

ПЕРЕДАЮЩАЯ АППАРАТУРА БОРТОВОЙ РСА ДЛЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ БПЛА: РАЗРАБОТКА, ОТЛАДКА, ЭКСПЕРИМЕНТ

А. Ю. Шеремет

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Статья получена 1 декабря 2013 г.

Аннотация. Целью работы является создание и экспериментальное исследование передающей аппаратуры радиолокатора с синтезированной апертурой, предназначенного для установки на малогабаритные беспилотные летательные аппараты. Были разработаны макеты передающего тракта с квадратурным преобразованием и BPSK модулятором, рассмотрены проблемы электромагнитной совместимости и паразитных положительных обратных связей в пространстве, а также выбран оптимальный вариант передающего тракта. В отличие от классических СВЧ устройств, где платы припаиваются к корпусу, в нашем варианте использовано винтовое крепление. В связи с этим возникает необходимость решения проблем с изгибом СВЧ платы и обеспечения хорошего контакта с корпусом. Отличительной особенностью радиолокатора является рабочая полоса $9,5 \pm 0,5$ ГГц с неравномерностью АЧХ 0,6 дБ. В результате работы был собран и настроен передающий тракт, отвечающий предъявленным требованиям. В качестве варианта для дальнейшей работы был выбран BPSK модулятор. Радиолокатор был протестирован на возможность установки на БПЛА и синтезированы образцы карт местности. В лабораторных условиях была достигнута разрешающая способность по дальности - 25 см.

Ключевые слова: радиолокатор БПЛА, широкополосный передатчик, РСА высокого разрешения, радиоголограмма.

Abstract. The research objective is engineering and experimental research of SAR transmitter, designed for installation on small UAV. There were designed mockups of

transmitter with quadrature conversion and BPSK modulator. Also problems of electromagnetic compatibility, occurrence of parasitic feedback in space, and optimal variant of transmitter selected are considered. In contrast to classic microwave devices, we use screws to fix PCB. Therefore there are problems of bending microwave PCB and bad, point contact with housing. A distinctive feature of the radar is $9,5 \pm 0,5$ GHz operating band with 0.6 dB flatness. The result is assembled transmitter, conforming required specification. Variant with BPSK modulator was selected because there is very low power out-of-band radiation, lower power consumption, reduced dimensions and simple tuning. Radar was tested on the ability to install to the UAV, also there are was synthesized map from the plane. Under laboratory conditions was achieved 25 cm range resolution.

Keywords: UAV radar, wideband transmitter, high resolution SAR, radar hologram.

Рассматриваемый радиолокатор предназначен для отыскания проходов в ледовых образованиях на воде, так же может использоваться для поисково-спасательных работ, топографических исследований. Для выполнения этих задач он должен обладать разрешением порядка 30 см.

Угловая разрешающая способность радиолокатора напрямую зависит от ширины диаграммы направленности его антенны. Этот параметр, в свою очередь, связан с линейными размерами антенной решетки. Но способ установить на радиолокатор большую антенную решетку существует не всегда.

Радиолокатор с синтезируемой апертурой – способ достичь высокой разрешающей способности по азимуту, не увеличивая физические размеры антенной решетки [1]. Принцип действия такого локатора прост: он движется над исследуемым объектом с постоянной скоростью, через заданный промежуток времени посылая зондирующие импульсы. Принятые эхосигналы записываются в сдвиговый регистр, затем фазируются и суммируются блоком обработки. Сигнал после суммирования эквивалентен сигналу, принятому на антенну размерами

$$L_c = V \cdot T_{\text{сл}} \cdot N \quad (1)$$

где L_c - эквивалентный размер синтезируемой апертуры, V - скорость движения локатора, $T_{\text{сл}}$ - период следования зондирующих импульсов, N - количество ячеек сдвигового регистра.[2],[3]

Угловое разрешение Δl_c такого локатора в линейных единицах можно вычислить как

$$\Delta l_c = \frac{\lambda}{2L_c} R, \quad (2)$$

где λ - длина волны зондирующего сигнала, R - расстояние от локатора до земли.

Разрешение по дальности ΔR зависит от ширины спектра зондирующего сигнала:

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_c}, \quad (3)$$

где Δf_c - ширина спектра зондирующего сигнала [4].

Чтобы выполнять предназначенные задачи, наш радиолокатор должен обладать следующими техническими характеристиками:

1. Выходная мощность передатчика должна быть не менее 8 Вт в импульсе.
2. Неравномерность АЧХ в рабочей полосе не должна превышать 1,5 дБ.
3. Передающий тракт должен быть рассчитан на передачу радиоимпульсов длительностью от 1 мкс до 4 мкс и частотой от 1кГц до 5 кГц.
4. Центральная рабочая частота передающего тракта должна быть 9500 МГц. Полоса переносимых частот должна быть не менее 1000 МГц.
5. Для обеспечения электромагнитной совместимости необходимо подавление побочных излучений не менее 30 дБ относительно основного сигнала.

Для макетирования узлов были выбраны три варианта структурных схем с различными способами формирования зондирующего сигнала на несущей

частоте:

1. прямой перенос зондирующего BPSK сигнала из полосы промежуточных частот 1200 ± 500 МГц в рабочую полосу $9,5 \pm 0,5$ ГГц;
2. перенос с использованием квадратурного модулятора;
3. использование BPSK модулятора для формирования зондирующего сигнала непосредственно в рабочей полосе.

Так как различаются лишь способы формирования зондирующего сигнала, для моделирования и макетирования были выбраны следующие функциональные узлы:

1. Усилитель мощности, включающий в себя каскад предварительного усиления, полосно-пропускающий фильтр, выходной усилитель, цепи стробирования и питания;
2. смеситель для прямого переноса сигнала;
3. BPSK модулятор;
4. квадратурный модулятор, включающий в себя схему формирования квадратур, усилитель промежуточной частоты и квадратурный смеситель.

Зондирующие последовательности генерируются блоком формирования в полосе 1200 ± 500 МГц. При прямом переносе частоты с 700 МГц на 9500 МГц интермодуляционные составляющие, вероятнее всего, будут попадать в полосу фильтра, рассчитанного на частоту 9500 ± 500 МГц.

Для использования квадратурного преобразователя вверх необходимо существенно усложнить схему, сформировать квадратуры, разделив исходный сигнал на два параллельных канала, и добавив 90-градусную фазовую задержку в один из них. Для узкополосных сигналов вполне подошел бы микрополосковый делитель мощности и отрезок линии передач в качестве фазовращателя. Но, так как сигнал имеет ширину полосы ~ 1 ГГц, более приемлемо использование трансформатора с коэффициентом трансформации 1:1, так как он обеспечивает высокую линейность АЧХ в широком диапазоне частот [5],[6].

Фазовая задержка реализуется аналоговым фазовращателем. Он должен не только обеспечить 90-градусный фазовый сдвиг между каналами, но и скомпенсировать фазовые неточности трансформатора.

Включенный в линию фазовращатель, как пассивное устройство, будет вносить некоторые потери. И если амплитуды синфазного и квадратурного каналов будут отличаться, то на выходе смесителя не получится эффективного подавления зеркальной составляющей спектра. Для выравнивания амплитуд установим во второй канал аналоговый аттенюатор. Установив на нем ослабление, равное ослаблению фазовращателя в первом канале, получим равные амплитуды обоих каналов.

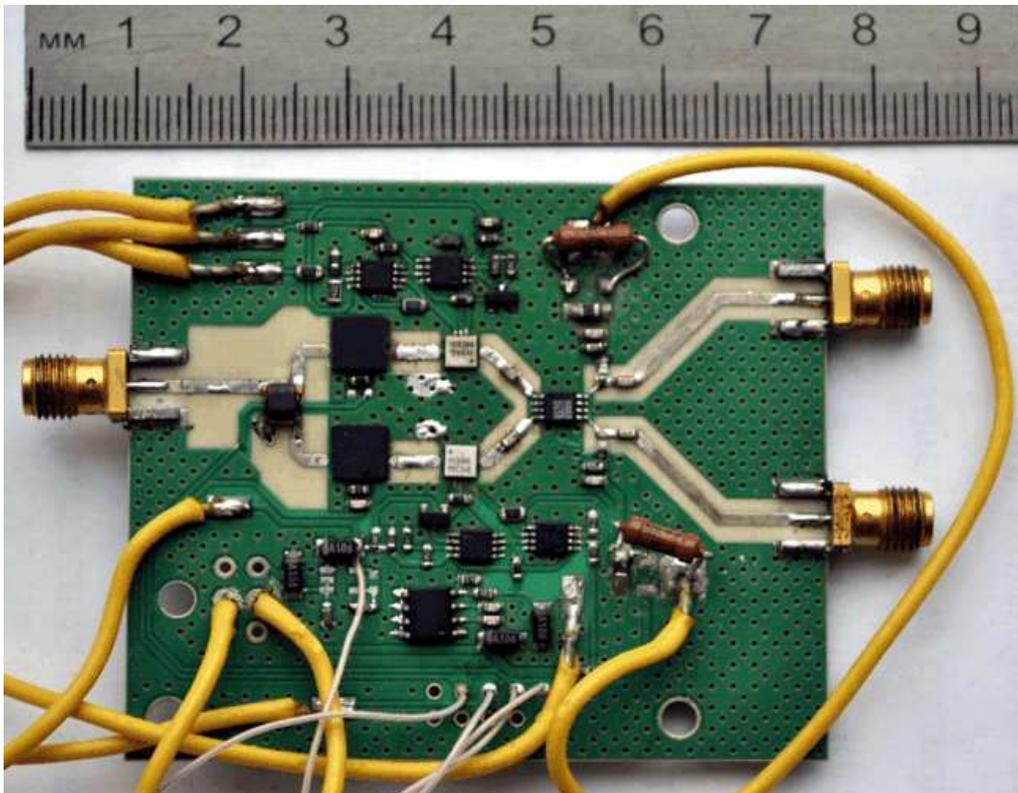


Рис. 1 – Формирователь квадратур

Чтобы компенсировать внесенные потери, колебания необходимо усилить. Установка в каждый канал усилителя нетехнологична, так как придется тщательно подбирать их для совпадения параметров. Двухканальный усилитель, с каналами, выполненными на одном кристалле в одном

техпроцессе, будет иметь сравнительно меньший разброс между каналами, чем два отдельно взятых усилителя.

Высокочастотный усилитель мощности – двухкаскадный. Предварительный усилитель компенсирует потери преобразования и фильтрации сигнала, обеспечивая мощность, необходимую для вывода на режим выходного усилителя. Полосовой фильтр целесообразнее поставить между предусилителем и окончательным каскадом усиления. Стробирование и необходимый уровень мощности обеспечит выходной усилитель.

Платы были изготовлены, собранные макеты испытаны. В ходе испытаний макета усилителя мощности было отмечено его самовозбуждение в результате слишком большого коэффициента усиления. Для предотвращения этого явления были установлены защитные экраны на функциональные узлы усилителя мощности.

При испытаниях макета квадратурного модулятора было выявлено, что двухканальный усилитель HMC469MS8G обладает некоторыми различиями в АЧХ своих каналов. Также, фазовращатель HMC934LP5 имеет неравномерность ФЧХ в полосе, а ФЧХ аттенюатора значительно отличается от ФЧХ фазовращателя. Эти факторы привели к значительному различию в квадратурных каналах в полосе, что в свою очередь сделало невозможным правильную работу квадратурного модулятора HMC520LC4.

Симметрии каналов в таком случае можно достичь лишь значительно усложнив схему, установив в каждый канал по фазовращателю и аттенюатору, а двухканальный усилитель заменив на одноканальный, установив его перед трансформатором МАВА-007159.

Фазовый модулятор M1B-0618 работает согласно указанным в ТЗ требованиям и подходит для выполнения фазовой модуляции в нашем случае.

Смеситель HMC663LC3 было решено не использовать, вследствие недопустимо высоких уровней колебаний гетеродина и зеркальной составляющей на его выходе.

В результате была изменена структурная и принципиальная схема квадратурного модулятора. Структурная схема представлена на рисунке 6 приложения.

Были доработаны и изготовлены печатные платы усилителя мощности передатчика, с местами под запайку экранов, и квадратурного модулятора с учетом изменения структурной схемы.

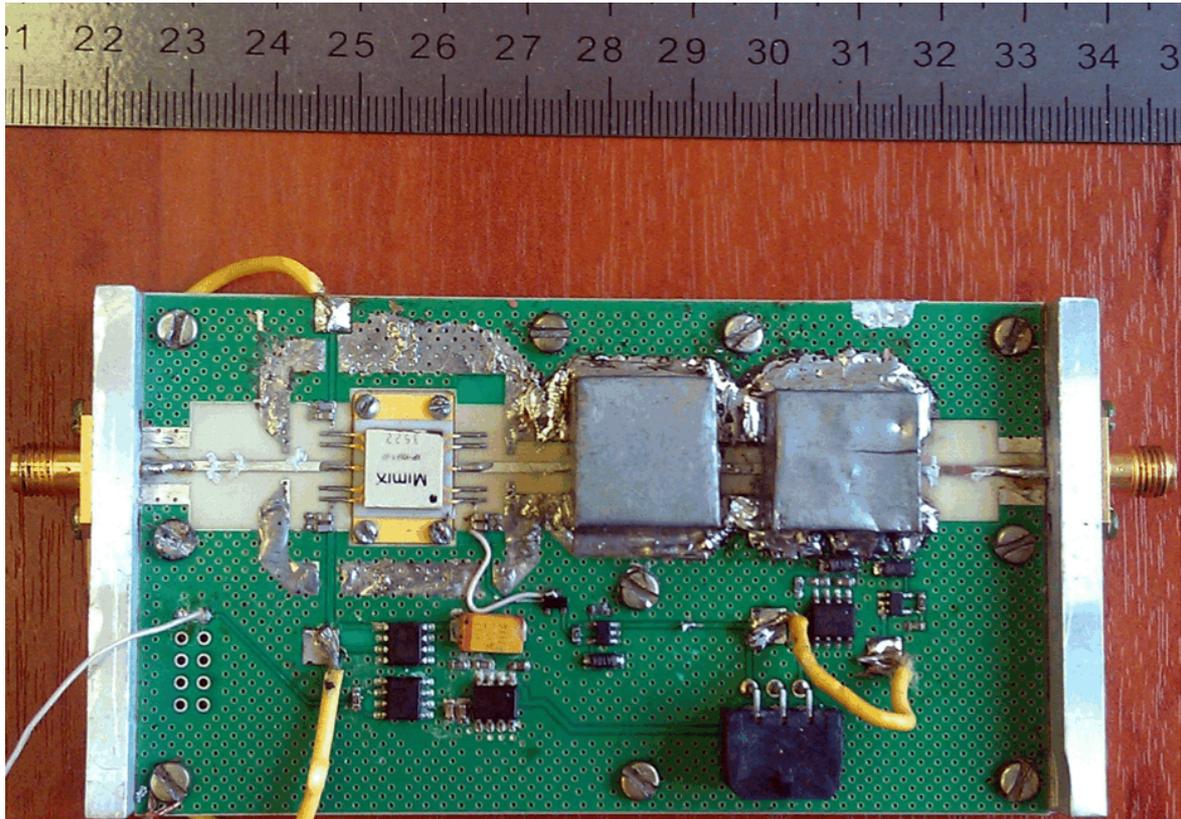


Рис. 2 – Усилитель мощности

Установка экранов в усилителе передатчика решила проблему самовозбуждения. При этом были опробованы различные варианты экранирования:

1. экранирование выходного усилителя и выходной микрополосковой линии экраном без поглотителя;
2. экранирование выходного усилителя и ППФ отдельными экранами без поглотителя;
3. экранирование выходного усилителя и ППФ отдельными экранами с установкой поглотителя над усилителем;

4. экранирование выходного усилителя и ППФ спаянными экранами с установкой поглотителя над усилителем;
5. экранирование предварительного усилителя экраном без поглотителя;
6. экранирование предварительного усилителя и ППФ отдельными экранами с поглотителем;
7. экранирование предварительного усилителя, ППФ и выходного усилителя отдельными экранами с поглотителем.

При этом рассматривались варианты различных размеров экранов, с максимальным размером, препятствующим возбуждению резонансных колебаний на рабочей частоте. По результатам эксперимента был выбран вариант №6 с экранированием предварительного усилителя и ППФ отдельными экранами с установленным поглотителем.

При запайке экранов с поглотителем выяснилось, что даже на малой температуре поглотитель внутри экрана плавится, деформируется и, как следствие – мешает нормальной работе схемы, внося неучтенное ослабление. Для повышения технологичности конструкции и решения проблемы с поглотителем, было принято решение об использовании имеющихся на рынке экранов, представляющих собой рамку со съемной крышкой. В остальном макет усилителя мощности передатчика работоспособен и в полной мере соответствует требованиям технического задания.

На следующем этапе, с учетом выработанных решений, были разработаны ячейки макета блока АРБ. Для того, чтобы удовлетворить массогабаритным требованиям и установить локатор на беспилотный летательный аппарат, необходимо было уменьшить габариты ячеек усилителя и модуляторов. Для этого цепи управления и питания были вынесены на плату управления АРБ. Удлинившиеся в связи с этим линии передачи управляющих и питающих напряжений стали более подвержены влиянию различных помех. Для снижения влияния помех по питанию, в схему были добавлены дроссели. Линии управления были защищены проходными конденсаторами.

Использование проходных конденсаторов и необходимость провести линии управления и питания под экран к предварительному усилителю потребовали установить проходные конденсаторы в месте входа линий под экран. Для этого в экране были выполнены выемки по размеру конденсаторов.

Так как покупные экраны не имеют таких вырезов, было принято решение - изготовить развертки экранов с выемками. Линейные размеры экранов оставить такими же, как и у покупных.

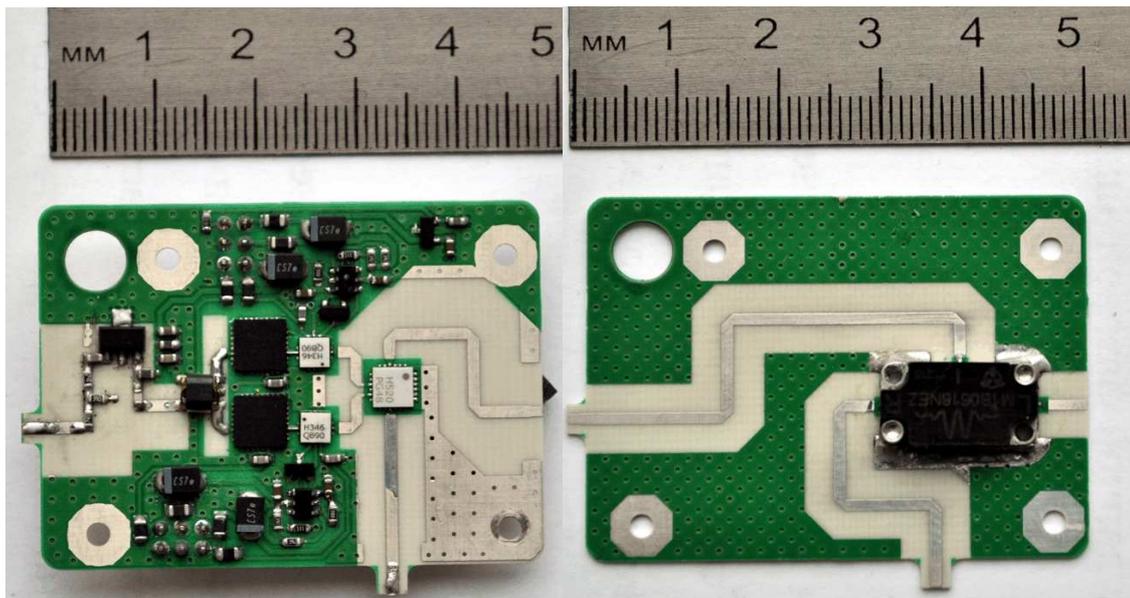


Рис. 3 – Квадратурный (слева) и BPSK модулятор (справа)

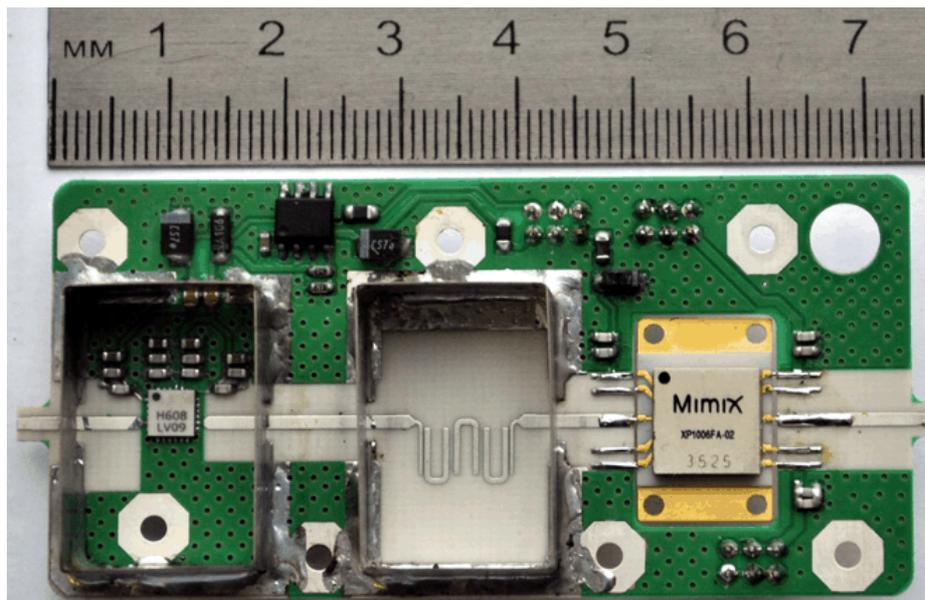


Рис. 4 – Усилитель мощности

В результате были спроектированы и собраны платы ячеек квадратурного модулятора, фазового модулятора и выходного усилителя мощности, представленные на рисунках 3 и 4.

С собранными платами фазового модулятора, квадратурного модулятора и усилителя были проведены автономные испытания, по которым были получены следующие результаты:

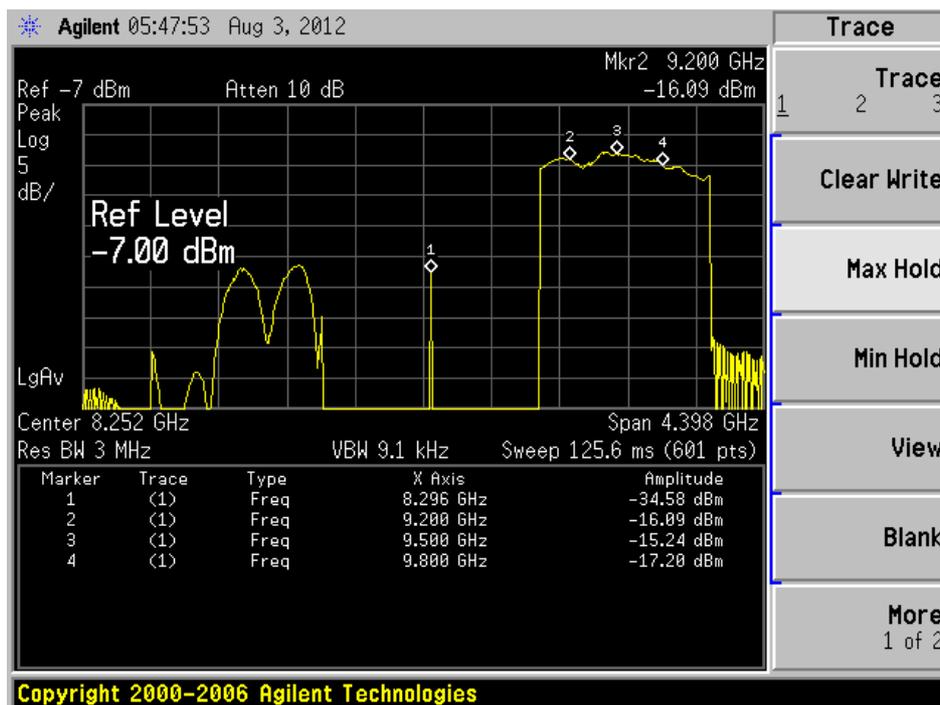


Рис. 5 – Выходной спектр квадратурного модулятора

На вход квадратурного модулятора подавался перестраиваемый по частоте сигнал в диапазоне 500 МГц - 2000 МГц. При этом, на выходе модулятора была построена АЧХ, представленная на рисунке 5. Из рисунка следует, что модулятор выполняет перенос колебаний из полосы частот 1200 ± 500 МГц в полосу $9.5 \pm 0,5$ ГГц. При этом, осуществляется подавление зеркального канала на ~ 20 дБ, колебания гетеродина на ~ 19 дБ. Неравномерность коэффициента передачи в полосе частот не превышает 2 дБ.

По испытаниям усилителя мощности передатчика были получены следующие результаты:

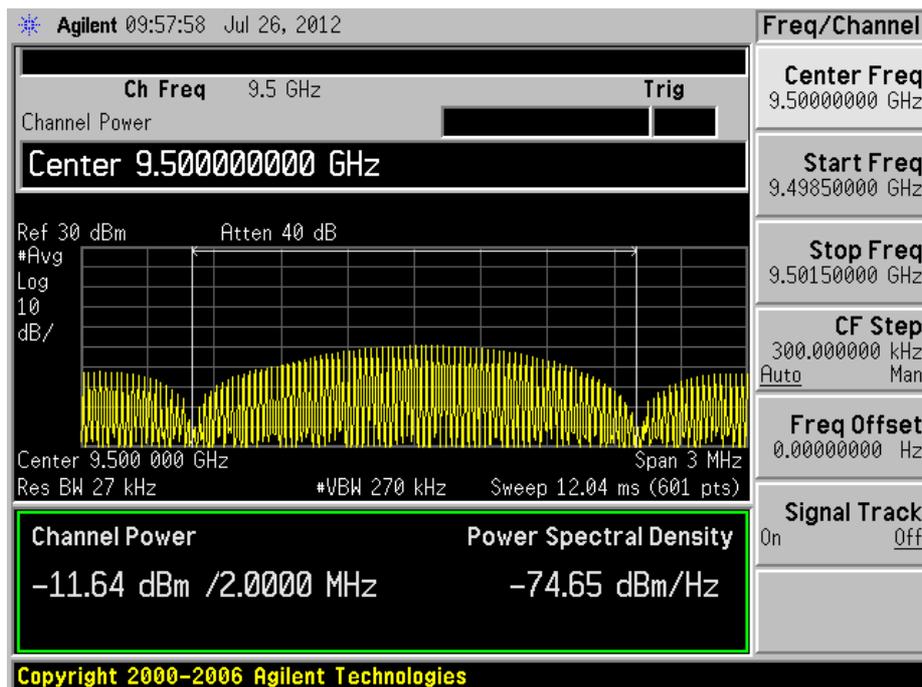


Рис. 6 – Мощность на выходе передатчика на центральной частоте

К выходу передатчика подключен аттенуатор, вносящий вместе с кабелями потери 31 дБ. Строблирующие импульсы длительностью 1 мкс подаются с периодом 100 мкс. Мощность интегрируется в заданной полосе, и измеряется путем применения функции ChannelPower анализатора спектра AgilentE4440. Учитывая скважность, которая дает снижение средней мощности на 20 дБ, и потери в аттенуаторе с кабелями (31 дБ), получим мощность на выходе ~10 Вт (~40 dBm).

Из рисунков также видно, что неравномерность в полосе не превышает 1 дБ. Также, по форме спектра можно косвенно определить, что передатчик осуществляет стробирование, так как на рисунках – спектр амплитудно-модулированного колебания. Результаты измерений передающего канала в составе квадратурного модулятора и усилителя представлены ниже.

На рисунке 7 представлена АЧХ передающего тракта. АЧХ снята по точкам, с шагом 0.05 ГГц, и вычислена путем наложения измеренной АЧХ передающего тракта на измеренную АЧХ выходных кабелей и аттенуатора.

Очевидно, что реальный разброс коэффициента передачи передающего тракта не превышает 0,6 дБ. Выходная мощность в рабочей полосе не меньше 40 дБмВт. Рабочая полоса по уровню -3 дБ составляет 8,9 – 10,05 ГГц.

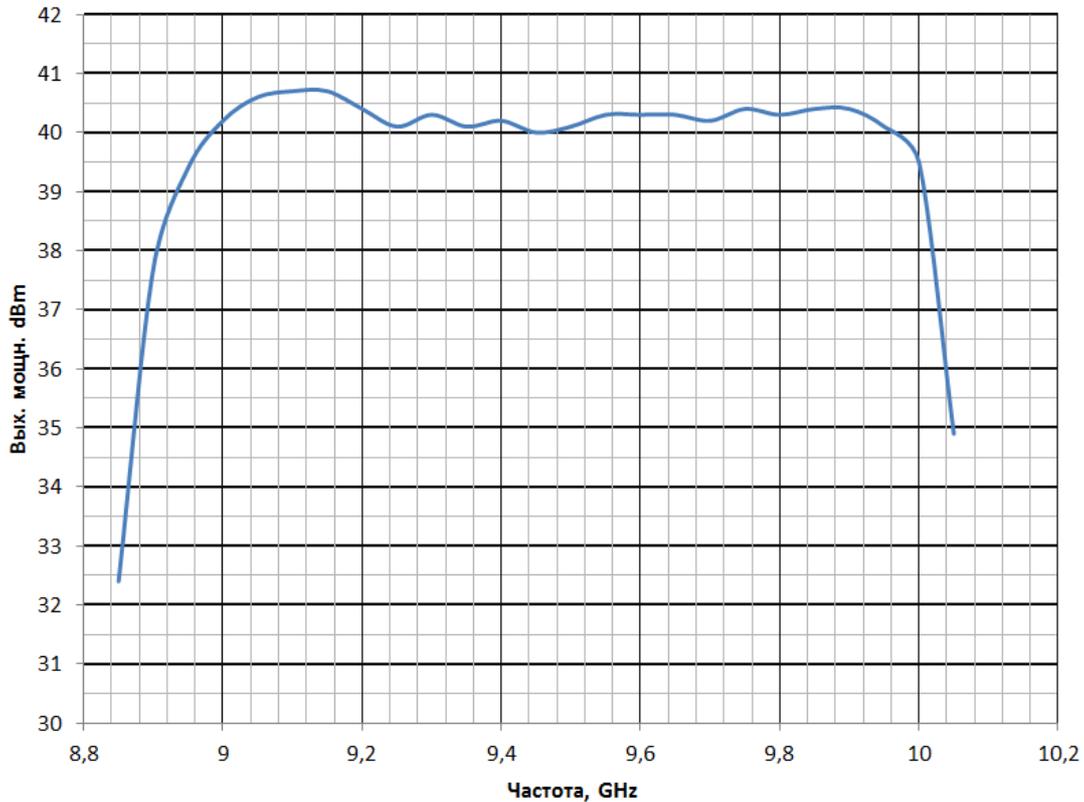


Рис. 7 – АЧХ передающего тракта

На рисунке 8 представлена частотная зависимость КСВ по входу передающего тракта, работающего в штатном режиме. Максимальный КСВ в полосе входных частот составляет 1,3, что позволяет сказать о согласованности входа на 50 Ом.

На рисунке 9 представлена зависимость уровня выходного напряжения детектора мощности (синий график) от управляющего напряжения СТРОБ ПРД (оранжевый график). Усилитель выходит на режим через ~100 нс после завершения переходного процесса СТРОБ ПРД.

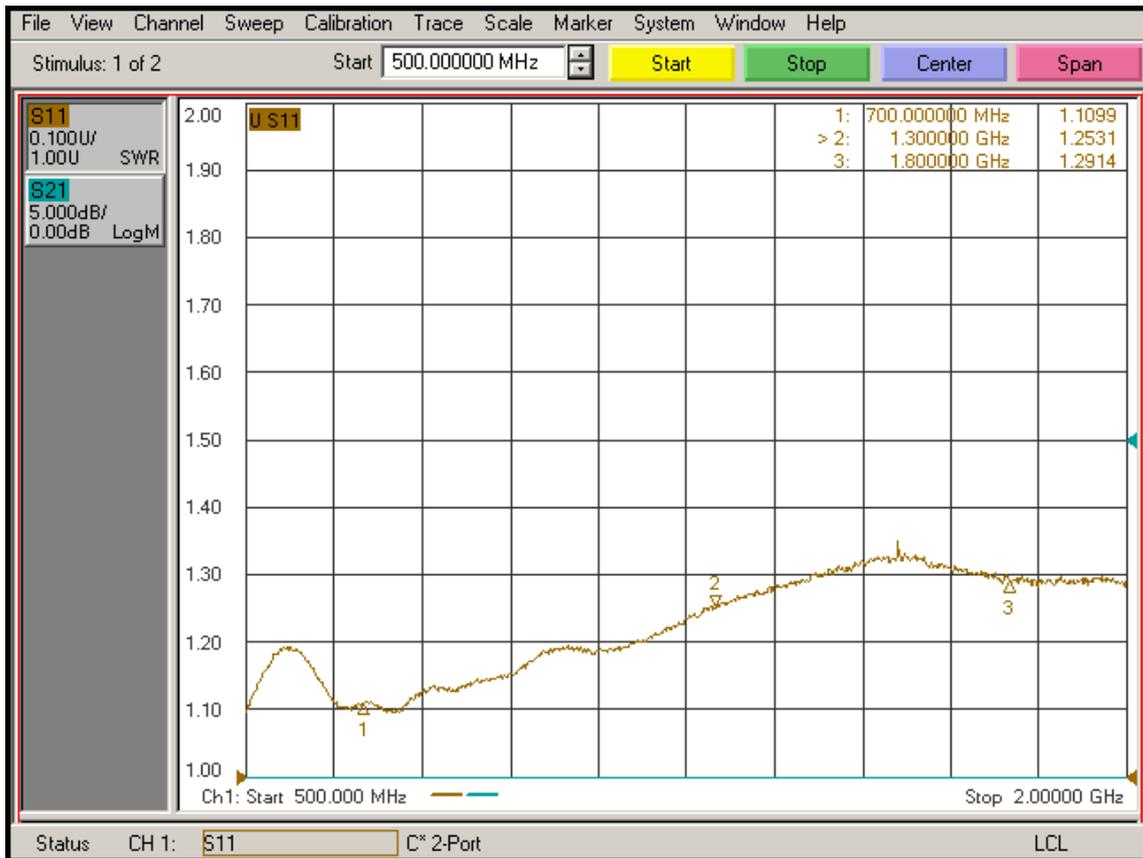


Рис. 8 – КСВ по входу передающего тракта

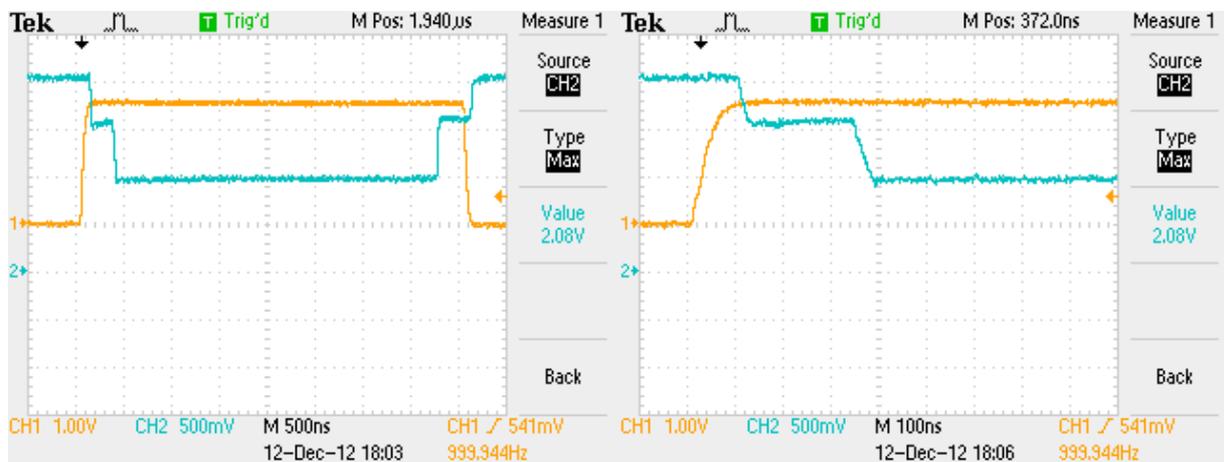


Рис. 9 – Стробирование сигнала

Передающий тракт с фазовым модулятором был проверен в ходе стыковочных испытаний. Для этого был записан спектр зондирующего сигнала, сформированный передающим трактом с квадратурным модулятором (рисунок 10), и сравнен со спектром зондирующего сигнала, сформированного

передающим трактом с фазовым модулятором (Рисунок 11)

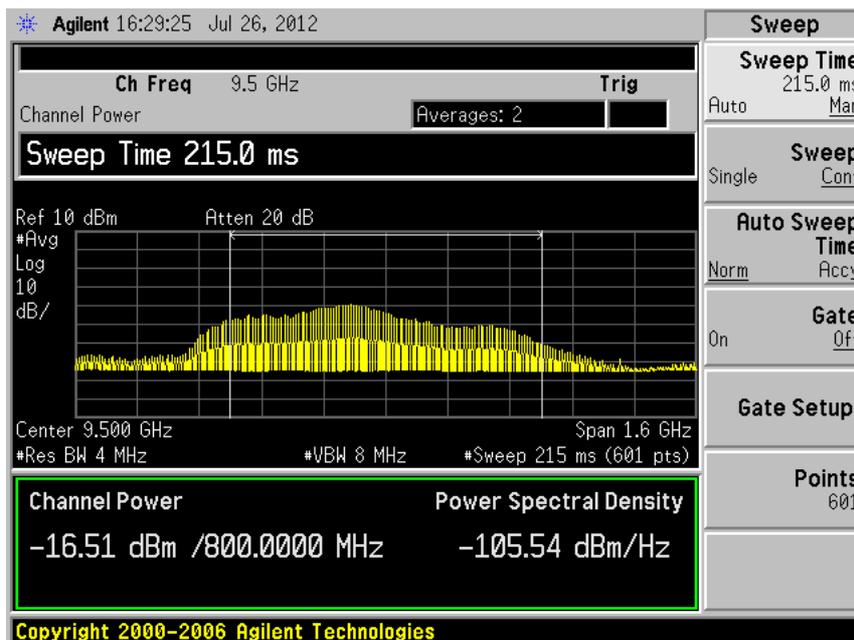


Рис. 10 – Спектр сигнала на выходе блока с квадратурным преобразованием

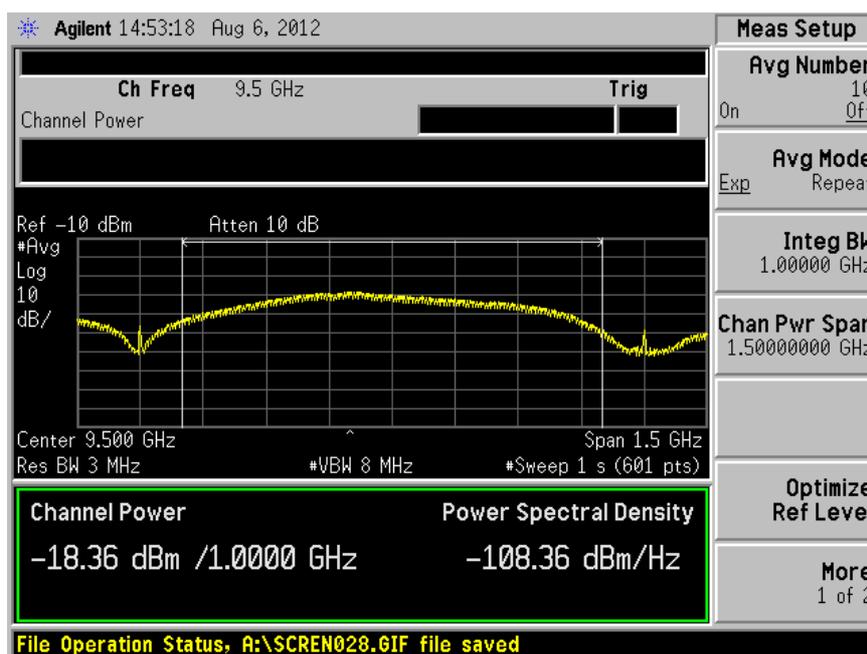


Рис. 11 – Спектр сигнала на выходе блока с BPSK модулятором

По результатам сравнения спектров сигналов можно сказать, что лежандр, сформированный фазовым модулятором имеет более равномерное распределение мощности в рабочей полосе, чем лежандр квадратурного модулятора. Для подтверждения были проведены опыты по демодуляции и дальнейшей корреляции сформированного сигнала с исходной модулирующей

последовательностью. На рисунках 12 и 13 представлены результаты корреляции:

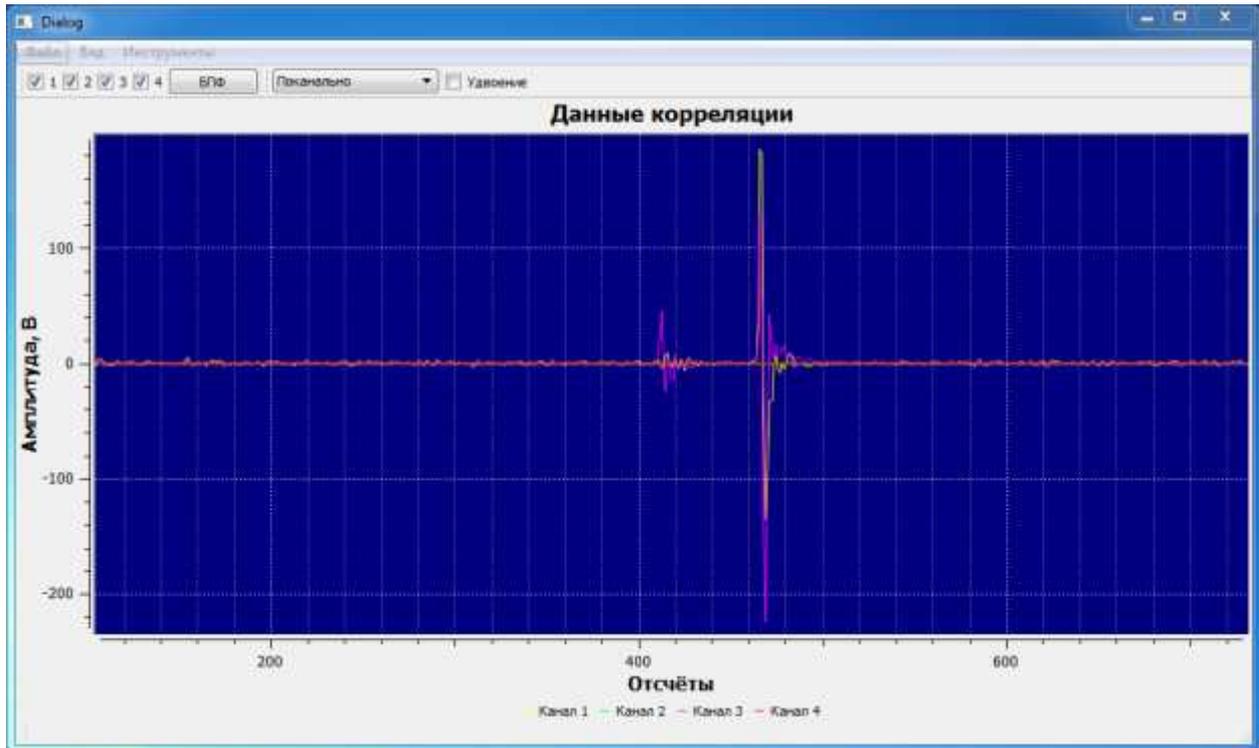


Рис. 12 – Результат корреляции сигнала с выхода приемника с опорной последовательностью (BPSK модулятор)

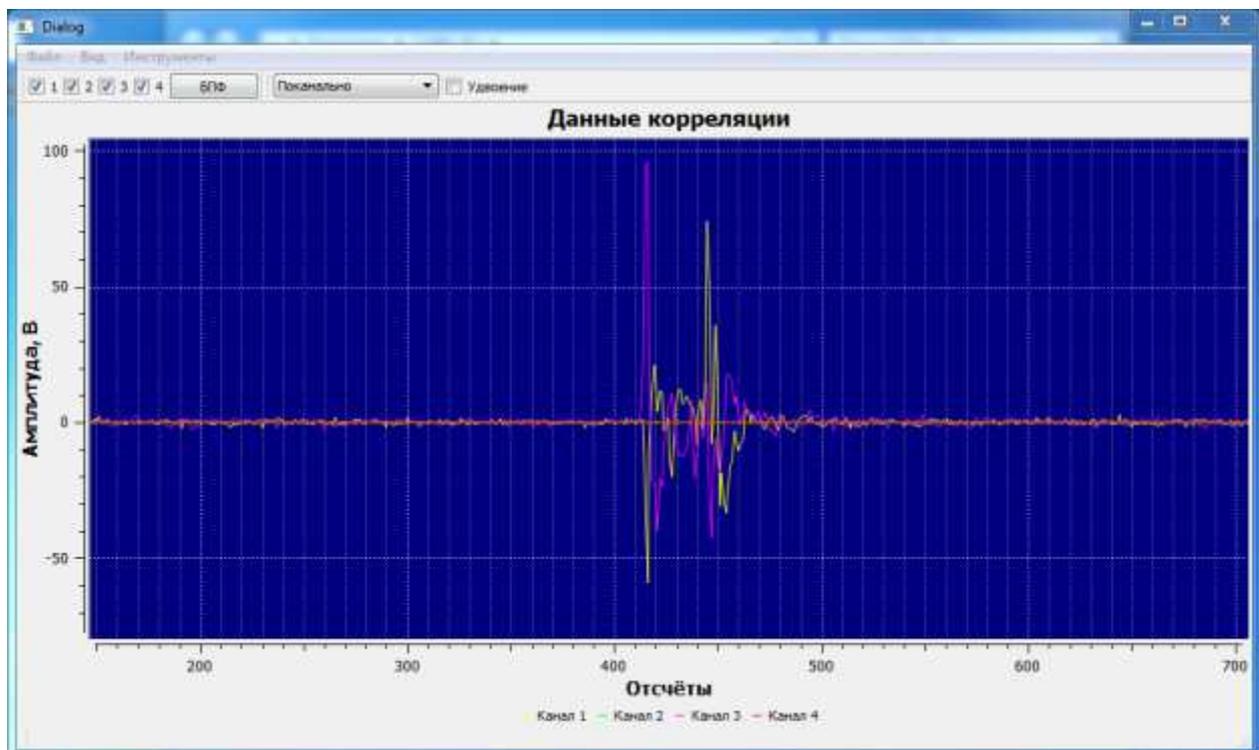


Рис. 13 – Результат корреляции сигнала с выхода приемника с опорной последовательностью (квадратурный конвертор)

На рисунках слева – пик корреляции на сигнал, наведенный по корпусу. Он присутствует из-за высокой чувствительности приемника. Справа – пик корреляции на сигнал, прошедший через линию задержки с аттенуатором. При использовании фазового модулятора корреляционная функция имеет менее ярко выраженные побочные всплески, что позволяет увеличить достоверность обнаружения даже сильно зашумленных эхосигналов и достичь высокой разрешающей способности. С BPSK модулятором удалось достигнуть разрешающей способности в 25 см.

Аналоговый радиочастотный блок с передающей аппаратурой был протестирован в полевых условиях. Для этого использовался легкий пилотируемый самолет. В результате испытаний были синтезированы радиолокационные изображения местности, одно из них приведено на рисунке 14 слева. Справа – спутниковая фотография того же участка местности.

При проектировании опытного образца блока АРБ была выявлена необходимость дальнейшего уменьшения габаритов блока. Это возможно только при применении конструкции с использованием фазового модулятора. Из-за результатов корреляции, необходимости снижения габаритов а так же из-за отсутствия необходимости настройки и управления модулятора, для построения опытного образца был выбран тип схемы с использованием фазового BPSK модулятора.

Для достижения изложенных выше результатов под платы передающего тракта была подложена металлическая фольга, вырезанная по контуру отсеков. Это сделано вследствие того, что платы такой толщины, притянутые винтами, имеют точечный контакт с корпусом. Из-за плохой земли может наблюдаться недостаточный коэффициент усиления передатчика, а так же плохое подавление модулятором зеркальной составляющей и частоты гетеродина.



Рис. 14 – Синтезированное с борта самолета радиолокационное изображение земной поверхности в сравнении со спутниковой фотографией.

Заключение

В результате работы разработана и отлажена передающая аппаратура радиолокатора с синтезированной апертурой. Осуществляется BPSK модуляция, для этого на вход необходимо подавать цифровую последовательность с уровнями «0°» - 1В, «180°» - -1В. Радиочастотный блок локатора работает в полосе $9.5 \pm 0,5$ ГГц с неравномерностью АЧХ передатчика

не более 0.6 дБ, и размещен в малогабаритном корпусе с размерами 14см x 18см . При этом обеспечивается достаточно хорошая развязка (~40 дБ) между приемным и передающим каналом.

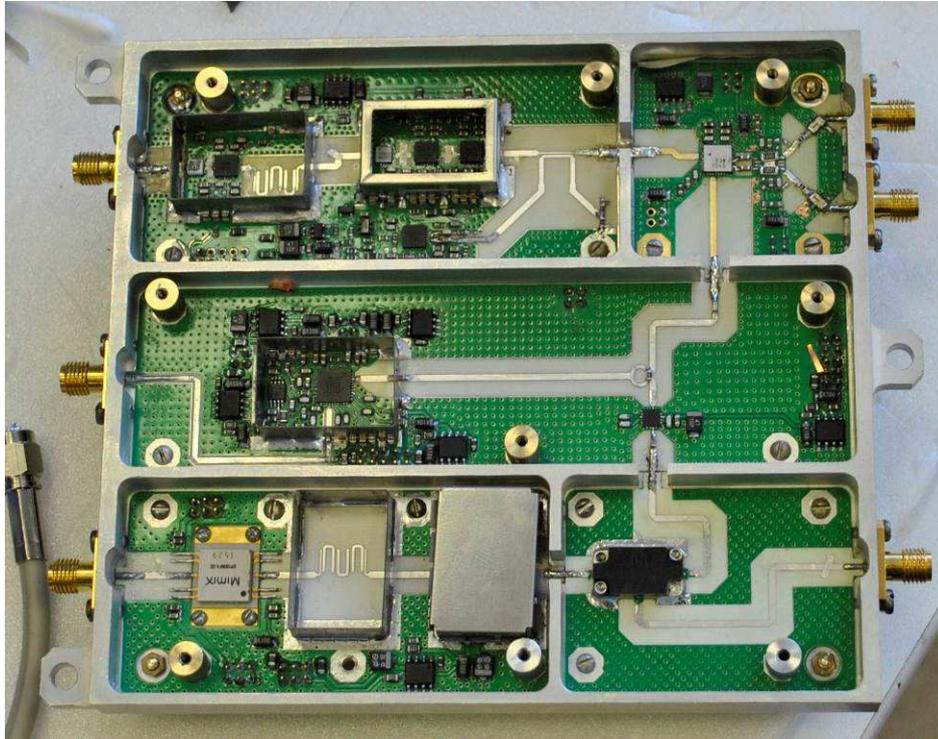


Рис. 15. Общий вид аналогового блока РСА

В отличие от схем дизайна классических РСА, была решена проблема ремонтпригодности передающего тракта: несмотря на большие мощности и высокие частоты, платы имеют винтовые крепления. Это позволяет быстро заменять вышедшие из строя ячейки. Так же решена проблема массогабаритных характеристик - весьма критичный параметр при установке на малые БПЛА. Вес аналогового блока составляет всего 400 грамм.

Литература

1. Чистюхин В.В. «Антенно-фидерные устройства», М.,1997
2. Незлин Д.В. Радиотехнические системы, М. МИЭТ 2008
3. Нейман П.И. «Особенности характеристик и применения авиационных РСА» Геоматика №3, 2011 г.

4. Нейман П.И., Нейман И.С. «Особенности построения и основные характеристики радиолокаторов с синтезированной апертурой. Часть 1. Космические РСА. Часть 2. Авиационные РСА. Научно-технический отчет ОАО «НИИ ТП», 2010.
5. A.R. Brenner, J.H. G. Ender «Airborne SAR Imaging with Subdecimeter Resolution. Proceedings of EUSAR», 2006.
6. H. Cantalloube, P. «Dubois-Fernandez Airborne X-band SAR imaging with 10 cm resolution – Technical challenge and preliminary results. Proceedings of EUSAR», 2004.
7. Dreuillet Ph., Cantalloube H., Colin E., Dubois-Fernandez P., Dupuis X., Fromage P., Garestier F., Heuzé D., Oriot H., Peron J.L., Peyret J., Bonin G., Ruault du Plessis O., Nouvel J.F., Vaizan B. «The ONERA RAMSES SAR: latest significant results and future developments», IGARSS 2006
8. Ulander L. M. H., Frörlind P.-O., Gustavsson A., Hellsten H., Jonsson T., Larsson B., Stenström G., «Performance of the CARABAS-II VHF-band synthetic aperture radar. Proc. IGARSS, vol. 1», Sydney, Australia, Jul. 9–13, 2001, pp. 129–131
9. Carrara W.G., Goodman R. S., Majewski R.M. «Spotlight Synthetic Aperture Radar.» Artech House, Boston 1995.