

РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНО-СУММИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ СОВРЕМЕННЫХ РЛС

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-12-33-44

Manuscript received 22 July 2020;

Revised 12 August 2020;

Accepted 20 October 2020

Пшеничкин Алексей Сергеевич,
ПАО "НПО "Алмаз", Москва, Россия,
pshe-aleksej@mail.ru

Сучков Александр Владимирович,
ПАО "НПО "Алмаз", Москва, Россия, avsu@bk.ru

Ключевые слова: передающие устройства, сумматоры мощности, делители мощности, распределительно-суммирующие системы, твердотельные усилители

Одним из важнейших узлов радиолокационной системы, определяющим ее потенциальные характеристики, является передающее устройство. Известно, что преимуществом построения передающих устройств по принципу когерентного суммирования мощности твердотельных усилительных модулей является то, что они позволяют получить требуемый уровень выходной мощности и обеспечить функционирование радиолокатора в режиме "плавного отказа" с возможностью оперативной замены неисправных усилительных модулей в процессе работы. При этом актуальной задачей является повышение уровня выходной мощности передающего устройства за счет снижения потерь в его СВЧ тракте, обусловленными разбросом амплитуд и фаз суммируемых сигналов. В данной статье представлен краткий обзор материалов открытых российских и зарубежных источников по методам суммирования мощности СВЧ колебаний, а также возможным способам реализации сумматоров/делителей мощности твердотельных усилительных модулей, на базе которых строятся выходные каскады передающих устройств современных радиолокационных систем. Обсуждаются достоинства и недостатки полосковых кольцевых сумматоров, волноводных сумматоров бегущей волны, а также проблемы, возникающие при их разработке. Рассмотрены основные вопросы, связанные с повышением КПД при сложении мощности нескольких однотипных усилительных модулей передающего устройства. Показано, что выбор схемы сложения/деления и ее конструктивная реализация определяются диапазоном рабочих частот, выходной импульсной и средней мощностью передающего устройства, допустимыми массогабаритными показателями. Анализируется рациональность способов получения необходимой выходной мощности в каждом конкретном случае, включая наиболее перспективные на основе специальных схем коррекции, обеспечивающих снижение фазовых ошибок распределительно-суммирующей системы.

Информация об авторах:

Пшеничкин Алексей Сергеевич, Публичное акционерное общество "Научно-производственное объединение "Алмаз" имени академика А.А. Расплетина", ПАО "НПО "Алмаз", Москва, Россия

Сучков Александр Владимирович, Публичное акционерное общество "Научно-производственное объединение "Алмаз" имени академика А.А. Расплетина", ПАО "НПО "Алмаз", Москва, Россия

Для цитирования:

Пшеничкин А.С., Сучков А.В. Распределительно-суммирующие системы твердотельных передающих устройств современных РЛС // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №12. С. 33-44.

For citation:

Pshenichkin A.S. Suchkov A.V. (2020) Combiners/dividers systems of solid-state transmitting devices of modern radar systems. T-Comm, vol. 14, no.12, pp. 33-44. (in Russian)

Введение

Современная радиолокационная станция (РЛС) представляет собой сложную систему, построенную на основе практически всех достижений в областях радиоэлектроники, вычислительной техники, устройств СВЧ [1, 2].

Одним из важнейших узлов РЛС, определяющим ее потенциальные характеристики, является передающее устройство. При этом в зависимости от назначения РЛС, широко варьируются и параметры самого передающего устройства. Так, выходная мощность передающих устройств РЛС может составлять как несколько ватт, так и десятки мегаватт. По этой причине можно считать, что именно выходная мощность является определяющим параметром при разработке структуры передающего устройства проектируемой РЛС. Указанные уровни мощности могут быть достигнуты применением в выходном каскаде передающего устройства одиночных электровакуумных приборов, таких, как клистроны, магнетроны, лампы бегущей волны и пр. Однако их применение зачастую оказывается проблематичным, поскольку обеспечение высокой выходной мощности в электровакуумных приборах связано с рядом недостатков, главные из которых – необходимость использования высоковольтного источника питающего напряжения и относительно малый ресурс работы. Кроме того, каждый электровакуумный прибор, как правило, проектируется для применения только в конкретном изделии по индивидуальным техническим требованиям.

Указанных недостатков лишены твердотельные усилители мощности сверхвысоких частот (СВЧ). Единичный элемент усиления в таких устройствах – мощный СВЧ транзистор, имеющий мощность, не более нескольких сотен ватт, однако при суммировании мощности нескольких таких СВЧ транзисторов, расположенных в объеме, ограниченном несущим корпусом, можно получить усилительный модуль с выходной мощностью в несколько киловатт. В литературе достаточно подробно изложены методы решения этой задачи, включая специфику сложения мощности в широком диапазоне частот [3-19].

Очевидным преимуществом передающих устройств, построенных на принципе когерентного суммирования мощности твердотельных усилительных модулей, является то, что они позволяют обеспечить как требуемый уровень выходной мощности, так и возможность работы РЛС в режиме «плавного отказа» [20], поскольку замена вышедших из строя модулей может производиться в процессе работы без выключения исправных модулей [21]. При этом актуальной задачей является повышение уровня выходной мощности передающего устройства за счет снижения потерь в его СВЧ тракте, обусловленными разбросом амплитуд и фаз суммируемых сигналов.

В данной работе проведен краткий обзор материалов открытых источников, посвященных вопросам проектирования сумматоров/делителей мощности, которые, по мнению авторов, наиболее перспективны для применения в выходном каскаде передающих устройств РЛС.

Развитие методов суммирования мощности СВЧ колебаний

Задача суммирования мощностей стала актуальна еще в начале 30-х годов XX века в связи с развитием мощных ко-

ротковолновых и средневолновых радиовещательных станций [4]. Первые же попытки суммирования мощностей отдельных генераторов сразу выявили ряд сопутствующих проблем, основной из которых являлось – взаимное влияние характеристик одного генератора на другой за счет наличия общего нагрузочного контура. Частично решить данную проблему удалось, используя систему блоков, взаимосвязанных через общую нагрузку [22] – колебательные контуры нескольких генераторов связывают последовательно или параллельно с нагрузочным колебательным контуром. Основным преимуществом системы взаимосвязанных блоков является возможность замены неисправного блока без отключения всей системы. К недостаткам следует отнести – чувствительность нагрузки к величине связи с контуром каждого генератора, а также, трудности с обеспечением одинаковой связи контуров генераторов с нагрузочным контуром и синфазности возбуждения, которые особенно проявляются с ростом несущей частоты и выходной мощности блоков.

В 1935 г. И.Х. Невяжский предлагает складывать мощности блоков выходного каскада передающего устройства не в общем фидере, а в пространстве. При таком подходе каждый элементарный излучатель антенны запитывается от передающего устройства отдельным фидером. Это первый прообраз современных АФАР.

В послевоенные годы появляется мостовой метод суммирования и распределения мощностей, который позволил развязать входы и выходы генераторов. Благодаря этому становится возможной реализация мощных передатчиков в диапазонах ультракоротких волн и СВЧ. У мостовых схем имеются два наиболее значимых преимущества:

- обеспечение развязки между суммируемыми устройствами (будь то блоки или отдельные дискретные элементы, например, транзисторы),

- мостовые схемы имеют свойство взаимности, т.е. их можно использовать как для сложения мощности от нескольких устройств, так и деление (распределение) мощности от одного устройства на несколько нагрузок.

Широкое применение мостовых схем так же объясняется возможностью их реализации для различных диапазонов частот и мощностей. В 50-е годы, например, в передающих устройствах средневолнового диапазона применялись трансформаторные мостовые устройства. В работе [22] описано три модификации подобных устройств.

В диапазоне СВЧ наиболее востребованы мостовые устройства на отрезках связанных линий, кольцевые и квадратные. Выбор типа применяемой мостовой схемы в каждом конкретном случае определяется рабочим диапазоном частот, мощностью суммируемых устройств и их количеством, допустимыми потерями на суммирование (деление), а также допустимыми масса-габаритными показателями.

Суммирование мощности усилительных модулей

Суммирование мощности усилительных модулей выполняется с применением соответствующих схемотехнических решений – сумматоров мощности. Также следует отметить, что чаще всего источник входного сигнала един для всех усилительных модулей, и соответственно, возникает задача деления сигнала этого источника для подачи на вход каждого модуля (распределение).

Задачи деления и сложения мощности неразрывно связаны между собой, поскольку на итог суммирования влияют характеристики каждого канала усиления. Рассмотрим типовую структурную схему передающего устройства на твердотельных усилительных модулях (рис. 1).

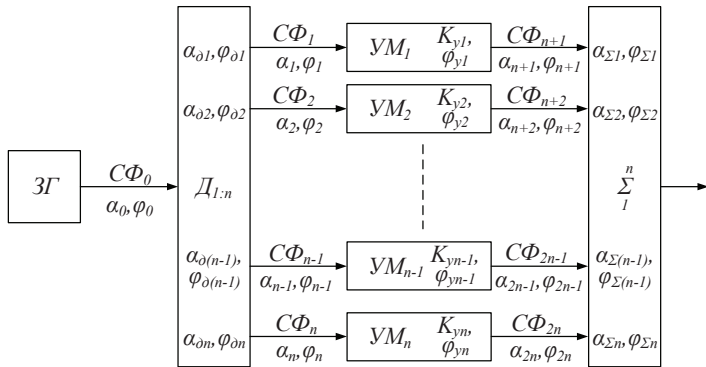


Рис. 1. Структурная схема твердотельного передающего устройства

Согласно рисунку 1, ЗГ – задающий генератор (источник зондирующего сигнала РЛС), соединяется посредством соединительного фидера (СΦ₀) с *n*-канальным делителем (Д₁..*n*). Каждый выход делителя через соединительный фидер (СΦ₁...СΦ_{*n*}) обеспечивает подачу сигнала на вход каждого из *n* усилительных модулей (УМ₁...УМ_{*n*}). Выход каждого из *n* усилительных модулей подключается к *n*-канальному сумматору мощности (Σ) с помощью индивидуального соединительного фидера (СΦ_{*n*+1}...СΦ_{*2n*}). На выходе сумматора должен быть получен требуемый уровень мощности передающего устройства.

Как показано в [5] правила сложения мощностей продиктованы правилами сложения векторов. Этим объясняется чувствительность итогового результата сложения к амплитуде и фазе суммируемых сигналов. В случае суммирования мощности двух усилительных модулей (*n*=2) относительная величина потерь суммирования (α), выраженная в дБ, будет определяться как:

$$\alpha = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\Delta\varphi)}}{A_1 + A_2} \right) \quad (1)$$

где A_1 и A_2 – амплитуды выходных сигналов каждого усилителя, $\Delta\varphi$ – разность фаз между выходными сигналами двух усилителей.

Однако, следует понимать, что в действительности разность фаз $\Delta\varphi$, также, как и амплитуды A_1 и A_2 , фигурирующие в формуле (1), зависят не только от индивидуальных характеристик каждого усилительного модуля, но и от характеристик делителя мощности, соединительных фидеров и сумматора.

Так на рисунке 1 показано, что каждый соединительный фидер, а также каждый канал делителя и сумматора, имеет свои потери ($\alpha_0... \alpha_{2n}$) и свою электрическую длину ($\varphi_0... \varphi_{2n}$). В свою очередь каждый усилительный модуль имеет свой коэффициент усиления ($K_{y1}... K_{yn}$) и свою фазовую характеристику ($\varphi_{y1}... \varphi_{yn}$). В результате, при *n*=2, переменные, входящие в формулу (1) примут вид:

$$A_1 = A_{ex} 10^{\left(\frac{K_{y1} - \alpha_{\partial 1} - \alpha_1 - \alpha_3 - \alpha_{\Sigma 1}}{20} \right)} \quad (2)$$

$$A_2 = A_{ex} 10^{\left(\frac{K_{y2} - \alpha_{\partial 2} - \alpha_2 - \alpha_4 - \alpha_{\Sigma 2}}{20} \right)} \quad (3)$$

$$\Delta\varphi = [\varphi_{\partial 1} + \varphi_1 + \varphi_{y1} + \varphi_3 + \varphi_{\Sigma 1}] - [\varphi_{\partial 2} + \varphi_2 + \varphi_{y2} + \varphi_4 + \varphi_{\Sigma 2}] \quad (4)$$

где, A_{ex} – амплитуда сигнала на входе делителя; $\alpha_1... \alpha_4$ и $\varphi_1... \varphi_4$ – потери (в дБ) и электрические длины соединительных фидеров; K_{y1} , K_{y2} и φ_{y1} , φ_{y2} – коэффициенты усиления (в дБ) и фазы модулей УМ₁ и УМ₂; $\alpha_{\partial 1}$, $\alpha_{\partial 2}$ и $\varphi_{\partial 1}$, $\varphi_{\partial 2}$ – потери (в дБ) и электрические длины делителя; $\alpha_{\Sigma 1}$, $\alpha_{\Sigma 2}$ и $\varphi_{\Sigma 1}$, $\varphi_{\Sigma 2}$ – потери (в дБ) и электрические длины сумматора.

В действительности, чаще всего количество суммируемых усилительных модулей больше двух, соответственно и влияние на итоговую величину выходной мощности передающего устройства оказывает большее число параметров.

В общем случае, при количестве каналов усиления равному *n*, выражение для итоговой выходной мощности передающего устройства имеет следующий вид:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{n} \cdot \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{A_i} \cdot e^{-j\varphi_i} \right)^2 \quad (5)$$

где, P_{Σ} – итоговая выходная мощность передающего устройства, A_i и φ_i – соответственно амплитуда и фаза сигнала в *i*-том канале усиления.

Значения A_i и φ_i получают по аналогии с выражениями (2-4) и структурной схемой передающего устройства, представленной на рисунке 1.

Как видно из формул (1 – 5), для минимизации потерь в передающем устройстве необходимо выравнять электрические длины каналов усиления (осуществлять сложение синфазно) и минимизировать потери в каждом канале.

Сумматоры/делители мощности современных передающих устройств

Рассмотрим основные виды сумматоров и делителей мощности, применяемые в отечественных и зарубежных разработках. Как было отмечено выше, для суммирования мощностей необходимо применять специальные схемотехнические решения. Как правило, суммирование и деление мощности осуществляется одними и теми же устройствами, в зависимости от направления их возбуждения входным сигналом.

Кольцевые сумматоры. Одним из наиболее распространенных видов сумматоров (делителей) встречающихся в СВЧ диапазоне являются кольцевые сумматоры или сумматоры Уилкинсона [4, 23-29]. Рассмотрим принцип действия кольцевого сумматора мощности, схема которого приведена на рисунке 2. Если в точках А и Б напряжения равны и синфазны, а отрезки линий АВ и БВ имеют длину $\lambda/4$, то сигналы, подводимые к плечам 1 и 2 сложатся максимально эффективно и на выход 3 будет передана полная мощность, а в балластном резисторе R_6 мощность выделяться не будет.

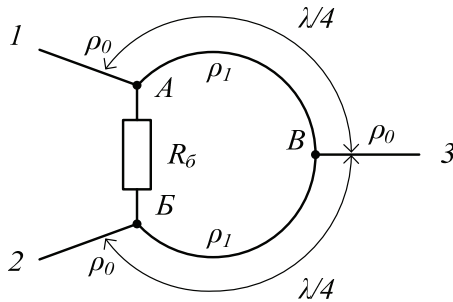


Рис. 2. Структурная схема кольцевого сумматора (делителя)

Однако на практике такой результат не достижим, в следствие невозможности выравнивания амплитуд и фаз сигналов в точках А и Б. В результате часть мощности выделяется в виде тепла на балластном резисторе. Чем больше разница в амплитудах суммируемых сигналов и чем ближе к π сдвиг фаз между ними, тем ниже эффективность суммирования. Методики расчета кольцевых сумматоров подробно описаны в литературе [25, 27, 29]. Кольцевой сумматор обеспечивает развязку между входными плечами, хорошее согласование, сравнительно низкий уровень потерь СВЧ мощности в широком диапазоне частот и обладает небольшими линейными размерами. При правильном выборе волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков сумматора можно обеспечить заданное сложение мощностей. Типовые варианты топологий кольцевых сумматоров, реализованных на полосковых и микрополосковых линиях передач, представлены на рисунке 3.

Как показано в [25], коэффициент перекрытия по частоте для однозвенного кольцевого сумматора достигает величины $f_{\text{н}}/f_{\text{в}}=1,44$, где $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ нижняя и верхняя граничные частоты пропускания. Для расширения рабочей полосы пропускания используют многозвенные схемы – последовательное соединение нескольких кольцевых сумматоров. В работе [25] подробно представлен расчет характеристик подобных сумматоров и критерии выбора числа звеньев.

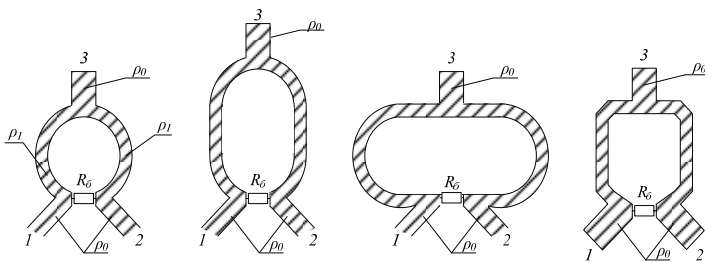


Рис. 3. Варианты реализации топологий кольцевых сумматоров

В качестве примера реализации кольцевого сумматора, рассмотрим сумматор высокого уровня мощности, предназначенный для сложения мощности двух усилительных модулей в передающем устройстве наземного вторичного радиолокатора. Модель такого сумматора представлена на рисунке 4 [28].

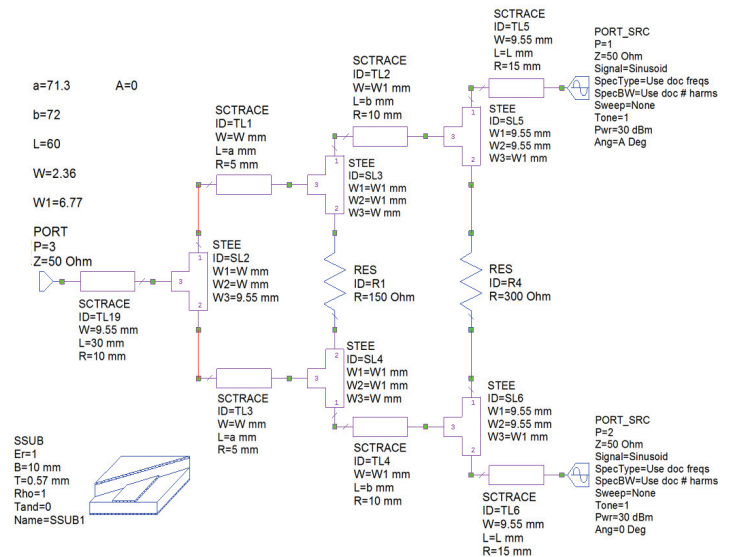


Рис. 4. Модель кольцевого сумматора/делителя высокого уровня мощности

В качестве линии передачи в данном сумматоре выбрана высокочастотная симметричная полосковая линия с базой 10 мм. Суммируемые сигналы подаются на два входных порта, обозначенных на приведенной модели P1 и P2, соответственно, нагрузка подключается к порту P3. Максимальный уровень средней мощности складываемых сигналов составляет 20 Вт (при импульсной до 7,5 кВт).

Нагрузочные резисторы выбраны таким образом, что даже при подаче максимальной мощности на одно из входных плеч сумматора и при полном рассогласовании второго плеча, они способны рассеять выделяемую на них мощность и не должны выйти из строя. Это обеспечивает возможность замены вышедшего из строя усилительного модуля без отключения другого модуля в процессе работы передающего устройства. Также следует отметить, что для обеспечения работы в требуемой полосе частот, в данном сумматоре используется двухзвенное соединение кольцевых сумматоров.

На рисунке 5 представлены основные характеристики сумматора, полученные в результате моделирования.

На рисунке 6 представлены характеристики образца сумматора, изготовленного по модели представленной выше. Измерения проводились на анализаторе цепей Agilent PNA-L N5230C.

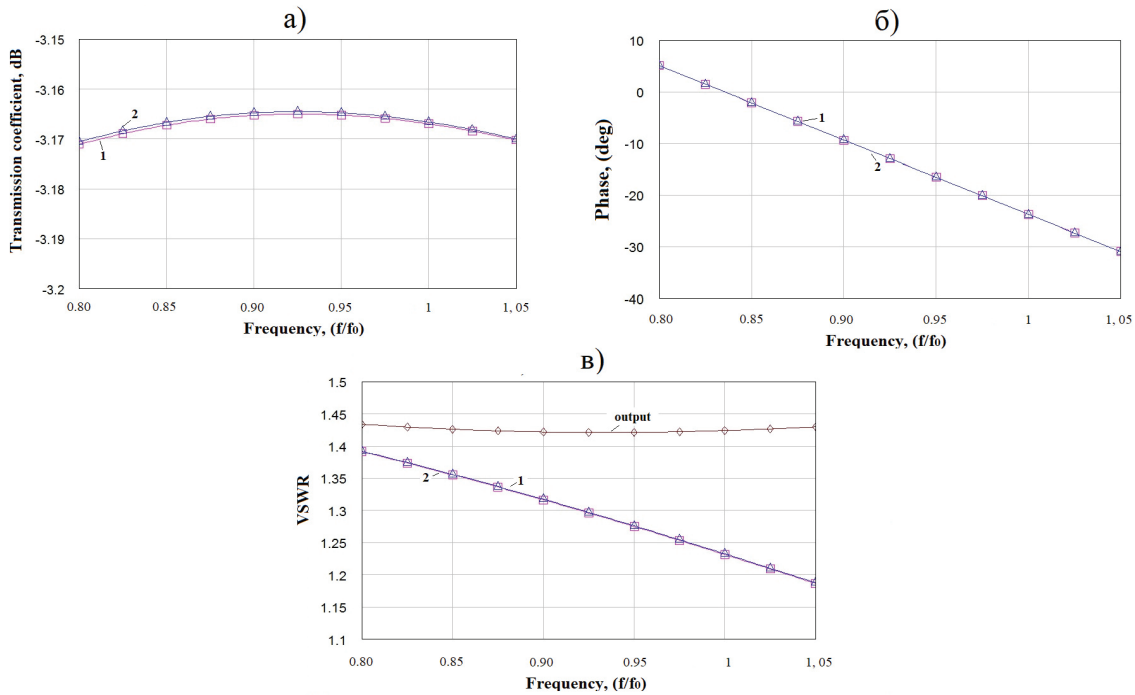


Рис. 5. Характеристики двухканального сумматора/делителя Вилкинсона по результатам моделирования: а) – коэффициенты передачи от входов к выходу, б) – фазы, в) – КСВН

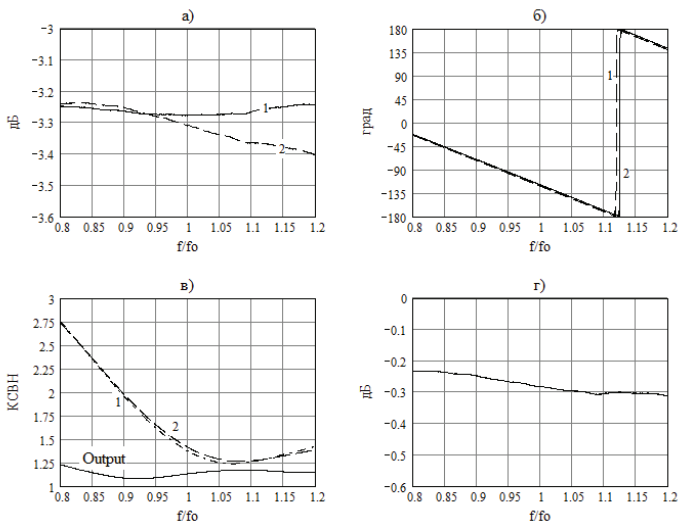


Рис. 6. Результаты измерений двухканального кольцевого сумматора/делителя: а) коэффициент передачи от входов к выходу; б) фазы; в) КСВН; г) активные потери

Как видно из рисунка 6, для изготовленного варианта сумматора с числом каналов 2 величина собственных активных потерь не превышает 0,3 дБ, а разброс фаз между каналами составляет менее 1,5°. Вообще, технология изготовления микрополосковых кольцевых сумматоров/делителей позволяет достаточно просто добиться высокой идентичности фазовых длин между суммируемыми каналами и при большем числе каналов. Так, при числе каналов 4 или 8 в L-диапазоне частот разброс фаз не превышает $\Delta\varphi = \pm 5^\circ$ между любыми каналами.

Однако с увеличением числа каналов увеличивается величина активных потерь (α), которая при числе каналов 8 может достигать 1 дБ. Кроме того, балластные резисторы кольцевых сумматоров, в случае выхода из строя усилительных модулей, должны рассеивать мощность превышающую мощность одного модуля, что накладывает на них дополнительные требования.

Таким образом, микрополосковые кольцевые сумматоры характеризуются хорошими показателями синфазности каналов, но имеют тенденцию к росту собственных потерь с увеличением количества каналов усиления и повышенными требованиями к балластным нагрузкам.

На рисунке 7 представлены фотографии микрополосковых сумматоров/делителей высокого уровня мощности, разработанных ПАО «НПО «Алмаз» для передающих устройств L-диапазона частот.



Рис. 7. Кольцевые сумматоры L-диапазона частот: двухканальный (слева) и восьмиканальный (справа)

Сумматоры бегущей волны. Другим классом сумматоров являются сумматоры, построенные на направленных ответвителях – сумматоры бегущей волны. Данные сумма-

торы представляют собой первичную линию распространения СВЧ, с которой с помощью элементов связи сопряжены вторичные линии (рис. 8). В зависимости от степени связи меняется и степень перехода энергии из одной линии в другую. Конструктивно такие сумматоры можно реализовать как на волноводных линиях, так и на полосковых, микрополосковых и коаксиальных.

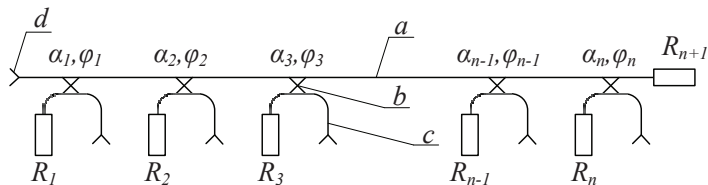


Рис. 8. Структурная схема сумматора/делителя на направленных ответвителях:
а) первичная линия; б) элементы связи;
с) вторичные линии; д) вводы/выводы СВЧ

Вопросы, связанные с теоретическим расчетом направленных ответвителей, достаточно подробно изложены в литературе [22, 30, 31], и в рамках данной статьи мы не будем на них останавливаться. Рассмотрим некоторые примеры практической реализации таких сумматоров/делителей.

Так в работе [32] представлены 16-канальный сумматор и делитель (распределительно-суммирующая система) для передающего устройства РЛС S-диапазона частот. В соответствии с требованиями, предъявленными к данной распределительно-суммирующей системе, конструкция сумматора и делителя была выполнена на волноводной линии с последовательно включенными с эквидистантным шагом направленными ответвителями. Направленный ответвитель каждого из 16-ти каналов имеет свое переходное ослабление, величина которого рассчитывается согласно формуле (1) работы [32].

Представленная система, по сравнению с описанными сумматорами кольцевого, типа имеет лучшие характеристики с точки зрения величины активных потерь (α). Мощность, рассеиваемая в любой балластной нагрузке, не превышает величины мощности одного усилительного модуля. Главным недостатком предложенного варианта распределительно-суммируемой системы, на наш взгляд, является необходимость проведения дополнительной настройки фазовых длин каналов с помощью фазирующих волноводных вставок. Очевидно, что этот процесс достаточно трудоемкий и требует наличия большого количества указанных вставок различной толщины.

Рассмотрим еще один вариант волноводного сумматора/делителя бегущей волны на основе направленных ответвителей, который был разработан ПАО «НПО «Алмаз» для твердотельного передающего устройства экспортного варианта изделия «Ли́ра-А10» [21].

В соответствии с требованиями, предъявляемыми к распределительно-суммирующей системе передающего устройства, требовалось разработать 16-канальный делитель/сумматор мощности S-диапазона, который должен обеспечивать равноамплитудное деление мощности с отклонениями амплитуд между каналами в пределах ± 1 дБ, КСВН

по всем выходам – не более 1,5, активные потери – не более 0,5 дБ, ширина рабочей полосы частот – 7%.

Исходя из перечисленных требований с учетом технологических возможностей, делитель и сумматор мощности было предложено выполнить идентичными, в виде последовательной волноводной схемы с полным выводом мощности (рис. 9), построенной на базе направленных ответвителей (НО) с Т-образным элементом связи в общей широкой стенке двух параллельных волноводов [30, 31].

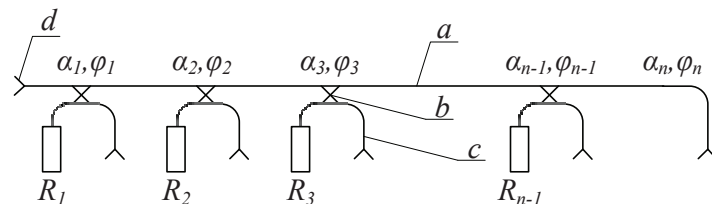


Рис. 9. Структурная схема сумматора/делителя на направленных ответвителях с полным выводом мощности:
а) первичная линия; б) элементы связи; с) вторичные линии;
д) вводы/выводы СВЧ

Как видно из рисунка 9, схема с полным выводом мощности имеет на одну вторичную линию меньше, чем число каналов усиления. Соответственно, уменьшаются активные потери и число балластных нагрузок, что является достоинством такого рода схем.

Для обеспечения равноамплитудного деления мощности переходные ослабления НО должны изменяться от 12,04 дБ до 3,01 дБ. На первом этапе по известным значениям переходных ослаблений в соответствии с формулой (19), приведенной в [31], была определена начальная конфигурация НО. Полноволновое моделирование и оптимизация отдельных НО проводились на втором этапе с применением строгого электродинамического анализа методом конечных элементов [33]. В результате были уточнены размеры элементов связи, что позволило реализовать необходимые характеристики НО в рабочей полосе частот: переходные ослабления, направленность, уровень согласования. На заключительном этапе было проведено полноволновое моделирование и оптимизация характеристик 16-канального делителя/сумматора. Компьютерная модель устройства показана на рисунке 10.

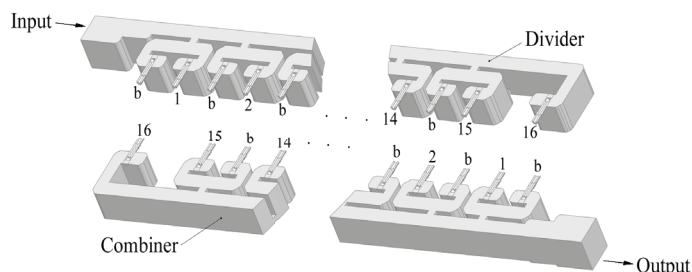


Рис. 10. Компьютерная модель 16-канального коаксиально-волноводного делителя/сумматора мощности S-диапазона (показано в разрезе по центру широкой стенки волноводных каналов, 1, 2...16 – выходы/входы делителя/сумматора, б – балластные выходы)

Конструкция устройства выполнена в сборном корпусе, образованном из двух алюминиевых половин, в которых организована волноводная топология – профиль волновода, окна связи НО и прочие составные элементы. Внутри корпуса расположена первичная (магистральная) волноводная линия, которая связана через Т-образные элементы связи с 15-ю вторичными волноводными линиями. Поскольку изначально была заложена концепция идентичности сумматора и делителя, балластные нагрузки не имеет смысла вводить в состав устройства, для их подключения заложены соответствующие СВЧ соединители. В зависимости от назначения конкретного экземпляра в составе передающего устройства к этим соединителям подключаются балластные нагрузки делителя (рассчитанные на максимальную мощность до 1 Вт) или сумматора (рассчитанные на максимальную мощность усилительного модуля).

Экспериментальная проверка характеристик изготовленных опытных образцов делителя и сумматора проводилась с помощью анализатора цепей Agilent PNA-L N5230C. Результаты измерений приведены на рисунке 11.

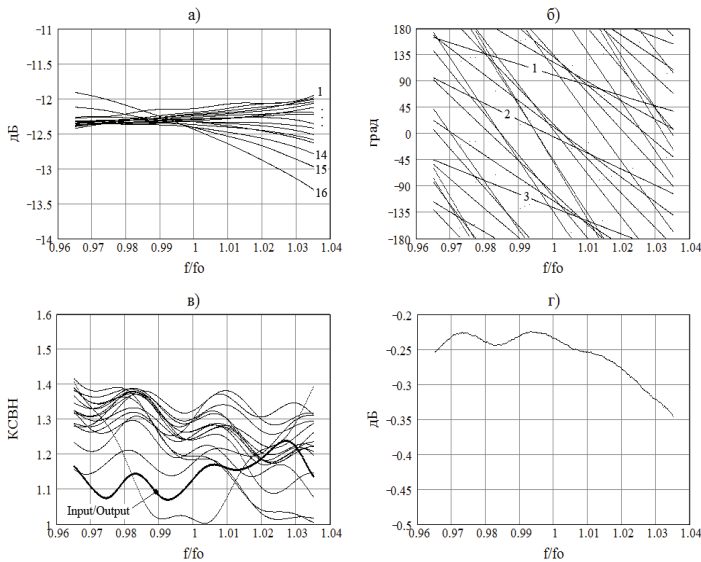


Рис. 11. Результаты измерений 16-канального коаксиально-волноводного делителя/сумматора мощности S-диапазона: а) коэффициенты передачи от входов к выходу; б) фазы; в) КСВН; г) активные потери

Измеренные частотные характеристики КСВН по всем выходам не превышают уровня 1,42. Амплитуды на выходах устройства в рабочей полосе частот находятся в пределах $12,6 \pm 0,7$ дБ. Активные потери составляют не более 0,35 дБ. Полученные результаты в целом хорошо согласуются с расчетными характеристиками устройства.

Описанная выше концепция системы распределения/сложения на базе последовательной волноводной схемы с полным выводом мощности была реализована и в X-диапазоне частот на стандартном волноводе сечением 23x10 мм при числе каналов усиления $n=8$. Результаты измерений делителя представлены на рисунке 12.

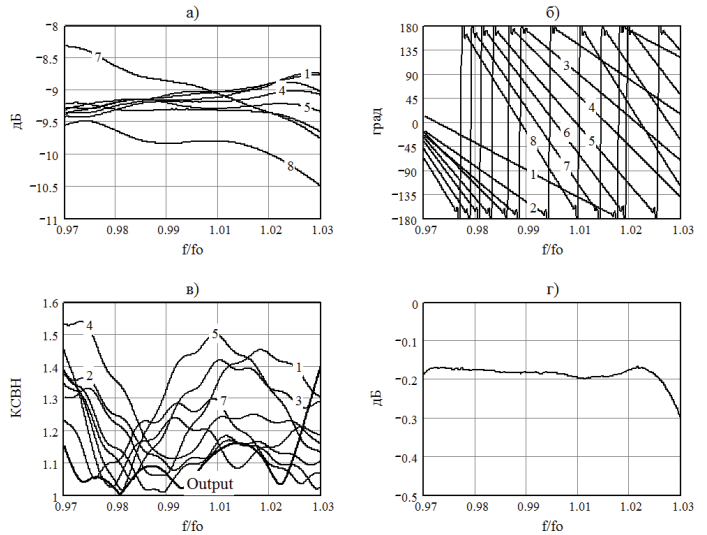


Рис. 12. Результаты измерений восьмиканального коаксиально-волноводного делителя/сумматора мощности X-диапазона: а) коэффициенты передачи от входов к выходу; б) фазы; в) КСВН; г) активные потери

Как видно из рисунка 12, последовательная волноводная схема с полным выводом мощности имеет хорошие характеристики и в X-диапазоне частот, т.е. реализовать такого рода распределительно-суммирующую систему возможно для наиболее востребованных в радиолокации диапазонов частот, что, безусловно, является ее преимуществом. Фотография внешнего вида волноводного сумматора/делителя X-диапазона с полным выводом представлена на рисунке 13.

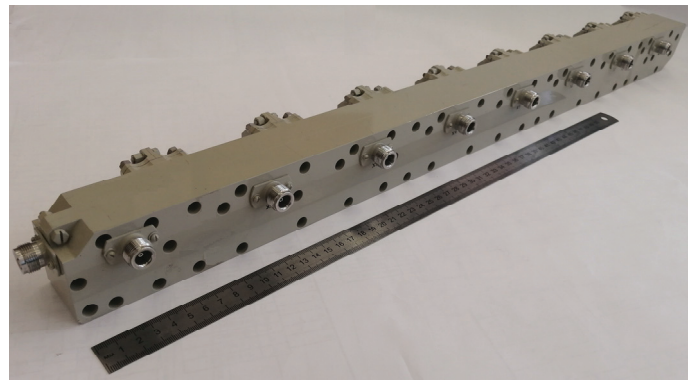


Рис. 13. Восьмиканальный волноводный делитель/сумматор мощности X-диапазона с полным выводом

Целесообразность использования волноводных распределительно-суммирующих систем в нижних диапазонах СВЧ (например, L-диапазон) достаточно сомнительна, поскольку размер стандартного волновода достаточно крупный (ввиду относительно большой длины волны) и, соответственно, конструкция сумматора и делителя будет громоздкой и тяжелой.

В работе [6] описан еще один тип волноводного сумматора X-диапазона частот. Данный сумматор предназначен для сложения сигналов двух усилителей.

Для ввода СВЧ данный сумматор имеет два коаксиально-волноводных перехода, однако, несмотря на их наличие, авторам удалось добиться низких потерь в рабочем диапазоне частот – около 0,2 дБ (см. рис. 14).

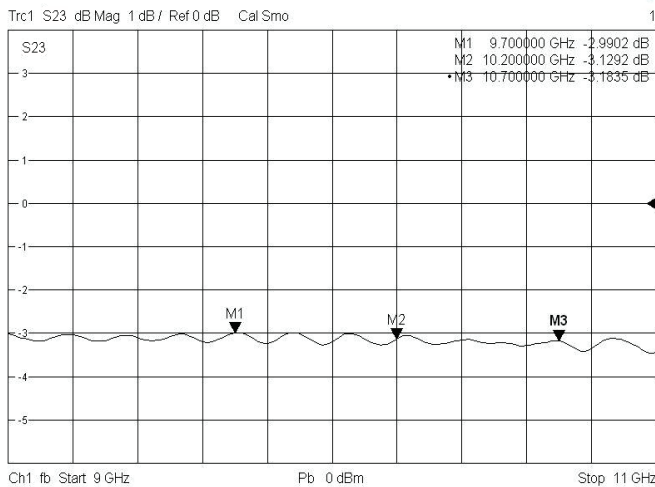


Рис. 14. Результаты измерений коэффициента передачи двухканального волноводного сумматора X-диапазона частот

К сожалению, в данной работе отсутствуют результаты измерений фаз для каждого канала, но, несомненно, предложенный сумматор является достаточно эффективным и его стоит рассматривать для аналогичных применений.

В работе [34] представлена еще одна реализация волноводного делителя бегущей волны на основе направленных ответвителей (рис. 15). Данная разработка выполнена для Ka-диапазона частот и характеризуется низким уровнем разброса амплитуды (менее 1 дБ) и фазы ($\pm 12^\circ$) между любыми выходами в достаточно широкой полосе частот (более 28%) (рисунок 16). Интересной особенностью данного сумматора/делителя является то, что связь первичного волновода с вторичными осуществляется парами.

Это позволяет сократить вдвое число направленных ответвителей и общую длину первичного волновода. Однако, величины развязки между каналами, образованными одной парой вторичных волноводов, может оказаться недостаточ-

ным, что следует учитывать при использовании подобного варианта сумматора/делителя.

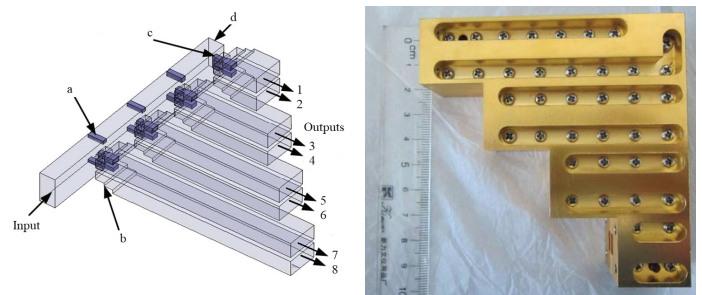


Рис. 15. Восьмиканальный волноводный сумматор/делитель бегущей волны: модель (слева) и внешний вид (справа): а) неоднородность; б) ступенчатое согласующее устройство; с – гребнеобразный волноводный ввод; д) короткозамкнутая нагрузка

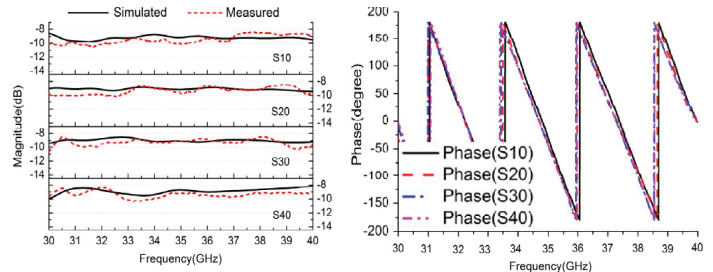


Рис. 16. Результаты измерений восьмиканального волноводного сумматора/делителя бегущей волны: коэффициенты передачи от входов к выходу (слева) и фазы (справа) выборочных каналов

В работе [35] представлен волноводный 8-ми канальный сумматор с микрополосковыми входами (рис. 17). Входные цепи выполнены попарно на единой подложке, на которую дополнительно установлены элементы, обеспечивающие развязку между этой парой каналов, и снижают влияние нагрузки на каждый из восьми входов.

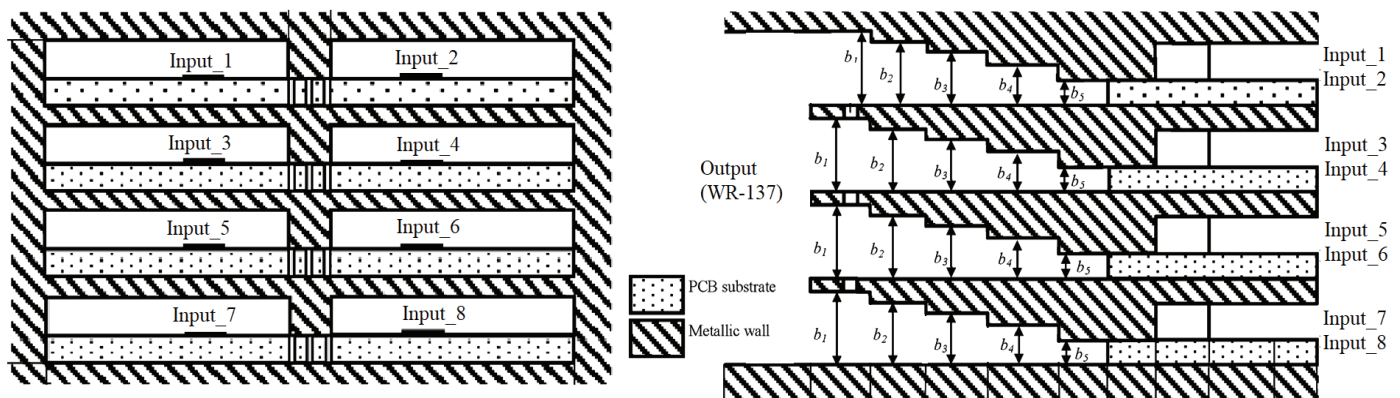


Рис. 17. Модель восьмиканального волноводного сумматора: поперечное сечение (слева) и продольное сечение (справа)

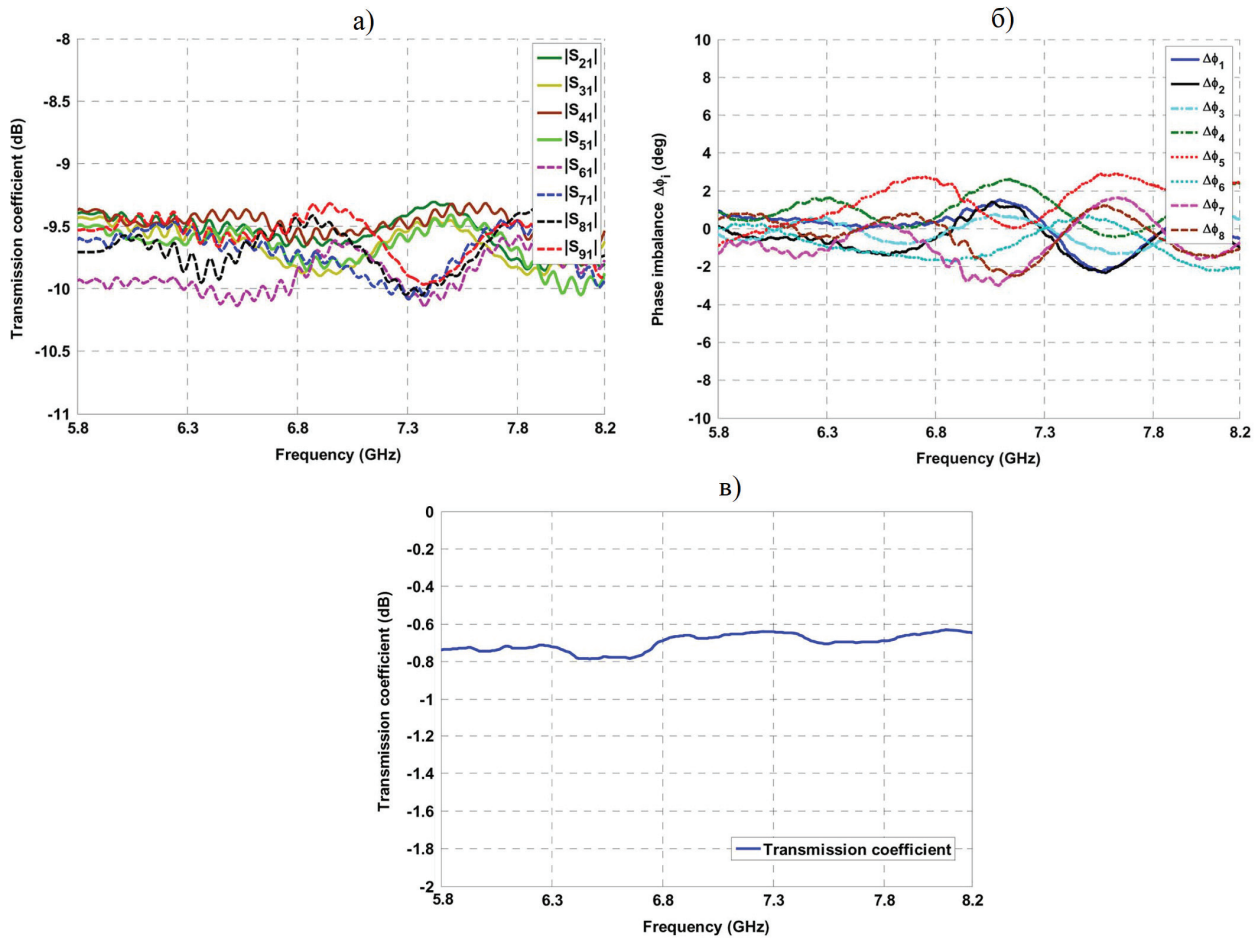


Рис. 18. Результаты измерений восьмиканального волноводного сумматора: а) коэффициент передачи от входов к выходу; б) фазы; в) активные потери

Переход от микрополосковых элементов к выходному волноводу, имеющему стандартное сечение WR-137, осуществляется постепенным увеличением сечения волноводов каждого из восьми каналов от величин b_5 до b_1 (рис. 17) и пространственным расположением каналов (четыре строки и два столбца). Основные характеристики такого сумматора представлены на рисунке 18, а на рисунке 19 – фотография внешнего вида сумматора.

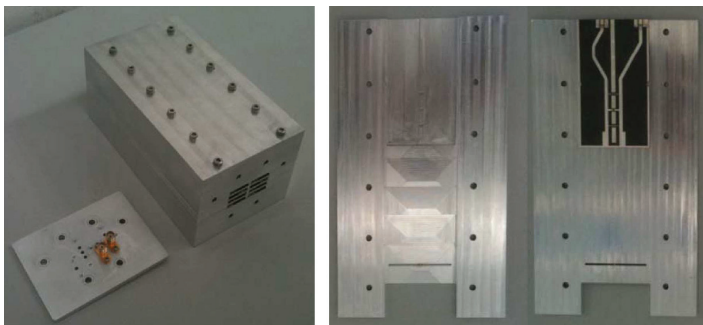


Рис. 19. Фотография восьмиканального волноводного сумматора: внешний вид сумматора (слева) и один из парных входов без крышки (справа)

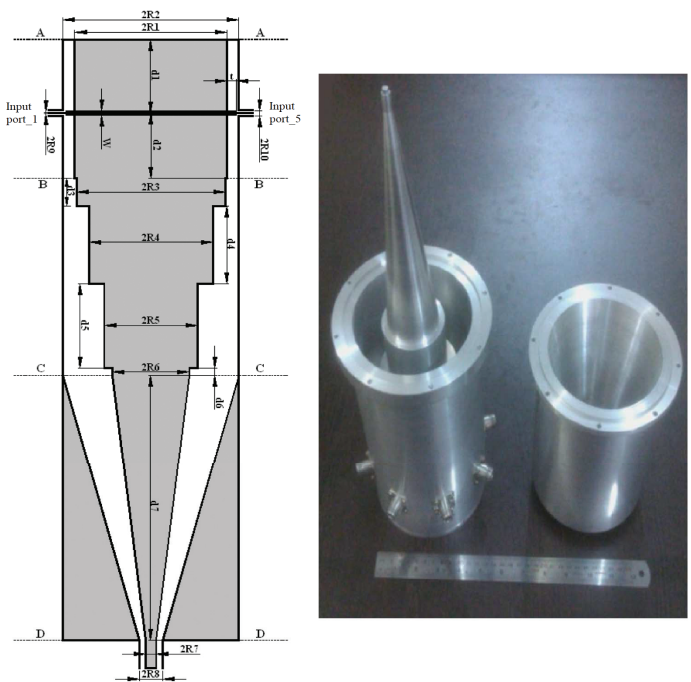


Рис. 20. Восьмиканальный сумматор на коаксиальном волноводу: модель (слева) и фотография внешнего вида (справа)

Предложенная концепция имеет достаточно компактную конструкцию, широкий диапазон частот (5,8 – 8,2 ГГц), хорошие показатели разброса амплитуд и фаз (менее 0,8 дБ и $\pm 3^\circ$ соответственно).

Существуют и иные вариации сумматоров. Так, например, в работе [36] представлено оригинальное техническое решение для реализации сумматора L-диапазона частот. Данный сумматор предназначен для сложения мощности 8-ми усилителей по 2,5 кВт каждый. Отличительной особенностью предложенного варианта сумматора является то, что он выполнен на основе коаксиального волновода (рис. 20).

Основные характеристики такого сумматора представлены на рисунке 21.

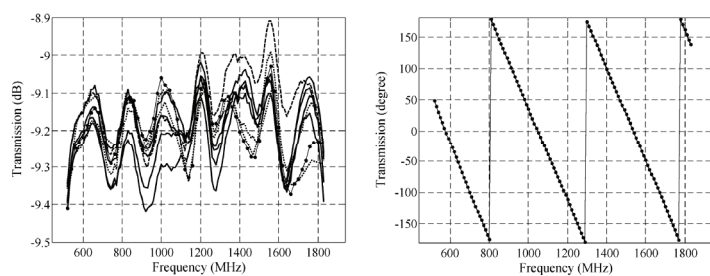


Рис. 21. Результаты измерений восьмиканального сумматора на коаксиальном волноводе: коэффициенты передачи от входов к выходу (слева) и фазы (справа)

Достоинством данной конструкции является ее широкополосность (до 112%) и малое отклонение фаз каждого входного канала ($\pm 1^\circ$). К недостаткам следует отнести специфическую конструкцию, которая затрудняет возможность широкого применения данного варианта сумматора.

Выводы

Рассмотренные варианты сумматоров/делителей мощности, по мнению авторов, представляются наиболее приемлемыми для использования в оконечных каскадах передающих устройств РЛС. Выбор схемы сложения/деления и ее конструктивная реализация определяются диапазоном частот, выходной мощностью передающего устройства (как импульсной, так и средней), допустимыми массогабаритными показателями.

Преимуществом построения передающего устройства по принципу сложения мощностей нескольких модулей является возможность его функционирования в режиме «плавного отказа» и оперативной замены неисправных усилительных модулей в процессе работы.

С целью повышения и КПД передающего устройства при сложении мощности нескольких однотипных усилительных модулей следует более тщательно подходить к вопросам проектирования сумматоров/делителей и минимизировать величины амплитудных и фазовых ошибок каждого канала усиления. Для снижения фазовых ошибок наиболее перспективными представляются специальные схемы коррекции, один из вариантов которых представлен в работе [37].

Литература

1. Ефремов В.С. Новое поколение радиолокаторов управления воздушным движением. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, Сер. "Приборостроение". 2007. № 1. С. 3-8.
2. Нефедов В.И., Сигов А.С. Основы радиоэлектроники и связи: учебное пособие; Под ред. В.И. Нефедова. М.: Высш. Шк., 2009. 735 с.
3. Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители; Пер. с англ. В.О. Султанова, под ред. А.А. Борисова. М.: Техносфера, 2015. 416 с.
4. Шахгильдян В.В и др. Радиопередающие устройства. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 2003. 560 с.
5. Кириллов И.Н., Фролов В.В., Коряева В.Ю. Твердотельное передающее устройство УHF-диапазона, построенное на усилителях мощности СВЧ. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №3. С. 34-39.
6. Миннебаев В.М., Редька А.В., Ушаков А.В., Ушаков М.А., Царев А.В. Волноводный сумматор СВЧ мощности X-диапазона частот // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. 2018. Выпуск 3 (250). С. 63-68.
7. Любченко В.Е., Калинин В.И., Котов В.Д., Радченко Д.Е., Телегин С.А., Юневич Е.О. Суммирование мощностей микрополосковых антенн-генераторов в резонаторе, встроенном в диэлектрическую подложку // Журнал Радиоэлектроники. 2017. №4.
8. Коколов А.А., Бабак Л.И. Схемы сложения мощности для монолитных интегральных СВЧ-усилителей // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24). Часть 2.
9. Говорухин В.И., Унру Н.Э. Делитель мощности. Патент России №2688948. 2019. Бюл. №15.
10. Тихомиров С.Г. Усилитель высокой частоты с каскадным суммированием мощностей. Патент России №63139. 2007. Бюл. №13.
11. Косогор А.А., Шлаферов А.Л., Прищенок А.М., Иванов С.В., Хмара Е.В., Шацкий В.Н. Твердотельный усилитель СВЧ с пространственным суммированием мощностей. Патент России №189022. 2019. Бюл. №13.
12. Pozar D.M. Microwave engineering. 4rd ed. John Wiley&Sons, Inc. 2012.
13. Collin R.E. Foundations for Microwave Engineering. 2nd edition. N.J.: Wiley-IEEE Press, Hoboken. 2001. 924 p.
14. Dirk I. L. de Villiers, Pieter W. van der Walt, Petrie Meyer. Design of a Ten-Way Conical Transmission Line Power Combiner // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. Feb. 2007. Vol. 55, no. 2.
15. Carlos F. Microwave Power Amplifier Fundamentals. [Электронный ресурс] // A Giga-tronics Technical White Paper – AN-GT101A, Oct. 2008. Режим доступа: <https://www.researchgate.net/publication/281244577>. (Дата обращения 25.04.2019).
16. Seyed A.M., Fuhong L., Xianwei Z., Sani U.A. Design of a 2.5-kW L-Band Solid State Pulsed Power Amplifier for Radar Applications. [Электронный ресурс] // Electronics Letters. Jun. 2017. Режим доступа: <https://www.researchgate.net/publication/317496368>. (Дата обращения 25.04.2019).
17. Mohanad A., And K.J., Muaqyed F. On the design of class-J microwave power amplifier // Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty. Year 2019. No.1.
18. Mohadeskasaee S.A. et al. Systematic approach for the design of broadband, high efficiency, high power RF amplifiers. [Электронный ресурс] // ETRI Journal. Feb. 2017. Vol. 39, no. 1, pp. 51-61. – Режим доступа: <http://dx.doi.org/10.4218/etrij.17.0116.0440> (Дата обращения 26.04.2019).
19. York R.A. Some considerations for optimal efficiency and low noise in large power combiners // IEEE Trans. on Micro. The. and Tech. – Aug. 2007. Vol. 49, no. 8. P. 1477-1482.
20. Hamish M. Modern radar systems. 2d edition. Boston: Artech house, 2008. 701 p.

21. Аэродромные РЛК. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://lemz.ru/wp-content/uploads/2019/10/АРЛК-ЛИРА-А10-РУС.pdf>. (Дата обращения 03.05.2020).

22. Заенцев В.В., Катушикина В.М., Лондон С.Е., Модель З.И. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний. Под ред. З.И. Моделя. М.: Сов. Радио, 1980. 296 с.

23. Хельзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. / Пер. с англ. А.С. Галина, под ред. А.С. Галина. М.: Радио и связь, 1981. 200 с.

24. Малков Н.А., Пудовкин А.П. Устройства сверхвысоких частот: учебное пособие. Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2008. 92 с.

25. Малорацкий Л.Г., Явич Л.П. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М.: Советское Радио, 1972. 232 с.

26. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Пер. с англ. В.В. Вольман, А.Д. Муравцова; под ред. В.И. Вольман. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.

27. Wilkinson E.J. An N-Way Hybrid Power Divider. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 8 Issue 1. Jan 1960. P. 116-118.

28. Pshenichkin A.S., Andreev I.V. and K. N. Klimov, "The influence of the phase difference in the channels of the power summer on the effectiveness of power summing of solid state amplifiers in output stages of transmitters in perspective radars," 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 2018, 7, doi 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457051.

29. Бахарев С.И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств; Под ред. Вольмана В.И. М.: Радио и связь, 1982. С. 328.

30. Фельдштейн А.Л., Явич Л.П., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. Радио, 1967. 652 с.

31. Сосунов В.А., Шибаев А.А. Направленные ответвители сверхвысоких частот. Саратов: Приволжское книжное издательство, 1964. 136 с.

32. Боловин А.А., Конов К.И., Коркинец В.О., Сучков А.В. Распределительно-суммирующая система твердотельного передающего устройства S-диапазона частот // 2-я Всероссийская объединённая научная конференция «Проблемы СВЧ-электроники» и «Инновационные решения» (Москва, 26-28 октября 2015). М.: ИД Медиа Паблицер. 2015. С. 148-151.

33. Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника, 2012. 336 с.

34. Qing-Xin Chu, Zhi-Yong Kang, Qiong-Sen Wu, Da-Yi Mo. An In-Phase Output Ka-Band Traveling-Wave Power Divider/Combiner Using Double Ridge-Waveguide Couplers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 61 No. 9. Sep. 2013. P. 3247-3253.

35. Xiaoyong Shan, Zhongxiang Shen. An Eight-Way Power Combiner Based on a Transition Between Rectangular Waveguide and Multiple Microstrip Lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 61 No. 7. Jul. 2013. P. 2585-2593.

36. Mohammad Amjadi, Eslam Jafari. Design of a Broadband Eight-Way Coaxial Waveguide Power Combiner // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 60 No. 1. Jan. 2012. P. 39-45.

37. Пишеничкин А.С., Дронов С.В. Устройство коррекции электрических длин каналов усиления. Патент России №196826. 2020. Бюл. №8.

COMBINERS/DIVIDERS SYSTEMS OF SOLID-STATE TRANSMITTING DEVICES OF MODERN RADAR SYSTEMS

Aleksey S. Pshenichkin, PJSC "ALMAZ R&P Corp.", Moscow, Russia, pshe-aleksej@mail.ru

Aleksander V. Suchkov, PJSC "ALMAZ R&P Corp.", Moscow, Russia, avsu@bk.ru

Abstract

One of the most important components of the radar system, which determines its potential characteristics, is the transmitting device. It is known that the advantage of constructing transmitting devices based on the principle of coherent summation of the power of solid-state amplifier modules is that they allow obtaining the required output power level and ensuring the operation of the radar in the "smooth failure" mode with the possibility of prompt replacement of faulty amplifier modules during operation. At the same time, an urgent task is to increase the output power level of the transmitting device by reducing losses in its microwave path, caused by the spread of the amplitudes and phases of the summed signals. This article provides a brief overview of materials from open Russian and foreign sources on methods for summing the power of microwave oscillations, as well as possible ways to implement combiners/dividers of power of solid-state amplifying modules, on the basis of which the output stages of transmitting devices of modern radar systems are built. The advantages and disadvantages of Wilkinson combiners, waveguide traveling wave combiners, as well as problems arising in their development are discussed. The main issues related to increasing the efficiency when summing the power of several amplifying modules of the same type of the transmitting device are considered. It is shown that the choice of the summation/division scheme and its constructive implementation are determined by the range of operating frequencies, the output pulse and average power of the transmitting device, and the permissible weight and dimensions. The rationality of methods for obtaining the required output power in each specific case is analyzed, including the most promising ones based on special correction schemes that reduce the phase errors of the distribution-summing system.

Keywords: transmitting devices, power combiners, power dividers, distribution-summing systems, solid-state amplifiers.

References

1. V.S. Efremov (2007). New generation of air traffic control radars. *Vestnik MGTU im. N. E. Baumana, Ser. "Priborostroenie"*. No. 1, pp. 3-8.
2. V. I. Nefedov, A. S. Sigov; ed. V.I. Nefedova (2009). *Fundamentals of radio electronics and communications*. Moscow: Vyssh. Shk. 735 p.
3. F. Sechi, M. Bujatti (2015). *Powerful solid-state microwave amplifiers*; Translation from English. V.O. Sultanova, ed. A.A. Borisova. Moscow: Tehnosfera, 416 p.
4. V.V. Shahgildyan and others (2003). *Radio transmitting devices*. 3rd ed., Rev. and add. Moscow: Radio i svyaz'. 560 p.
5. I.N. Kirillov, V.V. Frolov, V.Yu. Koryaeva (2015). UHF-band solid-state transmitting device based on microwave power amplifiers. *Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnyye sistemy*. No.3, pp. 34-39.
6. V.M. Minnebaev, A.V. Red'ka, A.V. Ushakov, M.A. Ushakov, A.V. Tsarev (2018). Waveguide combiner of microwave power of the X-range of frequencies. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory*. No. 3 (250), pp. 63-68.
7. V.E. Lyubchenko, V.I. Kalinin, V.D. Kotov, D.E. Radchenko, S.A. Telegin, E.O. Yunevich (2017). Summation of the powers of microstrip antenna generators in a resonator built into a dielectric substrate. *Zhurnal Radioelektroniki*. No. 4.
8. A.A. Kokolov, L.I. Babak (2011). Power addition circuits for monolithic integrated microwave amplifiers. *Doklady TUSURa*. No. 2 (24). part 2.
9. V.I. Govorukhin, N.E. Unruh. Power divider. Patent of Russia №2688948. 2019. Byul. No.15.
10. S.G. Tikhomirov. High frequency amplifier with cascade power summation. Patent of Russia №63139. 2007. Byul. No.13.
11. A.A. Kosogor, A.L. Shlaferov, A.M. Prishchenko, S.V. Ivanov, E.V. Khmara, V.N. Shatskiy. Solid-state microwave amplifier with spatial summation of power. Patent of Russia №189022. 2019. Byul. No.13.
12. D.M. Pozar (2012). *Microwave engineering*. 4rd ed. John Wiley&Sons, Inc.
13. R.E. Collin (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. 2nd edition. N.J.: Wiley-IEEE Press, Hoboken. 924 p.
14. Dirk I. L. de Villiers, Pieter W. van der Walt, Petrie Meyer, Design of a Ten-Way Conical Transmission Line Power Combiner, *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. Feb. 2007. Vol. 55, no. 2.
15. F. Carlos (2008). *Microwave Power Amplifier Fundamentals. A Giga-tronics Technical White Paper - AN-GT101A*, Oct. 2008. Access mode: <https://www.researchgate.net/publication/281244577>. (Link valid 25.04.2019).
16. A.M. Seyed, L. Fuhong, Z. Xianwei, U.A. Sani (2017). Design of a 2.5-kW L-Band Solid State Pulsed Power Amplifier for Radar Applications. [Electronic resource] *Electronics Letters*. Jun. 2017. Access mode: <https://www.researchgate.net/publication/317496368>. (Link valid 25.04.2019).
17. A. Mohanad, K.J. And, F. Muaayed (2019). On the design of class-J microwave power amplifier. *Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty*. - No.1.
18. S.A. Mohadeskasaei et al. (2017). Systematic approach for the design of broadband, high efficiency, high power RF amplifiers. [Electronic resource] *ETRI Journal*. Feb. 2017. Vol. 39, no. 1, pp. 51-61. Access mode: <http://dx.doi.org/10.4218/etrij.17.0116.0440> (Link valid 26.04.2019).
19. R.A. York (2001). Some considerations for optimal efficiency and low noise in large power combiners. *IEEE Trans. on Micro. The. and Tech.* Aug. 2001. Vol. 49, no. 8, pp. 1477-1482.
20. M. Hamish (2008). *Modern radar systems*. 2d edition. Boston: Artech house. 701 p.
21. Airfield radar. [Electronic resource]. Access mode: <https://lemz.ru/wp-content/uploads/2019/10/АРЛК-ЛПРА-А10-РУС.pdf>. (Link valid 03.05.2020).
22. V.V. Zaentsev, V.M. Katushkin, S.E. London, Z.I. Model. (1980). *Devices for adding and distributing the power of high-frequency oscillations*. Ed. Z.I. Model. Moscow: Sov. Radio. 296 p.
23. J. Helzain (1981). *Passive and active microwave circuits*. Translation from English. A.S. Galina, ed. A.S. Galina. Moscow: Radio i svyaz'. 200 p.
24. N.A. Malkov, A.P. Pudovkin (2008). *Microwave devices: textbook*. Tambov: Izd-vo Tamb. Gos. Tehn. Un-ta. 92 p.
25. L.G. Maloratsky, L.R. Yavich (1972). *Design and calculation of microwave elements on strip lines*. Moscow: Sovetskoe Radio. 232 p.
26. V. Fusco (1990). *Microwave circuit. Analysis and computer-aided design*. / Translation from English. V.V. Volman, A.D. Muravtsova; ed. V.I. Volman. Moscow: Radio i svyaz'. 288 p.
27. E.J. Wilkinson (1960). An N-Way Hybrid Power Divider. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 8 Issue 1. Jan 1960, pp. 116-118.
28. A.S. Pshenichkin, I.V. Andreev and K.N. Klimov (2018). The influence of the phase difference in the channels of the power summer on the effectiveness of power summing of solid state amplifiers in output stages of transmitters in perspective radars. *2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Minsk, 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457051.
29. S.I. Bakharev and V.I. Volman, Yu.N. Lib (1982). *Handbook for the calculation and design of microwave stripline devices*; Ed. Volman V.I. Moscow: Radio i svyaz'. 328 p.
30. A.L. Feldshtein, L.R. Yavich, V.P. Smirnov (1967). *Handbook for the elements of waveguide technology*. Moscow: Sov. Radio. 652 p.
31. V.A. Sosunov, A.A. Shibaev (1964). *Microwave directional couplers*. Saratov: Privolzhskoye knizhnoye izdatel'stvo. 136 p.
32. A.A. Bolovin, K.I. Konov, V.O. Korkinets, A.V. Suchkov (2015). Distribution-summing system of a solid-state transmitting device of the S-frequency range. *2-ya Vserossiyskaya ob'yedinonnaya nauchnaya konferentsiya "Problemy SVCh-elektroniki" i "Innovatsionnyye resheniya" (Moscow, 26-28 oct. 2015)*. Moscow: Media Pabliisher, pp. 148-151.
33. A.Yu. Grinev (2012). *Numerical methods for solving applied problems of electrodynamics*. Moscow: Radiotekhnika. 336 p.
34. Qing-Xin Chu, Zhi-Yong Kang, Qiong-Sen Wu, Da-Yi Mo (2013). An In-Phase Output Ka-Band Traveling-Wave Power Divider/Combiner Using Double Ridge-Waveguide Couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 61 No. 9. Sep. 2013, pp. 3247-3253.
35. Xiaoyong Shan, Zhongxiang Shen (2013). An Eight-Way Power Combiner Based on a Transition Between Rectangular Waveguide and Multiple Microstrip Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 61 No. 7. Jul. 2013, pp. 2585-2593.
36. Mohammad Amjadi, Eslam Jafari (2012). Design of a Broadband Eight-Way Coaxial Waveguide Power Combiner. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 60 No. 1. Jan. 2012, pp. 39-45.
37. A.S. Pshenichkin, S.V. Dronov A device for correcting the electrical lengths of amplification channels. Patent of Russia №196826. 2020. Byul. No.8.