

**PERSPECTIVE TECHNOLOGY
IN THE MASS MEDIA – PTMM’2015**



**ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В СРЕДСТВАХ
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ – ПТСПИ’2015**



*Материалы XI Международной научно-технической
конференции, г. Суздаль, 12 – 14 ноября 2015 г.*

ОРГАНИЗАТОРЫ

Министерство образования и науки Российской Федерации



*Российское научно-техническое общество радиотехники,
электроники и связи имени А.С. Попова*



Владимирский государственный университет им. А.Г. и Н.Г. Столетовых



Институт радиотехники и электроники РАН, г. Москва



Фраунгоферовский институт интегральных схем, Германия



Университет им. Фридриха – Александра, г. Эрланген, Германия



Международная академия связи



ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ МНТК ПТСПИ-2015

Никитов С.А. – член корр. РАН, профессор, ВРИО директора ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН – председатель;

Самойлов А.Г. - доктор наук, профессор, декан факультета радиофизики, электроники и медицинской техники Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых – сопредседатель;

Герхойзер Х. – доктор наук, профессор, президент Фраунгоферовского института интегральных схем (Германия) – сопредседатель;

Брюханов Ю.А. – доктор наук, профессор, зав. кафедрой Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова;

Витязев В.В. – доктор наук, профессор, зав. кафедрой Рязанской государственной радиотехнического университета;

Зубарев Ю.Б. – член корр. РАН, профессор, советник директора НИТИ РАН;

Кулешов В.Н. – доктор наук, профессор Московского энергетического института (НИУ);

Ниман Н. – доктор наук, профессор университета Фридриха-Александра (Германия);

Орлов И.Я. – доктор наук, профессор Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского;

Прокошев В.Г. – доктор наук, профессор, первый проректор, проректор по научной и инновационной работе Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых;

Сушкова Л.Т. – доктор наук, профессор, зав. кафедрой Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых;



ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ МНТК ПТСПИ-2015

Никитов С.А. – член корр. РАН, профессор, ВРИО директора ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН – председатель;

Самойлов А.Г. – доктор наук, профессор, декан факультета радиофизики, электроники и медицинской техники Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых – сопредседатель;

Кошелев В.И. – доктор наук, профессор, зав. кафедрой Рязанского государственного радиотехнического университета;

Кренев А.Н. – кандидат наук, профессор Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова;

Ланцов В.Н. – доктор наук, профессор, зав. кафедрой Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых;

Ларцов С.В. – доктор наук, профессор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева;

Орлов В.Г. – кандидат наук, доцент, начальник отдела НИЧ Московского технического университета связи и информатики;

Полушин П.А. – доктор наук, профессор Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых;

Самойлов С.А. – кандидат наук, доцент Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых;

Сушкова Л.Т. – доктор наук, профессор, зав. кафедрой Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых;

Шаврин С.С. – доктор наук, профессор Московского технического университета связи и информатики.



Степень и полнота учета подобных факторов в алгоритмах обработки радиоголограммы оказывает существенное влияние на качество формируемого РЛИ. Апробация новой технологии учета выявленных фактов деградации РЛИ при обработке радиоголограммы РСА метрового разрешения дала положительные результаты.

Для решения проблем, вызванных атмосферными нестабильностями, необходимо использовать алгоритмы автофокусировки [2, 3], которые целесообразно встраивать в опорную функцию. Получение высокодетальных снимков требует разработки алгоритмов обработки РЛИ, которые кроме учета влияния атмосферы будут включать в себя коррекцию отклонения движения КА от круговой орбиты, влияния рельефа местности, что обеспечит высокую точность определения координат объектов. В рамках данной работы коррекция алгоритмов синтеза РЛИ заключалась в компенсации систематической ошибки определения координат объектов. При этом учитывались географические координаты, а также метеорологическая обстановка в районе объекта на момент съемки.

Библиографический список

1. Горячкин, О.В. Влияние атмосферы земли на деградацию характеристик изображений космических радиолокационных станций с синтезированной апертурой / Горячкин О.В. // Компьютерная оптика. – 2002. Вып. 24. – С.177-182.
2. Верба, В.С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. / Под ред. В.С.Вербы. // М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
3. Кондратенков, Г.С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли / Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. // М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
4. Сидоров, А.А. Исследование характеристик алгоритмов устранения эффекта миграции сигнала в каналах дальности для РСА бокового обзора / Сидоров А.А., Костров В.В. // Радиопромышленность. – 2012. Вып. 2. – С.97-104.
5. Колосов, М.А. Распространение радиоволн при космической связи / Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. // М.: Связь, 1969. – 156 с.



А.А. ВОЛКОВ, В.А. КУЗЮКОВ, М.С. МОРОЗОВ

(Московский государственный университет путей сообщений, Москва).

ДРУГОЙ СПОСОБ КЛИППИРОВАНИЯ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Аннотация. Показано, что при клиппировании не однополосного, а двухполосного сигнала с БМ, выигрыш в помехоустойчивости составляет 4,33 раза при том же уровне нелинейных искажений.

На ж.-д. транспорте высок уровень помех и до сих пор там используется в радиосвязи исключительно узкополосная частотная модуляция (ЧМ). Поэтому помехоустойчивость ж.-д. радиосвязи не всегда удовлетворительная, что может отрицательно сказаться на безопасности движения поездов. Это значит, что необходимо повышать помехоустойчивость ж.-д. радиосвязи.

Как известно [1], помехоустойчивость аналоговой радиосвязи оценивается обобщенным выигрышем системы, который для ЧМ $g' = 3 \frac{m^2}{k_n^2}$, где m – индекс ЧМ, а k_n – пикфактор модулирующего РС. Для речи $k_n^2=10$. Видно, что для увеличения g' надо уменьшать k_n^2 . В [1] предложено это делать за счёт глубокого ограничения по амплитуде (клиппирование) модулирующего речевого сигнала (РС) передатчика, когда k_n уменьшается.

Выигрыш в помехоустойчивости от клиппирования $\gamma = \frac{g_{кл}}{g'} = \frac{10}{k_{кл}^2}$. В [1] $\gamma=4,33$ раза или 6,36 дБ.

Но при клиппировании РС возникают значительные нелинейные искажения. Для их минимизации клиппируют не непосредственно РС, который является широкополосным, а сформированным по нему фильтровым способом однополосный (узкополосный) сигнал, который затем переносится в тональный диапазон частот путём когерентного детектирования, как показано на рисунке 1.

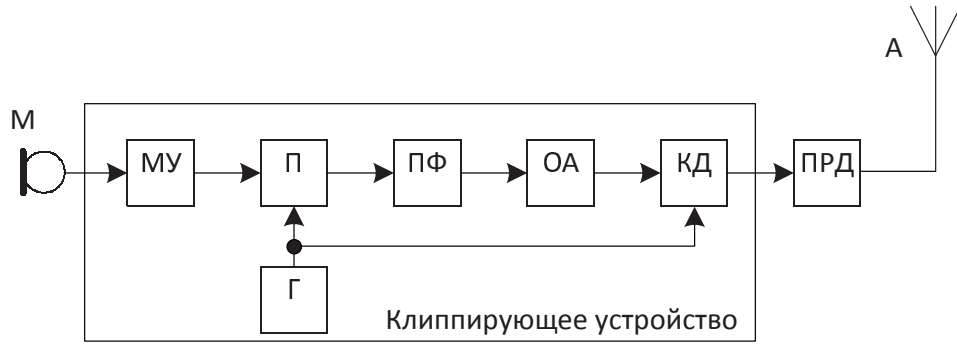


Рис. 1.

На этом рисунке обозначено: М – микрофон, МУ – микрофонный усилитель, П – перемножитель сигналов, ПФ – полосовой фильтр, ОА – усилитель-ограничитель сигнала; КД – когерентный детектор, ПРД – передатчик, А – антенна. Блоки П и ПФ образует формирователь однополосного сигнала. В качестве ПФ используют электромеханические, пьезокерамические, кварцевые фильтры, которые имеют крутые скаты АЧХ, обеспечивая подавления нерабочей боковой полосы на 60 дБ. Эти фильтры, выпускаемые промышленностью, работают на несущей частоте $f_n = 500$ кГц и являются сравнительно дорогим.

Известно, что узкополосным является не только однополосный, но и двухполосный АМ сигнал без несущей, который называется сигналом балансной модуляции (БМ). Действительно, сигнал БМ занимает полосу частот $\Delta f_b = 2\Delta f_o = 2\Delta f_{PC} = 2 \cdot 3,1 = 6,2$ кГц $\ll 500$ кГц. Поэтому целесообразно исключить полосовой фильтр ПФ на рисунке 1, так как сигнал БМ имеет место на выходе перемножителя П. Однако необходимо строго, то есть количественно, показать, что при клиппировании БМ сигнала нелинейные искажения будут не больше, чем при клиппировании однополосного сигнала при том же выигрыше в помехоустойчивости.

1. Оценка нелинейных искажений при клиппировании БМ сигнала

Такой оценки ранее не было.

Для этого воспользуемся разработанной [1] корреляционной методикой для узкополосных сигналов.

Функция корреляции на выходе симметричного усилителя-ограничителя амплитуды сигнала ОА на рисунке 1 [1]:

$$B_{\text{вых}}(\tau) = A_1 R_0(\tau) + A_2 R_0^3(\tau) \quad (1)$$

где $R_0(\tau)$ – нормированная функция корреляции узкополосного сигнала на выходе ограничителя; A_i – коэффициенты.

Для БМ сигнала

$$R_{0B}(\tau) = 0,5 e^{-\rho|\tau|} [\cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau + \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau], \quad (2)$$

где $\rho = 10^3$ Гц; $\Omega_0 = 2\pi F_0 = 2\pi \cdot 400 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$; $\omega_0 = 500$ кГц $\gg \Omega_0$ – несущая частота.

Для однополосного сигнала $R_{00}(\tau) = e^{-\rho|\tau|} \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau$. Нелинейные искажения определяются только вторым (кубическим) слагаемым в (1). Согласно (2):

$$R_{0B}^3(\tau) = 0,5^3 e^{-3\rho|\tau|} [\cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau + \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau]^3 = 0,5^3 e^{-3\rho|\tau|} [\cos^3(\omega_0 + \Omega_0)\tau + 3 \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau \cos^2(\omega_0 - \Omega_0)\tau + 3 \cos^2(\omega_0 + \Omega_0)\tau \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau + \cos^3(\omega_0 - \Omega_0)\tau] \quad (3)$$

В выражении (3) преобразуем слагаемые с коэффициентами 3:

$$3 \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau \cos^2(\omega_0 - \Omega_0)\tau = 3 \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau \frac{1 + \cos[2(\omega_0 - \Omega_0)\tau]}{2} = 3 \left[\frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(\omega_0 - 3\Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 + \Omega_0)\tau \right] \quad (4)$$

$$3 \cos^2(\omega_0 + \Omega_0)\tau \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau = 3 \left\{ \frac{1 + \cos[2(\omega_0 + \Omega_0)\tau]}{2} \right\} \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau = 3 \left[\frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(\omega_0 + 3\Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 + \Omega_0)\tau \right] \quad (5)$$

Поскольку слагаемые (4) и (5) суммируются в (3), то их можно сгруппировать так:

$$3 \left[\frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(\omega_0 + 3\Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 + \Omega_0)\tau \right] + 3 \left[\frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(\omega_0 - 3\Omega_0)\tau + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 - \Omega_0)\tau \right] \quad (6); \quad (7).$$

Для сравнения запишем в развёрнутом виде первое и четвёртое слагаемое в (3):

$$\cos^3(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau = \cos(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau \cdot \cos^2(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau \frac{1 + \cos[2(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau]}{2} = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau + \frac{1}{4} \cos(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau + \frac{1}{4} \cos 3(\omega_0 \pm \Omega_0) \tau$$

После клиппирования узкополосного сигнала следует когерентное детектирование (рисунок 1) для получения клиппированного РС в тональном диапазоне частот, что необходимо для работы передатчика ПРД. Это значит, что последнее слагаемое в (6) и (7) будет полностью отфильтровано, а в предпоследних останется меньше половины гармоник. С учётом сказанного сумму (6) можно аппроксимировать выражением $3\cos^3(\omega_0 + \Omega_0)\tau$, а сумму (7) – выражением $3\cos^3(\omega_0 - \Omega_0)\tau$.

Отсюда следует, что первое слагаемое (1) – это две боковые полосы частот неискажённого РС, а второе слагаемое (1) – это две боковые полосы нелинейных искажений k_f , которые определяются как корень квадратный из отношения мощности нелинейных искажений P_1 к мощности полезного сигнала P_1 .

При БМ мощность нелинейных искажений P_1 определяется первым слагаемым (3) и слагаемым (6), то есть $P_1' + 3P_1' = 4P_1'$.

Учтём коэффициент 0,5 у $R_{0B}(\tau)$. Тогда

$$k_{fBM} = \sqrt{\frac{0,5^3 \cdot P_1'}{0,5P_1}} = \sqrt{\frac{P_1'}{P_1}} = 7,4\% = k_{f00}, \text{ как и при ОБП-АМ.}$$

Но у (6) во втором слагаемом только половина спектра нелинейных искажений. Поэтому $k_{fBM} < 7,4\%$.

Поскольку при клиппировании сигнала БМ мощности речевого сигнала P_1 и его нелинейных искажений P_1' такие же, как и при клиппировании однополосного сигнала, то таким же будет минимальное значение пикфактора $k_{кл}$ и, значит, максимальный выигрыш в помехоустойчивости $\gamma = 4,33$ раза или 6,36 дБ. Такой значительный выигрыш в помехоустойчивости получен за счёт клиппирования модулирующего РС на передающей стороне.

Выводы

1. Предложено клиппировать РС не через однополосный, а через двухполосный сигнал с БМ, который тоже узкополосный, но не содержит сложного дорогостоящего полосового фильтра, что упрощает клиппирующее устройство.
2. Аналитически показано, что выигрыш в помехоустойчивости при клиппировании БМ сигнала и однополосного сигнала одинаков и составляет 4,33 раза при одинаковых нелинейных искажениях 7,4 %.

Библиографический список

Волков, А.А. Повышение помехоустойчивости радиосвязи [Текст] / А.А. Волков, Г.В. Карпова, О.Е. Журавлёв // Мир Транспорта №3. 2012 -С.30-33.



¹ В.И. ЛОГИНОВ, ¹ Ю.С. ФЕДОСЕНКО, ² Н.П. ЯМПУРИН

(1 - Волжский государственный университет водного транспорта, г. Н. Новгород, 2 – Арзамасский политехнический институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», г. Арзамас)

МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ ЧАСТОТНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЧАСТОТЫ

Предлагается методика оптимизации частотного распределения, которая разбита на три последовательных этапа. В основу методики положены три модели нелинейного двухсигнального преобразования частот. Рассматриваются математические модели двухсигнального аналогового нелинейного преобразования частот с целью фильтрации собственных комбинационных продуктов. Поставлена и решена задача достижения заданного уровня подавления комбинационных частот на выходе нелинейного преобразователя частот. Предлагаемые методы и алгоритмы позволяют решать задачу в реальном времени непосредственно в устройстве управления выбором и перестройкой частоты в системах когнитивного радио.