

DOI 10.15826/urej.2019.3.4.002

УДК 621.37

«Цифровые» подходы к расширению динамического диапазона широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ

С. А. Петров

АО «НПК «Тристан» Россия, 107014, г. Москва, ул. 2-я Боевская, 2

✉ s__petrov@mail.ru

Аннотация

Рассмотрены основные факторы, ограничивающие динамический диапазон широкополосных приемных устройств СВЧ. Предложены системотехнические подходы к проектированию, состоящие в автоматической регулировке встроенными средствами режимов работы элементов приемного и гетеродинных трактов. Представлены результаты исследования инфрадинного преобразователя с расширенным реальным динамическим диапазоном. Сделан вывод о целесообразности применения в широкополосных преобразователях СВЧ цифровых автоматических схем питания и управления.

Ключевые слова

широкополосное приемное устройство СВЧ, расширенный динамический диапазон, реальный динамический диапазон, инфрадинный преобразователь СВЧ, цифровая автоматическая схема питания и управления, динамическая регулировка

Для цитирования

Петров С. А. «Цифровые» подходы к расширению динамического диапазона широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(4):356–368. DOI: 10.15826/urej.2019.3.4.002

“Digital” Approaches to Expanding the Dynamic Range of Broadband Microwave Receivers

S. A. Petrov

NPK Tristan, 2 Boevskaya, 2 Str., Moscow, 107014, Russia

✉ s__petrov@mail.ru

Abstract

This article considers the main factors limiting the dynamic range of broadband microwave receivers. We suggest system-technical approaches to engineering design. These approaches consist of the automatic regulation by built-in means of operating mode of elements of receiving and heterodyne tracts. We demonstrate the results of the study of the infradyne converter with an extended real dynamic range. It is concluded

that it is expedient to use digital automatic power supply and control circuits in broadband microwave converters.

Keywords

broadband microwave receiver, extended dynamic range, real dynamic range, infradyne converter, digital automatic power supply and control circuits, dynamic regulation

For citation

Petrov S. A. “Digital” Approaches to Expanding the Dynamic Range of Broadband Microwave Receivers. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(4):356–368. DOI: 10.15826/urej.2019.3.4.002

1. Введение

Широкополосные приемные устройства СВЧ для систем пассивной радиолокации в настоящее время строятся в основном по инфрадинной схеме с двойным преобразованием частоты. Важнейшей составной частью этих устройств, во многом определяющей их технические характеристики, и в частности значение реального динамического диапазона (РДД) [1], является широкополосный инфрадинный преобразователь (ШИП) СВЧ. К приборам такого типа предъявляются высокие требования по технологичности, массогабаритным показателям и особенно электрическим характеристикам. Важной задачей при проектировании ШИП СВЧ является расширение его реального динамического диапазона. Границы РДД определяются предельной чувствительностью, верхней границей линейности амплитудной характеристики (ВГЛАХ), уровнями побочных каналов приема (ПКП) и собственных паразитных составляющих (СПС). Возможные схемотехнические пути улучшения этих характеристик подробно описаны в недавних публикациях [2–4].

Несмотря на достигнутые успехи, очевидно, что аналоговая СВЧ-схемотехника современных ШИП не в состоянии преодолеть всех факторов ограничения РДД, возникающих в широком диапазоне электрической перестройки в интервале рабочих температур. В настоящей статье рассмотрены системотехнические подходы к расширению РДД, основывающиеся на использовании в ШИП СВЧ автоматических схем питания и управления.

2. Постановка задачи

ШИП СВЧ по сути представляет собой сканирующий приемник с внешними гетеродинами и предназначен для последовательного переноса диапазона рабочих частот входных сигналов в полосу промежуточной частоты для дальнейшей обработки. Это технически сложный прибор, в технологическом цикле производства которого значительное место занимает комплексная

регулировка. Обобщенная структурная схема ШИП СВЧ представлена на рис. 1.

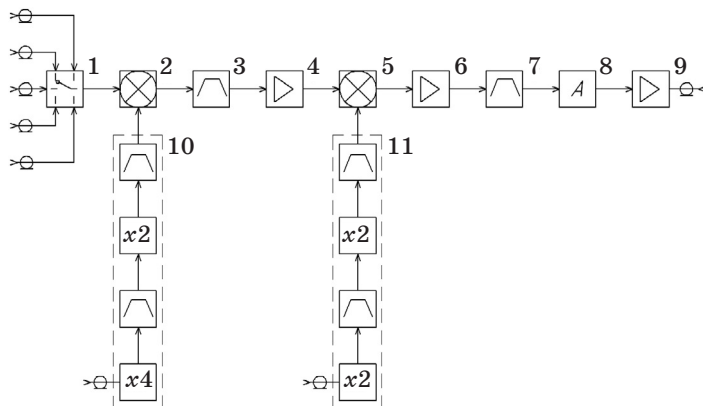


Рис. 1. Обобщенная структурная схема ШИП СВЧ:

1 – входная коммутационная схема, 2 – первый смеситель, 3 – усилитель первой промежуточной частоты (ПЧ1), 4 – фильтр ПЧ1, 5 – второй смеситель, 6 – усилитель второй промежуточной частоты (ПЧ2), 7 – фильтр ПЧ2, 8 – управляемый аттенюатор, 9 – выходной тракт, 10 – тракт первого гетеродина, 11 – тракт второго гетеродина

Fig. 1. Common block diagram of the infradyne converter:

1 – input switching circuit, 2 – first mixer, 3 – amplifier of the first intermediate frequency (IF1), 4 – filter IF1, 5 – second mixer, 6 – amplifier of the second intermediate frequency (IF2), 7 – filter IF2, 8 – regulated attenuator, 9 – output path, 10 – path of the first heterodyne, 11 – path of the second heterodyne

Нижняя граница РДД ШИП СВЧ, заданная предельной чувствительностью, вычисляется по формуле Найквиста:

$$P_{\min} = 10 \log(k \cdot T \cdot B \cdot F), \quad (1)$$

где P_{\min} – нижняя граница РДД, дБВт; k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц; T – температура окружающей среды, градусы Кельвина; B – шумовая полоса, Гц; F – коэффициент шума, ед.

Коэффициент шума ШИП СВЧ определяется по формуле Фрииса для каскадно-включенных цепей:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}, \quad (2)$$

где F_1, F_2, F_3 и F_n – коэффициенты шума первого, второго, третьего и последнего каскада соответственно, ед.; G_i – коэффициент передачи отдельного каскада, ед.

Помимо Найквистовых шумов, нижнюю границу РДД также ограничивают собственные паразитные спектральные составляющие. СПС представляют собой паразитные сигналы на выходе

ШИП, наличие которых не связано с входным сигналом. Превышение уровня СПС порога чувствительности приводит к появлению ложного отклика.

Верхняя граница РДД в большей степени связана с линейностью элементов выходного тракта. Приведенная ко входу верхняя граница зависит от коэффициента передачи ШИП СВЧ и уровня 1-дБ компрессии по выходу следующим образом:

$$P_{\text{макс}} = P1dB - G, \quad (3)$$

где $P_{\text{макс}}$ – верхняя граница РДД, дБВт; $P1dB$ – точка однодецибелной компрессии по выходу, дБВт; G – коэффициент передачи, дБ.

При заданном значении $P1dB$ неравномерность коэффициента передачи означает соответствующее уменьшение РДД. Фактически верхняя граница РДД снижается на величину суммарной неравномерности коэффициента передачи. В свою очередь суммарная неравномерность для ШИП СВЧ связана с мгновенной АЧХ и значением среднего коэффициента передачи следующим соотношением:

$$\Delta G_{\text{сум}} = |\sigma G_{\text{ср}}| + \Delta G_{\text{мгн}}, \quad (4)$$

где $\Delta G_{\text{мгн}}$ – неравномерность мгновенной АЧХ, дБ; $\Delta G_{\text{сум}}$ – суммарная неравномерность коэффициента передачи ШИП СВЧ, дБ; $\sigma G_{\text{ср}}$ – отклонение $G_{\text{ср}}$ от номинального $G_{\text{ср}}$, дБ.

При этом неравномерность мгновенной АЧХ и средний коэффициент передачи для текущей частоты настройки определяется следующим образом:

$$\Delta G_{\text{мгн}} = G_{\text{макс}} - G_{\text{мин}} \text{ и } G_{\text{ср}} = (G_{\text{мин}} + G_{\text{макс}})/2, \quad (5)$$

где $G_{\text{ср}}$ – средний коэффициент передачи, дБ; $G_{\text{макс}}$ – максимальный коэффициент передачи, дБ; $G_{\text{мин}}$ – минимальный коэффициент передачи, дБ.

Номинальное значение среднего коэффициента передачи определяется исходя из технических требований. Это значение является оптимальным с точки зрения соотношения чувствительности и динамического диапазона. На практике действующий $G_{\text{ср}}$ отличается от номинального $G_{\text{ср}}$, а мгновенная АЧХ имеет неравномерность. Оба параметра связаны с частотой настройки ШИП СВЧ и зависят от рабочей температуры. Следовательно, необходимо решить задачу минимизации $\Delta G_{\text{сум}}$ и, в частности, величин $\sigma G_{\text{ср}}$ и $\Delta G_{\text{мгн}}$ для каждой частоты настройки в диапазоне рабочих температур.

Наличие побочных каналов приема в преобразовательном устройстве также ограничивает РДД. Обобщенная формула ПКП выглядит следующим образом:

$$f_{\text{ПКП}} = m/n \cdot f_{\text{гет}} \pm 1/n \cdot f_{\text{ПЧ}}, \quad (6)$$

где $f_{\text{ПКП}}$ – частота побочного канала приема; $f_{\text{гет}}$ – частота гетеродина; $f_{\text{ПЧ}}$ – промежуточная частота; m, n – целые числа.

По сути, в ШИП СВЧ присутствует бесконечное число ПКП, подавление которых зависит от выбранного частного плана, конструкции и характеристик активных и пассивных элементов схемы. Так как ПКП зависят от уровня входного сигнала, они ограничивают верхнюю границу РДД.

Фильтры и другие элементы с частотно-избирательными свойствами обеспечивают подавление наиболее мощных ПКП и СПС. Появление ПКП и СПС в том числе обусловлено неидеальностью узлов умножения первого и второго гетеродина. Неоптимальный режим работы СВЧ устройств гетеродинных трактов может приводить к возникновению паразитных сигналов, которые в свою очередь образуют ПКП и СПС. Для уменьшения уровня паразитных сигналов необходима настройка параметров питания соответствующих элементов. До недавнего времени регулировка усилительных и умножительных элементов ШИП СВЧ фактически осуществлялась вручную. Для изменения питающих напряжений приходилось многократно заменять элементы схем питания. То обстоятельство, что ШИП СВЧ должен работать в широком диапазоне температур, еще больше осложняло настройку.

Расширить возможности регулировки позволила схема с управляемыми источниками питания [5]. Эти устройства представляли собой многоканальные стабилизаторы, выходные напряжения которых устанавливались без изменения схемотехники с помощью специального программного обеспечения. Использование управляемых источников питания позволило снизить трудоемкость и существенно повысить эффективность комплексной регулировки. За счет этого удалось несколько улучшить электрические характеристики изделия.

Такая схема питания, однако, имела существенный недостаток. Регулировка с помощью управляемых источников питания носила технологический характер. Ее целью был подбор таких значений питающих напряжений, которые обеспечили бы работоспособность широкополосных активных элементов на всех частотах настройки и в полном диапазоне температур. Понятно, что такая регулировка носила компромиссный и усредненный характер. Чтобы достичь более высоких показателей подавления паразитных сигналов, необходимо управление режимами работы активных элементов гетеродинных трактов в процессе эксплуатации.

Оптимальное решение поставленных выше задач возможно только с помощью встроенных средств автоматической регулировки. В зависимости от текущего состояния изделия СВЧ-эле-

менты приемного и гетеродинного трактов должны управляться системой, интегрированной в модуль. По сути, необходима динамическая регулировка ШИП СВЧ.

3. Основные подходы

Структура приемного тракта ШИП СВЧ включает в себя как широкополосные элементы, так и элементы с частотно-избирательными свойствами. Последние фактически определяют форму мгновенной АЧХ. В их число входят фильтры и усилители первой и второй промежуточных частот. Широкополосные элементы, которыми являются входная коммутационная цепь и первый смеситель, в меньшей степени влияют на АЧХ мгновенной полосы частот. При этом мгновенная АЧХ формируется таким образом, что от частоты настройки меняется в основном только ее наклон. Корректируя наклон АЧХ в зависимости от частоты настройки можно добиться уменьшения ее неравномерности. Функцию активного корректора АЧХ в данном случае может выполнить СВЧ-эквалайзер. СВЧ-эквалайзер должен работать в диапазоне частот выходного тракта и обладать соответствующим быстродействием.

Помимо снижения неравномерности мгновенной АЧХ, на каждой частоте настройки необходимо минимизировать отклонение среднего коэффициента передачи от номинального значения. При этом средний коэффициент передачи ШИП СВЧ также зависит от температуры окружающей среды. Для его частотной и температурной компенсации в схему необходимо ввести управляемый аттенюатор СВЧ. Аттенюатор должен обладать малым временем переключения, высокой точностью ослабления и низкой неравномерностью АЧХ.

Одновременно с уменьшением разброса коэффициента передачи необходимо увеличение подавления уровня паразитных составляющих в выходном спектре гетеродинных трактов ШИП СВЧ. Это достижимо при помощи автоматической регулировки режимов работы усилительных и умножительных элементов. Осуществлять такую регулировку возможно посредством изменения их питающих напряжений с помощью управляемых источников питания.

В настоящее время с помощью быстродействующих ЦАП и устройств управления стало возможным использование цифровых автоматических схем питания и управления (АСПиУ). Внедрение АСПиУ дает возможность реализовать предложенные выше подходы к расширению РДД. Цифровые аппаратные и программные средства в сочетании с аналоговыми исполнительными устройствами позволяют осуществлять автоматиче-

скую регулировку СВЧ элементов приемного и гетеродинных трактов. На рис. 2 представлена упрощенная функциональная схема цифровой АСПиУ.

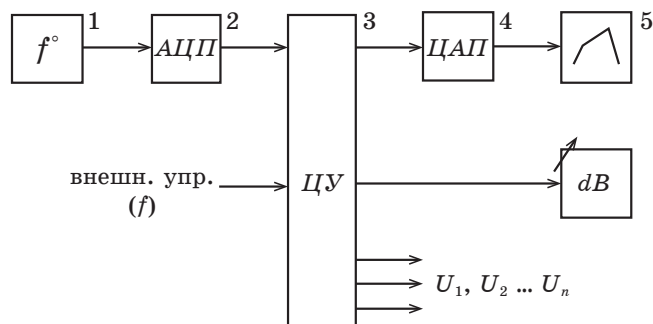


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема цифровой АСПиУ:

1 – датчик температуры; 2 – аналого-цифровой преобразователь; 3 – цифровое управляющее устройство; 4 – цифро-аналоговый преобразователь; 5 – аналоговый корректор АЧХ; 6 – цифровой дискретный аттенюатор

Fig. 2. Simplified function diagram of the digital automatic power and control circuit:

1 – temperature sensor; 2 – analog-to-digital converter; 3 – digital control device; 4 – digital-to-analog converter; 5 – analog frequency response corrector; 6 – digital discrete attenuator

4. Реализация АСПиУ в составе модуля ШИП СВЧ

На основе предложенных подходов в составе модуля ШИП СВЧ разработана автоматическая схема питания и управления. Плата питания и управления с АСПиУ изображена на рис. 3.

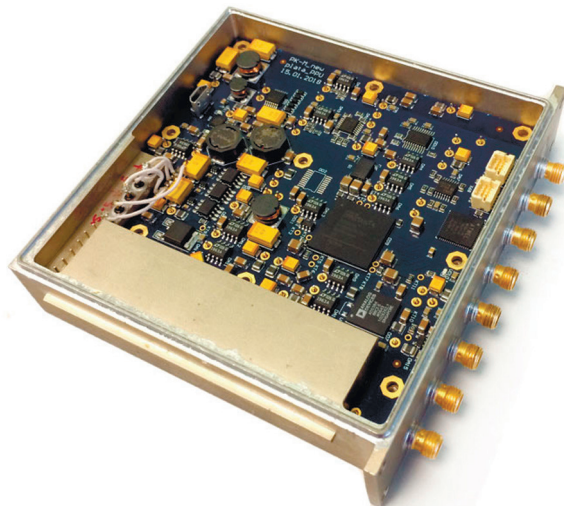


Рис. 3. Плата питания и управления с АСПиУ

Fig. 3. Construction of the automatic power and control circuit

Модуль имеет рабочий диапазон частот от 2 до 18 ГГц. Он выполнен в герметичном корпусе с отдельной СВЧ и НЧ частью. НЧ – цифровая часть, которая включает в себя АСПиУ, реализована на единой многослойной печатной плате с использованием ПЛИС в качестве управляющего устройства. Модуль с цифровой АСПиУ имеет свои конструктивные особенности. Импульсные и цифровые устройства в схеме питания при наличии паразитных связей приводят к появлению помех в СВЧ-трактах. При проектировании особое внимание было уделено обеспечению требуемой развязки между СВЧ- и НЧ-частями. Плата питания и управления спроектирована таким образом, чтобы обеспечить необходимую фильтрацию и минимизировать уровни просачивания тактовых сигналов и других помех.

Также для обеспечения работы АСПиУ ШИП СВЧ необходима начальная калибровка модуля. Такая калибровка состоит из нескольких циклов измерений и корректировок отдельных параметров СВЧ. В число измеряемых характеристик входят мгновенная АЧХ, коэффициент шума, уровень ПКП и СПС. Измерения параметров проводятся на всех частотах настройки в интервале рабочих температур.

На первом этапе необходимо выполнить калибровку мгновенной АЧХ. При измерении мгновенной АЧХ путем регулирования управляющего напряжения эквалайзера добиваются наименьшей разницы между минимальным и максимальным значением коэффициента передачи в мгновенной полосе частот. Полученные значения управляющего напряжения для каждой частоты настройки записываются в калибровочную таблицу в память управляющего устройства. Так как наклон АЧХ также линейно зависит от рабочей температуры, дополнительно задается корректирующий коэффициент.

На втором этапе с откалиброванной мгновенной АЧХ проводятся измерения среднего коэффициента передачи во всем рабочем диапазоне. Из полученных данных для автоматической корректировки вычисляются необходимые значения ослабления аттенюатора для каждой точки настройки, равные текущему σG_{cp} . Путем измерений при пониженной и повышенной рабочей температуры определяется поправочный коэффициент для термокомпенсации.

После выравнивания мгновенной АЧХ и среднего коэффициента передачи проводятся измерения уровней ПКП и СПС. При необходимости путем регулировки режимов работы элементов приемного и гетеродинных трактов добиваются минимизации уровня ПКП или СПС. Значения соответствующих питающих

напряжений для каждой частоты настройки и температуры записываются в память АСПиУ.

Как правило, процесс калибровки включает в себя несколько итераций полного цикла измерений и корректировок. При этом для повышения точности калибровки и уменьшения времени ее проведения используется специализированный автоматизированный измерительный стенд [6].

После завершения процесса начальной калибровки АСПиУ может использовать полученные данные для автоматического регулирования ШИП СВЧ.

Далее представлены сравнительные данные измерений модуля с АСПиУ и без нее. На рис. 4 изображены мгновенные АЧХ, измеренные с шагом 500 МГц в полном рабочем диапазоне частот. В верхней части график продемонстрирована АЧХ ШИП СВЧ без коррекции. Мгновенная АЧХ в некоторых точках имеет неравномерность до 3 дБ. Значение $\sigma G_{\text{ср}}$ в худшей точке составляет порядка 6 дБ. В целом разница между минимальным и максимальным значением коэффициента передачи во всем диапазоне рабочих частот составляет более 8 дБ. Такой разброс означает соответствующее ухудшение РДД ШИП СВЧ.

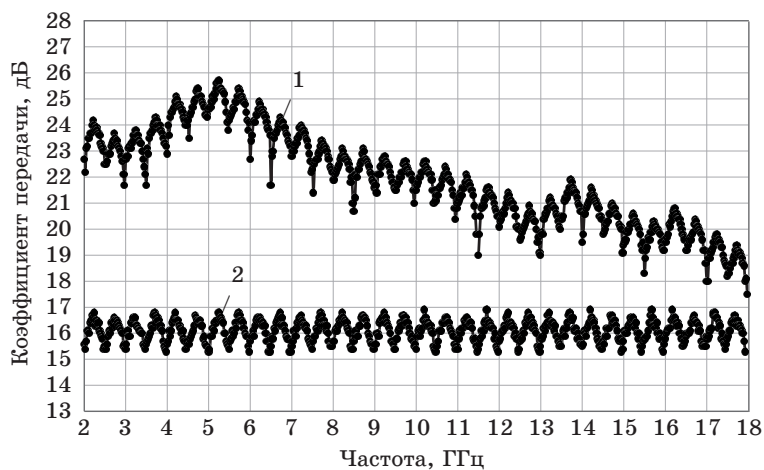


Рис. 4. Коэффициент передачи ШИП СВЧ:

1 – коэффициент передачи до коррекции; 2 – коэффициент передачи после коррекции

Fig. 4. Gain of intradyne converter:

1 — gain before correction, 2 — gain after correction

Путем коррекции с помощью АСПиУ удалось уменьшить $\Delta G_{\text{мгн}}$ и $\sigma G_{\text{ср}}$.

Соответствующая АЧХ ШИП СВЧ изображена в нижней части рис. 4. $\Delta G_{\text{мгн}}$ в среднем ниже на 1–1,5, а $\sigma G_{\text{ср}}$ на всех частотах настройки в интервале температур не превышает 1 дБ.

Необходимо отметить, что эффективность частотной и температурной компенсации непосредственно зависит от следующих факторов:

- шага ослабления attenuатора;
- точности измерения датчика температуры;
- равномерности распределения тепла по элементам конструкции;
- величины температурного гистерезиса.

На рис. 5 отдельно представлена мгновенная АЧХ на частоте настройки 7,25 ГГц до и после коррекции с помощью эквалайзера СВЧ. Во втором случае неравномерность мгновенного АЧХ не превышает 1,7 дБ.

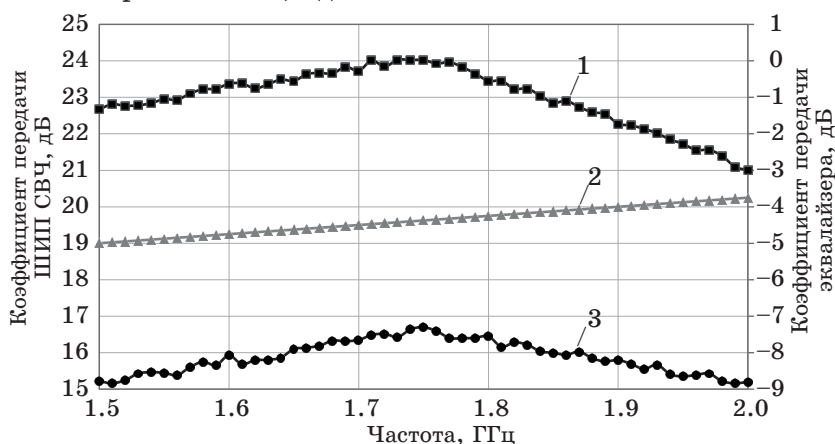


Рис. 5. Мгновенная АЧХ ШИП СВЧ:

- 1 – мгновенная АЧХ до коррекции; 2 – АЧХ эквалайзера СВЧ;
3 – мгновенная АЧХ после коррекции

Fig. 5. Instantaneous frequency response of the infradyne converter: 1 – instantaneous frequency response before correction; 2 – frequency response of the microwave equalizer; 3 – instantaneous frequency response after correction

На рис. 6 представлены результаты измерений ПКП и СПС ШИП СВЧ. Маркерами (▲) обозначены уровни паразитных сигналов на выходе преобразователя, измеренные без использования автоматической регулировки с помощью АСПиУ. ПКП измерялись при сигнале с мощностью, приведенной к выходу, +10 дБм, равной значению $P_{1dB} - 3dB$. Видно, что типичный уровень ПКП и СПС составляет от -60 до -55 дБм. Также в модуле присутствует ПКП с уровнем -46 дБм.

Отличие модуля с применением автоматической регулировкой заключается в существенно лучшем подавлении ПКП и СПС. Измеренные значения паразитных сигналов на выходе ШИП СВЧ для этого случая представлены на рис. 6 и обозначены соответ-

ствующими маркерами (■). Относительный уровень наибольшего ПКП не превышает минус 55 дБм. В целом это на 5–15 дБ лучше, чем для ШИП СВЧ без АСПиУ. Количество типичных ПКП и СПС, уровень которых составляет более –70 дБм, существенно уменьшено.

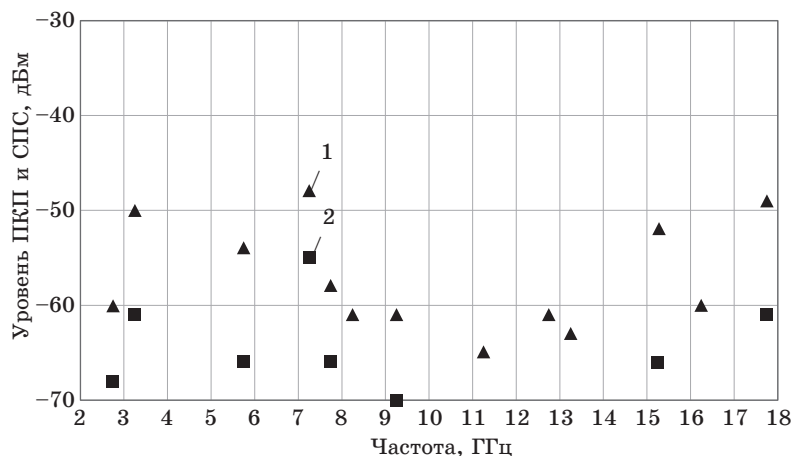


Рис. 6. Уровни подавления ПКП и СПС ШИП СВЧ:

1 – ПКП и СПС до коррекции; 2 – ПКП и СПС после коррекции

Fig. 6. Suppression level of spurious receiving channels (SRC) and self-parasitic components (SPC) of the infradyne converter:

1 – SRC and SPC before correction; 2 – SRC and SPC after correction

На основании проведенных измерений можно сделать вывод, что несмотря на некоторое усложнение конструкции, предложенные технические решения позволили существенно расширить РДД. Динамическая регулировка на базе цифровой АСПиУ обеспечила достижение практического максимума технических возможностей РДД ШИП СВЧ.

5. Заключение

В настоящее время для сложных систем пассивной радиолокации, помимо растущих требований по электрическим характеристикам, все более актуальной становится потребность в устройствах, разработанных для использования по принципу «без настройки». В компьютерной терминологии такая технология известна под названием «plug & play» (включил и работай).

Рассмотренные в статье подходы к проектированию не только позволили улучшить качественные и количественные показатели инфрадинных преобразователей ШПУ СВЧ, но и получить функционально законченное устройство, использование которого возможно без дополнительной регулировки.

Представленный модуль имеет низкую суммарную неравномерность коэффициента передачи и высокое подавление паразитных сигналов за счет использования автоматической схемы питания и управления. Интегрированная цифровая схема питания и управления позволяет уменьшить функциональную нагрузку на потребителя, повышая при этом надежность работы аппаратуры назначения.

Очевидно, что, кроме требований к электрическим характеристикам к ШИП СВЧ, дополнительно будут ставиться задачи повышения степени интеграции и функциональных возможностей. Возможность решения таких перспективных задач заложена в предложенных системотехнических подходах.

Список литературы

1. Куприянов П. В. Широкополосные приемные устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном. *Радиотехника*. 2006;(3):8–13.
2. Cornwell G., Gupta Ch. *Investigate Wideband Frequency Converters*. Available at: <https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21846688/investigate-wideband-frequency-converters>
3. Cripps S. C. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Inc., 1999.
4. Katz A. *Linearizing High Power Amplifiers*. Available at: <https://www.lintech.com/PDF/hpa.pdf>
5. Андросов А. В., Куприянов П. В., Гутенко С. В., Лебедев К. В., Петров С. А., Кожин Е. С. Приемопередающий модуль цифрового радиолокатора 8-мм диапазона длин волн. *Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника*. 2015;(1):21–28.
6. Гусев А. П., Куликов А. В., Куприянов П. В., Пожидаев В. Н. Автоматизированный комплекс для измерения параметров широкополосных приемных устройств СВЧ с расширенным динамическим диапазоном. *Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника*. 2009;(2):23–30.

References

1. Kouprianov P. V. Wide-Band Microwave Receivers with an Extended Dynamic Range. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2006;(3):8–13. (In Russ.)
2. Cornwell G., Gupta Ch. *Investigate Wideband Frequency Converters*. Available at: <https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21846688/investigate-wideband-frequency-converters>
3. Cripps S. C. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Inc., 1999.
4. Katz A. *Linearizing High Power Amplifiers*. Available at: <https://www.lintech.com/PDF/hpa.pdf>
5. Androsov A. V., Kupriyanov P. V., Gutenko S. V., Lebedev K. V., Petrov S. A., Kozhin E. S. The transmit-receive module of 8-mm wave-

length range radar. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1: SVCh-tekhnika = Electronic Engineering*. 2015;(1):21–28. (In Russ.)

6. Gusev A. P., Kulikov A. V., Kupriyanov P. V., Pozhidayev V. N. An automated complex for measuring parameters of wideband receiving microwave devices with expanded dynamic range. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1: SVCh-tekhnika = Electronic Engineering*. 2009;(2):23–30. (In Russ.)

Информация об авторе

Петров Сергей Александрович, начальник сектора разработки РЭА СВЧ АО «НПК «Тристан»; Россия, 107014, г. Москва, ул. 2-я Боевская, 2.

Information about the author

Sergey A. Petrov, Head of the Development Sector, JVC “SPC “Tristan”; 2 Boevskaya, 2 Str., Moscow, 107014, Russia

Поступила / Received: 24.09.2019

Принята в печать / Accepted: 30.10.2019