



Повышение частотной эффективности сигналов с абсолютной фазовой манипуляцией на 180°



Анатолий ВОЛКОВ



Максим МОРОЗОВ



Василий КУЗЮКОВ

Волков Анатолий Алексеевич — Российский университет транспорта, Москва, Россия.

Морозов Максим Сергеевич — АО «Метрогипротранс», Москва, Россия.*

Кузюков Василий Александрович — Российский университет транспорта, Москва, Россия.

Связь с подвижными объектами на железнодорожном транспорте осуществляется только по радио, поэтому представляет интерес вопрос максимизации её частотной эффективности и помехоустойчивости. Этого можно добиться, используя двукратную абсолютную ФМн (ДФМн) на 180° , однако на практике она до сих пор не используется из-за обратной работы обоих когерентных детекторов её сигналов.

Целью данной статьи является разработка когерентного детектора без обратной работы, что позволяет использовать его на практике без снижения помехоустойчивости,

также предложен фильтро-фазовый метод формирования одной боковой полосы частот с фазовой манипуляцией на 180° (ОБП ФМн), эквивалентный ДФМн по частотной эффективности.

Предложенный когерентный детектор сигналов ДФМн включает в себя формирователь опорного колебания (ФОК) из входного сигнала, два когерентных детектора и введённые последетекторные блоки, устраняющие обратную работу этих когерентных детекторов. Однополосная ФМн формируется по клипированному речевому сигналу и его квадратуре.

Ключевые слова: транспорт, связь, когерентный детектор, формирователь опорного колебания, регенератор импульсов, частотный детектор, триггер, помехоустойчивость, эффективность радиосвязи.

*Информация об авторах:

Волков Анатолий Алексеевич — доктор технических наук, профессор Российского университета транспорта, Москва, Россия, aavolkov2009@rambler.ru.

Морозов Максим Сергеевич — инженер отдела автоматики, телемеханики и связи АО «Метрогипротранс», Москва, Россия, super-1990@gmail.com.

Кузюков Василий Александрович — кандидат технических наук, доцент Российского университета транспорта, Москва, Россия, raconteurs.mm@gmail.com.

Статья поступила в редакцию 02.03.2020, принята к публикации 11.06.2020.

For the English text of the article please see p. 78.

Известно [1, с. 181–187], что двукратная абсолютная ФМн (ДФМн) на 180° обеспечивает не только максимально возможную помехоустойчивость радиосвязи, но и увеличивает частотную эффективность в 2 раза [2] по сравнению с однократной, поскольку в одном канале можно передавать два квадратурных сигнала. Это эквивалентно однополосной абсолютной ФМн на 180° . Повышение частотной эффективности снижает основную проблему радиосвязи – дефицит частотного ресурса. Связь с подвижными объектами осуществляется только по радио. Поэтому максимизация помехоустойчивости радиосвязи способствует повышению их безопасности, в частности повышению безопасности движения поездов. Однако абсолютная ДФМн на 180° на практике не используется из-за того, что положительные дискретные импульсы воспринимаются как отрицательные и наоборот. Данное явление называется «обратной работой когерентных детекторов» [2]. Для её устранения разрабатывались новые схемы когерентных детекторов, формирующих колебание несущей частоты из входного сигнала. Первым когерентным детектором был детектор А. А. Пистолькорса, разработанный

в 1933 г., на котором была обнаружена его обратная работа. В 1937 г. появился когерентный детектор В.И. Сифорова, а в 1945 г. – детектор Д. В. Агеева. В 1954 г. стал использоваться когерентный детектор Костаса – американского учёного в области радиосвязи. Ни один из вышеуказанных детекторов не устранял обратную работу, что подтверждают приведённые в данной статье соответствующие литературные источники [1–8]. Поэтому был сделан вывод, что обратная работа – неустранима [10]. В связи с этим в 1954 г. российский учёный Н. Т. Петрович предложил [1] относительную ФМн (ОФМн) на 180° [2; 10], практически [1; 9] устраняющую обратную работу когерентного детектора [9]. Однако относительная фазовая манипуляция, с точки зрения, помехоустойчивости уступает абсолютной.

Целью исследования является устранение обратной работы с помощью различных методов:

- 1) предложен детектор сигналов без обратной работы с абсолютной ФМн на 180° ;
- 2) фильтро-фазовый метод формирования одной боковой полосы частот с фазовой манипуляцией на 180° (ОБП ФМн).

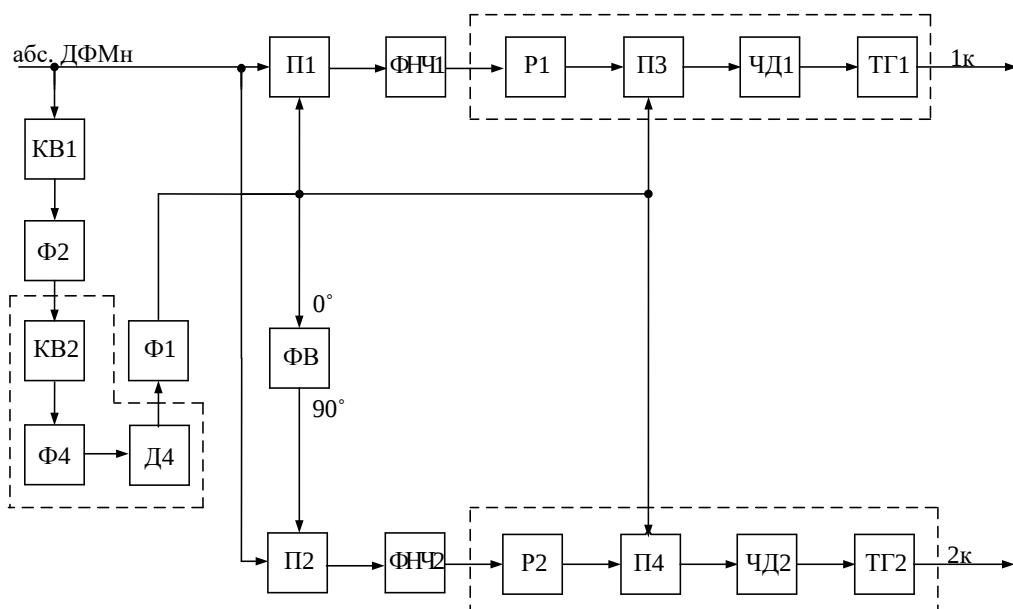


Рис. 1. Структурная схема когерентного детектора.

Таблица 1

Варианты разницы функций $\gamma(t)$

Варианты $(\gamma_2(t) - \gamma_1(t)) \cdot \pi/2$	Слагаемые $\sin [(\gamma_2(t) - \gamma_1(t)) \cdot \pi/2]$
$(+1 - (+1)) \cdot \pi/2 = 0$	$\sin 0 = 0$
$(+1 - (-1)) \cdot \pi/2 = \pi$	$\sin \pi = 0$
$(-1 + (+1)) \cdot \pi/2 = 0$	$\sin 0 = 0$
$(-1 + (-1)) \cdot \pi/2 = -\pi$	$\sin (-\pi) = 0$

Таблица 2

Варианты суммы функций $\gamma(t)$

Варианты $[\gamma_1(t) + \gamma_2(t) - 2]$	Слагаемые $\sin \{2\omega_0 t + [\gamma_1(t) + \gamma_2(t) - 2] \cdot \pi/2\}$
$(1 + 1 - 2) \cdot \pi/2 = 0$	$\sin 2\omega_0 t$
$(1 - 1 - 2) \cdot \pi/2 = -\pi$	$-\sin 2\omega_0 t$
$(-1 + 1 - 2) \cdot \pi/2 = -\pi$	$-\sin 2\omega_0 t$
$(-1 - 1 - 2) \cdot \pi/2 = -2\pi$	$\sin 2\omega_0 t$

1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РАЗРАБОТАННОГО КОГЕРЕНТНОГО ДЕТЕКТОРА

Структурная схема разработанного когерентного детектора [3] представлена на рис. 1.

На этом рисунке обозначено [14]: Ф – фильтры гармоник; КВ – квадратор; Д4 – делитель частоты на 4; ФВ – фазовращатель на 90°; ФНЧ – фильтры нижних частот; П – перемножители сигналов; Р – регенераторы импульсов; ЧД – частотные детекторы; ТГ – триггеры. Блоки КВ1, Ф2, КВ2, Ф4, Д4, Ф1 образуют формирователь опорного колебания (ФОК), который устраняет ФМн на 180°.

Входной сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ с абсолютной ДФМн на 180° поступает на одни входы обоих когерентных детекторов непосредственно и параллельно на другие их входы через ФОК. Этот входной сигнал состоит из суммы двух квадратурных сигналов с абсолютной однократной ФМн на 180°. Каждый такой сигнал с однократной ФМн $u_{\text{фм}}(t)$ равен разнице амплитудно-манипулированного сигнала $u_{\text{ам}}(t)$ и его колебания несущей частоты $u_{\text{н}}(t)$, амплитуда которого в 2 раза меньше амплитуды сигнала $u_{\text{ам}}(t)$ [5], то есть:

$$\begin{aligned} u_{\text{фм}}(t) &= u_{\text{ам}}(t) - 0,5 \cdot u_{\text{н}}(t) = \\ &= U_m(t) \cdot u(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) - 0,5 U_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) = \\ &= U_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot [u(t) - 0,5] = \\ &= 0,5 \cdot \gamma(t) \cdot U_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_0), \end{aligned}$$

где манипулирующие сигналы:

$$\begin{aligned} u(t) &= \begin{cases} 1 \text{ нпу} & 0 < t < \tau_0, \\ 0 \text{ нпу} & -\tau_0 < t < 0, \end{cases} \\ \gamma(t) &= \begin{cases} +1 \text{ нпу} & 0 < t < \tau_0; \\ -1 \text{ нпу} & -\tau_0 < t < 0. \end{cases} \end{aligned}$$

Это значит, что сигналы с АМн и ФМн [13] равны произведению колебания несущей частоты $u_{\text{н}}(t)$ на манипулирующие сигналы соответственно $u(t)$ и $\gamma(t)$ [16]. В этом случае:

$$\begin{aligned} u_{\text{фм1}}(t) &= \gamma_1(t) \cdot U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= \pm U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = U_m \sin[\omega_0 t + (\gamma_1(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2}]; \\ u_{\text{фм2}}(t) &= \gamma_2(t) \cdot U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}) = \pm U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}) = \\ &= U_m \sin[\omega_0 t + (\gamma_2(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}] = U_m \cos[\omega_0 t + (\gamma_2(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2}]. \end{aligned}$$

То есть входной сигнал с абсолютной ДФМн на 180°:

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}}(t) &= u_{\text{фм1}}(t) + u_{\text{фм2}}(t) = \\ &= U_m \{ \sin[\omega_0 t + (\gamma_1(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2}] + \cos[\omega_0 t + (\gamma_2(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2}] \}. \end{aligned}$$

Этот входной сигнал возводится в квадрат в блоке КВ 1. Обозначив первое слагаемое через $\sin \alpha$, а второе – через $\cos \beta$, имеем на выходе блока КВ сигнала:

$$\begin{aligned} u_{\text{кв1}}(t) &= u_{\text{вх1}}(t) + u_{\text{вх2}}(t) = U_m^2 (\cos^2 \alpha + \cos^2 \beta) = \\ &= U_m^2 (\sin^2 \alpha + 2 \sin \alpha \cdot \cos \beta + \cos^2 \beta), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \sin^2 \alpha &= \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} = \\ &= \frac{1 - \cos [2\omega_0 t + (\gamma_1(t) - 1) \cdot \pi]}{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t; \end{aligned}$$

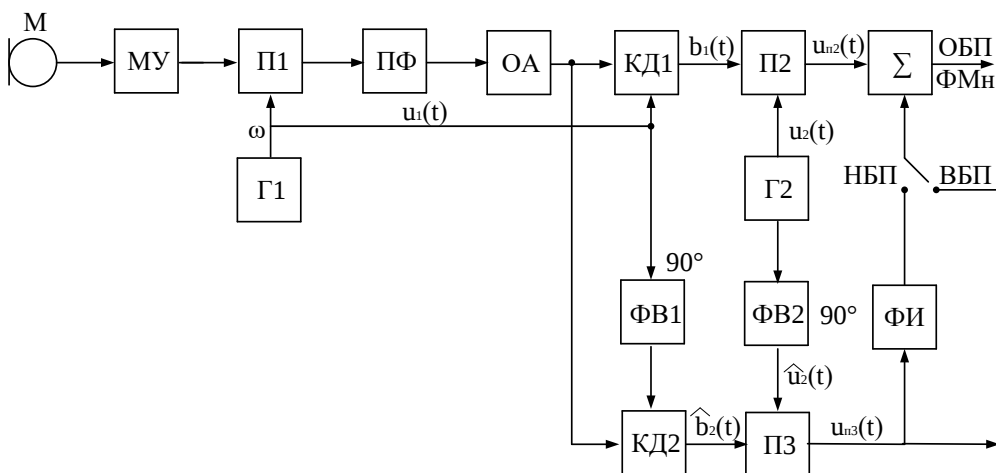


Рис. 2. Схема фильтро-фазового метода ФОС.

$$\begin{aligned} \cos^2 \beta &= \frac{1 + \cos 2\beta}{2} = \\ &= \frac{1 + \cos \left[2\omega_0 t + (\gamma_2(t) - 1) \cdot \pi \right]}{2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t; \\ 2 \sin \alpha \cdot \cos \beta &= \sin(\beta - \alpha) + \sin(\beta + \alpha) = \\ &= \sin \left[\gamma_2(t) - \gamma_1(t) \right] \cdot \frac{\pi}{2} + \sin \{ 2\omega_0 t + [\gamma_1(t) + \gamma_2(t) - 2] \cdot \frac{\pi}{2} \}. \end{aligned}$$

В результате на выходе KB1 получаем колебание:

$$\begin{aligned} u_{ket}(t) &= U_m^{-2} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t + \sin[\gamma_2(t) - \right. \\ &\quad \left. - \gamma_1(t)] \frac{\pi}{2} + \sin\{2\omega_0 t + [\gamma_2(t) + \gamma_1(t) - 2] \cdot \frac{\pi}{2}\} \right\} = \\ &= 1 + \sin[\gamma_2(t) - \gamma_1(t)] \frac{\pi}{2} + \sin\{2\omega_0 t + [\gamma_2(t) + \gamma_1(t) - 2] \cdot \frac{\pi}{2}\}. \end{aligned}$$

Хотя $\gamma_1(t) = \pm 1$ и $\gamma_2(t) = \pm 1$, но их сумма и разность могут быть разными. Поэтому составим таблицы с учётом сумм и разностей $\gamma_1(t)$ и $\gamma_2(t)$.

Согласно табл. 1 синус разницы $(\gamma_2(t) - \gamma_1(t)) \cdot \pi/2$ равен 0, а согласно табл. 2 сумма $[\gamma_1(t) + \gamma_2(t) - 2] \cdot \pi/2$ не устраняет ФМн на 180° (второй столбец табл. 2). Поэтому введён второй квадратор КВ2, на вход которого поступает сигнал с выхода КВ1 через конденсатор и фильтр второй гармоники Ф2. На выходе КВ2 имеет место сигнал:

$$\begin{aligned} u_{\kappa\theta 2}(t) &= (\pm U_m^2 \sin(2\omega_0 t))^2 = U_m^4 \sin^2 2\omega_0 t = \\ &= U_m^4 \cdot \frac{1 - \cos 4\omega_0 t}{2} = 0,5 U_m^4 - 0,5 U_m^4 \cos 4\omega_0 t. \end{aligned}$$

Видно, что сигнал с КВ2 не содержит манипулирующих сигналов $\gamma_2(t)$ и $\gamma_f(t)$, и поэтому он подаётся на делитель частоты в 4 раза, в качестве которого выбран двойной Д-триггер с усилителем-ограничителем

амплитуды на его входе. С прямого выхода первого Д-триггера подаётся колебание $u_d(t) = U_m \cos \omega_d t$ через резонансный контур первой гармоники с нулевой начальной фазой на второй вход перемножителя П1 когерентного детектора синфазного канала, а с прямого выхода второго Д-триггера подаётся квадратурное колебание

$$u_0(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{2})$$

через резонансный контур первой гармоники на второй вход перемножителя П2 когерентного детектора квадратурного канала. На выходе перемножителей П1 и П2 получаются колебания:

$$\begin{aligned} u_{n1}(t) &= u_{ax}(t) \cdot u_0(t) = U_m \left\{ \cos \left[\omega_0 t + (\gamma_1(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2} \right] + \right. \\ &+ \left. \cos \left[\omega_0 t + (\gamma_2(t) - 1) \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \right] \right\} U_m \cos \omega_0 t = \\ &= 0,5 U_m^2 \left\{ \cos(\gamma_1(t) - 1) \frac{\pi}{2} + \cos[(\gamma_2(t) - 1) \cdot \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}] \right\} + \\ &+ \theta.u. = 0,5 U_m^2 [\pm 1 + 0] + \theta.u.; \end{aligned}$$

$$u_{n_2}(t) = u_{\text{ex}}(t) \bullet u_0(t) = 0, 5U_m^2 [\sin(\gamma_1(t) - 1) \frac{\pi}{2} + \sin(\gamma_2(t) - 1) \bullet \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}] = 0, 5U_m^2 [0 \pm 1] + \mathcal{E} \mathcal{U}.$$

ФНЧ на выходе П1 и П2 устраняет ВЧ колебания, оставляя только переданные цифровые сигналы $\gamma_1(t) = \pm 1$ и $\gamma_2(t) = \pm 1$.

Но для абсолютной ДФМн на 180° опорное колебание $u_0(t) = \pm \sqrt{U_{\text{ос}}^4(t)}$. Знаки $\pm$ равновероятны, и поэтому помеха или другие процессы в приёмнике могут вызвать изменение фазы сигнала на 180° у $u_0(t)$, что является источником обратной

работы когерентных детекторов, поскольку продетектированные импульсы синфазны с $u_{\phi}(t)$. Опорное колебание $u_{\phi}(t)$ проходит через резонансные контуры Ф2, Ф4, Ф1, и поэтому оказывается практически без помех, а когерентно продетектированные импульсы не содержат квадратурной составляющей помехи. Их можно регенерировать путём усиления-ограничения по амплитуде и тем самым дополнительно подавить помехи, их сопровождающие. Поскольку опорное колебание $u_{\phi}(t)$ и продетектированные импульсы синфазны, то их перемножение между собой исключает изменение фазы сигнала на 180° , как и при перемножении гармонических колебаний:

$$\begin{aligned} u_n(t) &= b(t) \cdot u_{\phi}(t) = \\ &= U_{\Omega} \cos(\Omega t + 180^\circ) U_{\omega} \cos(\omega t + 180^\circ) = \\ &= 0,5 U_{\Omega} U_{\omega} [\cos(\omega - \Omega)t + \cos(\omega + \Omega)t]. \end{aligned}$$

Перемножение знакопеременных импульсов с колебанием несущей частоты, как было показано в начале статьи, есть абсолютная однократная ФМн на 180° , которая в данном случае практически без помех и искажений. Поскольку сигналы ДФМн уже разделены между собой, то можно перемножать $\gamma_1(t)$ и $\gamma_2(t)$ только с $u_{\phi}(t)$ как показано на рис. 1. Такой сигнал можно детектировать некогерентно, не изменяя помехоустойчивости радиосвязи в виду отсутствия помех. В данном случае предложено использовать триггер и частотный детектор на выходе, так как фаза $\varphi(t)$ и круговая частота $\omega(t)$ связаны соотношением: $\omega(t) = d\varphi/dt$, а обратная работа у него не устранима в принципе.

Такой детектор уже предлагался вместо когерентного детектора Пистолькорса ещё в 1951 г. [2], однако из-за помех на его входе он не нашёл практического применения. В рассмотренном случае помехи на его входе практически отсутствуют, и поэтому его можно использовать.

2. ОДНОКРАТНАЯ ОДНОПОЛОСНАЯ АБСОЛЮТНАЯ ФМН НА 180° , ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ПО ЧАСТОТНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДВУКРАТНОЙ ФМН НА 180°

Данная однополосная однократная абсолютная ФМн (ОБП ФМн) на 180°

разработана авторами [17], её структурная схема представлена на рис. 2.

На схеме [18] обозначено: ПФ – полосовой фильтр; Σ – сумматор; П1, П2, П3 – перемножители сигналов; Г1, Г2 – генераторы; КД1, КД2 – когерентные детекторы; ФВ1, ФВ2 – фазовращатели на 90° ; ОА – ограничитель амплитуды; ФИ – фазоинвертор.

На выходе КД1 – клиппированный [12] речевой сигнал $b_1(t)$, а на выходе КД2 – квадратурный речевой сигнал $b_2(t)$. В таком случае с учётом того что сигналы периодические, имеем:

$$\begin{aligned} b_1(t) &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin k \dot{U} t}{k}; \\ b_2(t) &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos k \dot{U} t}{k}. \end{aligned}$$

На выходе П2 формируется функция:

$$\begin{aligned} U_{n2}(t) &= b_1(t) \cdot u_{n2}(t) = \left(\frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin k \dot{U} t}{k} \right) \cdot U_{\omega} \sin \omega t = \\ &= \frac{U}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(\omega - k \dot{U})t}{k} - \frac{U}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(\omega + k \dot{U})t}{k}. \end{aligned}$$

А на выходе П3 колебание:

$$\begin{aligned} U_{n3}(t) &= \hat{b}_2(t) \cdot \hat{u}_{n2}(t) = \left(\frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos k \dot{U} t}{k} \right) \cos \omega t = \\ &= \frac{U}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(\omega - k \dot{U})t}{k} + \frac{U}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(\omega + k \dot{U})t}{k}. \end{aligned}$$

В сумматоре Σ сигнал:

$$u_o(t) = u_{n2}(t) + u_{n3}(t) = \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(\omega - k \dot{U})t}{k},$$

где нижняя боковая полоса (ОБП ФМн на 180°).

При вычитании (когда $b_2(t)$ проходит через блок ФИ):

$$u_o(t) = u_{n2}(t) - u_{n3}(t) = \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos(\omega + k \dot{U})t}{k},$$

где верхняя боковая полоса (ОБП ФМн на 180°).

При ОБП ФМн помех в 2 раза меньше, чем при двух боковых полосах, и поэтому при равных их амплитудах помехоустойчивость радиосвязи с ОБП ФМн на 180° будет больше, чем при двух боковых по аналогии с [7].

ВЫВОДЫ

1. Предложена [11] схема когерентного детектора сигналов, с исключением его обратной работы, позволяющего реализовывать ДФМн на 180° на практике. Новизна предложения подтверждена патентом РФ на изобретение [11].

2. Показано, что для формирования опорного колебания $u_{\phi}(t) = U_m \cos \omega_f t$ по входному сигналу с абсолютной ДФМн на 180° необходим второй квадратор КВ2 и делитель частоты не на 2, а на 4.

3. Показано [5], что источником обратной работы когерентного детектора с абсолютной ДФМн, когда $+1$ преобразуется в -1 и наоборот, являются случайные и неустраиваемые скачки фазы опорного колебания, получаемого из входного сигнала [14] с абсолютной ДФМн на 180° , которые синфазны с когерентно протектированными импульсами.

4. Предложено устранять скачки фазы на 180° у $u_{\phi}(t)$ и у протектированных знакопеременных импульсов путём их перемножения между собой, что формирует абсолютную ФМн на 180° практически без помех и искажений. Помехи отсутствуют у $u_{\phi}(t)$ за счёт его фильтрации резонансными контурами второй, четвёртой и первой гармоник и у протектированных импульсов за счёт когерентного детектирования и их регенерации путём усиления-ограничения.

5. Предложено в качестве детектора перемноженных сигналов, согласно п. 4, использовать частотный детектор с триггером (интегратором) на его выходе, поскольку фаза $\varphi(t)$ и круговая частота $\omega(t)$ связаны соотношением: $\omega(t) = d\varphi/dt$. Такой детектор уже предлагался [19] в качестве основного (вместо детектора Пистолькорса) ещё в 1951 г., но не нашёл применения из-за помех на его входе. В нашем случае помехи и искажения на его входе практически отсутствуют.

6. Для увеличения частотной эффективности в 2 раза авторами предложена однополосная абсолютная ФМн на 180° по фильтро-фазовому способу с клиппированием, которая эквивалентна по этому показателю абсолютной ДФМн на 180° .

На разработку получен патент РФ на изобретение [17].

ЛИТЕРАТУРА

1. Петрович Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. — М.: Связь, 1965. — 423 с.
2. Волков А. А., Кузюков В. А., Журавлёв О. Е. Способ восстановления огибающей у клиппированного речевого сигнала // Проектирование и техноло-

гия электронных средств. — 2013. — № 4. — С. 51—54. [Электронный ресурс]: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=22025462>. Доступ 05.03.2020.

3. Rappoport, Th. S. Wireless Communications (Principles and Practice). New York: IEEE Press, 1996, 641 p.

4. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер с англ. под ред. Д. Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000. — 797 с.

5. Зюко А. Г., Коробов Ю. Ф. Теория передачи сигналов — М.: Радио и Связь, 1972. — 360 с.

6. Волков А. А. Радиопередающие устройства. — М.: Маршрут, 2002. — 352 с.

7. Верзунов М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи. — М.: Воениздат, 1972. — 295 с.

8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — М.: Изд. дом Вильямс, 2007. — 1098 с.

9. Патент РФ на ПМ № 163281 Детектор сигналов с абсолютной ФМн на 180° // А. А. Волков, М. С. Морозов. Приоритет от 18.04.2016 г. Оpubл. 10.07.2016 г. в БИ № 19 за 2016 г. [Электронный ресурс]: https://yandex.ru/patents/doc/RU163281U1_20160710. Доступ 05.03.2020.

10. Волков А. А., Морозов М. С. Способ реализации абсолютной ФМн на 180° // Электросвязь. — 2017. — № 2. — С. 72—74. [Электронный ресурс]: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=28370759>. Доступ 05.03.2020.

11. Патент РФ на изобретение. Когерентный детектор сигналов с двукратной абсолютной фазовой манипуляцией на 180° / А. А. Волков, М. С. Морозов. Приоритет от 26.12.2018 г. Оpubл. 13.02.2020 г. Бюл. № 5. [Электронный ресурс]: https://patents.s3.yandex.net/RU2714222C1_20200213.pdf. Доступ 05.03.2020.

12. Петрович Н. Т., Козленко Н. И. Передача клиппированных речевых сигналов с помощью фазовой телеграфии // Радиотехника. — 1964. — № 11. — С. 21—24.

13. Шевлюгин М. В., Данг В. Ф. Гармонические помехи тягового тока в системе электроснабжения метрополитена // Мир транспорта. — 2015. — Т. 13. — № 6. — С. 88—101. [Электронный ресурс]: <https://mirtr.elpub.ru/jour/article/view/553/882>. Доступ 05.03.2020.

14. Волков А. А., Волкова И. А. Когерентный детектор радиосигналов с фазовой манипуляцией на 180° Патент на изобретение RU2439830 C1, 10.01.2012 г. Заявка № 2010115998/08 от 23.04.2010 г. [Электронный ресурс]: https://yandex.ru/patents/doc/RU2439830C1_20120110. Доступ 05.03.2020.

15. АС СССР № 1522376. Устройство восстановления несущей частоты из однополосного модулирующего сигнала / А. А. Волков. Приоритет от 11.08.87 г. Оpubл. 13.11.89 г. в БИ № 42. [Электронный ресурс]: https://yandex.ru/patents/doc/SU1522376A1_19891115. Доступ 05.03.2020.

16. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Коржик В. И., Назаров М. В. Теория электрической связи. — М.: Радио и связь, 1988. — 433 с.

17. Патент РФ на ПМ № 135464. Формирователь однополосного клиппированного сигнала с ФМн на 180° / А. А. Волков, В. А. Кузюков, К. Г. Храмов. Приоритет от 24.05.2013 г. Оpubл. 10.12.2013 г. в БИ № 34. [Электронный ресурс]: https://yandex.ru/patents/doc/RU135464U1_20131210. Доступ 05.03.2020.

18. Волков А. А., Кузюков В. А. Повышение качества клиппированных речевых сигналов // Мир транспорта. — 2013. — Т. 11. — № 5. — С. 38—43. [Электронный ресурс]: <https://mirtr.elpub.ru/jour/article/view/446/703>. Доступ 05.03.2020.

19. Авторское свидетельство СССР № 100138. Приём фазовой телеграфии без синхронного гетеродина / Л. И. Ярославский и др. Приоритет от 1951 г.

