

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНОГО ТРАКТА РАДАРА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ

¹А.В. Заворин, ¹В.Е. Заруднев, ²В.Н. Кулагин, ²В.В. Лепетаев

OPTIMIZATION OF PARAMETERS OF RECEIVING SECTION OF INCOHERENT SCATTERING RADAR

¹A.V. Zavorin, ¹V.E. Zarudnev, ²V.N. Kulagin, ²V.V. Lepetaev

Освещены проблемы нелинейности усилительных каскадов, влияние отдельных каскадов на предельно достижимые параметры. Рассмотрены принципы оптимизации параметров в контексте особенностей радиоприемного устройства, являющегося распределенной программно управляемой системой.

Problems of nonlinearity of intensifying cascades, influence of separate cascades on extremely achievable parameters are shined. Principles of optimization of parameters in a context of features of the radioreception device, being are considered by the distributed program operated system.

Особенности системы

Особенностью работы приемника в составе импульсной моностатической радиолокационной установки, предназначенной для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР) и одновременного измерения параметров космических аппаратов (КА), является совокупность большого числа противоречивых требований, обусловленных многоплановостью одновременно проводимых исследований.

Сюда следует, в первую очередь, отнести высокую чувствительность, необходимую для получения спектров обратного некогерентного рассеяния и профилей мощности НР сигнала. Анализ когерентных сигналов, отраженных от КА, требует высокой амплитудной линейности приемного тракта и стабильности его фазовых характеристик. Ввиду того, что измерение обоих типов сигналов происходит во время одного хода развертки, невозможно (или технически сложно) разделить данные задачи на самостоятельные.

Кроме того, импульсный характер работы радара требует обеспечения защиты высокочувствительных входов приемного тракта от поражения импульсами передатчика.

Таким образом, выстраивается цепочка технических задач, совокупное решение которых позволит реализовать весь комплекс одновременных измерений параметров ионосферы и КА, попадающих в объем, освещаемый радаром.

Многоканальное распределенное радиоприемное устройство, предназначенное для решения вышеперечисленных задач, представляет собой супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты с системой аналоговой и цифровой фильтрации шумоподобных и детерминированных сигналов [1]. Каждый из четырех измерительных каналов содержит общий тракт предварительной селекции и два тракта промежуточной частоты для формирования широкополосного и узкополосного трактов основной селекции. Упрощенная структурная схема аналогового тракта частотной селекции приведена на рис. 1, а частотный план тракта представлен на рис. 2. Отличительной особенностью структуры тракта является разделение каналов на уровне пре-

селектора, что позволяет уменьшить перекрестное пролезание частот гетеродинов соседних каналов друг в друга. Других способов подавления взаимного пролезания в данном случае нет, так как частоты гетеродинов близки по частоте друг к другу и изменяются в процессе перестройки приемника. Второй отличительной особенностью тракта является использование общей для обоих каналов основной селекции частоты второго гетеродина. В этом случае достигается сохранение стабильных отношений фаз сигнала на выходе информационных каналов.

Частотный план приемного тракта реализован таким образом, чтобы обеспечить максимальную избирательность при минимальных требованиях к прямоугольности частотных характеристик фильтров. Требование монотонности фазовых характеристик приемного тракта не позволяет реализовать селективные цепи на резонансных системах высокого порядка, так как порядок колебательной системы определяет точность аппроксимации прямоугольной характеристики, которая не может быть бесконечно высокой, а, следовательно, фазовая характеристика будет нелинейной. Отсюда основное требование к селективным звеньям тракта – монотонность частотных характеристик. Все полосовые фильтры системы реализованы на гауссовских фильтрах, а соответствующая избирательность обеспечивается с одной стороны структурой построения тракта, а с другой стороны выбором полос пропускания отдельных звеньев. При этом решались следующие задачи:

- подавление частот зеркального канала $f_{зк1}$ на выходе первого преобразователя частоты - обеспечивается избирательностью приемной антенны и избирательностью фильтров преселектора ZQ1 и ZQ2;

- подавление пролезания частоты первого гетеродина f_{G1} в полосу пропускания тракта первой промежуточной частоты и подавление частот зеркального канала $f_{зк2}$ в тракте второй промежуточной частоты – обеспечивается селективной системой ZQ3 усилителя первой промежуточной частоты;

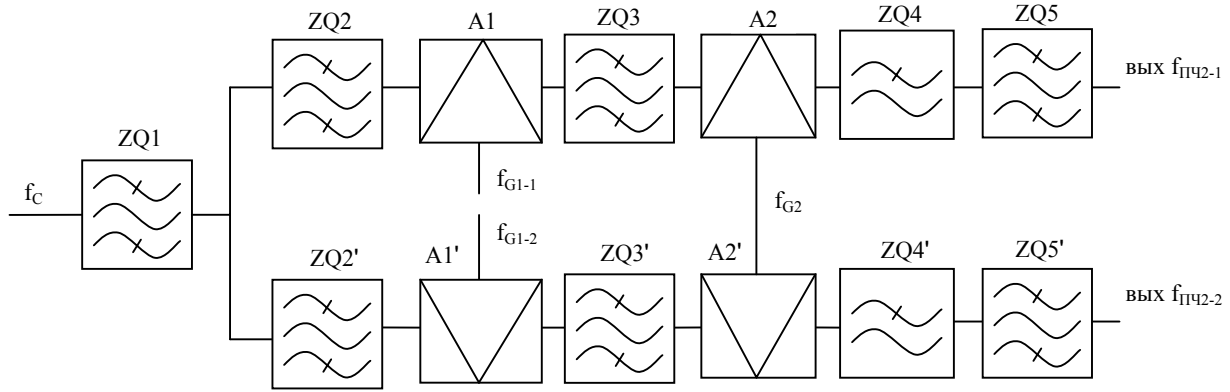


Рис. 1.

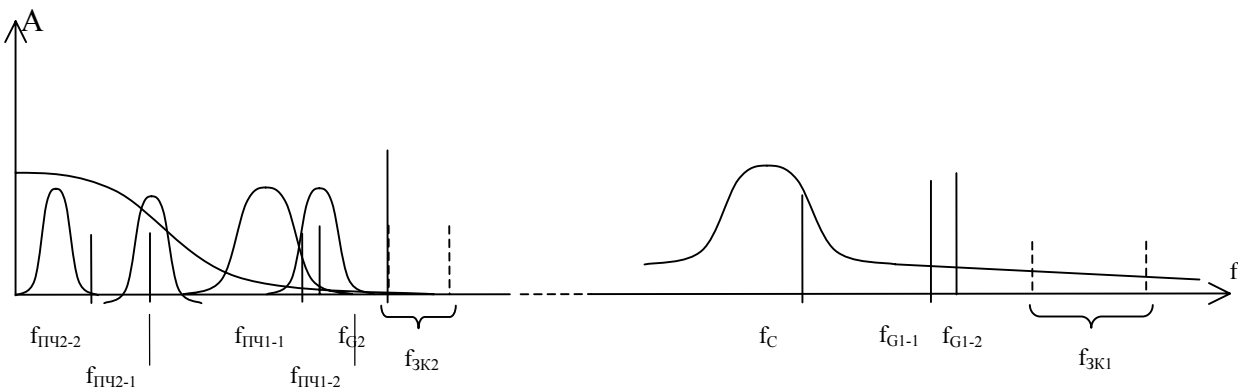


Рис. 2.

- подавление пролезания частоты второго гетеродина f_{G2} в полосу пропускания тракта второй промежуточной частоты – обеспечивается фильтром нижних частот $ZQ4$ и фильтром основной селекции $ZQ5$.

Полосы пропускания и добротности фильтров тракта подобраны таким образом, что обеспечивают подавление всех видов пролезаний на уровне не хуже минус 70 дБ.

В силу низкой эквивалентной добротности резонансных контуров обеспечивается их достаточная температурная стабильность как по частоте настройки, так и по стабильности полосы пропускания. Фильтры $ZQ1, ZQ2$ имеют добротность порядка 15 на частоте настройки 156 МГц. Фильтры тракта первой ПЧ имеют добротность порядка 50 на частоте первой ПЧ 18.75 МГц и 19.75 МГц. При частоте второго гетеродина 20 МГц несколько сказывается близость зеркального канала, что отражается на повышенном уровне шумов тракта второй промежуточной частоты и потенциальном ограничении избирательности по соседнему каналу всего приемного тракта. На практике, при работе импульсной моностатической РЛС, спектры сигналов уширяются за счет временного квантования, однако величина этого уширения меньше полосы пропускания тракта

первой ПЧ, определяющей избирательность по зеркальному каналу второй ПЧ.

Однако данное обстоятельство потенциально ограничивает предельно достижимые параметры тракта по избирательности. Выходом из этой ситуации является изменение значений первой и второй ПЧ таким образом, чтобы обеспечивалось необходимое подавление зеркального канала. На практике приходится учитывать конструктивные особенности приемной системы, а именно, удаленность друг от друга трактов первой и второй ПЧ. Чем ниже значение первой ПЧ тем меньше потери в соединительных кабелях. Но при этом падает избирательность по зеркальному каналу на второй ПЧ.

Потенциально возможными вариантами решения задачи повышения избирательности являются: применение квадратурных каналов обработки для формирования ОБП спектра полезного сигнала; введение третьего преобразования частоты с синхронизацией второго и третьего гетеродинов по фазе.

Первый вариант требует значительного усложнения приемного тракта, но обладает достоинствами, которые могут быть реализованы в дальнейшем.

Второй вариант реален при наличии высокодобротного фильтра основной селекции, иначе он приводит схему к исходному варианту. Следовательно, единственным способом улучшения избирательно-

сти тракта остается повышение эквивалентной добротности фильтров тракта первой ПЧ. Для этого в приемнике применена система связанных контуров с малой величиной связи, что обеспечило повышение эквивалентной добротности при сохранении линейности ФЧХ в полосе пропускания фильтра. В результате этого удалось обеспечить подавление зеркального канала на уровне первой ПЧ до 15 дБ, что вполне достаточно для работы в составе импульсной РЛС.

Развитие идеи формирования однополосного спектра на уровне первой ПЧ при низком ее значении позволит реализовать цифровую фильтрацию на низкой частоте дискретизации непосредственно у приемной антенны, исключив громоздкий аналоговый тракт. При этом проблемы переместятся в область формирования квадратурных каналов для частоты гетеродина, обеспечения линейности и идентичности каналов усиления и преобразования частоты.

Обеспечение линейности и стабильности фазовых характеристик

Традиционные усилительные каскады с резонансной нагрузкой и без обратной связи по переменному току не обеспечивают требуемой линейности и стабильности фазовых характеристик по динамическому диапазону. Причина кроется в несимметричности выходного сопротивления нагруженного каскада и, как следствие, искажению фазы сигнала при различных амплитудах.

Если рассмотреть эквивалентную схему такого каскада (рис. 3, на котором R_k – сопротивление коллекторной нагрузки, R_i – динамическое сопротивление коллектора, C_H – емкость нагрузки, R_H – сопротивление нагрузки), то можно уяснить, как меняется фазовая характеристика при изменении уровня сигнала.

Отсюда следует, что усилительный каскад должен обладать симметрией для обеих полувольт усиленного сигнала, либо должен быть охвачен глубокой ООС по переменному току. Первый путь используется в усилителях ЧМ сигналов, однако в случае первой ПЧ неприемлем из-за повышенного уровня шумов многотранзисторной схемы. Логичным применением данных схем является использование широкополосных малозумящих операционных усилителей в выходных каскадах второй ПЧ на частотах порядка 1 МГц.

Широкополосные транзисторные усилители с обратной связью по переменному току хорошо известны в технике связи [2], они обладают хорошими фазовыми характеристиками и оптимально согласуются между собой за счет использования линейных трансформаторов. Это позволяет раздельно решать задачи частотной селекции и линейного усиления сигнала. На основе этого подхода в приемнике реализованы тракты первой ПЧ, которые имеют линейность по выходу не менее 5 В при выходном сопротивлении 75 Ом и динамический диапазон не менее 80 дБ.

Оптимизация шумовых характеристик приемного тракта

Особенностью данного приемника является исходно малое соотношение сигнал/шум на входе усили-

тельного тракта, к тому же ухудшенное за счет последовательного ключа стробирования входа. В силу этого возникает необходимость оптимизации параметров

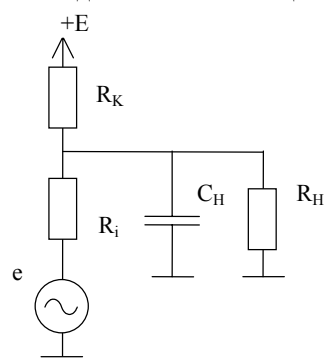


Рис. 3.

звеньев и определения степени их влияния на ухудшение соотношения сигнал/шум. На рис. 4 представлена диаграмма распределения коэффициентов передачи между каскадами приемного тракта, структурная схема которого приведена на рис. 5. Кривые а) и б) отражают верхнюю и нижнюю границы динамического диапазона. Кривая в) отражает сужение динамического диапазона от уровня шумов на входе за счет собственных шумов звеньев тракта. Собственные шумы отдельных звеньев, приведенные ко входам и выходам, показаны отрезками г). Предельная линейность отдельных звеньев, приведенная ко входам и выходам, отображена отрезками д).

Диаграмма позволяет оценить вклад отдельных звеньев в общее распределение усиления по тракту, степень влияния отдельных каскадов на результирующий уровень шумов, выявить критические звенья, определяющие предельно достижимые параметры. Так из диаграммы видно, что предельная чувствительность ограничена шумами входного ключа, шумы которого превышают приведенные ко входу шумы усилителя А1. Вклад второго усилительного каскада в результирующий уровень собственных шумов тракта существенно ослаблен, благодаря превышению их шумами предыдущего усилительного каскада. Эффект маскирования хорошо иллюстрирует формулу Фриза для многокаскадного шумящего усилителя. Из этого следует, что определяющими являются первые усилительные каскады, при условии, что последующие обеспечивают запас по приведенным ко входу шумам не менее 16–20 дБ. В этом случае их влиянием можно пренебречь. В противном случае необходимо учитывать парциальный вклад каждого последующего звена в ухудшение исходного коэффициента шума приемного тракта. Если последующие звенья хорошо замаскированы шумами предыдущих звеньев, то это позволяет использовать их для оптимизации уровня сигнала по динамическому диапазону.

Предельная линейность отдельных звеньев определяет ограничение динамического диапазона сверху. В данном случае таковыми звеньями являются усилители А5 и А8, линейность которых определяет линейность всего тракта. Это показывает, что данные звенья являются критическими, и дальнейшее

расширение динамического диапазона возможно В тоже время несложно определить предельно только при условии модернизации данных звеньев.

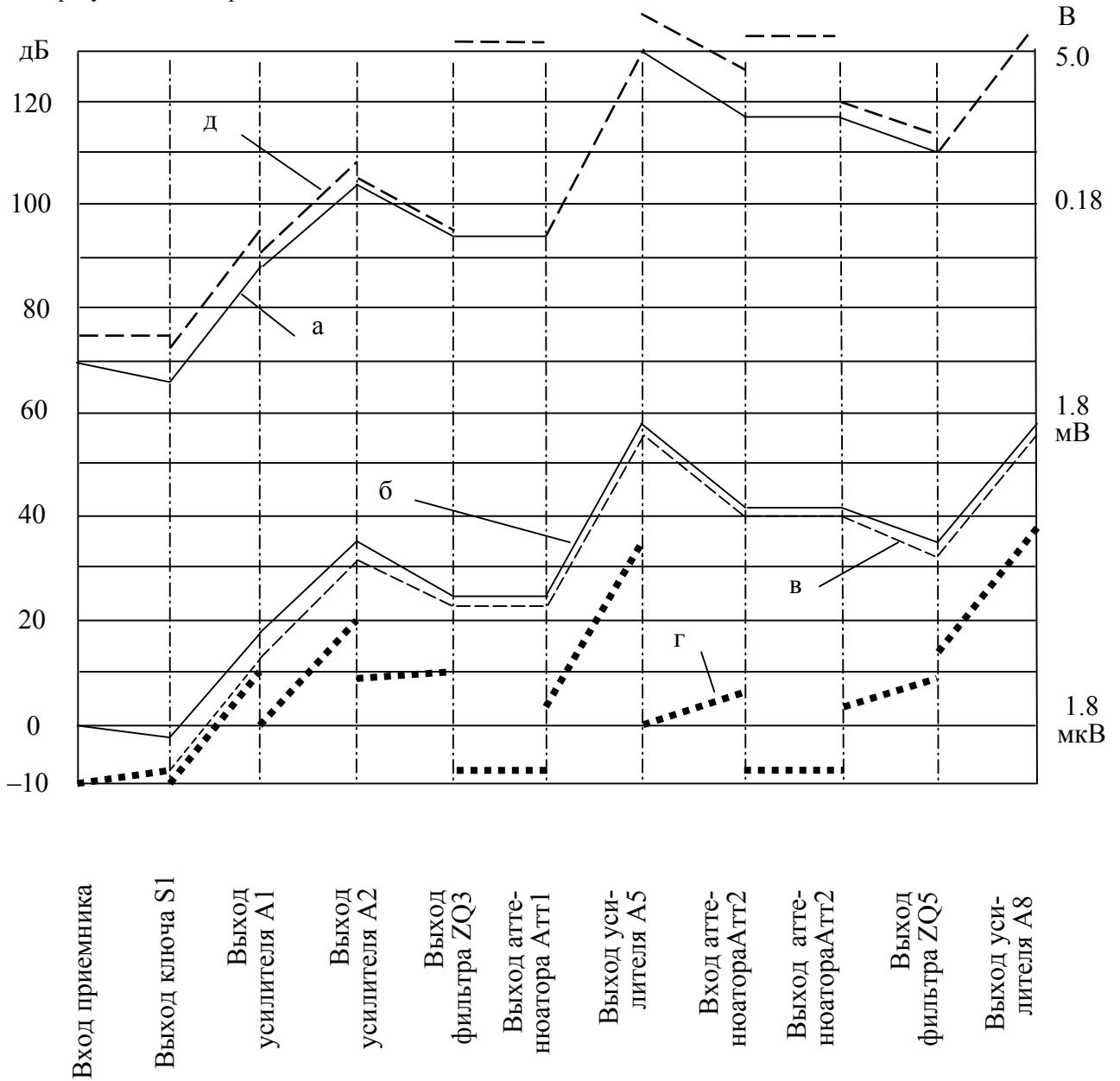


Рис. 4.

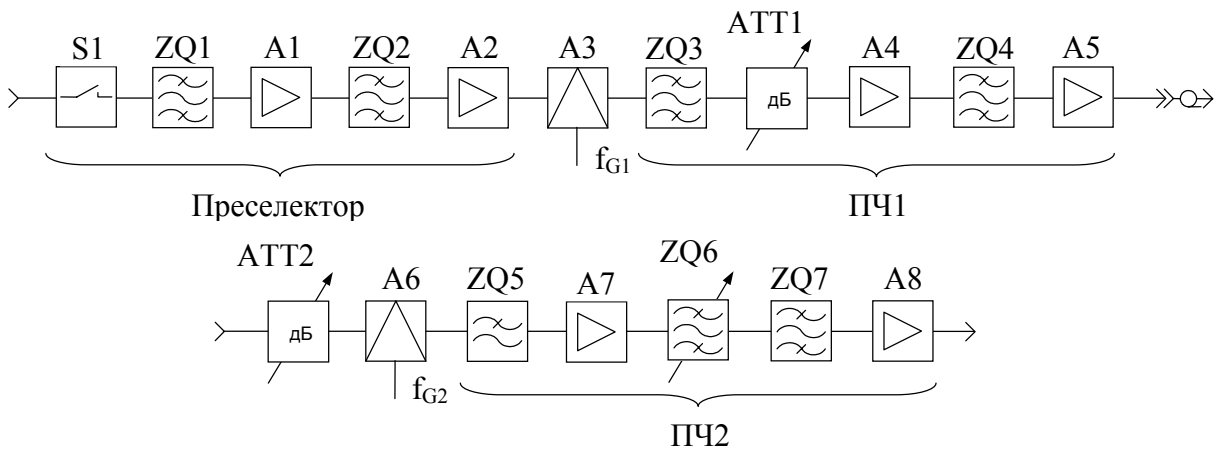


Рис. 5.

достижимые параметры линейности приемного тракта. В нашем случае она определяется запасами по линейности усилителей А1, А2 и смесителя А3. Степень влияния на нелинейность передаточной характеристики в области больших уровней сигналов можно оценить аналогично учету влияния последующих каскадов в результирующую шумовую характеристику приемного тракта.

Заключение

Отсюда следует, что задача оптимизации параметров линейного тракта приемного устройства является многокритериальной. Оптимальное решение ее возможно при условии наглядности представления отдельных критериев и результирующей картины распределения основных параметров с точностью до отдельного звена усилительного тракта. Метод диаграмм дает разработчику мощный инст-

румент при разработке приемных трактов с предельно достижимыми параметрами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гноевых (Лепетаев) В.В., Заворин А.В., Заруднев В.Е., Кулагин В.Н. Автоматизированное радиоприемное устройство для радара некогерентного рассеяния // Труды VII конференции молодых ученых “Взаимодействие полей и излучения с веществом”. Иркутск, 2004. 254 с.
2. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. Пер. с нем. – М.: 1990
3. Franclin G., Hatley T., “Don t Eyeball Noise”, Electronic Design 24, Nov. 22, 1973, P. 184–187.

¹Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск

²Омский государственный технический университет, Омск,