

МЕТОДЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ КВАНТОВОЙ МЕХАНИКИ, ХИМИИ, ГЕНЕТИКИ И СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

А.Д. Буштрук

Самарский государственный университет путей сообщения,
г. Самара

1. Введение

Двадцатый и двадцать первый века в истории человечества характеризуются интенсивным развитием систем связи и телекоммуникации. При создании таких систем были использованы практически все достижения в области математики, полученные людьми за время своего существования. Однако говорить о том, что возможности всех известных разделов математики уже использованы при создании систем связи и телекоммуникации в настоящее время не приходится. Создание первых радиолокационных систем в Великобритании в годы второй мировой войны стимулировало появление нового мощнейшего математического аппарата – функций неопределенности. В разработку этого направления обработки сигналов внесли вклад Вудворд П. М., Вилль Дж. и другие. Хотя математический аппарат функций неопределенности известен более пятидесяти лет, он не нашел должного применения, какого он достоин, для решения практических задач. Автор работы предпринял попытку исправить положение в данной области.

На первый взгляд кажется, что предметные области, а именно, квантовая механика, химия, генетика и теория и практика передачи информации, это самостоятельные независимые области, и они не имеют общего закона, который их количественно описывает. Но это только на первый взгляд, все эти предметные области между собой пересекаются. Процесс передачи информации – процесс временного упорядочивания движения частиц, несущих битовую информацию. Отсутствие передачи информации – неупорядоченное движение частиц – неизбежное в любой физической среде. Законы квантовой механики описывают движение частиц в различных средах. Взаимодействие движущихся частиц приводит к синтезу нейтронов, протонов и электронов, из которых формируются атомы и молекулы. Процесс синтеза вещества неразрывно связан с взаимодействием движущихся частиц. Формирование генетического кода также связано с процессом движения молекул, из которых он синтезируется. Отмечаем, что эти предметные области связаны с процессом движения элементарных частиц и более сложных структур (нейтронов, протонов и др.), причем со стохастическим движением.

Таким образом, все эти предметные области образуют единую, сложную систему, которая описывается общими законами. Очевидно, что эту систему необходимо изучать методами системного анализа с использованием средств технической кибернетики. Как известно, основными средствами системного анализа являются декомпозиция, моделирование, идентификация и синтез. При декомпозиции осуществляется выделение неделимых участков процессов и изучаются законы их образования. Проверку свойств неделимых участков процесса можно осуществить только цифровым моделированием в относительных безразмерных единицах. При синтезе определяются законы, описывающие все предметные области в целом с учетом накладываемых физических ограничений. Синтез систем невозможен без применения методов имитационного моделирования и идентификации получаемых результатов. Наименьшие затраты материальных средств и времени при изучении единой системы обеспечиваются путем цифрового моделирования систем передачи информации и определения законов их функционирования.

Кроме того, в статье рассматриваются вопросы моделирования сложных объектов квантовой механики, вопросы синтеза веществ и молекул ДНК на основе принципов независимости. Приводятся цифровые модели атомов водорода: протия и дейтерия.

2. Идентификация и синтез цифровых систем передачи с комбинированными видами квадратурной модуляции

Пусть нелинейный объект описывается соотношением

$$y(t) = u_{\alpha} \sin(\omega_0 t) + u_{\beta} \cos(\omega_0 t) +$$

$$+ u_{\Delta\varphi\alpha} \sin(\omega_0 t - \Delta\varphi_{\alpha}(t) \sin \Omega t - \varphi_0) +$$

$$+ u_{\Delta\varphi\beta} \sin(\omega_0 t - \Delta\varphi_{\beta}(t) \cos \Omega t - \varphi_0) +$$

$$+ u_{\Delta\omega\alpha} \sin(\omega_0 t - \Delta\omega_{\alpha}(t)t \sin \Omega t) +$$

$$+ u_{\Delta\omega\beta} \sin(\omega_0 t - \Delta\omega_{\beta}(t)t \cos \Omega t),$$

где ω_0 – несущая частота, φ_0 – начальное значение фазы, $u_{\alpha}, u_{\beta}, u_{\Delta\varphi\alpha}, u_{\Delta\varphi\beta},$

$u_{\Delta\omega\alpha}, u_{\Delta\omega\beta}$ – амплитуды модулируемых сигналов, Ω – частота

модулирующего сигнала, $\Delta\varphi_{\alpha}(t)$ и $\Delta\varphi_{\beta}(t)$ – значения девиации фазы, $\Delta\omega_{\alpha}(t),$

$\Delta\omega_{\beta}(t)$ – значения девиации по частоте ($u_{\alpha}(t), u_{\beta}(t), \Delta\omega_{\alpha}(t), \Delta\omega_{\beta}(t), \Delta\varphi_{\alpha}(t)$ и

$\Delta\varphi_{\beta}(t)$ – кусочно-непрерывные функции), $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi c/\lambda_0$, c – скорость света,

λ_0 – начальная длина волны.

Задача состоит в том, чтобы найти условия, при которых оценки $\hat{u}_\alpha(t)$, $\hat{u}_\beta(t)$, $\Delta\hat{\omega}_\alpha(t)$, $\Delta\hat{\omega}_\beta(t)$, $\Delta\hat{\varphi}_\alpha(t)$ и $\Delta\hat{\varphi}_\beta(t)$ определяются независимо друг от друга. Полученные теоретические результаты необходимо распространить на модели в квантовой механике, химии и генетике [1].

2.1. Основные уравнения идентификации

При определении спектров сигналов на выходе квадратурных фазовых и частных модуляторов используется ряд Тейлора для синусоидальной функции:

$$\sin x = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{(2i-1)!} \cdot x^{2i-1}. \quad (1)$$

С учетом (1) получаем выражение для выходных сигналов квадратурно-фазового и квадратурно-частотного модуляторов:

$$y_{\text{фаз}}(t) = u_{\Delta\varphi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{(2i-1)!} \sum_{r=1}^{2i-1} \frac{(2i-1)!}{(r-1)!(2i-r)!} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-r} \frac{\Delta\varphi_\alpha^{r-1}(t)}{(\omega_0 t - \varphi_0)^{r-1}} \sin^{i-1} \Omega t + \\ + u_{\Delta\varphi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{(2i-1)!} \sum_{r=1}^{2i-1} \frac{(2i-1)!}{(r-1)!(2i-r)!} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-r} \frac{\Delta\varphi_\beta^{r-1}(t)}{(\omega_0 t - \varphi_0)^{r-1}} \cos^{i-1} \Omega t, \quad (2)$$

$$y_{\text{квч}}(t) = U_{\Delta\omega\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{(2i-1)!} (\omega_0 t + \Delta\omega_\alpha(t) \cdot t \cdot \sin \Omega t)^{2i-1} + \\ + U_{\Delta\omega\beta} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i+1}}{(2i-1)!} (\omega_0 t + \Delta\omega_\beta(t) \cdot t \cdot \cos \Omega t)^{2i-1}. \quad (3)$$

Вводим соотношения: $\min \Delta\varphi_d(t)/\varphi_0 = \min D_d(t)$, $\max \Delta\varphi_d(t)/\varphi_0 = \max D_d(t)$; $\min \Delta\omega_d(t)/\omega_0 = \min M_d$, $\max \Delta\omega_d(t)/\omega_0 = \max M_d$. Существуют неравенства для индексов девиаций по фазе и по частоте: $\min D_d(t) \leq D_d(t) \leq \max D_d(t)$, $\min M_d \leq M_d(t) \leq \max M_d$, где d принимает значения α и β .

Дополнительно вводим следующие формулы:

$$\left(\frac{\omega_0 t}{\varphi_0} - 1\right)^{r-1} = (pt - 1)^{r-1},$$

где $P = \frac{\omega}{\varphi_0} \left[\frac{1}{\text{сек}} \right]$.

После соответствующих подстановок имеем:

$$y_{\phi\alpha}(t) = u_{\Delta\phi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \sum_{r=1}^{2i} \frac{(Pt-1)^{r-1} D_{\alpha}^{r-1}(t)}{(r-1)!(2i-r)!} \sin^{r-1} \Omega t +$$

$$+ u_{\Delta\phi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \sum_{r=1}^{2i} \frac{(Pt-1)^{r-1} D_{\beta}^{r-1}(t)}{(r-1)!(2i-r)!} \cos^{r-1} \Omega t,$$
(4)

$$y_{\psi\alpha}(t) = u_{\Delta\psi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} (\omega_0 t)^{2i-1} (-1)^{i+1} \sum_{r=1}^{2i} \frac{1}{(r-1)!(2i-r)!} \left[\frac{\Delta\omega_{\beta}(t)}{\omega_0} \right]^{r-1} \sin^{r-1} \Omega t +$$

$$+ u_{\Delta\psi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (\omega_0 t)^{2i-1} (-1)^{i+1} \sum_{r=1}^{2i} \frac{1}{(r-1)!(2i-r)!} \left[\frac{\Delta\omega_{\alpha}(t)}{\omega_0} \right]^{r-1} \cos^{r-1} \Omega t.$$
(5)

В соотношения (4) и (5) вместо r подставляем $2r-1$ и $2r$. В результате получим следующие выражения:

$$y_{\phi\alpha}(t) = u_{\Delta\phi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \sum_{r=1}^i \frac{(Pt-1)^{2r-2} D_{\alpha}^{2r-2}(t) \sin^{2r-2} \Omega t}{(2r-2)!(2i-2r+1)!} +$$

$$+ u_{\Delta\phi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \sum_{r=1}^i \frac{(Pt-1)^{2r-1} D_{\alpha}^{2r-1}(t) \sin^{2r-1} \Omega t}{(2r-1)!(2i-2r)!} +$$

$$+ u_{\Delta\phi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \sum_{r=1}^i \frac{(Pt-1)^{2r-2} D_{\beta}^{2r-2}(t) \cos^{2r-2} \Omega t}{(2r-2)!(2i-2r+1)!} +$$

$$+ u_{\Delta\phi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \sum_{r=1}^i \frac{(Pt-1)^{2r-1} D_{\beta}^{2r-1}(t) \cos^{2r-1} \Omega t}{(2r-1)!(2i-2r)!},$$
(6)

$$y_{\psi\alpha}(t) = u_{\Delta\psi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} (\omega_0 t)^{2i-1} (-1)^{i+1} \sum_{r=1}^i \frac{1}{(2r-2)!(2i-2r+1)!} \times M_{\beta}^{2r-2}(t) \sin^{2r-2} \Omega t +$$

$$+ u_{\Delta\psi\alpha} \sum_{i=1}^{\infty} (\omega_0 t)^{2i-1} (-1)^{i+1} \sum_{r=1}^i \frac{1}{(2r-1)!(2i-2r)!} \times M_{\beta}^{2r-1}(t) \sin^{2r-1} \Omega t +$$

$$+ u_{\Delta\psi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (\omega_0 t)^{2i-1} (-1)^{i+1} \sum_{r=1}^i \frac{1}{(2r-2)!(2i-2r+1)!} \times M_{\beta}^{2r-2}(t) \cos^{2r-2} \Omega t +$$

$$+ u_{\Delta\psi\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (\omega_0 t)^{2i-1} (-1)^{i+1} \sum_{r=1}^i \frac{1}{(2r-1)!(2i-2r)!} \times M_{\beta}^{2r-1}(t) \cos^{2r-1} \Omega t.$$
(7)

Используя формулы Эйлера, преобразуем следующие функции

$$I1(\Omega) = \sin^{2r-2} \Omega t = (2j)^{-(2r-2)} (e^{j\Omega t} - e^{-j\Omega t})^{2r-2};$$

$$I2(\Omega) = \sin^{2r-1} \Omega t = (2j)^{-(2r-1)} (e^{j\Omega t} - e^{-j\Omega t})^{2r-1};$$

$$I3(\Omega) = \cos^{2r-2} \Omega t = (2)^{-(2r-2)} (e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t})^{2r-2};$$

$$I4(\Omega) = \cos^{2r-1} \Omega t = (2)^{-(2r-1)} (e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t})^{2r-1}.$$
(8)

Для преобразования (8) используем формулу бинома Ньютона:

$$\begin{aligned}
 I1(\Omega, k) &= (2j)^{-(2r-2)} \frac{(2r-2)! e^{j\Omega t(2r-1-k)} (-1)^{k-1} e^{-j\Omega t(k-1)}}{(k-1)!(2r-1-k)!}; \\
 I2(\Omega, k) &= (2j)^{-(2k-1)} \frac{(2r-1)! e^{j\Omega t(2r-k)} (-1)^{k-1} e^{-j\Omega t(k-1)}}{(k-1)!(2r-k)!}; \\
 I3(\Omega, k) &= (2)^{-(2r-2)} \frac{(2r-2)!}{(k-1)!(2r-1-k)!} e^{j\Omega t(2r-1-k)} e^{-j\Omega t(k-1)}; \\
 I4(\Omega, k) &= (2)^{-(2r-1)} \frac{(2r-1)!}{(k-1)!(2r-k)!} e^{j\Omega t(2r-k)} e^{-j\Omega t(k-1)}.
 \end{aligned} \quad (9)$$

На основе (9) составляем системы линейных уравнений, описывающие гармоники на выходе квадратурных фазового и частотного модуляторов:

$$\begin{cases} j(2r-1)\Omega t - j2k\Omega t = j(2l-1)\Omega t; \\ j(2r-1)\Omega t - j2k\Omega t = -j(2l-1)\Omega t, \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} j(2r-2)\Omega t - j2k\Omega t = j2l\Omega t; \\ j(2r-2)\Omega t - j2k\Omega t = -j2l\Omega t, \end{cases}$$

где $l=1, 2, \dots$. Отсюда имеем:

$$\begin{cases} 2r-1-2k = 2l-1; & \begin{cases} 2r-2-2k = 2l; \\ 2r-2-2k = -2l. \end{cases} \\ 2r-1-2k = -(2l-1) = -2l+1, & \end{cases}$$

Решая предыдущие уравнения, получим:

$$\begin{cases} k_{(2l-1)\Omega} = r-l; & \begin{cases} k_{2l\Omega} = r-l-l; \\ k_{-2l\Omega} = r-l+l. \end{cases} \\ k_{-(2l-1)\Omega} = r+l-1, & \end{cases}$$

Подставляем полученные значения в (9). После преобразований получаем:

$$\begin{aligned}
 I1\{(2l-1)\Omega, r\} &= 2^{-(2r-2)} \frac{(2r-1)! [-1]^{l+1}}{(r+l-1)!(r-l)!} \sin(2l-1)\Omega t; \\
 I2\{2l\Omega, r\} &= 2^{-(2r-3)} \frac{(2r-2)! (-1)^{l+1}}{(r+l-1)!(r-l-1)!} \cos 2l\Omega t; \\
 I3\{(2l-1)\Omega, r\} &= 2^{-(2r-2)} \frac{(2r-1)! [-1]^{l+1}}{(r+l-1)!(r-l)!} \cos(2l-1)\Omega t; \\
 I4\{2l\Omega, r\} &= 2^{-(2r-3)} \frac{(2r-2)! (-1)^{l+1}}{(r+l-1)!(r-l-1)!} \cos 2l\Omega t.
 \end{aligned} \quad (11)$$

На выходе модулятора с комбинированными видами модуляции формируется сигнал со спектральным составом следующего вида

$$\begin{aligned}
 y(t) = & u_{\alpha} \sin(\omega_0 t) + u_{\beta} \cos(\omega_0 t) + u_{\Delta\varphi\alpha} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \times \\
 & \times \sum_{r=1}^l \frac{(Pt-1)^{-(2r-1)} D_{\alpha}^{2r-1}(t) (2^{-(2r-2)}) [-1]^{l+1}}{(2i-2r)!(r+l-1)!(r-l)!} \sin(2l-1)\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\varphi\alpha} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \times \\
 & \times \sum_{r=1}^l \frac{(Pt-1)^{-(2r-2)} D_{\alpha}^{2r-2}(t) (2^{-(2r-3)})! (-1)^{l+1}}{(2i-2r+1)!(r+l-1)!(r-l-1)!} \cos 2l\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\varphi\beta} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \times \\
 & \times \sum_{r=1}^l \frac{(Pt-1)^{-(2r-1)} D_{\beta}^{2r-1}(t) (2^{-(2r-2)})}{(2i-2r)!(r+l-1)!(r-l)!} \cos(2l-1)\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\varphi\beta} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t - \varphi_0)^{2i-1} \times \\
 & \times \sum_{r=1}^l \frac{(Pt-1)^{-(2r-2)} D_{\beta}^{2r-2}(t) (2^{-(2r-3)})}{(2i-2r+1)!(r+l-1)!(r-l-1)!} \cos 2l\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\omega\alpha} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t)^{2i-1} \times \\
 & \times \sum_{r=1}^l \frac{M_{\alpha}^{2r-1}(t) (2^{-(2r-2)}) [-1]^{l+1}}{(2i-2r)!(r+l-1)!(r-l)!} \sin(2l-1)\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\omega\alpha} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t)^{2i-1} \times \sum_{r=1}^l \frac{M_{\alpha}^{2r-2}(t) (2^{-(2r-3)})! (-1)^{l+1}}{(2i-2r+1)!(r+l-1)!(r-l-1)!} \cos 2l\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\omega\beta} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t)^{2i-2} \times \\
 & \times \sum_{r=1}^l \frac{M_{\beta}^{2r-1}(t) (2^{-(2r-2)})}{(2i-2r)!(r+l-1)!(r-l)!} \cos(2l-1)\Omega t + \\
 & + u_{\Delta\omega\beta} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i+1} (\omega_0 t)^{2i-1} \times \sum_{r=1}^l \frac{M_{\beta}^{2r-2}(t) (2^{-(2r-3)})}{(2i-2r+1)!(r+l-1)!(r-l-1)!} \cos 2l\Omega t.
 \end{aligned} \tag{12}$$

В (12) третье, пятое, седьмое и девятое слагаемые описывают независимые движения систем в среде хаотичного движения, а четвертое, шестое, восьмое и десятое – зависимые. Анализ формул (12), а также более простых формул, приведенных в работах [2-12], позволил определить структуру приемного устройства сигналов с комбинированной квадратурной модуляцией. Она представлена на рис.1.

Передаваемый сигнал с шестью ортогональными компонентами получается в результате суммирования сигналов с квадратурной амплитудной, квадратурной частотной и квадратурной фазовой модуляциями.

Характерной особенностью такой системы передачи информации является то, что все шесть цифровых каналов для $u_\alpha, u_\beta, \Delta\varphi_\alpha, \Delta\varphi_\beta, \Delta\omega_\alpha, \Delta\omega_\beta$, передаются на одной несущей частоте. На рисунке: КАМ – квадратурный амплитудный модулятор, КФМ – квадратурный фазовый модулятор, КЧМ – квадратурный частотный модулятор. Приемными устройствами для сигналов с КАМ являются корреляторы, а с КЧМ и КФМ – устройства, вычисляющие функции неопределенности.

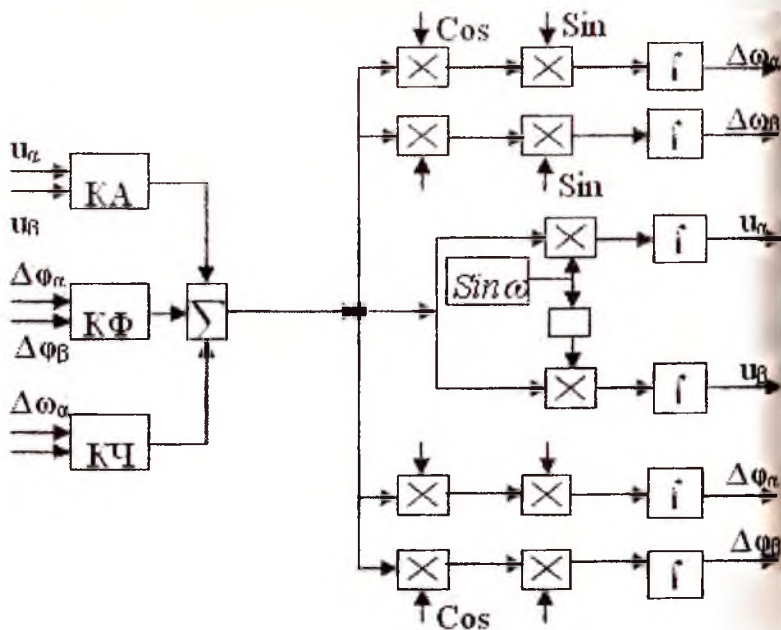


Рис. 1. Присмопередающая система с комбинированной модуляцией

2.2. Цифровое моделирование метода идентификации сигналов с комбинированными квадратурными видами модуляции

Последовательно проведем цифровое моделирование для всех видов модуляции и демодуляции, а затем его проведем для комбинированной модуляции и демодуляции. Для квадратурной фазовой модуляции (КФМ) сигналы на выходе модулятора и на выходе демодулирующего устройства в дискретной форме имеют вид:

$$y_{\phi_m}(i) = \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i - \varphi_0 - \Delta\varphi_\alpha \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right)\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i - \varphi_0 - \Delta\varphi_\beta \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right)\right) \Delta,$$

$$\Delta\hat{\varphi}_\alpha = \frac{\sum_{i=1}^M y(i) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N_1} \cdot i\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N_2} \cdot i\right)}{M},$$

$$\Delta\hat{\varphi}_\beta = \frac{\sum_{i=1}^M y(i) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N_1} \cdot i\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N_2} \cdot i\right)}{M}.$$

Результаты расчета приведены в табл.1 и на рис.2, если φ_α (φ_β) задать отрицательным, то $\Delta\hat{\varphi}_\alpha$ ($\Delta\hat{\varphi}_\beta$) поменяет знак.

Таблица 1

N = N ₁ = N ₂ = 32, M = 64, $\varphi_0 = -3.14$			
$\Delta\varphi_\alpha$	$\Delta\varphi_\beta$	$\Delta\hat{\varphi}_\alpha$	$\Delta\hat{\varphi}_\beta$
0 %	0 %	1,305e-016	-2,437e-016
20 %	20 %	-1,481e-001	-1,481e-001
40 %	40 %	-2,469e-001	-2,469e-001
60 %	60 %	-2,403e-001	-2,644e-001
80 %	80 %	-1,393e-001	-1,974e-001
100 %	100 %	-7,218e-002	-7,249e-002

Из рис. 2 следует, что существуют участки, где фазы идентифицируемых сигналов могут быть определены однозначно.

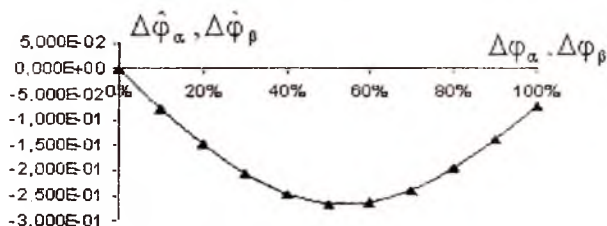


Рис. 2. Характеристики фазового демодулятора

Для определения избирательной способности устройства идентификации проведена расстройка опорных частот (см. табл. 2), график зависимости для нее приведен на рис. 3. Ортогональность сохраняется, когда $N=N_1=N_2$.

Таблица 2

$N = N_1 = 128, \Delta\varphi_\alpha = \Delta\varphi_\beta = 20\% \varphi_0 = -3.14$				
ω	N_2	M	$\Delta\hat{\varphi}_\alpha$	$\Delta\hat{\varphi}_\beta$
1	128	256	-1,481E-01	-1,481E-01
0.5	256	256	-4,517E-01	7,200E-04
0.25	512	512	1,630E-17	4,924E-16
2	64	128	7,323E-02	2,114E-01
4	32	128	-2,943E-05	4,074E-02

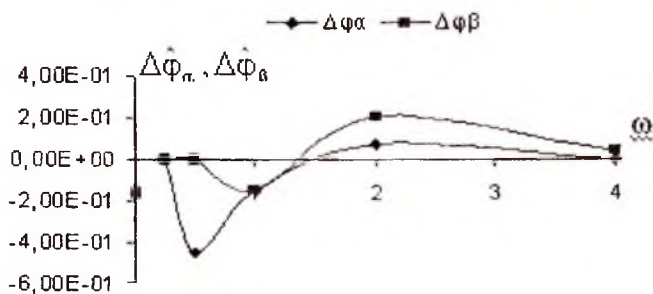


Рис. 3. Характеристики фазового демодулятора с расстройкой

Из рис. 3 следует, что условие ортогональности сохраняется при $2\Omega = \omega_0$.

Для квадратурной частотной модуляции (КЧМ) и демодуляции имеем следующие выражения

$$\begin{aligned}
 y_2(i) &= \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i - C_\alpha \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N} \cdot i \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right)\right) + \\
 &\quad + \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i - C_\beta \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N} \cdot i \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right)\right); \\
 \Delta\hat{\omega}_\alpha &= \frac{\sum_{i=1}^M y(i) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N_1} \cdot i\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N_2} \cdot i \cdot C_\alpha\right)}{M}; \\
 \Delta\hat{\omega}_\beta &= \frac{\sum_{i=1}^M y(i) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N_1} \cdot i\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N_2} \cdot i \cdot C_\beta\right)}{M}; \\
 M_\alpha &= N/C_\alpha, \quad M_\beta = N/C_\beta.
 \end{aligned}$$

$$N = N_1 = N_2 = 128$$

C_α	C_β	M	$\Delta\hat{\omega}_\alpha$	$\Delta\hat{\omega}_\beta$
0,03125	0,03125	4096	1,521e-001	-1,526e-001
0,0625	0,0625	2048	1,502e-001	-1,524e-001
0,125	0,125	1024	1,414e-001	-1,500e-001
0,25	0,25	512	3,170e-002	-4,831e-002
0,5	0,5	256	3,338e-001	-6,352e-001
1	1	128	9,195e-002	2,217e-001

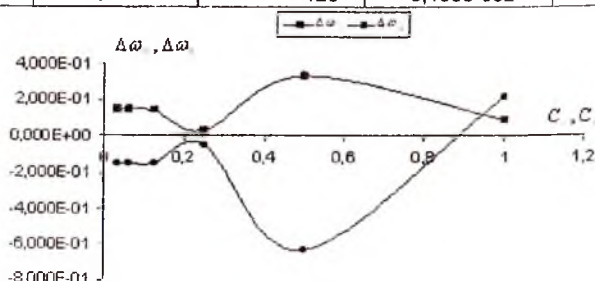


Рис. 4. Характеристики частотного демодулятора

$$N = N_1 = N_2 = 128$$

C_α	C_β	M	$\Delta\hat{\omega}_\alpha$	$\Delta\hat{\omega}_\beta$
-0,03125	-0,03125	4096	1,533e-001	-1,527e-001
-0,0625	-0,0625	2048	1,552e-001	-1,529e-001
-0,125	-0,125	1024	1,640e-001	-1,550e-001
-0,25	-0,25	512	2,735e-001	-2,541e-001
-0,5	-0,5	256	1,838e-001	5,234e-004
-1	-1	128	2,997e-001	-5,353e-001

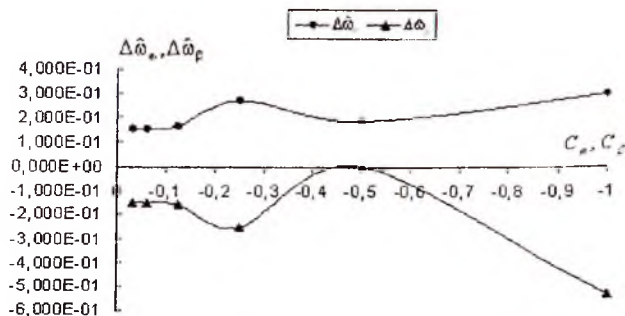


Рис. 5. Характеристики частотного демодулятора

Из графиков на рис. 4 и 5 и табл. 4 и 5 следует, что при малых значениях коэффициентов девиации по частоте ортогональность выделяемых сигналов сохраняется. Здесь также должно выполняться условие $2\Omega = \omega_0$.

Проведем моделирование ситуации КФМ + КЧМ.

Таблица 5

$N = N_1 = N_2 = 128$						
ψ_α, ψ_β	C_α, C_β	M	$\Delta\hat{\phi}_\alpha$	$\Delta\hat{\phi}_\beta$	$\Delta\hat{\omega}_\alpha$	$\Delta\hat{\omega}_\beta$
-10 %	-0,03125	4096	-4,051e-002	-4,050e-002	1,533e-001	-1,527e-001
-20 %			-1,113e-001	-1,113e-001	1,533e-001	-1,527e-001
-30 %			-1,694e-001	-1,694e-001	1,533e-001	-1,527e-001
-10 %	-0,0625	2048	-4,057e-002	-4,054e-002	1,552e-001	-1,529e-001
-20 %			-1,113e-001	-1,113e-001	1,552e-001	-1,529e-001
-30 %			-1,695e-001	-1,694e-001	1,552e-001	-1,529e-001
-10 %	-0,125	1024	-4,068e-002	-4,059e-002	1,640e-001	-1,550e-001
-20 %			-1,114e-001	-1,113e-001	1,640e-001	-1,550e-001
-30 %			-1,696e-001	-1,695e-001	1,640e-001	-1,550e-001

Из табл. 5 следует, что возможно ортогональное выделение сигналов с КЧМ+КФМ. При этом действие соотношения частот $2\Omega = \omega_0$ сохраняется.

Квадратурная амплитудная модуляция (КАМ) и демодуляция описываются соотношениями

$$y_3(i) = u_\alpha \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i\right) + u_\beta \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i\right), \quad \hat{u}_\alpha = \frac{\sum_{i=1}^M y(i) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i\right)}{M},$$

$$\hat{u}_\beta = \frac{\sum_{i=1}^M y(i) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i\right)}{M}.$$

Выделение $\hat{u}_\alpha$ и $\hat{u}_\beta$ осуществляется при $M = N/2$, $M = N$.

$M = 2N$.

Рассмотрим ситуацию КАМ + КФМ + КЧМ.

Таблица

$N = N_1 = N_2 = 128, \varphi_0 = 3,14, \varphi_\alpha, \varphi_\beta = -20 \%, C_\alpha, C_\beta = -0,0625, u_\alpha, u_\beta = 1$						
M	$\Delta\hat{\phi}_\alpha$	$\Delta\hat{\phi}_\beta$	$\Delta\hat{\omega}_\alpha$	$\Delta\hat{\omega}_\beta$	$\hat{u}_\alpha$	$\hat{u}_\beta$
2048	-0,1113	-0,1113	0,1552	-0,1529	-0,4578	0,4989
4096	-0,1232	-0,1223	0,1341	-0,1329	-0,4111	0,501
16384	-0,1398	-0,1392	0,07653	-0,07622	-0,4035	0,4993
65536	-0,1458	-0,1456	0,03944	-0,03936	-0,4034	0,4987
131072	-0,1469	-0,1468	0,02795	-0,02791	-0,4029	0,4986
524288	-0,1478	-0,1478	0,01359	-0,01358	-0,4033	0,4985
8388608	-0,1481	-0,1481	0,00479	-0,00479	-0,4034	0,4985

Из табл. 6 следуют важнейшие результаты:

- увеличение объема выборки (M) не приводит к изменению средней мощности на выходе идентифицирующих каналов КФМ и КАМ (энергия сигналов на выходе устройств идентификации существует также при $M \rightarrow \infty$);
- увеличение объема выборки (M) приводит к уменьшению средней мощности сигналов на выходе идентифицирующих каналов КЧМ (энергия сигналов на выходе устройств идентификации КЧМ уменьшается до 0 при $M \rightarrow \infty$). Действие соотношения частот $2\Omega = \omega_0$ для КАМ + КФМ + КЧМ сохраняется.

Ортогональность по всем каналам идентификации достигается за счет увеличения уровней U_α, U_β , что следует из табл. 7.

Таблица 7

$N = N_1 = N_2 = 128, \varphi_0 = 3.14, \varphi_\alpha, \varphi_\beta = -20\%, C_\alpha, C_\beta = -0.0625, U_\alpha, U_\beta = 5$						
M	$\Delta \hat{\varphi}_\alpha$	$\Delta \hat{\varphi}_\beta$	$\Delta \hat{\omega}_\alpha$	$\Delta \hat{\omega}_\beta$	$\hat{u}_\alpha$	$\hat{u}_\beta$
2048	-0,1113	-0,1113	0,1552	-0,1529	1,542	2,498
4096	-0,1232	-0,1223	0,1341	-0,1329	1,588	2,501

2.3. Цифровые модели для сложных объектов

Сначала рассмотрим простую ситуацию:

$$Y_1(i) = u_1 \sin\left(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right)\right),$$

$$Y_2(i) = u_2 \sin\left(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\beta \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right)\right),$$

$$Y_3(i) = u_3 \sin\left(2\pi \frac{i}{N} + \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right) C_\alpha \frac{2\pi \cdot i}{N}\right),$$

$$Y_4(i) = u_4 \sin\left(2\pi \frac{i}{N} + \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right) \cdot C_\beta \cdot \frac{2\pi \cdot i}{N}\right).$$

При этом определяем условия, при которых алгебраическая сумма энергий на выходе устройств идентификации равняется нулю

$$E_{\rho\varphi\alpha} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_1(i) \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right),$$

$$E_{\rho\varphi\beta} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_2(i) \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right),$$

$$E_{p\omega\alpha} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_3(i) \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(C_\alpha \frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right),$$

$$E_{p\omega\beta} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_4(i) \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(C_\beta \frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right),$$

где $M_1 = 2^k M$, $M = N / C_{\min}$, $C_{\min}$ из C_α и C_β .

Таблица 8. Результаты расчёта для простых видов модуляции

$\varphi_0=3,14$, $C_\alpha=0,00390625$, $\varphi_\alpha=0,872048\varphi_0$, $N=32$, $\varphi_\alpha=\varphi_\beta$

Вход. знаки	Выходы $k=0$	Выходы $k=2$	Выходы $k=4$
$(-)\varphi_\alpha$	$E_{p\varphi\alpha}=1.250708 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\alpha}=1.000566 \cdot 10^4$	$E_{p\varphi\alpha}=4.002265 \cdot 10^4$
$(-)\varphi_\beta$	$E_{p\varphi\beta}=-1.250708 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\beta}=-1.000566 \cdot 10^4$	$E_{p\varphi\beta}=-4.002265 \cdot 10^4$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{p\omega\alpha}=-1.250742 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\alpha}=-6.759674 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\alpha}=-1.428073 \cdot 10^4$
$(+)\omega_\beta$	$E_{p\omega\beta}=1.250701 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\beta}=6.759652 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\beta}=1.428071 \cdot 10^4$

$\varphi_0=3,14$, $C_\alpha=0,0078125$, $\varphi_\alpha=0,87842\varphi_0$, $N=8$, $\varphi_\alpha=\varphi_\beta$

Вход. знаки	Выходы $k=0$	Выходы $k=2$	Выходы $k=4$
$(-)\varphi_\alpha$	$E_{p\varphi\alpha}=625.353931$	$E_{p\varphi\alpha}=2.501416 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\alpha}=1.000566 \cdot 10^4$
$(+)\varphi_\beta$	$E_{p\varphi\beta}=-625.353931$	$E_{p\varphi\beta}=-2.501416 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\beta}=-1.000566 \cdot 10^4$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{p\omega\alpha}=-625.432031$	$E_{p\omega\alpha}=-1.689992 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\alpha}=-3.570251 \cdot 10^3$
$(+)\omega_\beta$	$E_{p\omega\beta}=625.350401$	$E_{p\omega\beta}=1.689906 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\beta}=3.570171 \cdot 10^3$

$k=0$, $\varphi_\alpha=\varphi_\beta$

Вход. знаки	Выходы $\varphi_0=3 \cdot 3.14$, $N=32$, $\varphi_\alpha=0.955769\varphi_0$, $C_\alpha=0.001953125$	Выходы $\varphi_0=5 \cdot 3.14$, $N=32$, $\varphi_\alpha=0.97464995\varphi_0$, $C_\alpha=0.001953125$	Выходы $\varphi_0=5 \cdot 3.14$, $N=64$, $\varphi_\alpha=0.97464995\varphi_0$, $C_\alpha=0.0009765625$
$(-)\varphi_\alpha$	$E_{p\varphi\alpha}=2.501011 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\alpha}=2.501821 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\alpha}=5.003642 \cdot 10^3$
$(+)\varphi_\beta$	$E_{p\varphi\beta}=-2.501011 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\beta}=-2.501821 \cdot 10^3$	$E_{p\varphi\beta}=-5.003642 \cdot 10^3$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{p\omega\alpha}=-2.501422 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\alpha}=-2.501422 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\alpha}=-5.002814 \cdot 10^3$
$(+)\omega_\beta$	$E_{p\omega\beta}=2.501402 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\beta}=2.501402 \cdot 10^3$	$E_{p\omega\beta}=5.002803 \cdot 10^3$

Из подтаблицы 1 табл. 8 следует, что при определенных соотношениях знаков перед девиациями по фазе и частоте обеспечивается равенство нулю в уравнении энергетического баланса. Условия периодичности учитываются во 2 и 3 подтаблицах табл. 8.

Следующие формулы для сигналов с комбинированными видами модуляции обеспечивают раздельное выделение информации по каналам α и β :

$$Y_3(i) = u_\beta \sin(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\beta \cos(\frac{\pi \cdot i}{N})) + \\ + u_\alpha \sin(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \sin(\frac{\pi \cdot i}{N} + \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\alpha \sin(\frac{\pi \cdot i}{2N})));$$

$$Y_4(i) = u_\beta \sin(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 + \varphi_\beta \cos(\frac{\pi \cdot i}{N})) +$$

$$+ u_\alpha \sin(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \sin(\frac{\pi \cdot i}{N} + \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\beta \cos(\frac{\pi \cdot i}{2N}))); \quad (13)$$

$$Y_5(i) = u_\alpha \sin(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \sin(\frac{\pi \cdot i}{N})) +$$

$$+ u_\alpha \sin(2\pi \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \sin(\frac{\pi \cdot i}{N} + \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\alpha \sin(\frac{\pi \cdot i}{2N})));$$

$$Y_6(i) = u_\alpha \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \cdot \sin(\pi \cdot \frac{i}{N} - \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\alpha \cdot \sin(\pi \cdot \frac{i}{2N}))); \quad (14)$$

$$Y_7(i) = u_\beta \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\beta \cdot \sin(\pi \cdot \frac{i}{N} - \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\beta \cdot \cos(\pi \cdot \frac{i}{2N}))); \quad (15)$$

$$E_{\rho\omega\alpha 6} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_6(i) \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\alpha\right); \quad (16)$$

$$E_{\rho\omega\beta 7} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_7(i) \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\beta\right); \quad (17)$$

$$Y_8(i) = u_\alpha \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\alpha \cdot \sin(\pi \cdot \frac{i}{N} - \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\alpha \cdot \sin(\pi \cdot \frac{i}{2N}))) + \\ + u_\beta \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_\beta \cdot \sin(\pi \cdot \frac{i}{N} - \frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\beta \cdot \cos(\pi \cdot \frac{i}{2N}))); \quad (18)$$

$$E_{\rho\omega\alpha 8} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_8(i) \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\alpha\right); \quad (19)$$

$$E_{\rho\omega\beta 8} = \sum_{i=1}^{M_1} Y_8(i) \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{N} \cdot C_\beta\right); \quad (20)$$

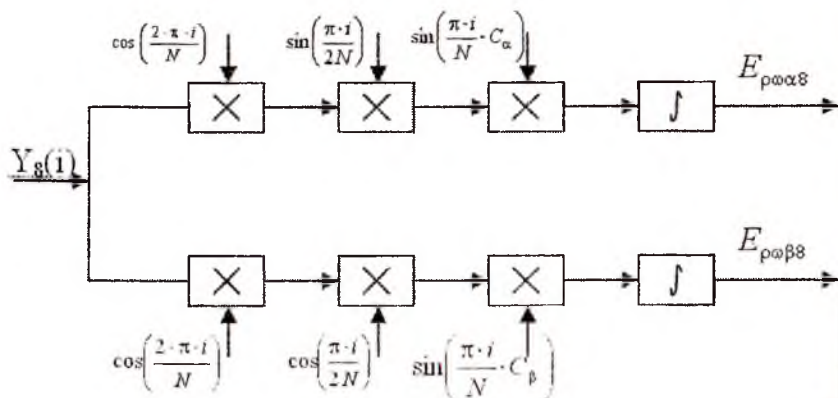


Рис. 6. Устройство идентификации с комбинированными фазовой и квадратурно-частотной модуляциями

Таблица 9. Результаты расчета для сложных видов модуляции

$p=1$, $\varphi_0=\pi(2p-1)$, $C_\alpha=0,125$, $\varphi_\alpha=2,75963782$, $N=32$, $\varphi_\alpha=\varphi_\beta$

Вход. знаки	Выходы $k=0$	Выходы $k=1$	Выходы $k=10$
$(-)\varphi_\alpha$	$E_{\rho\varphi\alpha 0}=-156.339$	$E_{\rho\varphi\alpha 1}=-312.677$	$E_{\rho\varphi\alpha 10}=-160090.606$
$(+)\varphi_\beta$	$E_{\rho\varphi\beta 0}=156.339$	$E_{\rho\varphi\beta 1}=312.677$	$E_{\rho\varphi\beta 10}=160090.606$
$(-)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=65.708$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=104.9$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=7045.32$
$(-)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 8}=-42.672$	$E_{\rho\omega\beta 8}=-83.276$	$E_{\rho\omega\beta 8}=-7029.874$
$(-)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=65.708$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=105.943$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=7054.705$
$(-)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 7}=-42.672$	$E_{\rho\omega\beta 7}=-86.069$	$E_{\rho\omega\beta 7}=-7030.129$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=-67.233$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=-111.118$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=-7085.42$
$(+)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 8}=51.208$	$E_{\rho\omega\beta 8}=96.238$	$E_{\rho\omega\beta 8}=7034.053$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=-67.401$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=-110.078$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=-7076.015$
$(+)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 7}=49.666$	$E_{\rho\omega\beta 7}=93.474$	$E_{\rho\omega\beta 7}=7033.834$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=-67.263$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=-111.12$	$E_{\rho\omega\alpha 8}=-7085.401$
$(-)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 8}=-42.651$	$E_{\rho\omega\beta 8}=-83.306$	$E_{\rho\omega\beta 8}=-7029.91$
$(+)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=-67.401$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=-110.078$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=-7076.0154$
$(-)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 7}=-44.193$	$E_{\rho\omega\beta 7}=-86.069$	$E_{\rho\omega\beta 7}=-7030.129$
$(-)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=65.742$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=104.902$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=7045.301$
$(+)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 8}=51.187$	$E_{\rho\omega\beta 8}=96.267$	$E_{\rho\omega\beta 8}=7034.089$
$(-)\omega_\alpha$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=65.572$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=105.943$	$E_{\rho\omega\alpha 6}=7054.705$
$(+)\omega_\beta$	$E_{\rho\omega\beta 7}=49.666$	$E_{\rho\omega\beta 7}=93.474$	$E_{\rho\omega\beta 7}=7033.834$

Вход. знаки	Выходы $k=0$	Выходы $k=1$	Выходы $k=10$
$(-)\varphi_a$	$E_{r\varphi a}=-156.339$	$E_{r\varphi a}=-312.677$	$E_{r\varphi a}=-160090.606$
$(+)\varphi_{\beta}$	$E_{r\varphi \beta}=156.339$	$E_{r\varphi \beta}=312.677$	$E_{r\varphi \beta}=160090.606$
$(-)\omega_a$	$E_{r\omega a \beta}=65.708$	$E_{r\omega a \beta}=104.9$	$E_{r\omega a \beta}=7045.32$
$(-)\omega_{\beta}$	$E_{r\omega \beta \beta}=-42.672$	$E_{r\omega \beta \beta}=-83.276$	$E_{r\omega \beta \beta}=-7029.874$
$(-)\omega_a$	$E_{r\omega a \beta}=65.708$	$E_{r\omega a \beta}=105.943$	$E_{r\omega a \beta}=7054.705$
$(-)\omega_{\beta}$	$E_{r\omega \beta \beta}=-42.672$	$E_{r\omega \beta \beta}=-86.0692$	$E_{r\omega \beta \beta}=-7030.129$

Рассмотрим еще один подобный пример:

$$Y_9(i) = u_a \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_{a1} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_{a2} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{i}{2N}\right)\right)\right) + \\ + u_{\beta} \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_0 - \varphi_{\beta 1} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{i}{N} - \varphi_{\beta 2} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{i}{2N}\right)\right)\right). \quad (21)$$

Для него алгоритмы идентификации имеют вид:

$$E_{r\varphi a1a2} = \sum_{i=1}^{M_i} Y_9(i) \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right), \quad (22)$$

$$E_{r\varphi \beta 1\beta 2} = \sum_{i=1}^{M_i} Y_9(i) \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot i}{N}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot i}{N}\right). \quad (23)$$

При $\varphi_0=\varphi_{\beta 1}=\varphi_{a2}=\varphi_{\beta 2}=3,14; \varphi_{a1}=2,97$ получим:

$E_{r\varphi a1a2}=26,8834(\text{кВт} \cdot \text{ч}); E_{r\varphi \beta 1\beta 2}=26,9381(\text{кВт} \cdot \text{ч})$.

Структурная схема устройства идентификации с комбинированными видами модуляции представлена на рис. 7.

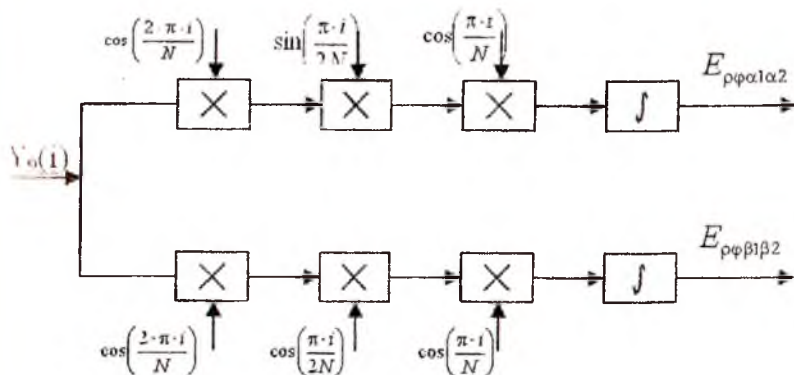


Рис. 7. Устройство идентификации с комбинированными фазовой и квадратурно-фазовой модуляциями

В символическом виде цепочки моделей генераторов для частотных и фазовых модуляторов можно представить:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sin(\frac{2\pi}{N}i); \cos(\frac{\pi}{N}i), \\ \sin(\frac{2\pi}{N}i); \sin(\frac{\pi}{N}i); \\ \sin(\frac{2\pi}{N}i); \sin(\frac{\pi}{N}i); \cos(\frac{\pi}{2N}i), \\ \sin(\frac{2\pi}{N}i); \sin(\frac{\pi}{N}i); \sin(\frac{\pi}{2N}i); \\ \sin(\frac{2\pi}{N}i); \sin(\frac{\pi}{N}i); \dots; \cos(\frac{\pi}{2^d N}i), \\ \sin(\frac{2\pi}{N}i); \sin(\frac{\pi}{N}i); \dots; \sin(\frac{\pi}{2^d N}i), \end{array} \right.$$

где d - целые числа. Из приведенных примеров следует важнейший результат: цепь модуляций по фазе и частоте заканчивается, если они осуществились по закону косинуса, но она продолжается в случае синусоидального закона.

3. Идентификация и синтез устройств расширения динамического диапазона сигналов, обеспечивающих разрешение противоречия между точностью и быстродействием

3.1. Аналоги соотношения Габора для нелинейных полосовых фильтров.

Экспериментальное определение связи между шириной полосы и временем переходного процесса линейного и нелинейного полосовых фильтров

Произведение времени переходного процесса на ширину полосы пропускания в линейной динамической системе есть величина постоянная. В нелинейных системах эту постоянную величину можно уменьшить.

Структура нелинейного полосового фильтра показана на рис. 8.

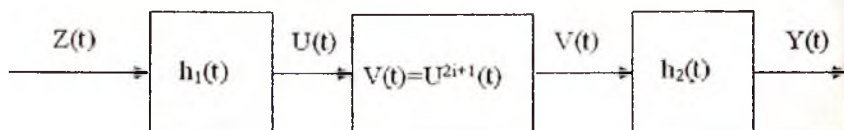


Рис. 8. Структура нелинейного полосового фильтра с коррекцией фазовых характеристик

В ней $h_1(t)$ - импульсная переходная характеристика линейного четного полосового фильтра, $h_2(t)$ - импульсная переходная характеристика

фазокорректирующего фильтра (эти фильтры описаны выше) и $V(t)=U^{2i+1}(t)$ – нелинейный элемент с нечетной нелинейностью.

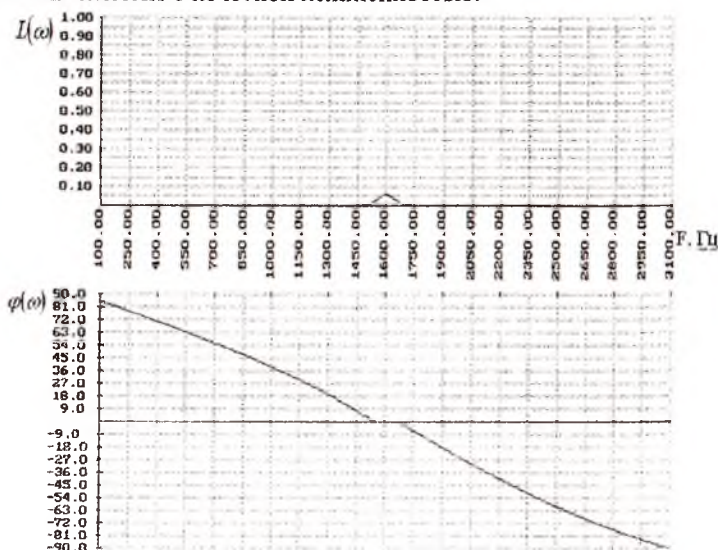


Рис.9. АЧХ и ФЧХ нелинейного полосового фильтра (параметры линейного полосового фильтра (добротность $Q=8$, при $\theta=66$, $k=6$, $m=3500$, $K=1,375$), параметры фазокорректирующего фильтра (при $\theta=1$, $k=0.75$, $m=10.6$, частота настройки 1850 Гц)) при $2i+1=7$, θ , k , m , K -параметры настройки полосового и форсирующего фильтров

Центральная частота настройки линейного и нелинейного полосовых фильтров принята равной 1600 Гц. Параметры линейного полосового фильтра и параметры линейных фильтров в структуре нелинейного фильтра с учетом того, что величина $2i+1$ изменяется от 3 до 7, выбраны так, чтобы обеспечить изменение добротности линейного и нелинейного полосовых фильтров в пределах от 0.3 до 21.3. Добротность определяется экспериментально по уровню $1/\sqrt{2}$.

На рисунках 10 и 11 и в таблицах 10 ÷ 13 показаны переходные процессы на выходе линейных и нелинейных полосовых фильтров при входном воздействии – единичный скачок для линейного полосового фильтра; амплитуда скачка, подаваемого на вход нелинейного фильтра, принимает значения 1, 3. Изменение уровня скачка не приводит к изменению времени переходного процесса, что показали расчеты.

При моделировании линейных и нелинейных полосовых фильтров использовался пакет программ ИКАР OLD [20], разработанный в Братском государственном техническом университете. Основой пакета программ ИКАР OLD является метод Z – преобразования.

Таблица 10

Q	0.3	0.34	0.4	0.45	0.6	0.654	0.7	0.753	1.153
$t_{пер}$	5.63e-5	6.25e-5	2.25e-4	2.85e-4	3.5e-4	3.66e-4	3.72e-4	3.78e-4	4.09e-4
Q	1.6	1.8	1.85	1.9	2.2	2.55	3.2	3.6	6.2
$t_{пер}$	6.91e-4	7.06e-4	7.09e-4	7.13e-4	9.84e-4	1.02e-3	1.32e-3	1.61e-3	2.84e-3
Q	10.7	11.9	15.2	17.8	21.3				
$t_{пер}$	4.71e-3	4.73e-3	5e-3	5e-3	5e-3				

Таблица 11

$2i+1=3$							
Q	0.6	0.65	0.7	1.153	1.9	6.2	10.7
$t_{пер}$	1.41e-4	1.47e-4	1.63e-4	2.94e-4	3.09e-4	6.03e-4	8.72e-4

Таблица 12

$2i+1=5$							
Q	0.3	0.45	1.25	1.8	2.6	8.1	15.2
$t_{пер}$	1.38e-4	1.44e-4	1.56e-4	2.88e-4	3.13e-4	4.34e-4	6.12e-4

Таблица 13

$2i+1=7$							
Q	0.34	0.6	1.6	2.2	3.2	9.7	17.8
$t_{пер}$	1.38e-4	1.41e-4	1.53e-4	2.75e-4	3.03e-4	4.06e-4	5.91e-4

На основе этих данных строятся аналоги соотношения Габора для линейных и нелинейных полосовых фильтров [12-19].

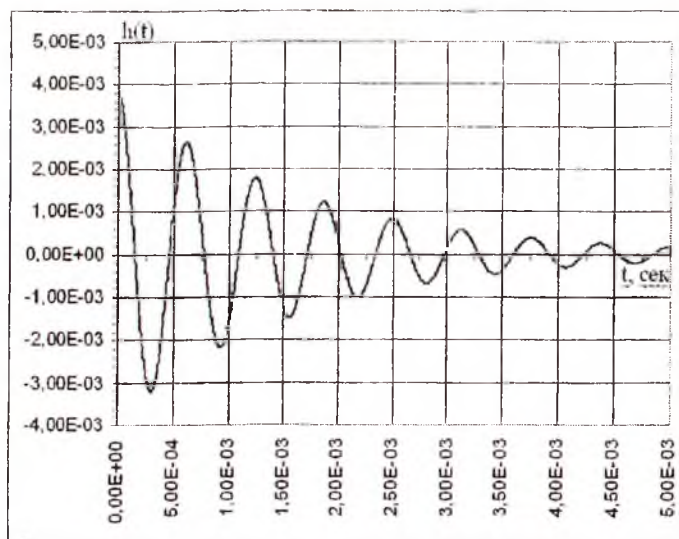


Рис.10.Переходный процесс линейного полосового фильтра для добротности $Q=8,1$ при $\theta=75^\circ$, $k=6$, $m=2500$

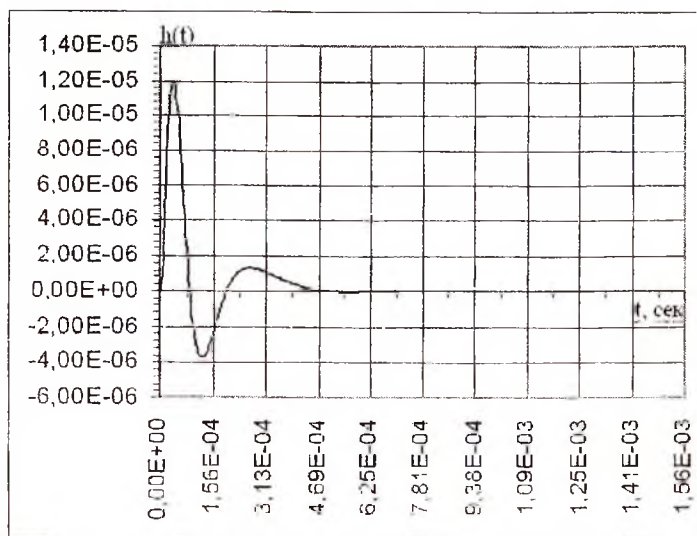


Рис.11. Переходный процесс нелинейного полосового фильтра, степень нелинейности равна 3, $Q=1,153$ (параметры линейного полосового фильтра (добротностью $Q=0,7$, при $\theta=5$, $k=6$, $m=175$, $K=1,191$), параметры фазокорректирующего фильтра (при $\theta=1$, $k=0,69$, $m=18$, частота настройки 1970 Гц))

Для примера приведены зависимости времен переходных процессов от величины добротности линейных полосовых и нелинейных фильтров (см. рис. 12 и 13).

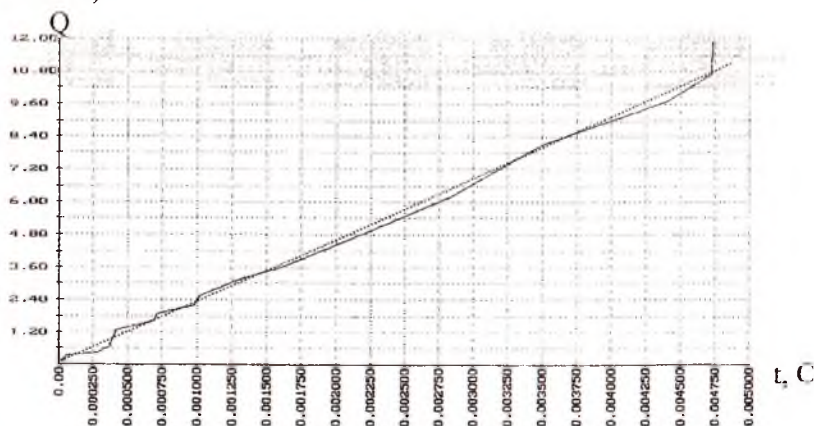


Рис.12. Зависимость времени переходного процесса от добротности линейного полосового фильтра: $t_{пер}=gQ$; $g=4.398e-4$

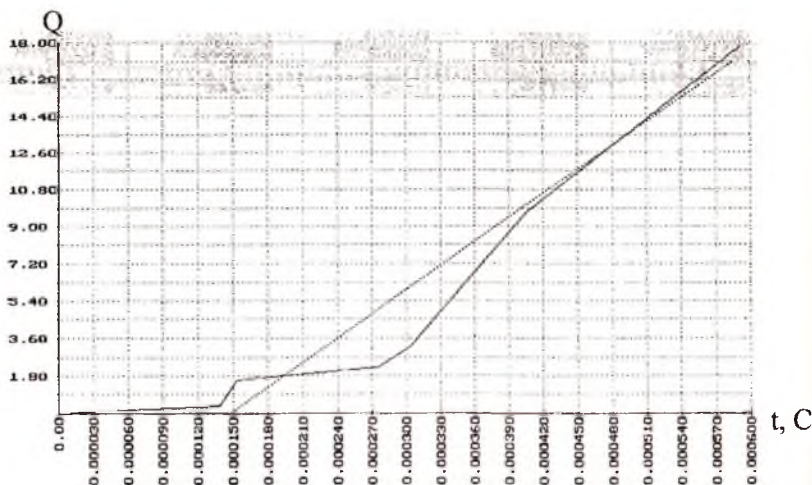


Рис.13. Зависимость времени переходного процесса от добротности нелинейного фильтра, $2i+1=7$, $f_{\text{рез}}=1600$ Гц; $t_{\text{кр}}=gQ$; $g=2.55\text{e-}5$

На рис. 12, 13 пунктирной линией показаны аппроксимирующие функции, связывающие время переходного процесса с полосой пропускания. Переходя к полосе от добротности при частоте $f=1600$ Гц, получаем аналоги

$$\text{соотношения Габора: } Q = \frac{\omega_p}{\omega_B - \omega_H}; \quad \frac{\Delta t}{Q} = g; \quad \frac{\Delta t}{\frac{\omega_p}{\Delta \omega}} = g; \quad \Delta t_{2i+1} \Delta \omega_{2i+1} = \omega_p g_{2i+1},$$

где $\Delta t = t_{\text{пер}}$, $\Delta \omega = \omega_B - \omega_H$.

Для рассмотренных примеров соответственно имеем:

$$\Delta t \Delta \omega = 1,4073, \quad \Delta t_3 \Delta \omega_3 = 0,7145, \quad \Delta t_5 \Delta \omega_5 = 0,2815, \quad \Delta t_7 \Delta \omega_7 = 0,2564, \\ \Delta t_9 \Delta \omega_9 = 0,0384 [18].$$

Отметим, что характеристики времяпереходного процесса – полоса и нелинейных полосовых фильтров существенно нелинейные.

3.3. Идентификация сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией

Как известно, в системах передачи данных модуляция типа КАМ (квадратурная амплитудная модуляция) обеспечивает наибольшую скорость передачи данных. Вместе с тем, при применении в системах многочастотных гармонических сигналов с КАМ накладываются существенные ограничения на расстояние между несущими частотами и скоростью модуляции; ясно, что чем ближе находятся несущие, тем больше они будут воздействовать

друг на друга, следовательно, в приемных фильтрах переходный процесс будет дольше и скорость передачи будет меньше. Далее приводятся результаты исследования по использованию в приемнике нелинейных узкополосных корреляционных фильтров для целей идентификации многочастотных гармонических сигналов с КАМ. Дан сигнал вида

$$Z(t) = \sum_{m=1}^n \alpha^{(m)} \sin \omega^{(m)} t + \beta^{(m)} \cos \omega^{(m)} t + \gamma(t),$$

где $\gamma(t)$ - независимая помеха, $\alpha^{(m)}$, $\beta^{(m)}$ - весовые функции, для которых справедливы неравенства

$$\alpha^{(m)} = \text{sign} \alpha^{(m)} |\alpha^{(m)}| \quad \text{и} \quad \beta^{(m)} = \text{sign} \beta^{(m)} |\beta^{(m)}|.$$

В них первые сомножители определяют знаки, а вторые - амплитуду весовых функций. Необходимо определить оценки $\hat{\alpha}^{(m)}$ и $\hat{\beta}^{(m)}$ при $m = 1 \div 3$. На рис. 14 приведена структурная схема системы передачи данных с использованием КАМ на трех несущих частотах.

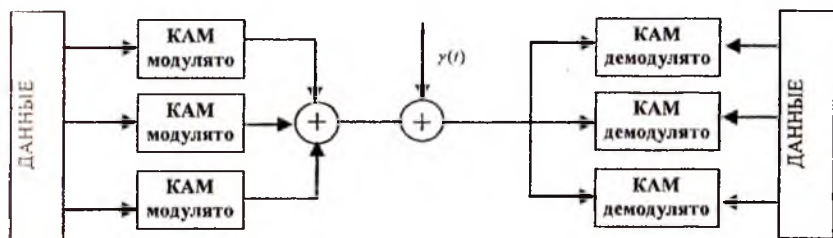


Рис.14. Структурная схема системы передачи данных с использованием многочастотных КАМ

На рис. 15 ПФ - полосовой фильтр, НЭ - безынерционный элемент с нечетной нелинейностью, осуществляющий преобразование вида $U(t) = -U(t)^{2k-1}$, ФФ - форсирующий фильтр, 1 - генератор, 2 - фазовращатель, 3 - перемножитель, 4 - интеграторы.

При цифровом моделировании гармонические непрерывные функции заменяются кусочно-непрерывными функциями. По мере увеличения числа отсчетов $N_i = T_i / \Delta t_i$, где T_i и Δt_i соответственно период и интервал дискретизации i -го гармонического сигнала, кусочно-непрерывные сигналы по форме приближаются к гармоническим сигналам. При переходе от непрерывной функции $\sin(\omega t)$ к ее цифровому представлению осуществляются следующие преобразования: так $\omega t = 2\pi f t$, непрерывное время заменяется дискретным $t = n\Delta t$, где Δt -

интервал квантования, n – номер отсчета. Частоту f можно представить, как $1/T$ и в дискретном виде $f = \frac{1}{N\Delta t}$, где N – количество отсчетов на период. Выражение для вычисления синуса в дискретном виде можно представить как $\sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$. Интеграл для вычисления корреляционной функции заменяется суммой $R_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N X(n\Delta t)Y(n\Delta t)$.

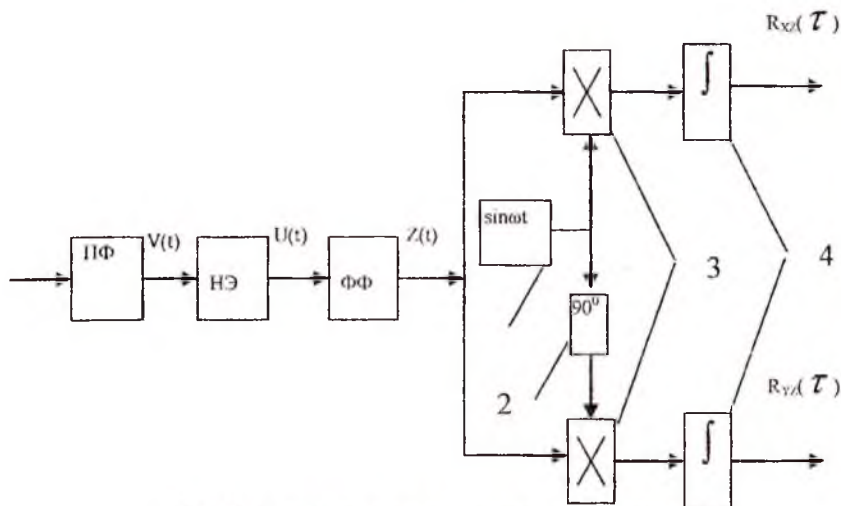


Рис. 15. Структурная схема демодулятора для сигналов с КАМ

При моделировании, для представления гармонических сигналов кусочно-непрерывными функциями, было принято 256 отсчетов на период. Дискретный гауссовский белый шум получается обработкой этой последовательности по формуле: $\gamma_d = \sigma_d \sqrt{-2 \ln x_1} \sin(2\pi x_2)$, где γ_d – формируемое значение дискретного белого шума; σ_d – среднеквадратичное отклонение; x_1, x_2 – числа, сформированные датчиком случайных чисел.

Для определения возможности использования узкополосных нелинейных корреляционных фильтров при идентификации многочастотных гармонических сигналов было проведено несколько экспериментов с математической моделью системы, структурная схема которой представлена

на рис. 14, а приемное устройство дано на рис. 15. Для сравнения, в первом случае приемники содержали узкополосные нелинейные фильтры, а во втором – только линейные полосовые фильтры. Моделирование проводилось при следующих условиях: добротности линейных фильтров равнялись *восемью*, степень нелинейного преобразования равнялась *трем*. Добротность была выбрана произвольно, поскольку требовалось просто сравнить две системы: одна с линейными фильтрами, а другая – с нелинейными. При других добротностях преимущества сравниваемых систем должны сохраняться. При добавлении шума к передаваемому сигналу его максимальное значение не превышало 10% от полезного сигнала. Частоты опорных генераторов в подканалах выбирались так, чтобы коэффициент пропорциональности между частотами, хотя бы для двух подканалов, был нецелым числом.

Результаты моделирования для системы с нелинейными фильтрами приведены в табл. 14, а для системы с линейными фильтрами – в табл. 15 [21–22].

Из табл. 14–15 видно, что приемники с нелинейными фильтрами, особенно при малом времени обработки, обеспечивают идентификацию сигналов с меньшим числом ошибок по сравнению с приемниками с полосовыми фильтрами. В среднем улучшение составляет не менее 5% .

Таблица 14

F1=2000 Гц			F2=1500 Гц		
Кол-во передач	Кол-во ошибок %		Кол-во передач	Кол-во ошибок %	
	1 под канал (sin)	2 под канал (cos)		1 подканал (sin)	2 подканал (cos)
00000	0	0	75000	0	0
00000	0	0,11	75000	0,01	0,08
00000	0,39	1,27	75000	1,69	2,77
00000	6,61	12,24	75000	8,33	12,1
00000	22,48	24,72	75000	25,78	26,57

F3=1000 Гц		
Кол-во передач	Кол-во ошибок %	
	1 подканал (sin)	2 подканал (cos)
50000	0	0
50000	0	0,02
50000	0,09	0,65
50000	5,59	10,99
50000	22,21	23,65

Таблица 15

F1=2000 Гц			F2=1500 Гц		
л-во передач	Ко	Кол-во	ол-во передач	К	Кол-во
	ошибок %			ошибок %	
	1 подканал (sin)	2 подканал (cos)		1 подканал (sin)	2 подканал (cos)
100000	0	0	75000	0	0
100000	0,1	0,12	75000	0,07	0,09
100000	1,74	1,33	75000	2,51	2,92
100000	16,36	14,78	75000	15,54	14,53
100000	30,36	29,92	75000	30,78	30,5

F3=1000 Гц		
ол-во передатч	К	Кол-во
	ошибок %	
	1 подканал (sin)	2 подканал (cos)
50000	0	0
50000	0,1	0,01
50000	0,43	0,6
50000	15,52	13,08
50000	29,57	29,65

4. Идентификация и синтез устройств сжатия динамического диапазона сигналов

В качестве устройства сжатия используются нелинейные элементы с характеристиками вида $U_{\text{вых}}(t) = 2^{\kappa} \sqrt{\kappa} U_{\text{вх}}(t)$, где κ - целые числа. Для сжатия сигнала используем таблицу соответствия (табл. 16), полученную при помощи устройства, приведенного на рис. 16.

Полученные значения в ней умножаются на число два. Данная таблица дает одинаковые значения для синусоидальных и косинусоидальных входных сигналов, подвергаемых сжатию. Поскольку полученные значения больше единицы, то в системах с квадратурной частотной и квадратурной фазовой модуляциями необходимо значения уменьшать, используя настроечные коэффициенты d_u , d_p , c_a и c_p меньше единицы.

Определяем область сигнала на подъеме или на спаде, чтобы избежать взаимных наложений значений. Так как сжатие справедливо только для цифрового сигнала, рассчитаем соответствие исходного сигнала и результатов сжатия. Это позволит определить коэффициенты для псевдосжатия сигнала.

Для исследования влияния взаимных каналов в [25] был выбран протокол модема V.32 bis, основанный на модифицированной КАМ, обеспечивающий передачу данных со скоростью до 14400бит/с по двухпроводным коммутируемым и выделенным телефонным каналам.

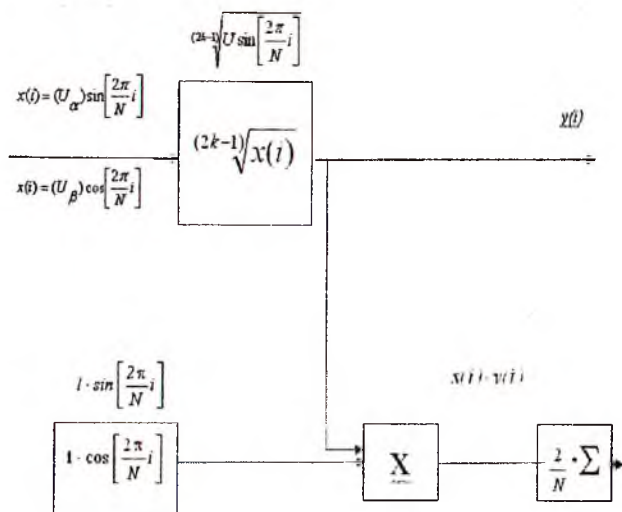


Рис. 16. Структурная схема измерительного устройства

Таблица 16. Таблица коэффициентов соответствия сигнала при псевдосжатии равная как для положительных значений, так и для отрицательных

		псевдосжатие=1				
U=		-3		-1		0
Результат сжатия		-3	-33	-1	-16,5	0
канал А	-	0,04268	0,128037	-0,00393	0,00392685	
канал В	-	-0,04268	0,128037	-0,00393	0,00392685	
		псевдосжатие=2				
U=		-3		-1		0
Результат сжатия		-1,6721	-15,33	-1,15937	-34,67	
канал А	-	-0,13619	0,227715	-1,5E-20	1,77E-20	
канал В	-	0,13619	0,227715	-2,4E-21	2,74E-21	
		псевдосжатие=3				
U=		-3		-1		0
Результат сжатия		-1,49612	-9,8629	-1,200994	-40,137	
канал А		-0,16533	0,247349	-6,5396E-07	7,85E-07	
канал В		-0,16533	0,247349	-6,5396E-07	7,85E-07	

КАМ – квадратурная амплитудная модуляция – позволяет увеличить количество кодируемых бит и повысить помехозащищенность.

Данный протокол принят в качестве стандарта ITU-T в 1991 г. При скорости передачи 7200 бит/с входной проскремблированный поток данных делится на блоки по три бита Q1n, Q2n, Q3n. Пространственная сигнальная диаграмма для такой скорости передачи приведена на рис. 17. В этом случае

двоичные числа соответствуют последовательности четырех бит $Y0n, Y1n, Y2n, Y3n$, поступающих на вход устройства сигнального отображения.

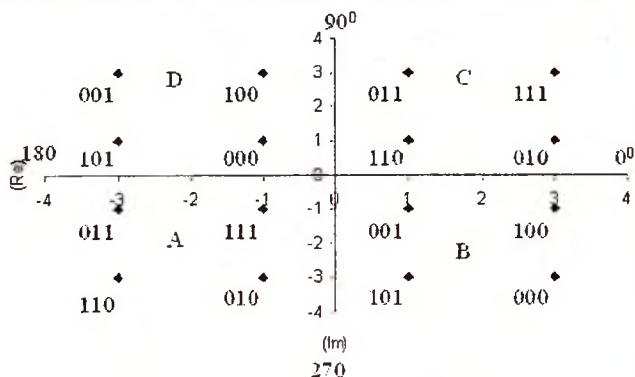


Рис.17. Сигнальная диаграмма для скорости 7200 бит/с [24]

С помощью других сигнальных диаграмм скорость передачи данных может составлять: 14400, 1200, 9600, 7200 бит/с с треллист-кодированием. На рис. 18 представлена система передачи и приема данных ортогональных и неортогональных сигналов [24, 25]. На нем: 1-8 – устройства умножения, 9-12 – интеграторы, 13-16 – расширители, 21 – канал связи, 17-20 – АЦП, 22, 23 – структурные схемы фазовых модуляторов; после сжатия и модуляции фазовые каналы объединяются, входные сигналы $\Delta\psi(\alpha)$, $\Delta\psi(\beta)$ по каждому каналу суммируются и поступают на линию связи.

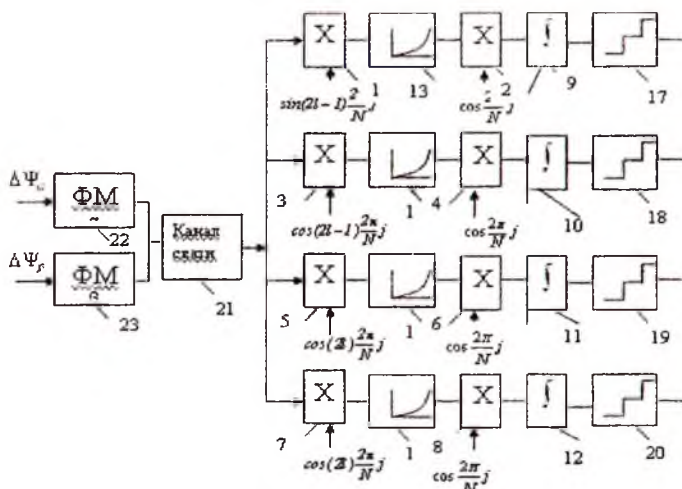


Рис.18. Система передачи данных

В приемном устройстве сигналы разделяются большим числом приемных каналов. Выделение по отдельным каналам осуществляется за счет пары опорных сигналов, поступающих на соответствующие входы перемножителей. Усреднение сигналов осуществляется интеграторами после расширения, фазовые сигналы $\Delta\psi(\alpha)$, $\Delta\psi(\beta)$ поступают на входы АЦП и преобразуются в двоичный код. Проведенные испытания показали высокую эффективность метода сжатия динамического диапазона по фазе.

5. Модели механики, химии и генетики.

Неделимые частицы и методика их обнаружения

Обратимся к механике, к квантовой механике. Для успешного изучения механических систем необходимо правильно ввести систему координат, определить количество и значения ортогональных компонент и отсеять факторы, не влияющие на определенную систему ортогональных координат. Вселенная и все живое в ней существуют в четырехмерном пространстве. Зная это, Лоренц, А. Эйнштейн, Фридман и другие использовали это для изучения законов природы. С позиции познаваемости мира это пространство имеет ряд недостатков. Основные из них: это пространство не является энергетическим пространством; не определено начало координат (местоположение точки, из которой произошел Большой Взрыв, неизвестно).

Из проведенных нами исследований следует, что на частотах волн, (частиц, исходя из дуализма) кратных двум (деление частот на два начинается с самой верхней частоты), энергия формирует множество шестимерных ортогональных пространств, определяемых $u_\alpha, u_\beta, \Delta\varphi_\alpha, \Delta\varphi_\beta, \Delta\omega_\alpha$ и $\Delta\omega_\beta$ (частоты, на которых образуется шестимерные ортогональные пространства, определяются соотношениями: $(\omega_0, \Omega^{(1)} = \omega_0/2, \dots, \Omega^{(i-1)}, \Omega^{(i)} = \Omega^{(i-1)}/2, \dots$ при направленности времени из прошлого в настоящее [26]). При конечной энергии нижняя частота – конечна. В этих пространствах время представлено в неявном виде. Связь семимерного пространства с четырехмерным пространством достигается путем фиксации точки на линии пересечения плоскостей, образованных $\Delta\varphi_\alpha$ и $\Delta\varphi_\beta$. Переменные $u_{\Delta\varphi_\alpha}$, $u_{\Delta\varphi_\beta}$, $u_{\Delta\omega_\alpha}$ и $u_{\Delta\omega_\beta}$ зависят от u_α и u_β . Эта зависимость определяет число ошибок при передаче информации, а также число несостоявшихся соединений из независимых элементов при синтезе вещества. В более сложных системах передачи и в сложных химических соединениях число переменных, присутствующих в аналогичных зависимостях, будет большим. Но во всех этих случаях размерность ортогонального пространства не может превышать шести. Оно может быть и меньшей размерности.

Независимость движения частиц (систем) задает одну из компонент равенства (либо неравенства) для центробежных и центростремительных сил независимо от природы полей (гравитационных, магнитных и

электростатических), определяющих условия объединения. В результате объединения они утрачивают часть своей независимости. Одна часть вновь образованных систем имеет независимые движения, а другая часть – зависимые движения от уже существующих. Независимые системы не синтезируются из зависимых систем. Разнообразие синтезированных систем и определяет количество элементарных частиц и атомов. Хаос описывается максимальным количеством информации (в битах). По мере приведения к однообразию систем (по мере упорядочивания хаоса) информация уменьшается.

Среди них имеются независимо двигающиеся неделимые частицы, обладающие потенциальной энергией. Такие частицы – двух типов. Первый тип частиц, «квадр-атом» (q -атом (quadratome)), имеет следующие признаки: разные знаки $q^{(+)}$, $q^{(-)}$ (q -атом) от значения средне-квадратичного отклонения и разные уровни потенциальной энергии $q^{(+)(a)}$, $q^{(-)(b)}$ (уровни $a, b, c, \dots$). На них никаким образом нельзя воздействовать; при соединении частиц $q^{(+)(a)}$ и $q^{(-)(b)}$ выделяется энергия в виде q -излучения. Для независимо двигающихся частиц второго типа («синфатом» (co-phaseatom)) имеем: разные знаки и уровни энергии ($c^{(+)(a)}$, $c^{(-)(b)}$ (c -атом)); они участвуют во взаимодействиях по расстоянию и по скорости. После соединения частиц $c^{(+)(a)}$, $c^{(-)(b)}$ выделяется c -излучение. Кроме того, частицы q ($q^{(+)(a)}$ -атом, $q^{(-)(b)}$ -атом) и c ($c^{(+)(a)}$ -атом, $c^{(-)(b)}$ -атом) могут иметь разные длины волн: $q^{(+)(a)(\lambda_1)}$, ..., $q^{(-)(b)(\lambda_n)}$, $c^{(+)(a)(\lambda_1)}$, ..., $c^{(-)(b)(\lambda_n)}$, где λ_1, λ_n – длины волн. При соединении частиц q - и c -типов выделяется qc -лучистая энергия. Можно предложить методику обнаружения лучей q , c , qc при аннигиляции частиц ($q^{(+)(a)}$, $q^{(-)(b)}$, $c^{(+)(a)}$, $c^{(-)(b)}$), что иллюстрируется рис. 19.

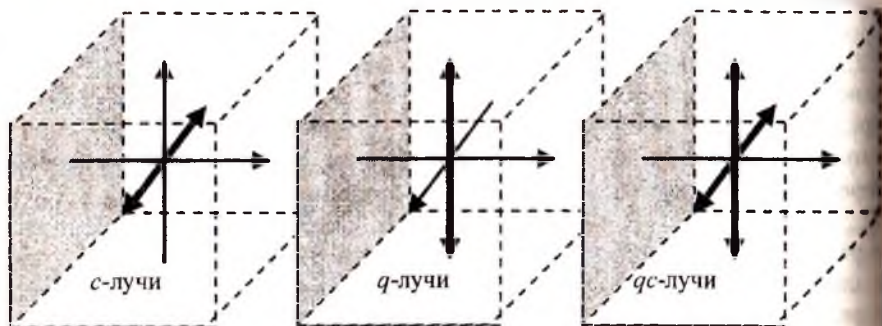


Рис. 19. Виды излучения при аннигиляции частиц

Эта методика одина для неделимых частиц с разными длинами волн. Аннигиляция возможна только у родственных частиц, имеющих одинаковую длину волн.

Примерами являются земная, планетарные, солнечная, звездные и более сложные системы. Образование совокупности частиц и более сложных систем происходило и происходит в какой-то конкретной системе из перечисленных.

Фактор «скорость», хотя и определяет разнообразие синтезируемых систем, является их разрушителем (окончательным разрушителем является закон всемирного тяготения). Магнитные и электростатические свойства систем обусловлены взаимодействием по фактору «скорость». Это утверждение сделано из тех фактов, что размерности 1 Генри и 1 Фарада содержат в числителях секунду, а только скорость имеет в размерности секунду. Вещества с высокой плотностью обладают магнитными свойствами, а с низкой плотностью - электростатическими свойствами, хотя в природе нет веществ, которые обладали только одним из этих свойств. В природе есть вещества, в которых одно из его свойств преобладает над другим свойством.

Факторы u_α и u_β определяют присутствие лучистой энергии, к которой относятся энергия фотонов, энергия рентгеновского излучения и энергии звука и ультразвука. Все эти носители энергии не имеют массы. Считаем, что высокочастотная лучистая энергия переходит в массу. Таким свойством обладает только c -излучение.

Независимость в природе — причина формирования трехмерного пространства, заполненного веществом (нет вещества, то и нет пространства). В результате взаимодействия независимых частиц по расстоянию и по скорости формируются более сложные структуры, например позитронии, которые представляют собой тонкие пленки очень малых размеров. В силу независимости движений они должны располагаться в плоскостях $\Delta\varphi_\alpha$ и $\Delta\varphi_\beta$. Вновь образованные пленочные структуры позитрониев должны располагаться в тех плоскостях и в тех местах, которые уже заняты. В результате возникают колоссальные давления, которые прижимают малые образования с колоссальной массой на части. В результате формируется трехмерное пространство, заполненное веществом. В это время в этом пространстве синтезируются атомы и молекулы, которые в силу независимости увеличивают его объем. Также необходимо отметить (смотри рис. 20 и 21), что законы природы на плоскостях $\Delta\varphi_\alpha$ и $\Delta\omega_\alpha$ и над ними сохраняются при повороте плоскостей наблюдения. Законы природы, действующие в плоскостях $\Delta\varphi_\beta$ и $\Delta\omega_\beta$, не действуют в плоскостях наблюдения.

Заслугой А. Эйнштейна считается то, что при разработке общей теории относительности он исключил из рассмотрения эфир. Из наших рассуждений следует, что эфир присутствует в виде q -атомов. Его наличие можно определить только по выделению энергии около звезд, имеющих планетарные системы. Отсутствие эфира приведет к катастрофическим последствиям в развитии вселенной.

Часть биологических видов неизбежно оказывается изолированной от большей части своей популяции. Эта изоляция обуславливается: действием географических факторов, факторов преобладания одного вида живых существ над другими живыми существами и др. Все эти факторы приводят к тому, что животные совершают скрещивания между собой и со временем повышают степень своего родства. Этот факт имеет как отрицательное, так и положительное значения. У родственных особей часть генетического кода обязательно совпадает (хотя бы самая малая его часть). И соответственно эта его часть не будет подвержена дальнейшим изменениям в среде данной изолированной популяции. Другие же его части в основном определяют эволюцию генетического кода будущих потомков данной независимой популяции особей.

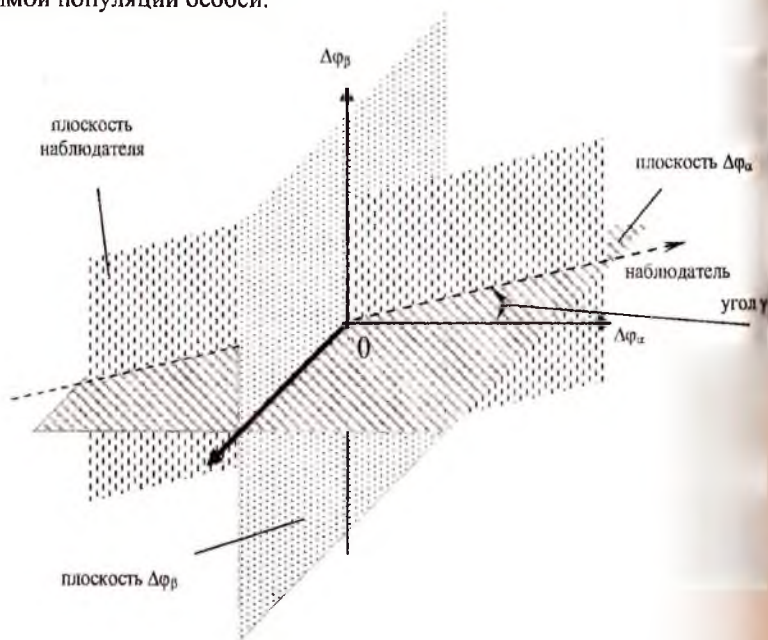


Рис.20. Пространство расстояний

У животных и у людей существуют генетические структуры (под которыми мы понимаем совокупности соединенных между собой химических элементов, отвечающих за неделимые признаки), образованные по фактору «расстояние в стоячей воде» и по фактору «скорость в проточной воде». С точки зрения энергетических связей – часть генетических структур образовалась за счет использования потенциальной энергии, а другая часть – кинетической энергии. Причем внешняя подпитка энергией обеспечивала длительное поддержание энергетических связей, образованных по фактору

«расстояние» (подпитка потенциальной энергией), а энергетические связи, образованные по факторам «скорость», при этом имеют конечное время существования, хотя подпитка кинетической энергией может и далее продолжаться. Причем, чем больше изменения по скорости, тем меньшее время существуют энергетические связи между молекулами химических элементов в структуре генетического кода. Малые изменения скорости обеспечивают более длительное существование энергетических связей, образованных по фактору «скорость».

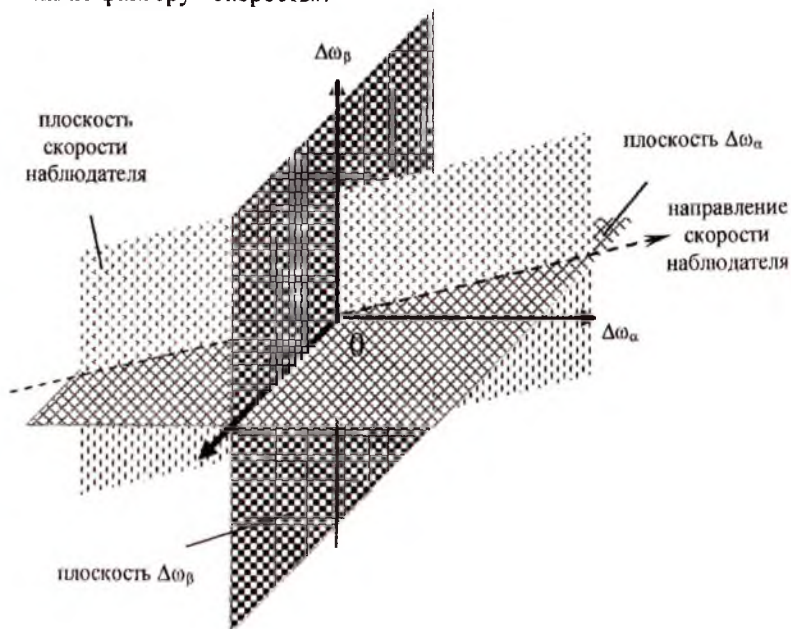


Рис. 21. Пространство скоростей

Таким образом, энергетические связи, образованные по фактору «скорость», являются определяющими в дальнейшей эволюции генетического кода среди особей изолированной популяции животных. В результате скрещивания потомкам достаются генетические структуры как с меньшим, так и с большим временем существования. Очевидно, что особи, получившие в наследство более долго существующие генетические структуры, начнут доминировать в данной изолированной популяции животных.

Благоприятные факторы в данном ареале обитания приводят к тому, что количество животных с более долго существующим генетическим кодом (только по одному неделимому признаку) будет резко увеличено, и в

результате они образуют новую популяцию с новым признаком по продолжительности жизни генетического кода.

Как было отмечено, процесс изоляции некоторых особей из большой популяции животных неизбежен. И вследствие этого, из новой, сравнительно большой, популяции выделяется некоторая группа животных, которая начинает существовать в условиях независимости. Этот момент времени образования новой изолированной популяции является следующей точкой бифуркации. На этом новом этапе репродукции формируется новый генетический код (по признаку «продолжительность существования») с более долгоживущими генетическими структурами. При этом необходимо отметить, что в процессе изменения генетического кода будут участвовать и другие генетические структуры, исключенные из этого процесса на предыдущих этапах независимого развития. Увеличение числа этапов независимого развития приводит к резкому увеличению числа генетических структур, участвующих в процессе совершенствования по признаку «продолжительность существования».

Учитывая связь между генетическими кодами животных и людей, отмечаем, что у людей упорядочивание кода приводит к увеличению продолжительности жизни. Известны десятки примеров независимого развития генетического кода людей. Приведем некоторые из них: сохраняя власть, монархи вступали в родственные браки; островные и горные изоляции людей приводят к повышению степени их родства; границы между государствами, реваншистские планы, наличие большого количества религиозных концессий разделяют людей. Эти и другие факторы способствовали упорядочиванию генетического кода людей.

6. Цифровые модели атомов водорода

В работе проводится моделирование двух атомов водорода.

Для протия цифровая модель, образующая систему передачи информации, представлена так:

$$Y_1(n) = U_1 \sin \left(2\pi \frac{n}{2^d N} - \varphi_{01} + \Delta\varphi_\beta \sin \left(\frac{\pi \cdot n}{2^d N} - C \frac{2 \cdot \pi}{2^d N} \cdot n \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2^{d+1} \cdot N} \cdot n \right) \right) \right);$$

$$Y_2(n) = U_2 \sin \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{n}{N} - \varphi_{02} - \Delta\varphi_\alpha \cdot \sin \left(\pi \frac{n}{N} - C \frac{2\pi}{2^d \cdot N} \cdot n \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2 \cdot N} \cdot n \right) \right) \right),$$

где $Y_1(n)$ – соответствует модели протона с большой длиной волны, а $Y_2(n)$ – соответствует модели электрона с малой длиной волны (длины волн отличаются на величину 2^d). Магнитные и электростатические свойства определяются компонентами модуляции по частоте. U_1 и U_2 – амплитуды сигналов. В линию связи передается сигнал $Y(n) = Y_1(n) + Y_2(n)$. Для выделения энергии используется математический аппарат функции неопределенности.

Устойчивой системе атома водорода соответствует алгебраическая сумма энергий, равная нулю. Цифровая модель дейтерия имеет вид:

$$Y_1(n) = U_1 \sin\left(2\pi \frac{n}{2^d N} - \varphi_{01} - \Delta\varphi_\gamma \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{2^d N}\right)\right);$$

$$Y_2(n) = U_2 \sin\left(2\pi \frac{n}{2^d N} - \varphi_{02} - \Delta\varphi_\gamma \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{2^d N} - C \frac{2 \cdot \pi}{2^d N} \cdot n \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2^{d+1} \cdot N} \cdot n\right)\right)\right);$$

$$Y_3(n) = U_3 \sin\left(2\pi \frac{n}{N} - \varphi_{03} - \Delta\varphi_\alpha \sin\left(\frac{\pi \cdot n}{N} - C \frac{2 \cdot \pi}{2^d N} \cdot n \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2 \cdot N} \cdot n\right)\right)\right),$$

где $Y_1(n)$, $Y_2(n)$, $Y_3(n)$ – соответствует модели нейтрона, протона и электрона соответственно, φ_{01} , φ_{02} , φ_{03} – определяют центры масс нейтрона протона и электрона. Начальные фазы φ_{01} и φ_{02} примерно равны между собой. Длина волны протона в два раза больше длины волны нейтрона. Вследствие этого протоны вращаются внутри нейтронов в атомах дейтерия, не оказывая никакого влияния на них.

При моделировании объектов живой и неживой природы могут использоваться цифровые системы передачи информации с комбинированными квадратурными видами модуляции.

7. Заключение

Проделанная работа подтверждает, что имеются возможности для совершенствования цифровых систем передачи информации и изучения хаотических процессов.

Список использованных источников

1. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н. Моделирование процессов квантовой механики, химии и генетики на основе теории передачи информации// Труды VI Международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» ISPRO'07. Москва, 2007. М.: ИПУ РАН, 2007.- С. 2706.
2. Буштрук Т.Н., Буштрук А.Д. Методы идентификации объектов и процессов // Самара: СамГАПС, 2005. - 150 с.
3. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Авсиевич А.В. Частотно-временные характеристики первой гармоники на выходе частотного модулятора. Братский гос. техн. ун-т, - 2000. -18 с. Рук. деп. в ВИНТИ 11.05.00, № 1371 - В00.
4. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Губа В.И. Корнилов О.В. Анализ и синтез систем с ортогональной фазовой модуляцией. Братский гос. техн. ун-т, - 2000. -56 с. – Рук. Деп. В ВИНТИ 22.12.00.- №3245-В00.
5. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Авсиевич А.В. Частотно-временные характеристики первой гармоники на выходе частотного модулятора. Братский гос. техн. ун-т, - 2000.- 18 с. Рук. деп. в ВИНТИ 11.05.00, № 1371 - В00.

6. Буштрук А. Д., Буштрук Т. Н., Авсиевич А. В. Некоторые основы ортогональной кодово-частотной модуляции: XXI научно-техническая конференция БрГТУ/ Материалы конференции. – Братск: БрГТУ, 2000. – С. 137-138.

7. Буштрук А. Д., Буштрук Т. Н., Авсиевич А. В. Частотно-временные характеристики первой гармоники на выходе частотного модулятора. Братский гос. техн. ун-т, Деп. в ВИНТИ 06.05.00, № 1328-ВОО.

8. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Авсиевич А.В. Анализ и синтез системы с кодовой частотной модуляцией// Труды Братского государственного технического университета. - Братск: БрГТУ, 2000. – С.145-148.

9. Буштрук А. Д., Буштрук Т. Н., Авсиевич А. В. Ортогональная кодово-частотная модуляция: ХХII научно-техническая конференция БрГТУ: Материалы конференции. – Братск: БрГТУ, 2001. – С. 164-165.

10. Буштрук А. Д., Буштрук Т. Н., Авсиевич А. В. Исследование ортогональной кодово-частотной модуляции// Труды Братского государственного технического университета. – Братск: БрГТУ, 2001. – Т. 2. - С. 57-61.

11. Буштрук А. Д., Буштрук Т. Н., Авсиевич А. В. Имитационное моделирование передачи информационных потоков с кодо-частотной модуляцией// Труды международной научно-технической Конференция (Computer-based conference).-Пенза: Пензенский Технологический Институт, 2002. – С. 82-84.

12. Буштрук А. Д., Буштрук Т. Н., Авсиевич А. В. Цифровое моделирование систем с ортогональной кодо-частотной модуляцией. БрГТУ, - 2002. - 30 с.: илл. – Библиограф. 2 назв. – Рус. Деп. В ВИНТИ. 22.04.02 №730-В2002.

13. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Результаты исследований по одному из видов корреляционных фильтров. – Братск: Братский государственный технический университет.- 1999. – 7 с. Рук. деп. в ВИНТИ 10.11.99, № 3300-В99.

14. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Весовые коэффициенты для первых основных гармоник на выходе безынерционного элемента с нечетной нелинейностью: труды Братского государственного технического университета. - Братск: БрГТУ, 2000. – С. 252-258.

15. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Синтез нелинейных полосопропускающих фильтров. –Братский государственный технический университет, 2000. – 12 с. Рус. деп. в ВИНТИ 02.08.00, № 2154-В00.

16. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Применение нелинейных фильтров в контурах управления энергосистем// Энергетика: управление, качество, эффективность использования энергоресурсов: Сборник трудов 2-ой Всероссийской научно-технической конференции с междунар. участием. - Благовещенск: Издательство Амурского университета, 2000. - С. 119-123.

17. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Результаты исследований для системы частотного уплотнения с КАМ-4. Управление в системах: Вестник ИрГТУ. Сер. Кибернетика. – Иркутск: Издательство ИрГТУ, 2000. - Вып. 3. - С. 42-46.

18. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Аналогии соотношения Габора для нелинейных полосовых фильтров. - 2000. – 12 с. Деп. ВИНТИ 02.08.2000, №2154-В00.

19. Буштрук А.Д., Буштрук Т.Н., Манахов А.В. Методика вычисления весовых коэффициентов для первых основных гармоник на выходе безынерционного элемента с нечетной нелинейностью: ХХI Научно-техническая конференция. Братский государственный технический университет: Материалы конф. - Братск: БрГТУ, 2000.

20. Бушtruk А.Д., Бушtruk Т.Н., Манахов А.В. Программа построения чистотных характеристик и моделирования линейных и нелинейных систем (Икар v1.1). Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2000610892. РФ Рос. агентство по патентам и товарным знакам (Роспатент). Москва, 11.09.2000 г.

21. Бушtruk А.Д., Бушtruk Т.Н. Манахов А.В. Синтез полосопропускающего и фазокорректирующего фильтров для корреляционно-спектральных анализаторов. Иркутский гос. техн. ун-т.- Братск, 2000.- 34 с.-Деп. в ВИНТИ 05.04.00, №910-ВОО.

22. Бушtruk А.Д., Бушtruk Т.Н., Манахов А.В. Аналогии соотношения Габора для нелинейных полосовых фильтров. - 2000. - 12 с. Деп. ВИНТИ 02.08.2000, №2154-ВОО.

23. Лагутенко О.И. Модемы. Справочник пользователя. - Спб.: Лань, 1997.

24. Бушtruk А. Д., Бушtruk Т. Н., Рыськин А. И. Квадратурная фазовая модуляция и процедуры сжатия сигнала по фазе. Проблемы железнодорожного транспорта на современном этапе развития/Известия Самарского научного центра Российской Академии Наук. Специальный выпуск. - Самара: 2006. - С. 77-79.

25. Бушtruk А. Д., Рыськин А. И. Методические указания к выполнению лабораторных работ по дисциплине «Многоканальная связь на железнодорожном транспорте» для студентов специальности 190402 – «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте» всех форм обучения. Самара: СамГАПС, 2006.-24 с.

26. Бушtruk А.Д., Бушtruk Т.Н. Процесс течения времени и его моделирование: Труды III Международной конференции «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO'04. Москва, 28-30 января 2004 г. Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН. М.: ИПУ РАН, 2004. -2706 с.

ВОЛОКОННО - ОПТИЧЕСКИЙ ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ УГЛА С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОННОГО МОДУЛЯ

В.М.Гречишников, А.А.Юдин

Самарский государственный аэрокосмический университет,

г. Самара

В данной статье рассматривается один из структурно-алгоритмических способов повышения точности и достоверности выходного кода волоконно-оптического цифрового преобразователя угла (ВОЦПУ) на основе оптической маски инверсного кода Грея.

Такие преобразователи находят широкое применение как в качестве самостоятельных датчиков угла с информационной емкостью до 15-16 бит, так и в качестве канала грубого отсчета, а также в составе двухотсчетных преобразователей. Основную функцию преобразования в ВОЦПУ несёт