СЛ с VIP-вставкой вносимые потери также оказались весьма большими – 7,9 дБ на частоте 5,8 ГГц. Тем не менее, достижение управляемого фазового сдвига 380° делает возможным его применение в фазированных решетках С-диапазона (4–8 ГГц).

В [43] предложен аналоговый ФВОТ на основе ПоНО на СЛ с гальванической развязкой СВЧ-тракта и цепи управления (рис. 93). Такая схема ФВОТ здесь впервые была реализована в 10-ГГц диапазоне (X-band).

Конструкция ПоНО включает керамическую вертикально установленную планарную (VIP) вставку без традиционных шунтирующих конденсаторов (рис. 94).

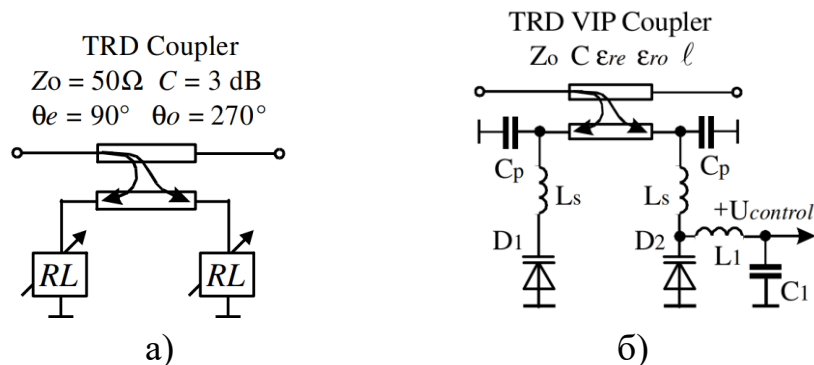


Рис. 93. Схемы аналогового ФВОТ на основе ПоНО на СЛ:
а – структурно-функциональная; б – принципиальная.

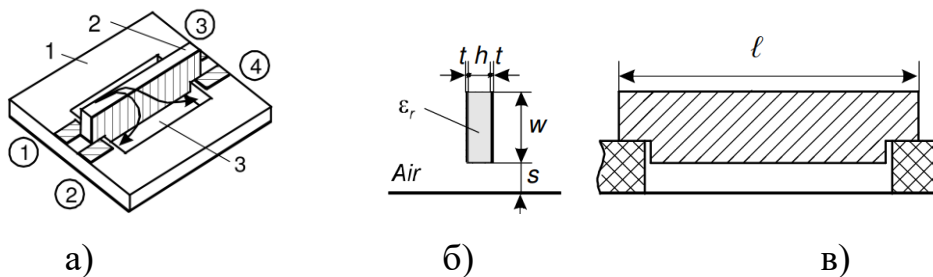


Рис. 94. Конструкция ПоНО на СЛ с керамической вертикальной вставкой:
а – общий вид; б – поперечное сечение; в – вид сбоку.

Был спроектирован и изготовлен макет предложенного аналогового ФВОТ на основе ПоНО на СЛ. Материал вертикальной вставки – керамика В20 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 20$ (ООО «Керамика», Санкт-Петербург, Россия) и следующими размерами: ширина $w = 0,8$ мм, толщина $h = 0,5$ мм, толщина проводников $t = 0,035$ мм, зазор между вертикальной вставкой и землей $s = 0,25$ мм; длина линий – 6,5 мм (см. рис. 94). Вставка монтировалась как обычный SMD-компонент в окно площадью 4×6 мм² горизонтальной подложки из ФЛАН-5 ($\epsilon_r = 5$) (ЗАО «Завод «Молдавизолит»», Тирасполь, ПМР) с габаритами $(12 \times 12 \times 0,5)$ мм³. Отражательные нагрузки (рис. 95) содержали варикапы АА631А (АО «НИИПП», Томск, Россия) в виде GaAs диодов с барьером Шоттки и параметрами: средняя емкость $C(U_R = 6 \text{ В}) = (0,4 \pm 0,1)$ пФ; коэффициент перекрытия по емкости $K_C = C_{\max}(U_R = 0 \text{ В}) / C_{\min}(U_R = 50 \text{ В}) = 2,8 \dots 3,3$; добротность $Q (f = 1 \text{ ГГц}) = 250 \dots 340$.

Варикапы смещались обратным напряжением $U_R = (0 \ 0,5 \ 1 \ 2 \ 4 \ 6 \ 8 \ 10 \ 12 \ 20 \ 40) \text{ В}$ при токе менее $0,01 \text{ мА}$. Размеры корпуса варикапа – $1,3 \text{ мм}$ (диаметр) на $1,2 \text{ мм}$ (высота). Макет аналогового ФВОТ (рис. 96) работал в диапазоне $9,5\text{--}11,5 \text{ ГГц}$ (20%) и обеспечивал плавную перестройку фазы $0\text{--}125^\circ$ со средними вносимыми потерями $2,25 \pm 0,75 \text{ дБ}$ и возвратными потерями более 12 дБ .

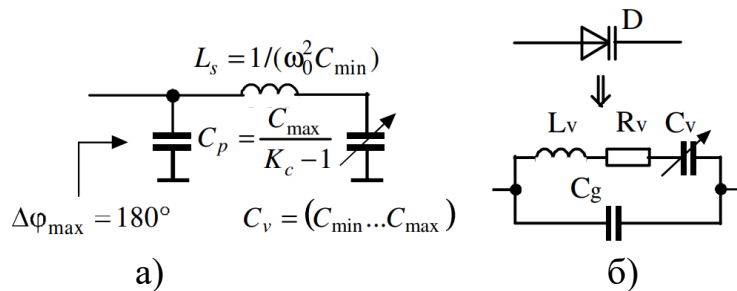


Рис. 95. Схема отражательной фазовращающей нагрузки (а), эквивалентная схема GaAs варикапа (б).

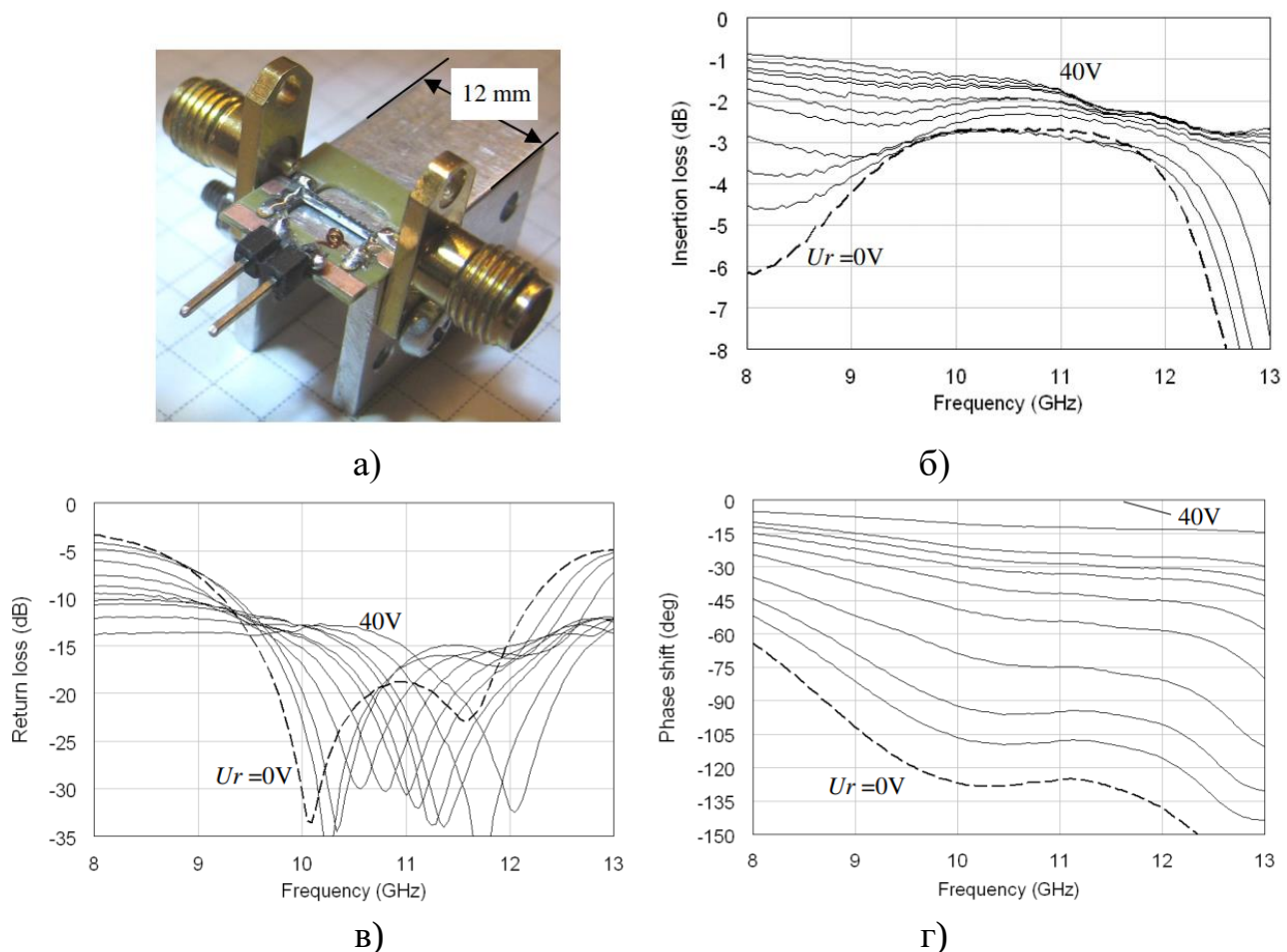


Рис. 96. Аналоговый ФВОТ на основе ПоНО на СЛ с керамической вертикальной вставкой: а – фотография макета; б – измеренные вносимые потери; в – возвратные потери; г – управляемый фазовый сдвиг в зависимости от частоты и управляющего напряжения.

Предложенный ФВОТ обеспечивает ряд преимуществ: простая конструкция (не требуется никаких перемычек, как в ответвителе Ланге), гальваническая развязка каналов СВЧ и управления, очень простая схема подачи смещения (с одной катушкой индуктивности).

14. Генератор с использованием ПоНО на СЛ

В [44] предложен квадратурный генератор, управляемый напряжением (КГУН – QVCO), реализованный с использованием ПоНО, полностью размещенными на полупроводниковом кристалле. Последние выполнены в виде СЛ с конденсаторами, использующими дополнительные межлинейные проводники с лицевой связью с плавающим потенциалом. Такие ПоНО на СЛ, характеризуясь гальванической развязкой входа и выходов, могут упростить соединения с активными цепями, устраняя ряд схем смещения вне кристалла. Поскольку квадратурные сигналы формируются 90° мостами, ядро генератора может быть оптимизировано для работы схемы без учета формирования квадратурных сигналов. Для проверки эффективности предлагаемой структуры был разработан QVCO Ka-диапазона, изготовленный по технологии КМОП 0,18 мкм. Результаты измерений показали, что квадратурные выходные сигналы QVCO имеют выходную мощность около -1,52 дБм с амплитудным разбалансом менее 1 дБ и разностью фаз менее 6° в диапазоне частот от 31,9 до 32,7 ГГц. Лучший измеренный фазовый шум QVCO составляет -110,6 дБн/Гц при отстройке от центральной частоты на 1 МГц. Показатель добротности генератора (Figure-of-Merit – FoM) составил 187,5 дБн/Гц (рис. 97–100).

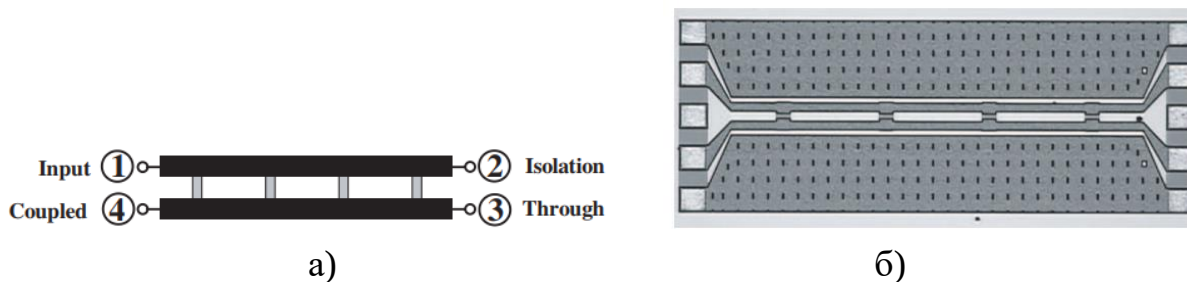


Рис. 97. Предложенный ПоНО на СЛ: а – схема; б – фотография чипа с размерами (включая контактные площадки) $1,1 \times 0,46$ мм.

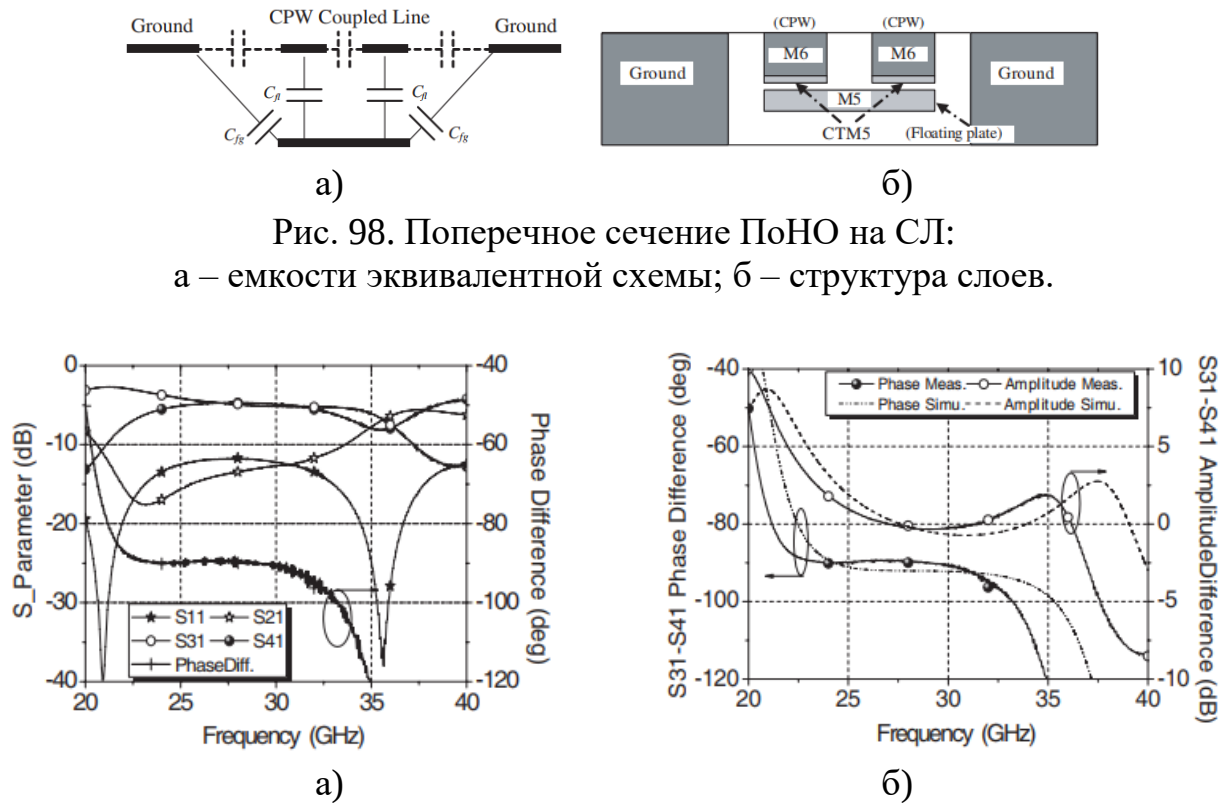


Рис. 98. Поперечное сечение ПоНО на СЛ:
а – емкости эквивалентной схемы; б – структура слоев.

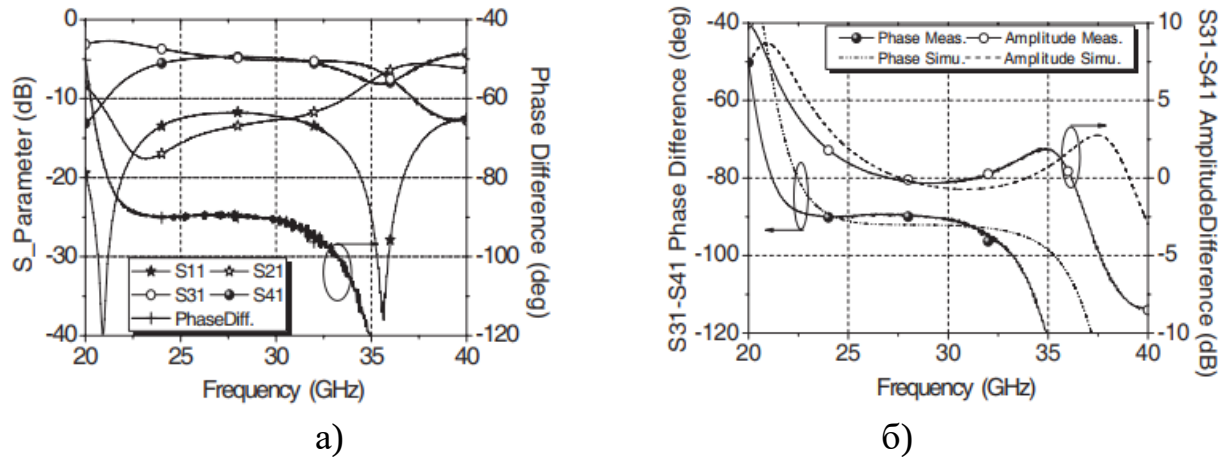


Рис. 99. ПоНО на СЛ: а – измеренные S-параметры и разность фаз;
б – сравнение рассчитанных и измеренных разбалансов фазы и амплитуды.

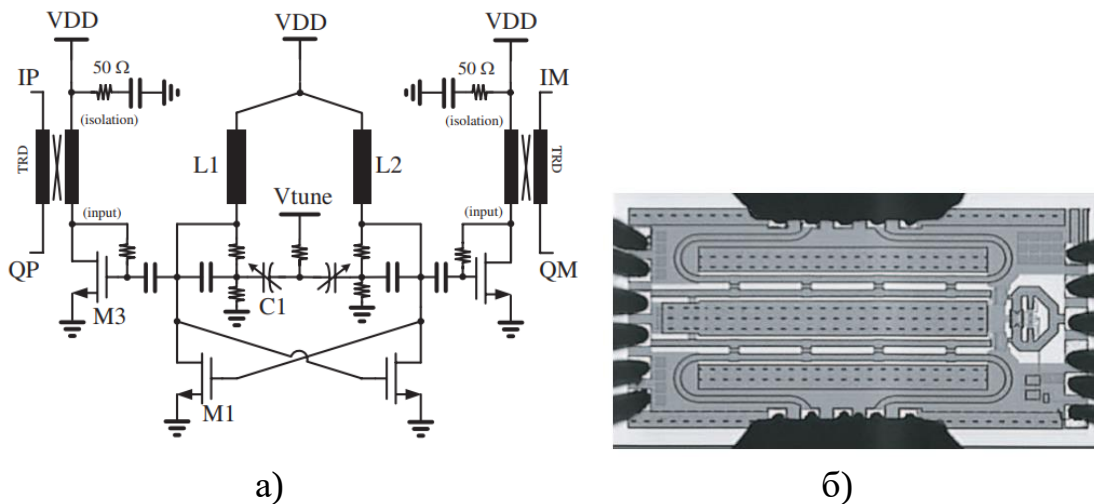


Рис. 100. Схема (а) и фотография (б) предложенного QVCO с использованием ПоНО на СЛ. Площадь микросхемы 1,39×0,68 мм.

На сегодняшний день, благодаря монокристаллической полупроводниковой 180-нм КМОП-технологии, это наиболее высокочастотная (33 ГГц) реализация ПоНО на СЛ.

Заключение

Большинство рассмотренных ПоНО и устройств на их основе реализованы в диапазоне частот 1–4 ГГц (L-, S-band) по технологии печатных плат, с использованием коммерчески доступных поверхностно-монтируемых конденсаторов (в основном от фирмы Murata), однако такой подход при переходе на более высокие частоты становится труднореализуем из-за больших габаритов дискретных SMD-конденсаторов. Найдено несколько решений этой проблемы, в том числе: а) выполнение межлинейных конденсаторов в виде конструктивных емкостей между микрополосковыми линиями, расположенными «на разных этажах» многослойной структуры СЛ [7] или с использованием вертикальной вставки [42]; б) введение дополнительного проводника с плавающим потенциалом, имеющим сильную лицевую связь с каждой из линий СЛ [44] (по К-МОП технологии достигнуто 33 ГГц); в) переход на полностью распределенные структуры как на симметричные СЛ с вертикальной вставкой [16]–[18], [25], [39], [42], [43] (по гибридно-пленочной технологии достигнуто 12 ГГц), так и на несимметричные горизонтально-ориентированные СЛДЭ, обладающие дополнительным свойством трансформации импеданса [20]–[24]. Последние СЛДЭ-структуры будут весьма эффективны при построении фазовращателей отражательного типа с увеличенным управляемым фазовым сдвигом.

Все рассмотренные ПоНО на СЛ являются квадратурными, имеют гальваническую развязку входа и выходных портов и в большинстве случаев могут заменить традиционные ПрНО (в основном, ответвители Ланге) и двушлейфные мосты в существующих устройствах, отличаясь малыми габаритами и достаточно широкой полосой рабочих частот (15–30 %). Применение ПоНО в разработках СВЧ устройств позволит улучшить их электрические характеристики, и вместе с тем приводит к новой схемотехнике и оригинальным конструкторско-технологическим решениям.

Наиболее значимые результаты текущих исследований и разработок ПоНО на СЛ и устройств на их основе, представленные в данном обзоре, получены

ведущими научными коллективами из Китая, Тайваня, России, Польши, Франции и др.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-29-00316, <https://rscf.ru/project/25-29-00316/>.

Литература

1. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – 2-е изд. – Сов. радио. – 1967. – 652с.
2. Останков А.В., Щетинин Н.Н. Микрополосковые направленные ответвители УВЧ и СВЧ диапазонов // Радиостроение, 2017. – №5. – С. 1–37.
3. Vogel R.W. Analysis and design of lumped- and lumped-distributed-element directional couplers for MIC and MMIC applications // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1992. – V. 40. – №. 2. – P. 253–262.
<https://doi.org/10.1109/22.120097>
4. Shie C.-I., Cheng J.-C., Chou S.-C. and Chiang Y.-C. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2009. – V. 57, No. 12. – P. 2981–2988,
<https://doi.org/10.1109/TMTT.2009.2034219>
5. Abdelnaby S., Freundorfer A., Antar Y. Lumped element model of a transdirectional coupled line coupler // 2018 18th Int. Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Waterloo, ON, Canada, 2018. – P. 1–2,
<https://doi.org/10.1109/ANTEM.2018.8572858>
6. Abdelnaby S. Lumped element transdirectional and codirectional coupler / Master's thesis, Queen's University Kingston, Ontario, Canada. – May 2018. – 77p.
7. Turalchuk P., Munina I., Vendik I., Ni J., Hong J. DC isolated directional coupler // 2014, 44-th Eur. Microwave Conf., Rome, Italy, 2014. – P. 93–95.
<https://doi.org/10.1109/EuMC.2014.6986377>

8. Liu H., Fang S., Wang Z., Zhou Y. Miniaturization of trans-directional coupled line couplers using series inductors // Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 46. – P. 171–177, 2014. <http://dx.doi.org/10.2528/PIERC13122201>
9. Liu H., Fang S., Wang Z., Shao T. Coupled line trans-directional coupler with improved power distribution and phase performance // 2017 IEEE Int. Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), Seoul, Korea (South), 2017. – P. 126–128. <https://doi.org/10.1109/RFIT.2017.8048224>
10. Пат. № 2658093 РФ. Способ построения компактных делителей мощности СВЧ сигналов / Темнов В.М., Тереханова В.Ю., АО ФНПЦ «Нижегородский НИИ радиотехники», заявка № 2017106567, заявл.: 27.02.2017, опубл.: 19.06.2018.
11. Liu H., Xun C., Fang S., Wang Z., Liu D. Coupled-line trans-directional coupler with arbitrary power divisions for equal complex termination impedances // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2019. – Vol.13. – Iss.1. – P.92–98. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2018.5432>
12. Liu H., Li X., Guo Y., Fang S., Wang Z. Design of filtering coupled-line trans-directional coupler with broadband bandpass response // Progress In Electromagnetics Research M, 2021. – Vol. 100. – P. 163–173. <http://dx.doi.org/10.2528/PIERM20110405>
13. Zhang Y., Wu Y., Wang W. Miniaturized filtering trans-directional coupler with enhanced input-reflectionless feature using two types of coupled multi-line sections // Int.J. RF Microwave Computer Aided Eng., 2022, 32(12). e23427. <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mmce.23427>
14. Cao Y., Gu X., Yin S., Hu X. Filtering coupler with tight coupling based on trans-directional coupler // Journal of Physics: Conf. Series, 2024/09/01 IOP Publishing <https://dx.doi.org/10.1088/1742-6596/2849/1/012023>

15. Zhang Y., Wu Y., Wang W., Yang Y., Ma L. Novel multifunctional dual-band coupled-line coupler with reuse of low-frequency trans-directional and high-frequency contra-directional functions // IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs, June 2021. – Vol. 68. – No. 6. – P. 1917–1921, <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.3042503>.
16. Пат. № 2585884 РФ. Транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной платой / Сычев А.Н., Стручков С.М., Путилов В.Н., Рудый Н.Ю., ТУСУР, заявка №2015108565, заявл.: 11.03.2015, опубл.: 10.06.2016.
17. Sychev A.N., Struchkov S.M., Putilov V.N, Rudyi N.Y. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit // 2015 Eur. Microwave Conf. (EuMC), Paris, France, 2015. – P. 283–286. <https://doi.org/10.1109/EuMC.2015.7345755>
18. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert // 25th Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2015). – 2015. – P. 6–12.
19. Сычев А.Н., Бондарь В.А., Жаров К.К., Анисимов В.В., Дагба К.Б.-Б., Степанюга А.И. Связанные линии с двойным экраном для СВЧ-мостов различного типа направленности с трансформирующими свойствами // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 13–25. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2020-23-3-13-25>
20. Sychev A.N., Bondar V.A., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I., Rudyi N.Y. Theory of doubly-shielded coupled lines for directional couplers of various directivity types with impedance transformation // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2023. – Vol. 71. – No. 5 – P. 2104–2117. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2022.3227310>
21. Пат. № 2835815 РФ. Квадратурный поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с трансформацией импеданса / Сычев А.Н., Рудый Н.Ю., Артищев С.А., Труфанова Н.С., ТУСУР, заявка № 2024125100, заявл.: 28.08.2024, опубл.: 04.03.2025.

22. Поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях с накладным керамическим бруском / А.Н. Сычев, С.А. Артищев, Н.С. Труфанова, Н.Ю. Рудый // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2024. – Т. 7, № 3. – С. 473–484.
23. Импеданс-трансформирующий поперечно-направленный ответвитель на связанных линиях на подвешенной подложке / А.Н. Сычев, С.А. Артищев, Н.С. Труфанова, Н.Ю. Рудый // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2025. – Т. 8, № 6. – С. 983–994.
24. Wincza K., Staszek K., Smolarz R., Gruszczynski S. Impedance-transforming transdirectional coupled-line directional couplers with maximum achievable transformation ratio // IEEE Access, 2024. – Vol. 12. – P. 93841–93847, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3424536>
25. Сычев А.Н., Стручков С.М., Рудый Н.Ю. Трехкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона // Доклады ТУСУР. – 2015. – №. 4 (38). – С. 12–16.
26. Li E.S., Kang C.-J. Properties of multisection transdirectional coupled-line couplers // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2018. – Vol.12. – Iss.7. – P. 1166–1174. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.0531>
27. Oraizi H., Siahkari M.J. Optimum design of multi-section asymmetrical transdirectional couplers with port impedance matching up to S-band frequency // Hindawi Int. Journal of Antennas and Propagation, vol. 2022, Article ID 4046706, 13 p., <https://doi.org/10.1155/2022/4046706>
28. Shie C.-I., Cheng J.-C., Chou S.-C., Chiang Y.-C., Design of a new type planar balun by using trans-directional couplers // IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 2012. – Vol. 60. –No. 3. – P. 471–476. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2176139>
29. Liu H., Fang S., Shao T., Wang Z. and Xun C. Trans-directional coupler based planar balun with improved bandwidth and output balance // 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Kyoto, Japan, 2018. – P. 282–284, <https://doi.org/10.23919/APMC.2018.8617241>

30. Jia X., Fang S.-J., Liu H., and Wang Z. Universal compensation method for trans-directional coupled-line based planar balun with connecting segment // Progress in Electromagnetics Research Letters, 2019, Vol. 83, pp. 91–97. <http://dx.doi.org/10.2528/PIERL19013003>
31. Jeannin L. et al. A versatile balun based on a power divider topology // 2024 54th Eur. Microwave Conf. (EuMC), Paris, France, 2024. – P. 3–6, <https://doi.org/10.23919/EuMC61614.2024.10732152>
32. Liu H., Fang S., Wang Z. and Fu S. Novel coupled line 180° hybrid with non-interspersed input and output ports // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2014, Vol. 62. – No. 11. – P. 2641–2649, <https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2356977>
33. Сычев А.Н. Кроссоверы СВЧ на связанных линиях с полной связью // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 124–127. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2017-20-3-124-127>
34. Liu H., Fang S., Wang Z. and Fu S. Design of arbitrary-phase-difference transdirectional coupler and its application to a flexible butler matrix // IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 2019. – Vol. 67. – No. 10. – P. 4175–4185. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2934440>
35. Liu H., Zhang H., Yu D., Zhao Z., Wang X. A miniaturized wideband symmetric 3x3 Nolen matrix with phase compensation technique // 2022 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC), Yokohama, Japan, 2022. – P. 755–757. <https://doi.org/10.23919/APMC55665.2022.9999792>
36. Liu H., Xun C., Fang S., Wang Z. Beamwidth-enhanced low-profile dual-band circular polarized patch antenna for CNSS applications // Hindawi Int. Journal of Antennas and Propagation. – Vol. 2019. – Article ID 7630815. – 13 p. <https://doi.org/10.1155/2019/7630815>
37. Liu H., Fang S., Wang Z., Trans-directional coupler with adjustable coupling coefficients and reconfigurable responses // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2017. – Vol. 11. – Iss. 10. – P. 1340–1346. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2016.0877>

38. Liu H., Guo Y., Wang Z., Fang S., Wang G. A class of coupled-line trans-directional coupler with independent or simultaneous tuned frequency, coupling coefficient and phase difference // AEU – Int. Journal of Electronics and Communications, 2020. – Vol. 120, <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153200>
39. Sychev A.N., Rudyi N.Y., Dobush I.M., Zharov K.K. A phase shifter based on trans-directional coupler with DC isolation of RF-path and control circuit // 2018 XIV Int. Scientific-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russia, 2018. – P. 380–383, <https://doi.org/10.1109/APEIE.2018.8545727>
40. Occello O., Tiague L., Margalef-Rovira M., Vincent L., Ndagijimana F., Ferrari P. High-performance compact reflection-type phase shifter operating at 2 GHz using a transdirectional coupler // 2020 50th Eur. Microwave Conf. (EuMC), Utrecht, Netherlands, 2021. – P.550–553.
41. Liu H., Wang X., Zhang T., Fang S.-J., Wang Z. Design of full-360° reflection-type phase shifter using trans-directional coupler with multi-resonance loads // Progress in Electromagnetics Research Letters, 2021. – Vol. 101. – P. 63–70.
42. Zhang T., Liu H., Wang X., Wang Y., Fang S. C-Band full-360° reflection-type phase shifter implemented by trans-directional coupler using vertically installed planar technique // 2022 IEEE 9th Int. Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), Chengdu, China, 2022. – P. 1–4.
43. Sychev A.N., Dobush I.M., Rudyi N.Y., Struchkov S.M. Analog phase shifter of X-band implemented with novel trans-directional coupled-line coupler // 2018, 48th Eur. Microwave Conf. (EuMC), Madrid, Spain, 2018. – P. 811–814. <https://doi.org/10.23919/EuMC.2018.8541796>
44. Shie C.-I., Cheng J.-C., Chou S.-C., Chiang Y.-C. Design of CMOS quadrature VCO using on-chip trans-directional couplers // Progress in Electromagnetics Research, 2010. – Vol. 106. – P. 91–106. <http://dx.doi.org/10.2528/PIER10053002>

Для цитирования:

Сычев А.Н., Артищев С.А., Труфанова Н.С., Рудый Н.Ю. Поперечно-направленные ответвители на связанных линиях и СВЧ устройства на их основе. Обзор // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.11.35>