

УДК 621.37

СУММАТОР ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ**И.В. Вершеня¹, В.П. Разинкин¹, В.А. Хрусталеv¹,
А.С. Митьков², П.Г. Богомолов¹**¹*Новосибирский государственный технический университет*²*ООО «Альфа Инструментс»*

В работе представлены результаты разработки и исследования частотных свойств широкополосного сумматора высокочастотных сигналов большой мощности. Сумматор предназначен для построения многоканальных ВЧ и СВЧ усилителей, используемых в передающих устройствах радиотехнических систем, телекоммуникаций, систем связи, цифрового эфирного телевидения, средств радиоэлектронной борьбы, а также в медицинской аппаратуре. В данной работе представлен двухвходовый сумматор, выполненный на основе трех коаксиальных или микрополосковых отрезков линий передачи с одинаковым волновым сопротивлением 50 Ом. При этом все три отрезка имеют длину меньше четверти длины волны, что существенно уменьшает массогабаритные показатели. Использование для построения сумматора коаксиальных или микрополосковых отрезков линий передачи с волновым сопротивлением 50 Ом обеспечивает работу сумматора на уровне входной мощности несколько кВт и существенно упрощает конструкцию. За счет введения в каждый отрезок линии передачи укорачивающих конденсаторов нейтрализовано влияние паразитной емкости мощного балластного резистора пленочного типа и достигнуто высокое качество согласования в полосе частот до 15 %. На основе рассмотренного сумматора могут быть реализованы многовходовые суммирующие СВЧ системы большой мощности.

Ключевые слова: сумматор, согласование, развязка, линия передачи, балластный резистор.

DOI: 10.17212/1727-2769-2025-2-5-17

Введение

В настоящее время СВЧ сумматоры и делители высокого уровня мощности широко применяются в радиопередающей и антенной технике для построения многоканальных усилительных структур и антенных решеток с управляемой диаграммой направленности. Двухканальные и многоканальные усилительные тракты позволяют многократно увеличить выходную мощность радиопередающих устройств. При этом снижаются требования к качеству согласования нагрузки или антенны за счет равномерного распределения отраженной мощности по всем усилительным каналам. Это обеспечивает сохранность усилителей мощности каждого канала при аварийном отключении нагрузки или при работе с недостаточно согласованной антенной. Следует отметить, что в сумматорах на

уровень выходной мощности несколько кВт качество согласования и уровень развязки между входами существенно снижается за счет значительной величины паразитной емкости мощных балластных резисторов сосредоточенного или планарного типа, которая обычно имеет значение $2 \dots 10$ пФ [1–5]. Поэтому разработка и исследование широкополосных сумматоров высокочастотных колебаний большой мощности с высоким качеством согласования является актуальной и практически значимой задачей. В данной работе предложен новый подход к построению сумматора, заключающийся в использовании двух трансформаторов сопротивления. Сначала входное сопротивление по каждому из входов трансформируется в более низкое значение с помощью входных отрезков линий передачи, содержащих укорачивающие конденсаторы, а затем после объединения сигналов в общей точке сопротивление повышается и доводится с помощью третьего выходного отрезка линии передачи с укорачивающими конденсаторами до номинального значения. С помощью данного подхода решена задача компенсации влияния значительной паразитной емкости мощного балластного резистора, установленного между входами сумматора. При этом укорачивание трансформирующих отрезков с помощью конденсаторов выбрано таким образом, что все они имеют одинаковое волновое сопротивление 50 Ом.

1. Постановка задачи

В известных схемотехнических решениях для построения сумматоров мощности высокочастотных колебаний применяют четвертьволновые трансформирующие отрезки линий передачи с волновым сопротивлением в $70 \dots 75$ Ом при входном и выходном сопротивлениях $R = 50$ Ом [2, 3]. Отрезки линии передачи с волновым сопротивлением $70 \dots 75$ Ом осуществляют повышающую трансформацию входного сопротивления каждого канала от 50 до 100 Ом. После объединения сигналов результирующее выходное сопротивление становится опять равным 50 Ом. Номинальное значение входного сопротивления по каждому каналу обеспечивает балластный резистор, сопротивление которого равно $2R = 100$ Ом. Следует отметить, что значение волнового сопротивления отрезков линий передачи $70 \dots 75$ Ом не всегда удобно в конструктивном отношении. Более приемлемым вариантом является использование отрезков линий передачи 50 Ом в коаксиальном и микрополосковом исполнении. Как показывает практика, волновое сопротивление 50 Ом обеспечивает минимальные прямые потери в линиях передачи, что позволяет работать с уровнем входной мощности 1000 Вт и более. Поэтому данное значение волнового сопротивления является предпочтительным для построения мощных сумматоров. Следует отметить, что при работе на больших мощностях требуется высокое качество согласования как по входам, так и по выходу сумматора. При этом очевидно, что чем выше мощность входных сигналов, тем более мощным должен быть балластный резистор. Мощные балластные резисторы имеют большую паразитную емкость, что приводит к ухудшению согласования по всем портам сумматора. Также паразитная

емкость балластного резистора существенно ухудшает развязку между входами. Анализ имеющейся научно-технической литературы показывает, что в настоящее время недостаточно разработаны и исследованы методы устранения влияния паразитной емкости мощного балластного резистора, включенного между ходами сумматора. Отмеченные особенности позволяют сформулировать задачу данной работы следующим образом. Усовершенствовать схему известного сумматора, выполненного на основе укороченного кольца длиной $0,5\lambda$ с волновым сопротивлением четвертьволновых отрезков в $\sqrt{2}$ раз больше входного сопротивления и обеспечить использование отрезков линий передачи с одинаковым волновым сопротивлением, равным 50 Ом. Для этого в исходной схеме сумматора первый и второй трансформатор предложено сделать понижающими и дополнительно ввести третий повышающий трансформатор. Предложенное схемотехническое решение позволило многократно повысить допустимый уровень мощности входных сигналов

2. Теория

В качестве исходной структуры для последующего усовершенствования воспользуемся описанной выше известной схемой сумматора, которая содержит два повышающих трансформирующих четвертьволновых отрезка линий передачи с волновым сопротивлением $50 \cdot \sqrt{2}$ Ом. Между входами сумматора включен мощный балластный резистор 100 Ом планарного типа, выполненный на основе бериллиевой керамики, на которую нанесена резистивная пленка из нихрома. Общая паразитная емкость балластного резистора составляет 60 пФ. На рис. 1 сплошной линией показана частотная зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) по входу данного сумматора, с центральной частотой рабочего диапазона $f_0 = 27$ МГц. На этом же рисунке пунктирной линией показана частотная зависимость КСВ для сумматора с идеальным балластным резистором, имеющим нулевую паразитную емкость.

Как следует из рассмотрения графиков рис. 1, паразитная емкость 60 пФ значительно ухудшает качество согласования во всей полосе рабочих частот. Результаты компьютерного моделирования частотных свойств сумматора показали, что развязку между его первым и вторым входом в первом приближении можно оценить по приближенному соотношению $|S_{12}(f)| \approx 0,5|S_{11}(f)|$, из которого следует, что за счет влияния паразитной емкости развязка между входами уменьшается до 20 дБ, что недопустимо при работе на высоком уровне мощности.

Для улучшения согласования и увеличения развязки между входами предложена модифицированная схема сумматора на два входа, показанная на рис. 2. Как видно из анализа параметров схемы рис. 2, она содержит три трансформирующих отрезка линии передачи, которые имеют электрическую длину меньше 90° и к ним подключены укорачивающие конденсаторы. При этом волновое сопротивление всех трех отрезков равно 50 Ом.

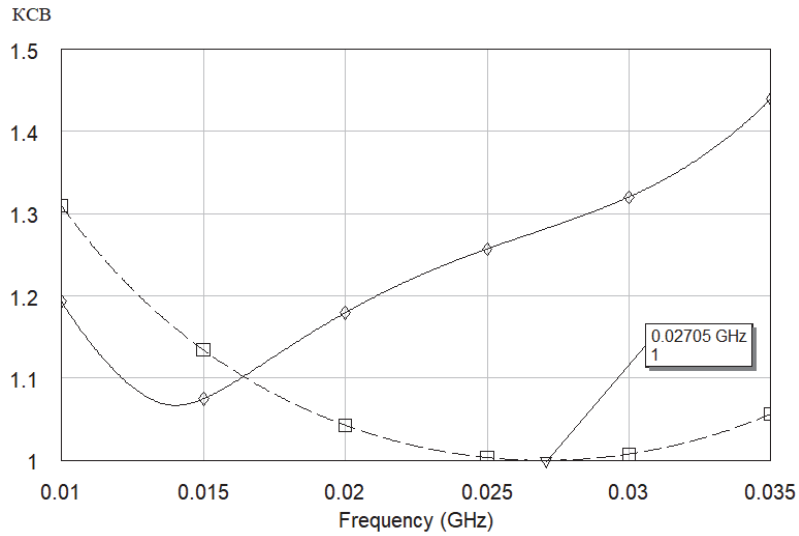


Рис. 1 – Частотная зависимость КСВ сумматора с паразитной емкостью балластного резистора 60 пФ

Fig. 1 – Frequency dependence of the SWR of an adder with a parasitic capacity of a ballast resistor of 60 pF

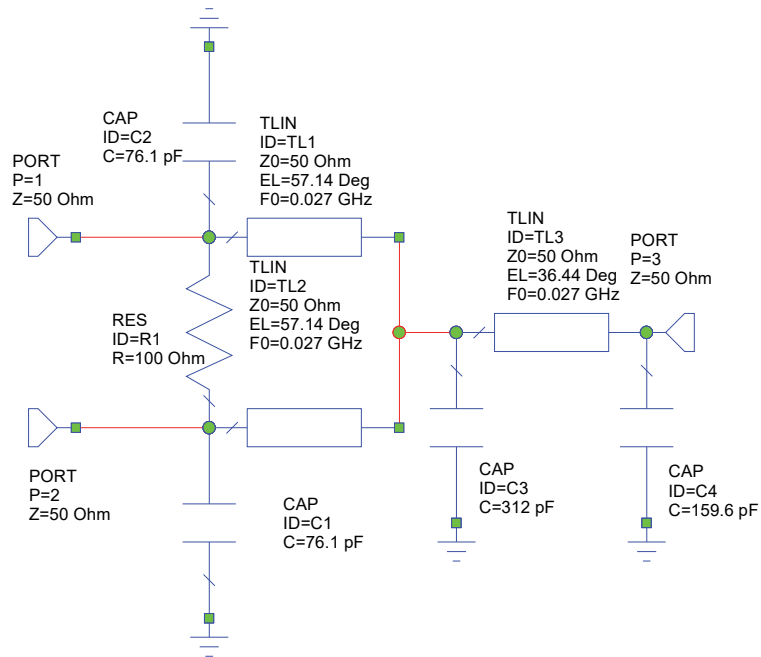


Рис. 2 – Схема модифицированного сумматора со значением укорачивающих емкостей для первого и второго трансформирующего отрезка 76,1 пФ

Fig. 2 – The scheme of the modified adder with the value of shortening capacities for the first and second transforming segment is 76,1 pF

Физическая сущность предлагаемой идеи построения сумматора высокочастотных сигналов заключается в применении метода двойной трансформации волнового сопротивления тракта до и после объединения сигналов. В качестве трансформаторов предложено использовать четвертьволновые отрезки линии передачи, укороченные емкостями [5–7]. При этом укорачивание сделано таким образом, что волновое сопротивление всех отрезков одинаково и равно 50 Ом. Отметим, что волновое сопротивление 50 Ом имеет хорошую физическую реализуемость в коаксиальном и микрополосковом исполнении. Кроме того, использование коаксиальных кабелей 50 Ом общепризнано в современной СВЧ технике и измерительном оборудовании. Следует также принять во внимание и то, что для повышения технологичности изготовления сумматора укорачивающие емкости в дециметровом и сантиметровом диапазоне могут быть реализованы в виде разомкнутых шлейфов с волновым сопротивлением 50 Ом. Электрическая длина разомкнутых отрезков θ рассчитывается по соотношению $\theta = \text{arctg}(1/2\pi f_0 RC)$, где C – значение укорачивающей емкости.

При расчете параметров элементов схемы рис. 2 была использована П-образная эквивалентная схема замещения отрезка линии передачи, которая содержит в продольной ветви реактивный элемент, импеданс которого определяется соотношением $j\rho \sin \theta$. Поперечные ветви данной эквивалентной схемы содержат проводимости $\frac{j}{\rho} \text{tg}(\theta/2)$. В приведенных соотношениях приняты обозначения: ρ – волновое сопротивление отрезка линии передачи; θ – электрическая длина отрезка линии передачи; $j = \sqrt{-1}$.

На первом этапе расчета параметров исследуемого сумматора (до использования укорачивающих емкостей) электрическая длина всех трех трансформирующих отрезков линий передачи принимается одинаковой и равной $\theta = 90^\circ$.

Далее выбирается коэффициент укорачивания первого и второго отрезков линии передачи K в пределах $0,125 < K < 0,25$. После чего определяется расчетное значение волнового сопротивления первого и второго отрезков линий передачи ρ'_1 и ρ'_2 до укорачивания по соотношению

$$\rho'_{1(2)} = R \sin(2\pi K).$$

Для схемы рис. 2 в работе было получено следующее соотношение для расчета нормированного значения укорачивающих емкостей первого и второго отрезков линий передачи:

$$A_{1(2)} = R / \rho'_{1(2)} - \text{tg} \frac{\theta_{1(2)}}{2}, \quad (1)$$

где $A_{1(2)} = 2\pi f_0 R C_{1(2)}$ – значение нормированных укорачивающих емкостей первого C_1 и второго C_2 отрезков линии передачи; $\rho'_{1(2)}$ – волновое сопротивление (расчетное значение) первого и второго отрезков линии передачи до укорачивания; $\theta_{1(2)} = \arcsin(\rho'_{1(2)} / R) = 2\pi K$ – электрическая длина первого и второго укороченных отрезков линии передачи.

Нормированное значение укорачивающих емкостей для третьего отрезка C_3 определяются по формуле

$$A_3 = R / \rho'_3 - \operatorname{tg} \frac{\theta_3}{2}, \quad (2)$$

где $A_3 = 2\pi f_0 R C_3$ – нормированная укорачивающая емкость для третьего отрезка линии передачи, включенного на выходе сумматора; $\rho'_3 = \rho'_1 / \sqrt{2}$ – волновое сопротивление (расчетное значение) третьего отрезка линии передачи до укорачивания; $\theta_3 = \arcsin(\rho'_3 / R) = \arcsin\left(\frac{\rho'_1}{\sqrt{2}R}\right)$ – электрическая длина третьего укороченного отрезка линии передачи.

Следует отметить, что значение коэффициента укорачивания $K = 0,25$ соответствует отсутствию укорачивания, т. е. все трансформирующие отрезки являются четвертьволновыми, при этом очевидно, что значения укорачивающих емкостей равны 0. В этом случае фактическое волновое сопротивление третьего трансформирующего отрезка линии передачи равно расчетному значению $\rho'_3 = \sqrt{\rho'_1 \cdot \rho'_2 / 2} = 35,35$ Ом. При выборе $K < 0,125$ заметно уменьшается полоса рабочих частот сумматора, но в этом случае увеличиваются значения укорачивающих емкостей, что позволяет работать на более высоком уровне мощности.

Например, при выборе коэффициента укорачивания $K = 0,159$ и $R = 50$ Ом расчетные значения волнового сопротивления первого и второго отрезка равны $\rho'_1 = \rho'_2 = 42$ Ом. В точке соединения первого и второго отрезка линии передачи волновое сопротивление всего тракта после первой трансформации для данного примера становится равным $R_1 = 0,5\rho'^2_1 / R = 17,64$ Ом. Третий отрезок линии передачи осуществляет вторую трансформацию (уже повышающую) от значения R_1 до номинального сопротивления нагрузки R . Тогда расчетное волновое сопротивление третьего отрезка линии передачи до укорачивания соответственно равно $\rho'_3 = \sqrt{R_1 \cdot R} = \sqrt{0,5\rho'^2_1} = 29,70$ Ом. Напомним, что при использовании укорачивания значения ρ'_1 , ρ'_2 и ρ'_3 являются расчетными величинами, используемыми для определения значений укорачивающих емкостей. После описанного выше укорачивания по соотношениям (1) и (2) фактическое волновое сопротивление всех трансформирующих отрезков линий передачи равно 50 Ом.

Таким образом, расчеты по соотношениям (1) и (2) для выбранных выше значений $\rho_1 = 42$ Ом, $\rho_2 = 42$ Ом дают следующие значения для укорачивающих емкостей: $C_1 = C_2 = 76,1$ пФ; $C_3 = 159,6$ пФ ($A_1 = A_2 = 2\pi f_0 RC_{1(2)} = 0,646$; $A_3 = 2\pi f_0 RC_3 = 1,354$).

В соответствии со схемой рис. 2 емкость C_4 определяется очевидным соотношением

$$C_4 = 2C_1 + C_3. \quad (3)$$

Как следует из анализа параметров схемы сумматора рис. 2, первые два трансформирующих отрезка, понижающие волновое сопротивление входных каналов, имеют укорачивающие емкости 76,1 пФ. В качестве укорачивающих емкостей C_1 и C_2 можно использовать полностью или частично паразитную емкость балластного резистора планарного типа. Тогда общая максимальная паразитная емкость балластного резистора может быть равна 152,2 пФ. Такое максимально допустимое значение паразитной емкости позволяет реализовать балластную нагрузку в метровом и дециметровом диапазоне длин волн на несколько кВт за счет последовательно-параллельного соединения большого числа резисторов меньшей мощности.

Использование укорачивающих емкостей для первого и второго отрезка линий передачи, входящих в состав схемы рис. 2, привело к сокращению их длины в 1,5 раза по сравнению с исходной схемой сумматора, содержащего четвертьволновые отрезки линии передачи. При увеличении рабочей частоты пропорционально будут уменьшаться укорачивающие емкости. Например, на частоте 270 МГц значение укорачивающей емкости уменьшится в 10 раз и будет равно 7,6 пФ. Современный планарный пленочный резистор с паразитной емкостью $7,6 \cdot 2 = 15,2$ пФ может рассеивать мощность порядка 500 Вт при его установке на радиатор с воздушным охлаждением. На частоте 2700 МГц укорачивающая емкость равна 0,76 пФ, а паразитная емкость планарного пленочного резистора, равная $0,761 \cdot 2 = 1,52$ пФ, уже соответствует рассеиваемой мощности порядка 100 Вт.

Результаты расчета укорачивающих емкостей и электрической длины при различных значениях $\rho'_{1(2)}$ для центральной частоты рабочего диапазона 27 МГц представлены в таблице.

Параметры сумматора при различных значениях волнового сопротивления первого и второго трансформирующих отрезков

$\rho_{1(2)}$, Ом	$A_{1(2)}$	A_3	$C_{1(2)}$, пФ	C_3 , пФ	$\theta_{1(2)}$, град	θ_3 , град.
42	0,646	1,354	76,1	159,7	57,14	36,44
43	0,593	1,306	69,9	153,9	59,32	37,45
44	0,540	1,258	63,6	148,3	61,64	38,48
45	0,484	1,212	57,1	142,9	64,16	39,52
46	0,450	1,167	50,2	137,6	66,92	40,58
47	0,363	1,124	42,8	132,5	70,05	41,66
48	0,292	1,113	34,4	131,2	73,74	42,75
49	0,203	1,040	23,9	122,7	78,52	43,86
50	0,000	1,000	0,0	117,9	90,00	45,00

Как видно из анализа данных, представленных в таблице, с приближением расчетных значений волнового сопротивления первого и θ_3 второго отрезка линий передачи $\rho'_{1(2)}$ к значению 50 Ом укорачивающие нормированные емкости $A_{1(2)}$ стремятся к 0. В этом предельном случае должен использоваться идеальный балластный резистор с нулевой паразитной емкостью. Значения емкостей $C_{1(2)}$, приведенные в таблице, соответствуют половине паразитной емкости балластного резистора.

При значениях нормированных укорачивающих емкостей $A_{1(2)} \leq 0,1$ можно воспользоваться приближенными формулами. В этом случае первые два отрезка имеют длину меньше четверти длины волны, а длина третьего отрезка линии передачи примерно равна $1/8$ длины волны. Кроме того, в месте соединения первого и второго отрезка линии передачи и на выходе сумматора включены конденсаторы. Емкости этих конденсаторов определяется следующими соотношениями:

$$C_3 \approx \frac{1}{2\pi f_0 R}, \quad (4)$$

$$C_2 \approx C_p + C_1, \quad (5)$$

где C_p – результирующая паразитная емкость балластного резистора.

В рассматриваемом случае для обеспечения высокого качества согласования электрическая длина первого и второго отрезка линии передачи $\theta_{1(2)}$ выбирается из условия резонанса при коротком замыкании одного из входных отрезков и подключении на его конце конденсатора с емкостью $0,5C_p$:

$$\theta_{1(2)} = \arctg \left(\frac{1}{\pi f_0 R C_p} \right). \quad (6)$$

Отметим, что соотношения (4)–(6) получены с помощью метода четного и нечетного возбуждения для симметричных СВЧ устройств.

3. Результаты экспериментов

На рис. 3 приведена частотная зависимость КСВ по одному из входов (сплошная кривая) и выходу (пунктирная кривая) модифицированного сумматора, схема которого представлена на рис. 2. На рис. 4 показана частотная зависимость развязки между входами данного сумматора.

4. Обсуждение результатов

Из рассмотрения полученных графиков рис. 3 и рис. 4 видно, что на центральной частоте рабочего диапазона по обоим входам и выходу сумматора получено высокое качество согласования и практически идеальная развязка между входами. При этом полоса рабочих частот по уровню

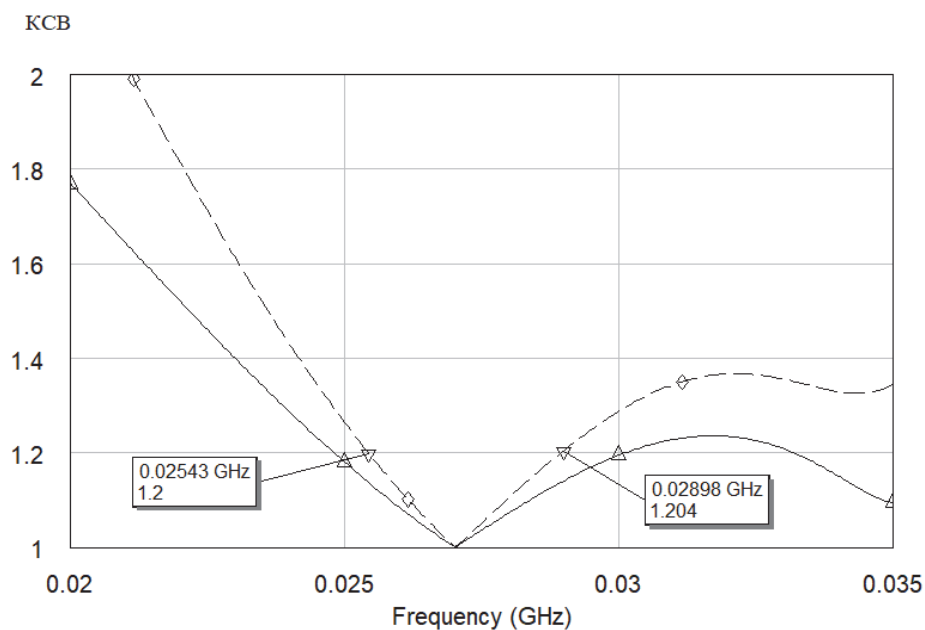


Рис. 3 – Частотная зависимость КСВ по входу и выходу модифицированного сумматора

Fig. 3 – Frequency dependence of the SWR on the input and output of the modified adder

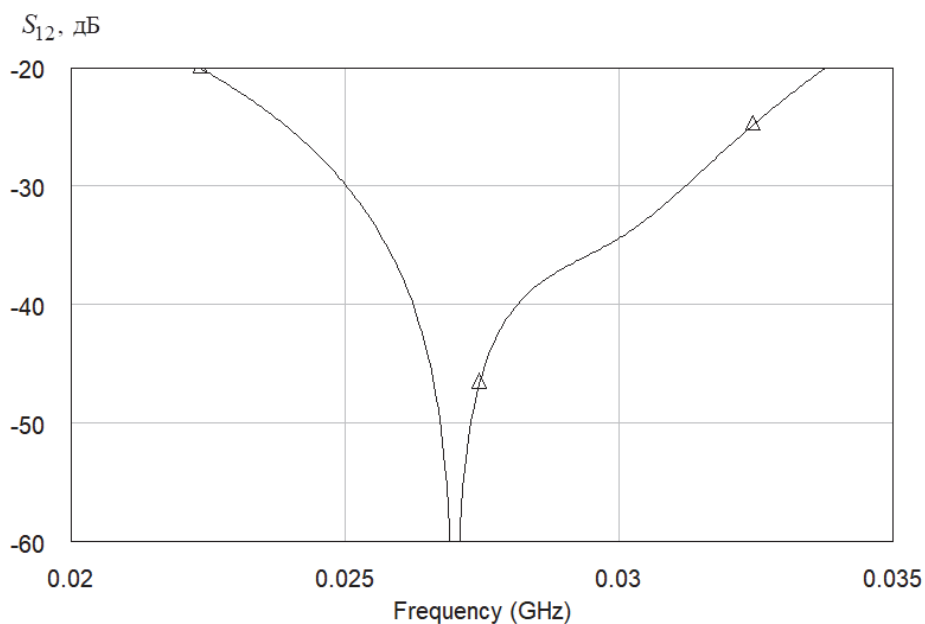


Рис. 4 – Развязка между входами модифицированного сумматора

Fig. 4 – Decoupling between the inputs of the modified adder

КСВ = 1,2 составляет 10 %, при развязке порядка 30 дБ. Проведенные расчеты также показали, что с увеличением коэффициента укорачивания K и, соответственно, расчетного параметра $\rho_{1(2)}$ полоса рабочих частот расширяется до 15 %. Но в этом случае будут уменьшаться значения укорачивающих емкостей $C_{1(2)}$, которые замещаются паразитной емкостью балластного резистора. Это приведет к соответствующему уменьшению допустимого уровня входной СВЧ мощности, поскольку рассеиваемая балластным резистором мощность пропорциональна его площади и, соответственно, его паразитной емкости.

5. Выводы и заключение

На основании вышеизложенного материала, можно сделать следующие выводы.

1. Предложенный метод компенсации влияния паразитных емкостей мощных балластных резисторов планарного типа обеспечивает уровень суммируемых мощностей до нескольких кВт в метровом и дециметровом диапазоне.

2. В разработанном СВЧ сумматоре использовано три трансформирующих укороченных отрезка линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, что позволяет использовать любые стандартные линии передачи, рассчитанные на большую мощность.

3. Полоса рабочих частот в исследованном устройстве уменьшилась незначительно по сравнению с маломощным прототипом.

4. Рассмотренный сумматор высокочастотных сигналов обладает существенными преимуществами в конструктивном и технологическом отношении по сравнению с известными аналогами и может использоваться в диапазоне частот от 20 МГц до 40 ГГц.

Таким образом, в данной работе решена актуальная задача по разработке и исследованию частотных свойств СВЧ сумматора высокого уровня мощности, в котором обеспечивается высокое качество согласования и малые прямые потери. Предложенное схемотехническое и конструктивное решение позволяет реализовать двухканальные и многоканальные суммирующие системы для мощных радиопередающих устройств СВЧ диапазона как в коаксиальном, так и в микрополосковом исполнении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Печурин В.А., Петров А.С. Делители-сумматоры мощности СВЧ диапазона // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010. – № 2. – С. 5–42.
2. Петров А.С., Печурин В.А. Расширение полосы частот кольцевых делителей-сумматоров мощности с помощью согласующих цепей // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55, № 3. – С. 312–323.
3. Кокотов А.И., Бабак Л.И. Схемы сложения мощности для монолитных интегральных СВЧ усилителей // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2-2 (24). – С. 24–30.
4. Компактный СВЧ делитель мощности с развязкой между входами / В.Г. Алыбин, С.А. Зарапин, С.А. Яхутин, С.В. Авраменко // Ракетно-космическое при-

- боростроение и информационные системы. – 2018. – Т. 5, № 2. – С. 34–39. – DOI: 10.30894/issn2409-0239.2018.5.2.34.39.
5. Теоретическое и экспериментальное исследование делителя мощности на симметричной полосковой линии / В.В. Демшевский, А.А. Цитович, М.С. Левашов, Д.В. Багно, А.Е. Зайкин, Е.В. Ильин // *Электроника и микроэлектроника СВЧ*. – 2019. – Т. 1. – С. 249–253.
 6. Патент № 2805010 Российская Федерация, H01 P 5/16. Делитель высокочастотного сигнала: опубл. 10.10.2023, Бюл. № 28 / Белавская С.В., Вершеня И.В., Лисицына Л.И., Разинкин В.П., Хрусталеv В.А.
 7. Патент № 28228581 Российская Федерация, H01 P 1/16. Сумматор высокочастотных сигналов: опубл. 15.07.2024, Бюл. № 20 / Белавская С.В., Вершеня И.В., Лисицына Л.И., Разинкин В.П., Хрусталеv В.А.

HIGH FREQUENCY SIGNAL ADDER

**Vershenya I.W.¹, Razinkin V.P.¹, Khrustalev V.A.¹,
Mitkov A.S.², Bogomolov P.G.²**

¹*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

²*LLC «Alfa-instruments», Novosibirsk, Russia*

The paper presents the results of the development and investigation of the frequency properties of a wide-band adder of high-power high-frequency signals. The adder is intended for the construction of multichannel RF and microwave amplifiers used in transmitting de-vices of radio engineering systems, telecommunications, communication systems, digital terrestrial television broadcasting, electronic warfare equipment, as an equivalent antenna, as well as in medical equipment. This paper presents a two-input adder based on three co-axial or microstrip transmission line segments with the same 50 ohm impedance. At the same time, all three segments have a length of less than a quarter of the wavelength, which significantly reduces the weight and size indicators. The use of coaxial or microstrip transmission line segments with a wave resistance of 50 ohms to build the adder ensures the operation of the adder at an input power level of several kW and significantly simplifies the design. By introducing shortening capacitors into each segment of the transmission line, the effect of the parasitic capacitance of a powerful film-type ballast resistor is neutralized and high-quality matching in the frequency band of up to 15% is achieved. Based on the considered adder, high-power multi-input summing microwave systems can be implemented.

Keywords: adder, matching, decoupling, transmission line, ballast resistor.

DOI: 10.17212/1727-2769-2025-2-5-17

REFERENCES

1. Pechurin V.A., Petrov A.S. Deliteli-summatory moshchnosti SVCh diapazona [Microwave power divider/combiners]. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*, 2010, no. 2, pp. 5–42.
2. Petrov A.S., Pechurin V.A. Rasshirenie polosy chastot kol'tsevykh delitelei-summatorov moshchnosti s pomoshch'yu soglasuyushchikh tsepei [Hybrid-ring power divider/combiner bandwidth enhancement by matching networks]. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*, 2010, vol. 55, no. 3, pp. 312–323. (In Russian).

3. Kokolov A.I., Babak L.I. Skhemy slozheniya moshchnosti dlya monolitnykh integral'nykh SVCh usilitelei [Power combining Circuits for MMIC Amplifiers]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki = Proceedings of TUSUR University*, 2011, no. 2-2 (24), pp. 24–30.
4. Alybin V.G., Zarapin S.A., Yakhtin S.A., Avramenko S.V. Kompaktnyi SVCh delitel' moshchnosti s razvyazkoi mezhdu vkhodami [Compact UHF power divider with decoupling between the inputs]. *Raketno-kosmicheskoe priborostroenie i informatsionnye sistemy = Rocket-Space Device Engineering and Information Systems*, 2018, vol. 5, no. 2, pp. 34–39. (In Russian).
5. Demshevsky V.V., Cytovich A.A., Levashov M.S., Bagno D.V., Zaikin A.E., Ilyin E.V. Teoreticheskoe i eksperimental'noe issledovanie delitelya moshchnosti na simmetrichnoi poloskovoi linii [Theoretical and experimental study of a power divider on a symmetrical strip line]. *Elektronika i mikroelektronika SVCh = Microwave Electronics and Microelectronics*, 2019, vol. 1, pp. 249–253.
6. Belavskaya S.V., Vershenya I.V., Lisitsyna L.I., Razinkin V.P., Khrustalev V.A. Delitel' vysokochastotnogo signala [The divider of the high-frequency signal]. Patent RF, no. 2805010, 2023.
7. Belavskaya S.V., Vershenya I.V., Lisitsyna L.I., Razinkin V.P., Khrustalev V.A. Summator vysokochastotnykh signalov [A high-frequency signal adder]. Patent RF, no. 28228581, 2024.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Вершеня Илья Вадимович – аспирант кафедры электронных приборов Новосибирского государственного технического университета. Проводит научные исследования в области разработки СВЧ устройств для физических установок различного назначения. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: vershenya99@mail.ru).

Vershenya Ilya Vadimovich – PhD student at the Department of Electronic Devices, Novosibirsk State Technical University. Conducts scientific research in the field of development of microwave devices for physical installations for various purposes. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vershenya99@mail.ru).



Разинкин Владимир Павлович – д-р техн. наук, профессор, преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного университета. Основное направление научных исследований – широкополосные СВЧ устройства высокого уровня мощности. Имеет 160 научных работ, 38 патентов и 5 монографий. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: razinkin@corp.nstu.ru).

Razinkin Vladimir Pavlovich – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Lecturer at the Department of Theoretical Foundations of Radio Engineering at Novosibirsk State University. The main area of scientific research is broadband microwave devices of high power level. He has 160 scientific papers, 38 patents and 5 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: razinkin@corp.nstu.ru).



Хрусталеv Владимир Александрович – д-р техн. наук, профессор, преподаватель кафедры электронных приборов Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – широкополосные диссипативные СВЧ системы и устройства. Опубликовал 164 научные работы. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: va_khrustalev@ngs.ru).

Khrustalev Vladimir Aleksandrovich – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Lecturer of the Department of Electronic Devices of Novosibirsk State Technical University. The main area of scientific research is broadband dissipative microwave systems and devices. He has published 164 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: va_khrustalev@ngs.ru).

Митьков Александр Сергеевич – ведущий специалист ООО «Альфа-Инструментс» (г. Новосибирск). Основное научное направление – разработка измерительного оборудования для радиопередающих устройств ВЧ и СВЧ диапазона. Опубликовал 18 научных работ. (Адрес: 630017, Россия, Новосибирск, ул. Покатная, д. 55А. E-mail: am@alfa-instr.ru).

Mitkov Alexander Sergeevich – leading specialist of Alfa-Instruments LLC. The main scientific direction is the development of measuring equipment for RF and microwave radio transmission devices. He has published 18 scientific papers and holds 2 patents for inventions. (55a, Pokatnaya St., Novosibirsk, 630017, Russia. E-mail: am@alfa-instr.ru).

Богомолов Павел Геннадьевич – канд. техн. наук, доцент кафедры технологии и конструирования радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университета. Основное научное направление – разработка и конструирование широкополосных СВЧ устройств. Опубликовал 25 научных работ, имеет два патента на изобретение. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: p.bogomolov@corp.nstu.ru).

Bogomolov Pavel Gennadievich – Candidate of Sciences (Eng.), Associate Professor of the Department of Technology and Design of Radioelectronic Devices at Novosibirsk State Technical University. The main scientific direction is the development and construction of broadband microwave devices. He has published 25 scientific papers and holds 2 patents for inventions. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: p.bogomolov@corp.nstu.ru).

*Статья поступила 5 февраля 2025 г.
Received February 5, 2025*

To Reference:

Vershenya I.W., Razinkin V.P., Khrustalev V.A., Mitkov A.S., Bogomolov P.G. Summator vysokochastotnykh signalov [High frequency signal adder]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences*, 2025, no. 2 (67), pp. 5–17. DOI: 10.17212/1727-2769-2025-2-5-17