

Мисеюк Ольга Ивановна, Князькова Татьяна Олеговна

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОЧНОСТИ ДАТЧИКОВ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С МАГНИТОМОДУЛЯЦИОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ**

В статье обосновано применение широтно-импульсной модуляции сигнала на выходе магнитомодуляционного преобразователя для датчика напряженности электрических полей, генерируемых океанической турбулентностью в диапазоне частот ниже 1 Герца. Проведена оценка искажений, обусловленных процессом модуляции. Предложено в качестве меры точности воспроизведения сигнала использовать среднеквадратический коэффициент искажений. Получены выражения, позволяющие оценить влияние параметров модуляции на коэффициент искажений и оптимизировать выбор этих параметров, которые определяют динамический и частотный диапазон магнитомодуляционных преобразователей.

Адрес статьи: [www.gramota.net/materials/1/2016/9/16.html](http://www.gramota.net/materials/1/2016/9/16.html)

**Статья опубликована в авторской редакции и отражает точку зрения автора(ов) по рассматриваемому вопросу.**

Источник

### **Альманах современной науки и образования**

Тамбов: Грамота, 2016. № 9 (111). С. 59-65. ISSN 1993-5552.

Адрес журнала: [www.gramota.net/editions/1.html](http://www.gramota.net/editions/1.html)

Содержание данного номера журнала: [www.gramota.net/materials/1/2016/9/](http://www.gramota.net/materials/1/2016/9/)

### **© Издательство "Грамота"**

Информация о возможности публикации статей в журнале размещена на Интернет сайте издательства: [www.gramota.net](http://www.gramota.net)

Вопросы, связанные с публикациями научных материалов, редакция просит направлять на адрес: [almanac@gramota.net](mailto:almanac@gramota.net)

## Список литературы

1. **Борисова Е.** Мотивируем по Херцбергу // Служба кадров и персонал. 2006. № 9. С. 17-20.
2. **Ефремов А.** О человеке нужно говорить, или Значение нематериального стимулирования работников в условиях кризиса // Управление персоналом. 2009. № 12. С. 57-63.
3. **Жданкин Н. А.** Восемь правил эффективной мотивации, или Как правильно мотивировать персонал // Управление персоналом. 2008. № 3. С. 32-39.
4. **Занятость, рынок труда и социально-трудовые отношения:** учебно-методическое пособие: практикум / под ред. Р. П. Колосовой, Г. Г. Меликьяна. М.: Экономический факультет МГУ; ТЕИС, 2008. 458 с.
5. **Киреева И.** Забудь все, чему тебя учили – здесь реальный бизнес // Управление персоналом. 2010. № 10. С. 64-66.
6. **Крымзин Д. Н., Лещайкина М. В.** Проблема количественной оценки кадрового потенциала вуза. Саранск: Экономический факультет ГОУ ВПО «Московский государственный университет имени Н. П. Огарева», 2014. 8 с.
7. **Неверкевич Д. О.** Влияние современного состояния занятости на формирование кадрового потенциала организаций: автореф. дисс. ... к.э.н. М., 2008. 23 с.
8. **Носова М.** Мотивация в кризис: новая и очень нужная // Управление персоналом. 2009. № 12. С. 15-17.
9. **Папонова Н. Е.** Как мотивировать персонал на достижение целей компании // Кадры предприятия. 2006. № 10. С. 34-45.
10. **Стаут Л.** Управление персоналом: настольная книга менеджера / пер. с англ. А. Стативка. М.: Добрая книга, 2009. 536 с.
11. **Стратегия развития науки и инноваций в Российской Федерации на период до 2015 года** [Электронный ресурс]. URL: <http://pandia.ru/text/78/588/45047.php> (дата обращения: 04.04.2016).
12. **Удовикова А. А., Виноходова А. Ф.** Управление кадровым потенциалом предприятия: монография. Старый Оскол: ООО «ГНТ», 2007. 272 с.
13. **Фитц-енц Я.** Рентабельность инвестиций в персонал: измерение экономической ценности персонала / пер. с англ. М. С. Меньшиковой, Ю. П. Леоновой. М.: Вершина, 2006. 320 с.
14. **Чижова Л.** Развитие трудового потенциала: обоснование стратегии // Человек и труд. 2006. № 1. С. 48-53.

**ROLE OF PERSONNEL MOTIVATION IN FORMATION  
AND DEVELOPMENT OF HUMAN POTENTIAL OF AN ENTERPRISE**

**Milokhina Irina Viktorovna**  
Novokuznetsk  
[milokirina@yandex.ru](mailto:milokirina@yandex.ru)

The article considers the influence of personnel motivation on the efficiency of an enterprise activity, as well as connection between personnel motivation, human potential of an organization and methods of forming and maintaining a high level of employees' motivation. The results of a survey on motivating and demotivating factors in work carried out at the largest Russian metallurgical enterprise are analyzed.

*Key words and phrases:* personnel motivation; human resources; motivating factors; demotivating factors; human potential; human resource management.

УДК 621.317.328

**Технические науки**

*В статье обосновано применение широтно-импульсной модуляции сигнала на выходе магнитомодуляционного преобразователя для датчика напряженности электрических полей, генерируемых океанической турбулентностью в диапазоне частот ниже 1 Герца. Проведена оценка искажений, обусловленных процессом модуляции. Предложено в качестве меры точности воспроизведения сигнала использовать среднеквадратический коэффициент искажений. Получены выражения, позволяющие оценить влияние параметров модуляции на коэффициент искажений и оптимизировать выбор этих параметров, которые определяют динамический и частотный диапазон магнитомодуляционных преобразователей.*

*Ключевые слова и фразы:* напряженность электрического поля; магнитомодуляционный преобразователь; широтно-импульсная модуляция; искажения сигнала; среднеквадратический коэффициент искажений; параметры модуляции; гармоника; частота сигнала.

**Мисеюк Ольга Ивановна**, к.т.н., доцент

**Князькова Татьяна Олеговна**

Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана  
[otiseyuk@mail.ru](mailto:otiseyuk@mail.ru)

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОЧНОСТИ ДАТЧИКОВ НАПРЯЖЕННОСТИ  
ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ С МАГНИТОМОДУЛЯЦИОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ**

Специфическая задача исследования электрических полей в проводящих средах в диапазоне частот от нуля до десятков-сотен Герц, величина которых составляет от 0,01 до 10 мкВ/м, требует для своего решения разработки датчика, обеспечивающего соответствующий порог чувствительности и точность преобразования информации. В статье [4] автором проведено обоснование выбора с этой целью магнитомодуляционного

преобразователя (ММП) с широтно-импульсным модулированием (ШИМ) сигнала. Показано, что использование модуляции импульсного выходного сигнала по длительности позволяет существенно повысить помехозащищенность сигнала при передаче его по кабелю с целью регистрации и обработки полученной информации. Кроме того, рассмотрены основные факторы, определяющие собственные шумы ММП, проанализировано их влияние и оценен вклад в величину порога чувствительности датчика с ММП. Предложены средства, позволяющие уменьшить магнитные шумы ММП.

В настоящей статье рассмотрены вопросы, связанные с оценкой точности процесса «модуляция – демодуляция» в ММП с ШИМ, что позволит осуществить выбор параметров модуляции ММП, используемых в датчиках напряженности электрического поля в проводящих средах.

Использование широтно-импульсной модуляции выходного сигнала ММП объясняется очевидными преимуществами систем с ШИМ, такими как высокая помехоустойчивость при передаче сигнала по кабельной линии, легкость демодуляции, малые затраты энергии на передачу и т.д.

Системы, использующие ШИМ, относятся к классу систем, в которых осуществляется дискретизация непрерывного входного сигнала по времени. В результате этого непрерывный полезный модулирующий сигнал (ПМС) заменяется последовательностью выборок, т.е. решетчатой функцией [6]. Однако для дальнейшего анализа, позволяющего сделать вывод о параметрах сигнала на входе измерительного преобразователя, используется не собственно ШИМ-последовательность, а некоторая непрерывная полезная составляющая (ПС), выделенная из нее и с определенной точностью отображающая непрерывный полезный модулирующий сигнал. В этом смысле системы с ШИМ относятся к классу квазинепрерывных систем [5], т.е. систем, входные и выходные сигналы которых непрерывны, а промежуточные – дискретизованы. В теории квазинепрерывных систем основным является исследование точности воспроизведения ПМС на выходе систем. Точность будем определять как некоторую меру отклонения выходного сигнала от истинного значения. За истинное значение принимаем непрерывный промежуточный сигнал  $y_0(t)$ , отличающийся от непрерывного полезного модулирующего сигнала  $x(t)$  коэффициентом  $K$ .

Тогда точность определения ПС можно оценить среднеквадратической ошибкой

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [Kx(t) - y_0(t)]^2 dt, \quad (1)$$

где  $T$  – исследуемый интервал времени;  $[Kx(t) - y_0(t)]$  – сигнал на выходе системы. И, в соответствии с вышеизложенными представлениями, получим:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [\Delta y(t)]^2 dt, \quad (2)$$

где  $\Delta y(t)$  – искажения ПС за счет дискретизации.

Т.е. точность преобразования определяется численными характеристиками искажений ПС, зависящих от вида ПМС. Для случая, когда ПМС представляет собой сигнал постоянного тока, эти искажения определяются суммой всех гармоник частоты дискретизации  $m\omega_0$ , где  $\omega_0$  – несущая частота ШИМ. Для ПМС, изменяющихся по гармоническому закону, искажения определяются в общем случае суммой всех гармоник несущей частоты  $m\omega_0$ , суммой всех гармоник (кроме первой) частоты ПМС  $p\omega_c$ , суммой комбинационных составляющих с частотами вида  $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$  на выходе демодулятора, а также постоянной составляющей и изменением амплитуды ПМС. Поэтому в рамках спектрального подхода мерой точности воспроизведения сигнала на выходе может служить [1] среднеквадратический коэффициент искажений (СКИ)  $K_f$ , определяемый выражением

$$K_f = \frac{1}{\alpha_1} \left[ \sum_{p=2}^{\infty} \alpha_p^2 + \sum_{m=1}^{\infty} \beta_m^2 + \sum_{mp=1}^{\infty} \gamma_{mp}^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (3)$$

где  $\alpha_p$  – амплитуда гармоник частоты ПМС;  $\beta_m$  – амплитуда гармоник несущей частоты;  $\gamma_{mp}$  – амплитуда комбинационных составляющих;  $\alpha_1$  – амплитуда ПС.

Следует заметить, что использование СКИ в качестве меры точности для квазинепрерывных систем правильно (в рамках спектрального подхода) только для таких ПМС, которые дают на выходе системы дискретный спектр. Этот подход позволяет для гармонического входного сигнала оценивать как качественно, так и количественно возникающие искажения, точность и динамический диапазон измерительных систем с ШИМ. Поэтому непосредственной задачей для анализа импульсных систем с ШИМ является получение выражения для спектра импульсно-модулированной последовательности, из которого легко можно выделить полезную составляющую, сформировать эквивалентную помеху и получить необходимые точностные характеристики.

Как известно, методы модуляции характеризуются определенными параметрами, к которым относятся глубина модуляции  $M$ , частота несущего сигнала  $\omega_0$ , максимальная частота в спектре ПМС  $\omega_c$ , коэффициент следования  $\mu = \omega_0/\omega_c$ .

Ввиду нелинейности процесса модуляции целесообразно проводить анализ искажений полезного сигнала путем вычисления спектра модулированной последовательности импульсов на выходе модулятора. В случае детерминированного модулирующего сигнала будем предполагать, что на входе модулятора действует гармонический сигнал  $x(t) = U_c \sin(\omega_c t + \varphi)$ . В процессе модуляции гармонический сигнал  $x(t)$ , спектр которого состоит из одной составляющей с частотой  $\omega_c$ , преобразуется в модулированную последовательность

импульсов  $F(t)$ , спектр которой может содержать следующие составляющие: составляющую с частотой ПМС  $\omega_c$ , составляющие с частотами  $p\omega_c$ , составляющие с частотой несущей  $\omega_0$  и кратными ей частотами  $m\omega_0$ , составляющие с комбинированными частотами вида  $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$ , образующие левые и правые полосы комбинационных частот. При восстановлении полезной составляющей  $y_0(t)$  из импульсной последовательности  $F(t)$  выделяется составляющая с частотой  $\omega_c$ , а остальные подавляются. Однако подавление происходит не полностью, в результате чего ПС отличается от ПМС.

Будем различать следующие виды искажений, обусловленных процессом модуляции:

- 1) гармонические, вызванные наличием в спектре  $F(t)$  составляющих с частотами  $p\omega_c$ ,  $p \geq 2$ ;
- 2) комбинационные, вызванные наличием в спектре составляющих с частотами  $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$ ,  $m = 1, 2, \dots$ ,  $p = 0, 1, 2, \dots$ ;
- 3) частотные, вызванные зависимостью спектральной функции  $g(\omega_c)$  от частоты в диапазоне частот сигнала  $\omega_c$ ;
- 4) фазовые, вызванные зависимостью фазы ПС на выходе от частоты входного сигнала.

Для оценки уровня перечисленных искажений необходимо определить спектр модулированного сигнала. Однако задача нахождения спектра сложна даже для гармонического модулирующего сигнала. Сложность ее объясняется тем, что функция  $F(t)$ , описывающая сигнал на выходе модулятора, в общем случае не является периодической и, будучи задана на бесконечном промежутке времени, не является абсолютно интегрируемой. Поэтому к ней непосредственно не применима теория рядов и интегралов Фурье. Задавать же функцию на ограниченном временном промежутке нецелесообразно, так как характер спектра будет сильно зависеть от величины выбранного промежутка.

Тем не менее, в теории спектрального анализа существуют специальные методы, позволяющие решать подобные задачи. К их числу относится метод деформации последовательности прямоугольных импульсов [3]. В соответствии с этим методом значение функции  $F_0(t)$ , описывающей периодическую последовательность прямоугольных импульсов,

$$F_0(t) = A, (\tau_1 + kT_0) < t < (\tau_2 + kT_0),$$

$$F_0(t) = 0, (\tau_2 + kT_0) < t < [\tau_1 + (k + 1)T_0],$$

где  $k$  – номер импульса;  $\tau_1$  и  $\tau_2$  – моменты начала и окончания одного из импульсов;  $T_0$  – период следования импульсов, в фиксированный момент времени может быть значением непериодической функции

$$\bar{F}_0(t) = A(t), [\tau_1(t) + kT_0] < t < [(t) + kT_0],$$

$$\bar{F}_0(t) = 0, [\tau_2(t) + kT_0] < t < [\tau_1(t) + (k + 1)T_0]. \quad (4)$$

Изменение какого-либо параметра  $\tau_1, \tau_2, A$  означает деформацию периодической последовательности импульсов. Поскольку для периодической функции  $F_0(t)$  справедливо разложение в ряд Фурье:

$$F_0(t) = A \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{A}{m\pi} \sin m\omega_0 \frac{(\tau_2 - \tau_1)}{2} \cos m\omega_0 \left( t - \frac{\tau_2 - \tau_1}{2} \right) \right], \quad (5)$$

то в любой момент времени для деформированной последовательности  $\bar{F}_0(t)$  будет справедливо разложение:

$$\bar{F}_0(t) = A(t) \frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{T_0} + \sum_{m=1}^{\infty} \left[ \frac{A(t)}{m\pi} \sin m\omega_0 \frac{[\tau_2(t) - \tau_1(t)]}{2} \cos m\omega_0 \left( t - \frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{2} \right) \right]. \quad (6)$$

Задача нахождения спектра модулированной последовательности прямоугольных импульсов сводится, таким образом, к подбору деформирующих функций  $A(t), \tau_2(t), \tau_1(t)$  и подстановке их в тригонометрический ряд (6). Подбор производится таким образом, чтобы деформированная последовательность  $\bar{F}_0(t)$  совмещалась бы с исследуемой последовательностью модулированных импульсов  $F(t)$ .

Импульсная последовательность, возникающая в результате двухсторонней модуляции по длительности, описывается функцией

$$F(t) = A, t_k < t < t_k^1 \text{ и}$$

$$F(t) = 0, t_k^1 < t < t_{k+1}, \quad (7)$$

где  $t_k$  и  $t_k^1$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) – моменты начала и окончания импульсов;  $A$  – амплитуда импульса. Для того чтобы деформируемая последовательность  $\bar{F}_0(t)$  (6) совместилась с  $F(t)$  (7), следует положить  $A(t) \equiv A$ . Кроме того, необходимо обеспечить совпадение моментов начала и окончания импульсов обеих последовательностей – модулированной и деформированной, т.е. должны выполняться соотношения:

$$\tau_1(t_k) + kT_0 = t_k; \tau_2(t_k) + kT_0 = t_k^1. \quad (8)$$

Эти условия совместно с условиями (7) для  $t_k$  и  $t_k^1$  определяют деформирующие параметры  $\tau_1(t)$  и  $\tau_2(t)$ . После подстановки параметров деформированная функция  $\bar{F}_0(t)$  совпадает с заданной функцией  $F(t)$ , и окончательное выражение  $F(t)$  будет иметь вид:

$$F(t) = \bar{F}_0(t) = A(t) \frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{T_0} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A(t)}{m\pi} \{ \sin m\omega_0 [t - \tau_1(t)] - \sin m\omega_0 [t - \tau_2(t)] \}.$$

Допустим, что  $F(t)$  – функция, описывающая ШИМ-последовательность на выходе модулятора (6), импульсы которой можно считать прямоугольными, т.к. время нарастания  $\tau_1$  фронта и время спада  $\tau_2$  среза малы по сравнению с длительностью самого импульса  $\tau$ . Значения  $t_k$  и  $t_k^1$  (Рис. 1) определим из следующих соотношений:

$$t_k + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi) = t_0 + kT_0 - \frac{\tau_0}{2}, \quad (9)$$

$$t_k^1 - \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi) = t_0 + kT_0 + \frac{\tau_0}{2}, \quad (10)$$

где  $t_0$  – начальная фаза немодулированной последовательности;  $\omega_c$  – частота входного сигнала;  $\varphi$  – фаза входного сигнала;  $\tau_0$  – длительность немодулированного импульса;  $\Delta\tau_m$  – амплитуда временного смещения импульса:  $\Delta\tau_m = \chi U_c$ ,  $U_c$  – амплитуда входного сигнала,  $\chi = tg \alpha_0$  – крутизна модуляционной характеристики,  $\alpha_0$  – угол наклона пилообразного напряжения.

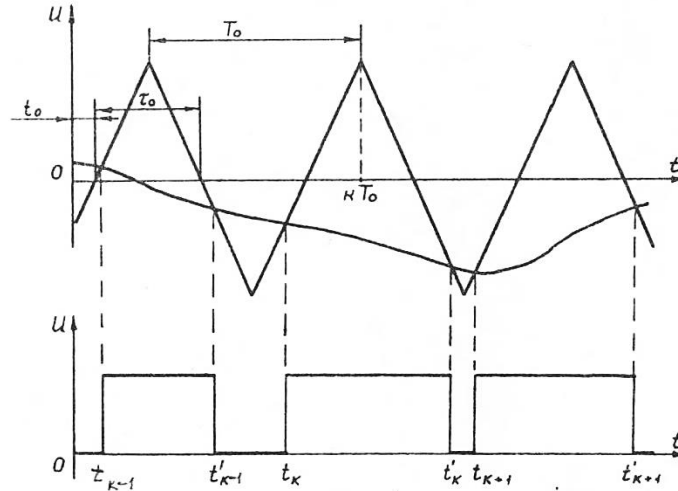


Рис. 1. Последовательность сигналов на выходе модулятора

При выполнении условия (7) совмещения точек  $t_k$  и  $t_k^1$  начала и окончания импульса двух последовательностей – деформированной (4) и модулированной (7) – с учетом (9) и (10) получим

$$\tau_1(t_k) = t_0 - \frac{\tau_0}{2} - \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi), \quad (11)$$

$$\tau_2(t_k) = t_0 + \frac{\tau_0}{2} + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi). \quad (12)$$

С учетом введенных обозначений получим выражение  $F(t)$  как функции деформирующих параметров:

$$F(t) = \frac{A}{T_0} [\tau_0 + 2\Delta\tau_m \sin(\omega_c t + \varphi)] + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A}{\sin(\omega_c t + \varphi)} \left\{ \sin m\omega_0 \left[ t - t_0 + \frac{\tau_0}{2} + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t + \varphi) \right] - \sin m\omega_0 \left[ t - t_0 - \frac{\tau_0}{2} + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t + \varphi + \pi) \right] \right\}.$$

С учетом разложения по функциям Бесселя, проведя необходимые тригонометрические преобразования, окончательно получим

$$F(t) = \frac{A\tau_0}{T_0} + AM \sin(\omega_c t + \varphi) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_p(m\pi M) \sin \left[ \frac{\pi}{2} (m - p) \right] \sin(\omega_{mp} t + \theta_{mp}^1), \quad (13)$$

где  $M = \frac{2\Delta\tau_m}{T_0}$  – глубина модуляции;  $\theta_{mp}^1 = p(\varphi + \pi) - m\omega_0 t_0$ ;

$J_p(a)$  – функция Бесселя первого рода целого индекса  $p$  ( $p=0, \pm 1, \dots$ ).

В случае одноканальной ШИМ, когда  $\frac{\tau_0}{T_0} = \frac{1}{2}$ , выражение для спектра модулированной импульсной последовательности примет вид

$$F(t) = \frac{A}{2} + AM \sin(\omega_c t + \varphi) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2A}{m\pi} J_p(m\pi M) \sin \left[ \frac{\pi}{2} (m - p) \right] \sin(\omega_{mp} t + \theta_{mp}^1). \quad (14)$$

Анализируя последнее выражение (13), можно заметить, что

- 1) амплитуда ПС пропорциональна глубине модуляции  $M$ ;
- 2) интенсивность комбинационных составляющих растет с возрастанием глубины модуляции;
- 3) частотные искажения отсутствуют, так как амплитуда составляющей ПС от  $\omega_c$  не зависит;
- 4) фазовые искажения отсутствуют, так как фаза составляющей ПС  $\theta_c^1$  от  $\omega_c$  не зависит.

Для рассматриваемого случая ШИМ, когда  $\frac{\tau_0}{T_0} = \frac{1}{2}$ , комбинационные составляющие с частотами  $(m + p) = 2k$ , где  $k = 0, \pm 1, \dots$ , вообще отсутствуют. Это позволяет существенно снизить искажения сигнала при демодуляции.

Основной задачей демодуляции является выделение исходного сигнала из сформированного ШИМ сигнала. Ошибка, определяющая точность демодуляции, если считать канал связи идеальным, зависит от параметров модуляции, метода модуляции, а также от параметров демодулятора. Метод непосредственного выделения ПС с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) наиболее прост и применим для всех видов ШИМ. Характеристика идеального ФНЧ имеет вид, показанный на Рис. 2, где  $\omega_{гр}$  – граничная частота среза.

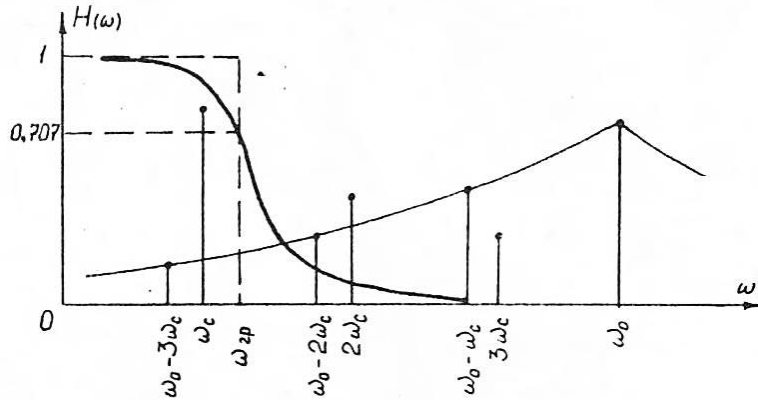


Рис. 2. Характеристика идеального ФНЧ и спектр сигнала на его входе

Будем считать, что допустимая полоса частот входного сигнала  $x(t)$  составляет  $0 \div \omega_{max}$ , а входной сигнал состоит из одной гармоники  $x(t) = U_{cm} \sin(\omega_c t \pm \psi)$ . Тогда на выходе модулятора или на входе ФНЧ спектр импульсной последовательности содержит составляющие с частотами  $\omega_c$  и  $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$ . Так как  $\omega_{max} \leq \omega_{гр}$ , то на выходе идеального ФНЧ будет присутствовать не только ПС с частотой  $\omega_c$ , но и все составляющие, для которых справедливо неравенство

$$|m\omega_0 - p\omega_c| \leq \omega_{гр}. \tag{15}$$

Отсюда следует, что применение в качестве модулятора даже идеального ФНЧ приводит к возникновению методических ошибок демодуляции.

Для реального ФНЧ, имеющего передаточную функцию  $H(j\omega)$ , на выходе будут присутствовать все составляющие спектра (14), но с разными амплитудами, зависящими от амплитудно-частотной характеристики  $|H(j\omega)|$ . Амплитуда гармоник комбинационных составляющих пропорциональна  $|H[j(m\omega_0 \pm p\omega_c)]|$ . Тогда на основании (3) среднеквадратические искажения ПМС можно записать в виде

$$K_f = \frac{1}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{m,p} \gamma_{mp}^2 |H[j(m\omega_0 \pm p\omega_c)]|^2}. \tag{16}$$

Кроме того, неидеальность ФНЧ в полосе пропускания приводит к появлению частотных искажений, которые можно характеризовать разностью  $(1 - |H(j\omega)|)$ . Однако частотные искажения, в отличие от СКИ, могут быть скорректированы либо выбором соответствующего ФНЧ, либо амплитудно-частотным корректором, нормированная передаточная функция которого  $H_k(j\omega)$  такова, что в полосе пропускания ФНЧ  $|H(j\omega)H_k(j\omega)| = 1$ .

Коэффициент СКИ достаточно просто рассчитать при нормированной частоте  $\Omega = \frac{\omega_c}{\omega_{гр}} = 1$  и демодуляции с помощью идеального ФНЧ на основании выражения (16) для спектра модулированного ШИМ сигнала, так как при этом учитываются только те комбинационные составляющие, которые попали в полосу пропускания ФНЧ.

$$K_f = \frac{2}{\pi M} \left\{ \sum_{m=1}^2 \frac{1}{m^2} \sum_{p=\mu-1}^{\mu} J_p^2(m\pi M) \sin^2 \frac{\pi}{2} (m-p) \right\}^{\frac{1}{2}}. \tag{17}$$

На Рис. 3а представлены зависимости  $K_f = f(\mu)$  для различных глубин модуляции  $M$ , построенные по (17). Как видно из графиков, зависимость  $K_f = f(k)$  носит ступенчатый характер, причем нормированная ширина ступени, в пределах которой  $K_f = const$ , равна 1. Такой характер зависимости вполне объясним, так как при использовании идеального ФНЧ в его полосе пропускания может попасть лишь  $k$ -ая и  $(k+1)$ -я комбинационные составляющие, где  $k$  – ближайшее целое число, меньшее  $\mu$ .

Рассмотрим влияние характеристики реального ФНЧ на  $K_f$ . На выходе реального ФНЧ присутствуют теоретически все составляющие  $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$ , в том числе и  $m\omega_0$ , с различными амплитудами, определяемыми амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) ФНЧ. Используя выражение (14), получим формулу для вычисления  $K_f$  при использовании ФНЧ с реальной АЧХ  $|H(j\omega)|$ :

$$K_f = \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{2}{m\pi M} J_p(m\pi M) \sin \left( \frac{\pi}{2} (m-p) \right) \right]^2 \frac{|H(j\omega_{mp})|^2}{|H(j\omega_c)|^2} \right\}^{\frac{1}{2}}. \tag{18}$$

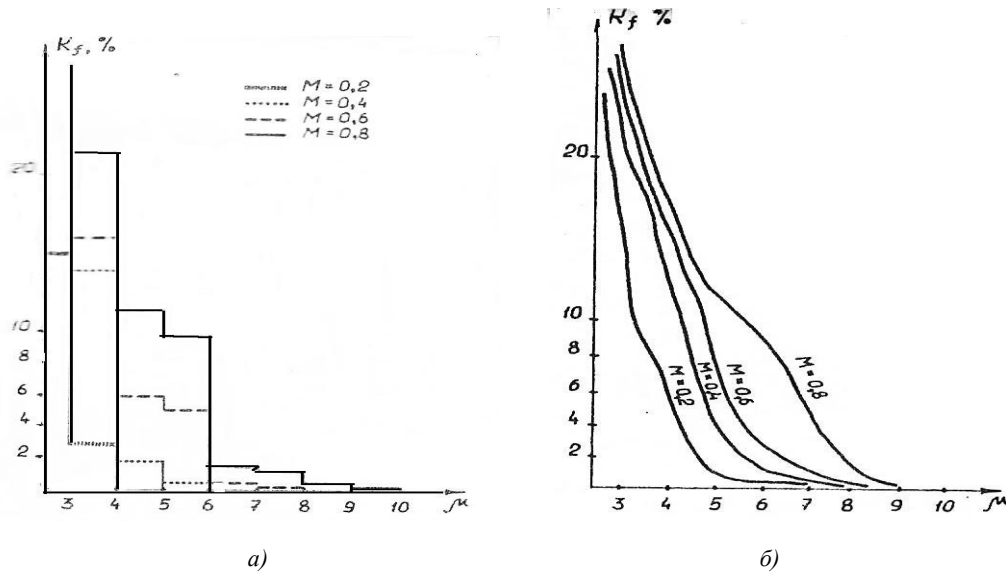


Рис. 3. Зависимости  $K_f$  от глубины модуляции при использовании в качестве демодулятора идеального ФНЧ – а) и фильтра Баттерворта – б)

На практике наиболее часто встречается аппроксимация ФНЧ полиномами Баттерворта порядка  $N$ , нормированная АЧХ которого имеет вид [2]

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{(1+\Omega^2)^{2N}}. \quad (19)$$

При практическом вычислении  $K_f$  обычно принимают  $\omega_{max} = \omega_{гр}$ , где  $\omega_{гр}$  – частота, на которой уровень сигнала уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, и учитывают члены с  $m = 1, 2$ . Тогда (18) можно записать в виде

$$K_f = \frac{2}{\pi M} \left\{ K_c \sum_{m=1}^2 \frac{1}{m^2} \left\{ \sum_{p=l}^l \left[ \frac{J_p^2(m\pi M)}{K_{mp}} \right] \sin^2[\pi(m-p)/2] + J_0^2(m\pi M) \sin^2\left(\frac{\pi M}{2}\right) / K_0 \right\} \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (20)$$

В выражении (20)  $l$  выбирается таким образом, чтобы вклад  $l$ -го члена был меньше заданной точности вычислений  $\delta = 0,1\%$ . Коэффициенты  $K_0, K_c, K_{mp}$  имеют вид [Там же]

$$K_0 = 1 + (m\mu)^{2N}; K_c = 1 + \Omega^{2N}; K_{mp} = 1 + (m\mu + p\Omega)^{2N}. \quad (21)$$

$$\text{Для случая } \Omega = 1: K_0 = 1 + (m\mu)^{2N}, K_c = 2; K_{mp} = 1 + (m\mu + p\Omega)^{2N}. \quad (22)$$

Формулы (20) и (22) позволяют рассчитать и проанализировать зависимость  $K_f$  от  $\mu, M, N$  и оптимизировать выбор указанных параметров. На Рис. 3б представлены зависимости  $K_f(\mu)$  при использовании в качестве демодулятора фильтра Баттерворта третьего порядка. Сравнительный анализ этих зависимостей с зависимостями, полученными при использовании идеального ФНЧ, позволяет сделать следующие выводы.

Учет реальных характеристик фильтра делает зависимость гладкой, т.е. ступенчатость отсутствует. Так же как и для идеального ФНЧ, величина  $K_f$  растет с увеличением глубины модуляции  $M$  и уменьшается с ростом коэффициента следования  $\mu$ .

Таким образом, имея семейства зависимостей  $K_f = f(M, \mu)$  и задаваясь необходимой точностью демодуляции, можно определить допустимые значения  $M$ , которые определяют динамический диапазон ММП, а также значения  $\mu$ , которые при заданной частоте несущей  $\omega$  определяют максимальную частоту в спектре исследуемого сигнала, т.е. частотный диапазон ММП.

### Выводы

В результате проведенного анализа факторов, влияющих на точность магнитомодуляционных преобразователей, обоснован выбор широтно-импульсной модуляции его выходного сигнала.

Предложено и обосновано использование среднеквадратического коэффициента искажений  $K_f$  в качестве меры точности воспроизведения сигнала на выходе демодулятора.

Получено выражение для спектра модулированной импульсной последовательности сигналов на выходе модулятора, позволяющее оценить влияние параметров модуляции на амплитудную и частотную характеристики выходного сигнала демодулятора.

Получены выражения для среднеквадратического коэффициента искажений  $K_f$  выходного сигнала датчика при использовании в качестве демодулятора идеального ФНЧ и фильтра Баттерворта третьего порядка. Данные зависимости позволяют произвести оптимальный выбор параметров модуляции и тем самым определить динамический и частотный диапазоны ММП.

*Список литературы*

1. Булгаков А. А. Исследование квазинепрерывных систем. М.: Наука, 1973. 104 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское радио, 1977. 608 с.
3. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
4. Мисеюк О. И. Анализ факторов, определяющих пороговую чувствительность датчиков напряженности электрического поля с магнитомодуляционным преобразователем // Альманах современной науки и образования. 2016. № 6 (108). С. 62-67.
5. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Наука, 1974. 768 с.
6. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963. 968 с.

**DETERMINING THE ACCURACY OF ELECTRIC FIELD INTENSITY SENSORS WITH MAGNETIC-MODULATION TRANSFORMER**

Miseyuk Ol'ga Ivanovna, Ph. D. in Technical Sciences, Associate Professor

**Knyaz'kova Tat'yana Olegovna**

*Bauman Moscow State Technical University*

*omiseyuk@mail.ru*

The article substantiates the use of pulse-duration modulation of the output signal of the magnetic-modulation transformer for the intensity sensor of electric fields generated by oceanic turbulence within the frequency domain below 1 Hertz. The paper gives estimation of distortions caused by the modulation process. The authors suggest using a root mean square distortion coefficient as a measure of accuracy of the signal presentation. The article represents expressions that enable to assess the influence of modulation parameters on the distortion coefficient and to optimize the choice of these parameters, which determine the dynamic and frequency range of magnetic-modulation transformers.

*Key words and phrases:* electric field intensity; magnetic-modulation transformer; pulse-duration modulation; signal distortion; root mean square distortion coefficient; modulation parameters; harmonic; signal frequency.

УДК 81'272

**Филологические науки**

*В статье анализируется один из современных методов сбора и интерпретации материала при исследовании социальных факторов развития языка – социолингвистический портрет языка в двухтомном российско-канадском труде «Письменные языки России» (2000, 2003). Он создает общую картину условий функционирования языка и дает материал для многофакторного анализа языковой ситуации. Следующий этап исследования – Информационная система «Языковое разнообразие России» (2016) – выделение функциональных доминант, позволяющих определить основные тенденции в функционировании языков.*

*Ключевые слова и фразы:* социальная лингвистика; динамика функционирования языка; языковая политика; комплексное исследование языковой ситуации; основные тенденции функционального развития языка; сферы коммуникации; функциональная доминанта.

**Михальченко Вида Юозовна**, д. филол. н., профессор

*Научно-исследовательский центр по национально-языковым отношениям*

*Института языкознания Российской академии наук*

*vida-mi@mail.ru*

**СОЦИОЛИНГВИСТИЧЕСКИЙ ПОРТРЕТ ЯЗЫКА  
КАК ПРИЕМ СБОРА И ИНТЕРПРЕТАЦИИ МАТЕРИАЛА**

*Статья подготовлена в рамках проекта РГНФ № 14-04-12023.*

В Научно-исследовательском центре по национально-языковым отношениям Института языкознания РАН с 1992 года была начата работа по созданию коллективного труда «Письменные языки мира: Российская Федерация». Это исследование было предпринято в связи с предложением Международного центра по двуязычию Университета им. Лавалья (Канада, Квебек) создать труд, посвященный языкам Российской Федерации, для многотомного международного исследования языков мира [4].

Совместный российско-канадский труд был реализован в 2-х книгах учеными Исследовательского центра, а также большим авторским коллективом (40 человек) исследователей из республик и регионов Российской Федерации [3]. В настоящее время работа по исследованию социолингвистического портрета языков Российской Федерации продолжается при создании Информационной системы под руководством М. А. Горячевой. Основной отличительной чертой указанного труда, на наш взгляд, будет систематизация всех данных о языках России за последние 20 лет, об их функциях на новом историческом этапе, о динамике функционального развития языков и языковой ситуации по показателям переписи 2010 года.