

ИМИТАЦИЯ РАДИОСИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

*А.С. Боков, В.Г. Важенин, Н.А. Дядьков,
ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н.Ельцина», bockov@mail.ru*

В докладе рассматриваются возможности и аппаратные упрощения формирования сигналов, эквивалентных отраженным от подстилающих поверхностей, предназначенных для точностной и функциональной проверок ЛЧМ радиовысотомеров и других радиолокационных систем с непрерывным или длительным зондирующим сигналом.

Для контроля параметров СВЧ-трактов, обработки алгоритмов, точностной и функциональной проверок различной аппаратуры РЛС, работающих по земной поверхности, в лабораторных условиях необходимо формирование сигналов эквивалентных отраженным от протяженных объектов и поверхностей. Существующие электронные комплексы полунатурного моделирования способны решать задачи имитации радиолокационных сигналов отраженных от одной или нескольких точечных целей [1]. Для формирования сигнала соответствующего изменяющемуся во времени отражению от подстилающей поверхности необходима реализация модели представления фоноцелевой обстановки в режиме реального времени.

Согласно феноменологическому подходу построения модели [2] протяженный радиолокационный объект или подстилающую поверхность можно представить в виде набора дискретных отражателей – фацетов. Тогда пространство распространения прямого и отраженного сигналов между антеннами РЛС и отдельным отражателем можно трактовать как некоторый элементарный канал передачи сигнала с переменными во времени параметрами, передаточная функция которого однозначно определяется в каждый текущий момент времени положением отражателя в пространстве и скоростью его относительного перемещения.

Существующие на сегодняшний день аппаратные средства не позволяют реализовать модель, непосредственно оперирующую большим множеством отражателей в режиме реального времени, поэтому для упрощения модели целесообразно сгруппировать отражатели с близкими параметрами: число каналов будет равно числу элементов разбиения на участки близких частот/задержек. При этом качество (точность и эквивалентность основных характеристик и зависимостей) моделирования и формирования отраженного сигнала будет определяться аппаратными и программными возможностями выбранной реализации модели.

Для радиолокационных задач можно разделить общее преобразование сигнала в канале передачи, на отдельные преобразования, выполняющие задержки τ_i , доплеровские сдвиги df_i и амплитудные умножения E_i . Этих параметров достаточно, чтобы учесть взаимные скорости отражателей и РЛС, индивидуальные коэффициенты отражения, коэффициенты учёта ДНА приёмной и передающей антенн, ослабление сигнала в соответствии с дальностью до отражателя. Тогда многоканальную модель распространения «передающая антенна – отражающий объект – приемная антенна» можно представить в виде модели с линией задержки [3] – рис.1.

Качественная реализация с возможностью смены параметров во времени в аналоговой форме не возможна. Для реализации на базе блоков цифровой обработки сигналов (ЦОС), нужны связки быстродействующих АЦП, цифровых линий задержки, модулей преобразования сигнала, ЦАП. При этом, если для оцифровки сигнала достаточно использовать одно быстродействующее АЦП, то для формирования выходного сигнала необходимо использовать множество ЦАП и один аналоговый сумматор или многовходовый цифровой сумматор и один ЦАП – рис. 2. Непосредственная реализация на СВЧ при современном развитии техники нереализуема, поэтому подразумевается, что обработка и формирование сигналов выполняются на низкой частоте в рабочей области частот блоков ЦОС.

Быстродействующие многовходовый цифровой сумматор или набор ЦАП при аналоговом сумматоре для каждого канала дороги для реализации, поэтому вместо цифрового сумматора в

ряде случаев (для сигналов, спектральная плотность которых в текущий момент времени сосредоточена в узкой полосе частот, например ЛЧМ сигналы радиовысотометров с «медленной» модуляцией) можно использовать коммутатор. Подобный приём часто используют в схемотехнике многовыходных АЦП микроконтроллеров. Но в данном применении коммутатор циклически подключает к одному выходу ЦАП n сигналов преобразованных в соответствии с заданными параметрами df_i и E_i – см. рис. 2.

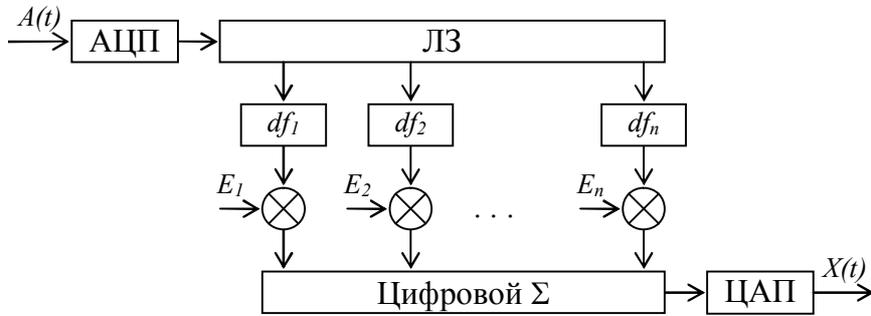


Рис. 1. Схема формирования отраженного сигнала на базе блоков ЦОС

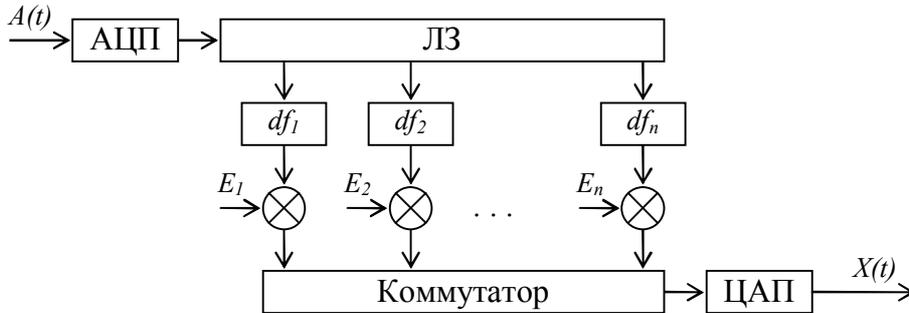


Рис. 2. Схема формирования эквивалентного сигнала с коммутатором

Такой способ коммутации можно назвать микшированием во времени. Общее преобразование может быть описано выражением:

$$X(t) = E_i K \left(A(t - \tau_i), df_i \right), \quad i = 1 + \left(\text{round} \left(\frac{t}{\Delta t} \right) \bmod n \right),$$

где E_i – амплитуда, соответствующая мощности i -го сигнала;
 $K(f(t), df)$ – результат доплеровского сдвига функции $f(t)$ на величину df ;
 τ_i – задержка i -го сигнала;
 df_i – доплеровский сдвиг i -го сигнала;
 Δt – длительность интервала микширования;
 \bmod – оператор нахождения остатка от целочисленного деления.

Выходной сигнал будет содержать равные по длительности отрезки различных сигналов, что в частотной области приведёт к тому, что к исходным гармоникам сигналов добавятся гармоники соответствующие сумме и разности частот «полезных» сигналов и частоты микширования умноженной на целое число. При выборе частоты микширования в несколько раз выше рабочей полосы частот приёмника, результирующий сигнал в низкочастотной области по спектральному составу будет эквивалентен сигналу образованному обычным суммированием сигналов, но, разумеется, слабее в n раз по амплитуде.

Схему формирования эквивалентного отраженного сигнала с коммутатором можно упростить: при использовании коммутатора, управляемого синхронизатором, выходной сигнал

будет содержать отрезки различных сигналов с заданной длительностью – рис.3. Это позволяет заменить отдельные амплитудные преобразования сигналов таким тактированием работы коммутатора, чтобы длительности отрезков различных сигналов были пропорциональны соответствующим амплитудам $E_1 \dots E_n$.

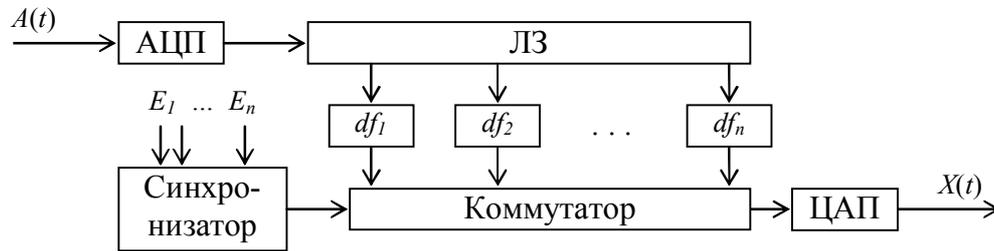


Рис. 3. Формирование сигнала с коммутатором, управляемым синхронизатором

Такое преобразование с микшированием во времени сигналов переменной длительности может быть описано выражением:

$$X(t) = E_i K \left(A(t - \tau_i), df_i \right), \quad i = \text{find} \left(T = \sum_{i=1}^n \Delta t_i, t \right),$$

где $\text{find}(T, t)$ – функция сопоставления времени t на общем периоде микширования всех сигналов T номеру микшируемого сигнала i ;

Δt_i – длительность интервала микширования i -го сигнала.

Для проверки эквивалентности микшированного сигнала была разработана модель, в которой в качестве РЛС использовался ЛЧМ РВ с рабочей полосой приёмника до 60 КГц. Имитируемый в данном случае сигнал биений РВ можно было составить отрезками синусоид равной или переменной длительности и изучить влияние параметров на получаемый спектр. На рис. 4 приведены примеры получаемого сигнала биений составленного из отрезков синусоид и его спектр.

В полученном при проверке спектре гармоники «полезного» сигнала имеют частоты от 28 до 45 КГц: на рис. 4 в все 6 заданных гармоник «полезного» сигнала биений просматриваются отдельно, т.к. выбрана большая длительность сигнала.

Известно, что для классических спектральных оценок высота спектральных пиков служит надёжным показателем относительной мощности гармоник сигнала. При проверке эквивалентности микшированного сигнала с неравными периодами вид сигнала биений (рис. 4 з) и его спектр аналогичны.

Фактические периоды переключения каналов – целые числа, в данном примере, от 1 до 32 точек, поэтому значения заданных амплитуд синусоид для формирования формы спектра сигнала биений из-за этой дискретности периода переключения каналов немного отличаются от заданных, и, в общем случае, погрешность такого представления сигнала можно оценить как среднее отклонение амплитуды гармоники от заданной, которая составит $1/32/2 \approx 1,6 \%$.

При микшировании сигналов разных амплитуд с равными периодами погрешность представления сигнала аналогично будет определяться половиной цены младшего разряда используемого цифрового амплитудного множителя. Поэтому, при заданной погрешности отклонения амплитуды гармоник, несложно подобрать соответствующий дискрет амплитудного множителя или длительности периода микширования.

Соотношения амплитуд гармоник при отсутствии и наличии микширования с равными и неравными периодами примерно одинаковы, следовательно, получаемые сигналы можно считать эквивалентными по спектральному составу.

Частота микширования определяется тактом работы dt (квантования по времени АЦП), выбираемым периодом переключения st и числом микшируемых сигналов N :

$$F_{\text{микш}} = 1/(dt \cdot st \cdot N).$$

При увеличении частот гармоник «полезного» сигнала и/или при уменьшении частоты микширования каждого сигнала происходит постепенное сближение и последующее наложение гармоник соответствующих сумме и разности частот «полезных» сигналов и частоты микширования умноженной на целое число.

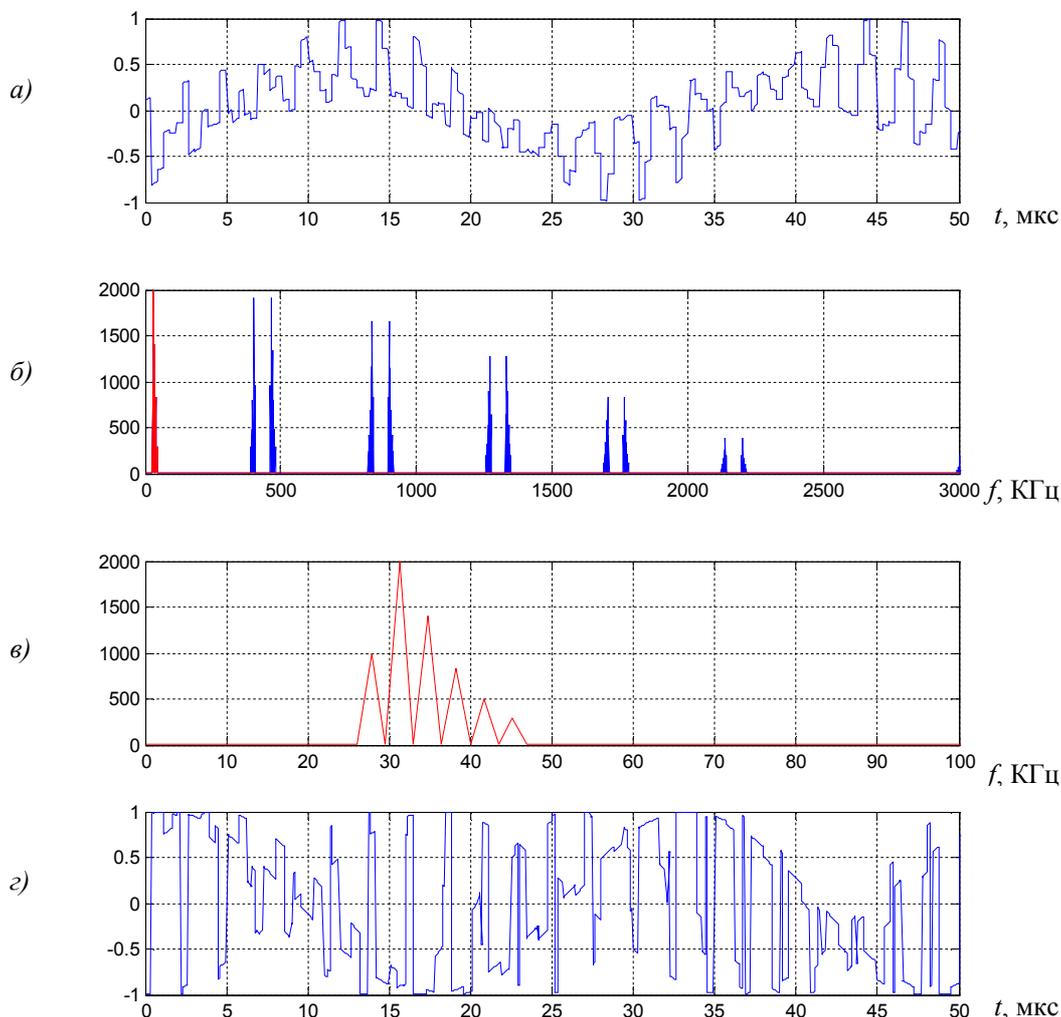


Рис. 4. Проверка эквивалентности микшированного сигнала: а – вид сигнала биений ЛЧМ РВ составленного из одинаковых отрезков синусоид; б – его спектр; в – гармоники «полезного» сигнала биений; г – вид сигнала биений из неравных по длительности отрезков синусоид

На рис. 5 показана ситуация сближения спектров, при которой РВ может некорректно увеличить значение измеряемой высоты за счёт попадания в рабочую полосу фильтра сигнала биений и в хвост спектра паразитных гармоник вызванных микшированием ($F_{\max} \approx 45$ КГц). В данном случае, за счёт увеличенного значения периода переключения каналов $st = 75$ точек, частота микширования сигналов $F_{\text{микш}} \approx 92,6$ КГц. Контрольное неравенство $F_{\text{микш}} - F_{\max} > F_{\max}$ здесь ещё выполняется, но за счёт уменьшенного спектрального разрешения (некратность периодов гармоник и интервала БПФ) наложение гармоник уже видно.

Для исключения влияния гармоник появляющихся за счёт микширования сигналов, необходимо, чтобы частота самой первой такой гармоники ($F_{\text{микш}} - F_{\max}$) была выше верхней частоты пропускания $F_{\text{в.б}}$ фильтра сигнала биений РВ:

$$F_{\text{микш}} - F_{\max} > k_{\text{зап}} \cdot F_{\text{в.б}},$$

где $k_{\text{зап}} \geq 1$ – коэффициент запаса, учитывающий неточное знание параметров РВ.

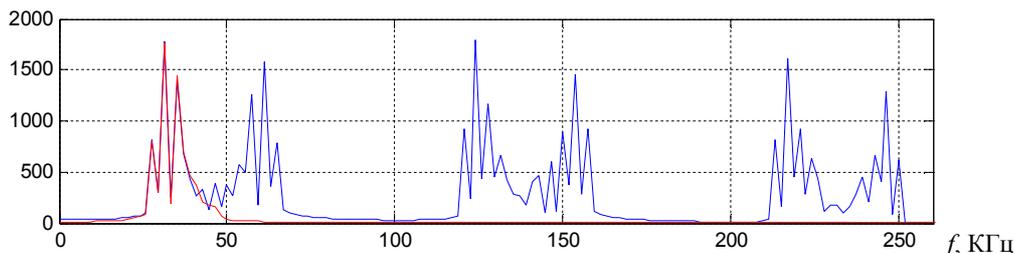


Рис. 5. Спектр сигнала биений полученного микшированием: здесь в области первого максимума приведён спектр немикшированного сигнала

Тогда допустимое число микшируемых сигналов:

$$N_{\max} = 1 / (dt \cdot st \cdot (F_{\max} + k_{\text{зап}} \cdot F_{\text{в.б}})) .$$

Видно, что допустимое число микшируемых сигналов зависит и от параметров РВ и от быстродействия цифрового преобразования сигналов.

Выводы

Для формирования сигнала эквивалентного отражению от протяженных объектов необходимо суммирование множества сигналов с разными задержками, амплитудами, частотными сдвигами. С помощью фазетной модели с одновременным учётом угловых эволюций и скорости ЛА, параметров ДНА и ДОР, можно сгруппировать отражатели, рассчитать параметры заданного количества каналов обработки излученного сигнала и передать их в имитатор сигнала на базе модулей ЦОС в реальном масштабе времени. Характеристики имитируемого сигнала во временной и спектральной области будут близки к теоретически ожидаемым, следовательно, результаты должны соответствовать получаемым экспериментальным путём при лётных испытаниях.

На примере формирования отраженного сигнала для ЛЧМ РВ, в результате моделирования показано, что соотношения амплитуд гармоник при отсутствии и наличии микширования с равными или неравными периодами одинаковы, поэтому получаемые сигналы будут одинаково восприняты аппаратурой РВ, которая будет показывать одинаковые значения оценки высоты для этих эквивалентных сигналов.

Формирование формы огибающей спектра сигнала биений не за счёт амплитудных умножений, а за счёт микширования составляющих сигналов с неравными периодами более эффективно, т.к. для всех гармоник получается одинаковое максимальное соотношение сигнал/шум.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке аппаратуры и программного обеспечения комплексов полунатурного моделирования для проверок ЛЧМ радиовысотометров и других радиолокационных систем с непрерывным или длительным зондирующим сигналом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Боков А.С. Имитатор отраженных сигналов радиолокационных систем / А.С. Боков, В.Г. Важенин, Л.П. Воробьев, Н.А. Дядьков, В.В. Мухин, Ю.Г. Нестеров, А.И. Сиротин // Радиовысотометрия – 2004. Труды Первой Всероссийской НТК / Под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарева. Екатеринбург. Издательство АМБ, 2004. с.164 – 168.
2. Зубкович С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С.Г. Зубкович. М.: Сов.радио, 1968. 224 с.
3. Кенеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием / Р. Кеннеди; пер. с англ. под ред. И.А. Овсеви́ча. М.: Сов. радио, 1973. 304 с.