

УДК 621.391.95

**ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА АКТИВНОГО ФИЛЬТРА ЧМНФ СИГНАЛОВ ДЛЯ МНОГОЧАСТОТНЫХ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ**

БАНКЕТ В.Л., МАНАКОВ С.Ю.

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,  
1, ул. Кузнечная, Одесса, 65029, Украина  
vlbanket@ukr.net, manakov@onat.edu.ua*

**ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНІ ВЛАСТИВОСТІ АКТИВНОГО ФІЛЬТРА ЧМНФ СИГНАЛІВ ДЛЯ БАГАТОЧАСТОТНИХ МЕТОДІВ ПЕРЕДАВАННЯ**

БАНКЕТ В.Л., МАНАКОВ С.Ю.

*Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,  
1, вул. Кузнечна, Одеса, 65029, Україна  
vlbanket@ukr.net, manakov@onat.edu.ua*

**FREQUENCY-SELECTIVE PROPERTIES OF ACTIVE FILTERS OF CPM SIGNALS FOR MULTI-FREQUENCY TRANSMISSION METHODS**

BANKET V.L., MANAKOV S. Yu.

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications  
1, Kuznechna st., Odesa, 65029, Ukraine  
vlbanket@ukr.net, manakov@onat.edu.ua*

***Аннотация.** В статье выполнен анализ частотно-селективных свойств активных фильтров частотно-модулированных сигналов с непрерывной фазой.*

***Ключевые слова:** Активный фильтр, частотно-селективные свойства, частотно-модулированные сигналы с непрерывной фазой.*

***Анотація.** В статті виконано аналіз частотно-селективних властивостей активних фільтрів частотно-модульованих сигналів з неперервною фазою.*

***Ключові слова:** активний фільтр, частотно-селективні властивості, частотно-модульовані сигнали з неперервною фазою.*

***Abstract.** The analysis of frequency-selective properties of active filters of CPM signals is developed.*

***Key words:** Active filter, frequency-selective properties, CPM signal.*

**ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

Современный этап развития телекоммуникационных систем характеризуется широким использованием технологий беспроводной радиосвязи. После разработки и последующего развёртывания сетей мобильной связи по технологии четвёртого поколения (4G) LTE в литературе сформировался поток публикаций, отражающих результаты поисков путей перехода к технологиям *пятого поколения* (5G). В отечественной литературе наиболее обстоятельный обзор этих работ приведён в статье [3]. Как и следовало ожидать, авторам упоминаемых в этом обзоре зарубежных публикаций перспективное направление перехода к технологии 5G видится на базе *вариантов модернизации* многочастотного метода OFDM, лежащего в основе технологии LTE. Оценивая перечисленные в обзоре [3] направления, следует учитывать рекомендации отечественных авторов [1], имеющих многолетний опыт исследований и разработок многочастотных систем передачи на базе ортогональных гармонических сигналов. Подводя итог положениям, изложенным в работах [1] и [3], перечислим требования к элементарным сигналам (поднесущим), входящим в состав многочастотных сигналов. *Основ-*

ным является требование *ортогональности* элементарных сигналов, обеспечивающей возможность *разделения* сигналов в процессе демодуляции многочастотного сигнала. Наиболее выпукло такие требования сформулированы в монографии [1, стр.39], в которой при обсуждении вопроса синтеза сигналов-переносчиков отмечается, что «...Возникает задача синтеза ортогональных финитных во времени сигналов, малочувствительных к нестабильности фаз несущей и тактовой частот, энергия которых максимально сконцентрирована в частотной области...». Необходимость использования сигналов-переносчиков, малочувствительных (*робастных*) к вносимым каналом скачкам фазы и уровня отмечается в упомянутой выше монографии в разделе «2.1. Робастные системы передачи» [1, стр.27]. В подтверждение этого положения упомянем о предложении в работе [3] использовать в составе многочастотных сигналов технологии (5G) сигналов фазоразностной модуляции высоких порядков, призванной обеспечивать робастность к смещениям частоты сигнала. Как известно, устойчивость к смещениям частоты несущей обеспечивается при *некогерентном* приёме. К изложенному выше следует добавить, что свойство устойчивости к вносимым каналом искажениям положено в основу синтеза робастного метода демодуляции дифференциально модулированных сигналов, опубликованного в [5]. К настоящему времени авторами данной статьи опубликованы результаты исследований характеристик сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ), свойства которых удовлетворяют перечисленным выше требованиям, а именно:

1) В работе [2] показано, что сигналы ЧМНФ относятся к классу сигналов дифференциальной модуляции и что на этой основе они могут быть использованы (при адекватной демодуляции) в каналах с фазовыми сдвигами.

2) В работе [4] разработана методика анализа энергетического спектра ЧМНФ сигнала и выполнены исследования спектра. Результаты подтверждают свойство компактности спектра ЧМНФ сигналов.

3) В работе [2] разработана структура и исследованы характеристики оптимального *некогерентного* демодулятора ЧМНФ сигнала. Демодулятор назван *активным фильтром*, поскольку при исследовании установлены его фильтрующие свойства. Следует отметить, что в перечисленных выше исследованиях *не решён* вопрос о возможности выделения (*селекции*) заданных элементарных сигналов из состава полного многочастотного сигнала и возможности их *отделения* от других составляющих при *некогерентной демодуляции* активными фильтрами. *Задача настоящей работы* – исследование частотно-селективных свойств активных фильтров сигналов ЧМНФ, входящих в состав многочастотных сигналов.

## 1 СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА «ПЛЕЧ» АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

Дискретный сигнал ЧМНФ имеет вид [2]

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_c t + \phi(t)], \quad (1)$$

где текущая фаза на  $n$ -м интервале  $[nT < t \leq (n+1)T]$  при передаче символа  $u_n = \pm 1$  равна

$$\phi_{(n)}(t) = 2\pi h \sum_{k \leq n} u_k g_\phi(t - kT), \quad (2)$$

где  $h$  – индекс модуляции.

В простейшем случае *фазовая функция*  $g_\phi(t)$  ЧМНФ сигнала имеет вид линейной зависимости на интервале  $(0 \dots T)$

$$g_{\phi}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ \frac{t}{2T} & \text{при } 0 \leq t \leq T, \\ \frac{1}{2} & \text{при } t > T. \end{cases} \quad (3)$$

Структура активного фильтра ЧМНФ сигналов приведена на рис. 1. Основой демодулятора является опорный генератор (ОГ) ортогональных колебаний

$$\{\cos \omega_0 t, \sin \omega_0 t\} \quad (4)$$

с частотой  $\omega_0 \approx \omega_c$ , достаточно близкой к частоте сигнала. Демодулятор состоит из двух одинаковых «плеч». Расхождение частот  $\Delta\omega_0 = \omega_c - \omega_0$  может *незначительно изменяться* на протяжении длительности передачи пары сигналов. В этом случае поворот фаз опорных колебаний (4) на угол  $\Delta\phi_0 = T\Delta\omega_0$  может быть отнесён к величинам вносимых каналом фазовых сдвигов, которые эффективно подавляются демодулятором при вычислении первых разностей фаз. Принимаемая сумма сигнала с помехой  $r(t) = s(t) + n(t)$  подаётся на блоки формирования проекций БП<sub>x</sub> и БП<sub>y</sub>, в которых выполняется перемножение принимаемого сигнала  $r(t)$  на опорные колебания (4) с последующим интегрированием для каналов (X, Y). Работа интеграторов во времени в каждом из каналов X и Y определяется *системой тактовой синхронизации* СТС. Анализ показывает, что наличие интеграторов в плечах фильтра обеспечивает его *селективные свойства*. Для определения этих свойств вычислим, полагая отсутствие шума на входе АФ, результат обработки в плече X (используя простые тригонометрические преобразования)

$$X(T) = \int_0^T \cos[\omega_c t + \phi(t)] \cos \omega_0 t dt = \frac{1}{2} \left\{ \int_0^T \cos[(\omega_c + \omega_0)t + \phi(t)] dt + \int_0^T \cos[(\omega_c - \omega_0)t + \phi(t)] dt \right\}. \quad (5)$$

Анализ показывает, что интегралы в фигурных скобках этого выражения вносят различные вклады в результат (5), поскольку подынтегральные функции изменяются с различными скоростями. Это следует из результатов вычислений интегралов (5) при подстановке фазовой функции (3). В частности, вычислим интеграл

$$\int_0^T \cos[(\omega_c + \omega_0)t + \phi(t)] dt = \int_0^T \cos \left[ (\omega_c + \omega_0) + \frac{\pi h}{T} \right] t dt = \frac{\sin \left[ (\omega_c + \omega_0) + \frac{\pi h}{T} \right] T}{\left[ (\omega_c + \omega_0) + \frac{\pi h}{T} \right] T}. \quad (6)$$

При выполнении условия  $(\omega_c + \omega_0)T \gg 1$  интеграл (6) пренебрежимо мал по сравнению с последующим интегралом в (5), вычисление которого даёт

$$\int_0^T \cos[(\omega_c - \omega_0)t + \phi(t)] dt = \int_0^T \cos \left[ \Delta\omega + \frac{\pi h}{T} \right] t dt = \left\{ \int_0^T \cos \Delta\omega t dt \right\} \cos \pi h = \frac{\sin \Delta\omega T}{\Delta\omega T} \cos \pi h. \quad (7)$$

Таким образом, с учётом малости интеграла (6) результат обработки в плече X имеет вид

$$X(\Delta\omega T) = \frac{\sin \Delta\omega T}{2\Delta\omega T} \cos \pi h. \quad (8)$$

Подобные расчёты результата обработки в идентичном плече Y дают аналогичный результат

$$Y(\Delta\omega T) = \frac{\sin \Delta\omega T}{2\Delta\omega T} \cos \pi h. \quad (9)$$

Видно, что при выполнении условия  $\Delta\omega T = k\pi$  дроби в (8), (9) приобретают нулевые значения, т.е.

$$Y(\Delta\omega T) = 0, X(\Delta\omega T) = 0 \quad (10)$$

при расстройках частоты сигнала относительно частоты опорного генератора

$$\Delta\omega = k \frac{2\pi}{T}, \quad k - \text{целое число.} \quad (11)$$

Выражения (10), (11) определяют *селективные свойства* АФ. Выходы блоков вычисления проекций в каждом из плеч активного фильтра обращаются в ноль, формируя нули на своеобразной *амплитудно-частотной характеристике* АФ. Это обеспечивает *селективность* фильтра по отношению к составляющим многочастотного сигнала, расстроенным по отношению к частоте опорного генератора АФ на величину, которая определяется формулой (11). Постоянные множители вида  $\cos \pi h$  в обоих выражениях (8) и (9) селективные свойства интеграторов не изменяют.

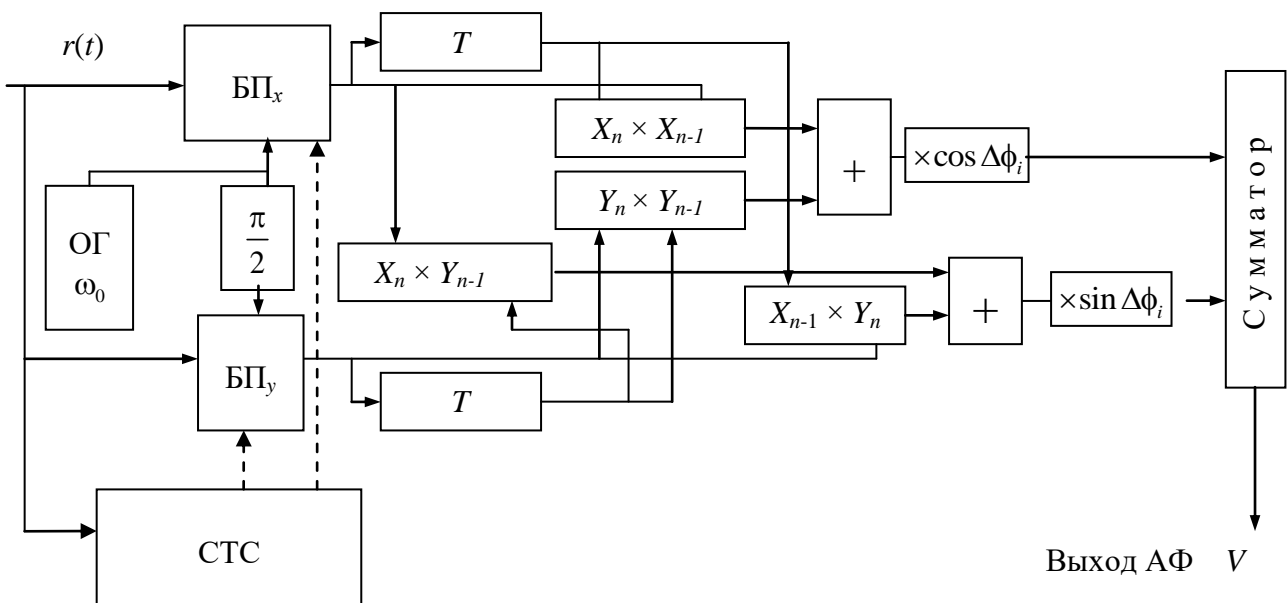


Рисунок 1 – Структура активного фильтра сигналов ЧМНФ

## 2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА СЕЛЕКТИВНОСТИ АФ

Для проверки свойств селективности, теоретически установленных в предыдущем разделе, разработана программа «П-АЧХ АФ-ЧМ», рабочая панель которой показана на рис. 2. На вход активного фильтра с частотой опорного генератора  $F_0 = 1300$  Гц подавался сигнал сканирующего генератора ЧМНФ, частота которого изменялась ступенчато с шагом 5 Гц в пределах (900...2100) Гц. Результаты обработки на выходах плеч показаны на диаграмме «Samples X,Y». Итоговая АЧХ фильтра изображена на диаграмме «AF Frequency Response». Максимумы кривых соответствуют совпадению частот сигнала и фильтра. Нули на кривой АЧХ демонстрируют *свойство селективности* по отношению к сигналам на соседних частотных позициях.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1 В дополнение к ранее опубликованным исследованиям [2, 4, 5] теоретически установлены и экспериментально подтверждены частотно-селективные свойства активного фильтра ЧМНФ сигналов.

2 Наличие частотно-селективных свойств позволяет обоснованно рассматривать возможности использования ЧМНФ сигналов совместно с робастными активными фильтрами в качестве поднесущих в составе многочастотных сигналов перспективных систем передачи.

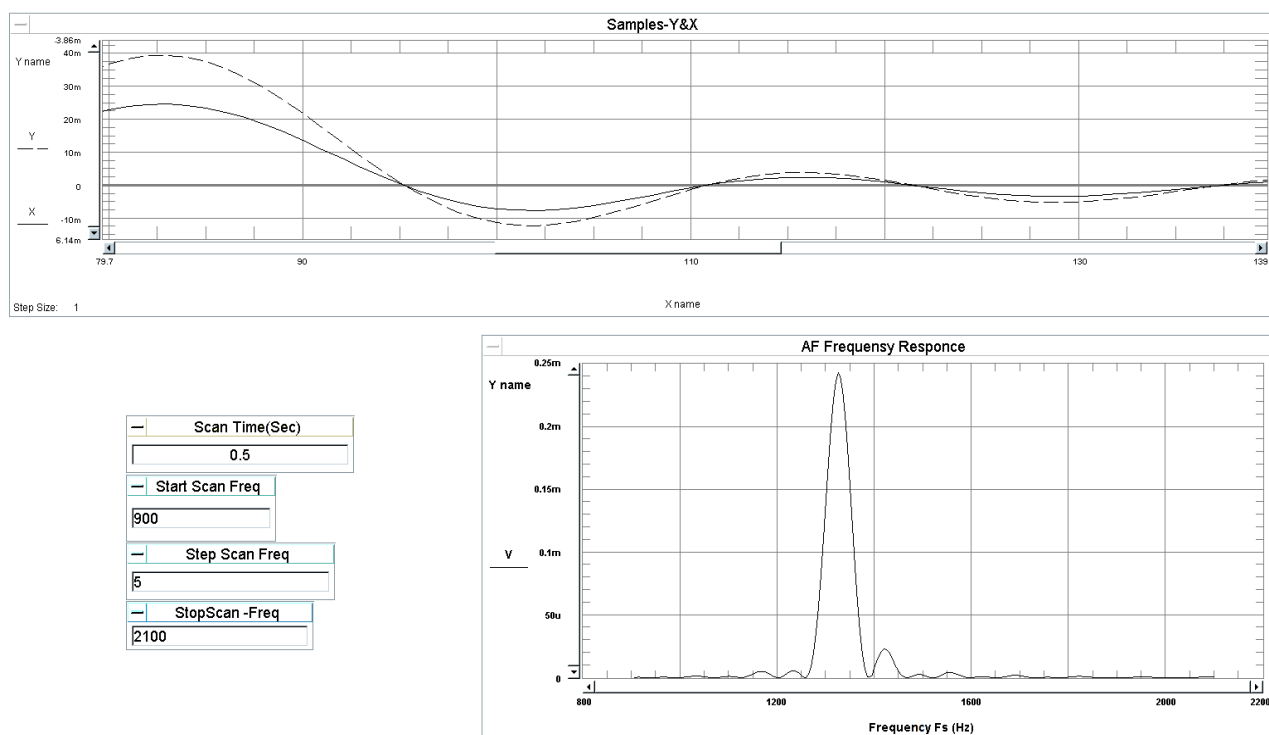


Рисунок 2 – Рабочая панель программы «П-АЧХ АФ-ЧМ» для экспериментальной проверки свойств селективности активного фильтра

## ЛИТЕРАТУРА

1. В.А. Балашов. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами / В.А. Балашов, П.П. Воробиевко, Л.М. Ляховецкий – М:Эко-трендз, 2012. – 228 с.
2. Banket V.L. Active filter for optimum noncoherent demodulation of continuous phase frequency modulation signals / Banket V.L., Manakov S.Yu. // Цифрові технології, № 19, 2016, – С.15–26.
3. Толубко В.Б. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високих порядків / Толубко В.Б., Л.Н. Беркман, С.В. Козелков // Зв'язок. – 2016, № 4. – С. 5–74.
4. Банкет В.Л. Метод експериментального аналізу енергетического спектра кодированих сигналів частотної модуляції з неперервною фазою / Банкет В.Л., Манаков С.Ю. // Цифрові технології, № 18, 2015. – С. 23–29.
5. Банкет В.Л. Синтез робастного методу демодуляції диференціально модульованих сигналів в квазістационарних каналах / Банкет В.Л., Манаков С.Ю. // Представлено в журнал «Цифровые технологии», № 21, 2017.

## REFERENCES

1. V.A. Balashov. Sistemyi poredachi ortogonalnymi garmonicheskimi signalami / V.A. Balashov, P.P. Vorobienko, L.M. Lyahovetski – M:Eko-trendz, 2012. – 228 s.
2. Banket V.L. Active filter for optimum noncoherent demodulation of continuous phase frequency modulation signals / Banket V.L., Manakov S.Ju // Tsifrovoyi tehnologii, № 19, 2016, – S.15–26.
3. Tolubko V.B. Formuvannya bagatopozitsiynogo signalu tehnologiy 5G na bazi fazoriznitsevoyi modulyatsiyi visokih poryadkiv / Tolubko V.B., L.N. Berkman, S.V. Kozelkov // Zv'yazok. – 2016, № 4. – S. 5–74.
4. Banket V.L. Metod eksperimentalnogo analiza energeticheskogo spektra kodirovannyih signalov chastotnoy modulyatsii s nepreryivnoy fazoy / Banket V.L., Manakov S.Yu // Tsifrovoyi tehnologii, № 18, 2015. – S. 23–29.
5. Banket V.L. Sintez robastnogo metoda demodulyatsii differentsialno modulirovannyih signalov v kvazistatsionarnyih kanalah / Banket V.L. Manakov S.Yu. // Submitted to the journal «Tsifrovyye tehnologii», № 21, 2017.