



Помехоустойчивость радиосвязи при клиппировании балансно-модулированного РС



Анатолий ВОЛКОВ
Anatoly A. VOLKOV

Василий КУЗЮКОВ
Vasily A. KUZUYUKOV



Максим МОРОЗОВ
Maxim S. MOROZOV

*Волков Анатолий Алексеевич — доктор технических наук, профессор Московского государственного университета путей сообщения (МИИТ), Москва, Россия.
Кузюков Василий Александрович — ассистент МИИТ, Москва, Россия.
Морозов Максим Сергеевич — инженер путей сообщения, Москва, Россия.*

Strengthening of Radio Communication Interference Immunity by Clipping BM Voice Signal
(текст статьи на англ. яз. — English text of the article — p. 83)

Публикуемый материал продолжает тему исследований, ставящих целью повысить помехоустойчивость железнодорожной служебной радиосвязи. Ранее предлагавшийся метод клиппирования касался однополосного речевого сигнала (РС) с частотной модуляцией (ЧМ). Теперь речь идет уже о двухполосном сигнале с балансной модуляцией (БМ) и обосновывается тот же выигрыш в борьбе с помехами, причем адаптируется корреляционная методика, позволяющая дать оценку нелинейных искажений при клиппировании БМ-сигнала. Прежде подобной оценки не существовало. Аналитически показано, что применение метода одинаково эффективно для однополосных и двухполосных речевых сигналов: помехоустойчивость вырастает в 4,33 раза, уровень нелинейных искажений тоже совпадает — 7,4%.

Ключевые слова: железная дорога, радиосвязь, клиппирование, однополосный сигнал, двухполосный сигнал, частотная модуляция, балансная модуляция, когерентный детектор, помехоустойчивость, нелинейные искажения.

На железнодорожном транспорте высок уровень помех на линиях радиосвязи и до сих пор там, несмотря на это, используется исключительно узкополосная частотная модуляция (ЧМ). Поэтому помехоустойчивость радиосвязи на железных дорогах не всегда удовлетворительная, что может отрицательно сказаться на безопасности движения поездов. И значит, надо всячески стараться повышать помехоустойчивость, находить для этого всё новые инженерные решения и технические средства.

ДВУХПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ С БАЛАНСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Как известно [1], помехоустойчивость аналоговой радиосвязи оценивается обобщенным выигрышем системы, который для ЧМ представляет $g' = 3 \frac{m^2}{k_n^2}$, 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 (клиппирования) модулирующего речевого сигнала (РС) передатчика, когда k_n уменьшается.

Выигрыш в помехоустойчивости от клиппирования $\gamma = \frac{g'_{кл}}{g'} = \frac{10}{k_{нкл}^2}$.

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 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 образуют формирователь однополосного сигнала. В качестве ПФ используют электро-механические, 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 дорогими.

Известно, что узкополосным бывает 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 рис. 1, поскольку 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.

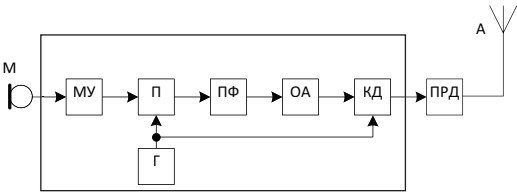


Рис. 1. Клиппирующее устройство.

ОЦЕНКА НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ КЛИППИРОВАНИИ БМ-СИГНАЛА

Такой оценки ранее не было.

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

Функция корреляции на выходе симметричного усилителя-ограничителя амплитуды сигнала ОА на рис. 1:

$$B_{вых}(\tau) = A_1 R_0(\tau) + A_3 R_3(\tau), \tag{1}$$

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

Для БМ-сигнала

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

где $\rho = 10^3$ Гц; $\Omega_0 = 2\pi F_0 = 2\pi \cdot 400 \frac{рад}{с}$;

$\omega_0 = 500$ 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):

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

В выражении (3) преобразуем слагаемые с коэффициентами 3:

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





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

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

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

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

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

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

После клиппирования узкополосного сигнала следует когерентное детектирование (рис. 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 $R_{об}(\tau)$. Тогда

$$k_{фм} = \sqrt{\frac{0,5^3 \cdot P_1'}{0,5P_1}} = \sqrt{\frac{P_1'}{P_1}} = 7,4\% = k_{ф00}, \quad \text{как}$$

и при ОБП-АМ.

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

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 $k_{пкл}$, 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 в 7,4%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков А. А., Карпова Г. В., Журавлёв О. Е. Повышение помехоустойчивости радиосвязи // Мир транспорта. — 2012. — № 3. — С. 30–33.
2. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов. — М.: Советское радио, 1979. — 280 с.
3. Верзунов М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи. — М.: Воениздат, 1972. — 296 с.
4. Волков А. А. Синтетический метод передачи речевых сигналов // Электросвязь. — 2004. — № 7. — С. 36–38. ●

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 29.04.2015, актуализирована 15.07.2015, принята к публикации 18.07.2015.

STRENGTHENING OF RADIO COMMUNICATION INTERFERENCE IMMUNITY BY CLIPPING BM VOICE SIGNAL

Volkov, Anatoly A., Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), Moscow, Russia.
Kuzuykov, Vasily A., Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), Moscow, Russia.
Morozov, Maxim S., railway engineer, Moscow, Russia.

ABSTRACT

The paper continues research aimed at increasing interference immunity of railway service radio communication. Previously proposed method of clipping referred to single-sideband voice signal with frequency modulation (hereinafter – FM). Now the article refers to double-sideband signal with a balanced modulation (hereinafter – BM). The same gain

in fighting interference is proved. Correlation technique allows evaluating harmonic distortion at clipping BM signal. Such an assessment has not existed yet. Analytically, it is shown that application of the method is equally effective for single-sideband and double-sideband voice signals: interference immunity grows by 4,33 times, the level of harmonic distortions is the same (7,4%).

Keywords: railway, radio communication, clipping, single-sideband signal, double-sideband signal, frequency modulation, balanced modulation, coherent detector, interference immunity, harmonic distortion.

Background. In rail transport, level of interference to radio channels is high and, nevertheless, only narrowband frequency modulation (FM) is used. Therefore, interference immunity of radio communication at railways is not always satisfactory, and may adversely affect train safety. And it means that it is necessary to try in every possible way to improve interference immunity, to find new engineering solutions and technical means.

Objective. The objective of the authors is to consider an option of clipping of modulating voice signal, using double-sideband signal with balanced modulation, which allows strengthening radio communication interference immunity.

Methods. The authors use general scientific and engineering methods, modeling, graph construction, experimental analysis.

Results.

Double-sideband signal with balanced modulation

As it is known [1], interference immunity of analog radio communication is estimated by generalized gain

of the system, that for FM is $g' = 3 \frac{m^2}{k_p^2}$, where m is FM

index and k_p is peak factor of modulating voice signal (hereinafter – VS). For speech $k_p^2 = 10$. It is evident that to increase g' it is necessary to reduce k_p^2 . In [1] it is proposed to do so through deep limitation on amplitude (clipping) of modulating VS of transmitter when k_p reduces.

Gain in interference immunity due to clipping is

$$\gamma = \frac{g'_{cl}}{g'} = \frac{10}{k_{pcl}^2}.$$

In [1] $\gamma = 4,33$ times or 6,36 dB.

But at VS clipping significant harmonic distortions arise. To minimize them, not directly VS is clipped, which is wideband, but single-sideband (narrowband)

signal, formed thereon using a filter method, which is then transferred to the tonal range of frequencies by coherent detection, as shown in Pic. 1.

In this picture following denotations are used: M – microphone, MA – microphone amplifier, SM – signal multiplier, BF – band pass filter, CA – clipper amplifier of signal; CD – coherent detector, T – transmitter, A – antenna. Blocks SM and BF form SSB signal generator. Electromechanical, piezoceramic, crystal filters are used as BF, which have sharp descents of amplitude-frequency response, providing suppression of nonoperating sideband by 60 dB. These filters, industrially manufactured, operate at carrier frequency $f_c = 500$ kHz, and are relatively expensive.

It is known that not only single-sideband, but also double-sideband amplitude-modulated signal without a carrier, which is called a balanced modulation signal (hereinafter – BM), can be narrowband. Indeed, BM signal occupies frequency range $\Delta f_B = 2 \Delta f_o = 2 \Delta f_{vs} = 2 \cdot 3,1 = 6,2$ kHz $\ll 500$ kHz. Therefore, it is advisable to eliminate band pass filter BF in Pic. 1, since BM signal occurs at the output end of signal multiplier SM. However, it is strictly necessary, to show quantitatively that at BM signal clipping harmonic distortions will not be greater than with a single-sideband signal clipping with the same gain in interference immunity.

Evaluation of harmonic distortions at BM signal clipping

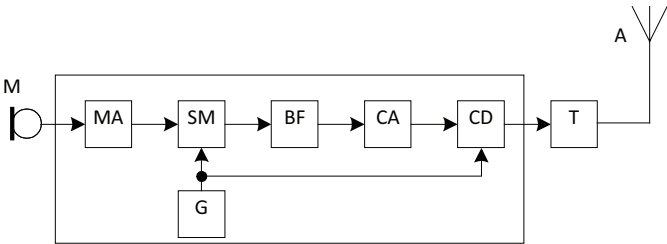
This evaluation has not been performed yet.

For this we use the correlation technique [1] developed for narrowband signals.

The correlation function at the output end of the symmetrical clipper amplifier of signal CA in Pic. 1 is:

$$B_{out}(\tau) = A_1 R_0(\tau) + A_3 R_0^3(\tau), \tag{1}$$

where $R_0(\tau)$ is normalized correlation function of narrowband signal at the output end of the limiter; A_i are coefficients.



Pic. 1. Clipping device.



For BM signal

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

where $\rho = 10^3$ Hz; $\Omega_0 = 2\pi F_0 = 2\pi \cdot 400 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$;

$\omega_0 = 500$ kHz $\gg \Omega_0$ is carrier frequency.

For single-sideband signal

$$R_{0B}(\tau) = e^{-\rho|\tau|} \cos(\omega_0 + \Omega_0)\tau. \text{ Harmonic distortions are}$$

determined only by the second (cubic) term in (1). According to (2):

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

In expression (3) we transform terms with coefficients 3:

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

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

Since the terms in (4) and (5) are summarized in (3), they can be grouped as follows:

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

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

For comparison, we write in expanded form the first and the forth term in (3):

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

After clipping of narrowband signal coherent detection takes place (Pic. 1) to obtain clipped VS in tone frequency range that is necessary for transmitter T. This means that the last term in (6) and (7) will be completely filtered out, and in the penultimate will have less than half of harmonics. Taking into account the above, sum (6) can be approximated by $3\cos^3(\omega_0 + \Omega_0)\tau$, and the sum (7) by the expression $3\cos^3(\omega_0 - \Omega_0)\tau$.

It follows that the first term (1) are two sidebands of undistorted VS, and the second term (1) are two sidebands of harmonic distortions k_p , which are defined as the square root of the ratio of power of harmonic distortions P_1' to desired signal power P_1 .

At BM power of harmonic P_1' is determined by the first term (3) and term (6), i.e. $P_1' + 3P_1' = 4P_1'$.

We can take into account the coefficient 0,5 for $R_{0B}(\tau)$. Then

$$k_{fBM} = \sqrt{\frac{0,5^3 \cdot P_1'}{0,5P_1}} = \sqrt{\frac{P_1'}{P_1}} = 7,4\% = k_{f00},$$

the same as for single sideband-amplitude modulation.

But in (6) in the second term, there is only half of the spectrum of harmonic distortions. Therefore $k_{fBM} < 7,4\%$.

Since at BM signal clipping powers of voice signal P_1 and its harmonic distortions P_1' are the same as

at single-sideband signal clipping, then the minimum value of peak factor k_{pcl} is the same and hence the maximum gain in interference immunity $\gamma = 4,33$ times or 6,36 dB. This significant gain in interference immunity is obtained due to clipping of modulating VS on the transmitting side.

Conclusions.

1. It is proposed to clip VS not through single-sideband, but through double-sideband signal with BM, which is also a narrow band, but does not contain complex and expensive band pass filter, which simplifies clipping device.

2. It is shown analytically that the gain in interference immunity at BM signal clipping and single-sideband signal is the same and is of 4,33 times for the same harmonic distortions of 7,4%.

REFERENCES

1. Volkov, A. A., Karpova, G. V., Zhuravlev, O. E. Increasing Interference Immunity of Radio Communication. *World of Transport and Transportation*, 2012, Vol. 10, Iss. 3, pp. 30–33.
2. Ignatov, V. A. Theory of information and signal transmission [Teoriya informacii i peredachi signalov]. Moscow, Sovetskoe radio publ., 1979, 280 p.
3. Verzunov, M. V. SSB modulation in radio communication [Odnopolosnaya moduljacija v radiosvjazi]. Moscow, Voenizdat publ., 1972, 296 p.
4. Volkov, A. A. The synthetic method of transmitting voice signals [Sinteticheskij metod peredachi rechevyh signalov]. *Elektrosvjaz*, 2004, Iss. 7.

Information about the authors:

Volkov, Anatoly A. – D.Sc. (Eng.), professor of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), Moscow, Russia, aavolkov2009@rambler.ru.

Kuzyukov, Vasily A. – assistant lecturer of Moscow State University of Railway Engineering (MIIT), Moscow, Russia, super-1990@yandex.ru.

Morozov, Maxim S. – railway engineer, Moscow, Russia, raconteurs.mm@gmail.com.

Article received 29.04.2015, revised 15.07.2015, accepted 18.07.2015.