

ГЛАВА 5. Вопросы оптимизации параметров асимптотической коррекции и ее практической реализации

5.1. Введение

При рассмотрении вопросов оптимизации и реализации асимптотической коррекции необходимо иметь в виду, что эквидистантность «хвостов» импульсной реакции физически реализуемого фильтра нижних частот с частотой среза $\Omega_1 - U(t)_{\text{ФНЧ}}$ (или, другими словами фильтра-формирователя) наступает не сразу, а через некоторый интервал времени после достижения максимального значения импульсной реакции. Отсчетное значение максимальной амплитуды $U_{\text{макс}}$ импульсной реакции можно назвать «главным» отсчетом $U_{\text{ГО}}$, а интервал времени, через который наступает открытый интервал времени эквидистантности $T_{\text{экв}}$ нулей «хвоста» через тактовый интервал ΔT – интервалом установления эквидистантности $T_{\text{уст}}$, как показано на рис. 5.1. При этом отсчетные значения импульсной реакции на интервале $T_{\text{уст}}$ являются межсимвольной помехой при приеме последующих символов цифрового линейного сигнала – $U_{\text{пом}}$.

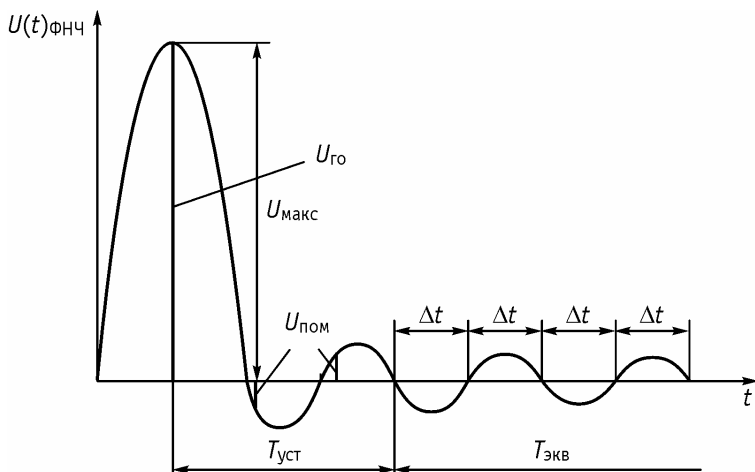


Рис. 5.1. Импульсная реакция физически реализуемого ФНЧ (фильтра-формирователя)

Учитывая указанные обстоятельства, для реализации «асимптотической» коррекции при посимвольном приеме со стробированием цифровых импульсных посылок на выходе фильтра-формирователя, состоящего из каскадно включенных ФНЧ и фазового контура, необходимо обеспечить следующие условия, минимизирующие межсимвольные помехи:

- моменты стробирования в регенераторе должны совпадать с «главным» значением импульсной реакции, для обеспечения максимальной помехозащищенности от помех, возникающих при передаче импульсных посылок по цифровому линейному тракту;

- моменты стробирования на интервале $T_{\text{экв}}$ должны совпадать с нулями «хвостов» импульсной реакции для обеспечения минимума межсимвольных помех;

- на конечном интервале времени установления эквидистантности $T_{\text{уст}}$ необходимо реализовать алгоритмы, устраняющие влияние межсимвольных помех на достоверность восстановления символов принимаемого регенерируемого цифрового линейного сигнала.

Очевидно, что выполнение вышеперечисленных условий реализации асимптотической коррекции возможно лишь при выполнении процедуры ее настройки к параметрам цифрового линейного тракта, осуществляемой в автоматическом режиме.

5.2. Об оптимизации передаточной функции фильтра-формирователя в системе асимптотической коррекции [1]

Существенным недостатком цифровых систем передачи (ЦСП) с временным разделением каналов (ВРК) является значительная межсимвольная помеха, вызываемая интерферирующими «хвостами» импульсов цифрового потока, принимаемого на входе регенератора. Интерференционные помехи в ЦСП с ВРК могут быть устранены путем введения в систему передачи синхронизма по тактам. В этом случае импульсная реакция линейного тракта, представляющего собой каскадное включение линии передачи и фильтра-формирователя, должна обладать эквидистантными нулями (свойство отсечности импульсной реакции на всей временной оси). Тогда отсчетные значения сигнала следует передавать в нулях импульсных реакций, вызываемых сигналами предшествующих во времени импульсных посылок. Однако и в этом случае неизбежные неточности в работе системы тактовой синхронизации приведут к межсимвольным влияниям. В работах [2], [3] рассматривался вопрос о выборе формы импульсной реакции (передаточной функции) группового тракта, минимизирующей межсимвольные влияния в ЦСП с ВРК при нестабильной работе системы тактовой синхронизации. Однако в важном практическом случае системы передачи с ВРК и преобразованием временного масштаба

(ВРК ПВМ) [4, 5] целесообразно оптимизировать не весь «хвост» импульсной реакции, а лишь его часть, отстоящую от главного отсчетного значения на некоторый временной интервал τ [6-8]. Как известно, в системе ВРК ПВМ для уменьшения межканальных помех предложено объединять последовательно идущие отсчеты с выходов индивидуальных каналов в пачки, «сжимать» эти пачки отсчетов при помощи запоминающих устройств во времени в n раз (n несколько превышает число каналов в ЦСП), передавать их по групповому широкополосному тракту, оставляя между пачками пустые («защитные») интервалы времени длительностью τ , а на приеме проделывать обратные операции. В литературе [9-13] имеется ряд указаний на эффективность и реализационную простоту системы ВРК ПВМ. Межканальные переходы в системе ВРК ПВМ возникают из-за влияния «хвостов» импульсных реакций, вызванных импульсами предшествующих во времени каналов и попадающих в интервал времени приема данного канала.

В данном разделе используется алгоритм минимизации мощности межсимвольных помех [1, 6-8], возникающих на выходе линейного тракта систем передачи с асимптотической коррекцией при нестабильной работе тактовой синхронизации, путем выбора формы передаточной функции фильтра-формирователя.

5.2.1. Задача выбора формы передаточной функции фильтра-формирователя

Отметим, что для устранения межканальных переходов (при идеальном синхронизме) необходимо, чтобы импульсная реакция тракта $g(t)$ вне интервала $(-T_{уст}, T_{уст})$ обладала свойством отсечности. Обозначим интервал времени между эквидистантными нулями такой функции $q(t)$ через Δt (см. рис. 5.2) и предположим, что $T_{уст}/\Delta t = s + 1$, где s – целое число. Если соответствующая $g(t)$ передаточная функция $G(j\omega)$, определяемая соотношением

$$G(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j\omega t} dt,$$

равна нулю вне интервала частот $(-\Omega, \Omega)$, а интервал между нулями совпадает с интервалом Найквиста-Котельникова, т.е. $\Delta t = \pi/\Omega$, то $G(j\omega)$ может быть представлена на интервале $(-\Omega, \Omega)$ в следующем виде:

$$G(j\omega) = \sum_{k=-s}^s a_k e^{-j\omega k \Delta t}, \quad (5.1)$$

где a_k – вещественные числа.

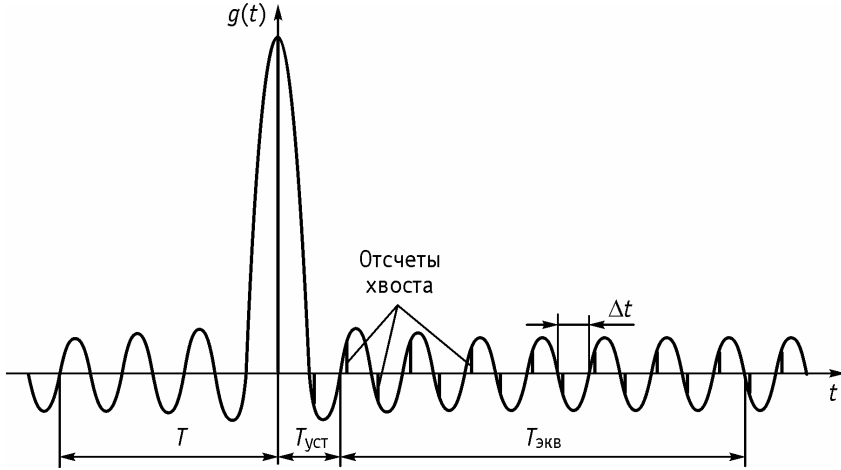


Рис. 5.2. Возникновение межсимвольных помех в системе с асимптотической коррекцией

В самом деле, отсчеты функции $g(t)$ в моменты $k\Delta t$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, как известно, являются (с точностью до постоянного множителя) коэффициентами Фурье $G(j\omega)$, так как

$$g(k\Delta t) = 1/2\pi \int_{-\Omega}^{\Omega} G(j\omega) e^{j\omega k\Delta t} d\omega, \quad (5.2)$$

а в силу сделанного выше предположения

$$g(k\Delta t) = 0 \text{ при } k = \pm(s+1), \pm(s+2), \dots,$$

откуда следует справедливость представления (5.1).

Варьируя коэффициенты a_k , $k = 0, \pm 1, \dots, \pm s$, в классе вещественных чисел, мы получим всевозможные передаточные функции тракта передачи системы с асимптотической коррекцией, которые обеспечивают отсутствие межсимвольных помех при условии точной работы тактовой синхронизации. Однако стоит фазе стробирующих импульсов испытать небольшое возмущение, как появится нежелательная интерференционная помеха. Возникает вопрос о таком выборе передаточной функции типа (5.1), чтобы небольшое изменение моментов взятия отсчетов ($t = k\Delta t + \varepsilon$, $k = \pm(s+1), \pm(s+2), \dots$, ε – малое число) приводило к появлению минимально возможной межсимвольной помехи.

При малом ε для моментов времени $t = k\Delta t + \varepsilon$, $k = \pm(s+1), \pm(s+2), \dots$, выполняется

$$g(k\Delta t + \varepsilon) \approx g(k\Delta t) + \varepsilon dg(k\Delta t)/d(k\Delta t) = \varepsilon g'(k\Delta t).$$

В связи с этим интенсивность межсимвольной помехи, возникающей из-за ухода фазы стробирующих импульсов, будем оценивать величиной $d^2 = \varepsilon^2 \hat{d}^2$, где

$$\hat{d}^2 = \sum_{k=-\infty}^{-(s+1)} [g'(k\Delta t)]^2 + \sum_{k=s+1}^{\infty} [g'(k\Delta t)]^2. \quad (5.3)$$

Чтобы избавиться от бесконечных сумм, перепишем последнее выражение следующим образом:

$$\hat{d}^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [g'(k\Delta t)]^2 - \sum_{k=-s}^s [g'(k\Delta t)]^2.$$

В силу известного соотношения между мощностью сигнала с ограниченным спектром и суммой квадратов его отсчетов

$$\hat{d}^2 = 1/\Delta t \int_{-\infty}^{\infty} [g'(t)]^2 dt - \sum_{k=-s}^s [g'(k\Delta t)]^2. \quad (5.4)$$

Далее находим

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} [g'(t)]^2 dt &= 1/2\pi \int_{-\Omega}^{\Omega} \left| j\omega \sum_{m=-s}^s a_m e^{j\omega m\Delta t} \right|^2 d\omega = \\ &= 1/2\pi \sum_{l=-s}^s \sum_{m=-s}^s a_l a_m \int_{-\Omega}^{\Omega} \omega^2 e^{j\omega(l-m)\Delta t} d\omega = 1/\pi \sum_{l=-s}^s \sum_{m=-s}^s a_l a_m \times \\ &\times \frac{[\Omega(l-m)\Delta t]^2 \sin[\Omega(l-m)\Delta t] + 2[\Omega(l-m)\Delta t] \cos[\Omega(l-m)\Delta t] - 2\sin[\Omega(l-m)\Delta t]}{[(l-m)\Delta t]^3}, \\ \sum_{k=-s}^s [g'(k\Delta t)]^2 dt &= \sum_{k=-s}^s \left[\sum_{m=-s}^s a_m \frac{d(\sin\Omega t/\pi t)}{dt} \right]^2 = 1/\pi^2 \sum_{l=-s}^s \sum_{m=-s}^s a_l a_m \times \\ &\times \left(\frac{\{[\Omega(k-l)\Delta t] \cos[\Omega(k-l)\Delta t] - \sin[\Omega(k-l)\Delta t]\} \{[\Omega(k-m)\Delta t] \cos[\Omega(k-m)\Delta t] - \sin[\Omega(k-m)\Delta t]\}}{[(k-l)\Delta t]^2 [(k-m)\Delta t]^2} - \frac{\sin[\Omega(k-m)\Delta t]}{[(k-l)\Delta t]^2 [(k-m)\Delta t]^2} \right). \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\hat{d}^2 = \sum_{l=-s}^s \sum_{m=-s}^s a_l a_m C_{lm}. \quad (5.5)$$

Опуская элементарные преобразования и вспоминая, что $\Delta t = \pi/\Omega$, определим вид коэффициентов в выражении (5.5):

$$C_{lm} = \frac{\Omega^4}{\pi^4} \left[B_{lm} - \sum_{k=-s}^s B_{km} \cdot B_{kl} \right],$$

где

$$B_{lm} = \begin{cases} \pi^2/3, & l = m, \\ \frac{2(-1)^{l-m}}{(l-m)^2}, & l \neq m; \end{cases}$$

$$B_{kn} = \begin{cases} 0, & k = n, \\ \frac{(-1)^{k-n}}{(k-n)}, & k \neq n, \quad n = l, m. \end{cases}$$

Оптимальной будем считать такую передаточную функцию фильтра-формирователя (5.1), которая минимизирует величину \hat{d}^2 (а вместе с нею d^2) при дополнительном ограничении на энергию импульсной реакции $g(t)$:

$$\sum_{k=-s}^s a_k^2 = 1. \quad (5.6)$$

При отсутствии ограничения (5.6) задача минимизации (5.5) имела бы тривиальное решение: $a_k = 0, k = 0, \pm 1, \dots, \pm s$.

Минимизация (5.5) при условии (5.6) сводится, как известно [14], к отысканию собственного вектора матрицы C с элементами $C_{lm}; l, m = 0, \pm 1, \dots, \pm s$, соответствующего наименьшему собственному значению. Числа $a_l, l = 0, \pm 1, \dots, \pm s$, совпадающие с координатами этого собственного вектора матрицы C , доставляют искомым минимум выражению (5.5) (равный наименьшему собственному значению).

Для решения приводимого ниже примера использовалась стандартная программа отыскания собственных чисел квадратных матриц из библиотеки программ «Mathcad».

5.2.2. Результаты расчетов

Результаты численной минимизации (5.5) при условии (5.6) приведены на рис. 5.3 и 5.4 в виде графиков функции $G(j\omega)$ (которая оказалась вещественной и положительной) при $s = 1$ и $s = 2$ и соответствующих им импульсных реакциях $g(t)$ (кривые 1 и 2). Для сравнения на рисунках также приведены передаточная функция и импульсная реакция «идеального» НЧ фильтра с частотой среза Ω (кривая 3). (Отметим, что кривые 1 и 2 на рис. 5.4 на некоторых интервалах колеблются с «двойной» частотой. Этот факт, однако, не должен вызывать удивления: у сигналов с ограниченным спектром возможно появление некоторых нулей, отделенных друг от друга интервалами, меньшими интервала Найквиста-Котельникова Δt). Достижимое за счет оптимального формирования функции $G(j\omega)$ подавление мощности межсимвольных помех d^2 иллюстрируется приводимой ниже табл. 5.1.

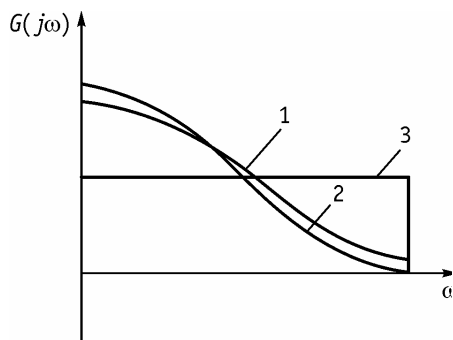


Рис. 5.3. Передаточные функции фильтра-формователя: 1 – при $s = 1$; 2 – при $s = 2$; 3 – при «идеальном фильтре НЧ

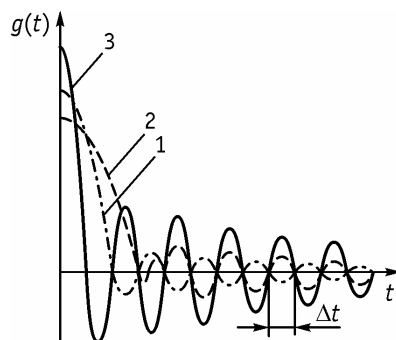


Рис. 5.4. Импульсные реакции на выходе фильтра-формователя: 1 – при $s = 1$; 2 – при $s = 2$; 3 – при «идеальном фильтре НЧ

Таблица 5.1. Влияние неточности тактовой синхронизации ε^2 на мощность межсимвольных помех d^2

ε^2	d^2		
	«Идеальный» фильтр НЧ	Оптимальная $G(j\omega)$	
		$s = 1$	$s = 2$
$0,02\Delta t$	$1,316 \cdot 10^{-3}$	$0,584 \cdot 10^{-5}$	$0,664 \cdot 10^{-8}$
$0,04\Delta t$	$5,264 \cdot 10^{-3}$	$2,192 \cdot 10^{-5}$	$2,658 \cdot 10^{-8}$
$0,08\Delta t$	$21,055 \cdot 10^{-3}$	$8,768 \cdot 10^{-5}$	$10,630 \cdot 10^{-8}$

Таким образом, при помощи оптимального формирования передаточной функции фильтра-формователя в системе с асимптотической коррекцией удастся значительно уменьшить мощность межсимвольных помех, возникающих из-за неточной работы системы тактовой синхронизации. Например, при установке моментов стробирования на приеме с точностью $\pm 0,08\Delta t$ мощность межсимвольных переходов в системе передачи с интервалом $T_{\text{уст}} = 2\Delta t$ ($s = 1$) на 24 дБ меньше, чем в системе с «идеальным» фильтром НЧ.

На практике полученный результат оптимизации приведет к уменьшению влияния джиттера, возникающего при выделении тактовой частоты в устройствах пассивной фильтрации, на коэффициент ошибок, возникающих при передаче импульсных сигналов по цифровым линейным трактам.

5.3. Исследование возможностей реализации асимптотической коррекции для минимизации межсимвольных помех

Для реализации способа асимптотической коррекции в состав структурной схемы регенератора (рис. 5.5) необходимо ввести фильтр нижних частот ФНЧ с подстраиваемой частотой среза $F_{\text{ср}}$ и каскадно включенные: фазовый контур ФК с перестраиваемой характеристикой группового времени замедления ГВЗ, электронный ключ и схему вычитания, а также устройство настройки, вырабатывающее сигналы: подстройки $F_{\text{ср}}$ ФНЧ – $U_{\text{под ф}}$; перестройки ГВЗ ФК – $U_{\text{пер к}}$; записи в запоминающее устройство отсчетов импульсной реакции на интервале $T_{\text{уст}}$ – $U_{\text{зап}}$; настройки фазы стробирующих импульсов ВТЧ – $U_{\text{наст}}$, запоминающее устройство, с функцией определенной выше, и устройство управления, вырабатывающее сигналы управления потактовым вычитанием из отсчетов принимаемого цифрового линейного сигнала конечного числа s отсчетов импульсной реакции на интервале $T_{\text{уст}}$, приводящих к появлению межсимвольных помех.

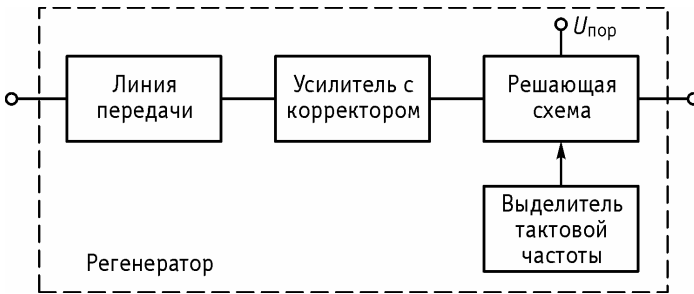


Рис. 5.5. Структурная схема регенератора

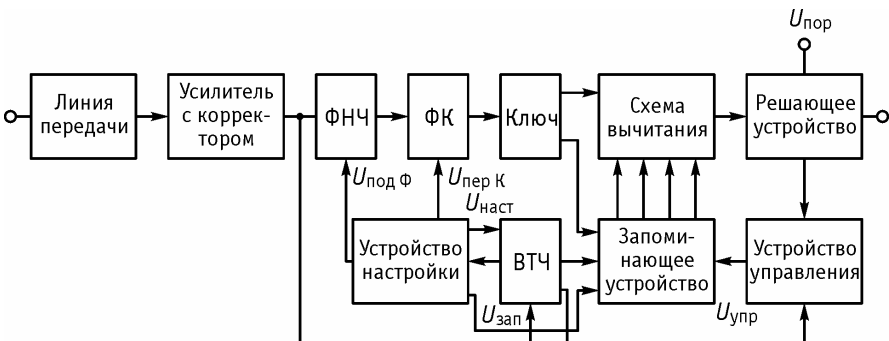


Рис. 5.6. Структурная схема регенератора с асимптотической коррекцией

Необходимость включения фильтра обусловлена тем обстоятельством, что период обращения в ноль «хвостов» импульсной реакции однозначно связан с частотой среза ФНЧ $F_{\text{ср}}$:

$$T_{\text{нулей}} = \frac{1}{F_{\text{ср}}}.$$

Таким образом, изменяя частоту среза фильтра можно добиться выполнения условия равенства $T_{\text{нулей}} = T_{\text{ти}}$, где

$$T_{\text{ти}} = \frac{1}{F_{\text{т}}},$$

$F_{\text{т}}$ – частота следования символов группового цифрового сигнала.

При обеспечении условия совпадения моментов стробирования символов группового цифрового сигнала с нулями «хвостов» величина межсимвольных помех будет стремиться к нулю.

Однако, выполнение условия минимума помех в общем случае не совпадает с условием оптимального приема сигналов с посимвольным стробированием. Это условие заключается в том, что амплитуду импульсной реакции принимаемого сигнала необходимо стробировать в момент ее максимального значения – $U_{\text{сиг.макс}}$. При этом в решающем устройстве РУ в момент стробирования происходит сравнение амплитуды принимаемого сигнала $U_{\text{сиг.макс}}$ с пороговым напряжением $U_{\text{пор}}$, равным $U_{\text{пор}} = U_{\text{сиг.макс}}/2$ по следующему алгоритму:

$U_{\text{сиг.макс}} \geq U_{\text{пор}}$, то восстанавливается импульсный сигнал, соответствующий «1»;

$U_{\text{сиг.макс}} < U_{\text{пор}}$, то восстанавливается импульсный сигнал, соответствующий «0».

Для того, чтобы обеспечить одновременное выполнение условий оптимального приема и минимума межсимвольных помех на выход ФНЧ включается перестраиваемый ФК, при помощи которого изменяется временное положение нулей «хвостов» импульсной реакции до совпадения временного положения нулей с моментами «оптимального стробирования».

Всплеск характеристики ГВЗ (рис. 5.7) фазового контура желательно иметь как можно более узким, чтобы исключить влияние изменения ФЧХ в полосе пропускания ФНЧ, а, значит, минимально исказить импульсную реакцию в области ее главного значения. Перестраивая пик ГВЗ в пределах от $t_{\text{гр мин}}$ до $t_{\text{гр макс}}$, можно добиться того, что отсчеты «хвоста» импульсной реакции n -го сигнала, накладывающегося на $(n + 1)$ -ый сигнал, будут браться в нулях «хвоста» (либо в моменты времени близкими к ним), тем самым сведя к минимуму межсимвольную помеху.

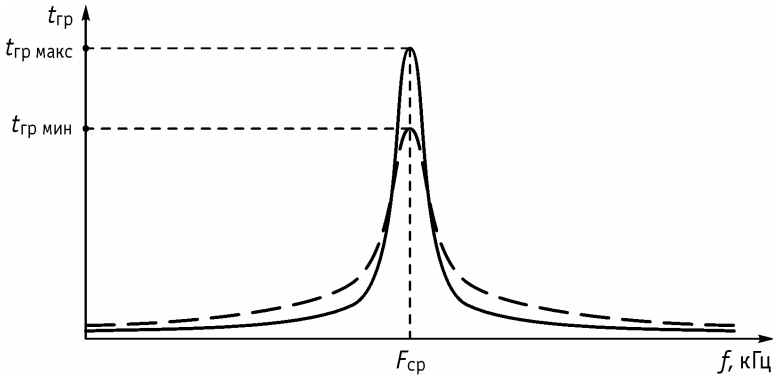


Рис. 5.7. Групповое время замедления перестраиваемого фазового контура

Приведенный выше алгоритм коррекции позволял бы устранить влияние межсимвольных помех, если бы «хвосты» импульсной реакции эквидистантно описывались на всех интервалах времени сразу после «главного» отсчета импульсной реакции принимаемого сигнала или другими словами эквидистантность нулей имела бы место сразу после «главного» отсчета.

На практике вследствие неидеальности характеристик ФНЧ на приеме импульсная реакция принимаемого сигнала на интервале времени $T_{уст}$ всегда будет иметь некоторое конечное число s не равных нулю отсчетов между «главным» отсчетом и «нулевыми» отсчетами в эквидистантных нулях «хвостов» импульсной реакции, которые приведут к появлению межсимвольных помех при приеме конечного числа последующих импульсных сигналов.

Для устранения этого явления в состав структурной схемы регенератора вводится записывающее устройство, при помощи которого в процессе настройки происходит запоминание отсчетов импульсной реакции на интервале времени $T_{уст}$, а в рабочем режиме, под воздействием сигналов управления, поступающих с выхода устройства управления, осуществляется потактовое вычитание напряжения межсимвольной помехи из амплитуд «главных» отсчетных значений последующих принимаемых импульсных реакций символов группового цифрового сигнала.

Временные диаграммы, поясняющие режим настройки и рабочий режим функционирования системы асимптотической коррекции приведены на рис. 5.8-5.11.

При рассмотрении процессов настройки введено определение интервала времени существования импульсной реакции – $T_{ир}$, длительность которого составляет k тактовых интервалов $T_{ир} = kT_{ти}$ или ($T_{ир} =$

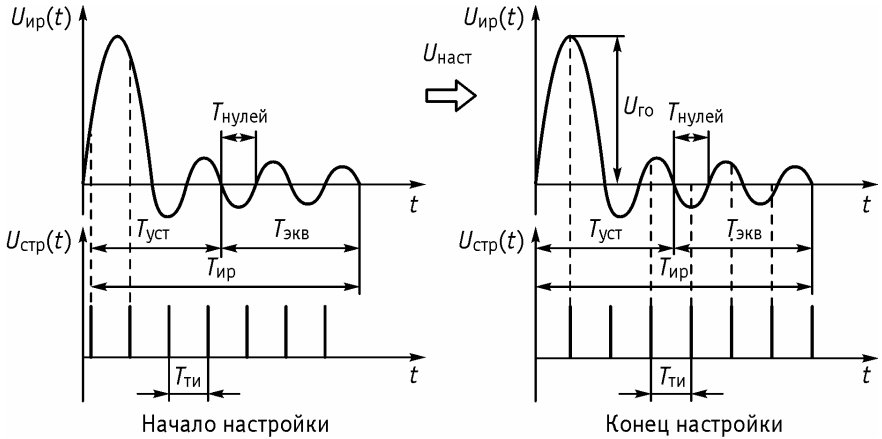


Рис. 5.8. Настройка фазы стробирующих импульсов для выполнения условия оптимального приема (в общем случае $T_{\text{нулей}} \neq T_{\text{ти}}$)

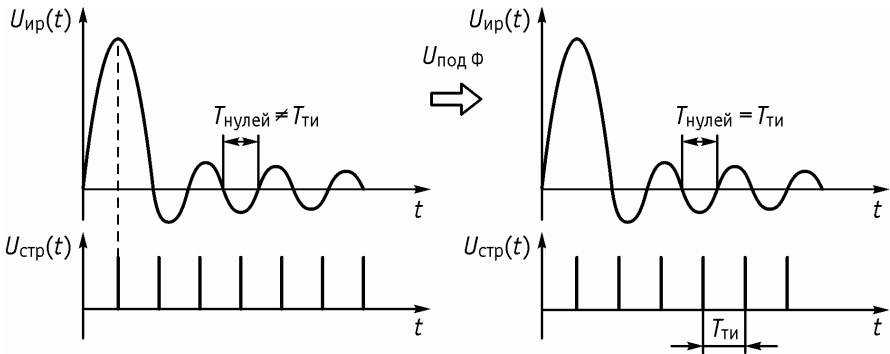


Рис. 5.9. Настройка частоты среза ФНЧ до совпадения с тактовой частотой группового цифрового сигнала $T_{\text{нулей}} = T_{\text{ти}}$

$= k\Delta t$) и определяется из условия: $U_{\text{го}} \gg U_{\text{к}}$. Длительность интервала существования импульсной реакции определяет период импульсных посылок, подаваемых на вход цифрового линейного тракта в процессе настройки параметров асимптотической коррекции.

В рабочем режиме из отсчетных значений символов регенерируемого цифрового потока по сигналам из устройства управления потоково вычитаются хронимые в запоминающем устройстве отсчеты межсимвольных помех в случае импульсной посылки. При бестоковых посылках операция вычитания блокируется.

В заключение отметим, что в данном разделе приведены алгоритмы асимптотической коррекции в аналоговом виде. Практическая

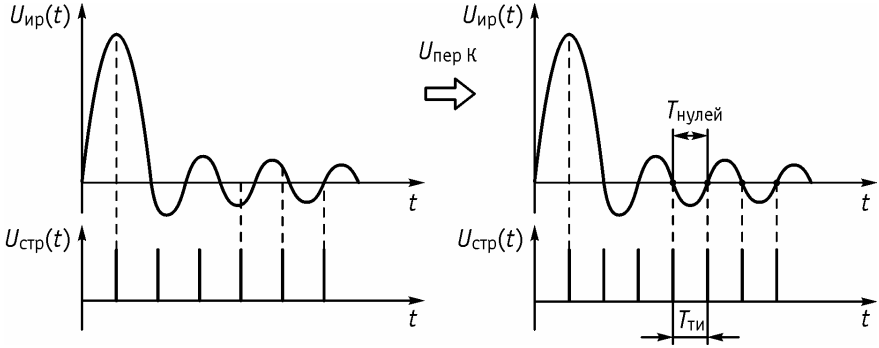


Рис. 5.10. Настройка ГВЗ фазового корректора до совпадения эквидистантных нулей «хвостов» импульсной реакции с моментами стробирования

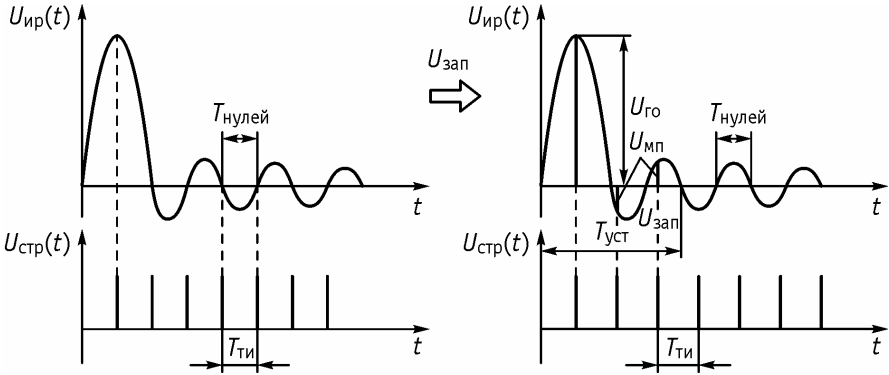


Рис. 5.11. Определение отсчетов импульсной реакции на интервале $T_{уст}$ ($U_{мп}$ – межсимвольных помех) и запись их в запоминающее устройство

реализация их при создании высокоэффективных цифровых линейных трактов, безусловно, предполагает обработку всех сигналов при асимптотической коррекции в цифровой форме.

Выводы по главе 5

Результат оптимизации параметров асимптотической коррекции и рассмотренный способ ее реализации позволяют сформулировать следующие выводы:

- оптимизация передаточной функции фильтра-формирователя в системе с асимптотической коррекцией позволяет значительно уменьшить мощность межсимвольных помех, возникающих из-за неточности работы системы тактовой синхронизации;

- при использовании «оптимального» фильтра-формирователя уменьшается влияние линейного джиттера на коэффициент ошибок при передаче импульсных сигналов по цифровым линейным трактам;
- системы асимптотической коррекции позволят сравнительно простыми техническими средствами эффективно подавлять и корректировать межсимвольные помехи;
- при синхронной передаче цифровых потоков по цифровым электрическим линейным трактам, используя способ асимптотической коррекции, оказывается возможным свести к минимуму помехи от линейных переходов;
- при эффективной минимизации межсимвольных помех и помех от линейных переходов возможно увеличение длины регенерационных участков до предельных величин, полученных в 3-ей главе и обусловленных влиянием только собственных помех.

Список литературы

- 5.1. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Об оптимизации передаточной функции группового тракта системы ВРК ПВМ с тактовой синхронизацией. – Теория передачи информации по каналам связи. Сборник ТУИС. – Л.: ЛЭИС, 1982. – С. 109-113.
- 5.2. Тамм Ю.А., Садовский В.Б. Спектральные методы оценки качества передачи. – М.: Связь, 1974.
- 5.3. Кисель В.А. Оптимальный фильтр Найквиста для систем с натуральной дискретизацией. – Электросвязь, 1972, № 8. – С. 62-67.
- 5.4. А.с. № 832749. Способ многоканальной связи с временным разделением каналов и устройство для его осуществления / Попов Г.Н., Балашов В.А., Нудельман П.Я., Криль С.С., Шмидель А.А., 1981. – 5 с.
- 5.5. А.с. № 1686704. Устройство приема сигналов для многоканальной системы с защитным временным интервалом / Попов Г.Н., Бондарев Л.В., Балашов В.А., Нудельман П.Я., Парфенов Е.И., 1991. – 3 с.
- 5.6. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Оптимизация формирующих устройств в многоканальной системе с временным разделением каналов и преобразованием временного масштаба. Сборник «Электронные цепи. Передача и обработка информации», Киев, 1979. – 11 с.
- 5.7. Попов Г.Н., Вагинская Е.Ю. К оценке межканальных помех в системах передачи с временным разделением каналов и преобразованием временного масштаба. – Системы и средства передачи информации по каналам связи. Сборник ТЦИС. – Л.: ЛЭИС, 1982. – 8 с.
- 5.8. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. О расчете энергетического спектра межканальных помех в системе с преобразованием временного масштаба. Деп. рукопис. ВИНТИ, 1986, № 5. – 136 с. – С. 8.
- 5.9. Flood J.E., Urganhart-Pullen D.I. Time-compression-multiplex transmission. – Proceedings IEEE, 1964, v. 111, № 4. p. 647-668.
- 5.10. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ / А.Д. Фортусенко, Г.Б. Аскинази, В.Л. Быков и др. – М.: Связь, 1970.

- 5.11. Ильиченко В.Ю., Нудельман П.Я., Попов Г.Н., Шмидель А.А. К определению межканальных помех в 12-канальном блоке с преобразованием временного масштаба. – Одесса, 1978. – Деп. в НИИЭИР, 1978, № 3-5738.
- 5.12. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Межканальные помехи в МКСС с разделением каналов во времени и преобразованием временного масштаба. Тезисы доклада. Всесоюзная НТК, Новосибирск, 1978.
- 5.13. Попов Г.Н. О возможности применения многоканальной системы передачи с преобразованием временного масштаба на сетях связи. Тезисы доклада. Региональная НТС, Новосибирск, 1980.
- 5.14. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Гостехиздат, 1953.

Заключение

В данной работе произведен достаточно подробный анализ принципов построения современных электрических цифровых линейных трактов и предложен ряд способов и методов, позволяющих повысить их эффективность для создания современных цифровых телекоммуникационных сетей с использованием существующих кабельных линий связи на внутризональных и местных участках Взаимоувязанной сети связи РФ:

- в качестве линейного сигнала предложен линейный код с дуобинарным кодированием и чередованием полярности импульсов (ДБК-ЧПИ), позволяющим существенно повысить длину регенерационных участков по сравнению с известными линейными кодами с ДБК и ЧПИ (МЧПИ);
- получены аналитические выражения, базирующиеся на неравенстве Коши-Буняковского, для «оценки сверху» энергетических спектров цифровых линейных сигналов и показывающие преимущества кода ДБК-ЧПИ;
- разработана и внедрена в серийно выпускаемую аппаратуру ИКМ-7ТМ схема преобразователя кода ДБК-ЧПИ;
- предложен новый класс линейных кодов типа ДБК-ЧПИ- m , позволяющий значительно увеличивать длину регенерационных участков, по сравнению со всеми известными двух- и трехуровневыми линейными кодами и сравнимую (и даже превосходящую) с длинами участков регенерации по технологиям 2B1Q, QAM и TC-PAM;
- разработана схема преобразователя кода для реализации алгоритмов ДБК-ЧПИ- m ;
- предложена оригинальная методика расчета помехозащищенности в цифровых линейных трактах при совместном влиянии собственных помех и помех от линейных переходов на основе разработанной методики;
- произведен расчет предельно достижимых длин регенерационных участков для внутризональных и местных сетей, показывающий значительный резерв в их возможном увеличении;
- доказана теорема об асимптотическом поведении импульсных реакций полосно-ограниченных линейных систем, обосновывающая возможность реализации асимптотической коррекции;
- предложен способ асимптотической коррекции и устройство для его реализации, позволяющий свести к минимуму межсимвольные и межсистемные влияния при передаче цифровых потоков по электрическим цифровым линейным трактам и обеспечить тем са-

мым предельно достижимую длину регенерационных участков, обусловленную влиянием только собственных помех;

- произведенная оптимизация передаточных функций фильтра-формирователя в системе асимптотической коррекции, позволяет минимизировать величину межсимвольных помех, возникающих из-за неточностей работы тактовой синхронизации и уменьшить тем самым влияние линейного джиттера на величину коэффициента ошибок возникающего при передаче сигналов по цифровым линейным трактам.

Основные работы автора по мете исследования

1. Системы электросвязи: Учебник для вузов. Под ред. В.П. Шувалова. – М.: Радио и связь, 1987. – 512 с. (Попов Г.Н. Глава 11. Цифровые системы передачи первичных сетей ЕАСС).
2. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л., Заславский К.Е. Помехи и искажения в каналах и трактах АСП и ЦСП. Учебное пособие УМО. – Новосибирск, 1991. – 129 с.
3. Крук Б.И., Попов Г.Н. ...И мир загадочный за занавесом цифр. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 1992. – 383 с.
4. Иванов В.И., Гордиенко В.Н., Попов Г.Н. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.
5. Попов Г.Н., Кулеша О.П. Расчет и измерение качественных показателей транспортной сети. Учебное пособие УМО. Новосибирск, СибГУТИ, 2002. – 103 с.
6. Крук Б.И., Попов Г.Н. ...И мир загадочный за занавесом цифр. Цифровая связь. Изд. 2-е, испр. – Новосибирск, 2001. – 260 с.
7. Попов Г.Н. Телекоммуникационные системы передачи PDH и SDH. Часть 1. Основы построения PDH. Учебное пособие. – Новосибирск, СибГУТИ, 2002. – 203 с.
8. Телекоммуникационные системы и сети. Учебное пособие. Том 1. Под ред. В.П. Шувалова – Изд. 3-е, испр. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 647 с. (Попов Г.Н. Глава 8. Транспортные сети).
9. Битнер В.И., Попов Г.Н. Нормирование качества телекоммуникационных услуг. Учебное пособие УМО. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 310 с.
10. Крук Б.И., Попов Г.Н. ...И мир загадочный за занавесом цифр. Цифровая связь. Изд. 3-е, испр. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 260 с.
11. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Об асимптотическом поведении импульсных реакций полосно-ограниченных линейных систем. Радиотехника, 1978, № 11. – С. 89-90.
12. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Оптимизация формирующих устройств в многоканальной системе с временным разделением каналов и преобразованием временного масштаба. Сборник «Электронные цепи. Передача и обработка информации». Киев, 1979. – С. 48-59.
13. Попов Г.Н., Вагинская Е.Ю. К оценке межканальных помех в системах передачи с временным разделением каналов и преобразованием временного масштаба. Сборник ТУИС (системы и средства передачи информации по каналам связи), Ленинград, 1982. – С 115-119.
14. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Об оптимизации передаточной функции группового тракта системы ВРК ПВМ с тактовой синхронизацией. Сборник ТУИС (теория передачи информации по каналам связи), Ленинград, 1982. – С. 109-113.
15. Попов Г.Н., Кожевников Д.В. Вопросы обеспечения высокого качества передачи сигналов цифрового звукового вещания на сельских телефонных сетях. Сборник трудов международной НТК «Проблемы функционирования информационных сетей», Новосибирск, 1991, С. 246-253.
16. Попов Г.Н. Электромагнитная совместимость при передаче аналоговых и цифровых сигналов по абонентским линиям ГТС. Сборник «Проблемы

- защиты СПИ от электромагнитных влияний на железнодорожном транспорте», Омск, 1991. – С. 29-33.
17. Попов Г.Н., Кулеша О.П., Малинкин В.Б., Хазанов Г.Л. Обоснование длины регенерационного участка. Материалы международного семинара «Перспективы развития современных средств и систем телекоммуникаций», Владивосток, 1999. – С. 103-107.
 18. Shuvalov V.P., Popov G.N., Garmaev V.D. Analysis of Method for Upgrading the Efficiency of Interzonal Transmission Network. Proceedings EDM – 2002, 3th Annual, Vol. 2, Erlagol, 2001, pp. 6-7. IEEE Catalog № 02EX518.
 19. Попов Г.Н., Шувалов В.П. Анализ методов повышения эффективности использования внутризонной первичной сети связи. Сборник трудов – Сибдальсвязь. – Новосибирск – Владивосток, 2002. – С. 25-26.
 20. Попов Г.Н., Гармаев В.Д., Буинов П.А. Вхождение в глобальное информационное общество. Бурятский вариант. Инфосфера, 2002, № 3 [14]. – С. 15-16.
 21. Shuvalov V.P., Popov G.N., Garmaev V.D. Entering the Global Information Society. Buryat Way. IEEE Communications Magazine. Global Communications Newsletter. March 2003, vol. 43, № 3, pp. 3-4.
 22. Popov G.N. On a Possibility of Forming Pulse Responses of Band-Limited Linear Systems. IEEE Communications Letters (in print), 8 p.
 23. Popov G.N. On a Possibility of Asymptotic Correction of Electric Digital Linear Paths. Proceedings EDM02003, 4th Annual, Erlagol, 2003, pp. 119-122. IEEE Catalog № 03EX664.
 24. Popov G.N., Garmaev V.D., Gusev A.Y. Analysis of Spectral Characteristics of DBE-AMI Class Linear Codes. Proceedings EDM-2003, 4th Annual, Erlagol, 2003, pp. 123-126. IEEE Catalog № 03EX664.
 25. Ильиченко В.Ю., Нудельман П.Я., Попов Г.Н., Шмидель А.А. К определению межканальных помех в 12-канальном блоке с преобразованием временного масштаба. Депонированная рукопись № 3-5738, РЖ «Общетеχνическая серия», 1978, № 17. – 16 с.
 26. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. О расчете энергетического спектра межканальных помех в системе передачи с преобразованием временного масштаба. Депонированная рукопись. БУ «ДР», ВИНТИ, 1986, № 5. – 8 с.
 27. Попов Г.Н. Расчет качественных показателей многоканальной системы передачи с узкополосными переносчиками. Депонированная рукопись, БУ «ДР», ВИНТИ, 1988, № 10. – 14 с.
 28. Попов Г.Н. О возможности формирования импульсных реакций полосноограниченных линейных систем. Депонированная рукопись, ВИНТИ, 2003, № 13-B2003. – 7 с.
 29. Попов Г.Н., Гусев А.Ю., Гармаев В.Д. О возможности повышения эффективности использования цифровых линейных трактов. Депонированная рукопись, ВИНТИ, 2003, № 10-B2003. – 11 с.
 30. Попов Г.Н., Гусев А.Ю., Гармаев В.Д. Анализ спектральных характеристик линейных кодов класса ДБК-ЧПИ. Депонированная рукопись, ВИНТИ, 2003, № -B2003. – 11 с.
 31. Попов Г.Н. Устройство приема сигналов для многоканальной системы с защитным временным интервалом. Информ. листок № 422-92, ЦНТИ, Новосибирск, 1992. – 4 с.

32. Попов Г.Н. Устройство формирования канального сигнала с частотным уплотнением каналов. Информ. листок № 427-92, ЦНТИ, Новосибирск, 1992. – 2 с.
33. А.с. № 832749. Способ многоканальной связи с временным разделением каналов и устройство для его осуществления / Попов Г.Н., Нудельман П.Я., Балашов В.А., Криль С.С., Шмидель А.А., 1981. – 5 с. – Оpub. в БИ № 16, 30.04.1981.
34. А.с. № 1396286. Устройство формирования канального сигнала для многоканальных систем связи с частотным уплотнением каналов / Попов Г.Н., 1988. – 2 с. – Оpub. в БИ № 18 15.05.88 г.
35. А.с. № 1566499. Устройство для передачи и приема цифровых сигналов / Попов Г.Н., Малинkin В.Б., Кожевников Д.В., 1990. – 7 с. – Оpub. в БИ № 19 23.05.90 г.
36. А.с. № 168704. Устройство приема сигналов для многоканальной системы с защитным временным интервалом / Попов Г.Н., Нудельман П.Я., Балашов В.А., Бондарев А.В., Парфенов Е.И., 1991. – 3 с. – Оpub. в БИ № 39 23.10.91 г.
37. Патент РФ № 1838894. Приемник многочастотных сигналов / Попов Г.Н., Малинkin В.Б. Кожевников Д.В., Руин В.Н., 1992. – 4 с. – Оpub. в БИ № 32 30.08.93 г.
38. Патент РФ № 2064223. Приемник многочастотных сигналов / Попов Г.Н., Малинkin В.Б. Кожевников Д.В., Руин В.Н., 1996. – 4 с. – Оpub. в БИ № 20 20.07.96 г.
39. Заявка на изобретение № 2002113779. Способ организации мобильной радиосвязи с использованием контактной сети ж/д транспорта / Попов Г.Н., Сединин В.И. – 10 с.
40. Заявка на изобретение № 2003110190. Способ преобразования кода цифрового линейного тракта и устройство для его осуществления / Попов Г.Н., Гусев А.Ю., Гармаев В.Д. – 16 с.
41. Попов Г.Н., Кудрявцева Э.А., Хазанов Г.Л. Проект реконструкции участка первичной сети ВСС с использованием цифровых систем передачи. Методические указания. – Новосибирск, СибГУТИ, 2000. – 40 с.
42. Попов Г.Н., Кулеша О.П. Расчет некоторых качественных показателей транспортной сети SDH. Методические указания. – Новосибирск, СибГУТИ, 2001. – 38 с.
43. Нудельман П.Я., Попов Г.Н. Межканальные помехи в МКСС с разделением во времени и преобразованием временного масштаба. Тезисы доклада. Всесоюзная НТК, Новосибирск, 1978.
44. Попов Г.Н. О возможности применения многоканальной системы передачи с преобразованием временного масштаба на сетях связи. Тезисы доклада. Региональная НТК, Новосибирск, 1980.
45. Попов Г.Н., Лелис Я.Ю. Об особенностях прохождения цифрового сигнала по коаксиальным кабелям. Тезисы доклада. Региональная НТК, Новосибирск, 1980.
46. Попов Г.Н. Некоторые методы сокращения избыточности речевых сообщений. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1981.
47. Попов Г.Н. Исследование возможности построения многоканальной системы передачи с узкополосными переносчиками. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1984.

48. Попов Г.Н. Разработка критериев качества многоканальных систем передачи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1986.
49. Попов Г.Н., Кожевников Д.В. Исследование возможности использования дуобинарного кодирования с чередованием полярности единиц. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1988.
50. Попов Г.Н., Кожевников Д.В. Линейный сигнал с дуобинарным кодированием и чередованием полярности импульсов. Тезисы доклада. Межотраслевая НТК, УФА, 1989.
51. Попов Г.Н., Бондарев А.В. Исследование возможности использования асимптотической коррекции в многоканальных системах передачи с временным разделением каналов. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1989.
52. Попов Г.Н. Исследование спектральных характеристик линейных кодов цифровых систем передачи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1989.
53. Попов Г.Н., Бондарев А.В. Двухуровневый линейный код для цифрового линейного тракта воздушных линий связи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1990.
54. Попов Г.Н., Малинкин В.Б. Исследование путей построения двухпроводных цифровых линейных трактов. Тезисы доклада. Международная научная сессия, Москва, 1992.
55. Попов Г.Н., Кожевников Д.В. Разработка цифрового линейного тракта со скоростью передачи 512 кбит/с по одночетверочным кабелям. Тезисы доклада. Всероссийская НТК, Новосибирск, 1992.
56. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. К определению оптимальной длины регенерационного участка ЦСП симметричного кабеля. Тезисы доклада. Всероссийская НТК, Новосибирск, 1992.
57. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. Расчет помехозащищенности в ЦСП симметричного кабеля с учетом влияния собственных помех. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1993.
58. Попов Г.Н. О возможности применения кода 1В3В на абонентском участке сети связи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1993.
59. Попов Г.Н., Малинкин В.Б., Огороков И.В. Особенности построения цифрового линейного тракта со скоростью 512 кбит/с. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1993.
60. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. Метод оценки совместного влияния собственных помех и помех от линейных переходов в ЦСП симметричного кабеля. Тезисы доклада. Российская НТК, Новосибирск, 1994.
61. Попов Г.Н. Исследование возможности работы систем передачи по нетиповым кабелям. Тезисы доклада. Материалы международной НТК, т. 2, Новосибирск, 1995.
62. Попов Г.Н. Исследование условий работы цифровых систем передачи по нетиповым кабелям. Тезисы доклада. 5-ая межрегиональная конференция, Москва – Новосибирск, 1995.
63. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. Методика определения оптимальной длины регенерационного участка ЦСП для симметричного кабеля. Тезисы доклада. 5-ая межрегиональная конференция, Москва – Новосибирск, 1995.
64. Попов Г.Н., Кураш Е.Ф. Разработка математической модели высокоскоростного цифрового линейного тракта для сетей доступа. Тезисы доклада. Региональная НТК, Новосибирск, 2001.

65. Попов Г.Н., Гармаев В.Д., Агеева Е.А. Эффективная модель цифрового линейного тракта для первичного цифрового потока Е1. Тезисы доклада. Международная НТК, Новосибирск, 2002.
66. Попов Г.Н., Гармаев В.Д. Об опыте использования линейных сооружений магистральных сетей для организации внутризонавой и местной сети. Тезисы доклада. Международный форум, Новосибирск, 2003.
67. Попов Г.Н., Гусев А.Ю. Некоторые практические аспекты применения асимптотической коррекции. Тезисы доклада. Международный форум, Новосибирск, 2003.

Содержание

Введение	3
Глава 1. Принципы организации электрического цифрового линейного тракта	4
1.1. Источники искажений и помех в цифровом линейном тракте	4
1.1.1. Структура цифрового линейного тракта	4
1.1.2. Причины возникновения искажений и помех в электрических ЦЛТ	6
1.1.3. Способы оценки влияний искажений и помех	10
1.2. Регенерация линейных сигналов в ЦСТ	16
1.2.1. Требования к линейным сигналам	16
1.2.2. Линейные коды в ЦСП	16
1.2.3. Регенерация линейных сигналов	33
1.3. Коррекция искажений в ЦЛТ	38
1.4. Влияние помех на качество передачи сигналов в ЦСП	43
1.4.1. Влияние собственных помех на вероятность ошибки при приеме цифрового сигнала	43
1.4.2. Влияние помех от линейных переходов на вероятность ошибки	44
1.4.3. Накопление помех в ЦЛТ	46
1.4.4. Влияние помех на размещение регенераторов в ЦЛТ	48
Список литературы	51
Глава 2. Обоснование выбора кода ДБК-ЧПИ в качестве линейного сигнала для электрических цифровых линейных трактов	53
2.1. Введение	53
2.2. Постановка задачи и ее решение	54
Список литературы	61
Приложение 2.1	63
Приложение 2.2	64
Глава 3. О возможности повышения эффективности использования цифровых линейных трактов с использованием кода ДВК-ЧПИ	65
3.1. Введение	65
3.2. Анализ методов повышающих эффективность использования цифровых телекоммуникационных систем передачи	66
3.3. Методика расчета длины регенерационного участка	68
3.3.1. Определение допустимой защищенности от помех от линейных переходов для регенераторов ЦСП по симметричным кабелям	69
3.3.2. Определение ожидаемой защищенности от помех от линейных переходов для регенераторов ЦСП по симметричным кабелям	71

3.3.3. Определение допустимой и ожидаемой вероятности ошибки и защищенности для регенераторов ЦСП по коаксиальным кабелям	72
3.3.4. Расчет длины регенерационного участка	73
3.4. Анализ результатов расчета длины регенерационного участка	74
3.4.1. Кабель КСПП 1x4x0,9	74
3.4.2. Кабель ЗКП 1x4x1,2	76
3.4.3. ВЛС	77
3.5. Некоторые аспекты практического применения линейного кода ДБК-ЧПИ	79
Список литературы	82
Приложение 3.1	84
Глава 4. Обоснование возможности использования «асимптотической коррекции» при регенерации электрических цифровых сигналов	87
4.1. Введение	87
4.2. Асимптотическое поведение импульсных реакций полосно-ограниченных линейных систем	88
4.3. Экспериментальная проверка полученных теоретических результатов	91
Список литературы	94
Приложение 4.1	95
Глава 5. Вопросы оптимизации параметров асимптотической коррекции и ее практической реализации	97
5.1. Введение	97
5.2. Об оптимизации передаточной функции фильтра-формирователя в системе асимптотической коррекции	98
5.2.1. Задача выбора формы передаточной функции фильтра-формирователя	99
5.2.2. Результаты расчетов	102
5.3. Исследование возможностей реализации асимптотической коррекции для минимизации межсимвольных помех	104
Заключение	111
Основные работы автора по теме исследования	113