

А.В. Радченко, С.В. Гармаш, А.А. Кищинский
БАЛАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ GAN-HEMT МОЩНОСТЬЮ 35 Вт С
ЧАСТОТОЙ 1-6 ГГц И ИННОВАЦИОННЫМИ КВАДРАТУРНЫМИ
ОТВЕТВИТЕЛЯМИ

Данная статья написана по материалам доклада (A.Radchenko, S.Garmash, A.Kishchinsky. 1-6 GHz 35W Balanced GaN-HEMT Power Amplifier with Innovative Quadrature Couplers. Proceedings of the 16th European Microwave Integrated Circuits Conference, 2021, P.265-268), опубликованном в сборнике материалов конференции.

Методы схемотехнического построения широкополосных усилителей

Развитие телекоммуникационных сетей, поддерживающих различные диапазоны и стандарты передачи информации, послужило причиной поиска технических решений для построения эффективных транзисторных усилителей мощности, перекрывающих максимально возможную непрерывную полосу частот. Расширение полосы частот приводит к значительным трудностям в согласовании транзисторов с 50-Омным трактом. Для достижения требуемых параметров в широкой полосе частот применяют различные известные [1] методы схемотехнического построения усилителей: реактивное согласование (RM), реактивно-диссипативное согласование (LM), применение отрицательной обратной связи (FB), схема бегущей волны (TWA). Схемы RM и LM позволяют реализовать высокие выходную мощность и КПД усилителя, но при этом затруднительно обеспечить хорошее согласование входа и выхода для широкой полосы частот. Схемы FB и TWA, наоборот, позволяют оптимизировать согласование, но ограничивают максимально достижимую эффективность усилителя.

Обеспечить одновременно хорошее согласование входа и выхода усилителя и высокие энергетические параметры можно при помощи балансного включения усилительных каскадов с использованием 3-дБ квадратурных направленных ответвителей. При этом полоса частот традиционных схем таких ответвителей (мост Ланге [2], шлейфный мост, тандемный мост) ограничена значениями 40-100% и для построения балансных усилителей с более широкой полосой частот требуются новые решения.

Целью настоящей работы является создание сверхширокополосного балансного гибридно-интегрального усилителя с высокой выходной мощностью и высоким КПД на основе новой конструкции компактного квадратурного 3-дБ моста. Для достижения этой цели:

- Разработана архитектура построения усилителя и рассчитаны параметры квадратурных мостов;
- Разработана методика проектирования согласующих цепей и проведено моделирование;
- Выполнено конструирование и экспериментальное исследование макетов балансных усилительных каскадов;
- Проведены измерения параметров разработанного усилителя.
-

Структурная схема усилителя и конструкции квадратурных ответвителей

Для достижения выходной мощности более 35 Вт и сверхширокой полосы частот (от 1 до 6 ГГц) и, одновременно, малых значений КСВН входа и выхода выбрана архитектура на основе балансной схемы суммирования (AMP3) двух балансных усилительных каскадов (AMP2), показанная на рисунке 1.

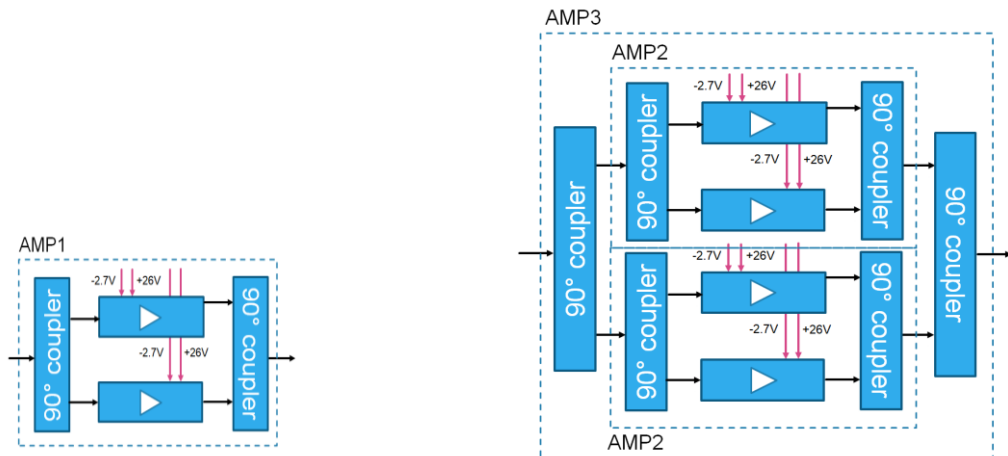


Рисунок 1 - Структурные схемы предварительного и выходных каскадов

В качестве драйвера также применен балансный усилительный каскад (AMP1) на транзисторах вдвое меньшей мощности.

Для суммирования каскадов с перекрытием по частоте более чем 2,5:1 необходимо применение сумматоров с каскадным соединением нескольких групп связанных линий с разным уровнем связи [3]. Для суммирования двух усилителей AMP2 по этому принципу был разработан квадратурный мост размерами $25 \times 9 \text{ мм}^2$ с сильносвязанной центральной секцией в виде 6-полосковой встречно-гребневой структуры, расположенной на подвешенной подложке Al_2O_3 толщины 0,5 мм с воздушным зазором 0,5 мм – рисунок 2.

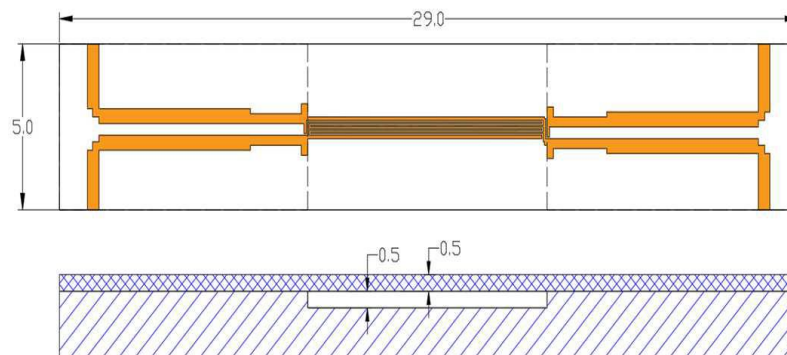


Рисунок 2 - Конструкция трехсекционного моста с подвешенной центральной частью

Применение подвешенной части позволяет выполнить связанные полосы более широкими, а также увеличить зазоры между ними. Крайние слабосвязанные секции компенсируют сильную связь центральной секции и выравнивают общую суммарную характеристику. Расчетные и измеренные характеристики (коэффициенты связи и потери) моста приведены на рисунке 3.

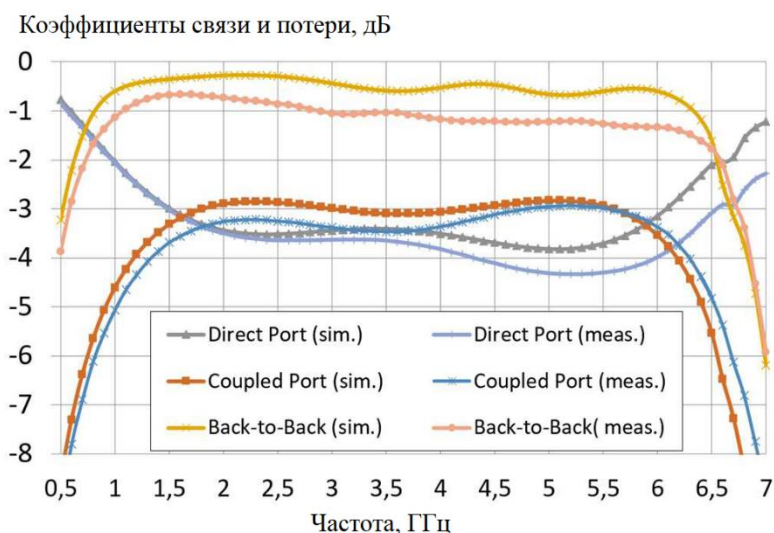


Рисунок 3 - Расчетные и измеренные (без учета потерь в разъемах) характеристики трехсекционного квадратурного моста

Такой тип моста имеет большую протяженность и оптимален для суммирования двух выходных балансных каскадов в схеме АМРЗ. Для суммирования внутри балансных схем АМР1 и АМР2 необходимо применение более компактного варианта, иначе размеры готового усилителя будут существенно увеличиваться по ширине. Для этого был разработан новый вариант квадратурного моста в виде многокаскадного тандемного сумматора (моста) со вставками сильной связи [4]. Конструкция разработанного ответвителя с размерами $14 \times 8 \text{ мм}^2$ на подложке Al_2O_3 толщиной 0,5 мм показана на рисунке 4.

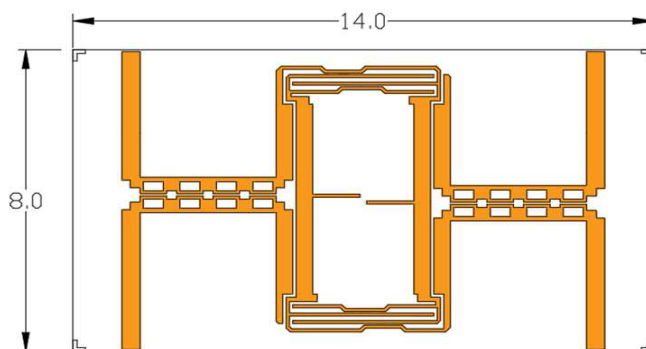


Рисунок 4 - Конструкция нового квадратурного моста

Слабосвязанные выходные секции содержат вырезы, которые представляют из себя замедляющую систему и обеспечивают уменьшение их длины [5]. Расчетные и измеренные характеристики нового моста приведены на рисунке 5.

Фотографии разработанных квадратурных мостов приведены на рисунке 6 для сравнения их размеров.

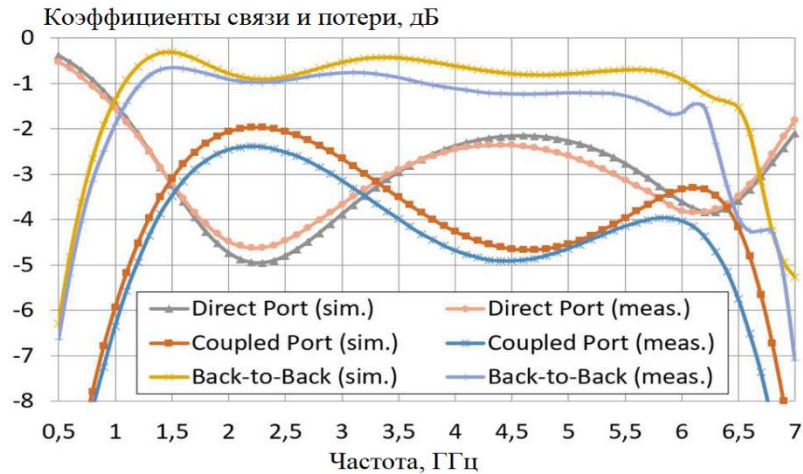


Рисунок 5 - Расчетные и измеренные (без учета потерь в разъемах) характеристики нового тандемного моста

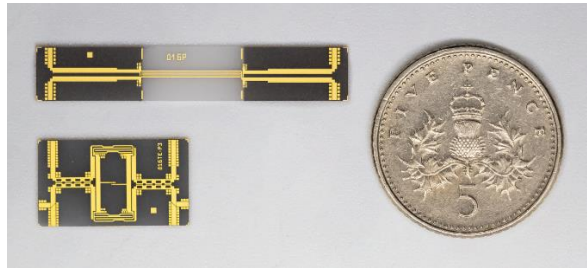


Рисунок 6 – Сравнение габаритов разработанных квадратурных мостов

Моделирование и исследование балансных усилительных каскадов

Для макетирования балансных усилителей AMP1 и AMP2 были выбраны GaN/SiC HEMT транзисторы CGH60008D и CGH60015D фирмы Wolfspeed в виде кристаллов, данные транзисторы могут быть использованы в диапазоне частот от DC до 6 GHz и имеют пробивное напряжение 120V.

Проектирование выходного и предвыходного каскада было проведено в САПР AWR Microwave Office с использованием как линейного, так и нелинейного анализа. Схемы согласования входа (IMC) и выхода (OMC) усилителей AMP1 и AMP2 имеют одинаковую структуру, приведенную на рисунке 7.

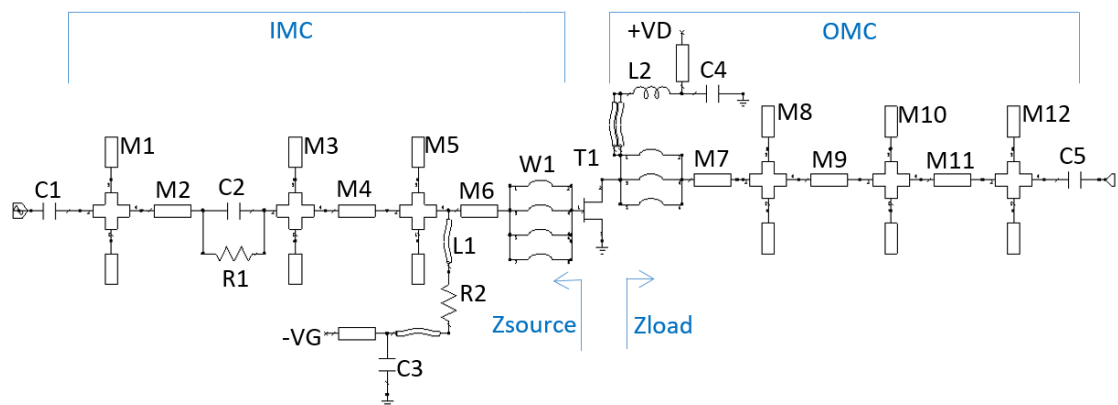


Рисунок 7 - Структурная входной и выходной схемы согласования AMP1 и AMP2.

Проектирование ИМС не решает задачи согласования, а имеет целью выравнивание в широкой полосе частот амплитудно-частотной характеристики усилителя. Для обеспечения хорошего согласования с 50 Ом линией передачи, как сказано ранее, используется балансное включение двух транзисторных ячеек. Кроме распределенных элементов согласования и соединительных перемычек ИМС содержит две RC цепи, выполняющие стабилизирующую функцию.

Выходная согласующая цепь синтезируется исходя из условия получения максимальной выходной мощности в режиме насыщения в рабочем диапазоне частот. Из нелинейных моделей транзисторов, предоставленных производителем, были определены паразитные параметры транзисторов и проведен Load-Pull анализ для определения требований к импедансу выходной согласующей цепи.

Для упрощения процедуры синтеза выходной цепи применен следующий подход. Транзистор был представлен в виде эквивалентной параллельной RC-цепи, которая показана на рисунке 8.

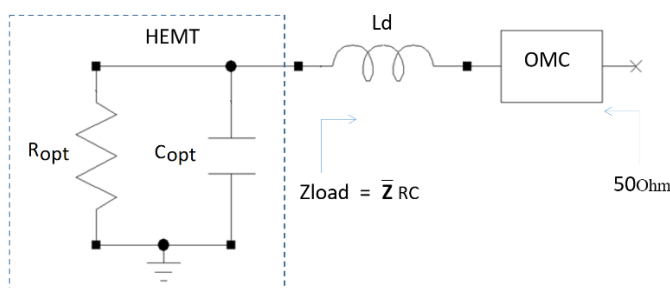


Рисунок 8 - Эквивалентная RC-цепь

Параметры R_{opt} и C_{opt} подбирались так, чтобы максимально приблизить комплексно-сопряженный импеданс этой цепи к оптимальной кривой, полученной в результате Load-Pull моделирования. Полученные значения приведены в таблице 1.

Таблица 1- Расчетные параметры эквивалентной RC-цепи

Тип транзистора	C_{opt} , пФ	R_{opt} , Ом
CGH60008D	0,6	40
CGH60015D	1,25	20

Задача проектирования выходной цепи в этом случае сводится к согласованию RC цепи с 50-омной линией передачи. Для достижения компромисса между физическими размерами, потерями и качеством согласования была выбрана трехконтурная цепь типа ФНЧ. Синтезированные импедансы реализованных согласующих цепей в сравнении с результатами Load-Pull моделирования и комплексно-сопряженными импедансами эквивалентной RC-цепи приведены на диаграмме Смита - рисунок 9а (для AMP1) и рисунок 9б (для AMP 2).

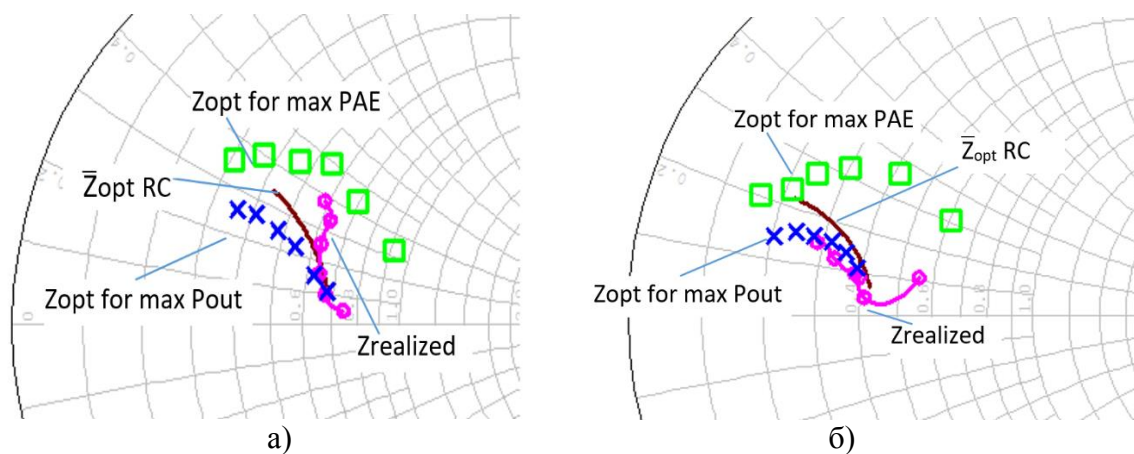


Рисунок 9 - Реализованный импеданс выходной согласующей цепи AMP1 (а) и цепи AMP2 (б)

Подача напряжения питания на сток транзистора реализована через SMD индуктивности, подача напряжения смещения на затвор – через индуктивность, выполненную в виде проволочной перемычки. Цепи питания и смещения подключены в самые низкоомные части схемы, что обеспечивает наилучшую развязку. Фотографии разработанных каскадов приведены на рисунке 10.

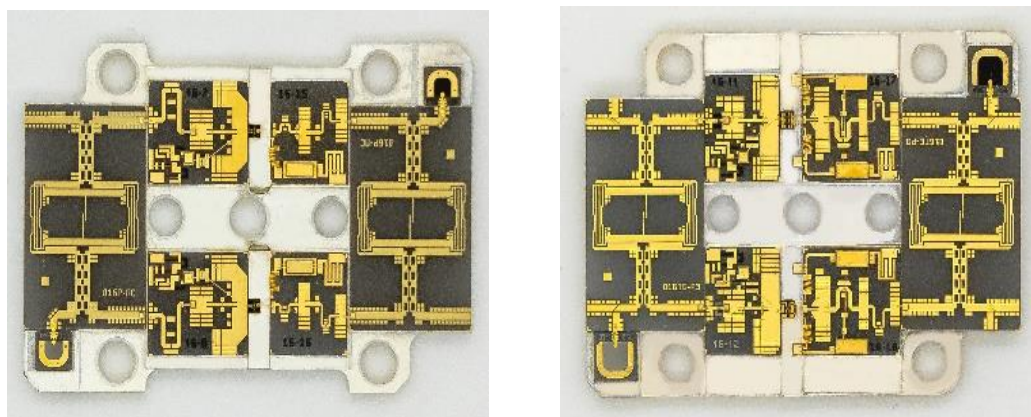


Рисунок 10 - Фотографии разработанных балансных каскадов

Микрополосковые платы согласующих цепей из керамики Al_2O_3 толщиной 0,25 мм и квадратурных мостов припаяны на медно-молибденовые основания, транзисторы приклеены эпоксидным клеем с высокой теплопроводностью. Расчетные и экспериментальные характеристики выходной мощности и КПД разработанных балансных усилителей AMP1 и AMP2 показаны на рисунках 11 и 12 и демонстрируют хорошее соответствие между собой.

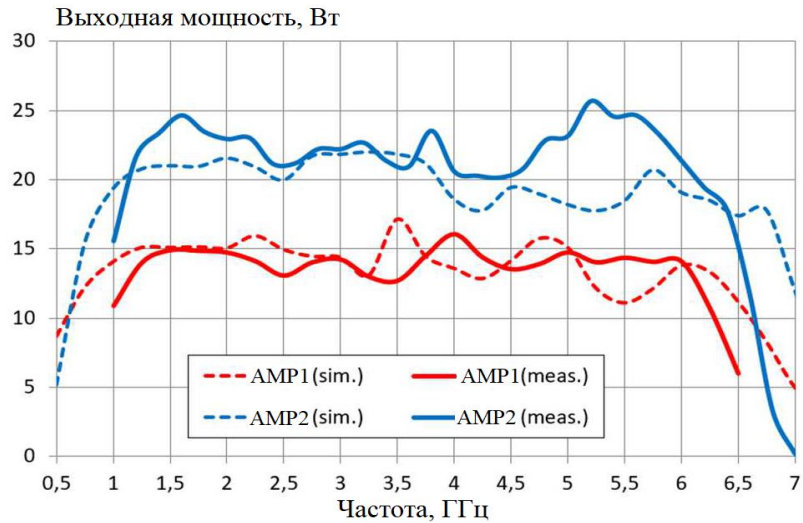


Рисунок 11 - Расчетные и экспериментальные частотные характеристики выходной мощности AMP1 и AMP2

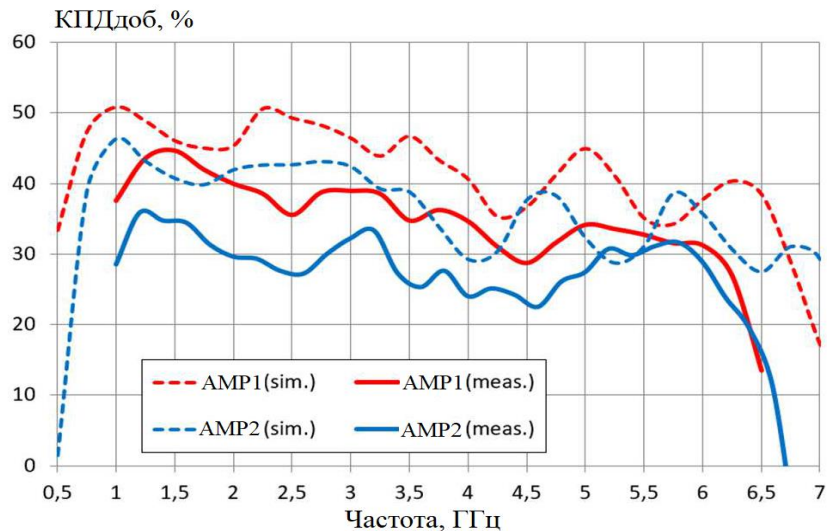


Рисунок 12 - Расчетные и экспериментальные частотные характеристики КПД AMP1 и AMP2

Реализация и измерения

На рисунке 13 показана фотография реализованного усилителя мощности, состоящего из шести каскадов, в которых содержатся: входные малошумящие каскады, цифровой аттенюатор, устройство термокомпенсации усиления, драйвер AMP1 и выходной усилительный балансный каскад AMP3. На выходе установлен направленный детектор выходной мощности.

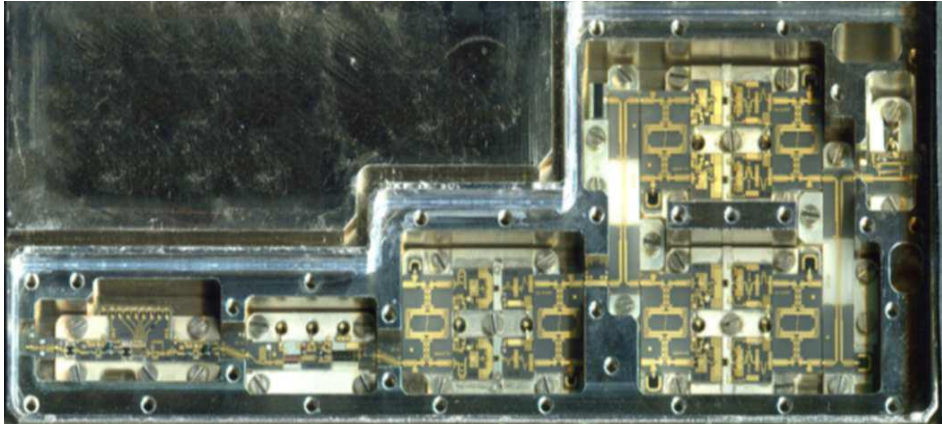


Рисунок 13. Конструкция усилителя

Измеренные характеристики прибора показаны на рисунках 14 и 15. Все измерения проведены при напряжении питания 28В.

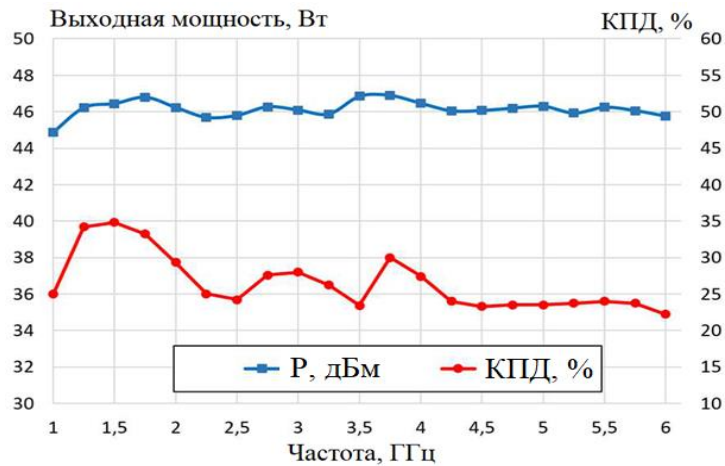


Рисунок 14 - Измеренные характеристики выходной мощности при $P_{вх} = 2\text{Вт}$ и КПД в зависимости от частоты при разных температурах

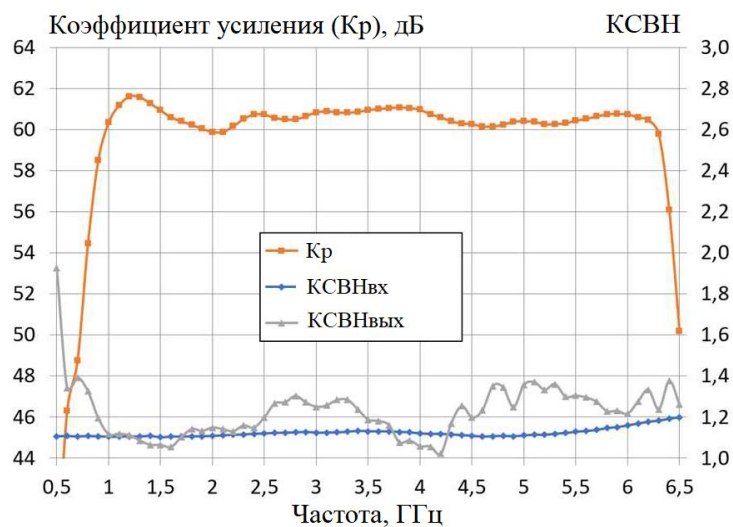


Рисунок 15 - Измеренный малосигнальный коэффициент усиления и KСВН входа и выхода в зависимости от частоты

Заключение

Применение балансной схемы построения усилителя мощности на основе новой конструкции квадратурного моста с рабочей полосой от 1 до 6 ГГц позволило реализовать в этом диапазоне недорогой и компактный усилитель, обладающий прекрасной неравномерностью усиления, выходной мощностью 36-50 Вт и КПД 24-35%. Применение дискретных GaN-транзисторов позволяет существенно сократить стоимость усилителей в сравнении с другими решениями, построенными на основе МИС СВЧ.

- [1] Niclas K., Multi-Octave Performance of Single-Ended Microwave Solid-State Amplifiers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol.MTT-32, N 8, 1984, pp. 896-908.
- [2] Lange J., Interdigitated stripline quadrature hybrid, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol.MTT-17, 1969, pp. 1150-1151.
- [3] Matthaei G., George L., Young L., Jones E. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. McGraw-Hill Book Company, 1964.
- [4] Uysal, Sener. Nonuniform Line Microstrip Directional Couplers and Filters, Boston, Artech House, 1993
- [5] Радченко А.В., Радченко В.В. Микрополосковый тандемный направленный ответвитель. Патент РФ №2743248, МПК H01P5/18.