

# СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СХЕМ СУММИРОВАНИЯ МОЩНОСТИ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОКТАВНОЙ ПОЛОСОЙ ЧАСТОТ

С.В.Гармаш, А.А.Кищинский

Аннотация - Проведен анализ эффективности суммирования мощности схемами широкополосного суммирования, построенными на основе различных типов планарных сумматоров. Описаны конструкции и сравниваются характеристики трех типов выходных каскадов, построенных по различным схемам суммирования в диапазоне 4-8 ГГц. Приведены конструкция и характеристики усилителя мощности в диапазоне 4-8 ГГц, использующего делители-сумматоры бегущей волны и имеющего выходную мощность насыщения 3.9-4.5 Вт и усиление 36-38 дБ.

## I. Введение

Выбор и техническая реализация схемы суммирования мощности выходного каскада в значительной степени определяет достижимые параметры СВЧ усилителя мощности: в первую очередь его КПД и выходную мощность. Для широкополосных усилителей проблема осложняется тем, что невозможно использовать наиболее эффективные узкополосные резонансные сумматоры (радиальные, волноводные, квазиоптические). В одной из наиболее широкополосных технических реализаций схем суммирования этого класса [1] эффективность суммирования мощности в полосе 8-12 ГГц составила 42-68% при суммировании 8 активных элементов. К числу наиболее распространенных планарных схем суммирования, применяемых в широкополосных усилителях мощности, относятся мосты Ланге, синфазные кольцевые делители и цепочечные делители. Целью настоящей работы является расчетное и экспериментальное сравнение достижимых параметров существующих схем суммирования при работе в нелинейном режиме, а также выбор и экспериментальная апробация схемы суммирования для построения мощного усилителя в диапазоне 4-8 ГГц.

## II. Сравнительный анализ схем суммирования мощности

Для правильной оценки потерь в схеме суммирования мощности при различном числе каналов суммирования и обоснованного выбора структурной схемы широкополосного усилителя мощности необходимо провести анализ параметров возможных вариантов схем сумматора выходного каскада. Рассмотрим ниже пять типов широкополосных сумматоров, при этом для сравнения результатов используем схему четырехканального суммирования. В работе исследованы характеристики следующих типов сумматоров:

- синфазный кольцевой сумматор (IP);
- цепочечный сумматор на отрезках линий (TW);
- сумматор на основе мостов Ланге (LL);
- сумматор на основе комбинации двух мостов Ланге и синфазного кольцевого сумматора (LIP);

- цепочечный сумматор на мостах Ланге (TWL).

На практике иногда применяется также схема цепочечного суммирования на основе направленных ответвителей с лицевой связью [2], однако ее параметры очень близки к параметрам схемы TWL и отдельно здесь не рассматриваются. Расчет проводился по следующей схеме:

- 1) синтезировались схема и топология данного типа сумматора;
- 2) геометрические размеры и величины элементов схемы оптимизировались в октавной полосе частот (конкретно, в полосе 2-4 ГГц) по критерию минимальных потерь на деление-суммирование при встречном включении и минимального разбаланса амплитуд выходных сигналов плеч;
- 3) формировалась нелинейная модель четырехэлементного усилительного каскада на базе четырех идентичных по схеме широкополосных усилительных ячеек, и рассчитывались частотные зависимости максимальной выходной мощности, отдаваемой каскадом в 50-Омную нагрузку в четырех различных ситуациях. К ним относятся следующие ситуации:

- идентичные ячейки, номинальные размеры элементов сумматоров (зазор, полосок);
- идентичные ячейки, размеры завышены (зазор - 15 мкм, полосок + 15 мкм);
- идентичные ячейки, размеры занижены (зазор, + 15 мкм, полосок - 15 мкм);
- неидентичные ячейки (2 идентичные, одна с увеличенными масштабируемыми элементами модели на +20%, одна с уменьшенными -20%), номинальные размеры.

Для расчетов была использована нелинейная модель арсенидгаллиевого полевого транзистора Матерки-Каспрчака, встроенная в пакет программ Supercompact-Microwave Harmonica [3]. Был взят мощный транзистор с затвором 0.5 x 5000 мкм, параметры его нелинейной модели определены экспериментально по методике, аналогичной той, что использована в работе [4]. В качестве усилительного элемента в расчетах использована усилительная ячейка, спроектированная отдельно и включающая два идентичных транзистора, включенные параллельно (общая ширина затвора составляет таким образом 10000 мкм), входную и выходную согласующе-трансформирующие цепи, цепи развязки по питанию и подачи питающих напряжений. Расчетные параметры усилительной ячейки:

- диапазон рабочих частот .....2-4 ГГц
- минимальное малосигнальное усиление ..... 10.43 дБ
- неравномерность малосигнального усиления ..... +1.27 дБ
- минимальная выходная мощность насыщения..... 36.1 дБм
- максимальная выходная мощность насыщения..... 36.9 дБм
- максимальный коэффициент отражения по входу..... 0.86
- максимальный коэффициент

отражения по выходу ..... 0.31

При сравнении основных параметров схем суммирования анализировались три основных показателя, получаемые при помощи расчета частотной зависимости выходной мощности насыщения каскада:

$\Delta P1$  - максимальное в рабочей полосе частот снижение выходной мощности насыщения каскада с идентичными ячейками и номинальными размерами по отношению к "идеальной" выходной мощности (т.е., учетверенной выходной мощности усилительной ячейки в 50-Омном тракте);

$\Delta P2$  - наибольшая в рабочей полосе частот величина  $\Delta P1$  из четырех расчетных ситуаций, описанных выше. Этот показатель позволяет оценить потенциальную технологическую чувствительность той или иной схемы суммирования;

$\Delta P2+$  - тот же показатель  $\Delta P2$ , рассчитанный в расширенной на 10% с каждой стороны полосе частот (конкретно, от 1.8 до 4.4 ГГц). Этот показатель позволяет оценить запас по полосе частот для октавного усилителя и возможности использования данной схемы суммирования в более широких полосах частот.

Рассмотрим перечисленные выше варианты схем суммирования подробнее. Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме IP, показана на рис.1

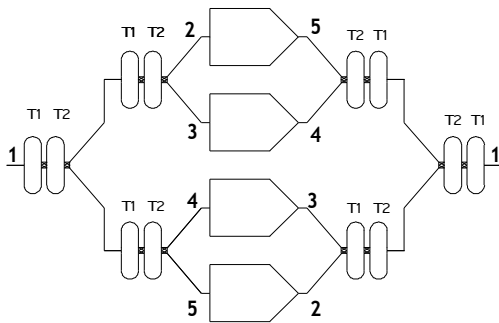


Рис.1 Схема каскада с сумматором типа IP

Для достижения перекрытия по частоте 2:1, каждая ступень суммирования содержит по два трансформирующих отрезка T1 и T2. Сумматор типа IP обеспечивает теоретически идеальное равноамплитудное деление мощности на 4 канала, частотная неравномерность коэффициентов передачи выходных плеч ( $\Delta Ci1$ ) не превышает 0.13 дБ в диапазоне 2-4 ГГц, деление мощности составляет 6.18-6.31дБ. Прямые потери на деление-суммирование при исключенных из схемы ячейках в рабочем диапазоне составляют 0.32 - 0.52 дБ.

Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме TW, показана на рис.2.

Рис.2. Схема каскада с сумматором типа TW

Для достижения перекрытия по частоте 2:1 на входе сумматора использован трехступенчатый трансформатор импеданса с коэффициентом трансформации 4:1 на четвертьволновых отрезках линии передачи W1, W2 и W4. Сумматор типа TW имеет весьма равномерные характеристики деления мощности, частотная неравномерность коэф-

фициентов передачи выходных плеч не превышает 0.25 дБ в диапазоне 2-4 ГГц, деление мощности составляет 6.19-6.44 дБ. Идентичность амплитудных характеристик всех четырех каналов суммирования составляет 0.15 дБ. Прямые потери на деление-суммирование при исключенных из схемы ячейках в рабочем диапазоне составляют 0.45 - 0.68 дБ. За счет сдвига фаз выходных сигналов плеч деления мощности, отраженные от входов ячеек сигналы частично компенсируются на балластных резисторах сумматора, за счет этого достигается приемлемый (в данном случае не хуже 0.29) коэффициент отражения входа и выхода каскада и обеспечиваются условия каскадирования схем.

Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме LL, показана на рис.3.

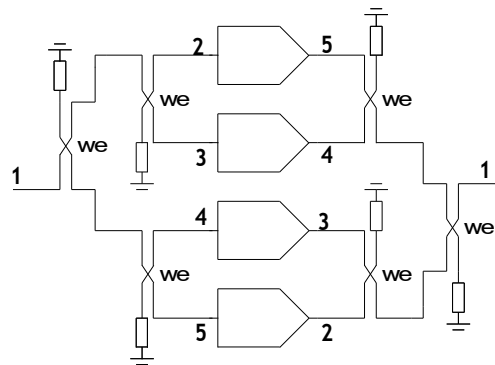
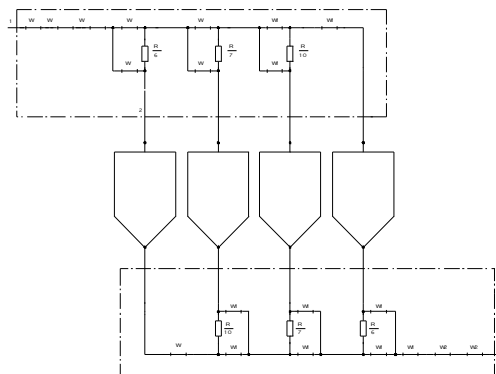


Рис.3. Схема каскада с сумматором типа LL

Для моделирования параметров сумматора использована встроенная модель моста Ланге программы Supercompact. Данный тип сумматора является одним из самых распространенных и широко используется при производстве широкополосных усилителей мощности. Это обусловлено компактностью и очень хорошей степенью подавления отраженных сигналов (в четырехканальном каскаде за счет двойного подавления максимальные коэффициенты отражения входа и выхода не превышают 0.083). Сумматор типа LL имеет неравномерное деление мощности по каналам, при этом два канала имеют практически равномерные АЧХ с коэффициентами передачи на уровне 6.4-6.55 дБ, а два других разбалансированы относительно них на +/- 0.8...0.9 дБ, частотная неравномерность коэффициентов передачи этих двух выходных плеч достигает 1.4 дБ в диапазоне 2-4 ГГц. Прямые потери на деление-суммирование при исключенных из схемы ячейках в рабочем диапазоне составляют 0.64 - 0.96 дБ. Условия каскадирования схем при данной схеме выполняются практически идеально.



Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме LIP, показана на рис.4.

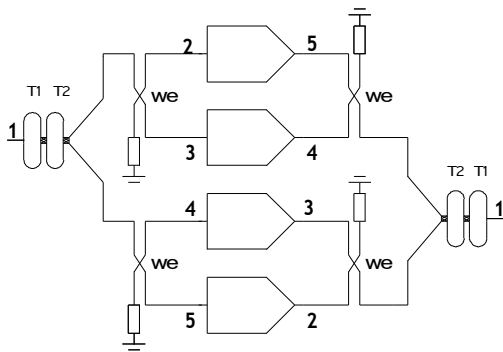


Рис.4. Схема каскада с сумматором типа LIP

Использование в этой схеме синфазной ступени суммирования вместо одного из мостов Ланге позволяет при некотором увеличении габаритов каскада уменьшить потери на деление-суммирование и частотную неравномерность деления при незначительном ухудшении свойств подавления отраженных сигналов (коэффициенты отражения входа и выхода в данной схеме не превышают 0.21).

Частотная неравномерность коэффициентов передачи выходных плеч не превышает 0.8 дБ в диапазоне 2-4 ГГц, деление мощности составляет 5.95-6.85 дБ. Идентичность амплитудных характеристик всех четырех каналов суммирования составляет 0.8 дБ. Прямые потери на деление-суммирование при исключенных из схемы ячейках в рабочем диапазоне составляют 0.5 - 0.85 дБ. Для моделирования параметров сумматора также использована модель моста Ланге, указанная выше.

Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме TWL, показана на рис.5. Это также весьма компактная схема, в которой мосты Ланге используются в качестве направленных ответвителей с сильной (от -3 до -6 дБ) связью для реализации цепочечного сумматора мощности. Для данного типа сумматора в диапазоне 2-4 ГГц деление мощности составляет 5.5-7.0 дБ, неидентичность амплитудных характеристик всех четырех каналов суммирования составляет 1.5дБ. Прямые потери на деление/суммирование при исключенных из схемы ячейках в рабочем диапазоне составляют 0.8 - 1.24 дБ.

Рис.5. Схема каскада с сумматором типа TWL

Провести сравнение расчетных собственных электрических характеристик рассмотренных типов сумматоров можно воспользовавшись сводными данными таблицы 1.

Таблица 1

Тип сумматора	$L:\Sigma$ , дБ max	$\Delta Ci1$ , дБ max	$MS11$ , max	$MS22$ , max
IP	0.52	0	0.869	0.36
TW	0.68	0.16	0.289	0.138
LL	0.96	1.8	0.08	0.083
LIP	0.86	0.8	0.207	0.142
TWL	1.24	1.11	0.178	0.142

$L:\Sigma$  - собственные потери на деление-суммирование при исключенных из схемы ячеек;  
 $\Delta Ci1$  - неидентичность коэффициентов передачи плеч в октавном диапазоне частот;  
 $MS11$  - входной коэффициент отражения каскада в линейном режиме при включенных ячейках;  
 $MS22$  - выходной коэффициент отражения каскада в линейном режиме при включенных ячейках.

Однако, собственные параметры схем суммирования не полностью характеризуют достижимые характеристики мощного выходного каскада, поскольку на уровень выходной мощности в нелинейном режиме существенно влияют достаточно малые отклонения от идеальных нагрузок выходов усилительных ячеек на основной частоте и гармониках сигнала, дополнительный разбаланс возбуждающих напряжений, вызванный конечной и невысокой развязкой плеч сумматора в широкой полосе частот, и ряд других факторов. Для интегральной оценки потерь мощности при суммировании в различных схемах воспользуемся сводными данными таблицы 2, параметры в которой получены по результатам расчета в режиме колебаний, близком к насыщению.

Таблица 2

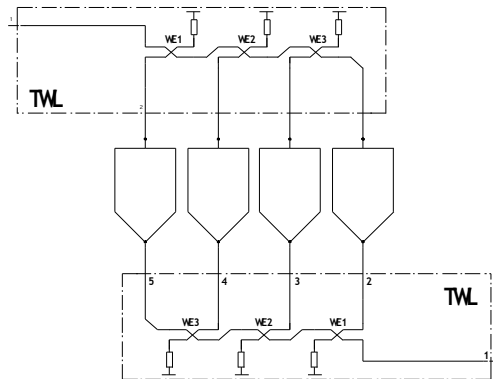
Тип сумматора	$L\Sigma$ , дБ max	$\Delta P1$ , дБ max	$\Delta P2$ , дБ max	$\Delta P2+$ , дБ max
IP	0.26	0.773	0.92	0.92
TW	0.34	0.54	0.86	0.86
LL	0.48	0.661	1.1	1.52
LIP	0.43	0.543	1.05	1.15
TWL	0.62	0.816	1.25	1.5

$L\Sigma$  - ожидаемые потери выходной мощности исходя из собственных потерь на деление-суммирование данного типа сумматора.

Отметим, что малосигнальные амплитудно-частотные характеристики каскадов практически не изменяются, неравномерность АЧХ в рабочей полосе частот остается в пределах от 0.87 до 1.27 дБ ( для отдельной ячейки - 1.27 дБ). Исключение составляет сумматор типа IP, для которого неравномерность АЧХ увеличилась до 2.29 дБ, что обусловлено интерференцией собственных отражений выходных плеч делителя (несмотря на их малость) и входных отражений ячеек.

Из приведенных результатов можно сделать следующие выводы:

1) Схемы IP и TW наиболее чувствительны к технологическим погрешностям изготовления плат,



изменения характерных размеров элементов сумматоров на +/- 15 мкм изменяют выходную

мощность не более, чем на 0.2 дБ. В этих же условиях остальные схемы изменяют мощность на 0.5-0.6 дБ.

2) Все схемы суммирования имеют потери выходной мощности по отношению к идеальному сумматору на 0.2-0.5 дБ больше, чем собственные потери в выходном сумматоре даже при идеальных ячейках.

3) Потери выходной мощности в схемах типа LL и TWL за границами октавной полосы частот (в участках 1.8-2.0 ГГц и 4.0-4.4 ГГц) быстро растут, что не наблюдается в сумматорах других типов.

4) Даже не очень сильная неидентичность параметров ячеек (2 ячейки с разбросом +/- 20%) снижает достижимую выходную мощность каскада на 0.4-0.5 дБ по отношению к каскаду с идентичными ячейками.

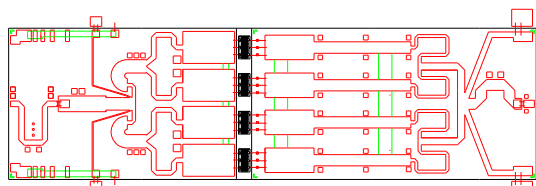
5) Оптимальным сочетанием характеристик обладает цепочечный сумматор мощности на отрезках линий (TW), называемый в литературе также сумматором бегущей волны. Он показывает наименьшие расчетные потери мощности как в идеальном случае, так и при различных технологических отклонениях, имеет значительный запас по полосе частот и обеспечивает подавление отраженных от входа ячеек волн с коэффициентами отражения не более 0.14-0.29 (КСВН не более 1.82).

6) При проектировании структурной схемы широкополосного усилителя мощности необходимо учитывать, что дополнительные потери мощности по сравнению с расчетными параметрами выходного сумматора с учетом неизбежного разброса параметров транзисторов будут составлять не менее 0.6-0.7 дБ.

7) Схемы суммирования, построенные на отрезках линий (IP, TW) имеют в условиях технологического разброса на 0.25-0.35 дБ меньшие потери выходной мощности, чем схемы, построенные на базе мостов Ланге (LL, LIP, TWL).

### III. Экспериментальное исследование четырехканальных выходных каскадов в диапазоне 4-8 ГГц

Для экспериментальной оценки полученных результатов и исследования возможностей применения были спроектированы, изготовлены и испытаны макеты выходных усилительных каскадов, построенные по трем схемам суммирования: LIP (каскад A212-22), IP (каскад 48X4) и TW (каскад И-64). Для экспериментов был выбран базовый диапазон частот 4-8 ГГц. В качестве активных элементов использованы опытные кристаллы арсенидгаллиевых полевых транзисторов с шириной затвора 2200 мкм, предоставленные ГНПП "Исток". При проектировании схем и топологий каскадов использовалась усредненная нелинейная модель данного транзистора, параметры которой получены экспериментально по методике, аналогичной [4].



Измерялись и затем усреднялись параметры

четырёх образцов транзисторов, смонтированных в микрополосковые держатели.

Конструкция каскада типа A212-22 полностью аналогична конструкции выходной части модуля A212-01, подробно описанной в [5] (она и была использована для эксперимента). Отличие состоит в том, что использована новая усилительная ячейка на указанном выше транзисторе, монтируемым методом прямого монтажа и имеющем металлизированные отверстия истоков. Кроме того, по сравнению с приведенной ранее схемой LIP (рис.4), в данной реализации синфазный сумматор T1, T2 имел только один развязывающий резистор, что ухудшает развязку плеч. Основные параметры спроектированных и изготовленных усилительных ячеек приведены в таблице 3. Видно, что (с учетом погрешностей измерения) результаты моделирования и измерений практически совпадают.

Таблица 3

Параметр, единица изм.	Значение	
	Расчет	Экспер.
Минимальный коэф-фициент усиления, дБ	9.1	7.5-8.2
Частотная неравномерность АЧХ, дБ	0.3	0.6-1.0

Конструкция каскада типа И-64 показана на рис.6.

Рис.6. Конструкция каскада типа И-64

Каскад содержит 4 усилительных ячейки, установленные на общем металлическом основании. На этом же основании установлены платы сумматоров типа TW, причем согласующие четвертьволновые трансформаторы вынесены на отдельные платы. В обоих типах каскадов все транзисторы имеют индивидуальные цепи подачи питающих напряжений и установки напряжений затвора.

Каскад типа 48X4 отличается по принципу построения от предыдущих. Схема синфазного суммирования (IP) здесь частично совмещена со схемами входной и выходной согласующих цепей и напоминает по принципу построения каскад, описанный в [6]. Это позволяет провести оптимизацию схемы в целом и, как следствие, несколько улучшить ее параметры и уменьшить габариты, однако, не исключает основных недостатков, присущих схеме IP. Конструкция каскада 48X4 показана на рис.7.

Рис.7. Конструкция каскада типа 48X4

Макеты описанных выше каскадов были изготовлены и испытаны, полученные основные

экспериментальные характеристики сведены в таблицу 4, а частотные зависимости выходной мощности насыщения показаны на рис.8

Таблица 4

Тип каскада	Кр, дБ min	ΔКр, дБ max	Рвых, Вт min	ΔРвых, дБ max	КСВН вх, max
A212-22	5.2	+1.25	1.61	+1.2	1.58
И-64	5.0	+1.5	2.08	+0.6	1.66
48X4	6.5	+2.25	2.3	+1.1	8.0

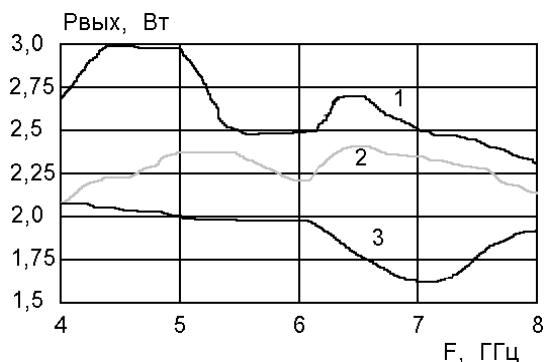


Рис.8. Частотные зависимости выходной мощности насыщения каскадов:

- 1 - 48X4
- 2 - И-64
- 3 - А212-22

Все каскады испытывались при одинаковых напряжениях питания стокос транзисторов и близких рабочих токах ( $V_{си}=6.5$  В,  $I_c=220$  мА). В испытанных каскадах установлены разные образцы транзисторов и ячеек, не подбиравшиеся предварительно по параметрам.

Результаты эксперимента позволяют сделать следующие выводы:

1) Схемы, использующие “внешние” сумматоры (A212-22 и И-64) имеют на 1.3-1.5 дБ меньше малосигнальное усиление, чем схема с “встроенным” сумматором (48X4);

2) При одинаковых в конкретной технологической реализации собственных потерях сумматоров типа LIP и TW (коэффициенты усиления каскадов A212-22 и И-64 практически совпадают) схема типа TW показывает существенно лучшую (на 1.1 дБ) эффективность суммирования мощности в нелинейном режиме, что качественно соответствует проведенному ранее анализу;

3) Схема с синфазным суммированием (48X4) существенно (на 1.1 дБ) увеличивает неравномерность АЧХ каскада даже при совместной оптимизации сумматора и согласующих цепей, что соответствует проведенному ранее анализу.

4) Наименьшую неравномерность выходной мощности демонстрирует каскад со схемой TW (И-64);

5) Максимальную выходную мощность насыщения (2.3-3.0 Вт) демонстрирует каскад со “встроенной” схемой IP (48X4), однако прямое каскадирование этого узла с какими либо узлами предварительного усиления без принятия дополнительных мер по развязке невозможно из-за высокого входного КСВН (8.0).

Наилучшим сочетанием параметров на наш взгляд обладает каскад типа И-64, этот тип

выходного каскада использован в ходе дальнейшей работы для создания макета мощного усилителя в диапазоне 4-8 ГГц.

#### IV. Конструкция и характеристики усилителя мощности.

Разработка макета усилителя мощности в диапазоне 4-8 ГГц, в сущности, является развитием работы, опубликованной ранее [7]. Конструкция усилителя приведена на рис.9.

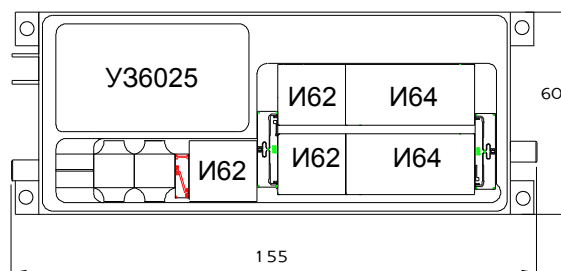


Рис9. Конструкция усилителя мощности

В новой конструкции усилителя внесены два существенных изменения (кроме использования нового транзистора):

1) Усилительные ячейки не являются самостоятельными конструктивными элементами, их платы и элементы входят в состав конструкции усилительных узлов И-62 (балансный каскад с мостами Ланге) и И-64. Это стало возможным вследствие использования метода прямого, а не перевернутого, как ранее, монтажа кристалла транзистора и высокой степени воспроизводимости характеристик новых транзисторов.

2) Исключено “лишнее” звено деления-суммирования мощности между предвыходным и выходным каскадами усилителя, внесившее дополнительные потери.

Усилитель состоит из трех балансных каскадов предварительного усиления (2 каскада на основе ячеек типа 1, описанных ранее в [7], и каскада И-62) и двух линеек оконечного усиления, мощности которых суммируются синфазно. В качестве выходного сумматора использован синфазный микрополосковый кольцевой сумматор с двумя ступенями трансформации и одним балластным резистором.

Все входящие усилительные узлы имеют собственные уровни КСВН не более 1.6-2.0 и легко каскадируются без существенной деформации общей АЧХ усилителя. Все узлы подвергались предварительной настройке в контактное устройство (установка индивидуальных режимов смещения транзисторов, подстройка АЧХ в режиме малого сигнала и проверка выходной мощности).

Узел УЗ6025, показанный на рис.9, обеспечивает защиту усилителя в случае сбоев питания, а именно:

- ограничение напряжения внутренней шины “-U” при коммутационных бросках и перенапряжении,
- защиту от переплюсовки питающих напряжений,
- отключение питания “+U” в случае отсутствия или пропадания питания “-U” с необходимыми задержками,

- отключение питания "+U" при повышении внешнего положительного напряжения выше 9В,
- ограничение коммутационных импульсов в цепи "+U".

Падение напряжения на ключевом элементе платы защиты при токе до 4.0А не превышает 0.5В. Узел выполнен на дискретных корпусных радиоэлементах.

Конструктивно макет усилителя выполнен в алюминиевом чашечном корпусе с разъемами типа СРГ-50-751. Узлы устанавливаются в корпус на винтах и коммутируются сваркой золотых перемычек.

Измеренные основные параметры макета усилителя показаны на рис.10.

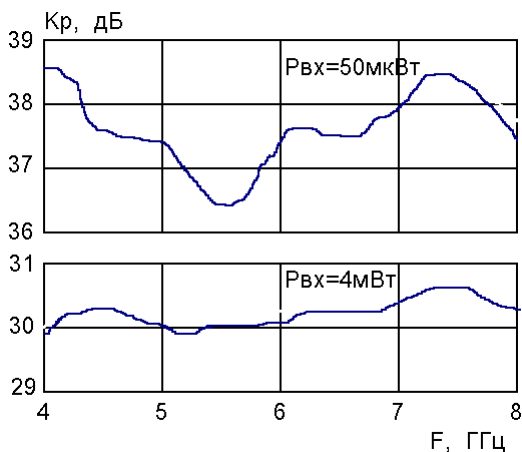


Рис10. АЧХ усилителя мощности.

Минимальное малосигнальное усиление в нормальных климатических условиях составляет 36.4 дБ, неравномерность АЧХ 2.2 дБ. Выходная мощность насыщения при входной мощности 4 мВт и усилении около 30 дБ составляет 3.9-4.5 Вт, при этом КПД усилителя находится в пределах 12-14%. В режиме компрессии усиления -1 дБ выходная мощность составляет 2-2.5 Вт в диапазоне частот 4-8 ГГц, в этом режиме КПД находится в пределах 7-9%. Питание усилителя осуществляется от двухполярного источника +8 В/-5 В, мощность потребления 31.5-32 Вт. Теплоотвод при испытаниях осуществлялся при помощи литого штыревого радиатора.

## V. Заключение

Результаты, изложенные в настоящем докладе, позволяют рекомендовать к использованию при числе каналов суммирования 4 и более схему на основе цепочечных сумматоров на отрезках линий. Данная схема в октавной полосе частот обеспечивает равномерную выходную мощность, эффективность суммирования с учетом технологических разбросов элементов 67-75 %, легко реализуется конструктивно и обеспечивает возможность каскадирования усилительных узлов. Возможности данной схемы подтверждены экспериментально также и в диапазонах частот 2-4 ГГц и 8-12 ГГц в рамках проводимых нами исследовательских и проектных работ. При соответствующем совершенствовании может

оказаться перспективной также схема прямого синфазного суммирования, дополненная квадратурными мостами для обеспечения каскадирования, поскольку она обладает максимальной эффективностью суммирования.

## VI. Список литературы

- [1] A.Alexanian, R.A.York. Broadband spatially combined amplifier array using tapered slot transitions in waveguide // IEEE Microwave and Guided Wave Letters, v.7, n.2, February 1997, p.42-44.
- [2] J.W.Gipprich et al. A power amplifier yields 10 Watt over 8-14 GHz using GaAs MMICs in an LTCC serial combiner/divider network.//1993 IEEE MTT Symposium Digest, p.1369- 1372.
- [3] Microwave Harmonica PC, Users Guide, Compact Software, 1991.
- [4] В.Г.Лапин и др. Внутрисогласованный гибридно - монолитный транзистор диапазона 5.6-6.4 ГГц с выходной мощностью 1 Вт//Материалы 7 Крымской конференции "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии", наст. сборник.
- [5] В.Ф.Гармаш и др. Серия широкополосных гибридно-интегральных усилителей мощности в планарном исполнении для диапазонов 2-4, 4-8 и 8-12 ГГц//Материалы 6 Крымской конференции "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии", 1996, стр.112-116.
- [6] Y.Itoh et al. A 5-10 GHz 15Watt GaAs MESFET amplifier with flat gain and power response//IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1995, v.5, N 12, p.454-456.
- [7] А.А.Кишинский, А.Х.Насыров. Усилитель мощности диапазона 4-8 ГГц с выходной мощностью 2.5 Вт//Материалы 6 Крымской конференции "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии", 1996, стр.117-119.

## AN ANALYSIS OF BROADBAND POWER COMBINERS FOR OCTAVE-BAND MICROWAVE POWER AMPLIFIERS

S.V.Garmash, A.A.Kistchinsky

SCRRTI, 20, Novo-Basmanaya St., 107066, Moscow, RUSSIA, tel.(095) 263-97-24

A power combining efficiency of broadband amplifier chains based on the various types of planar combiners have been analysed. The constructions of three types of 4-8 GHz amplifier's output stages have been discussed and the electrical characteristics have been compared. A 4-8 GHz power amplifier with a 3.9-4.5 Watt output power and 36-38 dB gain based on the travelling-wave divider-combiner circuit has been designed and tested.