

Повышение качества клиппированных речевых сигналов



Анатолий ВОЛКОВ
Anatoly A. VOLKOV

Василий КУЗЮКОВ
Vassily A. KUZUKOV



Волков Анатолий Алексеевич – доктор технических наук, профессор Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), Москва, Россия.

Кузюков Василий Александрович – ассистент кафедры «Радиотехника и электросвязь» МИИТ, Москва, Россия.

Предложен формирователь однополосного речевого клиппированного сигнала с фазовой манипуляцией (ФМн) на 180°, позволяющий в значительной степени решить проблему дефицита частотного ресурса в радиосвязи. Формирователь выполнен по фильтро-фазовому методу.

Ключевые слова: радиосвязь, клиппирование речи, фазовая манипуляция, однополосная модуляция, детектирование, восстановление огибающей речевого сигнала.

Дефицит радиочастотного ресурса (РЧР) — основная проблема радиосвязи, в том числе и на железнодорожном транспорте. Согласно оценкам Международного союза электросвязи (МСЭ), только для развития современных систем подвижной связи общего пользования в 2012 году ожидался объём радиочастотного спектра (РЧС) от 1280 до 1720 МГц, тогда как ранее он составлял 550 МГц [1]. В России этой проблеме уделено большое внимание, о чём говорит Федеральный закон «О связи» [2].

По мере развития радиотехники в России проблема дефицита частотного ресурса решается путём сокращения полосы частот радиосигнала с помощью перехода с двух на одну боковую полосу АМ колебаний. При других видах модуляции такой переход затруднителен и поэтому не используется.

В [3] было предложено передавать клиппированную (глубоко ограниченную по амплитуде с двух сторон) речь посредством двухполосной фазовой манипуляции (ФМн) на 180°. Этот простой метод обеспечивает максимально возможную (потенциальную) помехоустойчивость приёма

сигналов при сравнительно узкой полосе частот.

Двухполосная ФМн на 180° (ДБП ФМн) получается в результате перемножения между собой клипированного знакопеременного речевого сигнала (РС) и гармонического колебания несущей частоты. Поэтому она аналогична балансной модуляции (БМ), то есть амплитудной модуляции (АМ) без несущей, и позволяет сформировать по аналогии одну боковую полосу частот (ОБП) ФМн колебания на 180° и тем самым сократить в 2 раза полосу частот передаваемого сигнала. Наиболее приемлемым способом для этого является фазокомпенсационный, но он обеспечивает недостаточную степень подавления нерабочей боковой полосы частот — всего до 40 дБ и только в лабораторных условиях и в узкой полосе частот РС из-за трудности изготовления низкочастотного широкополосного фазовращателя на 90° с погрешностью менее 1° [5].

Хотя передача клипированной речи с помощью ДБП ФМн на 180° предлагалась давно [3], она не нашла практического применения из-за того, что при клипировании — нелинейном процессе, в полосу частот клипированного РС попадают многочисленные гармоники низкочастотных составляющих исходного РС, создавая значительные нелинейные искажения [4]. Например, гармоники составляющей 300 Гц РС попадают от первой по 11-ю.

В статье ставится цель исключить попадание гармоник НЧ- составляющих речевого сигнала в полосу частот клипированного РС, а также разработать схемы:

- формирования ОБП ФМн на 180° фазокомпенсационным способом по клипированному РС;
- широкополосного фазовращателя на 90° с погрешностью меньше 1° , обеспечив тем самым степень подавления нерабочей боковой полосы частот более 40 дБ;
- устойчивого когерентного детектирования;
- восстановления огибающей клипированного РС на приёмной стороне.

1. СХЕМА ФОРМИРОВАНИЯ С МИНИМУМ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Высокий уровень нелинейных искажений получается оттого, что клипируется

непосредственно РС, который является широкополосным, так как его полоса частот больше его средней частоты. Поэтому для минимизации нелинейных искажений клипировать надо узкополосный (однополосный) сигнал, сформированный по РС. Причём делать это целесообразнее по фильтровому методу, используя стандартные полосовые фильтры (электромеханические, пьезокерамические), в то время как для формирования ОБП ФМн на 180° клипированным РС более выгоден фазовый метод. Клипированный однополосный сигнал можно когерентно протектировать двумя квадратурными детекторами, обеспечив синфазный и квадратурный (сдвинутый по фазе на 90°) сигналы. Поэтому для ОБП ФМн на 180° целесообразно использовать фазовый метод формирования. В целом получается фильтро-клипированно-фазовый метод формирования однополосного сигнала с клипированием его амплитуды, который свободен от недостатков других методов [3,4].

На рис. 1 представлена структурная схема формирования сигнала ОБП ФМн на 180° фильтро-клипированно-фазовым методом. Условные обозначения: М — микрофон, МУ — микрофонный усилитель, П — перемножители сигналов, Г — генератор несущей, ПФ — полосовой фильтр, УО — усилитель ограничитель амплитуды сигнала, Ф — фильтр полосы частот РС, КД — когерентные детекторы, ФВ — фазовращатель на 90° , ФИ — фазоинвертор, Σ — сумматор.

Схема работает следующим образом.

Сигнал $b(t) = U(t)\cos\varphi(t)$ с микрофона М поступает через усилитель МУ на низкочастотный (Н.Ч) вход перемножителя П1, на высокочастотный (В.Ч.) вход которого подаётся колебание вспомогательной несущей частоты $u_{н1}(t) = U_1\cos\omega t$ с генератора Г1. На выходе перемножителя П1 образуется колебание:

$$u_{н1}(t) = b(t)u_{н1}(t) = 0,5U(t)U_{н1}[\cos(\omega t + \varphi(t)) + \cos(\omega t - \varphi(t))].$$

Полосовой фильтр ПФ пропускает на свой выход только одну боковую полосу частот (ОБП АМ), например верх-



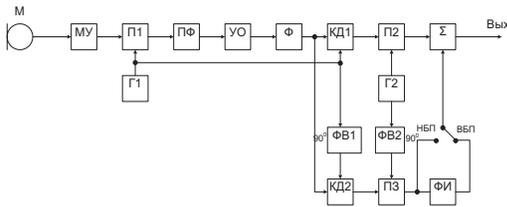


Рис. 1.

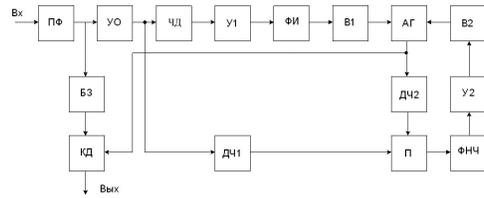


Рис. 2.

нюю – первое слагаемое, которое усиливается и ограничивается по амплитуде в блоке УО, так что на его выходе будет однополосный сигнал постоянного уровня. Для упрощения дальнейших выкладок представим сигнал только первой гармоникой: $u_{yo}(t) = U \cos(\omega t + \varphi(t))$. Он поступает через фильтр Ф, устраняющий его гармоники, на информационные входы когерентных детекторов КД1 и КД2. С генератора Г1 подаётся колебание вспомогательной несущей частоты на опорный вход КД1 непосредственно и на опорный вход КД2 – через фазовращатель ФВ1 на 90° . Каждый КД состоит из перемножителя сигналов и ФНЧ на его выходе. На выходах этих перемножителей образуются колебания:

$$u_{кд1}(t) = u_{yo}(t)u_{н1}(t) = U \cos(\omega t + \varphi(t)) \cdot U_1 \cos \omega t = 0,5U_1U \{ \cos \varphi(t) + \cos(2\omega t + \varphi(t)) \};$$

$$u_{кд2}(t) = u_{yo}(t)u_{н2}(t) = U \cos(\omega t + \varphi(t)) \cdot U_1 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = 0,5U_1U \left\{ \begin{array}{l} \cos\left[\varphi(t) + \frac{\pi}{2}\right] + \\ \cos\left[2\omega t + \varphi(t) - \frac{\pi}{2}\right] \end{array} \right\}.$$

Высокочастотные составляющие (вторые слагаемые) устраняются ФНЧ детекторов, в результате чего сигналы КД1 и КД2 отличаются только фазовым сдвигом на 90° , т. е. представляют собой модулирующий сигнал постоянной амплитуды $b(t)$ и его квадратуру $b'(t)$. Эти сигналы ввиду их прямоугольности имеют полосу частот значительно большую, чем исходный речевой сигнал с блока ИРС. Уточним их структурную схему. При этом рассмотрим наихудший случай

с точки зрения широкополосности, когда клиппированный сигнал является периодическим разнополярным сигналом прямоугольной формы, у которого длительность импульса равна длительности паузы (клиппированная синусоида). Такой сигнал хорошо соответствует функции Радемахера [8] и поэтому предлагается следующая аппроксимация сигналов на выходе когерентных детекторов:

$$U_{кд1}(t) = \text{sign}[\sin(2^k \pi \theta)],$$

$$\text{где } \text{sign } x = \begin{cases} +1 \text{ при } x > 0, \\ -1 \text{ при } x < 0; \end{cases}$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, \text{ а } \theta = \frac{t}{T}, \text{ и } 0 \leq \theta \leq 1.$$

Так как T – период клиппированной синусоиды первой гармоники ($k=1$), то $\theta = F \cdot t$, где $F = \frac{1}{T}$ – частота. Теперь мож-

но преобразовать функцию Радемахера:

$$U_{кд1}(t) = \pm \sin(2\pi Ft) = \sin[\Omega t + 90^\circ(x(t)-1)],$$

$$U_{кд2}(t) = \sin[\Omega t + 90^\circ(x(t)-1) + 90^\circ].$$

Далее прямоугольный сигнал $u_{кд1}(t)$ поступает на сигнальный вход перемножителя П2, а $u_{кд2}(t)$ – на сигнальный вход ПЗ. С генератора Г_н колебание несущей частоты $u_{н1}(t) = U \cos \omega t$ подаётся на высокочастотный вход П2 непосредственно, а на ВЧ-вход ПЗ – через фазовращатель ФВ2 на 90° . На выходе этих перемножителей образуются колебания

$$u_{п2}(t) = u_{кд1}(t)u_{н2}(t) = \sin[\Omega t + 90^\circ(x(t)-1)] \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} \{ \cos[(\omega_0 - \Omega)t - 90^\circ(x(t)-1)] - \cos[(\omega_0 + \Omega)t + 90^\circ(x(t)-1)] \};$$

$$u_{ПЗ}(t) = u_{к02}(t) \hat{u}_n(t) = \sin[\Omega t + 90^\circ(x(t) - 1) + 90^\circ] \sin(\omega_0 t + 90^\circ) = \frac{1}{2} \{ \cos[(\omega_0 - \Omega)t - 90^\circ(x(t) - 1)] + \cos[(\omega_0 + \Omega)t + 90^\circ(x(t) - 1)] \}$$

– две боковые полосы с ФМн на 180. Эти сигналы поступают на соответствующие входы сумматора Σ , образуя нижнюю боковую полосу (НБП) с ФМн на 180° на его выходе,

$$u_{\Sigma}(t)_н = u_{н2}(t) + u_{н3}(t) = \cos[(\omega_0 - \Omega)t - 90^\circ(x(t) - 1)]$$

или верхнюю (ВБП)

$$u_{\Sigma}(t)_в = u_{н2}(t) - u_{н3}(t) = -\cos[(\omega_0 + \Omega)t + 90^\circ(x(t) - 1)],$$

где $(\omega_0 \pm \Omega)$ указывает на ОБП, а $90^\circ(x(t) - 1)$ – на ФМн на 180°.

Проблемным остается вопрос детектирования сигнала ОБП-ФМн на 180° на приёмной стороне, судя по ОБПАМ и двухполосной ФМн на 180°. Поэтому представляет интерес решение этого вопроса.

2. РАЗРАБОТКА КОГЕРЕНТНОГО ДЕТЕКТОРА ОДНОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

На рис. 2 представлена схема [6] получения опорного колебания и когерентного детектирования: ПФ – полосовой фильтр, БЗ – блок задержки, КД – когерентный детектор, УО – усилитель-ограничитель амплитуды сигнала, ЧД – частотный детектор, У – усилитель, ФИ – фазоинвертор, В – варикап, АГ – автогенератор, ДЧ – делитель частоты, П – перемножитель сигналов, ФНЧ – фильтр нижних частот.

Работа схемы происходит следующим образом.

Входной однополосный сигнал $u(t) = U(t) \cos(\omega t + \phi(t))$ проходит последовательно через полосовой фильтр ПФ, усилитель-ограничитель УО амплитуды сигнала и поступает на вход частотного детектора ЧД, стандартного (СЧД), типа дробного детектора. Если его контур настроен точно в резонанс на несущую частоту входного сигнала, то на его выходе будет колебание, пропорциональное производной по време-

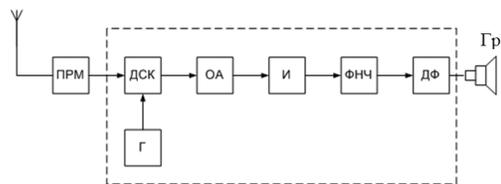


Рис. 3.

ни от второго слагаемого фазы входного сигнала: $u_{чд}(t) = k_1 d\phi/dt$, где k_1 – коэффициент пропорциональности.

Видно, что СЧД является дифференцирующим по времени устройством передаваемого сигнала. С выхода ЧД колебание $u_{чд}(t)$ усиливается по амплитуде в блоке У, инвертируется по фазе на 180° в блоке ФИ и поступает на один вход автогенератора АГ через варикап В1. Автогенератор охвачен отрицательной обратной связью по частоте через блоки ДЧ2, П, ФНЧ, У2, В2, осуществляющей фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) его автоколебания по частоте входного однополосного сигнала с выхода УО. Поэтому частота автоколебаний АГ точно повторяет частоту однополосного сигнала как опорного колебания, что имеет место в синтезаторах частоты. Автогенератор вместе с варикапом В1 образует частотный модулятор, который является интегрирующим устройством по времени. И кроме того, на его выходе имеет место колебание

$$u_{аз} = U \cos \left[\omega t + \varphi(t) - k_1 k_2 \int_0^t \frac{d\varphi(t)}{dt} dt \right] =$$

$$U \cos [\omega t + \varphi(t) - k_1 k_2 d\varphi(t)] = U \cos \omega t$$

при $k_1 k_2 = 1$.

Это колебание поступает на опорный вход когерентного детектора КД, на сигналный вход которого подаётся однополосный сигнал с выхода ПФ. Когерентный детектор состоит из перемножителя сигналов и ФНЧ на его выходе. Поэтому на выходе его перемножителя будет колебание $u_{пкд}(t) = u(t) u_{ар}(t) = U \cos [\omega t + \phi(t)] U_0 \cos \omega t = 0,5 U U_0 \cos \phi(t) + \text{в. ч.}$

ФНЧ блока КД пропускает на свой выход только первое слагаемое, т. е. переданный клипированный РС, а высокочастотную составляющую (в. ч.) отфильтровывает.

Поскольку РС – клипированный, то её надо восстановить на приёмной стороне для повышения качества речи.





3. ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОГИБАЮЩЕЙ У КЛИППИРОВАННОГО РС

Разработанный способ [7] восстановления огибающей у клиппированного РС базируется на способе детектирования сигналов с дельта-модуляцией (ДМ), реализуемом интегратором с ФНЧ на его выходе.

Как известно, сигнал с ДМ несёт в себе только знак приращения $\Delta u(t)$ данного отсчёта $u(t)$ по отношению к предыдущему отсчёту $u(t - \Delta t)$ при дискретизации этого сигнала $u(t)$ по времени t . Но приращение функции $u(t)$ приблизительно равно её дифференциалу: $\Delta u(t) = d/dt [u(t)] \Delta t$, и это равенство тем точнее, чем меньше Δt .

Видно, что знак приращения совпадает со знаком производной $du(t)/dt$, то есть вместо приращения можно использовать производную, что упрощает схему модулятора. Но не всякую случайную функцию можно дифференцировать. Для этого необходимо, чтобы её функция корреляции $B_u(\tau)$ имела бы вторую производную по τ точке $\tau=0$, где τ – временной сдвиг. Речевой сигнал не дифференцируем, так как его функция корреляции $B_u(\tau) = \exp(-\rho|\tau|) \cos \Omega_0 \tau$, где $\rho=1000$ Гц, а $\Omega_0=2\pi \cdot 400$ рад/с. Приращение функции (дельта Δ) позволяет обойти эту преграду дифференцирования, что потребовало усложнения модулятора.

Знак приращения в ДМ передаётся знаком импульсов постоянной амплитуды, длительности и частоты следования. При замене приращения функции её производной сигнал последней сначала дискретизируется по времени, а потом клиппируется по уровню. Так что и в этом случае передаются такие же импульсы, но со сдвигом по фазе на 90° от дифференцирования. Ухо человека не реагирует на постоянный фазовый сдвиг сигнала, поэтому можно исключить обе эти операции (приращение или дифференцирование), передавая дискретизованно-клиппированный РС.

В детекторе эти импульсы интегрируются по времени, образуя огибающую РС ступенчатой формы, которая переходит в плавную на выходе ФНЧ. Но у проинтегрированного по времени сигнала амплитуда обратно-пропорциональна его круговой частоте $[\int U \sin \Omega t dt = - (U/\Omega) \cos \Omega t]$. Это значит, что амплитудно-частотная харак-

теристика (АЧХ) такого детектора – падающая с ростом частоты, что вызывает частотные искажения сигнала. Они хоть и линейные, но все же искажения, ухудшающие качество речи. Фаза выходного сигнала интегратора сдвинута на 90° по отношению к фазе его входного сигнала, что компенсирует фазовый сдвиг при дифференцировании РС на передающей стороне.

4. СПОСОБ ИСКЛЮЧЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РС С ВОССТАНОВЛЕННОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

Чтобы достичь этой цели необходимо выходной сигнал интегратора со ступенчатой огибающей хорошо профильтровать в ФНЧ для получения плавной огибающей, после чего сигнал с выхода ФНЧ надо продифференцировать по времени. Действительно, $d/dt [-(U/\Omega) \cos \Omega t] = (U/\Omega) \Omega \sin \Omega t = U \sin \Omega t$, т. е. сигнал на выходе дифференциатора имеет амплитуду, не зависящую от его частоты, а фазовый сдвиг на 90° отсутствует.

Операция дифференцирования после интегрирования возможна для любой случайной функции, в том числе и для РС. Это подтверждают эксплуатируемые железнодорожные радиостанции типа ЖР-У, в которых используется косвенная ЧМ. Последняя представляет собой фазовую модуляцию (ФМ), но проинтегрированным по времени модулирующим РС. Детектор ЧМ колебаний – это дифференцирующее по времени устройство.

Окончательно схема восстановителя огибающей у клиппированного РС показана на рис. 3, где обозначено: ПРМ – приёмник сигналов, ДСК – дискретизатор сигналов по времени, Г – генератор импульсов, ОА – ограничитель амплитуды сигнала, И – интегратор сигнала по времени, ФНЧ, ДФ – дифференциатор сигналов по времени, Гр – громкоговоритель.

ВЫВОДЫ

1. Разработанный фильтро-фазовый способ формирования однополосного сигнала с глубоким его ограничением по амплитуде (клиппированием) после фильтрового способа с когерентным ква-

дратурным детектированием позволяет сформировать одну боковую полосу частот (ОБП) колебания с фазовой манипуляцией (ФМн) на 180° и тем самым сократить в два раза полосу частот передаваемого сигнала при максимально возможной помехоустойчивости связи.

2. Основан и прошел проверку способ когерентного детектирования сигнала ОБП-ФМн на 180°, дающий клиппированный РС.

3. Апробирован способ восстановления огибающей у клиппированного РС, основанный на демодуляции сигналов с дельта модуляцией, что повышает качество речи.

4. Дополнительный прирост качества речи обеспечивает и способ исключения обратно-пропорциональной зависимости огибающей восстановленного РС от его частоты, т. е. исключены частотные искажения путём подключения дифференци-

тора по времени к выходу ФНЧ демодулятора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Быховский М. А. О необходимости проведения реформ систем управления РЧС в России // *Электросвязь*. — 2008. — № 9. — С.7–10.
2. Федеральный закон «О связи» от 7 июля 2003 г № 123 – ФЗ// *Российская газета*. — 2003. — 7 июля.
3. Петрович Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. — М.: Сов. радио, 1965. — 212 с.
4. Петрович Н. Т., Козленко Н. И. Передача клиппированных речевых сигналов с помощью фазовой телеграфии//*Радиотехника*. — 1964. —№ 11, т. 19. — С. 73–78
5. Волков А. А. Радиопередающие устройства. — М: Маршрут, 2002. — С.143–145.
6. Авторское свидетельство СССР № 1494202. Формирователь однополосного сигнала с угловой модуляцией /А.А.Волков. Приоритет от 20.10.1987. Оpubл. в БИ № 26 за 1989 г.
7. Патент РФ на изобретение № 2464193. Система железнодорожной радиосвязи /А. А. Волков. Приоритет от 24.12.2010.
8. Зюко А.Г., Кловский Д. Д., Коржик В. И., Назаров М. В. Теория электрической связи. — М.: Радио и связь, 1998, 432 с. ●

IMPROVING OF CLIPPED SPEECH SIGNALS

Volkov, Anatoly A. – D. Sc. (Tech), professor of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), Moscow, Russia.

Kuzukov, Vassily A. – assistant lecturer at the department of radio engineering and electric communications of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), Moscow, Russia.

The authors describe the method of filter-phase shaping of single-band signal with deep amplitude limiting (clipping) which, after using filter method with coherent quadrature detection, allows to condition single-sideband of frequencies of oscillations with phase-shift keying (PSK) at 180° and thereby to reduce by half the band of frequencies

of the transmitted signal, maintaining maximum interference immunity of communication. The method engineered by them permits to solve to a large extent the problems of shortage of radio frequencies. Some other technical solutions, allowing improvement of speech signal transmission, are also described.

Keywords: clipping of speech, phase shift keying, single sideband modulation, detection, recovery of the envelope of the speech signal.

REFERENCES

1. Byhovskiy M. A. On the necessity of reforming of the system of radio frequencies distribution management system in Russia [O neobhodimosti provedeniya reform sistem upravleniya RChS v Rossii]. *Elektrosvyaz*, 2008, № 9, pp.7–10.
2. Federal law on Communications of July, 7, 2003 № 123 – FZ. *Rossiyskaya gazeta*, July, 7, 2003.
3. Petrovich N. T. Transmission of discrete information by the channels with phase-shift keying [Peredacha diskretnoy informatsii v kanalah s fazovoy manipulyatsiey]. Moscow, Sov. Radio publ., 1965, 212 p.
4. Petrovich N. T., Kozlenko N. I. Transmission of clipped speech signals with the help of phase telegraph [Peredacha klippirovannykh rechevyykh signalov s pomoshch'yu fazovoy telegrafii]. *Radiotekhnika*, 1964, № 11, vol.19, pp. 73–78

5. Volkov A. A. Radio transmitting devices [Radiopredayushchie ustroystva]. Moscow, Marshrut publ., 2002, pp.143–145.
6. Author's certificate of the USSR № 1494202. Shaper of single-band signal with angular modulation [Formirovatel' odnopolosnogo signala s uglovoy modulyatsiey]. A. A. Volkov. Priority of 20.10.1987. Published in *BI* № 26 of 1989.
7. Patent of Russian Federation for invention № 2464193. System of railways' radio communications [Sistema zheleznodorozhnoy radiosvyazi]. A. A. Volkov. Priority of 24.12.2010.
8. Zyuko A.G., Klovskiy D. D., Korzhik V. I., Nazarov M. V. Theory of electric communication [Teoriya elektricheskoy svyazi]. Moscow, Radio i svyaz' publ., 1998, 432 p.

Координаты авторов (contact information): Волков А. А. (Volkov A. A.) – aavolkov2009@rambler.ru, Кузюков В. А. (Kuzukov V. A.) – super-1990@yandex.ru.

Статья поступила в редакцию / article received 25.03.2013
Принята к публикации / article accepted 15.04.2013

