

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МАКЕТА ШРЛС

*Кузьмичев В.Е., Быстров Р.П.*  
*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*  
*E-mail: [rudolf@cplire.ru](mailto:rudolf@cplire.ru)*

*Сипугин Д.В.*  
*3 ЦНИИ МО РФ*

*Приводятся результаты экспериментальных исследований, которые явились подтверждением правильности теоретических выводов о преимуществах использования широкополосных шумовых зондирующих сигналов в РЛС РНДЦ. Исследования проводились в лабораторных и натурных условиях.*

Для проведения испытаний были изготовлены низкочастотный ( $f_0=1,6$  Гц,  $\Delta f=3$  МГц) и высокочастотный ( $f_0=10$  Гц,  $\Delta f=150$  МГц) макеты ШРЛС. В процессе проведения испытаний была проведена оценка:

помехоустойчивости макетов одноканальной, двухканальной и рециркуляторной ШРЛС; дальность действия ШРЛС с непрерывным и квазинепрерывным режимами излучения; возможности использования гребенчатых фильтров в устройстве обработки сигналов ШРЛС.

Экспериментальная оценка помехоустойчивости одноканальной и рециркуляторной ШРЛС в лабораторных условиях проводилась с использованием макета дециметрового диапазона радиоволн ( $f_0=1,6$  ГГц,  $\Delta f=3$  МГц), структурная схема которого приведена на рис. 1.

Линия задержки (ЛЗ) была введена в контур макета ШРЛС для имитации времени задержки сигнала ( $T_3=2,82$  мкс) и его затухания при распространении от РЛС до цели и обратно ( $\alpha_{зат} = -63$  дБ).

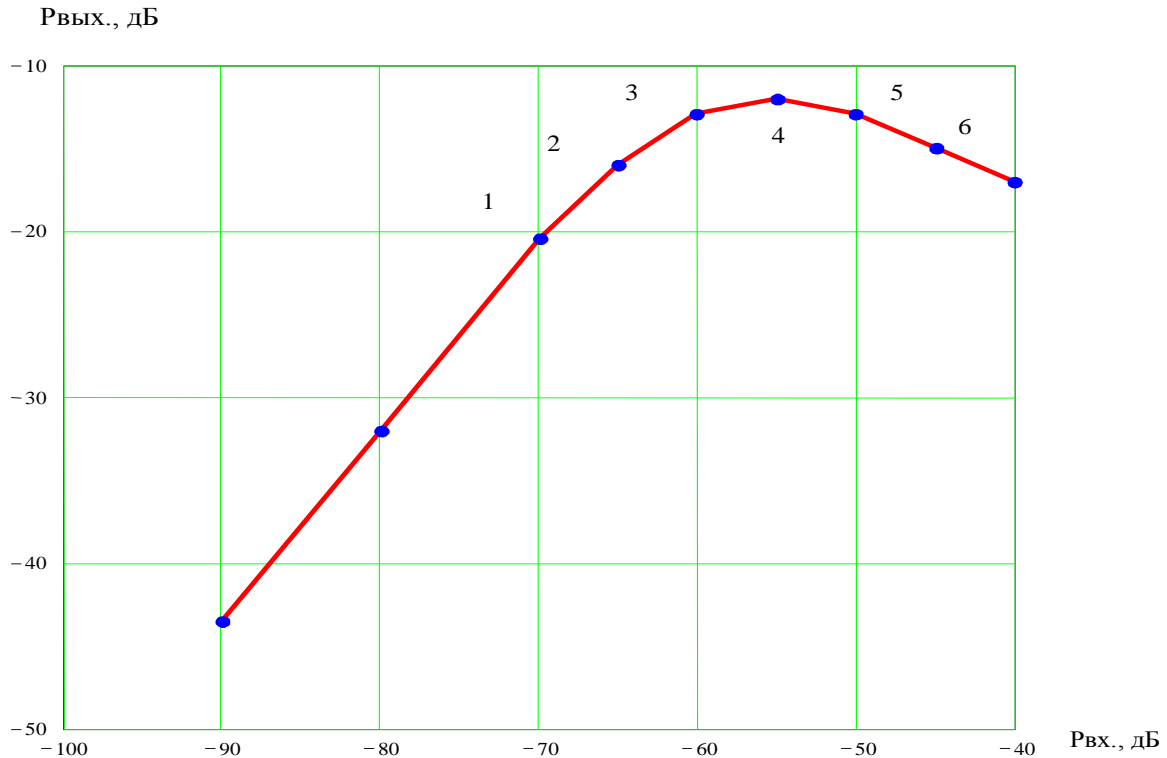
Уровень помех сигнала на входе ШРЛС ( $S_{ум1}$ ) регулировался с помощью откалиброванных аттенуаторов  $Att_{1,2}$ . При этом в качестве помехового сигнала использовались внутренние шумы ЛБВ<sub>3</sub>.

Для исключения ошибок измерения в макет были введены полосовые фильтры ПФ<sub>1</sub> и ПФ<sub>2</sub> с одинаковой полосой пропускания ( $\Delta f=30$  МГц), которые были настроены на частоту  $f_0=1,6$  ГГц.



Предварительно, перед началом исследований, снималась амплитудная характеристика приемо-передающего тракта (ППТ) макета ШРЛС и вычислялся его коэффициент передачи  $K_{ППТ}$  при различных уровнях входного сигнала.

Вид амплитудной характеристики ППТ макета ШРЛС и численные значения коэффициента  $K_{ППТ}$  приведены на рис. 2.



<b><i>P<sub>вх</sub>, Вт</i></b>	$8 \cdot 10^{-10}$	$5 \cdot 10^{-9}$	$3 \cdot 10^{-8}$	$10^{-7}$	$4 \cdot 10^{-7}$	$4 \cdot 10^{-6}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$
<b><i>P<sub>вых</sub>, Вт</i></b>	$10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$4,3 \cdot 10^{-2}$	$4,3 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$
<b><i>K</i></b>	$1,3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	$10^5$	$10^4$	$2,8 \cdot 10^3$
<b><i>K, дБ</i></b>	51	55	56	55	50	40	34

Рис. 2. Амплитудная характеристика приемопередающего тракта макета ШРЛС.

Отношение сигнал/помеха на входе ШРЛС ( $q_{вх}^2$ ) при замкнутом контуре вычислялось по формуле

$$q_{вх}^2 = m^2 = K_{ППТ} + \alpha_{затЛЗ} \cdot$$

На рис.3 приведены спектрограммы сигналов на выходах ВЧАС и НЧАС в одноканальной ШРЛС при различных значениях мощности помехового сигнала и оптимальных значениях отношения амплитуд опорного и отраженного (помехового) сигналов.

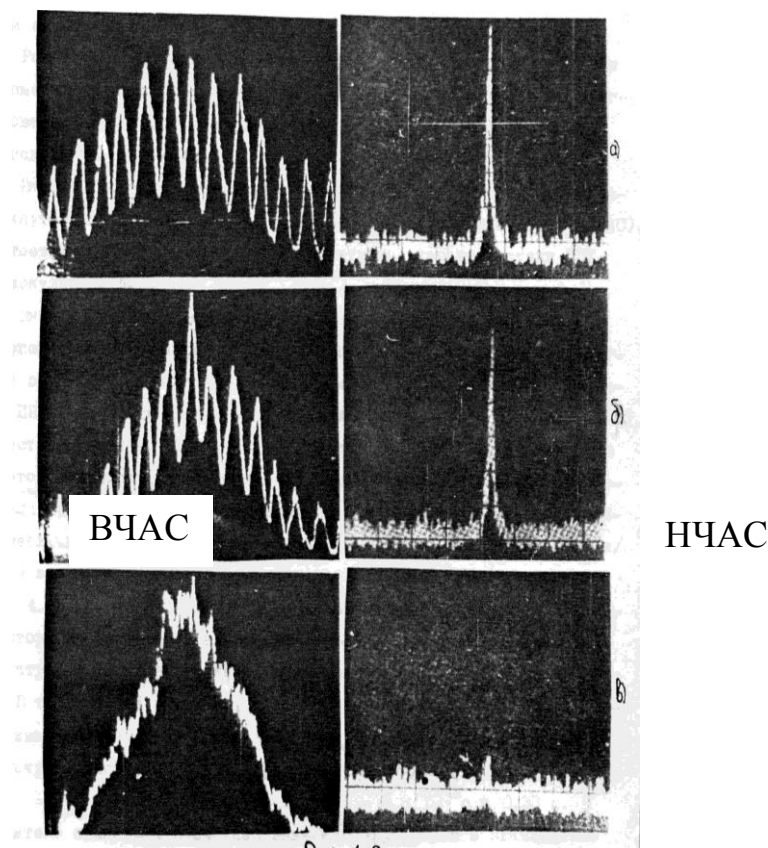


Рис. 3. Спектрограммы сигналов на выходах ВЧАС и НЧАС

Представленные материалы соответствуют следующим условиям:

рис.3а – помеха отсутствует ( $a^2=1$ ); рис.3б – уровень помехи равен уровню ( $q_{вх}^2=1$ ); рис.3в – уровень помехи превышает уровень полезного сигнала ( $q_{вх}^2 = -17$  дБ).

Из рис.3в видно, что при  $q_{вх}^2=-17$  дБ полезный сигнал от цели еще может быть обнаружен.

Результаты исследований работы макета ШРЛС в рециркуляторном режиме при различных уровнях помехового сигнала и временах интегрирования  $T_{и}=3,3 \cdot 10^{-3}$  с (рис.4б) и  $T_{и}=0,33$  с (рис.4в) приведены на рис.4.

На рис.4а представлены спектрограммы сигнала на выходе разомкнутого контура, а на рис.4б и 4в - замкнутого контура (ВЧАС), соответствующие точкам 1...6 на амплитудной характеристике ППТ рециркуляторной ШРЛС (рис.2).

Из рис. 4б и 4в видно, что полезная модуляция в огибающей энергетического спектра циркулирующего по замкнутому контуру сигнала сохраняется вплоть до уровня помехи, соответствующего насыщению ППТ ШРЛС (точка 6 при  $T_{\text{и}}=0,33$  с и точка 5 - при  $T_{\text{и}}=3,3 \cdot 10^{-3}$  с).

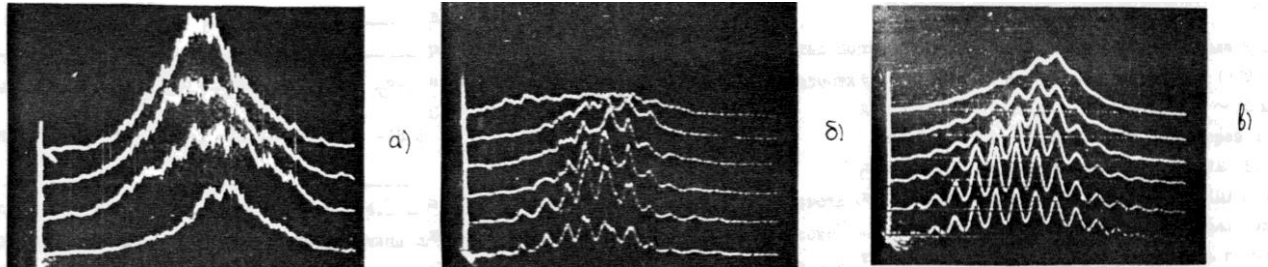


Рис.4. Результаты исследований макета ШРЛС в рециркуляторном режиме

Область насыщения, в которой рециркуляторная ШРЛС сохраняла свою работоспособность, при времени интегрирования, равном  $T_{\text{и}}=3,3$  мс, составило приблизительно 15 дБ. С увеличением времени интегрирования соответственно увеличивалось значение минимального входного отношения сигнал/шум и величина указанной области, что наглядно иллюстрируется рис. 4б и 4в.

Подавление одноканальной ШРЛС, в отличие от рециркуляторной ШРЛС, наблюдалось при ее работе на линейном участке амплитудной характеристики ее приемного тракта.

В табл. 1 приведены расчетные и экспериментально полученные значения отношения сигнал/шум ( $q_{\text{вхmin}}^2$ ) на входе одноканальной и рециркуляторной ШРЛС при следующих исходных данных:

$$q_{\text{вых}}^2=1; \Delta F_a=100 \text{ кГц}; R^2(\tau_c)=0,652; T_{\text{и}}=3,3 \text{ мс и } T_{\text{и}}=0,33 \text{ с.}$$

В числителе приведены расчетные значения  $q_{\text{вхmin}}^2$ , а в знаменателе – экспериментальные.

Из приведенных на рис. 3 и 4 и в табл. 1 данных видно, что рециркуляторная ШРЛС, даже без учета величины линейного участка ее ППТ, превосходит по помехоустойчивости одноканальную ШРЛС на 6 дБ.

Таким образом, экспериментальные данные подтверждают теоретические выводы о более высокой помехоустойчивости рециркуляторной ШРЛС.

Таблица 1

Вариант ШРЛС	Формула расчета $q_{\text{вхmin}}^2$	$T_u=3,3 \cdot 10^{-3} \text{ с}$	$T_u=0,33 \text{ с}$
		$q_{\text{вхmin}}^2, \text{ дБ}$	$q_{\text{вхmin}}^2, \text{ дБ}$
Одноканальная	$3 q_{\text{вхmin}}^2$	-18,6/ -17	-38,4/-37
	$\Delta f_a T_u R^2(\tau_c)$		
Рециркуляторная	$q_{\text{вхmin}}^2$	-23,4/-23	-43,3/-43
	$\Delta f_a T_u R^2(\tau_c)$		

Экспериментальные исследования помехоустойчивости одноканальной и двухканальной ШРЛС проводились с помощью макета 3 см диапазона радиоволн. Структурная схема макета приведена на рисунке 5.

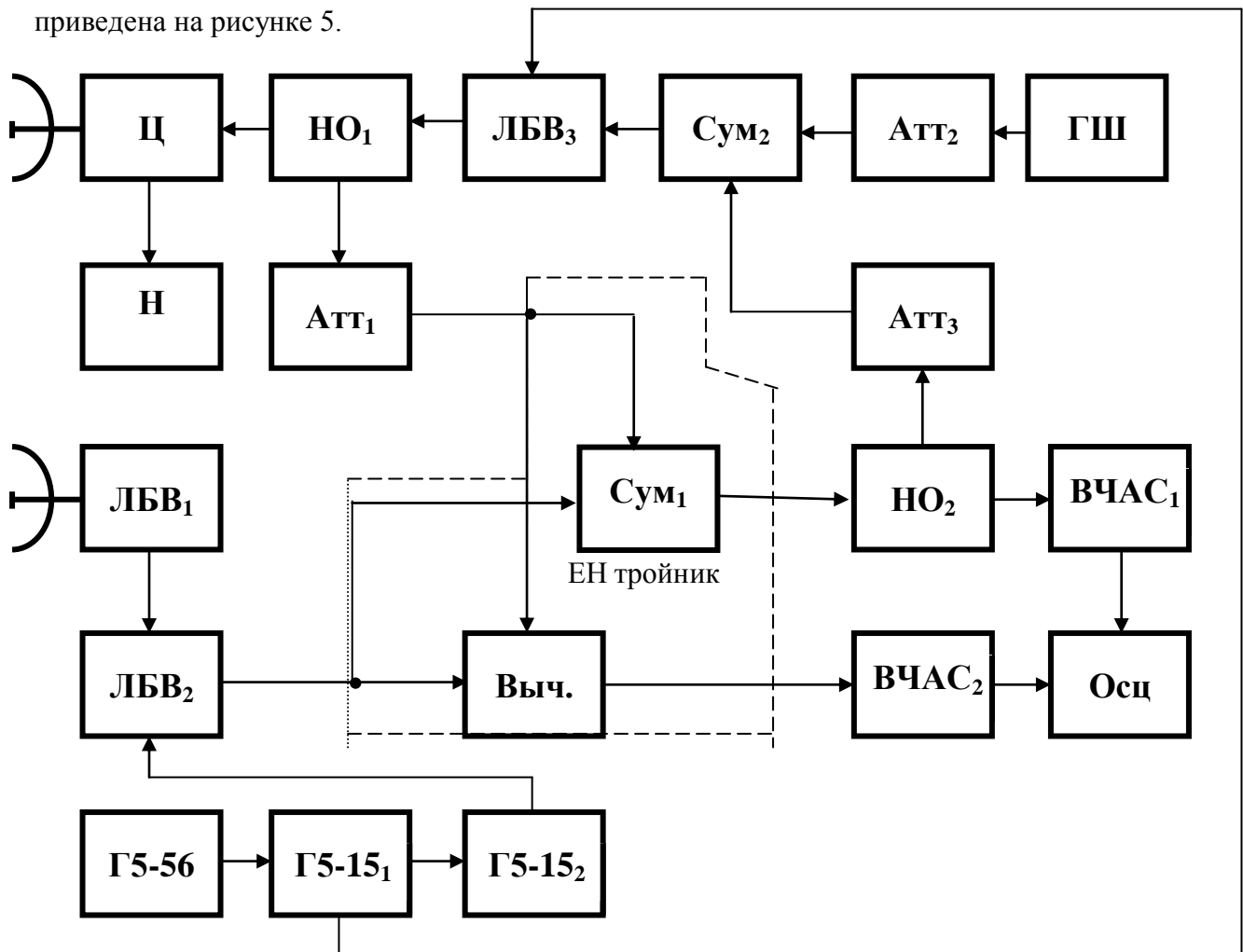


Рис.5. Блок-схема высокочастотного макета ШРЛС

В качестве источника задающего шумового сигнала использовался твердотельный прямошумовой генератор (ГШ) на лавино-пролетном диоде с интегральной мощностью 15 мВт и полосой частот – 150 МГц. Выходной сигнал ГШ через аттенюатор Атт 2 поступал на вход усилителя мощности ЛБВ<sub>3</sub> (УВ-45) и далее через направленный ответвитель НО<sub>1</sub> и циркулятор Ц к передающей антенне ( $R_{изл.ср}=15$  мВт).

Часть излучаемого сигнала (опорный сигнал) со второго выхода НО<sub>1</sub> через Атт<sub>1</sub> подавалась на один из входов двойного волноводного ЕН тройника, на второй вход которого поступал усиленный в ЛБВ<sub>1</sub> (УВ-103) и ЛБВ<sub>2</sub> (УВ-12) отраженный от цели сигнал. В результате на выходах тройника формировались сигналы, соответствующие сумме и разности опорного и отраженного от цели сигналов. Синхронный спектральный анализ суммарного и разностного сигналов осуществлялся двумя высокочастотными анализаторами спектра ВЧАС<sub>1</sub> и ВЧАС<sub>2</sub> (С4-27). Синхронный режим работы ВЧАС<sub>1</sub> и ВЧАС<sub>2</sub> достигался за счет использования общего для них перестраиваемого гетеродина ВЧАС<sub>1</sub>. В качестве вычитающего устройства использовался осциллограф (Осц) С1-18, на дифференциальные входы которого подавались сигналы с выходов квадратичных детекторов ВЧАС<sub>1</sub> и ВЧАС<sub>2</sub>.

В макете была предусмотрена возможность работы в рециркуляторном режиме. Для этого аттенюатор Атт<sub>1</sub> устанавливался в положение  $\alpha_{зат.Атт1}=\max$ , а Атт<sub>3</sub> – в положение  $\alpha_{зат.Атт3}=\min$ . Требуемое значение коэффициента передачи ППТ устанавливалось путем изменения коэффициента усиления ЛБВ<sub>3</sub>.

При оценке помехоустойчивости ШРЛС регистрация отраженного от цели сигнала производилась визуально по наличию модуляции в огибающей энергетического спектра анализируемого сигнала на экране ВЧАС<sub>1,2</sub> или осциллографа С1-18.

В качестве цели использовался уголкового отражатель с эффективной поверхностью рассеяния 0,1 м<sup>2</sup>, удаленный на расстояние 40 м от ШРЛС. Источником помех служил второй твердотельный генератор шума на ЛПД, полоса частот которого совпадала с полосой пропускания приемника ШРЛС, а выходная мощность была равна примерно 30 мВт. Помеха воздействовала по боковым лепесткам приемной антенны макета ШРЛС. Измерение мощности помехового, опорного и отраженного от цели сигналов производилась на выходе двойного ЕН тройника с помощью термисторного моста ЯЧМ-20.

Методика определения коэффициента подавления ШРЛС заключалась в следующем: измерялась мощность зондирующего сигнала  $R_{изл.1}$ ; измерялась мощность сигнала на выходе тройника при наличии ( $R_{отр.1}$ ) и отсутствии ( $R_{отр.2}$ ) цели; по формуле  $R_{отр.уг1} = R_{отр.1} - R_{отр.2}$

вычислялась мощность отраженного от цели сигнала; измерялась мощность помехового сигнала на выходе сумматора  $P_n$  при выключенном передатчике ШРЛС; уменьшалась мощность зондирующего сигнала  $R_{изл.1}$  до уровня  $P_{отр.2}$ , при котором определение наличия модуляции в ЭССС на экране ВЧАС<sub>1,2</sub> или Осц было невозможно, выключался источник помех и измерялось значение  $R_{изл.2}$ ; определялась мощность отраженного от цели сигнала  $P_{отр.УГ1}$  при мощности зондирующего сигнал, равной  $R_{изл.2}$ ; вычислялось минимальное значение отношения сигнал/шум на входе ШРЛС по формуле

$$q_{вхmin}^2 = \frac{P_{отр.УГ2}}{P_n}$$

Результаты измерений, проведенных в соответствии с приведенной методикой, для одноканальной и двухканальной ШРЛС представлены в табл. 2.

Таблица 2.

<i>Параметры</i>	<i>Одноканальная ШРЛС</i>	<i>Двухканальная ШРЛС</i>
<i><math>R_{изл.1}</math></i>	50 мВт	50 мВт
<i><math>P_{отр.1}</math></i>	205 мкВт	205 мкВт
<i><math>P_{отр.2}</math></i>	160 мкВт	160 мкВт
<i><math>P_{отр.УГ1}</math></i>	45 мкВт	45 мкВт
<i><math>P_n</math></i>	175 мкВт	175 мкВт
<i><math>R_{изл.2}</math></i>	1,42 мВт	0,6 мВт
<i><math>P_{отр.УГ2}</math></i>	1,28 мкВт	0,54 мкВт
<i><math>q_{вхmin}^2</math></i>	$7,3 \cdot 10^{-3}$ (-21,4 дБ)	$3,1 \cdot 10^{-3}$ (-25,1 дБ)

Расчетные значения  $q_{вхmin}^2$  при  $q_{выхmin}^2=1$ ,  $\Delta F_a=300$  кГц,  $T_{и}=3,3 \cdot 10^{-3}$  с и  $R^2(\tau_c)=0,652$  соответственно были равны:

для одноканальной ШРЛС - -23 дБ; для двухканальной ШРЛС - -28 дБ.

Для иллюстрации на рис. 6 приведены спектрограммы сигналов на выходе одноканальной и двухканальной ШРЛС.

Из рис.6а видно, что при отсутствии опоры и наличии двух целей в диаграмме направленности антенны ШРЛС спектры суммарного и разностного сигналов промодулированы. Модуляционные составляющие обусловлены пространственным сложением части зондирующего сигнала, просачивающегося из передающей антенны в приемную, и отраженных от первой и второй целей сигналов. В вычитающем устройстве двухканальной ШРЛС указанные составляющие взаимно компенсируются (рис.6в).



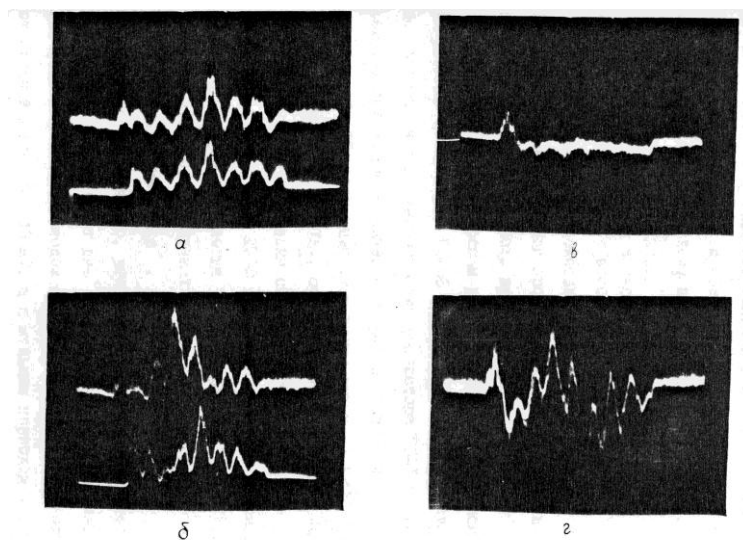


Рис.6. Спектрограммы сигналов на выходе одноканальной и двухканальной ШРЛС.

При наличии опорного сигнала в энергетических спектрах суммарного и разностного сигналов присутствуют модуляционные составляющие указанные выше, а также составляющие, обусловленные сложением опорного сигнала с просачивающимся и отраженными от первой и второй целей сигналами (рис.6б). Т.е. в энергетических спектрах суммарного и разностного сигналов присутствуют модуляционные составляющие, соответствующие 5-ти целям. В результате в результирующем сигнале на выходе вычитающего устройства, как это видно из рис.6г, модуляционные составляющие, соответствующие ложным целям отсутствуют.

Таким образом, экспериментальные исследования подтвердили теоретические выводы и показали, что двухканальная ШРЛС обладает большей помехоустойчивостью (на 5 дБ), чем одноканальная ШРЛС, и обеспечивает подавление комбинационных составляющих (ложных целей) на входе приемника ШРЛС.

Оценка дальности действия ШРЛС с непрерывным и квазинепрерывным режимами излучения проводилась с использованием макета, структурная схема которого приведена на рис.5.

Квазинепрерывный режим работы ШРЛС обеспечивался с помощью импульсного генератора Г5-56 и Г5-15. Генератор Г5-56 использовался для синхронизации генератора Г5-15<sub>1</sub>. Величина мертвой зоны ШРЛС регулировалась путем изменения времени задержки  $T_3$  импульсов генератора Г5-15<sub>2</sub>, которыми открывался приемник ШРЛС (ЛБВ<sub>2</sub>) относительно импульсов Г5-15<sub>1</sub>, открывающих передатчик (ЛБВ<sub>3</sub>).

На рис.7 приведены спектрограммы суммарного сигнала на экране ВЧАС при работе ШРЛС в квазинепрерывном режиме. Рис.7а соответствует случаю, когда  $T_3=0$ , а рис.7б –  $T_3=2,4$  мкс ( $R \approx 60$  м).

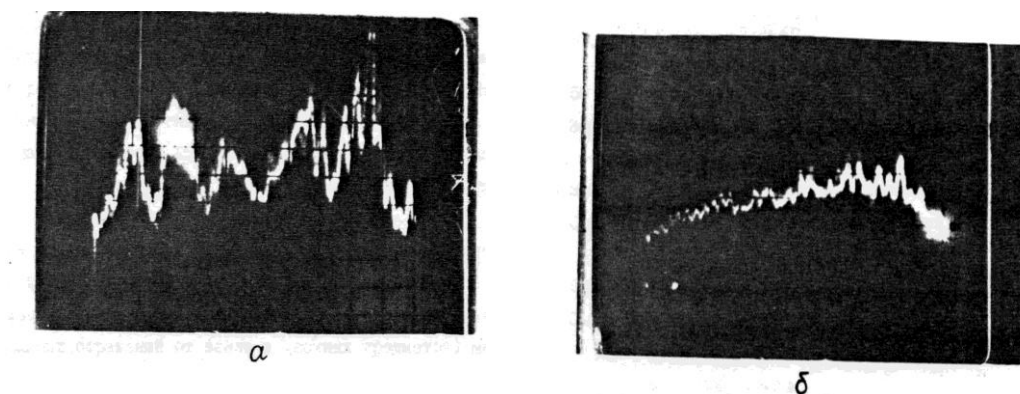


Рис. 7. Спектрограммы суммарного сигнала на экране ВЧАС при работе ШРЛС в квазинепрерывном режиме

В обоих случаях длительность импульсов зондирующих сигналов была равна 2 мкс.

Из рис.7а видно, что в энергетическом спектре суммарного сигнала присутствуют две частоты модуляции. Модуляция ЭССС с большим периодом соответствует сигналу, отраженному от ближней цели ( $R_1=40$  м), а с меньшим периодом – от дальней цели ( $R_2=20$  м). По мере увеличения  $T_3$  глубина модуляции от ближней цели уменьшалась и при  $T_3=2,4$  мкс практически становилась равной нулю, что указывает на наличие "мертвой" зоны ШРЛС, что хорошо видно из рис.7б.

При оценке дальности действия ШРЛС в качестве цели использовалась автомашинa Зил-131 с открытым кузовом. За максимальную дальность действия ШРЛС принималась дальность, при которой еще достаточно уверенно наблюдалась модуляция огибающей энергетического спектра анализируемого сигнала на экране ВЧАС.

Мощность зондирующего сигнала при работе ШРЛС в непрерывном режиме составляла 50 мВт, а чувствительность приемника, при входной полосе приемника  $\Delta f=150$  МГц, –  $8 \cdot 10^{-11}$  Вт.

Ожидаемое значение максимальной дальности действия макета одноканальной ШРЛС при работе в непрерывном режиме (без учета влияния просачивающегося в приемный канал зондирующего сигнала и мешающих отражений от земли и местных предметов) можно определить по формуле

$$R_{\max}^* = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{ЛК}} \cdot \Delta f_{\epsilon} T_u R^2(\tau_c) G^2 \lambda^2 \sigma}{3(4\pi)^3 P_{\text{вх}}^{\text{min}}}}$$

где  $m_{\text{ЛК}} = 50 e^{\text{дБ}}$  - мощность зондирующего сигнала;  $\Delta f_{\epsilon} = 300 \text{ кГц}$  - полоса пропускания перестраиваемого фильтра ВЧАС;  $T_u = 3 \text{ мс}$  - время интегрирования сигнала ВЧАС;  $R^2(\tau_c) = 0,65$  - квадрат коэффициента корреляции между опорным и отраженным от цели сигналами;  $G = 500$  - коэффициент усиления антенны;  $\lambda = 3 \text{ см}$  - рабочая длина волны;  $\sigma = 18 \text{ м}^2$  - среднее значение эффективной поверхности рассеяния цели;  $P_{\text{вх}}^{\text{min}} = 810^{-11} \text{ Вт}$  - чувствительность приемника макета ШРЛС.

Подставляя указанные значения в формулу, получим, что  $R_{\max}^*$  равняется 725 м. При развязке между приемником и передатчиком, равной  $10^{-8}$ , дальность действия ШРЛС будет равна 465 м. Экспериментально полученные значения  $R_{\max}$  для одноканальной и рециркуляторной ШРЛС с непрерывным режимом излучения и последовательной СОС составили 500 м.

При работе в квазинепрерывном режиме мощность зондирующего сигнала была равна 5 мВт, длительность зондирующего импульса – 2 мкс, а период повторения – 20 мкс. Учитывая, что при коммутации приемника ШРЛС средняя мощность его шумов уменьшается в Q раз (Q-скважность импульсов коммутации) по формуле 1 можно показать, что при работе в квазинепрерывном режиме  $R_{\max}^*$  будет равна 725 м. Экспериментально измеренное значение  $R_{\max}^*$  в этом случае составило 750 м.

Сравнивая отношения экспериментально полученных и расчетных значений  $R_{\max}^*$  получим  $\frac{500}{465} = 1,07$  и  $\frac{750}{725} = 1,03$ , что говорит о хорошем совпадении теоретических и экспериментальных результатов.

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования показали, что применение квазинепрерывного режима позволяет: осуществить развязку приемного и передающего каналов ШРЛС и обеспечить возможность для работы с одной антенной; создать "мертвую" зону ШРЛС и исключить влияние отражений от земли и местных предметов, расположенных вблизи антенны; исключить принципиальные ограничения по дальности действия ШРЛС.

С целью исследования возможности использования гребенчатых фильтров для обработки сигналов в ШРЛС был разработан и собран блок акустооптической обработки сигналов (БАО-ОС) и проведены полигонные испытания макета ШРЛС, структурная схема которого приведена на рис.5.

Для выделения полезной информации о цели сигнал с выхода  $\text{Сум}_1$  подавался на вход блока преобразования частоты (БПЧ) анализатора спектра С4-27.

Частота сигнала на выходе БПЧ была равна 160 МГц, а его полоса – 100 МГц. Далее сигнал подавался на вход специально изготовленного блока акустооптической обработки сигналов, структурная схема которого приведена на рис.8.

На рис.8 приняты следующие обозначения: ЛГ – лазер ЛГ-56, Коллим. – коллиматор, Л – линза, АОМ – акустооптический модулятор, ФП – фотоприемник ФЭУ-51, СВ – селективный вольтметр В6-9, Осц – осциллограф С8-13, УПЧ – усилитель промежуточной частоты.

Работа БАООС сводилась к следующему.

С выхода БПЧ сигнал поступал на вход УПЧ, амплитудно-частотная характеристика которого (АЧХ) была согласована с АЧХ БПЧ, и далее на пьезопреобразователь АОМ. В результате в АОМ формировалась акустическая волна, под действием которой происходило изменение его диэлектрической проницаемости.

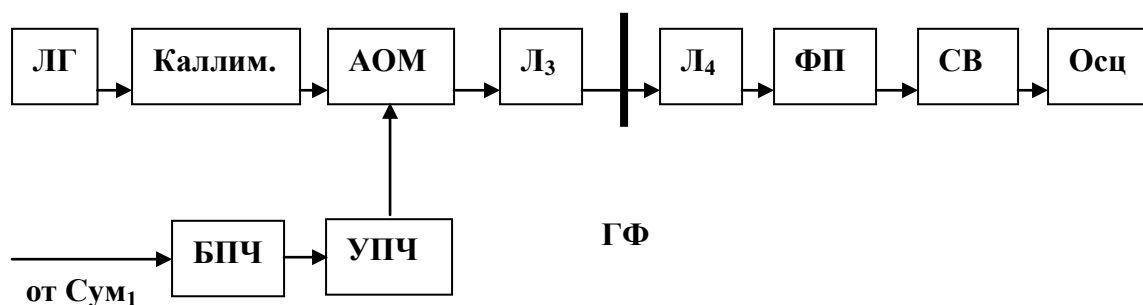


Рис.8. Структурная схема изготовленного блока акустооптической обработки сигналов

При облучении АОМ световым пучком ЛГ на выходе АОМ создавалось световое поле, комплексная амплитуда которого содержала фазовую модуляцию, определяемую радиосигналом.

Непосредственно за АОМ располагалась линза  $L_3$ , которая выполняла операцию одномерного преобразования Фурье в плоскости оптического гребенчатого фильтра ГФ (см. рис. 9)

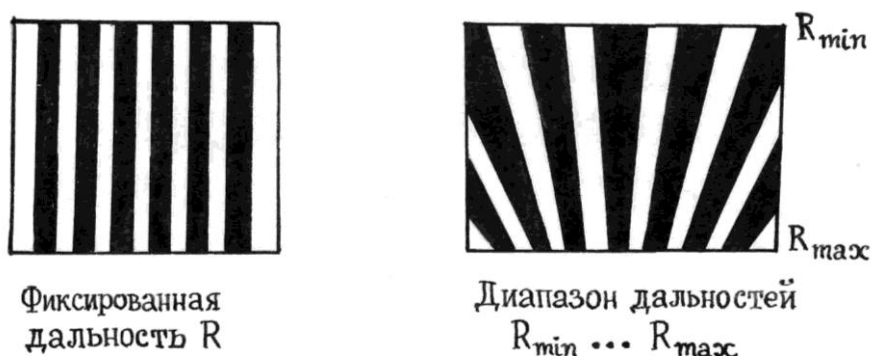


Рис. 9. Оптические гребенчатые фильтры

Оптический сигнал на выходе ГФ интегрировался линзой  $L_4$ , в выходной фокальной плоскости которой помещался фотоприемник ФП. С выхода ФП сигнал поступал на вход селективного вольтметра, выполнявшего функцию фильтра доплеровских частот, и далее на запоминающий осциллограф С8-13.

Для примера на рисунке 10 приведены осциллограммы сигнала на выходе узкополосного фильтра доплеровских частот при проходе целью участка дальности, на которую настроен гребенчатый фильтр.

Анализ полученных результатов показал, что с помощью гребенчатых фильтров может осуществляться селекция целей по дальности. При этом селекция движущихся целей может производиться по доплеровской частоте известными методами фильтрации.

Экспериментальные исследования также показали, что помехоустойчивость ШРЛС с ГФ выше, чем помехоустойчивость ШРЛС с последовательной СОС. При проведении испытаний полоса частот анализируемого сигнала  $\Delta f$  была равна 80 МГц, а время его анализа  $T_a$  составляло 20 мс. При указанных параметрах сигнала значение коэффициента подавления ШРЛС с ГФ в соответствии с формулой

$$q_{\%oh}^2 = 0,1 \cdot \frac{\Delta f \cdot T_a}{k_r},$$

где  $k_r=10$  – коэффициент различимости, равный 52 дБ.

Коэффициент подавления одноканальной ШРЛС с последовательной СОС, как было показано выше, составляет 23 дБ. Поэтому при подавлении ШРЛС с последовательной СОС воздействие помехового сигнала на ШРЛС с ГФ практически не ощущалось.

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования подтвердили целесообразность использования ГФ для обработки и позволили сделать следующие выводы.

### **Выводы**

1. Экспериментальные исследования макетов ШРЛС в лабораторных и полигонных условиях позволили выявить преимущества двухканальной и рециркуляторной ШРЛС перед одноканальной и подтвердить целесообразность использования в ШРЛС квазинепрерывного режима излучения зондирующего сигнала и использования гребенчатых фильтров для его обработки.

2. В процессе лабораторных испытаний были получены следующие результаты: коэффициент подавления одноканальной ШРЛС – 38 дБ (расчетное значение 39 дБ); коэффициент подавления рециркуляторной ШРЛС – 44 дБ (расчетное значение 44,8 дБ);

3. В процессе внутранных были получены: коэффициент подавления одноканальной ШРЛС – 21,4 дБ (расчетное значение 22,9 дБ); коэффициент подавления двухканальной ШРЛС – 25,1 дБ (расчетное значение 27,8 дБ); дальность действия ШРЛС с непрерывным излучением и мощностью зондирующего сигнала 50 мВт – 500 м (расчетное значение 465 м); дальность действия ШРЛС с квазинепрерывным излучением и мощностью зондирующего сигнала 5 мВт – 750 м (расчетное значение 725 м).

4. Проведенные испытания показали:

возможность повышения помехозащищенности ШРЛС со спектральной обработкой сигнала за счет применения двухканального и рециркуляторного вариантов их построения;

возможность рециркуляторной ШРЛС в области насыщения ее приемо-передающего тракта;

возможность увеличения дальности действия ШРЛС за счет применения квазинепрерывного режима излучения и приема зондирующего сигнала;

возможность повышения помехозащищенности ШРЛС на основе использования гребенчатых фильтров в устройстве обработки.

5. РЛС РНДЦ с шумовым зондирующим сигналом и спектральным методом его обработки при базе сигнала, равной  $10^6$ , будут превосходить существующие РЛС РНДЦ: по помехоустойчивости – на 20...25 дБ; по дальности скрытной работы – в 30...40 раз; по разрешающей способности – в 7...15 раз, что позволит эффективно использовать указанные РЛС в условиях активного радиоэлектронного противодействия со стороны вероятного противника.