

ФАЗОВЫЙ ЗАПАС МОДЕМА С МНОГИМИ НЕСУЩИМИ

ESTIMATION OF PHASE STOCKS OF THE MULTICARRIER MODEM

**Аннотация.** В работе рассматриваются многоканальные модемы с квадратурной и однополосной модуляцией. Проводится сравнение этих модемов по величине допустимых фазовых отклонений несущего и тактового колебаний. Показана возможность и целесообразность использования в блоках формирования несущих и тактовой частот устройств ВМ компенсаторов фазовых сдвигов.

**Summary.** Multichannel modems with quadrature and a single-sideband modulation are in-process observed. Comparison of these modems on magnitude of admissible phase deflections of bearing and clock oscillations is spent. The opportunity and expediency of use in shaping units carrier and clock frequencies of devices modem of compensators of phase shifts is shown.

Увеличение скорости передачи высокоскоростных модемов (ВМ) [1-3] всегда являлось актуальной проблемой. В настоящее время модемы широко применяются для передачи цифровой информации по симметричному кабелю на абонентском участке [4] и могут быть использованы на тех участках зонной сети [5], где есть необходимость в создании цифровых соединительных линий, а прокладка волоконно-оптического кабеля (ВОК) задерживается, или прогнозируется необходимость организации защиты приоритетных пользователей ВОК резервированием путей по географически разнесённым направлениям.

Большое распространение получили модемы со многими несущими [2], которые позволяют уменьшить влияние сосредоточенных помех и неравномерности АЧХ. Реализация таких модемов возможна на основе квадратурно-амплитудной модуляции поднесущих КАМ (модемы Зальтцберга) или однополосной модуляции ОМ (модемы Чанга), рассмотренные в работах [6-10].

Важной характеристикой высокоскоростных модемов является фазовый запас по несущей и тактовой частотам, зависящий от типа модуляции. Применительно к одноканальным ВМ с КАМ и ОМ эта задача рассматривалась в [11, 12]. Однако для многоканального модема сравнительный анализ КАМ и ОМ при наличии отклонения фаз демодулятора не проводился.

Целью данной статьи является сравнение многоканальных ВМ с КАМ и ОМ при наличии в приемнике отклонения фаз несущей и тактовой частот.

Сдвиг фаз несущих и тактовых частот приводит к появлению межсимвольной интерференции (МСИ) за счёт искажения импульсных откликов по подканалам и появлению переходов между ними. Оценка величины МСИ проведена в соответствии с методикой, рассмотренной в [13] по дисперсии  $\sigma^2$  этих МСИ. Поскольку каждый канал перекрывается по спектру с двумя соседними, для расчета параметров интерференционной помехи достаточно исследовать трехканальный модем. Коэффициент сглаживания  $r$  формирующих фильтров передачи и приема выберем равными единице, поскольку в этом случае обеспечивается наименьшая величина пикфактора, что приводит к максимизации ожидаемой защищенности сигнала [14].

Вначале рассмотрим модем Зальтцберга с КАМ (рис. 1). При исследованиях будем предполагать наличие среды без искажений ( $H_{\text{кан}}(\omega) = 1$ ). Для вычисления параметров помехи следует найти сквозные импульсные характеристики между входами каналов и синфазным выходом канала 2 (с выходными символами  $\mathcal{C}_n^{(2)}$ ). Импульсная характеристика каскадного соединения передающего  $H_{\text{пер}}(\omega)$  и приемного  $H_{\text{пр}}(\omega)$  фильтра имеет вид [9]:

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T_c) \cos r\pi t/T_c}{\pi t/T_c \sqrt{1 - 4r^2 t^2/T_c^2}}, \quad (1)$$

где  $T_c$  – символьный интервал.

Для устранения межканальных влияний потоки символов, которые модулируют синфазную и квадратурную несущую должны быть задержаны на время  $T_c/2$ . Необходимо, чтобы поток данных,

который модулирует синфазную несущую канала с нечетным номером совпадал по времени с потоком данных, модулирующим квадратурную несущую канала с четным номером.

В дальнейшем импульсный отклик на выходе синфазного канала 2 при подаче единичного воздействия на синфазный и квадратурный вход канала  $i$  будем обозначать  $h_{ci2}(t)$  и  $h_{ki2}(t)$  соответственно.

Импульсный отклик на выходе синфазного канала 2 (рис. 1) определим следующим образом:

$$h_{c22}(t) = \overline{h(t) \cos(\omega_2 t) \cos(\omega_2 t + \Delta\varphi_H)} = \frac{1}{2} h(t) [\cos(-\Delta\varphi_H) + \cos(2\omega_2 t + \Delta\varphi_H)] = \frac{1}{2} h(t) \cos(-\Delta\varphi_H), \quad (2)$$

$$h_{k22}(t) = \overline{h\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \sin(\omega_2 t) \cos(\omega_2 t + \Delta\varphi_H)} = \frac{1}{2} h\left(t - \frac{T_c}{2}\right) [\sin(-\Delta\varphi_H) + \sin(2\omega_2 t + \Delta\varphi_H)] = \frac{1}{2} h\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \sin(-\Delta\varphi_H), \quad (3)$$

где  $\Delta\varphi_H$  – отклонение фазы несущего колебания демодулятора от оптимального значения, рад.

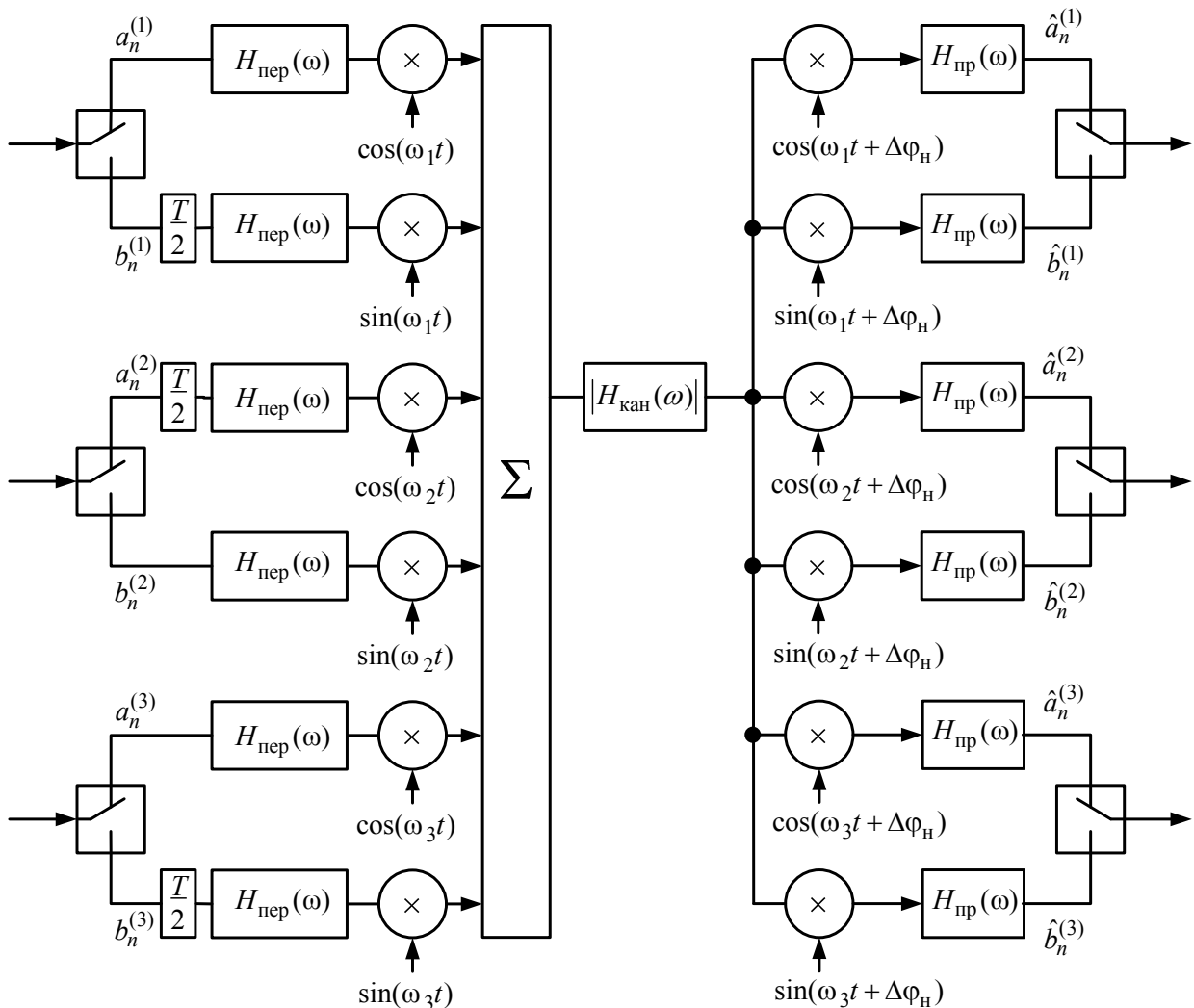


Рисунок 1 – Трехканальный модем Зальтцберга

В выражениях (2), (3) и дальнейших под чертой сверху будем подразумевать операцию низкочастотной фильтрации с частотой среза  $2\pi/T_c$ .

Выражения для расчета влияний от каналов 1 и 3 получим при помощи преобразования Фурье от АЧХ фильтров передачи и приема:

$$\begin{aligned}
 h_{c32}(t) &= \operatorname{Re} \left[ \int_0^{\frac{2\pi}{T_c}} T_c \cos\left(\frac{T_c \omega}{4}\right) \sin\left(\frac{T_c \omega}{4}\right) e^{j\Delta\varphi_n} e^{-j\omega \frac{T_c}{2}} e^{j\omega t} d\omega \right] = \\
 &= \frac{T_c^2}{2\pi(T_c^2 - 4(t - T_c/2)^2)} \operatorname{Re} \left[ e^{j\Delta\varphi_n} + e^{\left(\frac{2\pi(t - T_c/2) + \Delta\varphi_n}{T_c}\right)j} \right] = \\
 &= \frac{T_c^2}{2\pi(T_c^2 - 4(t - T_c/2)^2)} \left[ \cos\left(\frac{2\pi(t - T_c/2)}{T_c} + \Delta\varphi_n\right) + \cos(\Delta\varphi_n) \right], \quad (4)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 h_{k32}(t) &= \operatorname{Re} \left[ \int_0^{\frac{2\pi}{T_c}} T_c \cos\left(\frac{T_c \omega}{4}\right) \sin\left(\frac{T_c \omega}{4}\right) e^{j\frac{\pi}{2}} e^{j\Delta\varphi_n} e^{j\omega t} d\omega \right] = -\frac{T_c^2}{2\pi(T_c^2 - 4t^2)} \operatorname{Im} \left[ e^{j\Delta\varphi_n} + e^{j\left(\frac{2\pi t}{T_c} + \Delta\varphi_n\right)} \right] = \\
 &= -\frac{T_c^2}{2\pi(T_c^2 - 4t^2)} \left[ \sin\left(\frac{2\pi t}{T_c} + \Delta\varphi_n\right) + \sin(\Delta\varphi_n) \right], \quad (5)
 \end{aligned}$$

$$|h_{c12}(t)| = |h_{c32}(t)| \quad \text{и} \quad |h_{k12}(t)| = |h_{k32}(t)|. \quad (6)$$

Теперь перейдем к рассмотрению модема Чанга (рис. 2) с однополосной модуляцией. Его импульсные отклики также рассчитываются при помощи преобразования Фурье:

$$\begin{aligned}
 h_{22}(t) &= 2 \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{2T_c}}^{\frac{3\pi}{2T_c}} |H_{\text{пер}2}(\omega)| |H_{\text{пр}2}(\omega)| e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{2T_c}}^{\frac{7\pi}{2T_c}} |H_{\text{пер}2}(\omega)| |H_{\text{пр}2}(\omega)| e^{j\omega t} d\omega \right] \cos\left(\frac{4\pi t}{2T_c} + \Delta\varphi_n\right) = \\
 &= \frac{2T_c^3}{\pi t(T_c^2 - t^2)} \sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \cos\left(\frac{5\pi t}{2T_c}\right) \cos\left(\frac{4\pi t}{2T_c} + \Delta\varphi_n\right) = \\
 &= \frac{T_c^3}{\pi t(T_c^2 - t^2)} \sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c} - \Delta\varphi_n\right) + \frac{T_c^3}{\pi t(T_c^2 - t^2)} \sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \cos\left(\frac{9\pi t}{2T_c} + \Delta\varphi_n\right) = \\
 &= \frac{T_c^3}{\pi t(T_c^2 - t^2)} \sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c} - \Delta\varphi_n\right), \quad (7)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 h_{12}(t) &= 2 \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{2T_c}}^{\frac{3\pi}{2T_c}} |H_{\text{пер}1}(\omega)| |H_{\text{пр}2}(\omega)| e^{-j\frac{\pi}{2}} e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{2T_c}}^{\frac{5\pi}{2T_c}} |H_{\text{пер}1}(\omega)| |H_{\text{пр}2}(\omega)| e^{j\frac{\pi}{2}} e^{j\omega t} d\omega \right] \cos\left(\frac{4\pi t}{2T_c} + \Delta\varphi_n\right) = \\
 &= -\frac{2T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin\left(\frac{4\pi t}{2T_c}\right) \cos\left(\frac{4\pi t}{2T_c} + \Delta\varphi_n\right) = \\
 &= -\frac{T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin(-\Delta\varphi_n) - \frac{T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin\left(\frac{8\pi t}{2T_c}\right) = \\
 &= -\frac{T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin(-\Delta\varphi_n), \quad (8)
 \end{aligned}$$

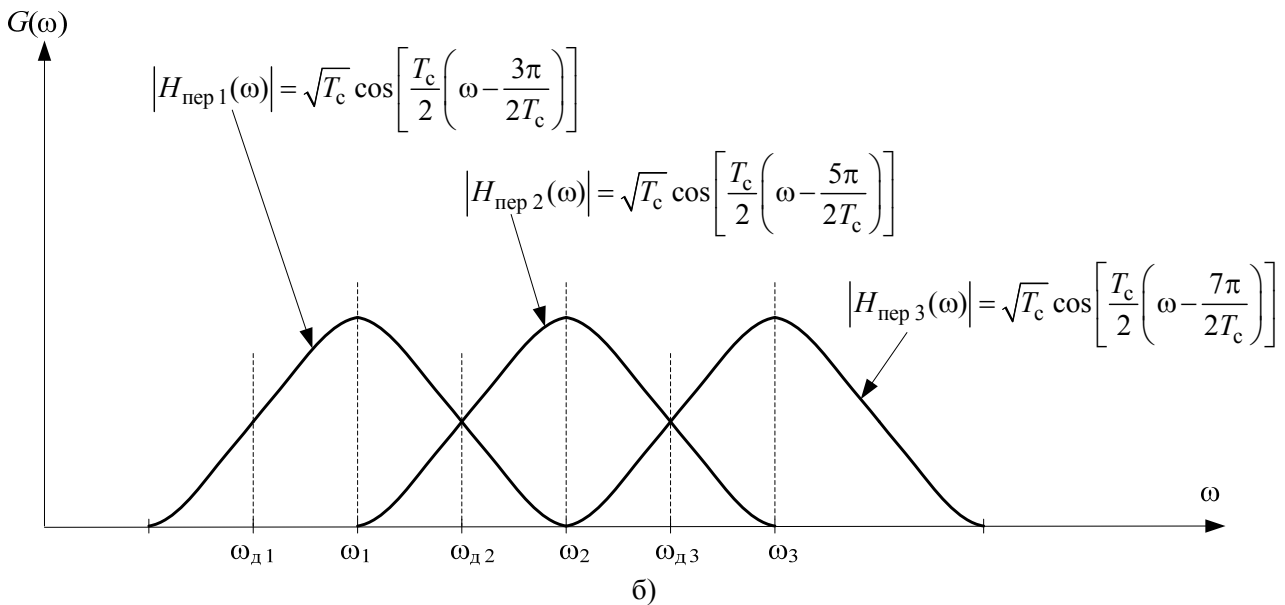
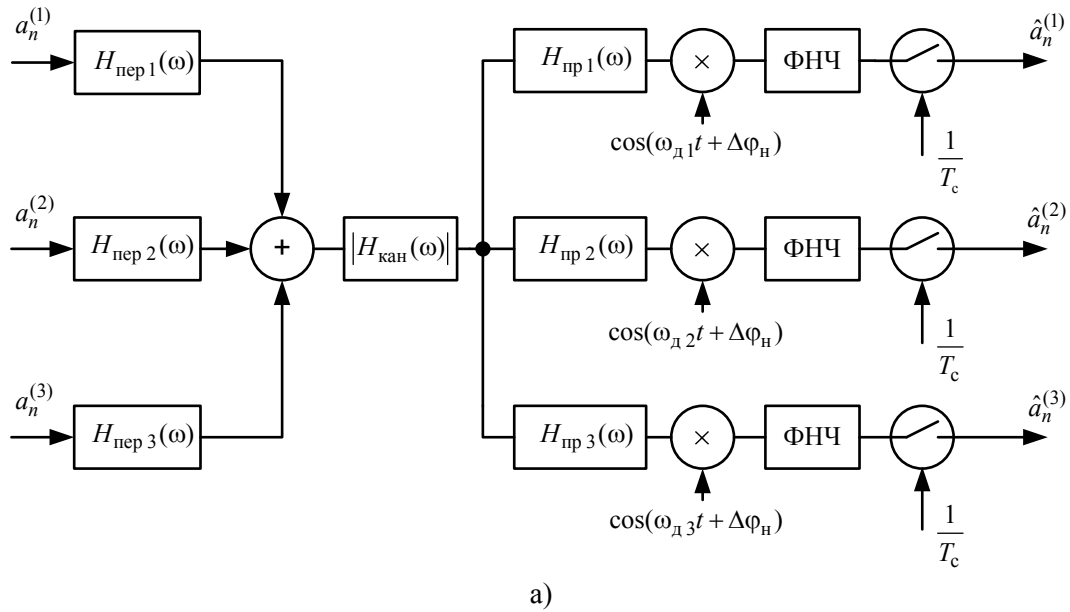


Рисунок 2 – Трехканальный модем Чанга:  
а) схема; б) спектр многоканального сигнала

$$\begin{aligned}
 h_{32}(t) &= 2 \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{2T_c}}^{\frac{5\pi}{2T_c}} |H_{пер3}(\omega)| |H_{пр2}(\omega)| e^{-j\frac{\pi}{2}} e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{2T_c}}^{\frac{7\pi}{2T_c}} |H_{пер3}(\omega)| |H_{пр2}(\omega)| e^{j\frac{\pi}{2}} e^{j\omega t} d\omega \right] \cos\left(\frac{4\pi t}{2T_c} + \Delta\phi_H\right) = \\
 &= -\frac{2T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin\left(\frac{6\pi t}{2T_c}\right) \cos\left(\frac{4\pi t}{2T_c} + \Delta\phi_H\right) = \\
 &= -\frac{T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin\left(\frac{2\pi t}{2T_c} - \Delta\phi_H\right) - \frac{T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin\left(\frac{10\pi t}{2T_c} + \Delta\phi_H\right) = \\
 &= -\frac{T_c^2}{\pi(T_c^2 - t^2)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin\left(\frac{\pi t}{T_c} - \Delta\phi_H\right). \tag{9}
 \end{aligned}$$

Здесь под  $h_{ij}(t)$  подразумевается отклик на выходе канала  $j$  при подаче единичного воздействия на вход канала  $i$ .

Графики, построенные согласно выражениям (2) ... (9) (рис. 3) доказывают отсутствие межсимвольной и межканальной интерференции в модемах с КАМ и ОМ при когерентном приеме ( $\Delta\varphi_n = 0$ ). Зависимости параметров закона  $\sigma^2$  от величины отклонения фазы несущей и тактовой частот (рис. 4) показывают взаимную компенсацию возникающих помех, как и в одноканальном модеме [11]. Из рис. 4 также видно, что отклонение фазы тактовой частоты  $\Delta\varphi_T$  можно частично скомпенсировать изменением фазы несущей частоты на величину  $\Delta\varphi_n = \Delta\varphi_T / 4$ . С другой стороны, последствия отклонения фазы несущей частоты на величину  $\Delta\varphi_n$  можно уменьшить подстройкой фазы тактовой частоты на величину  $\Delta\varphi_T = 2\Delta\varphi_n$ . Аналогичный характер имеют графики для КАМ модуляции, однако фазу компенсационного колебания необходимо брать с противоположным знаком:  $\Delta\varphi_n = -\Delta\varphi_T / 4$  и  $\Delta\varphi_T = -2\Delta\varphi_n$ .

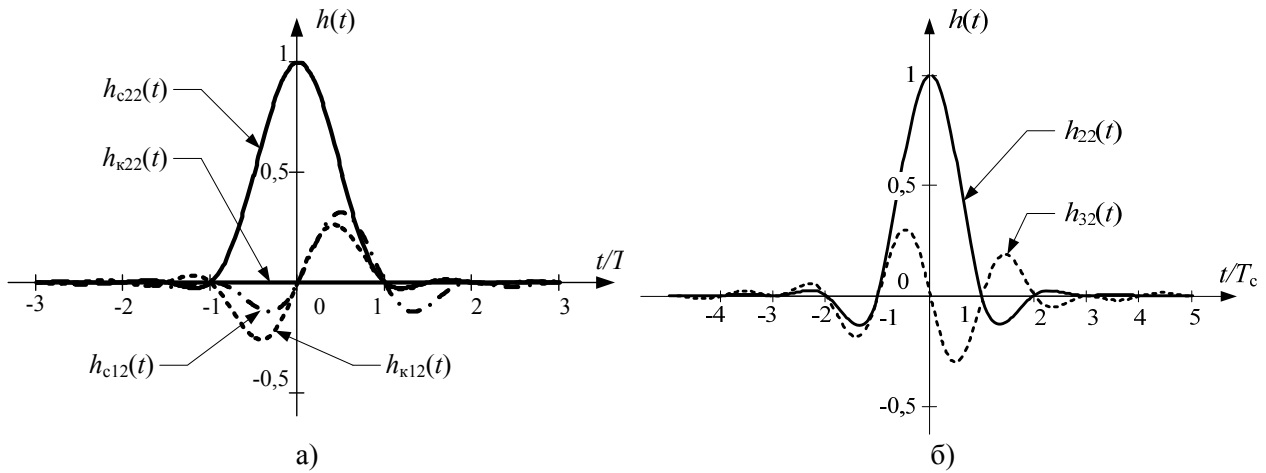


Рисунок 3 – Импульсные отклики модемов:  
а) Зальтцберга; б) Чанга

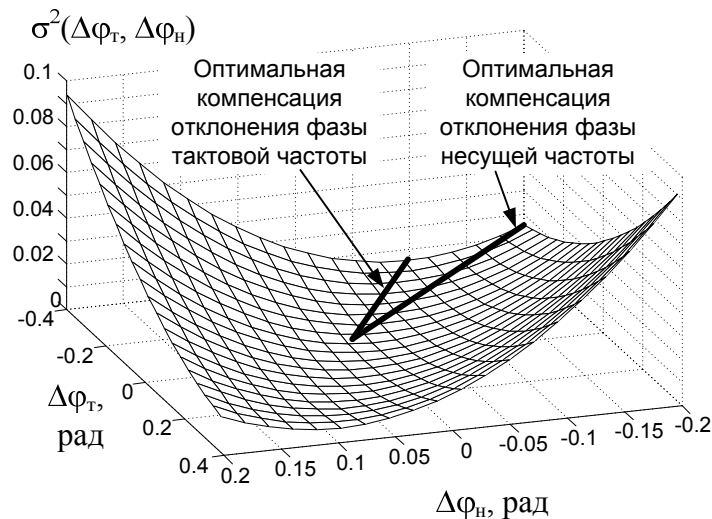


Рисунок 4 – Влияние отклонения фаз демодулятора модема Чанга на дисперсию помехи

Для сравнения на рис. 5 приведены зависимости увеличения допустимой защищенности  $\Delta A_3$  модема при наличии отклонения фазы несущей (а) и тактовой (б) частот для коэффициента многопозиционного кодирования  $m = 2$ . Количество точек сигнального созвездия КАМ равно  $2^m$ . Графики показывают, что наибольшее влияние на приемный сигнал модема оказывает уход фазы несущего колебания. Увеличение коэффициента многопозиционного приводит к уменьшению фазового запаса. Без взаимной компенсации ОМ и КАМ имеют одинаковые параметры (при  $\Delta A_3 =$

3 дБ  $\Delta\varphi_n \approx 2,9^\circ$ ). Однако введение подстройки несущей частоты увеличивает фазовый запас  $\Delta\varphi_n$  до  $5,2^\circ$  для ОМ и  $6^\circ$  для КАМ. Таким образом, КАМ допускает уход несущей частоты на 15% больше по сравнению с ОМ. Ухудшение допустимой защищенности за счет отклонения фазы тактовой частоты (рис. 3,б) показывает, что введение подстройки несущего колебания позволяет увеличить  $\Delta\varphi_t$  на  $2,5^\circ$  и  $5^\circ$  для КАМ и ОМ соответственно. При наличии компенсации фазовый запас ОМ по тактовой частоте на 40% больше КАМ.

Для практического применения вышеприведенных свойств многоканальной КАМ и ОМ, схему модема предлагается дополнить блоком компенсации отклонения фаз (БКО) (рис. 6). Он состоит из двух вычитающих устройств и устройств компенсации фаз с коэффициентами  $K_n=2$  и  $K_t=0,25$ . Блоки формирования несущей (БФНЧ) и тактовой (БФТЧ) частот управляются от анализирующего устройства (АУ). Оно является инерционным устройством, которое подстраивает фазы БФНЧ и БФТЧ по максимуму раскрытия глаз-диаграммы сигнала на выходе приемного ключа (Кл) [15]. В случае отклонения фазы несущей частоты от оптимального значения на величину  $\Delta\varphi_n$ , будет проведена мгновенная коррекция фазы тактовой частоты на величину  $\Delta\varphi_t = K_n \Delta\varphi_n$ . Коррекция фазы несущего колебания выполняется аналогичным образом.

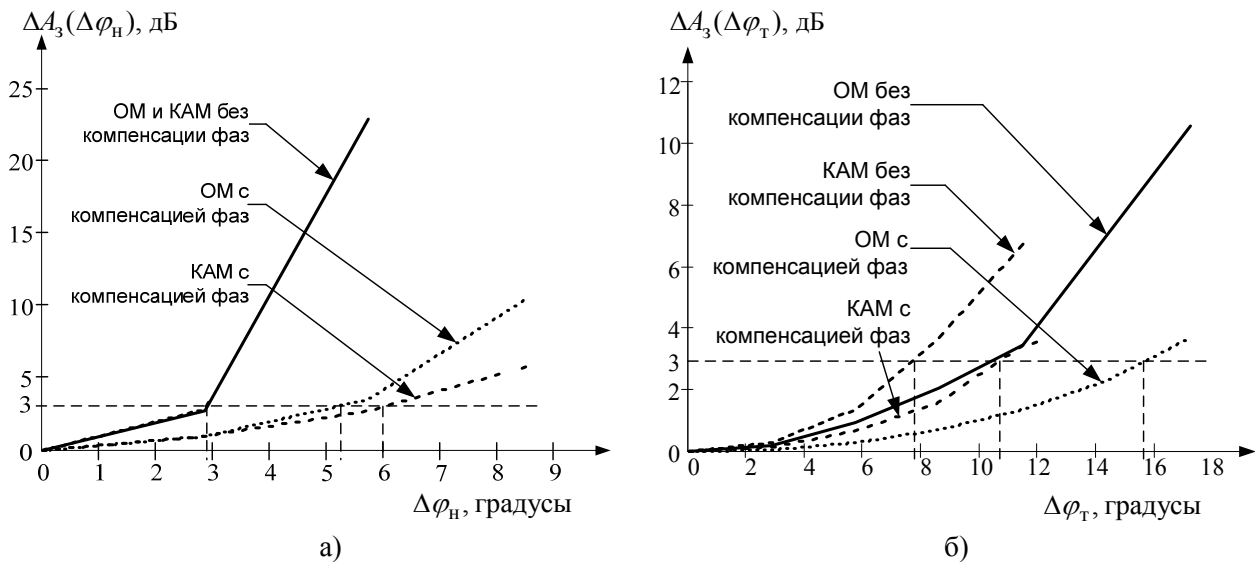


Рисунок 5 – Определение фазового запаса: а) по несущей частоте; б) по тактовой частоте

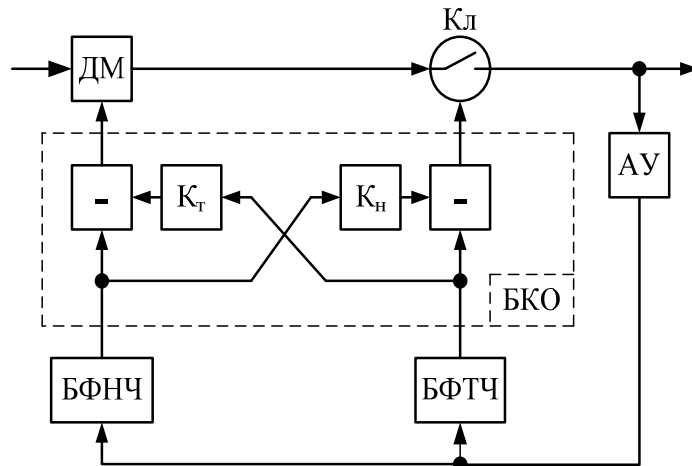


Рисунок 6 – Тракт приема модема с компенсатором отклонения фаз

Проведенный в данной статье сравнительный анализ многоканальных ВМ с КАМ и ОМ при наличии в приемнике отклонения фаз несущей и тактовой частот позволяет сделать вывод о целесообразности применения однополосной модуляции.

В дальнейшем необходимо провести сопоставление влияния искажающей среды передачи на работу многоканальных модемов с КАМ и ОМ.

### **Литература**

1. *Брескин В.А.* Об эффективной системе телеграфной связи // Электросвязь. –1962. – № 2. – С. 32.
2. *Захарченко Н.В., Нудельман П.Я., Кононович В.Г.* Основы передачи дискретных сообщений: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1990. – 240 с.
3. *Лагутенко О.И.* Современные модемы. – М.: Эко-Тренз, 2002. – 385 с.
4. *Парфёнов Ю. А., Мирошников Д.Г.* Последняя миля на медных кабелях. – М.: ЭКО-ТРЕНЗ – НТЦ НАТЕКС, 2001. – 222 с.
5. *Бірюков М., Брескін В., Павличенко Ю.* Як прискорити модернізацію первинної мережі // ДК Зв'язок. – 2000. – № 20 (154).
6. *Bingham J.* ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation. – New York: Wiley-Interscience, 2000. – 314 p.
7. *Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S., Cioffi J.M.* Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines // IEEE Communications Magazine. – 2000. – Vol. 38. – № 5. – P. 98-104.
8. *Chang R.W., Gibby R.A.* A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme // IEEE Transactions on Communication Technology. – 1968. – Vol. 16, № 4. – P. 529-540.
9. *Saltzberg B.R.* Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System // IEEE Transactions on Communication Technology. – 1967. – Vol. 15, № 6. – P. 805-811.
10. *Гуцалюк А.К., Нудельман П.Я.* Оценка мощности интерференционной помехи в многоканальном модеме // Труды учебных институтов связи. – Л: ЛЭИС. – 1976. - № 81. – С. 54-60.
11. *Брескин В.А., Щавинская В.М.* О влиянии начальной фазы тактовой частоты на характеристики системы передачи данных // Реф. информация по радиоэлектронике. – 1970. – № 21, реф 20532.
12. *Брескин В.А., Ладария А.В.* Фазирование высокоскоростных УПС с ОБП // Сборник трудов ОЭИС "Теория и техника связи". – 1981. – С. 208-214.
13. *Педяш В.В.* Параметры интерференционной помехи многочастотного модема с однополосной модуляцией // Труды УНИИРТ. – 2006. – № 4. – С. 60-68.
14. *Педяш В.В.* Расчет пикфактора сигнала модема // Наук. праці УДАЗ ім. О.С. Попова. – 2005. – № 2. – С. 92-97.
15. Способ оптимального фазирования: А.С. 264502 СССР. / Брескин В.А., Безруков В.В., Лещук И.А. (СССР); Заявлено 25.01.1968; Опубл. 12.XII.1969.