

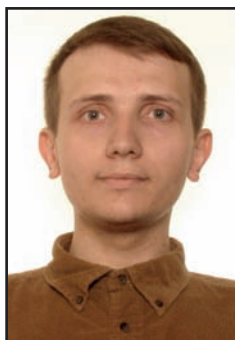


Повышение помехоустойчивости цифровых систем радиосвязи с угловой модуляцией



Анатолий ВОЛКОВ
Anatoly A. VOLKOV

Максим МОРОЗОВ
Maxim S. MOROZOV



Волков Анатолий Алексеевич — доктор технических наук, профессор Российского университета транспорта (МИИТ), Москва, Россия.

Морозов Максим Сергеевич — инженер отдела автоматизации, телемеханики и связи АО «Метрогипротранс», Москва, Россия.

Improving Noise Immunity of Digital Radio Systems with Angular Modulation

(текст статьи на англ. яз. – English text of the article – p. 95)

Для повышения в два раза помехоустойчивости цифровой радиосвязи транспортных систем с частотной манипуляцией предлагается использовать способ когерентного детектирования частотно-манипулированных сигналов (ЧМн) вместо детектирования по огибающей. При этом достигается устранение обратной работы когерентного детектора сигналов с абсолютной фазовой манипуляцией (ФМн) на 180° за счёт последетекторной обработки сигналов. Такая обработка возможна с участием частотного детектора на расстроенных контурах с подключённым к нему триггером.

Ключевые слова: железная дорога, радиосвязь, частотная, амплитудная и фазовая манипуляции, помехоустойчивость, когерентное детектирование, опорное колебание, абсолютная фазовая манипуляция на 180°, обратная работа когерентного детектора и её устранение.

В железнодорожной радиосвязи [1] используется исключительно узкополосная ЧМ, а уровень помех при этом существенно высок, делая связь не всегда удовлетворительной.

Помехоустойчивость и частотная эффективность являются наиболее значимыми показателями качества радиосвязи, поскольку помехоустойчивость связана с безопасностью движения транспортных средств, а частотная эффективность способствует снижению дефицита частотного ресурса. Эффективность радиосвязи характеризуется критериями, которые следуют из известной формулы Шеннона [2, с. 308] для пропускной способности C канала связи. Авторами показано [3, с. 29], что формула Шеннона позволяет связать между собой не два, как обычно [4, с. 3; 5, с. 69; 6, с. 117; 7, с. 120], а три основных критерия. Для этого необходимо разделить левую и правую часть указанной формулы, а также мощности сигнала P_c и шума $P_{\text{ш}}$ под её логарифмом на скорость передачи информации R , а не просто заменить C на R [3] с делением под логарифмом. В результате имеем:

$$C/R = F/R \cdot \log(1 + P_c/P_{\text{ш}} \cdot R/R),$$

или $1 = \eta/\alpha \cdot \log(1 + \alpha/\beta),$

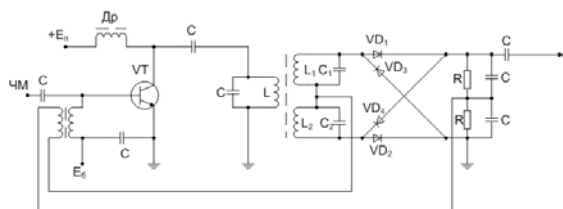


Рис. 1. Принципиальная схема разработанного частотного детектора.

или $2 = (1 + \alpha/\beta)^{\eta/\alpha}$, (1)
где $\alpha = R/F$ – критерий частотной эффективности;

$$\beta = \frac{R}{P_c / N_0} \text{ – критерий энергетической}$$

эффективности;

$\eta = R/C$ – критерий эффективности использования пропускной способности канала (информационный КПД).

В этом случае третий критерий (η -эффективность) связан аналитически с критериями α и β согласно (1). К β -эффективности относят помехоустойчивость железнодорожной радиосвязи.

1. КОГЕРЕНТНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Переход с аналогового на цифровой модулирующий сигнал [10, с. 147; 11, с. 197; 12, с. 195], которым осуществляется частотная модуляция, чаще называемая частотной манипуляцией (ЧМн), обеспечивает более высокую помехоустойчивость, но не предельную. Частотно-манипулированный сигнал состоит из двух амплитудно-манипулированных (АМн) сигналов на своих поднесущих. Поэтому детектор ЧМн сигнала состоит из двух параллельных детекторов по огибающей расфильтрованных АМн сигналов, выходы которых подключены к вычитающему устройству.

При когерентном детектировании исключается квадратурная составляющая помехи, отчего эта мощность уменьшается в среднем в два раза, а помехоустойчивость увеличивается в то же число раз, чего нет при детектировании АМн сигнала по огибающей. Применить когерентное детектирование при расфилтровке ЧМн колебания затруднительно из-за вероятности получения колебания несущей частоты. Авторами предложен иной способ [8, с. 2] когерентного детектирования сигналов с угловой модуляцией. Сигнал ЧМн преобразуется в АМн сигнал, несущим колебанием которого является ЧМн колебание, т.е. преобразуется в АЧМн колебание. Последнее затем перемножа-

ется с его же колебанием несущей частоты – ЧМн колебанием.

Схема разработанного [8, с. 2] когерентного детектора ЧМн сигналов представлена на рис. 1. Она состоит из завершающего каскада УПЧ приёмника, нагрузкой которого является колебательный контур, настроенный в резонанс на промежуточную частоту f_{np} . Этот контур индуктивно связан с двумя контурами, расстроенными симметрично и противоположно относительно f_{np} , как показано на рис. 2. Оба контура соединены между собой непосредственно, а их выходы подключены ко входам кольцевого балансного перемножителя (КБП). Выходы КБП в свою очередь подключены к входам двух RC цепочек, соединённых между собой. На входе УПЧ включён трансформатор, вторичная обмотка которого подключена к средним точкам КБП – точкам соединения расстроенных контуров и RC-цепочек. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) расстроенных контуров образует линейный участок вокруг f_{np} , в три раза больший, чем у одиночного расстроенного контура. Этот линейный участок АЧХ преобразует входной ЧМн сигнал в АМн сигнал, несущим колебанием которого является входное ЧМн колебание, то есть преобразует в АЧМн колебание.

На средние точки КБП подаётся входное ЧМн колебание постоянной амплитуды, которое является колебанием несущей частоты для АЧМн сигнала. В результате перемножения в КБП сигналов АЧМн и ЧМн и фильтрации в RC-цепочках получается переданный цифровой сигнал (рис. 2). Аналитически это проще показать для гармонического модулирующего сигнала $b(t) = U_{sin}\Omega t$.

$$\begin{aligned} u_n(t) &= u_{AЧМн}(t) \cdot u_{ЧМн}(t) = \\ &= U_m \cdot [1 + M\cos\Omega t] \cdot \cos[\omega_{np}t + \\ &+ M\sin\Omega t] \cdot U_m \cos[\omega_{np}t + M\sin\Omega t] = \\ &= U_m^2 \cdot [1 + M\sin\Omega t] \cdot \cos^2[\omega_{np}t + \\ &+ M\sin\Omega t] = U_m^2 \cdot [1 + M\sin\Omega t] \cdot \\ &\cdot (1 + \cos 2(\omega_{np}t + M\sin\Omega t)/2) = \\ &= 0,5M \cdot U_m^2 \sin\Omega t + C + \text{в.ч.}, \end{aligned} \quad (2)$$

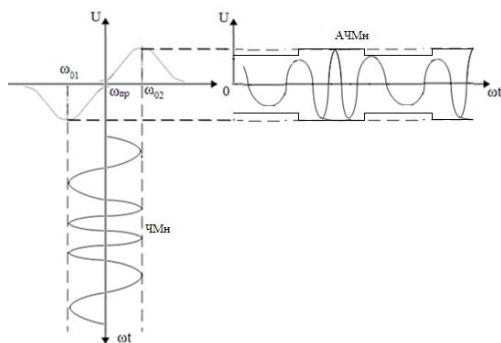


Рис. 2. Преобразование сигналов: ЧМн в АЧМн.

где в.ч. — высокочастотная составляющая, которая устраняется фильтром (RC-цепочками), а С — постоянная составляющая, которая устраняется разделительным конденсатором, что подтверждает компьютерное моделирование.

Хотя когерентное детектирование ЧМн сигнала предложенным способом позволяет повысить помехоустойчивость железнодорожной радиосвязи в два раза, она не является, как уже подчёркивалось, максимально возможной. Максимально возможную, согласно теоретическим постулатам, обеспечивает абсолютная ФМн на 180° .

2. МАКСИМАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

Абсолютная ФМн на 180° не используется на практике из-за «обратной работы» когерентного детектора её сигналов, когда «1» цифрового сигнала принимается за «0», а «0» — за «1», т.е. наоборот. Вместо абсолютной используется относительная ФМн (ОФМн) на 180° , которая не только уступает абсолютной по помехоустойчивости в два раза, но и имеет более сложную аппаратуру. Поэтому представляет интерес разработка способа когерентного детектирования сигналов с абсолютной ФМн на 180° без обратной работы.

Когерентный детектор состоит из перемножителя сигналов с ФНЧ на его выходе, в котором перемножаются между собой входной сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ с абсолютной ФМн на 180° и опорное колебание $u_0(t)$, полученное из этого входного сигнала. Авторами показано [9, с. 74], что во всех когерентных детекторах сигналов с абсолютной ФМн на 180° полученное опорное колебание $u_0(t) = \pm \sqrt{u_{\text{вх}}^2(t)}$. Поскольку перед квадрат-

ным корнем стоит знак \pm , то у опорного колебания $u_0(t)$ будут случайные скачки фазы на 180° не только от действия помех, но и от других процессов в приёмнике. Эти скачки фазы на 180° и порождают обратную работу когерентного детектора сигналов с абсолютной ФМн на 180° .

Так как $u_0(t) = \pm \sqrt{u_{\text{вх}}^2(t)}$, то обратная работа когерентного детектора сигналов с абсолютной ФМн на 180° , состоящего из перемножителя, ФНЧ и формирователя опорного колебания, неустраима, что доказано на практике. Однако последетекторная обработка её сигналов дополнительными блоками позволяет устранить обратную работу когерентного детектора [9, с. 73]. Например, в детекторе Пистолькорса $u_0(t)$ фильтруется двумя резонансными контурами первой и второй гармоник, и поэтому опорное колебание получается, по сути, без помех, но со случайными скачками фазы на 180° .

Авторами предложено на выходе ФНЧ детектора использовать регенератор (нелинейное устройство — допустим, усилитель-ограничитель амплитуды), восстанавливающий искажённые импульсы и подавляющий помехи, но не исправляющий обратную работу когерентного детектора. Если же перемножить знакопеременный продетектированный сигнал $b(t)$ и опорное гармоническое колебание, то получим сигнал с абсолютной ФМн на 180° без скачков фазы на 180° и без помех. Отсутствие скачков фазы проще показать при перемножении гармонических сигналов:

$$\begin{aligned} u_2(t) &= b(t) \cdot u_0(t) = U_1(t) \cdot \cos(\Omega t + 180^\circ) \cdot \\ &\cdot U_2(t) \cdot \cos(\omega t + 180^\circ) = \\ &= U_1 U_2 [\cos(\omega + \Omega)t + \cos(\omega - \Omega)t]. \end{aligned}$$

Такой ФМн на 180° сигнал без помех и искажений можно когерентно продетектировать схемой, показанной на рис. 1, добавив к выходу ФНЧ триггер.

Абсолютная ФМн на 180° может быть получена путём перемножения знакопеременных дискретных сигналов и гармонического несущего колебания $u_n(t) = U_m \cos \omega t$, что позволяет её представить аналитически:

$$\begin{aligned} u_{\text{фмн}}(t) &= \gamma(t) \cdot u_n(t) = \gamma(t) \cdot U_m \cos \omega t = \\ &= U_m \cos(\omega t + \gamma(t)90^\circ - 90^\circ) = \\ &= U_m \cos(\omega t + (\gamma(t) - 1) \cdot 90^\circ), \end{aligned} \quad (3)$$

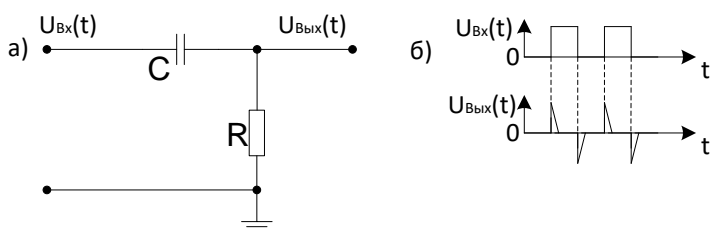


Рис. 3.
Дифференцирующая
RC-цепочка (а), график
импульсов на входах
и выходах цепочки (б).

где $\gamma(t) = \pm 1$ – знакопеременный модулирующий сигнал.

Известно, что ФМ всегда сопровождается ЧМ, так как круговая частота $\omega(t)$ и фаза $\phi(t)$ связаны соотношением $\omega(t) = d\phi(t)/dt$. Частоту $\omega(t)$ можно определить по начальной фазе (1), т.е. по $b(t) = \gamma(t) \cdot 90^\circ - 90^\circ$. Для аналитического выражения ЧМ составляющей (3) разложим периодический модулирующий дискретный сигнал прямоугольной формы в ряд Фурье [6, с. 61] и получим:

$$b(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t. \quad (4)$$

Отсюда

$$\frac{db(t)}{dt} = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos k\Omega t \right).$$

Для наглядности этого выражения пропустим периодическую последовательность прямоугольных импульсов через дифференцирующую RC-цепочку, представленную на рис. 3а, и выведем выходной сигнал на осциллограф. При этом постоянная дифференцирующей цепочки $\tau = RC \ll T$, где T – длительность элементарной посылки (импульса или паузы). Как видно, на выходе дифференциатора (рис. 3б) имеет место только фронт и срез каждого входного прямоугольного импульса. Если к выходу дифференцирующей цепочки подключить триггер (интегрирующее устройство), то на его выходе получим входные прямоугольные импульсы.

Схема разработанного когерентного детектора сигналов с абсолютной ФМн на 180° представлена на рис. 4. Она состоит из перемножителя сигналов П1, ФНЧ на его выходе, формирователя опорного колебания (ФОК), через который соединены между собой первые и вторые входы перемножителя П1, а также подключенные последовательно к ФНЧ регенератор Р, второй перемножитель П2, дополненный когерентным частотным детектором КД,

триггера ТГ. Второй вход П2 соединён с выходом ФОК.

В этом случае на линейный участок ФЧХ расстроенных контуров (рис. 2) поступает сигнал с абсолютной ФМн на 180° и его частотная составляющая преобразуется в амплитудно-модулированное колебание, несущим колебанием которого является входной ФМн сигнал (3), т.е. преобразуется в АФМн колебание:

$$u_{\text{АФМ}}(t) = \left[1 + M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} + \cos k\Omega t \right) \right] \cdot \cos(\omega t + \gamma(t)90^\circ - 90^\circ)$$

Это колебание поступает на вход КБП, а в точке соединения расстроенных контуров и RC-цепочек подаётся ФМн колебание со вторичной обмотки трансформатора, подключенного ко входу УПЧ. От этого перемножения на выходе КБП образуется колебание:

$$\begin{aligned} U_{\text{КБП}}(t) &= U_{\text{АФМ}}(t) \cdot U_{\text{ФМ}}(t) = \\ &= \left[1 + M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} + \cos k\Omega t \right) \right] \cdot \\ &\cdot \cos(\omega t + \gamma(t)90^\circ + 90^\circ) = \\ &= \left[\left(1 + M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} + \cos k\Omega t \right) \right) \right] \cdot \\ &\cdot \cos^2(\omega t + \gamma(t)90^\circ - 90^\circ) = \\ &= \left[\left(1 + M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} + \cos k\Omega t \right) \right) \right] \cdot \\ &\cdot \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) = \\ &= 0,5M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} + \cos k\Omega t \right) + \\ &+ BЧ + C, \end{aligned}$$

где M – глубина амплитудной модуляции ($M = kU_m$), а k – постоянная составляющая.



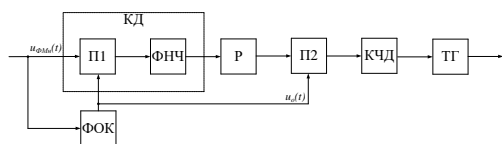


Рис. 4. Схема формирователя абсолютной ФМн на 180°.

Высокочастотные составляющие ВЧ устраняются RC-цепочками (рис. 1), а постоянная составляющая С — разделительным конденсатором.

В результате сигнал с выхода КБП в виде фронта и среза прямоугольного импульса (см. рис. 3б) поступает на вход триггера (интегратора), на выходе которого образуются передаваемые прямоугольные импульсы цифрового сигнала. Действительно:

$$U_{\text{тр}}(t) = \int 0,5M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} k\Omega \left(\frac{1 - \cos k\pi}{k} + \cos k\Omega t \right) dt =$$

$$= 0,5M \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t + C_1.$$

Выбрав постоянную интегрирования $C_1 = 0,5 \cdot (1 + M)$, получим аналитическое выражение прямоугольных импульсов (4).

Максимально возможную помехоустойчивость радиосвязи обеспечивает не только однократная абсолютная ФМн на 180°, рассмотренная выше, но и двукратная абсолютная ФМн на 180°, когда передача двух цифровых сигналов ведётся на колебании одной несущей частоты, сдвинутой по фазе на 90° с использованием однократной абсолютной ФМн в каждом канале. В этом случае используется полоса частот только одного канала, т.е. увеличиваются в два раза и помехоустойчивость, и частотная эффективность.

ВЫВОДЫ

1. Аналитически показано, что формула Шеннона позволяет связать между собой три критерия эффективности, а не два, как было ранее.

2. Предложено когерентное детектирование ЧМн сигналов, повышающее помехоустойчивость железнодорожной цифровой радиосвязи примерно в два раза.

3. Аналитически показано, что при известном когерентном детектировании сигналов с абсолютной ФМн на 180° из них формируется опорное колебание со случайными скачками фазы на 180°, из-за которых возникает «обратная работа» когерентного детектора.

4. Предложена последетекторная обработка сигнала когерентного детектора, которая устраняет его обратную работу. Новизна предложения подтверждена патентом на изобретение.

5. Аналитически показано, что для последетекторной обработки продетектированного сигнала, полученного из абсолютной фазовой манипуляции на 180°, по п. 4 целесообразно использовать когерентный частотный детектор на расстроенных контурах с подключенным к нему триггером.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фомин А. Ф., Ваванов Ю. В. Помехоустойчивость систем железнодорожной связи. — М.: Транспорт, 1987. — 295 с.
2. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ. — М.: Иностранная литература, 1963. — 824 с.
3. Волков А. А., Морозов М. С. Повышение эффективности систем радиосвязи // Проектирование и технология электронных средств. — 2018. — № 1. — С. 27–30.
4. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи — М.: Связь, 1963. — 320 с.
5. Зюко А. Г., Фалько А. И., Панфилов И. П., Банкет Л. В., Ивашенко П. В. Помехоустойчивость и эффективность систем связи — М.: Радио и связь, 1985. — 272 с.
6. Зюко А. Г., Коробов Ю. Ф. Теория передачи сигналов — М.: Радио и связь, 1972. — 360 с.
7. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Финк Л. М., Назаров М. В. Теория передачи сигналов — М.: Радио и связь, 1986. — 295 с.
8. Патент РФ на изобретение № 2611987. Детектор частотно-модулированных колебаний / А. А. Волков, В. А. Кузюков, М. С. Морозов. Приоритет от 15.10.2015.
9. Волков А. А., Морозов М. С. Решение проблемы приёма сигналов с абсолютной ФМн на 180° // Электросвязь. — 2017. — № 2. — С. 72–74.
10. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 2000. — 800 с.
11. Rappaport Th. S. Wireless communication (Principles and Practice). — Prentice Hall, 1996. — 641 p.
12. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — М.: Вильямс, 2007. — 1098 с.
13. Патент РФ на ПМ № 163281. Детектор сигналов с абсолютной ФМн на 180° / А. А. Волков, М. С. Морозов. Приоритет от 18.09.2016. ●

Координаты авторов: Волков А. А. — aavolkov2009@rambler.ru, Морозов М. С. — raconteurs.mm@gmail.com.

Статья поступила в редакцию 12.11.2018, принята к публикации 18.12.2018.