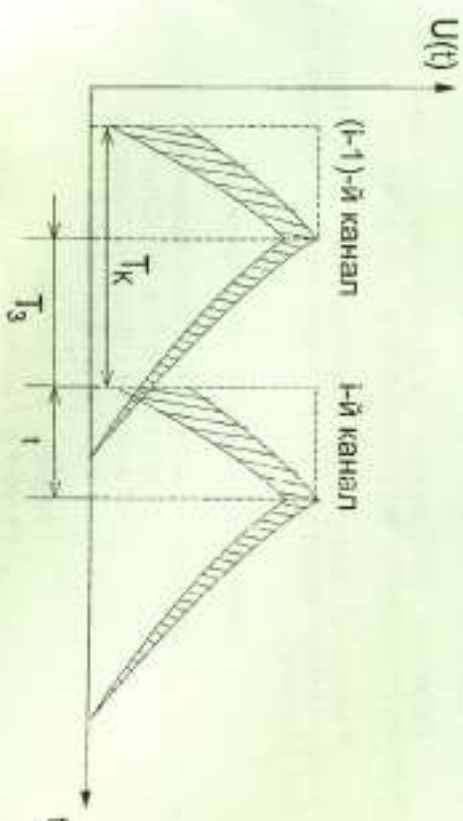


ИЗУЧЕНИЕ РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Методические указания
к лабораторным работам



критерием структуру алгоритма обработки. Пример такой процедуры — адаптивно-разностная ИСМ с перестройкой структуры фильтра предсказателя.

1.2. Структурная схема кодера источника сигнала

Упрощенная структурная схема кодера источника сигнала при фиксированных алгоритмах обработки приведена на рис. 1.

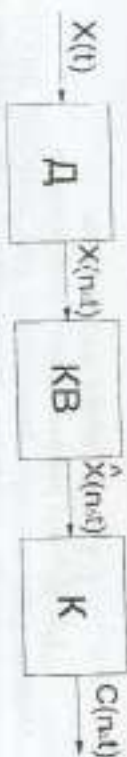


Рис. 1

Во временном дискретизаторе Δ осуществляется амплитудно-импульсная модуляция сигнала $X(t)$ с частотой повторения $f_d = 1/\Delta t$. На выходе дискретизатора формируется последовательность прямоугольных импульсов конечной длительности $X(n\Delta t)$, где $n = 1, 2, \dots$. Амплитуда этих импульсов в

каждом элементе Δt приобретает значение $\hat{X}(n\Delta t)$, соответствующее ближайшему уровню квантования. В кодере K последовательности величин $\hat{X}(n\Delta t)$ ставится в соответствие кодовое слово $C(n\Delta t)$. Обычно для кодирования квантованных отсчетов используется двоичная последовательность. С помощью В-разрядного двоичного кодового слова можно сформировать 2^b различных уровней квантования. Скорость передачи информации в этом случае $I = b f_d$.

Если частота f_d постоянна, то единственной путь уменьшения скорости передачи информации состоит в сокращении числа двоичных единиц на отсчет сигнала.

При равномерном квантовании сообщения отношение сигнал/шум для гармонического сигнала равно $q[\text{дБ}] = 6b + 1,8$, а для гауссовского — $q[\text{дБ}] = 6b - 4,8$ [3]. Эти соотношения получены из предположения, что для каждого квантования используется поддиапазон.

1.3. Компрессор

В реальных условиях дисперсия телеметрического сигнала может меняться в значительном диапазоне, что уменьшает отношение сигнал/шум. По этой причине для поддержания отношения сигнал/шум на заданном уровне при равномерном квантовании необходимо увеличивать число уровней квантования с учетом максимально возможного значения телеметрического сигнала X_M . В результате возрастает длина кодового слова и, следовательно, увеличивается избыточность сообщения. Для устранения этого недостатка применяют неравномерные квантователи, в частности μ - и A -компрессоры [3].

Нелинейное устройство на передатчике называют компрессором, а на приемнике — экспандером. Совместно с μ - и A -устройствами называют компрессором. Применение компрессоров обеспечивает примерно одинаковое отношение сигнал/шум в широком диапазоне изменения интенсивности телеметрического сигнала. На практике используются характеристики компрессора, названные μ -законом компрессирования:

$$y(n\Delta t) = X_M [\ln(1 + \mu |x(n\Delta t)| / X_M) / \ln(1 + \mu)] \text{sign}[x(n\Delta t)],$$

$$\text{где } \text{sign}[x(n\Delta t)] = \begin{cases} +1, & x(n\Delta t) \geq 0, \\ -1, & x(n\Delta t) < 0, \end{cases}$$

а также A -законом компрессирования:

$$y(n\Delta t) = \begin{cases} Ax(n\Delta t) / (1 + \ln A), & 0 \leq x(n\Delta t) \leq 1/A, \\ (1 + \ln Ax(n\Delta t)) / (1 + \ln A), & 1/A \leq x(n\Delta t) \leq 1. \end{cases}$$

Экспериментальные исследования показывают, что 12-разрядное равномерное квантование имеет такое же отношение сигнал/шум, как и 8-разрядное квантование при μ -закоме компрессирования.

Другая возможность уменьшения длины кодового слова связана с применением оптимальных квантователей. Если интенсивность сигнала не меняется и известна его функция плотности вероятности

$P(x)$, то, выбирая пороги X_i и уровни $\hat{X}_i$ квантования по формулам

$$X_i (\hat{X}_i + \hat{X}_{i+1}) / 2, \quad \hat{X}_i = \int_{X_{i-1}}^{X_i} x \cdot P(x) dx, \quad i = 1, 2, \dots$$

удается максимизировать отношение сигнал/шум квантователя.

Реальные телеметрические сигналы обычно нестационарны, поэтому на практике чаще используются μ -квантователи, несущие на выходе по сравнению с оптимальным квантователем, отклонение сигнала.

1.4. Адаптивно-разностная ИКМ

Более эффективным способом преобразования непрерывных сигналов в цифровую форму по сравнению с μ -квантованием является адаптивно-разностная ИКМ (АРИКМ). При АРИКМ осуществляется параметрический адаптация свойств квантователя к уровню входного сигнала [1, 3]. Для этого шаг квантования, или коэффициент усиления аналогового тракта, изменяют таким образом, чтобы уровень дисперсии сигнала на входе квантователя оставался постоянным. Квантователи при АРИКМ могут быть с адаптацией по входу и по выходу [1]. В первом случае дисперсия входного сигнала оценивается непосредственно по этому сигналу, а во втором — по выходному сигналу $\hat{X}(n\Delta t)$. При использовании квантователя с адаптацией по входу необходимо передавать на приемную сторону значение шага квантования или коэффициента усиления, что увеличивает длину кодового слова. По этой причине на практике нашли применение квантователи с адаптацией по выходу (рис. 2). Недостатком данных квантователей является высокая чувствительность к ошибкам в кодовых словах на входе приемного устройства.

В устройстве адаптации А оценивается дисперсия выходного сигнала

$$\sigma^2(n\Delta t) = \sum_{m=-\infty}^{n-1} \hat{x}^2(m\Delta t) \cdot h \cdot [(n-m)\Delta t], \text{ где } h(n\Delta t) - \text{импульсная}$$

характеристика фильтра. Коэффициент усиления аналогового тракта устанавливается обратно пропорционально среднему квадратическому отклонению сигнала $G(n\Delta t) = G_0 / \sigma(n\Delta t)$. Такой метод обработки входного сигнала называется адаптивной ИКМ (АИКМ). Сигнал $y(n\Delta t)$ с выхода усилителя с переменным коэффициентом усиления поступает на схему разностного квантователя.

Между соседними отсчетами телеметрического сигнала обычно имеется значительная коррекция, которая слабо убывает по мере увеличения интервала времени. В результате разность между соседними отсчетами будет иметь меньшую дисперсию, чем исходный сигнал. Динамический диапазон квантованного сигнала уменьшается,

что позволяет при том же отношении сигнал/шум сократить разрядность кодового слова.

На входе квантователя КВ действует разностный сигнал

$d(n\Delta t) = y(n\Delta t) - y(n-1)\Delta t$, где $y(n\Delta t)$ — оценка предсказанного значения сигнала $y(n\Delta t)$. Квантованию $d(n\Delta t)$ подвергается не входной, а разностный сигнал. Формирование предсказанного значения сигнала

$y(n\Delta t)$ осуществляется с помощью предсказателя П. Отношение сигнал/шум в рассматриваемом случае равно $q = G_n \cdot q_0$, где q_0 — отношение сигнал/шум квантователя, G_n — коэффициент усиления, обусловленный разностью кодирования. Величина q_0 зависит только от свойств квантователя КВ, а G_n определяется типом предсказателя П. Если используется линейный предсказатель

$$\hat{y}(n\Delta t) = \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot \hat{y}(n-k)\Delta t, \text{ где } \alpha_k - \text{постоянные}$$

коэффициенты, p — количество используемых для предсказания предшествующих значений сигнала, то коэффициент

$$G_n = 1 / [1 - \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot \rho(k\Delta t)], \text{ где } \rho(k\Delta t) - \text{нормированная}$$

корреляционная функция $y(n\Delta t)$. Значения коэффициентов α_k , обеспечивающие максимальное значение G_n , однозначно связаны с видом функции корреляции входного сигнала [3].

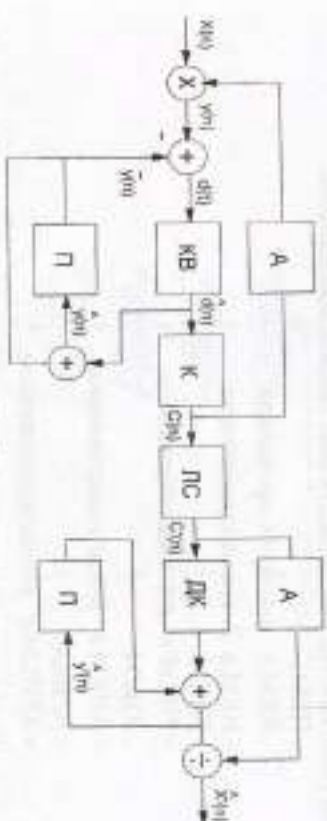


Рис. 2

Такой метод обработки сигнала называется разностной ИКМ (РИКМ). Сочетание таких методов обработки измерительного сигнала, как АРИКМ и РИКМ, позволяет получить адаптивно-разностную ИКМ (рис. 2).

Сигнал с входа квантователя поступает на линию связи ЛС и далее — на приемную сторону, где осуществляется декодирование ДК и восстановление исходного сигнала.

Взвешивая выходы в отношении сигнал/шум при АРИКМ зависит от вида функции плотности вероятности и корреляционной функции входного сигнала. По этой причине в случае нестационарных сигналов для увеличения отношения сигнал/шум целесообразно использовать систему АРИКМ с адаптивным предсказателем. Такая система относится к непараметрическим адаптивным процедурам радионального кодирования сообщений. Для перестройки структуры фильтра предсказателя необходимо оценивать функцию плотности вероятности и корреляционную функцию входного сигнала, а потом рассчитать значения коэффициентов a_k (см.).

Возможно различное сочетание процедур радионального кодирования с учетом требований сложности реализации радиотелеметрической системы. Эффективность тех или иных процедур радионального кодирования существенно зависит от статистических моделей телеметрических сигналов.

2. ОПИСАНИЕ ПРОГРАММЫ РАБОТЫ

Упрощенная функциональная схема программы, работающей в диалоговом режиме, приведена на рис. 3. Программа позволяет исследовать цифровые методы передачи информации при различных видах телеметрических сигналов.

В начале программы с помощью информации на экране дисплея осуществляется выбор следующих типов квантователей:

- ИКМ;
- ИКМ с μ -компандированием;
- ИКМ с А-компандированием;
- РИКМ;
- РИКМ с μ -компандированием;
- АИКМ;
- АИКМ с μ -компандированием;
- АРИКМ;
- АРИКМ с μ -компандированием.

Исследование перечисленных квантователей возможно при сигналах, описываемых различными статистическими моделями. В программе моделируются сигналы с равномерным законом распределения, законом арксинуса, нормальным законом, в том же

нестационарные сигналы. Выбрать один из них можно с помощью информации на экране дисплея.

Сигналы с равномерным законом распределения формируются с помощью стандартной функции $Z(t) = \text{RND}(x)$. Так как в программе случайные числа $Z(t)$ распределяются в интервале $0..1$, то для формирования сигнала с заданным значением и размахом A необходимо осуществить функциональное преобразование

$$X(t) = A[Z(t) - M]$$

$$1 = 0..255.$$

Сигнал, функция плотности вероятности которого описывается законом арксинуса, формируется с помощью оператора:

$$X(t) = A \sin(2\pi - 4\pi t / 255) - M,$$

$$1 = 0..255.$$

Сигнал с нормальным законом распределения определяется как $A = 6\sigma$, где σ — среднеквадратическое значение сигнала.

Под нестационарным сигналом в программе понимается сигнал с нормальным законом распределения, у которого во времени изменяется дисперсия. Формирование нестационарного сигнала осуществляется оператором:

$$X(t) = [A / (1 + B)] [1 + B \sin(\pi t / 255)] R(t), \quad 1 = 0..255.$$

Кроме размаха сигнала A и среднего значения M , параметром нестационарного сигнала является динамический диапазон $D = 1 + B$.

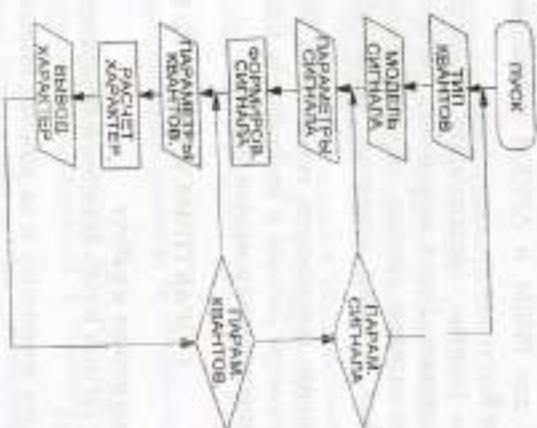


Рис. 3

После выбора вида сигнала задается смещение M сигнала относительно нулевого уровня квантователя и его размах A . При выборе параметров сигнала необходимо учитывать, что все типы квантователей имеют как отрицательную, так и положительную ветви. Диапазон всех квантователей фиксирован и равен 128 условным единицам. Наклон характеристики квантователя составляет 45° . Для нестационарного сигнала необходимо дополнительно задать динамический диапазон.

Далее программа приступает к формированию набора выбранных телеметрических сигналов.

После формирования сигналов необходимо задать параметры квантователя. Для всех квантователей задается длина кодового слова n , определяющая число уровней квантования. В программе можно задавать длину кодового слова $n \leq 50$.

Для всех типов квантователей с μ - и A -комбинированием необходимо еще ввести соответствующие значения параметров μ и A . Обычно рекомендуют $\mu = 30, 100, 255, A = 87, 6$. Реализация ИКМ в программе осуществляется как случайный случай ИКМ с μ -комбинированием при задании параметра $\mu = 0$ (аналогично и для квантователей с РИКМ, АИКМ и АРИКМ). Кроме того, для РИКМ и АРИКМ необходимо задавать порядок преобразования P .

Время расчета характеристик квантователя зависит от выбранного сигнала. После выполнения расчетов на экран дисплея выводятся пиктограммы сигнала, значение входной ДВ и выходной ДК дисперсии, а также отношение сигнала к шуму G квантованного сигнала.

С помощью поясняющих надписей на экране дисплея можно изменить параметры сигнала и квантователя или осуществить новый выбор типа квантователя и модели сигнала.

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ РАБОТЫ

3.1. Подготовка к работе

Выбор сигнала и типа квантователя осуществляется по указанию преподавателя.

Включите компьютер и на рабочем столе запустите программу «Coder».

На клавиатуре нажмите клавишу «Caps Lock» для установления режима прописных букв.

Выполните инструкции, которые появятся на экране дисплея.

Наберите цифру, соответствующую исследуемому квантователю, а затем «Enter».

Для исправления ошибки ввода до нажатия клавиши «Enter» используйте клавиши $\leftarrow, \rightarrow, \uparrow, \downarrow$.

3.2. Формирование модели сигнала

1. Нажмите клавишу, соответствующую выбранному сигналу, и «Enter».

2. Введите параметры телеметрического сигнала. Для сигналов, функции плотности вероятности которых описывается равномерным и нормальным законом, а также законом арксинуса, задается размах сигнала. В случае нестационарного сигнала, кроме размаха, требуется задать динамический диапазон сигнала. При выборе размаха сигнала необходимо учитывать, что диапазон всех квантователей фиксирован и равен 128 условным единицам.

3. При появлении на экране дисплея только одной надписи «Ждите результатов» не следует нажимать клавиши клавиатуры.

4. При ошибках ввода возможно продолжительное зависание программы. В этих случаях необходимо закрыть программу с помощью последующей команды «Завершить сейчас» и перезапустить программу.

3.3. Исследование эффективности квантователей

1. После появления на экране дисплея соответствующей надписи введите смещение среднего уровня сигнала относительно нуля квантователя. Для нулевого смещения нажмите клавишу «Enter».

2. Введите параметры квантователя.

Для всех квантователей задается длина кодового слова $n \leq 16$:

для квантователей с μ - и A -комбинированием - значение параметра $\mu < 300, A < 100$; для РИКМ и АРИКМ - порядок преобразования $P < 10$.

3. Во время проведения расчетов не следует нажимать клавиши клавиатуры.

4. После появления на экране дисплея характеристик сигнала зафиксируйте параметры квантователя и отношение сигнала к шуму G квантованного сигнала.

5. Повторите расчеты при других параметрах квантователя и модели сигнала.

6. Постройте зависимость отношения сигнал/шум от величины размаха сигнала и длины кодового слова.

7. Повторите все эти работы при другом типе квантователя и модели сигнала.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назначение методов рационального кодирования.
2. Классификация методов рационального кодирования.
3. Недостатки импульсно-кодовой модуляции.
4. Неравномерное квантование.
5. Адаптивная импульсно-кодовая модуляция.
6. Различия импульсно-кодовой модуляции.
7. Адаптивно-разностная ИКМ.
8. Модели телеметрических сигналов.
9. Особенности программы работы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шелухин О.К., Дудальцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. - М.: Радио и связь, 2000. - 456 с.
2. Беллман Д.К. Цифровая телефония. - М.: Эко-Трендз, 2004. - 639 с.
3. Рабинер Л.Р., Шифер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов. - М.: Радио и связь, 1981. - 495 с.

Лабораторная работа № 2 ИЗУЧЕНИЕ ДИСКРЕТНО-АНАЛОГОВЫХ И ОБОБЩЕННЫХ ДИСКРЕТНЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение алгоритмов интерполяционной обработки сообщений при дискретно-аналоговых и обобщенных дискретных представлениях первичных радиотелеметрических сигналов.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

1.1. Регулярные дискретно-аналоговые представления

При дискретно-аналоговых представлениях сообщения на интервале времени T описывается ступенчатой функцией:

$$U_1, U_2, \dots, U_n = Au(t), \text{ где } \Delta - \text{свертыватель представления, а}$$

$U_1, \dots, U_n$ - координаты сообщения, значения которых непрерывны.

Если эта шкала квантована, то представления начинаются дискретно-квантованными или цифровыми. При линейности оператора представления координаты сообщения равны

$$Au(t) = U_i = \int W_i(t) \cdot u(t) dt, \quad i = 1, \dots, n, \quad (1)$$

где $W_i(t)$ - весовые функции, T - интервал представления.

В радиотелеметрии обычно используются дискретно-аналоговые представления, когда $W_i(t) = \delta(t - t_i)$ и $U_i = u(t_i)$. В этом случае координаты $U_1, \dots, U_n$ являются выборками или отсчетами, а моменты времени $t_1, \dots, t_n$ - точками отсчета [1]. При регулярных дискретно-аналоговых представлениях выборки $U_1, \dots, U_n$ формируются через одинаковые промежутки времени $T_0 = 1/F_0 = t_{i+1} - t_i$, где T_0 - период отсчета, а F_0 - частота отсчета.

Такие радиотелеметрические системы наиболее широко распространены благодаря относительной простоте технической реализации.

На приемной стороне восстановление исходного сообщения осуществляется с помощью оператора восстановления

$$\hat{u}(t) = \sum_{i=1}^n U_i \hat{x}_i(t), \quad (2)$$

где $\hat{x}_i(t)$ - координатные (интерполирующие) функции, $\hat{u}(t)$ - оценка

исходного сообщения $u(t)$. Восстановление непрерывной функции по ее выборке называется интерполяцией. На точность восстановления сообщения $u(t)$ влияют шум в радиолинии, погрешности системы и ошибки интерполяции. В дальнейшем будут учитываться только ошибки интерполяции $\varepsilon(t) = u(t) - \hat{u}(t)$.

Определение вида интерполирующей функции $x_i(t) = x(t - t_i)$, обеспечивающей заданные ошибки интерполяции, составляет суть задачи выбора способа интерполяционной обработки. Оценка $\hat{u}(t)$ должна быть получена на некотором интервале интерполяции T_u с учетом всех выборок, расположенных на конечном интервале обработки $T_{обр}$ (рис. 1).

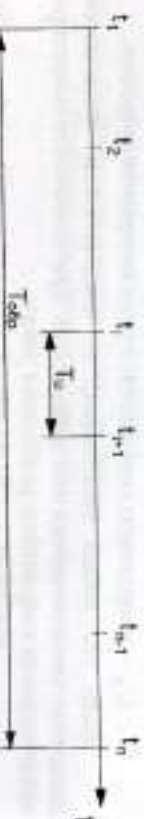


Рис. 1

Это оказывается возможным потому, что существуют корреляционные связи между значениями первичного сигнала $u(t)$ в моменты времени t и $t + \Delta t$. Интерполяция безоголоса шума невозможна, так как его корреляционная функция есть дельта-функция.

Оптимальная интерполирующая функция, обеспечивающая при заданных значениях коэффициентов корреляции сообщения $K_u(t_i, t_j)$

минимальную среднеквадратичную ошибку $M[(u(t) - \hat{u}(t))^2] = \min$, равна

$$x_i(t) = \sum_{j=1}^N g_{ij} K_u(t_i, t_j), \quad (3)$$

где g_{ij} - весовые коэффициенты, однозначно связанные со значениями коэффициента корреляции сообщения в точках t_i, t_j . Из (3) следует, что для первичных сигналов с разными корреляционными функциями необходимо применять различные интерполирующие функции в алгоритме (2).

Обычно в радиотехнике в качестве интерполирующих функций используют хорошо программируемые функции с выбором частоты

опроса, обеспечивающим заданную точность интерполяции. Во многих случаях в качестве таких интерполирующих функций применяются алгебраические полиномы низких степеней и, в частности, полином Лагранжа [2]:

$$x_i(t) = \prod_{j=0}^{N-1} (t - t_j) / \prod_{j=0}^{N-1} (t_i - t_j), \quad (4)$$

где $\Pi^{(i)}$ - символ произведения, в котором отсутствует сомножитель при $i = j$. Момент времени t_i в котором определяется ошибка интерполяции, равен $t = t_0 + \xi T_0$, где ξ - безразмерное время.

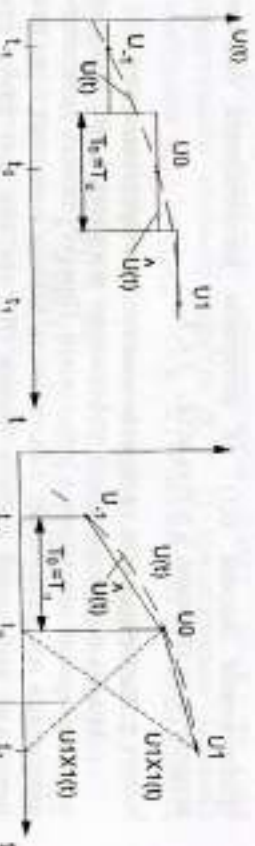


Рис. 2

Рис. 3

Форма интерполирующей функции (4) определяется значением коэффициента N .

1. При ступенчатой интерполяции $N=1$ и $x_0(\xi) = 1$. Следовательно, на интервале интерполяции $-0,5 \leq \xi \leq 0,5$ используется лишь одна выборка $i = 0$ (рис. 2).

2. При линейной интерполяции $N=2$ и $x_0(\xi) = 1 - \xi$, $x_1(\xi) = \xi$.

Потому на интервале $-0,5 \leq \xi \leq 0,5$ интерполяции используются две выборки $i = 0, 1$ (рис. 3).

3. При квадратичной интерполяции $N=3$ и

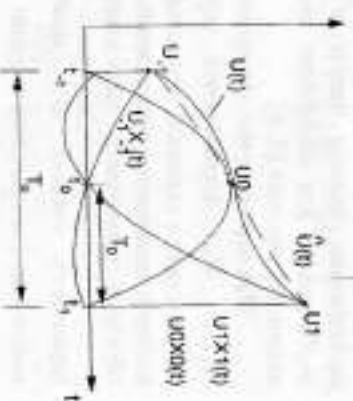


Рис. 4

$x_0(\xi) = \frac{1}{2} \cdot \xi(\xi-1)$, $x_0(\xi) = 1 - \xi^2$, $x_1(\xi) = \frac{1}{2} \xi(\xi+1)$. В результате на интервале интерполяции $-1 \leq \xi \leq 1$ используются три выборки при $i = -1, 0, 1$ (рис. 4).

На практике редко используются интерполирующие функции (4) при $N \geq 4$.

Частота опроса F_0 при интерполяционной обработке зависит от вида корреляционной функции первичного сигнала, степени интерполирующей функции (4) и значения показателя верности [2]. В качестве показателя верности при равномерном доверительном приближении оценки $\hat{u}(t)$ на интервале интерполяции обычно используется значение $\bar{\varepsilon} = \max |e(t)|$, $t \in T_0$.

1.2. Неретупирные дискретно-аналоговые представления

Анализ телеметрической информации показывает, что большая часть измерений оказывается избыточной. При ретупирных дискретно-аналоговых представлениях избыточность данных возникает даже при правильно выбранной частоте опроса F_0 , так как при слабо или медленно меняющемся во времени значении первичного сигнала частота опроса остается той же, что и на участках, где такая частота является необходимой. Передача избыточной информации приводит к расширению полосы частот в канале связи, увеличивает время, необходимое для обработки информации, а также расход энергии источника питания [3, 4].

При неретупирных дискретно-аналоговых представлениях выборки $U_1, \dots, U_m$ формируются через разные промежуточные времена в соответствии с заданной "точкой" восстановления сообщения [1]. Также выборки называются сдвигами. Так как сдвиги выборки не образуют регулярной последовательности, то для получения оценки первичного сигнала $u(t)$ необходимо передавать дополнительную информацию о моментах времени $t_1, \dots, t_m$.

Наиболее часто неретупирные дискретно-аналоговые представления реализуются с помощью полиномиальных методов скелетных линий [1, 3]. В этом случае для формирования сдвигов выборки используется кусочная аппроксимация сообщения $u(t)$ алгебраическим полиномом

$$\hat{u}(t) = C_0 + C_1 t + \dots + C_k t^k, \quad (5)$$

где C_k - коэффициент полинома. В зависимости от типа преобразователей порочности аппроксимации различаются экстраполяционные и интерполяционные методы скелетных линий.

Сущность методов экстраполяции (предсказания) заключается в получении упрежденных значений параметра $u(t)$ на основе предшествующих данных. Для предсказания $(n+1)$ -го отсчета, если известны n предшествующих отсчетов, используется формула (5). В зависимости от степени полинома (5) различают предсказание нулевого, первого и т.д. порядков.

Если последний существующий отсчет $u(t_0)$, то при предсказании нулевого порядка ($k=0$) предсказанные значения сообщения $u_n(t_i) = u(t_0)$, $i=1, 2$. Относительно величин отсчета $u(t_0)$ устанавливается зона $\pm \Delta$. Эта зона называется зоной сравнения или апертурой. Для i -го отсчета записывается ошибка

$$e_i = |u(t_i) - u_n(t_i)| = |u(t_i) - u(t_0)|. \quad (6)$$

Отсчет считается существующим, если $e_i \geq \Delta$.

При предсказании первого порядка ($k=1$) через два предшествующих отсчета проводится прямая линия. Предсказанные значения для последующих отсчетов лежат на этой линии (рис. 5).

$$u_n(t_{i+1}) = u(t_i) + \frac{u(t_i) - u(t_{i-1}))}{T_0} \cdot T_0 = 2u(t_i) - u(t_{i-1}). \quad (7)$$

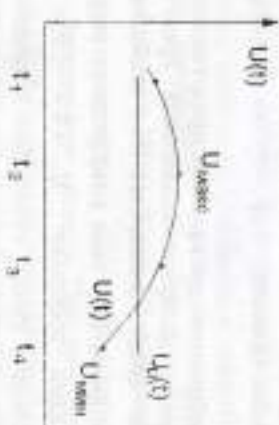


Рис. 5

Если $\varepsilon_{i+1} = |u_n(t_{i+1}) - u(t_{i+1})| < \Delta$, то отсчет исключается.

Экстраполяционные методы сжатия данных эффективны в том случае, если сообщение $u(t)$ изменяется плавно. Если первичный сигнал искажен шумом или имеет быстрые изменения, то эффективность экстраполяционных методов сжатия данных выше, чем интерполяционных.

Сущность методов интерполяции состоит в замене параметра $u(t)$ аппроксимирующей функцией $u_n(t)$, полученной по определенному правилу. Так, при интерполяции нулевого порядка ($k=0$) на интервале T_0 находится минимальное и максимальное значения параметра.

Интерполяционная прямая равна $u_n(t) = (u_{\max} + u_{\min})/2$. Для определения величин интерполяционного интервала T_n противостоятся вычисление погрешности интерполяции $\varepsilon_n = |u_{\max} - u_{\min}|/2$ для все увеличивающегося интервала разбиения. Как только измеренное значение погрешности найдено. При интерполяции $\varepsilon_n \geq \Delta$, полученный интервал фиксируется. При интерполяции первого порядка аппроксимирующей функцией является прямая, которая может иметь произвольный наклон. Приведение полинома более высокого порядка приведет к резкому возрастанию объема вычислений и усложнению преобразователя погрешности аппроксимации.

Для сравнения методов сжатия данных наиболее часто используется коэффициент сжатия [2] $K_c = n/m$, где n , m — соответственно числа отсчетов измеренной величины за промежуток времени T на выходе системы без сжатия и со сжатием данных при одинаковых показателях верности.

1.3. Обобщенные дискретные представления

При регулярных дискретно-аналоговых представлениях для получения ошибки интерполяции $q \leq 1\%$ необходимо выбирать большую частоту отсчета. При этом коэффициент корреляции между соседними выборками составляет $K_U = 0.9 - 0.99$, что снижает пропускную способность канала связи. Для сокращения количества координат применяются обобщенные дискретные представления. В этом случае координаты сообщения U_i представляют собой коэффициенты некоторого ряда, а в качестве координатных функций $x_i(t)$ используются полиномы Лежандра, Чебышева, Уолша и др. [1].

При обобщенных дискретных представлениях весь интервал наблюдения T_n разбивается на интервалы $T^1, T^2, \dots$ (рис. 6).

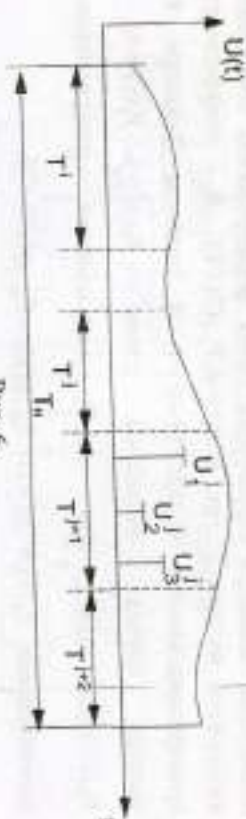


Рис. 6

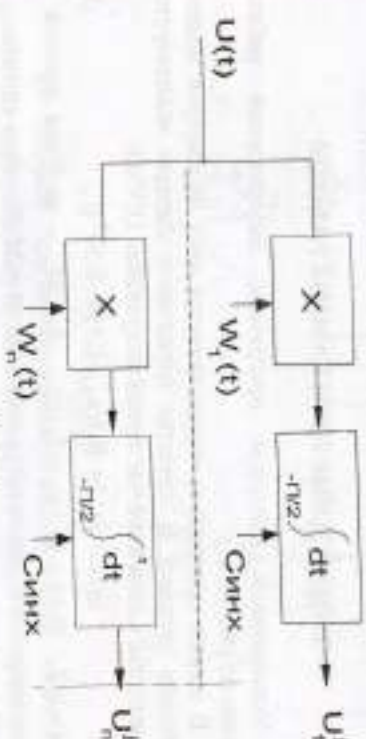


Рис. 7

В результате анализа функции $u(t)$ на интервале T^1 , после окончания этого интервала, с помощью оператора представления (1) формируются координаты $U^1, U^2, \dots$, которые передаются в $(y+1)$ -м интервале представления. На приемной стороне с помощью оператора восстановления (2) осуществляется формирование непрерывного первичного сигнала. При этом весовая функция $W_i(t)$ определенным образом связана с координатной функцией $x_i(t)$.

Выбор оптимальных обобщенных дискретных представлений сводится к нахождению координатных функций, обеспечивающих заданную точность интерполяции на интервале T^1 . Эти функции задаются произвольными выражениями. По этой причине на

практике координатные функции выбираются в классе ортогональных функций [2].

Пол использованы в качестве координатных функций полиномы Лежандра ступенчатая схема формирования координат изображена на рис. 7, где $W(i) = A_i P_{i-1}(2i/T)$, A_i — коэффициент пропорциональности, $P_{i-1}(2i/T) - (i-1)$ -й полином Лежандра. В частях случаев полиномы равны $P_0(x) = 1$, $P_1(x) = x$, $P_2(x) = (3x^2 - 1)/2$, при $n \geq 2$ описываются рекуррентным соотношением: $P_n(x) = (2n-1) \int_{-1}^1 P_{n-1}(x) dx + P_{n-2}(x)$.

Импульсы синхронизации, подаваемые на интеграторы, определяют начало интегрирования и сбор.

2. ОПИСАНИЕ ПРОГРАММЫ РАБОТЫ

Упрощенный алгоритм программы лабораторной работы приведен на рис. 8.

В начале программы осуществляется ввод параметров модели первичного сигнала. В качестве первичного сигнала используется радиоимпульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ):

$$u(t) = \sin[2\pi B \{(x_0 + 0.5)\theta - 0.5\theta^2\}], \quad (8)$$

где $\theta = t/T$, $0 \leq t \leq T$, $x_0 = f_0/\Delta f$, f_0 , Δf — несущая частота и ширина энергетического спектра сигнала, $B = \Delta f \cdot T$ — бэза сигнала.

При $B \gg 1$ энергетический спектр сигнала является плоским в интервале частот $f_0 - \Delta f/2 \leq f \leq f_0 + \Delta f/2$.

Параметрами ЛЧМ-сигнала являются x_0 и B (8).

В первой части программы исследуются регулярные дисперсионно-аналоговые представления при ступенчатой ($N=1$), линейной ($N=2$) и квадратичной ($N=3$) интерполяциях. Дается для дискретизации $T_1 = \Delta t/T$, и определяются максимальные ошибки интерполяции D_0 при $N=1$, D_1 при $N=2$, D_2 при $N=3$, которые выводятся на экран дисплея.

Для изменения шага дискретизации необходимо нажать клавишу «У», в противном случае — «N» (протискивать буквами).

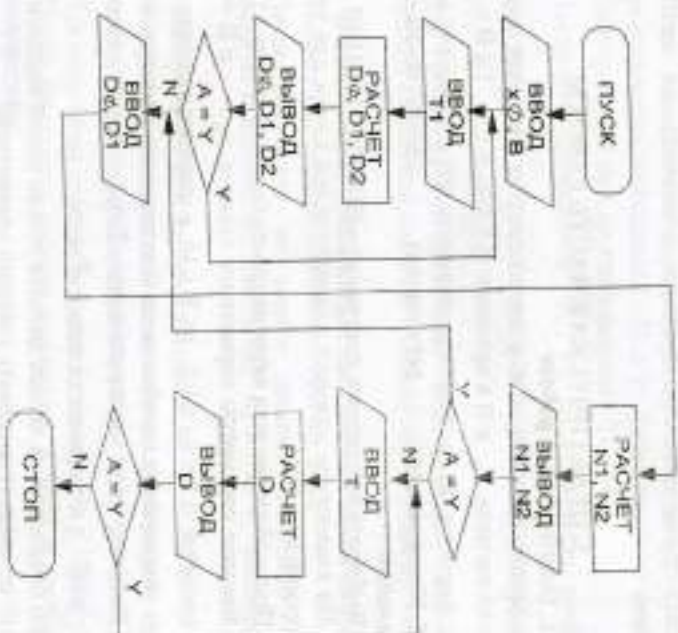


Рис. 8

Во второй части программы исследуются нерегулярные дисперсионно-аналоговые представления при экстраполяционных методах скатки нулевого ($N=1$) и первого ($N=2$) порядков. Даются ошибки интерполяции D_0 при $N=1$ и D_1 при $N=2$, полученные при регулярных дисперсионно-аналоговых представлениях. Рассчитывается и выводится на экран дисплея количество дисперсионных N ($N=1$) и N_2 ($N=2$), обеспечивающих заданную точность интерполяции при нерегулярной дискретизации.

Для изменения величин ошибок интерполяции необходимо нажать клавишу «У», в противном случае — «N».

В третьей части программы исследуются обобщенные дисперсионные представления трех полиномов Лежандра. Дается интервал представления $T_1 = 10\Delta t/T$, и определяется максимальная ошибка интерполяции D , которая выводится на экран дисплея.

Для изменения величины интервала представления необходимо нажать клавишу «У», в противном случае — «N».

Программа позволяет сравнить эффективность различных

дискретных представлений, а также сложность их технической реализации.

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ РАБОТЫ

3.1. Подготовка к работе

Выберите или получите у преподавателя значения параметров первого сигнала x_0 и B в пределах $0,5 \leq x_0 \leq 1,5$; $1 \leq B \leq 10$.

По формуле (8) постройте зависимость $\psi(t)$ и зарисуйте в отчет.

3.2. Исследование регулярных дискретно-аналоговых представлений

1. Выберите и загрузите программу «ИНТЕРПОЛИЦИЯ.EXE».

2. На клавиатуре нажмите клавишу «Сара Лок» для установки режима прописных букв.

3. При выборе раздела первоначально нажмите цифру «1».

4. Введите параметры первого сигнала $x_0 = \dots$ и $B = \dots$ (через точку) в пределах $0,5 \leq x_0 \leq 1,5$; $1 \leq B \leq 10$ и нажмите клавишу «Enter».

Для исправления ошибок ввода использовать клавиши $\leftarrow$, $\rightarrow$.

5. Введите шаг дискретизации $T_1 = \dots$ (через точку), где $10^{-3} \leq T_1 \leq 10^{-1}$, и нажмите клавишу «Enter».

При появлении на экране дисплея только одной надписи «Ждите результатов» не следует нажимать клавиши клавиатуры.

При ошибках ввода возможно продолжительное зависание программы. В этих случаях необходимо закрыть программу с выполнением последующей команды «Закончить сейчас» и перезапустить программу.

6. После появления на экране дисплея величины ошибок интерполяции запишите их в таблицу.

7. Повторите п. 4 при других значениях T_1 .

Постройте зависимость D_0 , D_1 , D_2 от числа шагов дискретизации $n = 1/T_1$ на интервале $0 \leq t \leq T$.

8. Для перехода к программе исследования нерегулярных дискретно-аналоговых представлений нажмите клавиши «N» и «Enter».

3.3. Исследование нерегулярных дискретно-аналоговых представлений

1. Введите ошибки D_0 и D_1 , полученные в п. 3.2.6, при $N=1$ и $N=2$ соответственно.

Показатель степени ошибок интерполяции M вводиться как $E - M$.

2. После появления на экране дисплея количества дискретов N_1 , N_2 , а также количества сообщений $2 - N_1$ и $2 - N_2$ запишите их в таблицу.

3. Повторите п. 1 при других значениях D_0 и D_1 .

4. Постройте зависимость D_0 , D_1 от количества сообщений $n_1 = 2 - N_1$ и $n_2 = 2 - N_2$. Рассчитайте коэффициенты сжатия $K_{C1} = n/n_1$ и $K_{C2} = n/n_2$.

5. Для перехода к программе исследования обобщенных дискретных представлений нажмите клавишу «N» и клавишу «Enter».

3.4. Исследование обобщенных дискретных представлений

1. Введите шаг опроса T_1 в соответствии с п. 3.2.

2. После появления на экране дисплея величины ошибки интерполяции D и количества сообщений $n_3 = 3/10 \cdot T_1$ запишите их в таблицу.

3. Повторите п. 1 при других значениях T_1 .

4. Постройте зависимость D от количества сообщений.

5. Рассчитайте коэффициент сжатия $K_C = n/n_3$ при $N=1, 2, 3$.

6. Для окончания работы нажмите клавиши «N» и «Enter».

7. После окончания работы выключите ПЭВМ и сообщите об этом преподавателя.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Регулярные дискретно-аналоговые представления.

- набор F_1

- недостатки теоремы Котельникова;

- выбор интерполирующих функций.

2. Нерегулярные дискретно-аналоговые представления:

- достоинства;

- методы;

- достоинства и недостатки интерполяционных и экстраполяционных методов;

- как формируются существенные отсчеты.

3. Обобщенные представления:

- достоинства;

- набор базиса, достоинства, недостатки;

- структурные схемы формирователей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Горелов Г.В. Перегрузка дискретизации сигналов. - М.: Радио и связь, 1982. - 256 с.
2. Вишневецкий В.М., Лехов А.И., Поротной С.Л., Шахович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - М.: Техносфера, 2005. - 586 с.
3. Шетухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи. - М.: Радио и связь, 2000. - 456 с.
4. Орищенко В.И., Санников В.Г., Свириденко В.А. Сжатие данных в системах сбора и передачи информации. - М.: Радио и связь, 1985. - 184 с.

ИЗУЧЕНИЕ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С МАЖОРИТАРНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ КАНАЛОВ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение систем с мажоритарным уплотнением каналов и с линейным разделением каналов, особенности построения этих схем (приёмник - передатчик) и принципов работы. Составление мажоритарного метода уплотнения с другими методами уплотнения.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

1.1. Введение

Логическое, или мажоритарное, уплотнение каналов является одним из частных случаев комбинационного уплотнения и относится к нелинейным методам уплотнения. Мажоритарное уплотнение каналов имеет ряд преимуществ по сравнению с линейными методами уплотнения [1]:

- двоичный код группового сигнала, получаемый при мажоритарном уплотнении, удобен для дальнейших преобразований на приёмной стороне и имеет минимально возможный пик-фактор, т.е. минимальное отклонение пиковой мощности сигнала $P_{\text{пик}}$ к средней мощности $P_{\text{ср}}$;
- нелинейность группового тракта не приводит к повышению междуканальных помех;
- на приёмной стороне используется линейное разделение каналов, просто реализуемое на цифровых устройствах;
- при использовании адаптивных методов снятия данных уменьшается число одновременно активных источников, что увеличивает помехоустойчивость передачи;
- отсутствует необходимость передачи служебной информации.

Основное отличие мажоритарного метода уплотнения каналов от линейных методов уплотнения состоит в том, что на передающей стороне при формировании группового сигнала происходит нелинейное сложение канальных сигналов.

При мажоритарном уплотнении каналом каждой комбинации двоичного кода с блоковой длиной n , поступающей в передаточной форме от n уплотняемых источников, ставится в соответствие комбинация двоичного кода группового сигнала, представляющего в последовательной форме с блоковой длиной L [1, 2].

1.2. Принципы макротапного уплотнения каналов

функциональная схема передаточной части системы с макротапным методом уплотнения каналов и эторы напряжений, исключение ее работу, представлены соответственно на рис. 1 и 2.

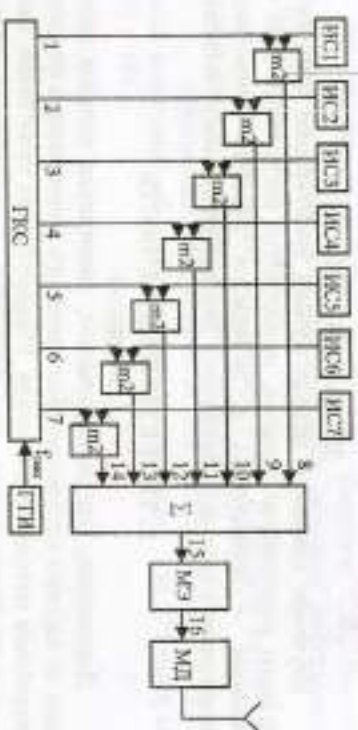


Рис. 1

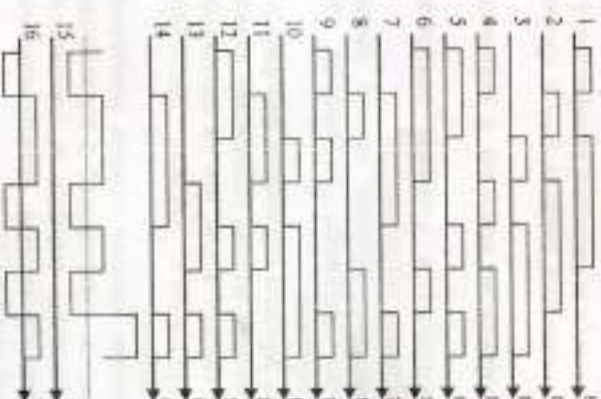


Рис. 2

Имеется $n-7$ источников сообщений (ИС) с двоичными информационными символами на выходе ($d_i = 0$ либо $d_i = 1$).

Длительность информационных символов равна $T_{\text{симв}}$.

Информационные символы сообщений каждого канала модулируются своим несущим колебанием (кодирование), снимаемые с выхода генератора канальных сигналов (ГКС).

Поднесущие колебания по форме соответствуют кодовой последовательности с периодом повторения, равным суммарной длительности информационных сигналов (рис. 2, эторы 1 - 7).

Кодовое слово каждого канала содержит L символов (разрядов), следующих с тактовой частотой $f_{\text{так}}$ ($m_i = \{m_1, \dots, m_n, \dots, m_L\}$, где символ $m_i = 0$ либо 1, и $L=7$).

Модуляция осуществляется устройством суммирования по модулю 2 (m_2). В результате выходное напряжение сумматора по модулю 2 канала $\{U_i\} = \{U_1, \dots, U_n, \dots, U_L\}$ будет соответствовать форме поднесущего колебания $\{m_i\} = \{m_1, \dots, m_n, \dots, m_L\}$, если по данному каналу передается информационный символ $d_i=0$, либо его инверсия, если по данному каналу передается информационный символ $d_i=1$ (рис. 2, эторы 8 - 14).

Сигналы всех сумматоров по модулю 2 одновременно складываются, и формируется общий многоуровневый сигнал $\{U_i\} = \{U_1, \dots, U_n, \dots, U_L\}$ (рис. 2, эторы 15), элементы которого можно записать в следующем виде:

$$U_{\Sigma, j} = \sum_{i=1}^n U_{ij}$$

где n - количество одновременно уплотняемых информационных каналов. Такая процедура выполняется линейным сумматором. Далее выходной сигнал поступает на макротапный элемент (МЭ), осуществляющий нелинейную обработку (жесткое ограничение) многоуровневого входного сигнала U_{Σ} . Выход макротапного элемента $U_{\text{м}} = \{U_1, \dots, U_n, \dots, U_L\}$ (рис. 2, эторы 16) является двоичным, где символ может быть представлен в следующем виде:

$$U_i = \text{Sign} \left[\sum_{j=1}^L U_{ij} \right]$$

Знак $\text{Sign}[\dots]$ означает $\text{Sign}=0$, если $x < U_{\text{гп}}$, и $\text{Sign}=1$, если $x \geq U_{\text{гп}}$.

Таким образом, групповой сигнал $U_{\text{гп}}$ - это предельно ограниченная сумма канальных сигналов, имеющая минимально возможный пик-фактор, равный единице. В данном случае $P_{\text{гп}} = P_{\text{гп}}$ и их отношение равно 1. На выходе МЭ формируется поток L -разрядных слов, несущих информацию от n каналов. Этот групповой информационный поток поступает на модулятор и передается по радиоканалу.

На рис. 3 и 4 приведены соответственно функциональная схема приемной части системы с макротапным методом уплотнения каналов и эторы напряжений и характерных точек. Принимаемый высокочастотный сигнал после демодуляции, детектирования и установления лобитовой (контрольные точки 8) и тактовой

(контрольная точка 9) синхронизации в виде группового выносителя поступает на цифровой коррелятор (рис. 4, эпоры 10). Наличие синхронизации по такту и по битам позволяет вести корреляционную обработку групповых сигналов по оптимальному алгоритму. Изменение информации i -го канала (разделение каналов) происходит путем последовательного суммирования по модулю 2, групповых сигналов и i -го поднесущего кодового слова (рис. 4, эпоры 1 - 7). Сумматор по модулю 2 выполняет в данном случае роль переключателя.

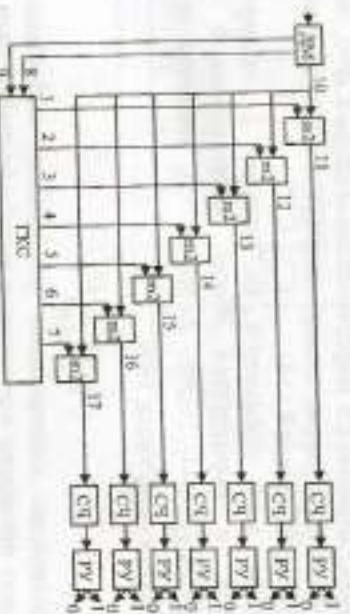


Рис. 3

В работе предусмотрено последовательное разделение каналов, осуществляемое путем последовательного включения i -го поднесущего колебания с генератора канальных слов на вход сумматора по модулю 2 (рис. 4, эпоры 11 - 17).

Учитывая, что нули в суммарной последовательности символов будут соответствовать совпадению символов в исходных последовательностях, в единицы - несовпадению, весовую коэффициент корреляции R можно вычислить по формуле $R_i = K_c - K_n$.

Рис. 4

где K_n и K_c - количество совпавших и не совпавших по корреляции символов.

Тогда коэффициент корреляции

$$\rho_i = \frac{R_i}{L} = \frac{K_c - K_n}{L} = \frac{2K_c - L}{L},$$

где $L = K_c + K_n$ - количество символов в кодовом слове канала.

Двоичный 3-разрядный счетчик (СЧ), выполняющий функции интегратора, обеспечивает подсчет количества совпавших символов в коррелируемых последовательностях, т.е. значение K_c . Решающее устройство по знаку коэффициента корреляции выносит решение о передаче информационного нуля либо единицы. Если $\rho > 0$, то выносится решение, что передавался информационный ноль ($d=0$), если $\rho < 0$, то выносится решение, что передавался информационная единица ($d=1$).

1.3. Пример работы системы с тремя информационными каналами

Рассмотрим пример с тремя информационными каналами, в каждом из которых 4 выносителя (рис. 5, эпоры 1 - 3). На выходе ГКС функции Уолша (рис. 5, эпоры 4 - 6). Как говорилось ранее, далее будет осуществляться модуляция устройством суммирования по модулю 2 ($m2$). В результате выходные напряжения сумматоров по модулю 2 канала ($U_1 = \{U_{11} \dots U_{14} \dots U_{17}\}$ будет соответствовать форме поднесущего колебания $\{m_1 = \{m_{11} \dots m_{14} \dots m_{17}\}$, если по данному каналу передавался информационный сигнал $d=0$, либо его инверсия, если по данному каналу передавался информационный символ $d=1$, т.е. на выходе сумматоров мы получим эпоры 7 - 9.

Сигналы всех сумматоров по модулю 2 одновременно складываются, и формируется общий многоуровневый сигнал (эпора 10). Далее выходной сигнал поступает на макрорегистр элемент (МЭ), осуществляющий нелинейную обработку многоуровневого входного сигнала U_2 (эпора 11). Этот групповой информационный поток поступает на модулятор и передается по радиоканалу.

На приемной стороне включение информации i -го канала происходит путем последовательного суммирования по модулю 2 принятой последовательности с соответствующими сигналами с ГКС (третья строка рис. 6). Двоичный 3-разрядный счетчик (СЧ), выполняющий функции интегратора, обеспечивает подсчет количества совпавших символов в коррелируемых последовательностях, т.е. значение K_c . Решающее устройство по знаку коэффициента корреляции выносит решение о передаче информационного нуля либо единицы.

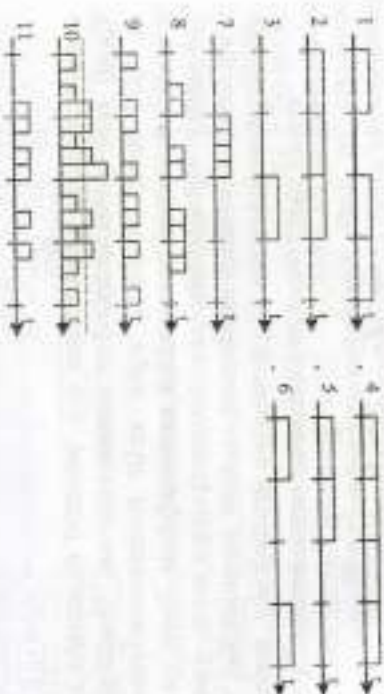


Рис. 5

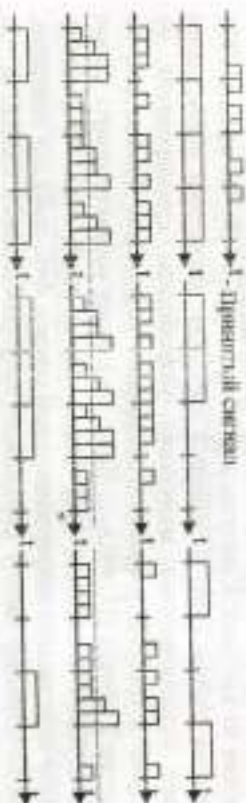


Рис. 6

1.4. Межканальные помехи в системе с мажоритарным уплотнением каналов

При разделении каналов даже в отсутствие внешних воздействий на групповой сигнал в системе могут возникнуть междуканальные помехи. Эти помехи возникают в том, что мощность сигнала не выхода цифрового коррелятора i -го канала или, другими словами, коэффициента корреляции зависит не только от мощности сигнала, вносимой информационным сигналом d_i , но и от значений паразитных мощностей, вносимых другими информационными сигналами d_k (k не равно i).

Действительно, выходное напряжение группового сигнала U_{Σ} может быть представлено как результат воздействия на суммарный сигнал U_{Σ} шумовой компоненты междуканальных помех U_A :

$$U_{\Sigma} = U_{\Sigma} + U_A.$$

Тогда мощность сигнала на выходе цифрового коррелятора канала при единичном сопротивлении будет равна

$$P_i = U_{\Sigma} U_i = (U_{\Sigma} + U_A) U_i = P_{\Sigma} + P_A,$$

где $P_{\Sigma} = U_{\Sigma}^2 U_i$ — полезная составляющая мощности сигнала;

$P_A = U_A^2 U_i$ — составляющая мощности междуканальных помех.

По выдотин может быть записано выражение для коэффициента корреляции i -го канала:

$$\rho_i = \rho_{\Sigma} + \rho_A,$$

где ρ_{Σ} и ρ_A — соответственно полезная и междуканальная компоненты.

Известно, что при кодовых сигналах, представляющих собой ортогональные последовательности с количеством L символов, разном $L = 2^{n-1}$, где n — количество одновременно уплотняемых каналов, шумовая компонента равна нулю. Для этого случая коэффициент корреляции будет тождественно равен полезной составляющей: ρ_i и ρ_{Σ} и значения коэффициента корреляции могут быть вычислены по формуле:

$$\rho_i = C_n \left[\frac{e^{-L}}{2} \right] / 2^{n-1}.$$

где скобки [...] означают целую часть числа x . В общем случае величина междуканальной компоненты не равна нулю и зависит от структуры кодовых сигналов L , количества уплотняемых каналов n и переданных информационных символов $\{D\} = \{d_1, \dots, d_i, \dots, d_n\}$, т.е.

$$P_A = f(L, n, D).$$

В работе исследуются законы распределения междуканальных помех P_A в системе для ансамбля канальных сигналов в виде их последовательностей в зависимости от количества уплотняемых каналов и при условии равномерности входных информационных символов d_i . Все необходимые величины при этом могут быть вычислены согласно следующим выражениям:

$$M[\rho] = \sum_i \rho_i P_i,$$

где P_i — вероятность появления i -го значения коэффициента корреляции;

ρ_i — значение шумовой компоненты $\Delta_i = \rho_i - M[\rho]$;

$M[\Delta] = \sum_i P_i \Delta_i$ — математическое значение междуканальных помех $M[\Delta] = \sum_i P_i \Delta_i$.

1.5. Расчет помехоустойчивости радиосистемы передачи информации

Для расчета помехоустойчивости радиосистемы передачи информации (РСТИ) необходимо установить связь между вероятностью появления ошибки в i -м информационном канале P_i и вероятностью появления ошибки в групповом сигнале из-за воздействия внешних помех. При этом значение величины корреляции R_i будет служить мерой устойчивости i -го канала к воздействию внешних помех. Чем больше величина корреляции R_i , тем больше будет исправляться ошибок в групповом сигнале. В наихудшем случае ошибку в i -м информационном канале могут вызвать $x = (R_{\text{вн}} + 1)/2$ искаженных символов группового сигнала при условии, что все они будут из совокупности совпавших по корреляции символов K_c на выходе сумматора по модулю 2.

Очевидно, что существуют $C_{\text{вн}}$ различных сочетаний вариантов выбора X символов из K_c символов. Допустим, что ошибки в символах группового сигнала из-за воздействия внешнего шума статистически независимы и их вероятности появления равны $P_{\text{вн}}$. Тогда можно записать выражение для вероятности P_i появления ошибки в i -м информационном канале:

$$P_i = C_{\text{вн}}^x P_{\text{вн}}^x (1 - P_{\text{вн}})^{C_{\text{вн}} - x}.$$

При условии, что векторы информационных символов $\{D\} = \{d_1, \dots, d_i, \dots, d_n\}$ на входе системы равновероятны, необходимо усреднить вышеуказанное выражение по этим векторам:

$$P_i = \sum_{D} P(D) C_{\text{вн}}^x P_{\text{вн}}^x (1 - P_{\text{вн}})^{C_{\text{вн}} - x}.$$

Можно упростить это выражение, если учесть те векторы информационных символов на входе системы, которые обладают минимальной восприимчивостью к X ошибкам группового сигнала.

Тогда вероятность появления ошибки в i -м информационном канале при уплотнении каналов выражается:

$$P_i \approx N_{\text{вн}} C_{\text{вн}}^x P_{\text{вн}}^x (1 - P_{\text{вн}})^{C_{\text{вн}} - x} / 2^x,$$

где $N_{\text{вн}} / 2^x$ — вероятность появления величин корреляции с минимальным значением $R_{\text{вн}}$, а $x = (R_{\text{вн}} + 1)/2$ — кратность ошибки, которой подвержен групповой сигнал РСТИ. В работе эти величины вычисляются на основании закона распределения междуканальных помех. Вероятность искажений символов группового сигнала P падает в диапазоне $10^{-4} \dots 10^{-3}$.

1.6. Системы с нелинейным уплотнением каналов и с закрепленными каналами

Групповой сигнал — нелинейный функционал от множества канальных сигналов

$$S \Sigma(t) = \Phi(S_1(t), S_2(t), \dots, S_{K_m}(t)).$$

В системе с закрепленными каналами за каждым источником закрепляется свой поднесущий сигнал [3].

В качестве МП — модулятора поднесущего сигнала — используются сумматоры по [2]. В качестве устройства формирования группового сигнала используется макростартовый элемент. В качестве устройства разделения каналов — многоадресный оптимальный корреляционный приемник. В качестве поднесущих сигналов используются отбавляющие несущие частоты сигналов (псевдошумовые последовательности), отбавляющие ортогональных в точке сомкнутой составных сигналов (функций Радамхаера-Уолша).

Длительность поднесущего сигнала должна быть равной длительности информационного сигнала на выходе кодера источника. Должна обеспечиваться жесткая синхронизация, фронты информационных символов должны совпадать с границами кодовых слов поднесущих сигналов.

На вход любого модулятора поднесущих сигналов на интервале, равном длительности информационного сигнала $T_{\text{вн}}$, будут поступать синхронно на один вход — информационные символы, на другой — кодовое слово поднесущего сигнала. Эти кодовые слова с МП поступают на вход МЭ. В каждый тактовый момент на всех входах МЭ будут иметь матрицу кодовых слов. Макростартовый элемент обрабатывает столбцы этой матрицы. Если в столбце больше 1, то принимается решение 1, если 0, то — 0 (рис. 7).

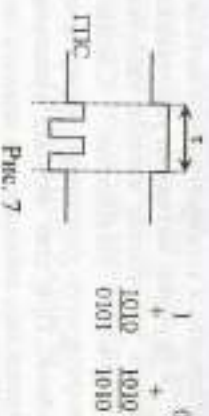


Рис. 7

Эквивалентная схема макростартового элемента показана на рис. 8.



Рис. 8

Если присутствуют кодер канала, то к кодовым словам добавляются дополнительные элементы для борьбы с помехами. Синхронизация между ПРК и ЦДК должна быть очень жесткой, но длительности $T_{\text{сд}}$ и $T_{\text{сд,сиг}}$ должны быть одинаковыми, однако с учетом эффекта Доплера должны соответствовать поднесущим сигналам. Интегрирование идет от 0 до $T_{\text{сд}}$, $P_{\text{У}}$ — когда уровень сигнала на всех > 1 или < 0 .

Основной недостаток нелинейного уплотнения в том, что из-за нелинейности появляются межканальные помехи.

К достоинствам нелинейного уплотнения относятся:

- 1) простота реализации;
 - 2) эффективно используется мощность сигнала на простейшем уровне помехи;
 - 3) могут быть объединены функции кодера канала с уплотнением каналов и декодера канала с разделением каналов путем выбора соответствующего поднесущего сигнала.
- Борются с межканальными помехами и с помехами, действующими на границе сигнала. Неполучше возможности поднесущего сигнала для борьбы с помехами, если количество уплотняемых каналов 3 или 7. Можно осуществлять уплотнение каналов каскадно по 3 или по 7.

1.7. Сравнение макроритмического метода уплотнения с другими методами уплотнения

Макроритмическое уплотнение каналов является частным случаем нелинейного уплотнения. Сложность технической реализации макроритмического уплотнения является примерно такой же, как и при линейном. При этом методов уплотнения осуществляется формирование канальных сигналов для каждого источника, а затем их объединение. Отличие состоит в том, что при линейном уплотнении объединение канальных сигналов проводится с помощью линейной операции суммирования, а при макроритмическом — с помощью нелинейной операции, осуществляемой макроритмическим элементом. В

применение при обоих рассматриваемых методах содержится К трактов обработки (и разделения) сигналов.

Сравнение макроритмического уплотнения с линейным показывает, что макроритмическое уплотнение по энергетическим показателям имеет некоторый проигрыш.

Принципиальным различием макроритмического и линейного методов является следующее: макроритмическое уплотнение как комбинационное используется для синхронизации источников, а линейное — как для синхронизации, так и для асинхронных источников. Кроме того, при линейном уплотнении число уплотняемых источников может быть очень большим, а при макроритмическом, как и при комбинационном, ограничивается числом 10–15.

Макроритмическое уплотнение можно считать частным случаем комбинационного уплотнения. Для выделения из принятого группового сигнала сообщения используется схема многоканального коррелиатора. Однако макроритмическое уплотнение выгодно отличается от комбинационного тем, что возможно применение линейных методов разделения канальных сигналов, то есть для демодуляции К источников используются столько же коррелиционных трактов. Однако при макроритмическом уплотнении число входов макроритмического элемента должно быть нечетным. Это приводит к тому, что при уплотнении четного количества источников при макроритмическом уплотнении потребуется ПСП большей длины, чем при комбинационном.

Например, если число источников $K=6$, то при комбинационном уплотнении длина ПСП

$$N = 2^K - 1 = 2^6 - 1 = 63, \text{ а при макроритмическом} \\ N = 2^{K+1} - 1 = 2^{6+1} - 1 = 127, \text{ то есть в 2 раза больше.}$$

Сравнение макроритмического уплотнения с линейным показывает, что макроритмическое уплотнение по энергетическим показателям имеет некоторый проигрыш. Макроритмическое уплотнение выгодно отличается от комбинационного тем, что возможно применение линейных методов разделения канальных сигналов, то есть для демодуляции К источников используются столько же коррелиционных трактов.

2. ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

В работе можно изменить тип и количество канальных сигналов, сигналы от датчиков и число каналов. Также поменять длительность импульса, частоту несущего колебания и число отсчетов на элементарный символ. Канальный сигнал может быть выбран как по последовательности или функции Уолша (рис. 9).

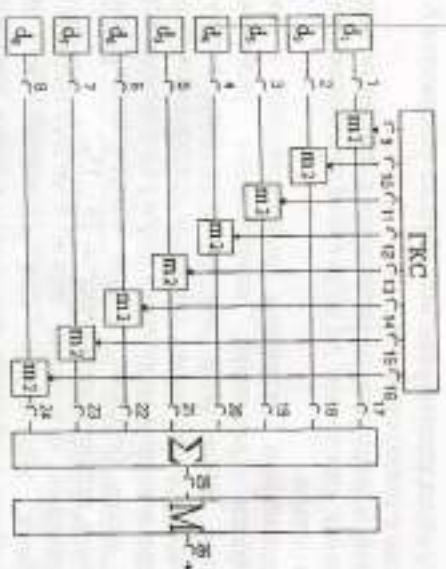


Рис. 9

В высокочастотной части схемы предусмотрена регулировка несущей частоты, отношения сигнал/шум, а также возможно моделирование воздействия шума с различным распределением (рис. 10).

На приемной стороне возможен контроль числа неправильно переданных импульсов (рис. 11).

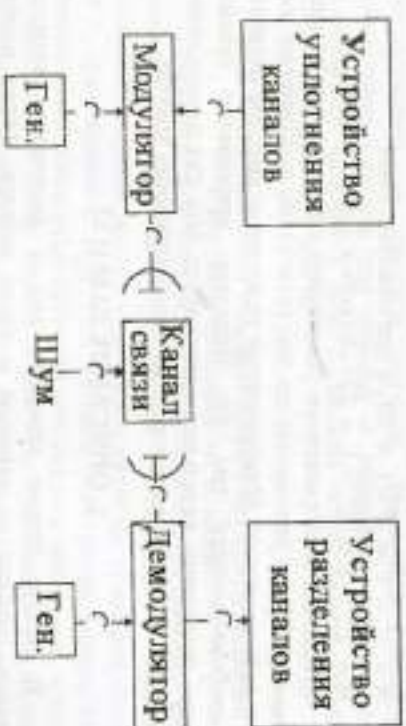


Рис. 10

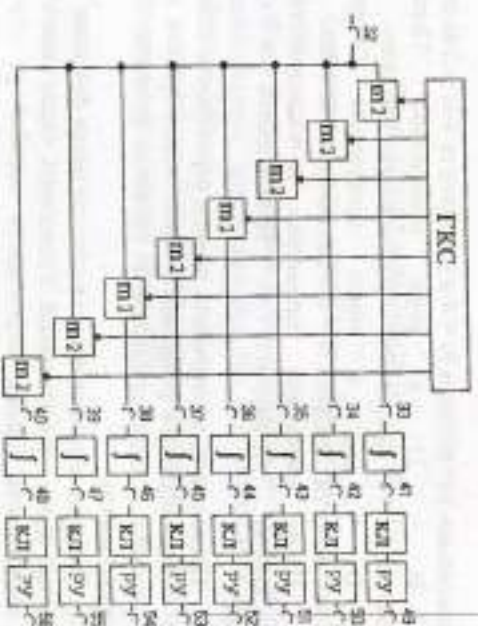


Рис. 11

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ РАБОТЫ

3.1. Снять зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум при использовании в качестве канальных сигналов функции Уолша и m-последовательности.

3.1.1. Выбрать в качестве канальных сигналов функции Уолша. Выбрать равномерный шум. Снять зависимость оценки вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. Значения с/ш выбрать в диапазоне от 10 до -50 дБ с шагом -10 дБ. Оценку вероятности ошибки определять по 5-ти значениям.

3.1.2. Повторить измерение для нормального шума.

3.1.3. Выбрать в качестве канальных сигналов m-последовательности. Выбрать равномерный шум. Снять зависимость оценки вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. Значения с/ш выбрать в диапазоне от 10 до -50 дБ. Оценку вероятности ошибки определять по 5-ти значениям.

3.1.4. Повторить измерение для нормального шума.

3.2. Снять зависимость оценки вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для m-последовательности с различными базисами. Значения с/ш выбрать в диапазоне от 10 до -50 дБ. Базис сигнала выбирается следующим образом:

3.2.1. В = 7; в меню программы "Параметры m-последовательности" выбрать N=7.

3.2.2. В = 15; в меню программы "Параметры

т-последовательности" выбрать $N = 4$ и разомкнуть 1-ю и 2-ю связи.

3.2.3. В = 31: в меню программы "Параметры т-последовательности" выбрать $N = 5$ и разомкнуть 1-ю связь.

3.2.4. В = 127: в меню программы "Параметры т-последовательности" выбрать $N = 8$ и разомкнуть 1-ю связь.

3.2.5. После изменения параметров т-последовательности нажать кнопки "Применить" и "Использовать" в системе уплотнения".

3.3. Исследовать зависимость оценки вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для заданного числа используемых каналов при использовании в качестве канальных сигналов функции Уолша и т-последовательности.

3.3.1. Выбрать в качестве канальных сигналов функции Уолша. Установить тип шума – равномерный. Установить число каналов $N = 2$ и снять зависимость оценки вероятности ошибки от отношения сигнал/шум ($q = -50...0$ дБ).

3.3.2. Повторить измерения для $N = 4$ и $N = 8$.

3.3.3. Выбрать в качестве канальных сигналов т-последовательности. Базу т-последовательности выбрать В = 15 (см. п.3.1.). Установить число каналов $N = 2$ и снять зависимость оценки вероятности ошибки от отношения сигнал/шум ($q = -40...10$ дБ).

3.3.4. Повторить измерения для $N = 4$ и $N = 8$.

3.4. Проанализировать результаты и сделать соответствующие выводы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Преимущества мазоритарного метода уплотнения по сравнению с другими методами уплотнения.
2. Работа приемной части схемы.
3. Работа передаточной части схемы.
4. Особенности нелинейного уплотнения.
5. Междуканальные помехи в системе с мажоритарным уплотнением каналов.
6. Преобразовать вид сигналов в контрольных точках для случая заданного передатчика (необходимо количество импульсов в количестве каналов).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радиопередающие устройства / В.В.Шахтильян. – М.: Радио и связь, 1990.
2. Фесер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / пер. с англ. под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
3. Белов Л.А. Устройства генерирования и формирования радиосигналов. – М.: Радио и связь, 1994.

Лабораторная работа № 4 МЕЖДУКАНАЛЬНЫЕ ПОМЕХИ В РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение особенностей построения радиотелеметрических систем с временным разделением каналов, причин возникновения междуканальных помех, а также исследование влияния вида модуляции, параметров импульсной последовательности и характеристик группового тракта системы на уровень помех.

1. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

1.1. Структурная схема радиотелеметрической системы с ВРК

Радиотелеметрическая система (РТМС) с ВРК [1] включает в себя бортовую передающую и наземную приемно-реструктуризирующую аппаратуру (рис. 1). Измеряемые физические величины $\lambda_1(t)$ с помощью преобразователей ПЦ преобразуются в сигналы $U_1(t)$, поступающие на каналы модуляторы КМ. В ПЦ осуществляется также нормирование сигналов $U_1(t)$ с целью приведения их к единой шкале. В системах с ВРК сигналы на выходе модуляторов не перекрываются по времени и, следовательно, являются ортогональными функциями. Достигается это тем, что на входе модуляторов с генератора канальных импульсов ГКИ поступают периодические последовательности прямоугольных импульсов, сдвинутые относительно друг друга на величину канального интервала T_c . Период опроса каналов T_o задается генератором тактовых импульсов ГТИ. При формировании канальных сигналов $S_i(t)$ в канальных модуляторах может использоваться амплитудно-импульсная АИМ, широко-импульсная ШИМ и фазомодулированная ФИМ [2, 3]. Для синхронизации работы бортовой и наземной аппаратуры после каждого цикла опроса передается синхронизирующий сигнал СС, отличающийся по амплитуде, длительности или структуре от канальных сигналов [2]. На выходе сумматора формируется групповой сигнал $S_{гр}(t)$, содержащий канальные и синхронизирующие импульсы (рис. 2, а).

В передатчике ПРД осуществляется модуляция какого-либо параметра синусоидального колебания высокой частоты групповым сигналом. Могут использоваться амплитудная, частотная или фазовая

модуляции. Наиболее широкое распространение получили системы ШИМ-ЧМ, ФИМ-АМ, АИМ-ЧМ.

Бортовая аппаратура РТМС с ВРК включает в себя калибровочное устройство КУ. Необходимость периодической проверки калибровки всех измерительных каналов вызвана тем, что в процессе передачи измерительной информации имеет место изменение напряжения источников питания [2]. Периодическая калибровка осуществляется путем последовательной подачи на входы информационных каналов калибровочного напряжения вместо телеметрических сигналов. Период подачи калибровочных сигналов обычно составляет 10 + 15 с.

После усиления и детектирования в приемнике ПРМ групповой сигнал поступает в селектор синхримпульсов (ССИ), на выходе которого формируется последовательность импульсов $U_{сх}(t)$ (рис. 2, б), синхронизирующих работу генератора селекторных импульсов ГСИ. Импульсы на выходе ГСИ $U_{сх}(t)$ открывают временные селекторы ВС, поступают в канальный демодулятор КД и далее — в реструктуризирующее устройство РУ. Кроме информационных сигналов, на носитель РУ наносятся метки времени, вырабатываемые генератором меток времени ГМВ.

В РТМС с ВРК для каждого информационного сигнала должна выбираться своя частота опроса, согласованная с его изменением во времени [1, 2]. Однако в большинстве РТМС с ВРК используются постоянная максимальная для всех каналов частота опроса, что приводит к перекрыванию в ряде каналов избыточной информации. Выбор частоты опроса $F_o = 1/T_o$ зависит от формы спектра информационных сигналов, вида интерполяционной обработки и наземной аппаратуры, а также от величины погрешности восстановления сигналов [2]. Обычно $F_o = \chi F_b$, где F_b — верхняя граничная частота в спектре информационного сигнала, χ меняется от 2 до нескольких десятков.

1.2. Междуканальные помехи

Групповой сигнал проходит через тракт передачи, вносящий как нелинейные, так и частотные искажения. Нелинейные искажения группового сигнала РТМС с ВРК не приводят к появлению междуканальных помех. Взаимные помехи между каналами в РТМС с ВРК возникают вследствие ограничения полосы пропускания группового тракта. Помехи первого рода (переходные помехи) появляются в результате ограничения полосы пропускания группового

тракта в области высоких частот, а помехи второго рода (перехватные) возникают вследствие неравномерности амплитудно-частотной и нелинейности фазочастотной характеристик в области низких частот.

Рассмотрим возникновение междуканальных помех за счет искажений в низкочастотной области. При этом искажения в области верхних частот будем считать отсутствующими. Пусть на вход группового тракта поступают последовательность импульсов N каналов, приемом только в одном из них осуществляется амплитудная модуляция синусоидальным напряжением с частотой Ω . Частотная характеристика группового тракта

$$K_{гр}(\omega) = K_{гр}(\omega) \exp[-j\theta_{гр}(\omega)].$$

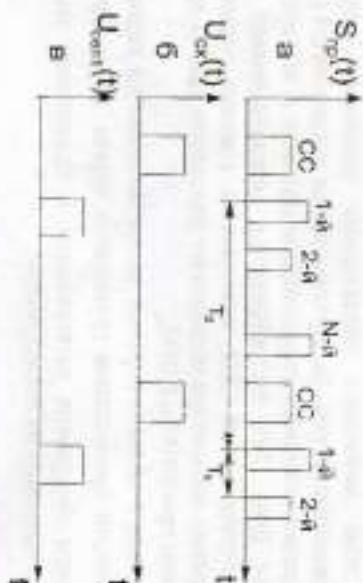
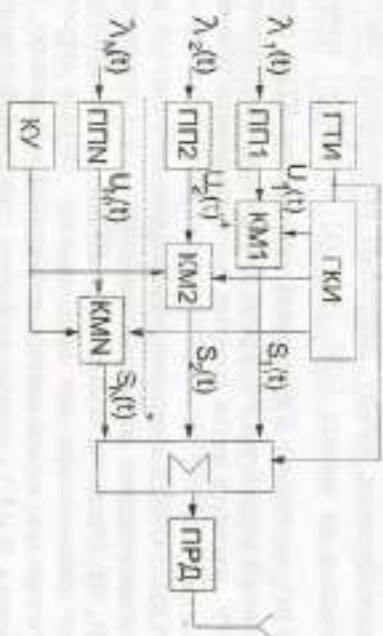


Рис. 2

На рис. 3 изображены амплитудно-частотная характеристика группового тракта и низкочастотная часть спектра группового сигнала на выходе тракта для случая АИМ.

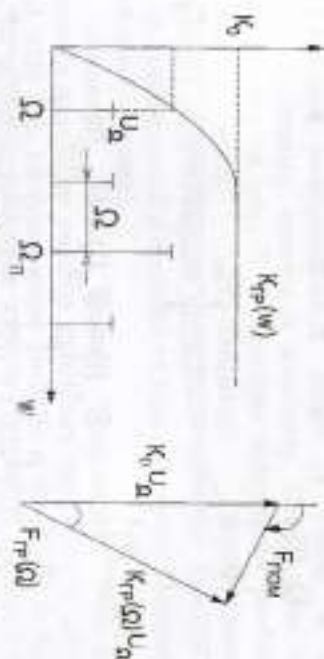


Рис. 3

Рис. 4

На выходе тракта вследствие нелинейности амплитудно-частотной характеристики спектральный состав сигнала на частоте Ω будет иметь амплитуду $K_{гр}(\Omega)U_a < K_0 U_a$ и фазовый сдвиг $\theta_{гр}(\Omega)$. Это показано на векторной диаграмме (рис. 4). Такое искажение эквивалентно вычитанию из группового сигнала помехи

$$U_{пом} = K_0 U_a \sqrt{1 + [K_{гр}(\Omega)/K_0]^2 - 2[K_{гр}(\Omega)/K_0] \cos \theta_{гр}(\Omega)},$$

$U_a = m U_0 / 2T_0$, m — коэффициент модуляции, T_0 — длительность импульса, T_0 — период следования импульсов в одном канале.

Рис. 1

При этом возникают характерные искажения группового сигнала, показанные на рис. 5а. Нулевая линия искажается (рис. 5б), при демодуляции возникает паразитная модуляция с частотой Ω во всех каналах (рис. 5в), т.е. образуется междокабельная помеха, называемая перекрестной. Для уменьшения влияния перекрестных помех в наземной аппаратуре используются фиксаторы уровня при АИМ и ограничители при ФЧМ и ШИМ.

Искажения в области верхних частот вызываются недостаточно широкой полосой пропускания группового тракта $\Delta F_{гр}$. При малой полосе фронты импульсов загибаются и происходит наложение предыдущего импульса на последующие.

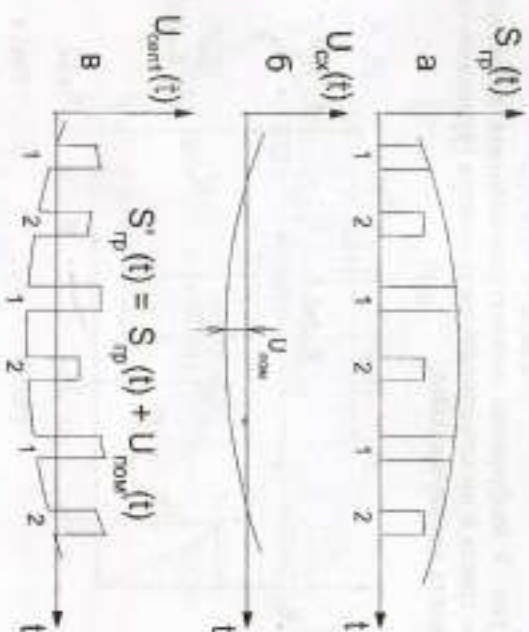


Рис. 5

Наиболее сильное влияние оказывает на соседний канал (рис. 6), поэтому возникающие искажения называют перекрестной помехой. Уровень помехи увеличивается с уменьшением заданного интервала T_3 между соседними импульсами, равного разности кабельного интервала T_k и длительности импульса τ .

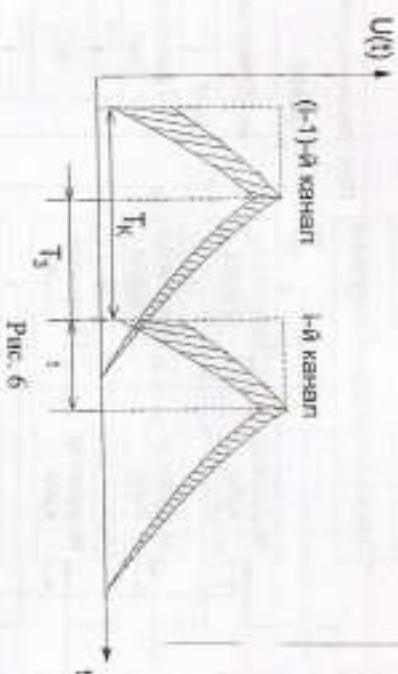


Рис. 6

2. ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

В состав лабораторной установки входят: лабораторный макет для исследования междокабельных помех в РТМС с ВРК, осциллограф, анализатор спектра и вольтметр. Структурная схема макета изображена на рис. 7. В качестве источников сообщений используются четыре РС-генератора, вырабатывающие синусоидальные модулирующие сигналы с частотой $\Omega = 115\text{Гц}$ в амплитуде, регулируемой в пределах от 0 до 5 В (ручка "Амплитуда" на лицевой панели макета).

С помощью ручки "Период кабельных импульсов" осуществляется изменение периода кабельных импульсов в пределах от 1000 до 3000 мкс. Модулирующие сигналы и кабельные импульсы подаются на входы модуляторов АИМ и ОШИМ. В зависимости от положения переключателя "АИМ - ОШИМ" сигналы с выходов соответствующих модуляторов поступают на сумматор и далее — в групповой тракт. В качестве эквивалента группового тракта используется видеосушитель с регулируемой амплитудно-частотной характеристикой. В области низких частот изменение АЧХ осуществляется с помощью переключателя "НЧ искажения", в области высоких — "ВЧ искажения".

На рис. 8 и 9 изображены амплитудно-частотные характеристики группового тракта (видеосушителя) соответственно в области нижних и верхних частот. Характеристики, отмеченные цифрами 1, 2, 3, 4, 5, соответствуют таким же положениям переключателей "НЧ искажения" и "ВЧ искажения" на передней панели макета.

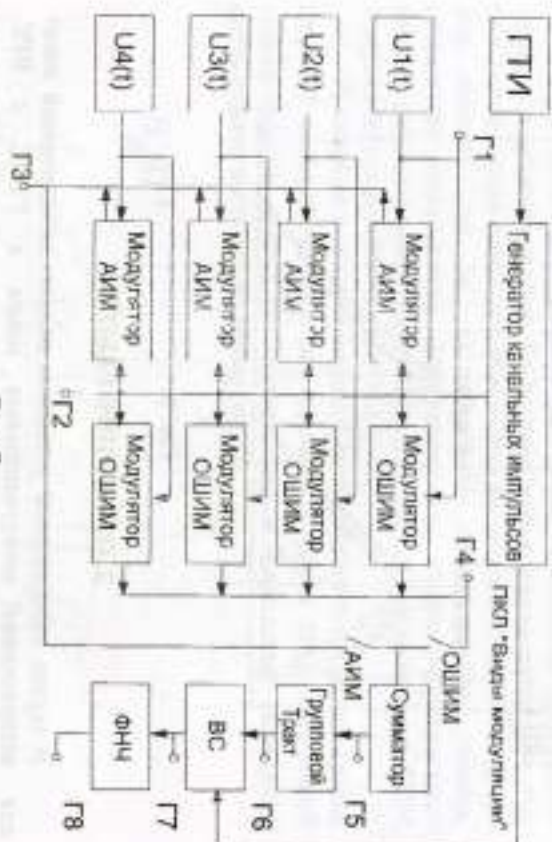


Рис. 7

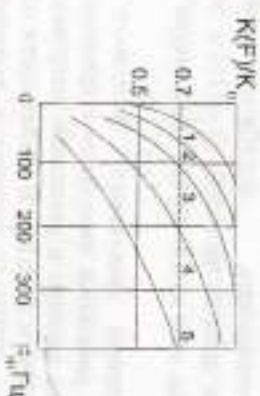


Рис. 8

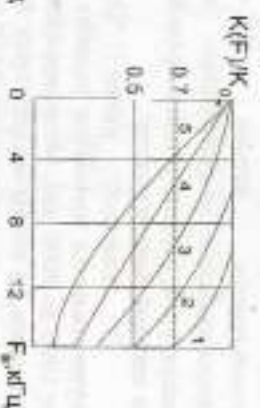


Рис. 9

При положении 1 переключателей ПЗ и П4 импульсы проходят групповой тракт без искажений. Сигналы с выхода группового тракта поступают на вход временного селектора первого канала (сигналы остальных каналов в ямаке не выделяются). На другой вход временного селектора поступают селекторные импульсы первого канала с ТКП. С выхода временного селектора (ВС) исследователю импульсов первого канала поступает на фильтр нижних частот (ФНЧ), осуществляющий модуляцию канала сигнала.

Модулятор АИМ выключен на базе усилителя К140УД1А (рис. 10). Элементы напряжений привнесены на рис. 11.

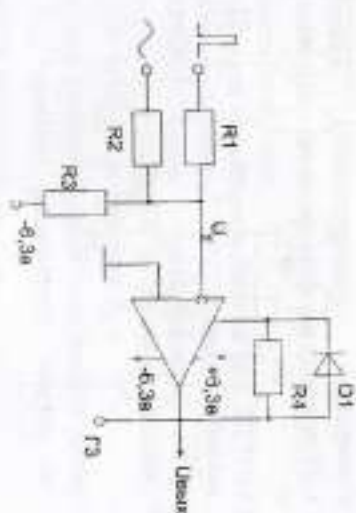


Рис. 10

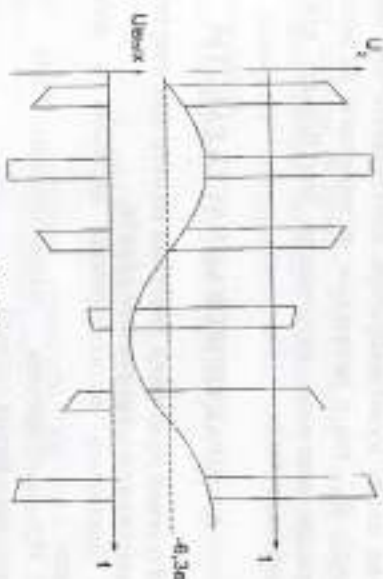


Рис. 11

Через резистор R1 подается каналные импульсы положительной полярности, а через резистор R2 – модулирующее напряжение. На входе усилителя формируется сумма этих напряжений. В результате действия цепи отрицательной обратной связи, состоящей из диода D1 и резистора R4, коэффициент усиления каскада будет больше единицы для положительных входных сигналов и равен нулю – для отрицательных. На выходе будет присутствовать суммарная и инвертированная положительная часть входного сигнала, т.е. отрицательные импульсы АИМ-1.

Модулятор ОИИМ-1 (рис. 12) собран на основе управляемого эмиттера модулятора.



Рис. 12

Канальные импульсы, поступающие через конденсатор C_1 , запускают мультивибратор на транзисторах V_1 , V_2 , V_3 . Длительность импульсов на входе мультивибратора определяется как постоянной времени $\tau = C_3 \cdot R_4$, так и начальным напряжением на конденсаторе C_3 . Чем больше начальное напряжение, тем больше длительность генерируемого импульса.

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ РАБОТЫ

3.1. Изучение принципа действия макета при отсутствии искажений в групповом тракте

3.1.1. Записать оциллограммы сигналов в контрольных точках макета.

3.1.2. Проанализировать оциллограммы при изменении регулируемых параметров сигнала.

3.1.3. Снять модуляционную и демодуляционную характеристики при АИМ и ОШИМ.

3.1.4. Изучить и проанализировать зависимость уровня сигнала на выходе демодулятора от параметров последовательности импульсов.

3.1.5. Исследовать спектры сигналов в контрольных точках макета при различных значениях регулируемых параметров.

3.2. Исследовать перекрестные помехи при АИМ и ОШИМ

3.2.1. Проанализировать по оциллограммам характер искажений группового сигнала при различных отклонениях АЧХ группового тракта от идеальной в области нижних частот. Степень искажений АЧХ можно характеризовать нижней граничной частотой АЧХ F_H , определяемой для уровня $0,7K_0$.

3.2.2. Изучить количественные зависимости уровня перекрестной помехи на выходе группового тракта от F_H и параметров последовательности импульсов.

3.3. Исследовать переходные помехи при АИМ и ОШИМ

3.3.1. Проанализировать по оциллограммам характер искажений группового сигнала при различных отклонениях АЧХ группового тракта от идеальной в области верхних частот (при различных верхних граничных частотах F_H).

3.3.2. Изучить количественные зависимости уровня переходной помехи от F_H , номера мешающего канала и параметров последовательности импульсов.

СОДЕРЖАНИЕ И ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать структурную схему лабораторного макета, оциллограммы, таблицы, графики и выводы о работе. На графики наносятся экспериментальные точки и представляются сплошными измерениями.

Отчет составляется каждым студентом самостоятельно.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Методика изучения принципа действия макета при отсутствии искажений в групповом тракте.
2. Методика исследования перекрестных помех в лабораторном макете.
3. Методика исследования переходных помех в лабораторном макете.
4. Ожидаемый ход зависимостей, исследуемых в лабораторной работе.
5. Спектры импульсных модулированных сигналов.
6. Структурные схемы селекторов сигналов синхронизации.
7. Выбор частоты опроса в РТМС с ВРК.
8. Пути уменьшения влияния перекрестных и переходных помех при АИМ, ШИМ, ФИМ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ. под ред. Д.Д. Кляжского. – М.: Радио и связь, 2000.
2. Радиотелеметрия / под ред. Р.Т.Сафрова. – М.: Воениздат, 1973. Ч.1. – 422 с.
3. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.

УКАЗАНИЕ ПО ТЕХНИКЕ БЕЗОПАСНОСТИ

Выключение питания лабораторной установки производится только по разрешению преподавателя. Не оставляйте без наблюдения лабораторную установку, находящуюся под напряжением. Окончив работу, обязательно выключите макет и все приборы лабораторной установки.

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа № 1. Изучение методов радионавального кодирования радиотелеметрических сигналов.....	1
Лабораторная работа № 2. Изучение дискретно-аналоговых и обобщенных дискретных представлений радиотелеметрических сигналов.....	11
Лабораторная работа № 3. Изучение систем передачи информации с мультиплексным уплотнением каналов.....	23
Лабораторная работа № 4. Межканальные помехи в радиотелеметрических системах с временным разделением каналов.....	38