

Варианты модема для цифровой системы радиосвязи



Анатолий ВОЛКОВ
Anatoly A. VOLKOV

Василий КУЗЮКОВ
Vasily A. KUZUYUKOV



Максим МОРОЗОВ
Maxim S. MOROZOV

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

Кузюков Василий Александрович – кандидат технических наук, старший преподаватель РУТ (МИИТ), Москва, Россия.

Морозов Максим Сергеевич – инженер АО «Метротранс», Москва, Россия.

Modem Options for Digital Radio Communication Systems

(текст статьи на англ. яз. – English text of the article – p. 53)

Разработаны новые варианты модулятора и демодулятора (модема) для цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R, повышающие помехоустойчивость в два раза.

Для реализации блоков «cos» и «sin» используется фазовый модулятор, к его выходу подключены параллельно два когерентных квадратурных демодулятора. Показано, что блок «cos» формирует сигнал $\cos [m \sin \phi(t)]$, который переносится на рабочую частоту передатчика с помощью последующих блоков, представляющих собой по структуре формирователь однополосной амплитудной модуляции, образуя окончательный фазомодулированный сигнал. Предложено детектировать ЧМ-сигнал не по огибающей, как принято, а когерентно, что исключает квадратурную составляющую помехи.

Ключевые слова: железная дорога, радиосвязь, цифровой сигнал, фильтр Гаусса, модуляция, когерентный детектор ЧМ-сигнала, помехоустойчивость, частотная эффективность.

Цифровая система радиосвязи GSM-R находит широкое применение не только в России, поскольку обладает высокой частотной и энергетической эффективностью, использует раздельное кодирование источника РС и канала. Её передатчик (ПРД) включает [1, 2]:

- 1) аналого-цифровой преобразователь (АЦП);
- 2) минимизатор полосы частот цифрового сигнала (ЦС);
- 3) модулятор с усилителями.

Минимизация полосы частот достигается расширением в два раза элементарной посылки (1 или 0) цифрового сигнала после разделения его разрядов на чётные и нечётные составляющие и за счёт использования непрерывного сдвига фазы ЦС, причём линейно в пределах одной элементарной посылки до $\pm 90^\circ$ соответственно. При смене посылки с 1 на 0 или наоборот фазовая характеристика ЦС терпит острый излом, отчего полоса частот расширяется. Для устранения недостатка излом скругляют, используя фильтр Гаусса [1, 2]. Именно

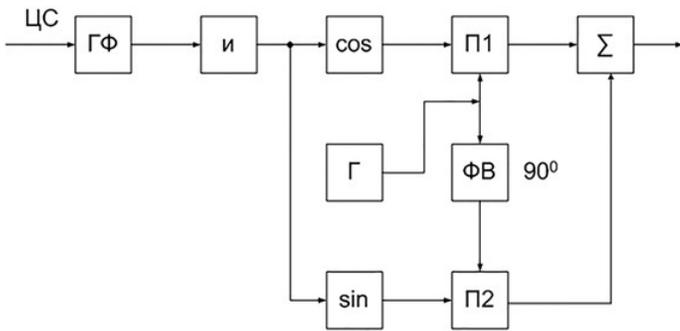


Рис. 1. Структурная схема второй ступени модуляции системы GSM-R.

с этого фильтра и начинается вторая ступень модуляции в ПРД, структурная схема которой представлена на рис. 1.

На рис. 1 обозначено: ГФ – фильтр Гаусса; И – интегратор; «cos», «sin» – блоки, преобразующие входной сигнал в соответствующий аргумент своей функции; Г – генератор колебания несущей частоты; П – перемножители сигналов; ФВ – фазовращатель на 90°; Σ – сумматор.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра Гаусса определяется формулой $G(f) = \exp\left[-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \ln\sqrt{2}\right]$, где B – ширина

на полосы пропускания фильтра на уровне -3 дБ, которая аналогична АЧХ параллельного колебательного контура. В системах сотовой связи стандарта GSM значение $BT_c = 0,3$, где T_c – длительность элементарной посылки. В схеме рис. 1 имеет место косвенная частотная модуляция, т.е. фазовая модуляция (ФМ), проинтегрированным по времени модулирующим сигналом, о чём говорит блок И, а также фазомодулированный сигнал [1, 2].

$$u_{\text{ФМ}}(t) = \sin[\omega t + m \sin \phi(t)] = U_m \left\{ \sin \omega t \cos[m \sin \phi(t)] + \cos \omega t \sin[m \sin \phi(t)] \right\}, \quad (1)$$

Видно, что (1) соответствует структуре схемы после блока И. Здесь $m \sin \phi(t)$ – сигнал с выхода интегратора И.

Отметим, что косвенная ЧМ значительно узкополоснее прямой ЧМ. Например, в поездной радиосвязи (ПРС), осуществляемой на частоте 2,13 МГц, для получения девиации в 2,5 кГц при косвенной ЧМ в системе ЖР-У использовались умножители частоты в 12 раз (два удвоителя и один утроитель), а при прямой ЧМ в системе последнего поколения «Транспорт» умножитель частоты отсутствует.

Гауссов фильтр, имея колоколообразную АЧХ, выбирает из входного цифрового сигнала составляющую резонансной частоты, на которую он настроен, и несколько близлежащих к ней частотных составляющих, ослабленных скатами его АЧХ. Это значит, что ГФ преобразует входной цифровой сигнал в практически аналоговый сигнал $b(t)$, который можно представить в квазигармоническом виде как проекцию аналитического (комплексного) сигнала на вещественную ось:

$$b(t) = U(t) \cos \phi(t),$$

где $U(t)$ – огибающая, $\phi(t)$ – фаза сигнала.

В блоке И этот сигнал интегрируется по времени: $\int kb(t) dt = \int kU(t) \cos \phi(t) dt$, где k – коэффициент пропорциональности, и далее поступает на вход блоков «cos» и «sin». На выходе блоков имеют место соответственно колебания $\cos \int kU(t) \cos \phi(t) dt$ и $\sin \int kU(t) \cos \phi(t) dt$. Для вычисления данных интегралов авторами предложено умножить и разделить подынтегральные выражения на $\frac{d\phi(t)}{dt} = \Omega(t)$ – круговую частоту модулирующего сигнала, тогда сигнал на выходе интегратора И:

$$b_H(t) = \int \frac{kU(t)}{\Omega} \cos \phi(t) \frac{d\phi}{dt} dt = m \sin \phi(t),$$

а на выходе блоков «cos» и «sin» соответственно:

$$\cos \int \frac{kU(t)}{\Omega(t)} \cos \phi(t) d\phi(t) = \cos[m \sin \phi(t)]; \quad (2)$$

$$\sin \int \frac{kU(t)}{\Omega(t)} \cos \phi(t) d\phi(t) = \sin[m \sin \phi(t)], \quad (3)$$

где $m = \frac{kU(t)_{\text{max}}}{\Omega(t)_{\text{max}}}$ – индекс ЧМ

при $kU(t)_{\text{max}} = \Delta\omega_d$ – девиации частоты.



Рис. 2. Развёрнутая структурная схема блоков «cos» и «sin» манипулятора GSMK.

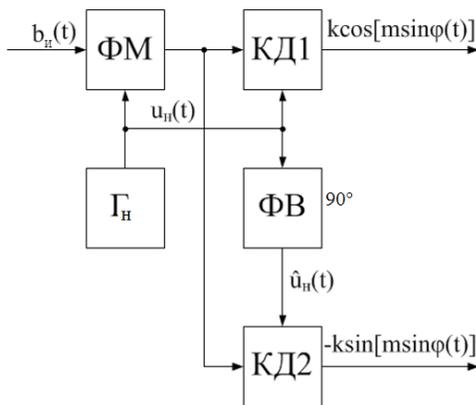
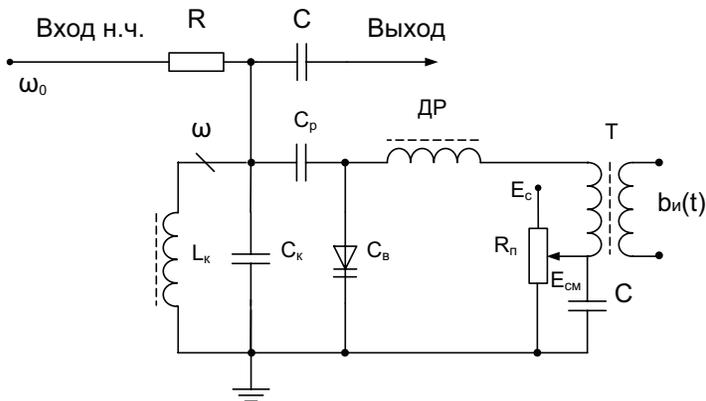


Рис. 3. Принципиальная схема ФМ на одиночном контуре.



В свою очередь [1]:
 $\cos[m \sin \varphi(t)] =$

$$J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos 2n\varphi(t); \quad (4)$$

$$\sin[m \sin \varphi(t)] = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin(2n-1)\varphi(t), \quad (5)$$

где $J_n(m)$ – функция Бесселя первого рода порядка n от аргумента m . Видно, что первое выражение состоит из постоянной составляющей и бесконечной суммы чётных гармоник, а второе – только из бесконечной суммы нечётных гармоник. Далее сигнал $\cos[m \sin \varphi(t)]$ поступает на один вход умножителя П1, а сигнал $\sin[m \sin \varphi(t)]$ – на один вход умножителя П2. Колебание несущей частоты передатчика $u_n(t) = U_n \sin \omega_0 t$ с генератора Г поступает на второй вход П1 непосредственно и на второй вход П2 – через фазовращатель ФВ на 90° в виде $u_n(t) = U_n \cos \omega_0 t$. На выходе этих умножителей имеют место колебания:

$$u_{n1}(t) = u_c(t) u_n(t) = \cos[m \sin \varphi(t)] U_n \sin \omega_0 t = 0,5 U_n \{ \sin[\omega_0 t + m \sin \varphi(t)] +$$

$$+ 0,5 U_n \sin[\omega_0 t - m \sin \varphi(t)] \}; \quad (6)$$

$$u_{n2}(t) = u_c(t) u_n(t) = \sin[m \sin \varphi(t)] U_n \cos \omega_0 t = 0,5 U_n \{ \sin[\omega_0 t + m \sin \varphi(t)] - 0,5 U_n \sin[\omega_0 t - m \sin \varphi(t)] \}. \quad (7)$$

С выхода умножителя П1 сигнал поступает на один вход сумматора Σ, а с выхода умножителя П2 – на другой его вход. На выходе сумматора колебание $u_{\Sigma}(t) = u_{n1}(t) + u_{n2}(t) = U_n \sin[\omega t + m \sin \varphi(t)]$, что совпадает с (1).

В известных источниках по GSM блоки «cos» и «sin» не раскрываются, а представляются квадратиками, поэтому реализуем их структуру. Учитывая формулу (1), можно предложить реализацию этих блоков в виде одного фазового модулятора, работающего на поднесущей частоте, к выходу которого подключены параллельно два когерентных квадратурных детектора, как показано на рис. 2.

На рис. 2 обозначено: ФМ – фазовый модулятор; Гн – генератор колебания вспомогательной несущей частоты; КД – когерентный фазовый детектор, состоящий из последовательно включённых умножи-

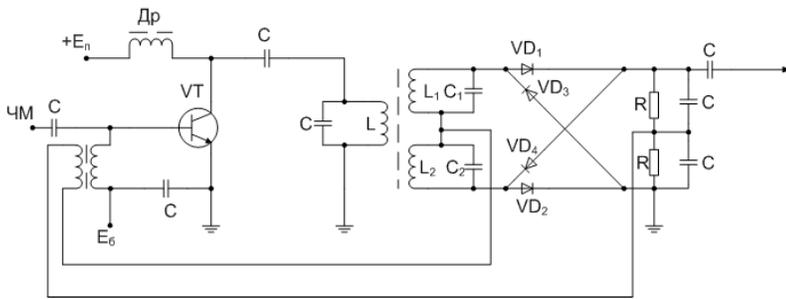


Рис. 4а. Принципиальная схема демодулятора на двух расстроенных контурах.

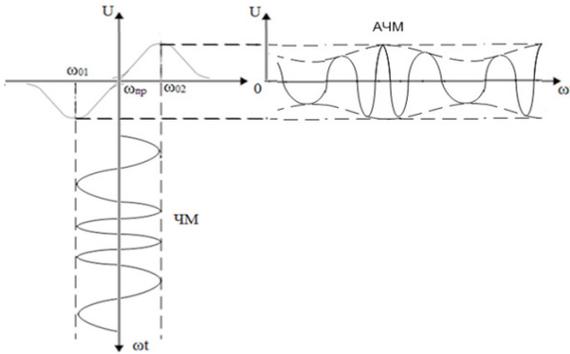


Рис. 4б. График преобразования ЧМ в АЧМ для демодулятора на двух расстроенных контурах.

теля сигналов и ФНЧ; ФВ – фазовращатель на 90° .

Работа схемы происходит следующим образом.

На информационный вход ФМ подаётся сигнал с интегратора $b_{\text{и}}(t) = m \sin \varphi(t)$, а на второй его вход – колебание несущей частоты $u_{\text{н}}(t) = U_m \sin \omega t$ с генератора $\Gamma_{\text{н}}$. На выходе ФМ получается сигнал $u_{\text{фм}}(t) = U_m \sin[\omega t + m \sin \varphi(t)]$, который поступает на информационные входы КД1 и КД2. С выхода генератора $\Gamma_{\text{н}}$ поступает колебание $u_{\text{н}}(t) = U_m \sin \omega t$ на второй вход КД1 непосредственно, а на второй вход КД2 – через фазовращатель ФВ на 90° , т.е. $u_{\text{н}}(t) = U_m \cos \omega t$.

На выходе этих перемножителей получаются колебания:

$$u_{\text{н1}}(t) = u_{\text{фм}}(t) u_{\text{н}}(t) = U_m \sin[\omega t + m \sin \varphi(t)] U_m \sin \omega t = 0,5 U_m^2 \cos[m \sin \varphi(t)] + \text{в.ч.};$$

$$u_{\text{н2}}(t) = u_{\text{фм}}(t) u_{\text{н}}(t) = U_m \sin[\omega t + m \sin \varphi(t)] U_m \cos \omega t = 0,5 U_m^2 \sin[m \sin \varphi(t)] + \text{в.ч.}$$

ФНЧ обоих КД устраняют высокочастотные (в.ч.) составляющие, так что на выходе КД сигналы совпадают с выходными сигналами блоков «cos» и «sin» (рис. 1). Поэтому на выходе остальных блоков сигналы остаются без изменений.

На рис. 3 представлена принципиальная схема фазового модулятора.

Схема представляет собой делитель напряжения, состоящий из резистора R и LC-колебательного контура, перестраиваемого по частоте и фазе модулирующим сигналом $b_{\text{и}}(t)$ с помощью ёмкости варикапа $C_{\text{в}}$. Рабочая точка варикапа задаётся с помощью потенциометра $R_{\text{п}}$ от источника смещения $E_{\text{с}}$. Линейный участок ФЧХ одиночного контура небольшой, до $\pm 30^\circ$. Для его увеличения можно использовать связанные контуры, у которых, как показано в [1], максимальный линейный участок $\Delta \varphi_{\text{млн}} = \pm \frac{\pi(n-1)}{2}$ рад, где $n \geq 2$ – число связанных контуров. Реализация когерентных детекторов проста и не требует пояснений.

Из изложенного следует, что блок «cos» рис. 1 формирует сигнал $\cos[m \sin \varphi(t)]$, которым осуществляется однополосная амплитудная модуляция (ОБП АМ) фазовым способом в последующих блоках, по структуре совпадающих с формирователем ОБП АМ, для переноса его на рабочую частоту ω_0 передатчика. Но согласно формуле (1), вместо всех блоков после интегратора можно использовать один фазовый модулятор на несущей частоте передатчика $f = \frac{\omega_0}{2\pi} = 900$ МГц, поскольку такие модуляторы известны [5].





Переданный ЧМ-сигнал на приёмной стороне детектируется [1] в два этапа:

- 1) преобразование ЧМ в амплитудно-частотно-модулированный (АЧМ) сигнал;
- 2) детектирование АЧМ-сигнала по огибающей.

Для повышения помехоустойчивости предлагается [6] детектировать АЧМ-сигнал не по огибающей, а когерентно, ибо ЧМ-сигнал является для АЧМ колебанием несущей частоты. При когерентном детектировании устраняется квадратурная составляющая помехи, что уменьшает мощность помех в среднем в два раза. На рис. 4а представлена разработанная [6] принципиальная схема когерентного детектора ЧМ-сигналов на расстроенных контурах, а на рис. 4б — временные диаграммы, поясняющие его работу.

На рис. 4а выходной контур последнего УПЧ на транзисторе настроен в резонанс на промежуточную частоту, а контуры детектора расстроены симметрично относительно промежуточной частоты ω_{np} , как показано на рис. 4б (ω_{01}, ω_{02}). Перемножитель выполнен на кольцевом диодном балансном модуляторе, имеющем минимальные нелинейные искажения. На выходе перемножителя получаем сигнал:

$$u_{\text{пн}}(t) = U_{\text{АЧМ}}(t)U_{\text{ЧМ}}(t) \cong U_m [1 + M \sin \Omega t] \cos^2[\omega_{np} t + m \sin \Omega t] = U_m [1 + M \sin \Omega t] 0.5(1 + \cos 2(\omega_{np} t) + m \sin \Omega t) = 0.5 U_m M \sin \Omega t + \text{В.Ч.} + \text{const},$$

где M — глубина АЧМ, m — индекс ЧМ, а Ωt используется вместо $\phi(t)$.

ФНЧ (RC-цепочки перемножителя) пропускает на свой выход только первое слагаемое, т.е. переданный речевой сигнал $u_{\text{фнч}}(t) = 0.5 U_m \sin \Omega t = KU(t) \sin \Omega t$, где $K = 0.5 U_m$ — константа; $U(t) = M$. Второе — высокочастотное (в.ч.) слагаемое отфильтровывается, а постоянная составляющая исключена разделительным конденсатором-С на выходе.

ВЫВОДЫ

1. Предложена реализация блоков «cos» и «sin» в системе GSM-R на основе фазового модулятора, к выходу которого подклю-

чены два квадратурных когерентных детектора.

2. Показано, что блок «cos» формирует сигнал $\cos[m \sin \phi(t)]$, тот переносится на рабочую частоту передатчика с помощью блоков, структура которых совпадает со структурой формирователя однополосной амплитудной модуляции (ОБП АМ), в результате имеем фазомодулированный сигнал.

3. Предложено формировать колебание с ФМ на несущей частоте передачи $f_{\text{н}} = 900$ МГц без когерентного детектора, поскольку такие модуляторы известны [5] и это упрощает схему передатчика.

4. Предложено демодуляцию ЧМ-сигнала осуществлять путём когерентного детектирования АЧМ-сигнала, а не по огибающей, как принято. Этим повышается помехоустойчивость приёма сигналов в два раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горелов Г. В., Волков А. А., Шелухин В. И. Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи. — М.: ГОИ, 2007. — 168 с.
2. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С. Системы связи с подвижными объектами. — М.: Радио и связь, 2002. — 304 с.
3. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Финк Л. М., Назаров М. В. Теория передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1986. — 295 с.
4. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. — М.: Эко-Трендз, 1998. — 72 с.
5. Каганов В. И. СВЧ полупроводниковые передатчики. — М.: Радио и связь, 1981. — 400 с.
6. Патент РФ на изобретение № 2611987. Детектор частотно-модулированных колебаний / А. А. Волков, В. А. Кузюков, М. С. Морозов. Приоритет от 15.10.2015.
7. Волков А. А., Журавлёв О. Е., Кузюков В. А. Повышение эффективности цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R // Успехи современной радиоэлектроники. — 2013. — № 9. — С. 32–36.
8. Волков А. А. Радиопередающие устройства. — М: Маршрут, 2002. — 352 с.
9. Волков А. А., Кузюков В. А., Морозов М. С. Новый вариант второй ступени модуляции передатчика цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R // Проектирование и технологии электронных средств. — 2015. — № 3. — С. 52–55.
10. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. — 2-изд. — М.: Вильямс, 2007. — 1104 с.
11. Rappoport Th. S. Wireless communication (Principles and Practice). — New York. IEEE Press, 1996. — 641p.
12. Патент РФ на ПМ 150153. Детектор частотно-модулированных колебаний / А. А. Волков, В. А. Кузюков, М. А. Лаптев. Приоритет от 16.05.2014. ●

Координаты авторов: **Волков А. А.** — aavolkov2009@rambler.ru,

Кузюков В. А. — super-1990@yandex.ru, **Морозов М. С.** — raconteurs.mm@gmail.com.

Статья поступила в редакцию 11.09.2017, принята к публикации 15.10.2017.