

Глава 2. Обоснование выбора кода ДБК-ЧПИ в качестве линейного сигнала для электрических цифровых линейных трактов

2.1. Введение

В настоящее время инфраструктура Взаимоувязанной сети связи Российской Федерации (ВСС РФ) насыщается передовыми цифровыми телекоммуникационными технологиями. Практически по всем важнейшим магистральным направлениям первичной сети или, другими словами, транспортной сети магистрального уровня, информационные потоки передаются по технологии SDH с использованием волоконно-оптических и цифровых радиорелейных линий связи.

Эти же системы передачи (СП) SDH в сочетании с технологиями ATM, В-ISDN и т.д., активно эксплуатируются на городском местном участке первичной сети или по современной терминологии, сети доступа, особенно в крупных и средних городах России.

Внутризоновые участки первичной сети или, транспортная сеть регионального уровня на нынешнем этапе развития ВСС РФ характеризуется недостаточным уровнем внедрения современных систем передачи. На этих участках до сих пор сохранились воздушные линии связи (ВЛС), кабельные линии связи (КЛС) симметричного кабеля, проложенные много десятилетий назад, которые отличаются плохими качественными показателями, что не позволяет в должной мере перейти на современные инфокоммуникационные технологии.

Внедрение современных телекоммуникационных систем передачи на внутризоновых сетях РФ имеющих большие площади и расстояния между пунктами сети, затруднено, так как требует огромных капитальных вложений, с практически бесконечным сроком окупаемости. Вместе с тем необходимость передачи информации в цифровой форме является жизненной, и более того, директивной необходимостью, поскольку принята и начала реализовываться программа «Электронная Россия».

Для решения поставленной задачи предлагается использовать существующие линейные сооружения аналоговой сети в виде воздушных и кабельных линий связи, не подвергая их существенной реконструкции [1, 2, 3, 4].

Технико-экономический анализ повышения эффективности использования линейных сооружений как метода ресурсосберегающего развития внутризоновой сети [5] позволяют сформулировать совокупность требований к линейному сигналу:

1. В энергетическом спектре линейного сигнала должны быть ослаблены НЧ составляющие (обеспечение электромагнитной совместимости аналоговых и цифровых сигналов, исключение влияния низкочастотных импульсных помех и помех от несогласованностей).

2. Отсутствие промежуточных регенераторов, значительный разброс протяженностей линий и их неоднородность приводят к изменению в широких пределах условий распространения сигналов. Метод передачи должен обеспечивать в этой ситуации практическое отсутствие дополнительной настройки ЦСП при установке на сети.

3. Способ передачи должен обеспечивать:

- отсутствие постоянной составляющей в сигнале;
- узкую полосу частот основного «лепестка» энергетического спектра;
- возможность контроля ошибок.

Линейный код с дуобинарным кодированием и чередованием полярности импульсов, предложенный в [9] и исследованный в [10-24], в значительной мере соответствует приведенным требованиям.

2.2. Постановка задачи и ее решение

Основными линейными сигналами ЦСП на местной и внутризонавой сети являются коды с чередованием полярности импульсов (ЧПИ) в СП ИКМ-120, ИКМ-30 и ИКМ-30С, а также дуобинарный код (ДБК) в СП ИКМ-15. Известно, что полоса частот, в которой сосредоточена основная энергия таких сигналов, численно равна тактовой частоте цифрового сигнала [6].

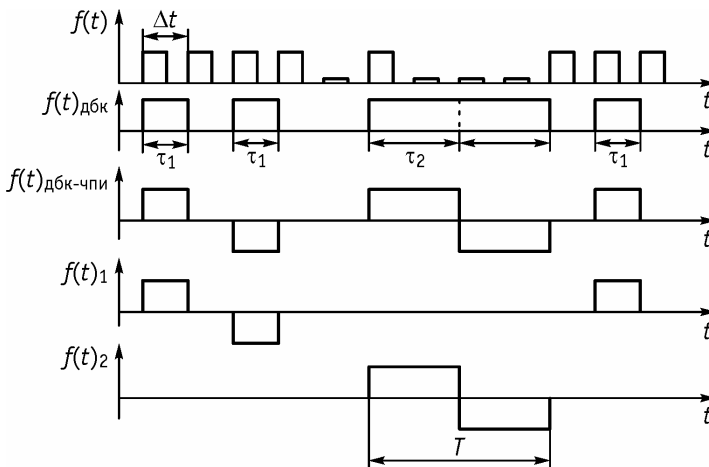


Рис. 2.1. Временная диаграмма получения линейного сигнала ДБК-ЧПИ

Для уменьшения полосы частот основного «лепестка» энергетического спектра линейного сигнала предлагается использовать комбинированный код типа ДБК-ЧПИ. Алгоритм получения линейного сигнала с ДБК-ЧПИ показан на рис. 2.1. и заключается в следующем.

Сигнал с ДБК $f(t)_{\text{дбк}}$ разбивается на две временные последовательности $f_1(t)$ и $f_2(t)$ с ненулевыми элементами, имеющими длительность, равную одному тактовому интервалу Δt : $\tau_1 = \Delta t$ и двум тактовым интервалам $\tau_2 = 2\Delta t$. Каждая из последовательностей передается с чередованием полярности импульсов, образуя линейный сигнал ДБК-ЧПИ $f(t)_{\text{дбк-чпи}}$. Причем длинные посылки сигнала ДБК ($t_{\text{дбк}}$), длительностью, превышающей два тактовых интервала: $t_{\text{дбк}} > 2\Delta t$ разбиваются на сумму элементов с длительностями, равными $2\Delta t$, плюс, может быть, один (последний) элемент с длительностью Δt . В общем случае как последовательность $f_1(t)$ так и $f_2(t)$ может быть представлена в виде суммы элементарных трехуровневых посылок $f_{\text{эл}}(t)$ с общим размахом импульсов равным A на интервалах T_i и T_e , показанных на рис 2.2, и суммы нулевых элементов $f_0(t)$ на интервалах T_{0j} и T_{0m} :

$$f_1(t) = \sum_{i=1}^N f_{\text{эл}} \tau_1(t, T_i) + \sum_{j=1}^K f_0(t, T_{0j}); \quad \tau_1 = \Delta t,$$

$$f_2(t) = \sum_{l=1}^L f_{\text{эл}} \tau_2(t, T_l) + \sum_{m=1}^M f_0(t, T_{0m}); \quad \tau_2 = 2\Delta t,$$

где $N, K, L, M \rightarrow \infty$; $T_i + T_{0j} + T_l + T_{0m} = t_{\text{пер дбк-чпи}}$ – время передачи; $T_i, T_l = n\Delta t$; $n = 4, \infty$; $T_{0j}, T_{0m} = p\Delta t$; $p = 0, \infty$.

$$f_{\text{эл}} \tau_{1,2}(t, T_i, l) = \begin{cases} 0, & -\frac{T_{i,l}}{2} \leq t < -\frac{T_{i,l}}{2} + \Delta t - \frac{\tau_{1,2}}{2}, \\ \frac{A}{2}, & -\frac{T_{i,l}}{2} + \Delta t - \frac{\tau_{1,2}}{2} \leq t \leq -\frac{T_{i,l}}{2} + \Delta t + \frac{\tau_{1,2}}{2}, \\ 0, & -\frac{T_{i,l}}{2} + \Delta t + \frac{\tau_{1,2}}{2} < t < \frac{T_{i,l}}{2} - \Delta t - \frac{\tau_{1,2}}{2}, \\ -\frac{A}{2}, & \frac{T_{i,l}}{2} - \Delta t - \frac{\tau_{1,2}}{2} \leq t \leq \frac{T_{i,l}}{2} - \Delta t + \frac{\tau_{1,2}}{2}, \\ 0, & \frac{T_{i,l}}{2} - \Delta t + \frac{\tau_{1,2}}{2} \leq t \leq \frac{T_{i,l}}{2}. \end{cases}$$

Определим энергетический спектр последовательностей $f_1(t)$ и $f_2(t)$ при передаче экстремальных сигналов, очевидно имеющих минимальный период следования $T_i = T_e = 4\Delta t$ и на интервалах передачи последовательностей $f_1(t)$ и $f_2(t)$ не имеющих нулевых элементов $T_{0j} = T_{0m} = 0$:

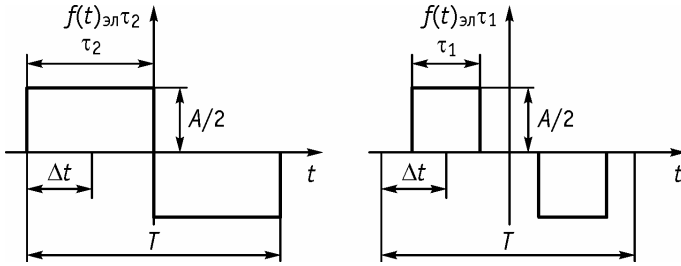


Рис. 2.2. Элементарные трехуровневые посылки

$$f_1(t) = \sum_{n=1}^N f_{эл} \tau_1(t - (n-1)T); \quad T = 4\Delta t; \quad \tau_1 = \Delta t, \quad (2.1)$$

$$f_2(t) = \sum_{l=1}^L f_{эл} \tau_2(t - (l-1)T); \quad T = 4\Delta t; \quad \tau_2 = 2\Delta t.$$

При помощи прямого преобразования Фурье определим частотный спектр $F_1(\omega)$ и $F_2(\omega)$ (или функцию спектральной плотности) элементарных посылок $f_{эл}(t)\tau_1(t)$ и $f_{эл}(t)\tau_2(t)$:

$$F_{эл\tau_1}(\omega) = -j \frac{AT}{2} \frac{\sin \frac{T}{4}\omega}{\frac{T}{4}\omega} \sin \frac{\tau_1}{2}\omega, \quad (2.2)$$

$$F_{эл\tau_2}(\omega) = -j \frac{AT}{2} \frac{\sin \frac{T}{4}\omega}{\frac{T}{4}\omega} \sin \frac{\tau_2}{2}\omega,$$

а затем их спектры плотности энергии, определяемые как функция

$$\Psi_{эл\tau_1}(\omega) = \left(\frac{AT}{2}\right)^2 \left(\frac{\sin \frac{T}{4}\omega}{\frac{T}{4}\omega}\right)^2 \left(\sin \frac{\tau_1}{2}\omega\right)^2, \quad (2.3)$$

$$\Psi_{эл\tau_2}(\omega) = \left(\frac{AT}{2}\right)^2 \left(\frac{\sin \frac{T}{4}\omega}{\frac{T}{4}\omega}\right)^2 \left(\sin \frac{\tau_2}{2}\omega\right)^2.$$

Используя свойство временного сдвига преобразования Фурье

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_n(t - (n-1)T) e^{-i\omega t} dt = F_1(\omega) e^{-i\omega(n-1)T}, \quad (2.4)$$

определим частотные спектры экстремальных сигналов:

$$F_{\tau_i}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_i(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (2.5)$$

Подставим (2.1) в (2.5), поменяем порядок интегрирования и суммирования и учтем свойство временного сдвига [7], тогда получим:

$$F_{\tau_i}(\omega) = F_{\text{эп}\tau_i}(\omega) \sum_{n=1}^N e^{i\omega t(n-1)T}, \quad N \rightarrow \infty. \quad (2.6)$$

Перейдя к тригонометрическим функциям по формуле Эйлера, и, представив в (2.6) выражение (2.2), окончательно получим вид частотного спектра экстремальных сигналов:

$$F_{\tau_i}(\omega) = \frac{AT}{2} \frac{\sin \frac{T}{4} \omega}{\frac{T}{4} \omega} \sin \frac{\tau_i}{2} \omega \left\{ \sum_{n=1}^N [\sin(\omega(n-1)T - j \cos(n-1)T)] \right\}. \quad (2.7)$$

Спектр плотности энергии экстремальных сигналов ДБК-ЧПИ с учетом того, что $|F(\omega)|^2 = F(\omega) \cdot F^*(\omega)$, где $F^*(\omega)$ – комплексно-сопряженная функция имеет вид:

$$\begin{aligned} \psi(\omega)_{\text{дбк-чпи}} &= \left(\frac{AT}{2} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{T}{4} \omega}{\frac{T}{4} \omega} \right)^2 \left(\sin \frac{\tau_i}{2} \omega \right)^2 \times \\ &\times \left\{ \left(\sum_{n=1}^N \sin(\omega(n-1)T) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N \cos(\omega(n-1)T) \right)^2 \right\}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Для оценки сверху формы спектра плотности энергии экстремальных сигналов ДБК-ЧПИ $\psi(\omega)_{\text{дбк-чпи}}$ воспользуемся неравенством Коши-Буняковского [8]. Тогда для рядов в фигурных скобках выражения (2.8) справедливы следующие неравенства:

$$\begin{aligned} \left(\sum_{n=1}^N \sin(\omega(n-1)T) \right)^2 &\leq \sum_{n=1}^N (\sin(\omega(n-1)T))^2, \\ \left(\sum_{n=1}^N \cos(\omega(n-1)T) \right)^2 &\leq \sum_{n=1}^N (\cos(\omega(n-1)T))^2. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Отсюда получим верхнюю границу спектра плотности энергии и энергию сигнала ДБК-ЧПИ $E_{\text{дбк-чпи}}$, учитывая,

$$E_{\text{дбк-чпи}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \psi(\omega)_{\text{дбк-чпи}} d\omega,$$

тогда

$$\begin{aligned} \psi(\omega)_{\text{дбк-чпи}} &= \psi_{\text{эл}} \tau_i(\omega) \left\{ \sum_{n=1}^N \{ \sin^2(\omega(n-1)T) + \cos^2(\omega(n-1)T) \} \right\} = \\ &= N \cdot \psi_{\text{эл}} \tau_i(\omega), \\ E_{\text{дбк-чпи}} &= N \cdot E_{\text{эл}} \tau_i(\omega). \end{aligned} \quad (2.10)$$

Так как экстремальные сигналы ДБК-ЧПИ имеют бесконечную энергию $E_{\text{дбк-чпи}}$ при $N \rightarrow \infty$, найдем выражения для спектра плотности мощности $S(\omega)_{\text{дбк-чпи}}$ и мощности $P_{\text{дбк-чпи}}$ с целью определения количественных характеристик линейных сигналов [7]:

$$S(\omega)_{\text{дбк-чпи}} = \lim_{T_{\infty} \rightarrow \infty} \frac{\psi(\omega)_{\text{дбк-чпи}}}{T_{\infty}}, \quad P_{\text{дбк-чпи}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)_{\text{дбк-чпи}} d\omega.$$

Тогда, при $T_{\infty} = NT$ окончательно получим

$$S(\omega)_{\text{дбк-чпи}} = \left(\frac{AT}{4} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{T}{4} \omega}{\frac{T}{4} \omega} \right)^2 \left(\sin \frac{\tau_i}{2} \omega \right)^2. \quad (2.11)$$

Расчет $S(\omega)_{\text{дбк-чпи}}$ при $T = 4\Delta t$ и $t_1 = \Delta t$, $t_2 = 2\Delta t$ показан на рис. 2.3 (здесь $\omega_T = 2\pi/\Delta t$).

Отметим, что при $T = 2\Delta t$, $\tau = \Delta t/2$ получим спектр плотности мощности сигнала с ЧПИ [6]:

$$S(\omega)_{\text{чпи}} = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin \frac{\Delta t}{2} \omega}{\frac{\Delta t}{2} \omega} \right)^2 \left(\sin \frac{\Delta t}{4} \omega \right)^2,$$

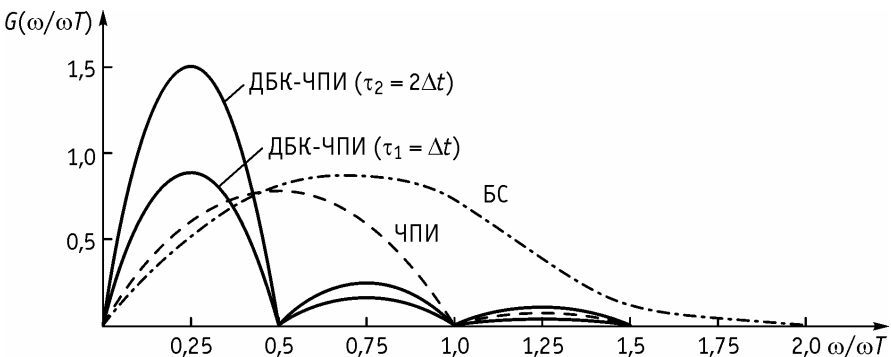


Рис. 2.3. Спектры плотности мощности линейных кодов

а при $T = \Delta t$, $\tau = \Delta t/2$ спектр плотности мощности δ -импульсных сигналов:

$$S(\omega)_{\text{вс}} = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin \frac{\Delta t}{4} \omega}{\frac{\Delta t}{4} \omega} \right)^2 \left(\sin \frac{\Delta t}{4} \omega \right)^2,$$

Результаты анализа, приведенные на рис. 2.3, позволяют сделать вывод о том, что основная мощность линейного сигнала ДБК-ЧПИ сосредоточена в полосе частот от 0 до $\omega_T/2$, а максимум энергетического спектра имеет место на частоте $\omega_T/4$.

Для реализации предложенного алгоритма формирования линейного сигнала ДБК-ЧПИ необходимо производить анализ поступающей информации на интервалах, длительностью два такта. При наличии на очередном интервале анализа сдвоенной посылки (длительностью $2\Delta t$) полярность передаваемого сигнала инвертируется относительно предыдущей сдвоенной посылки. Аналогично, инверсия производится поступлением одиночной посылки (длительностью Δt). Структурная схема формирования линейного сигнала ДБК-ЧПИ приведена на рис. 2.4. Блок 1 рис. 2.4 формирует сигнал «начальная установка», по которому блок 2 выделяет интервалы анализа с привязкой фазы к фронту входного сигнала. Блок 3 производит задержку поступающих сигналов на один такт. Блок 4 формирует признак посылки длительностью $2\Delta t$. Блок 5 – длительностью Δt . Для реализации принципа инвертирования относительно полярности предыдущей посылки сигнала с выходов блоков 4 и 5 делятся на 2 в блоке 6. Блок 7 формирует сигнал управления с приоритетом по посылкам длительностью два такта. Управляемый ключ 8 формирует линейный сигнал на симметричном либо на несимметричном выходе. Принципиальная схема преобразователя кода ДБК-ЧПИ приведена в приложении П2.1.

Приведенная экспериментальная проверка (см. приложение П2.2) подтвердила работоспособность цифрового тракта и эффективность использования кода ДБК-ЧПИ.

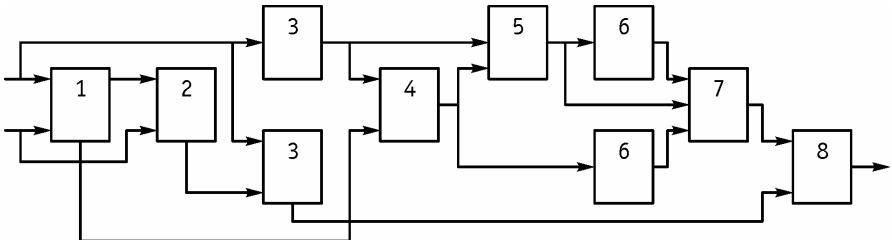


Рис. 2.4. Структурная схема преобразователя кода

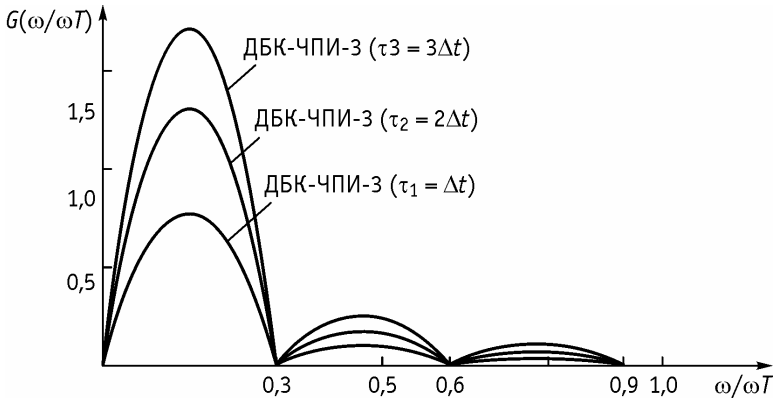


Рис. 2.5. Спектр плотности мощности линейного кода ДБК-ЧПИ-3

Результаты спектрального анализа и моделирования алгоритмов формирования кода ДБК-ЧПИ позволяют, используя метод математической индукции, сформулировать следующие утверждения:

1. При формировании линейного кода ДБК-ЧПИ с контролем и управлением полярности на 3-х тактовых интервалах по алгоритму рассмотренному ранее, выражение для спектра мощности примет вид:

$$S(\omega)_{\text{дбк-чпи-3}} = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{6}}{\frac{\omega T}{6}} \right)^2 \left(\sin \frac{\tau_i}{3} \omega \right)^2$$

при этом $T = 6\Delta t$, $\tau_1 = \Delta t$, $\tau_2 = 2\Delta t$, $\tau_3 = 3\Delta t$, где Δt – длительность элементарной посылки на тактовом интервале.

Результаты расчета $S(\omega)_{\text{дбк-чпи-3}}$ приведены на рис. 2.5.

2. При формировании линейного кода ДБК-ЧПИ с контролем и управлением полярности на m тактовых интервалах спектр плотности мощности имеет вид:

$$S(\omega)_{\text{дбк-чпи-m}} = \frac{A^2 T}{4} \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2m}}{\frac{\omega T}{2m}} \right)^2 \left(\sin \frac{\tau_i}{m} \omega \right)^2,$$

где $T = 2m\Delta t$, $\tau_i = \Delta t, 2\Delta t, \dots, m\Delta t$; $i = \overline{1, m}$.

Максимум спектра плотности мощности при этом смещается в низкочастотную часть спектральной характеристики направляющей среды. В случае использования металлического кабеля это означает, что километрическое затухание кабеля на максимуме энергетического спектра сигнала будет уменьшаться, а следовательно, длина регене-

рационного участка при использовании линейных кодов ДБК-ЧПИ- m будет увеличиваться по сравнению с кодами ЧПИ при одинаковой скорости передачи цифровой информации.

Увеличение длины регенерационного участка с использованием линейных кодов ДБК-ЧПИ- m по сравнению с другими известными квазитроичными кодами (ЧПИ, HDB-3) достигается за счет задержки во времени передаваемой информации и существенным усложнением схемных реализаций преобразователей кодов на передаче.

Выводы по главе 2

Линейный сигнал с кодом ДБК-ЧПИ- m имеет ряд преимуществ по сравнению с используемыми в настоящее время алгоритмами линейного кодирования, такими как ДБК, ЧПИ (AMI), МИПИ (HDB-3), 2B1Q, QAM-M и QAP-M, а именно:

- обладает наивысшей потенциальной помехозащищенностью при передаче элементарных посылок (гл. 1, раздел 1), особенно в сравнении с многоуровневыми и многопозиционными сигналами (2B1Q и QAP-M), т.к. увеличение числа позиций кодирования приводит к пропорциональному уменьшению защищенности от всех видов помех;

- максимум энергии спектра плотности мощности выбором параметра m может быть смещен в низкочастотную часть спектральной характеристики направляющей среды, обеспечивая тем самым большую длину регенерационного участка по сравнению с другими двух- и трехуровневыми кодами (ДБК, ЧПИ и МИПИ);

- при сопоставимой (одинаковой) скорости передачи цифровых потоков передаваемых по ЦЛТ и длине регенерационного участка применение линейного сигнала ДБК-ЧПИ в сравнении с технологиями 2B1Q и QAP-M не требует высокоэффективных систем коррекции и шумоподавления, что обуславливает более низкую себестоимость аппаратуры с ДБК-ЧПИ.

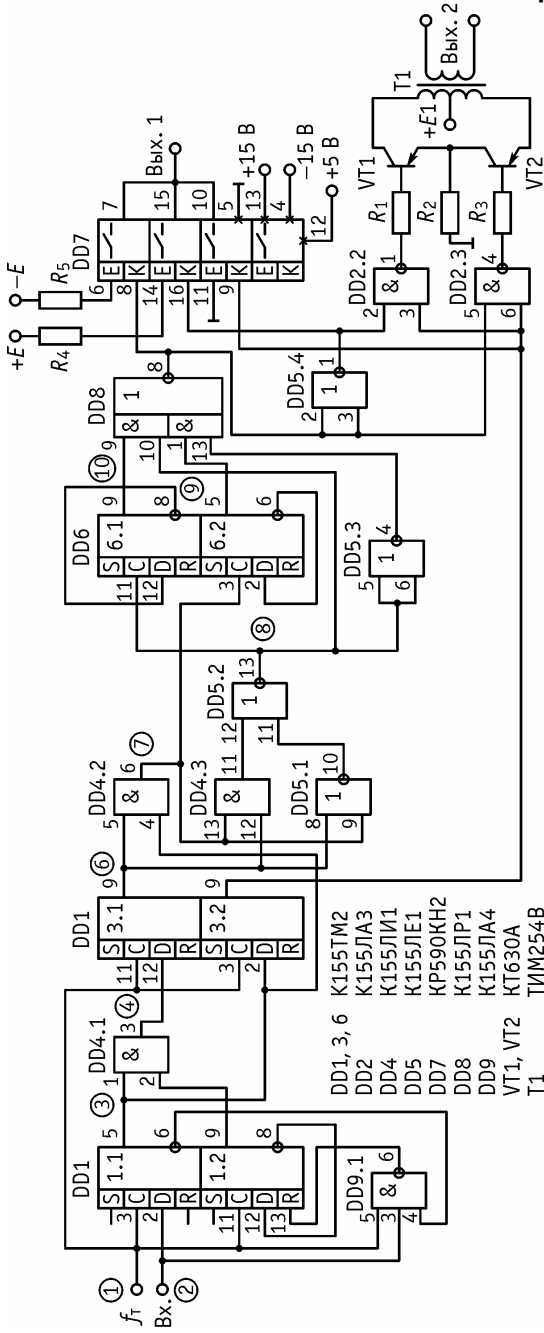
Последнее обстоятельство является чрезвычайно важным для рекомендации использования кода ДБК-ЧПИ в качестве линейного сигнала для организации цифровых линейных трактов внутризоновых и местных сетей ВСС России, так как позволит «цифровизировать» существующие кабельные линии связи без значительных затрат на их реконструкцию.

Список литературы

- 2.1. Попов Г.Н., Шувалов В.П. Анализ методов повышения эффективности использования внутризоновой первичной сети. Сибдальсвязь. Сборник трудов. Новосибирск – Владивосток, 2002. – 2 с.
- 2.2. Попов Г.Н., Гармаев В.Д., Буинов П.А. Вхождение в глобальное информационное общество. Бурятский вариант. «Инфосфера», № 3 [14], 2002. – 2 с.

- 2.3. Analysis of Methods for Upgrading the Efficiency of Intrazonal Transmission Network. EDM-2002, Erlagol, Proceedings. IEEE Catalog No 02FX518, 2 p.
- 2.4. Popov G.N., Shuvalov V.P., Garmaev V.D. Entering the Global Information Society. Buryat Way. IEEE Communications Magazine. March 2003, vol. 43, № 3, 2 p.
- 2.5. Цифровые системы передачи абонентских линий / И.В. Ситняковский, О.Н. Порохов, А.Л. Нехаев. – М.: Радио и связь, 1987. – 216 с.
- 2.6. Быляски П., Ингрэм Д. Цифровые системы передачи. – М.: Связь, 1980, – 360 с.
- 2.7. Латхи Б.П. Системы передачи информации. – М.: Связь, 1971. – 324 с.
- 2.8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Связь, 1974. – 832 с.
- 2.9. Попов Г.Н., Кожевников В.Д. Исследование возможности использования дуобинарного кодирования с чередованием полярности единиц. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1988.
- 2.10. Попов Г.Н., Кожевников В.Д. Линейный сигнал с дуобинарным кодированием и чередованием полярности импульсов. Тезисы доклада. Межотраслевая НТК, Уфа, 1989.
- 2.11. Попов Г.Н. Исследование спектральных характеристик линейных кодов цифровых систем передачи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1989.
- 2.12. Попов Г.Н., Кожевников Д.В. Двухуровневый линейный код для цифрового тракта воздушных линий связи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1990.
- 2.13. 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. – 8 стр.
- 2.14. Попов Г.Н., Малинкин В.Б. Исследование путей построения двухпроводных цифровых линейных трактов. Тезисы доклада. Международная научная сессия, Москва, 1992.
- 2.15. Попов Г.Н., Кожевников В.Д. Разработка цифрового линейного тракта со скоростью передачи 512 кбит/с по одночетверочному кабелю. Всероссийская НТК, Новосибирск, 1992.
- 2.16. Попов Г.Н. О возможности применения кода 1В3В на абонентском участке сети связи. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1993.
- 2.17. Попов Г.Н., Малинкин В.Б., Окороков И.В. Особенности построения цифрового линейного тракта со скоростью 512 кбит/с. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1993.
- 2.18. Попов Г.Н., Гармаев В.Д., Агеева Е.А. Эффективная модель цифрового линейного тракта для первичного цифрового потока Е1. Тезисы доклада. Международная НТК «Информатика и проблемы коммуникации».
- 2.19. Попов Г.Н., Гусев А.Ю., Гармаев В.Д. Анализ спектральных характеристик линейных кодов класса ДБК-ЧПИ. Деп. рукопись. ВИНТИ, Исх. № 2665/18 от 17.10.2003, 11 с.
- 2.20. Popov G.N., Garmaev V.D., Gusev A.Y. Analysis of Spectral Characteristics of DBE – AMI Class Linear Codes. EDM-2003, Novosibirsk, 4 p., IEEE Catalog № 03EX664.
- 2.21. А.с. 1396286 / Устройство формирования канального сигнала для многоканальных систем связи с частотным уплотнением / Попов Г.Н., 1982, 2 с.

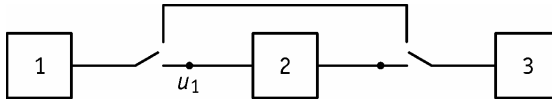
Приложение П2.1



Принципиальная схема преобразователя кода ДБК-ЧПИ

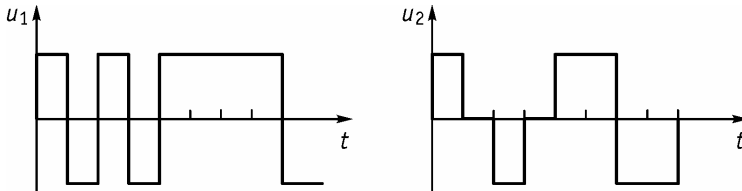
ПРОТОКОЛ
испытаний устройства кодирования линейного сигнала

Приводится сравнение спектра плотности мощности на входе и выходе устройства кодирования линейного сигнала. Структурная схема измерений:

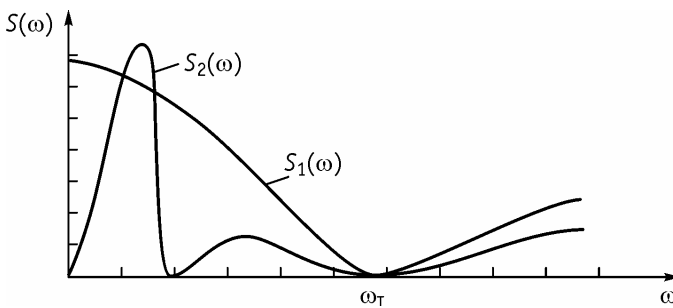


1. Генератор ПСП с периодом повторения $T_n = 64 \cdot 10^3 \Delta t$.
2. Устройство кодирования.
3. Анализатор спектра С4-27.

Временные диаграммы



Энергетические спектры



Глава 3. О возможности повышения эффективности использования цифровых линейных трактов с использованием кода ДВК-ЧПИ

3.1. Введение

Как отмечалось ранее, внутризоновые участки первичной сети или, транспортная сеть регионального уровня на нынешнем этапе развития ВСС РФ характеризуется недостаточным уровнем внедрения современных систем передачи. На этих участках до сих пор сохранились воздушные линии связи (ВЛС), кабельные линии связи (КЛС) симметричного кабеля, проложенные много десятилетий назад, которые отличаются плохими качественными показателями, что не позволяет в должной мере перейти на современные инфокоммуникационные технологии.

Для примера, ниже приведена организация технической эксплуатации внутризоновой первичной сети республики Бурятия.

Структура внутризоновой первичной сети ОАО «Электросвязь» РБ составляет:

1. Воздушные линии – 1294,9 км.
2. Кабельные линии – 939 км.

Воздушные линии построены в 30-х г., замена ламповой аппаратуры уплотнения произведена в 80-е г.

Четыре района Бурятии имеют связь с республиканским центром только по воздушным линиям (Бэунтовский, Бичурский, Тункинский, Окинский). Внутризоновые кабельные линии построены в 70-80 г. с применением кабеля ЗКПБ-1х4х1,2 и уплотнены аппаратурой К-60, К-60п, ИКМ-480 (МКТПБ-4). В середине 80-х г. на 5 районных центров и на населенные пункты вдоль трассы БАМа построены кабельные ответвления от магистральных РРЛ-121; РРЛ-200 с использованием кабеля типа МКСБ и установкой оборудования К-60п. Также для ответвления от РРЛ-121 применены две РРЛ типа Telletra общей протяженностью 56 км. Эксплуатацией воздушных линий связи занимаются 8 районных узлов связи – филиалов ОАО. Эксплуатацией внутризоновых кабельных линий занимается Улан-Удэнский ЭТУС. Эксплуатацией ответвлений от РРЛ занимаются 4 районных узла связи.

Внедрение современных телекоммуникационных систем передачи на внутризоновых сетях РФ затруднено, так как требует огромных капитальных вложений, в частности из-за их больших площадей и расстояниями между пунктами сети.

3.2. Анализ методов повышающих эффективность использования цифровых телекоммуникационных систем передач

Далее в главе рассматриваются методы, позволяющие повысить эффективность использования существующих линейных сооружений внутризоновых участков первичной сети. Все эти методы, базирующиеся на цифровом способе передачи информации между элементами сети, можно условно разделить на три взаимосвязанные составляющие.

Методы позволяющие уменьшить скорость передачи цифровых канальных и групповых сигналов при передаче речевой информации [1, 2].

Методы, повышающие пропускную способность линейных трактов за счет использования специальных линейных кодов [3, 4].

Методы, предусматривающие возможность адаптации скорости передачи группового цифрового сигнала под имеющиеся параметры ВЛС и КЛС.

Возможность применения каждого из методов для повышения эффективности функционирования внутризоновой сети обусловлена следующими факторами.

Речевая информация, передаваемая по сети в цифровом виде и составляющая более 80% трафика сети, характеризуется значительной «избыточностью», которая в значительной мере устраняется при кодировании речи даже при помощи стандартной логарифмической ИКМ (импульсно-кодовой модуляции) по закону А-87,6 и передачей по ОЦК (основной цифровой канал) со скоростью 64 кбит/с. Использование других методов кодирования речи позволяет еще больше уменьшить скорость передачи цифрового канального сигнала. Так, при сравнительном качестве речевой информации, скорость передачи цифрового канала при использовании адаптивной дифференциальной ИКМ (АДИКМ) составляет 32 кбит/с, а при использовании адаптивной дельта модуляции (АДМ)-24 кбит/с. Более сложные вокодерные алгоритмы кодирования позволяют понизить скорость передачи цифровой речевой информации до 12,6 и даже 3 кбит/с, однако при этом качество «речи» существенно понижается. Другим направлением уменьшения «удельной» скорости передачи канальных цифровых речевых сигналов, являются статистические методы при передаче группового цифрового потока. Эти методы основаны на том обстоятельстве, что при двустороннем обмене речевой информацией, канал, предназначенный для передачи «речи» в каждом направлении, активен только в 25-30% общего времени передачи, вследствие поочередного обмена информацией между абонентами, а также за счет пауз между словами и предложениями в разговоре каждого абонента. Разработаны сравнительно простые статистические методы кодиро-

вания, позволяющие на 100% повысить пропускную способность стандартных цифровых трактов при передаче речевой информации. Более сложные алгоритмы кодирования позволяют приблизиться к теоретическому пределу и на 400% повысить пропускную способность линейного тракта при речевом трафике.

Оптимизированное линейное кодирование группового цифрового сигнала понижает «удельную» скорость передачи канальных сигналов в цифровом линейном тракте. Практически это позволяет увеличить пропускную способность существующих стандартных цифровых линейных трактов, либо, при ее сохранении, увеличить длину регенерационного участка. Так, при использовании линейного кода с дубицированием и чередованием полярности импульсов (ДБК-ЧПИ) возможно 2-кратное повышение пропускной способности цифровых линейных трактов, предназначенных для передачи цифровых потоков типа Е1 или почти 2-кратное увеличение длины регенерационного участка. Особый интерес представляют методы многоуровневого линейного кодирования, в частности 2В1Q и QAP, позволяющие резко увеличить длину регенерационных участков, что очень важно для внутризоновых сетей России. Однако следует отметить, что реализация многоуровневых линейных кодов существенно повышает стоимость оборудования цифрового линейного тракта.

Адаптация скорости передачи группового цифрового сигнала под существующие параметры КЛС и ВЛС, позволит максимально эффективно использовать имеющиеся на внутризоновой сети линейные сооружения. На практике это означает, что для сложившейся конфигурации сети, линии связи подвергаются минимально возможной реконструкции, а предельно возможный для них трафик, состоящий из суммы стандартизированных цифровых каналов, будет организован при помощи соответствующей комплектации оконечного оборудования, являющимся в этом случае своеобразным аналогом гибких мультиплексоров. Практически важным случаем является возможность использования алгоритма адаптации на ВЛС: в случае ухудшения условий передачи группового сигнала, необходимо уменьшить его скорость до минимально возможной при сохранении двусторонней связи, или, другими словами уменьшить число цифровых каналов между оконечными пунктами сети при сохранении связи без включения вспомогательных усилителей или регенераторов.

Основным методом для повышения эффективности использования цифровых линейных трактов в данной работе является использование линейного кода класса ДБК-ЧПИ.

Технико-экономический анализ повышения эффективности использования линейных сооружений как метода ресурсосберегающего развития телефонной сети [5] позволяет сформулировать совокупность требований к линейному сигналу:

1. В энергетическом спектре линейного сигнала должны быть ослаблены НЧ составляющие (обеспечение электромагнитной совместимости аналоговых и цифровых сигналов, исключение влияния низкочастотных импульсных помех и помех от несогласованностей).

2. Отсутствие промежуточных регенераторов, значительный разброс протяженностей линий и их неоднородность приводят к изменению в широких пределах условий распространения сигналов. Метод передачи должен обеспечивать в этой ситуации практическое отсутствие дополнительной настройки ЦСП при установке на сети.

3. Существенный уровень внешних помех на воздушных линиях (ВЛС), из которых преобладают атмосферные и мешающие влияния радиостанций, ограничивает область используемых частот величиной 150 кГц.

4. Способ передачи должен обеспечивать:

- отсутствие постоянной составляющей в сигнале;
- организацию устойчивой тактовой синхронизации регенераторов при произвольных статистических свойствах двоичной информации;
- возможность контроля ошибок без перерыва связи.

Синтез линейного сигнала по всем приведенным, критериям является чрезвычайно сложной задачей. Поэтому линейный код должен соответствовать тем критериям, которые в наибольшей мере учитывают особенности применяемой линии передач. Ниже показывается, что таким кодом для электрических линейных трактов внутризонового участка первичной сети РФ является код ДБК-ЧПИ.

3.3. Методика расчета длины регенерационного участка

Целью данного раздела является определение длины регенерационного участка при работе ЦСП по различным типам кабеля, применяемых на внутризоновых сетях и при использовании различных способов кодирования линейного сигнала.

При организации по электрическому кабелю линейного тракта одной системы передачи длина регенерационного участка определяется, главным образом, защищенностью сигнала от собственных помех, т.е. тепловых шумов, вносимых в основном корректирующим усилителем регенератора и помехами от линейных переходов.

Защищенность в свою очередь, определяет коэффициент (вероятность) ошибки $P_{\text{ош}}$, характеризующей качество работы системы передачи. По существующим нормам вероятность ошибки в ЦСП зонных сетей не должна превышать значения $P_{\text{ош}} = 10^{-7}$ для максимальной длины внутризонового участка [6]. Это значение в дальнейшем рассматривается как допустимое. Соответствующее $P_{\text{ош, доп}}$ значение защищенности от помех $A_{3, \text{доп}}$ так же является допустимым.

Рассматриваемая далее методика расчета длины регенерационного участка [6] (в отличие от известных способов расчета (глава 1)), учитывает совместное влияние собственных помех и помех от линейных переходов и базируется на условии равенства допустимой защищенности $A_{з,доп}$ и ожидаемой защищенности $A_{з,ож}$ для максимальной длины регенерационного участка.

3.3.1. Определение допустимой защищенности от помех от линейных переходов для регенераторов ЦСП по симметричным кабелям

Причиной возникновения ошибок при передаче цифрового сигнала являются помехи, мгновенные значения которых превышают пороговое напряжение $U_{пор}$ в схеме сравнения регенератора, что вызывает появление лишних или исчезновение имеющихся импульсов. Пороговое напряжение выбирается равным половине максимального напряжения цифрового сигнала $U_{мс}$ на входе схемы сравнения регенератора:

$$U_{пор} = -U_{мс}/2.$$

В цифровых линейных трактах ЦСП по симметричным кабелям имеют место собственные помехи, имеющие нормальный закон распределения, и помехи от линейных переходов, которые в общем случае суммируются от всех влияющих пар. В наихудшем случае помехи от линейных переходов складываются по напряжению и имеют полярность противоположную с передаваемым цифровым сигналом. Это эквивалентно уменьшению порогового напряжения в схеме сравнения регенератора:

$$U_{пор} = U_{пор} - nU_{плп},$$

где $U_{пор} = U_{мс}/2$, n – число влияющих пар, $U_{плп}$ – напряжение помехи от линейных переходов от одной влияющей пары. В свою очередь, при нормальном законе распределения собственных помех влияние помех от линейных переходов эквивалентно изменению верхнего предела в интеграле вероятности для расчета $P_{ош}$:

$$P_{ош} = 0,75 \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{x_0} e^{-x^2} dx \right], \quad (3.1)$$

где

$$x = \frac{U_{см}}{\sqrt{2}\delta}; \quad x_0 = \frac{U_{пор}}{\sqrt{2}\delta}; \quad x'_0 = \frac{U'_{пор}}{\sqrt{2}\delta};$$

δ – среднеквадратическое значение собственной помехи на входе схемы сравнения регенератора. Предельное значение величины x'_0

определяется предельно допустимой вероятностью ошибки на один регенератор $P_{\text{доп.рег}} = P_{\text{р км}} I_{\text{рy}}$. С другой стороны предельно допустимая защищенность при воздействии всех видов помех:

$$A_{\text{з,доп.рег}} = 20 \lg(U_{\text{см}}/U_{\text{пом}\Sigma}), \quad (3.2)$$

где $U_{\text{пом}\Sigma}$ – суммарное напряжение от помех. Величину $A_{\text{з,доп.рег}}$ можно определить по эмпирической формуле, зная $P_{\text{доп.рег}}$:

$$A_{\text{з,доп.рег}} = 4,63 + 11,42 \lg(\lg P_{\text{доп.рег}}^{-1}) + 20 \lg(L - 1), \text{ дБ} \quad (3.3)$$

при $10^{-5} \leq P \leq 10^{-15}$, где L – число уровней линейного сигнала.

Отсюда предельно допустимое отношение:

$$U_{\text{см}}/U_{\text{пом}\Sigma} = 10^{-0,05A_{\text{з,доп.рег}}} \quad (3.4)$$

Почленно разделив на $2\sqrt{2}$ левую и правую часть уравнения окончательно получим:

$$\frac{U_{\text{см}}}{U_{\text{пом}\Sigma}} = \frac{10^{-0,05A_{\text{з,доп.рег}}}}{2\sqrt{2}} = x'_{\text{норм}} \quad (3.5)$$

(при данном значении верхнего предела интеграла вероятности будут выполнены нормативы ЦСП).

С другой стороны $x'_{\text{орасч}}$ можно рассчитать, зная величину переходного затухания между парами в кабеле по следующей методике.

Напомним, что

$$x'_{\text{орасч}} = \frac{U'_{\text{пор}}}{\sqrt{2}\delta},$$

$$\text{где } U'_{\text{пор}} = \frac{U_{\text{см}}}{2} - nU_{\text{плп}} = \frac{U_{\text{см}}}{2} \left[1 - 2n \frac{U_{\text{плп}}}{U_{\text{см}}} \right]. \quad (3.6)$$

Введем понятие допустимой величины защищенности от помех от линейных переходов при котором выполняются нормативы ЦСП:

$$A_{\text{з,плп,доп}} = 20 \lg \frac{U_{\text{см}}}{U_{\text{плп}}}, \text{ тогда } \frac{U_{\text{плп}}}{U_{\text{см}}} = 10^{-0,05A_{\text{з,плп,доп}}}. \quad (3.7)$$

Подставив полученное выражение в формулу для расчета $x'_{\text{орасч}}$, окончательно получим

$$x'_{\text{орасч}} = \frac{U_{\text{см}}}{2\sqrt{2}\delta} [1 - 2n10^{-0,05A_{\text{з,плп,доп}}}] = x_0 [1 - 2n10^{-0,05A_{\text{з,доп.рег}}}], \quad (3.8)$$

Приравнявая выражение для расчета $x'_{\text{норм}} = x'_{\text{орасч}}$ получим формулу для определения предельно допустимой защищенности от помех от линейных переходов

$$A_{3, \text{плп. доп}} = 20 \lg \left(\frac{2n}{1 - \frac{x'_{0 \text{ норм}}}{x_0}} \right), \quad (3.9)$$

при которой будет выполняться норматив на вероятность ошибки одного регенератора, где n – число влияющих пар,

$$x'_{0 \text{ норм}} = \frac{10^{-0,05 A_{3, \text{доп. пер}}}}{2\sqrt{2}}; \quad x'_0 = \frac{U_{\text{пор}}}{\sqrt{2\delta}}; \quad U_{\text{пор}} = \frac{U_{\text{мс}}}{2};$$

$$a \quad \delta = \sqrt{K \cdot T \cdot D \cdot 10^{0,1 A_{\text{пер}}(f_T/2)} \cdot f_T \cdot Z_b}, \text{ В}, \quad (3.10)$$

где $U_{\text{мс}}$ максимальное напряжение цифрового сигнала на входе схемы сравнения регенератора, В, (ЗВ);

K – постоянная Больцмана, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град;

T – температура в градусах Кельвина, $273 + t^\circ\text{C} = T$;

D – коэффициент шума усилителя (5-8);

$A_{\text{пер}}(f_T/2)$ – затухание регенерационного участка при l_{max} , дБ;

f_T – тактовая частота ЦСП, Гц;

Z_b – волновое сопротивление симметричного кабеля, Ом.

Ожидаемая защищенность от помех от линейных переходов $A_{3, \text{плп. ож}}$ при правильном выборе длин регенерационных участков не должна быть меньше $A_{3, \text{плп. доп}} : A_{3, \text{плп. доп}} \leq A_{3, \text{плп. ож}}$.

3.3.2 Определение ожидаемой защищенности от помех от линейных переходов для регенераторов ЦСП по симметричным кабелям

3.3.2.1. Ожидаемая защищенность при двухкабельном режиме работы. В данном режиме работы ЦСП определяющими являются переходные влияния на дальнем конце [5]. Ожидаемая защищенность от помех от линейных переходов на дальнем конце $A_{3, \text{л. плп. ож}}$ может быть определена

$$A_{3, \text{л. плп. ож}} = \bar{A}_{3(l_0)} - 10 \lg \frac{l_{\text{py}}}{l_0} - \delta_l - \Delta A_{\text{пер}}, \quad (3.11)$$

где $\bar{A}_{3(l_0)}$ – среднее значение защищенности от переходного влияния на дальний конец на полутактовой частоте, для табличного значения длины регенерационного участка l_0 , км;

δ_l – среднеквадратическое отклонение защищенности на дальнем конце, (5-6 дБ);

ΔA – изменение защищенности за счет неидеальной работы регенератора, (4-10 дБ).

3.3.2.2. Ожидаемая защищенность при однокабельном режиме работы. В этом случае определяющими являются переходные влияния на ближнем конце, и ожидаемая защищенность от помех от линейных переходов на ближнем конце $A_{3_0, \text{плп.ож}}$ может быть рассчитана:

$$A_{3_0, \text{плп.ож}} = \bar{A}_0 - \alpha(f_T/2)l_{py} - \delta_0 - \Delta A_{\text{рег}}, \quad (3.12)$$

где \bar{A}_0 – среднее значение переходного затухания на ближнем конце на полутактовой частоте, дБ;

$\alpha(f_T/2)$ – километрическое затухание кабеля на полутактовой частоте, дБ/км;

δ_0 – среднеквадратическое отклонение переходного затухания на ближнем конце, (6-6,5 дБ).

При правильном выборе l_{py} для всех типов ЦСП должно выполняться требование $A_{3_{\text{доп}}} \leq A_{3_{\text{ож}}}$.

3.3.3. Определение допустимой и ожидаемой вероятности ошибки и защищенности для регенераторов ЦСП по коаксиальным кабелям

В ЦСП по коаксиальным кабелям основным видом помех являются собственные помехи, имеющие нормальный закон распределения. Поэтому для данного вида помех возможно непосредственно рассчитать ожидаемую вероятность ошибки одиночного регенератора $P_{\text{ож.рег}}$ и сравнить ее с нормативной величиной $P_{\text{доп.рег}}$, определенной ранее по (3.1)

$$P_{\text{ож.рег}} = 0,75 \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{x_0} e^{-x^2} dx \right],$$

при этом $P_{\text{доп.рег}} \leq P_{\text{ож.рег}}$.

Для упрощения расчетов интеграл вероятности можно разложить в ряд и ограничиться первым членом разложения, так как при больших значениях x_0 достигается достаточно высокая степень приближения

$$\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{x_0} e^{-x^2} dx = \left[1 - \frac{e^{-x_0^2}}{x_0 \sqrt{\pi}} \right]. \quad (3.13)$$

Можно также воспользоваться методикой расчета допустимой и ожидаемой защищенности. В этом случае допустимая защищенность $A_{\text{доп.рег}}$, определяется по эмпирической формуле и сравнивается с $A_{3_{\text{ож}}}$.

$$A_{3_{\text{ож.кк}}} = 20 \lg \frac{U_{\text{см}}}{\sqrt{2\delta}}, \text{ дБ.} \quad (3.14)$$

При правильном выборе длин регенерационных участков $A_{\text{доп.рег}} \leq A_{3_{\text{ож.кк}}}$.

3.3.4. Расчет длины регенерационного участка

Для расчета длины регенерационного участка, соответствующего допустимому значению защищенности, необходимо произвести расчет мощности собственных помех. Для этого оценим эффективное значение напряжения собственных помех на входе решающего устройства регенератора [7].

$$\sigma^2 = P_{\text{сн}} Z_0, \text{ В}^2. \quad (3.15)$$

где $P_{\text{сн}}$ – мощность собственных помех

$$P_{\text{сн}} = K \cdot T \cdot D \int_0^{f_1} K(f) df; \quad (3.16)$$

K – постоянная Больцмана $1,38 \cdot 10^{-23}$ дж/град;

T – температура по Кельвину ($T = 290^\circ\text{K}$);

D – коэффициент шума усилителя корректора регенератора;

$K(f)$ – коэффициент передачи усилителя корректора;

f_1 – граница полосы усиления;

Z_0 – волновое сопротивление кабеля.

Для оценки $P_{\text{сн}}$ необходимо знать частотную характеристику $K(f)$, но она неизвестна. Предположим, что усилитель корректор на входе решающего устройства регенератора формирует импульс, близкий по форме к колоколообразному или косинусоидальному. В этом случае полоса пропускания усилителя составляет примерно $2f_T$ и коэффициент усиления подбирается по максимуму спектральной плотности линейного сигнала. Например, для линейного сигнала с ЧПИ $F_{\text{макс}} = f_T/2$, т.е. будет меняться в зависимости от кода. Значение интеграла в выражении (3.15) можно достаточно точно оценить произведением $K(F_{\text{макс}}) \cdot 2f_T$ [8], причем

$$K(F_{\text{макс}}) = 10^{0,1 \cdot \alpha(F_{\text{макс}}) \cdot L_{\text{пу}}},$$

где $\alpha(F_{\text{макс}})$ – это коэффициент затухания кабеля на частоте соответствующей максимуму спектральной плотности сигнала;

$L_{\text{пу}}$ – длина участка регенерации.

Исходя из данных допущений представим (3.15) в следующем виде:

$$\sigma^2 = K \cdot T \cdot D \cdot Z_0 \cdot 2f_T \cdot 10^{0,1 \cdot \alpha(F_{\text{макс}}) \cdot L_{\text{пу}}}. \quad (3.17)$$

Подставляя (3.17) в (3.13) находим значение ожидаемой защищенности от собственных помех $A_{\text{ож}}$, т.е. определяемое параметрами системы, спектром сигнала, f_T , длиной кабеля, реализацией усилителя и т.д. Данная методика, в частности, приводится в [2]:

$$A_{\text{ож}} = 10 \lg \frac{U^2}{K \cdot T \cdot D \cdot Z_0 \cdot 2f_T} - \alpha(F_{\text{макс}}) \cdot L_{\text{py}}, \text{ дБ}$$

или

$$L_{\text{py}} = \frac{10 \lg \frac{U^2}{K \cdot T \cdot D \cdot Z_0 \cdot 2f_T} - A_{\text{ож}}}{\alpha(F_{\text{макс}})}, \text{ км.}$$

Запишем это выражение объединив все константы в $B = 10 \lg \frac{U^2}{K \cdot T \cdot D}$

$$L_{\text{py}} = \frac{B - 10 \lg Z_0 - 10 \lg f_T - A_{\text{ож}}}{\alpha(F_{\text{макс}})}, \text{ км.} \quad (3.18)$$

Далее при расчете максимальной длины регенерационного участка $A_{\text{ож}}$ приравнивается $A_{\text{доп}}$. Получаем предельное значение L_{py} с допустимой защищенностью. Меньшие длины регенерационных участков, чем полученное L_{py} , будут давать большую защищенность.

Анализируя выражение (3.18) в зависимости от типа линейного сигнала при постоянной скорости передачи информации можно отметить, что в этом выражении будут меняться величины f_T , $F_{\text{макс}}$, L_{py} . Таким образом, видно, что L_{py} будет возрастать при уменьшении f_T и $F_{\text{макс}}$.

3.4. Анализ результатов расчета длины регенерационного участка

3.4.1. Кабель КСПП 1x4x0,9

На основании приведенной методики были проведены расчеты для кодов: Манчестерский (биимпульсные сигналы), ЧПИ, 2В1Q, ДБК-ЧПИ и разных типов кабеля КСПП 1x4x0,9; ЗКП 1x4x1,2; стальная линия $d = 3$ мм, $a = 30$ см.

Анализ полученных результатов для L_{py} проведем в зависимости от типа кода, скорости передачи и влияния неидеальности аппаратуры ΔA .

Сравнивая коды ДБК-ЧПИ и ЧПИ видим, что значения L_{py} для кода ДБК-ЧПИ, на скорости в два раза большей чем ЧПИ, являются соизмеримыми. Следовательно существует возможность увеличить пропускную способность в два раза для уже существующих кабельных линий, работающих на оборудовании с линейным кодом ЧПИ, путем применения кода ДБК-ЧПИ.

Из рис. 3.1 видно, что в зависимости от типа линейного сигнала, L_{py} имеет различные значения для всех скоростей передачи. Более детально такую зависимость можно увидеть из рис. 3.2 на котором показано

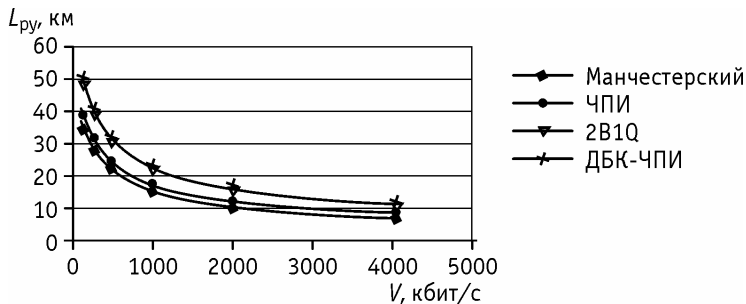


Рис. 3.1. Длины регенерационных участков для кабеля КСПП 1x4x0,9 при $\Delta A = 4$ дБ, для разных типов линейных сигналов в зависимости от скорости передачи

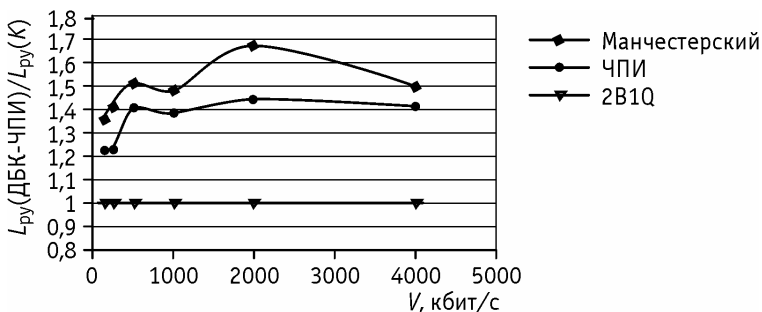


Рис. 3.2. Зависимость относительной эффективности ДБК-ЧПИ от скорости передачи для разных типов линейных сигналов для кабеля КСПП 1x4x0,9

отношение $L_{ry}(\text{ДБК-ЧПИ})/L_{ry}(K)$, где K – тип кода. В дальнейшем эту величину будем называть относительной эффективностью ДБК-ЧПИ.

Видно, что на всех скоростях передачи L_{ry} для кодов 2B1Q и ДБК-ЧПИ значительно (1,2-1,7 раза) превосходят L_{ry} для кодов Манчестерский и ЧПИ. Причем наибольшее превосходство выражено для скоростей передачи 512, 1024, 2048 кбит/с.

Величина $L_{ry}(\Delta A = 4)/L_{ry}(\Delta A = 12)$ характеризует эффективность технического исполнения аппаратуры регенерации. Т.е. на сколько улучшение характеристик регенератора (уменьшение ΔA с 12 до 4 дБ) увеличивает длину регенерационного участка.

На рис. 3.3 приведена зависимость $L_{ry}(\Delta A = 4)/L_{ry}(\Delta A = 12)$ от скорости передачи сигнала.

Из рис. 3.3 видно, что влияние неидеальности аппаратуры (ΔA) на L_{ry} невелико – порядка 8% и незначительно увеличивается с ростом скорости передачи до 9%.

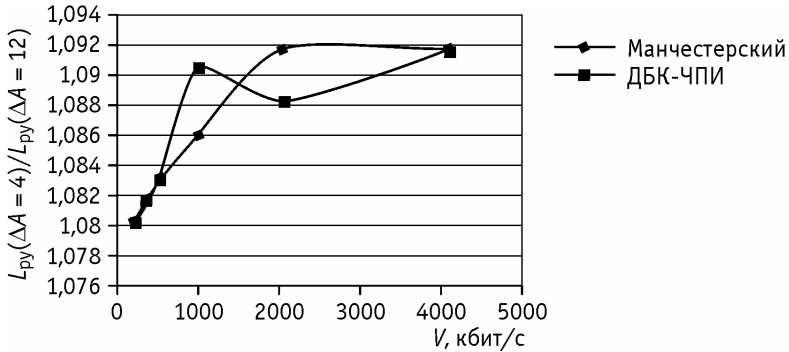


Рис. 3.3. Зависимость $L_{py}(\Delta A = 4) / L_{py}(\Delta A = 12)$ от скорости передачи сигнала

3.4.2. Кабель ЗКП 1x4x1,2

На рис. 3.4 показана зависимость L_{py} от скорости передачи сигнала для различных кодов.

Сравнение этой зависимости с аналогичной для кабеля КСПП (см. рис. 3.1) показывает, что L_{py} для кабеля ЗКП уменьшается значительно резче, но для анализируемой области скоростей передач L_{py} больше чем для кабеля КСПП.

На рис. 3.5 показана зависимость $L_{py}(\text{ДБК-ЧПИ}) / L_{py}(\text{К})$ для кабеля ЗКП 1x4x1,2.

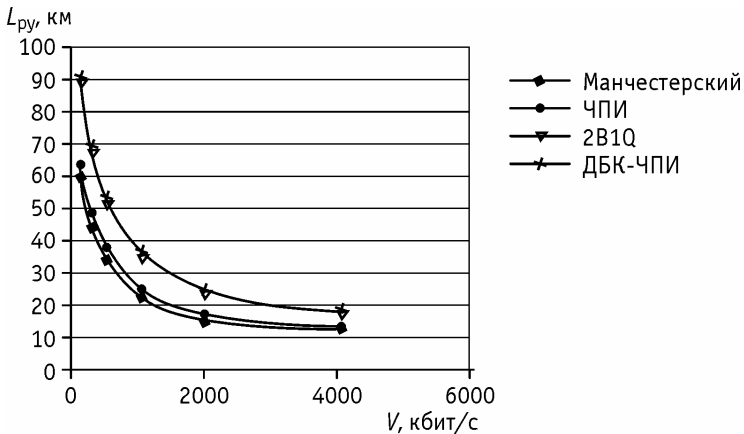


Рис. 3.4. Длины регенерационных участков для кабеля ЗКП 1x4x1,2 при $\Delta A = 4$ дБ для разных типов линейных сигналов в зависимости от скорости передачи

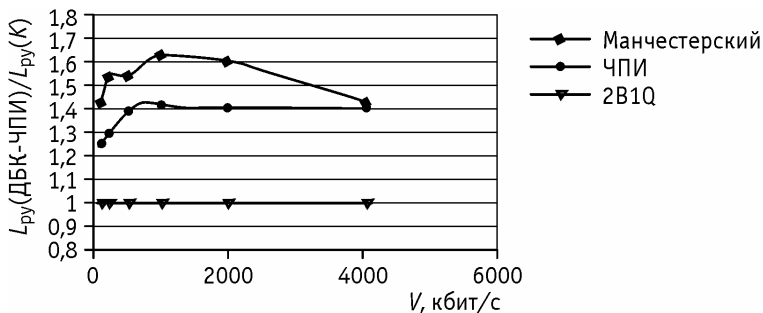


Рис. 3.5. Зависимость относительной эффективности ДБК-ЧПИ от скорости передачи для разных типов линейных сигналов для кабеля ЗКП 1x4x1,2

Из рис. 3.5 видно, что приведенная зависимость от скорости передачи имеет вид аналогичный для кабеля КСПП 1x4x0,9, т.е. имеется область скоростей передачи сигнала (512, 1024, 2048 кбит/с), в которых приведенное отношение имеет максимальные значения. Для $L_{py}(ДБК-ЧПИ)/L_{py}(ЧПИ)$ эта величина 1,4 раза, т.е. преимущество кодировки для этого кабеля такое же, как и для КСПП.

Из полученных результатов видно, что влияние несовершенства аппаратуры (ΔA) на L_{py} не превышает 9% также, как и для кабеля КСПП 1x4x0,9.

3.4.3. ВЛС

На рис. 3.6 показана зависимость L_{py} от скорости передачи сигнала для различных кодов.

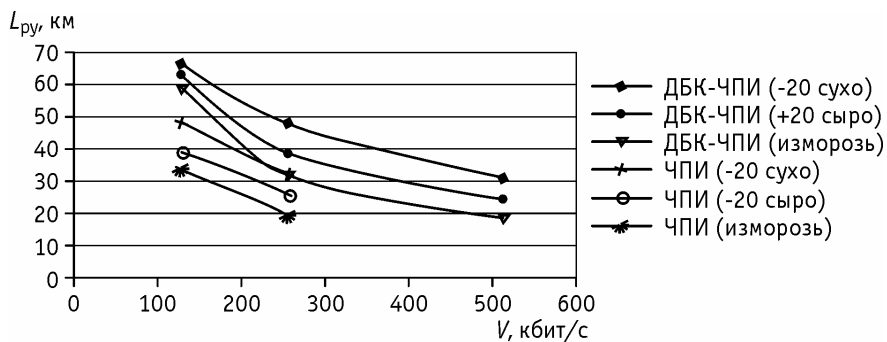


Рис. 3.6. Длины регенерационных участков стальной линии $d = 3$ мм, $a = 30$ см при $\Delta A = 4$ дБ, для разных типов линейных сигналов в зависимости от скорости передачи и погодных условий

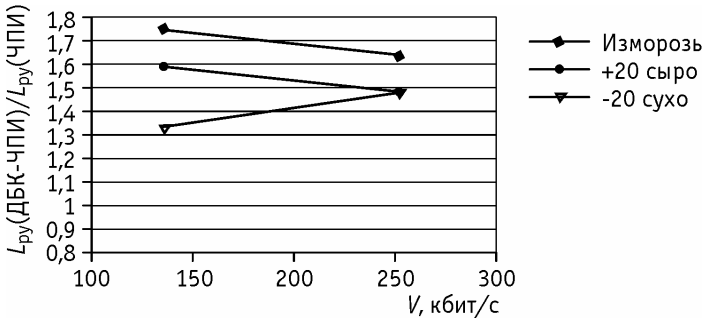


Рис. 3.7. Зависимость относительной эффективности ДБК-ЧПИ к коду ЧПИ от скорости передачи и погодных условий для ВЛС (сталь $d = 3$ мм, $a = 30$ см)

Из полученных данных видно, что на малых скоростях передачи для кода ДБК-ЧПИ влияние погодных условий существенно меньше, чем для кода ЧПИ. Кроме того, ухудшение погодных условий может привести к резкому ухудшению качества связи. Например для $L_{py} = 30$ км на котором сигнал передается кодом ЧПИ при скорости 256 кбит/с при $t = -20^\circ\text{C}$ появление изморози приводит к сокращению L_{py} до 20 км и следовательно к потере сигнала. Уменьшение скорости передачи до 128 кбит/с позволяет восстановить качество связи, т.е. адаптировать линию к погодным условиям. При использовании кода ДБК-ЧПИ аналогичная адаптация системы передачи для участка $L_{py} = 48$ км приводит не только к восстановлению, но и к улучшению качества передаваемого сигнала, т.е. L_{py} принимает значение 60 км, что значительно превосходит максимально допустимую $L_{py} = 48$ км.

На рис. 3.7, показано $L_{py}(ДБК-ЧПИ)/L_{py}(ЧПИ)$ для различных погодных условий в зависимости от скорости передачи сигнала.

Из рис. 3.7. видно, что на скорости 256 кбит/с $L_{py}(ДБК-ЧПИ)/L_{py}(ЧПИ)$ составляет 1,48 раза для температуры $-20^\circ\text{C} +20^\circ\text{C}$ и увеличивается до значения 1,65 при изморози. Аналогичная зависимость наблюдается на скоростях передачи 128 кбит/с. При этой скорости $L_{py}(ДБК-ЧПИ)/L_{py}(ЧПИ)$ составляет для $-20^\circ\text{C} - 1,38$ раза, для изморози 1,76. Наиболее эффективное применение кода ДБК-ЧПИ при наиболее плохих погодных условиях (изморозь). Кроме того, при увеличении скорости передачи сигнала эффективность применения ДБК-ЧПИ кода изменяется не значительно (не более 10%).

Выводы:

1. Произведены расчеты длины регенерационных участков, для наиболее распространенных внутризоновых линий передач (КСПП, ЗКП, ВЛС) на скоростях (128-4096 кбит/с) для различных типов кодирования линейных сигналов, что позволяет решать практические задачи по созданию и усовершенствованию существующих средств связи.

2. На примере кабелей КСПП, ЗКП и ВЛС показано, что возможно увеличение в 2 раза скорости передачи сигнала по существующим цифровым линейным трактам, работающих на оборудовании с линейным кодом ЧПИ путем изменения линейного кода на ДБК-ЧПИ.
3. Показано, что применение кода ДБК-ЧПИ позволяет увеличить длину участков регенерации в 1,2-1,8 раза по сравнению с кодом ЧПИ.
4. Показано, что наибольший эффект замены кода с ЧПИ на ДБК-ЧПИ достигается на скоростях передачи 512-2048 кбит/с.
5. Показано, что наиболее высокая эффективность замены кода ЧПИ на ДБК-ЧПИ достигается для ВЛС при наиболее плохих погодных условиях (изморозь) и при увеличении скорости передачи сигнала эффективность замены кода снижается менее 10%.
6. При ухудшении характеристик аппаратуры (изменение защищенности в диапазоне 4-12 дБ) незначительно (менее 9%) сказывается на изменении длин регенерационных участков для всех скоростей передач. Влияние перекрестных помех на дальний конец незначительно (менее 1%) для рассмотренных видов кабелей.

3.5. Некоторые аспекты практического применения линейного кода ДБК-ЧПИ

Цифровой линейный тракт с использованием кода ДБК-ЧПИ реализован в серийно выпускаемой аппаратуре цифровой системы передачи ИКМ-7ТМ (Приложение 3.1).

Аппаратура обеспечивает организацию передачи, если цифровых каналов со скоростью передачи 64 кбит/с по цифровому линейному тракту с однокабельной или двухкабельной схемой организации связи по симметричным высокочастотным кабелям типа ЗКП 1x4x1,2, МКС 1x4x1,2 и МКС 4x4x1,2.

Линейный код системы передачи ДБК-ЧПИ (дуобинарный код с чередованием полярности импульсов) с тактовой частотой 512 кГц. Амплитуда линейного сигнала на выходе регенератора на активной нагрузке 140 Ом составляет $\pm(2,3 \div 2,8)$ В.

Длина участка регенерации системы передачи на кабеле типа ЗКП 1x4x1,2, МКС 1x4x1,2 или кабеле другого типа с аналогичной амплитудно-частотной характеристикой от 0 до 15,0 км. (Затухание сигнала в кабеле до 40 дБ на полутаковой частоте.)

При двухкабельной схеме организации связи допускается увеличение длины регенерационного участка между двумя регенерационными пунктами до 17,5 км.

Полученные практические результаты подтверждают правильность расчетов, произведенных по предлагаемой методике и перспективность использования линейного кода ДБК-ЧПИ при организации цифровых линейных трактов внутризоновых и местных сетей связи.

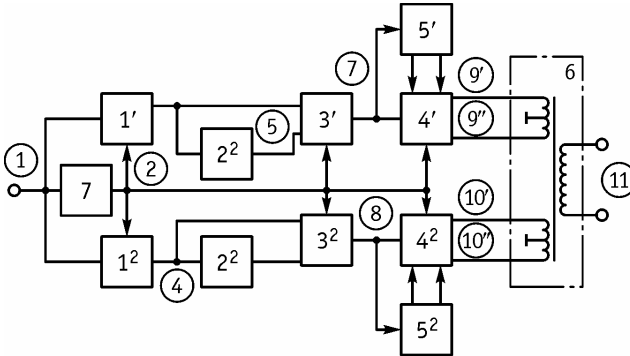


Рис. 3.8. Структурная схема преобразования кода ДБК-ЧПИ с дешифраторами

Для реализации универсального преобразователя кода с ДБК-ЧПИ предложена схема изображенная на рис. 3.8.

На рис. 3.8 блоки $1'$ и $1''$ являются дешифраторами, выделяющими из структуры сигнала ДБК, поступающего на их входы, кодовых комбинаций вида «10» – блок $1'$ и «11» блок $1''$. Импульсные сигналы с выходов блоков $1'$ и $1''$ поступают непосредственно на вход блоков $3'$ и $3''$, являющихся триггерами-формирователями, устанавливаемыми в «единичное» состояние передними фронтами сигналов с выходов $1'$ и $1''$. Установка в ноль сигналов на выходе блоков $3'$ и $3''$ производится импульсными сигналами с выходов блоков $2'$ и $2''$ – являющихся элементами линии задержки на периоды времени равными одному таковому интервалу Δt для $2'$ и двум тактовым интервалам ($2\Delta t - \tau_T$) для $2''$, где τ_T – длительность импульса таковой частоты. Таким образом, по отдельным цепям формируются посылки линейного сигнала ДБК-ЧПИ длительностью Δt и $2\Delta t$.

Для реализации принципа инвертирования относительно полярности предыдущей посылки длительностью Δt и $2\Delta t$ сигналы с выходов блоков $3'$ и $3''$ поступают на входы блоков $4'$ и $4''$, являющихся коммутаторами с двумя выходами. Подключение к одному из выходов осуществляется по сигналу четного или нечетного выходов счетчиков $5'$ и $5''$. Сигналы с выходов блоков $4'$ и $4''$ поочередно поступают на первичные, выполненные со средней точкой, обмотки блока 6, являющегося линейным трансформатором. Во вторичной обмотке линейного трансформатора блока 6 будет формироваться линейный сигнал в коде ДБК-ЧПИ с импульсными посылками Δt и $2\Delta t$ поочередно меняющими свою полярность. Для обеспечения синхронной работы на все элементы предлагаемого устройства подаются управляющие импульсы тактовой частоты, выделяемой из преобразуемого двоичного сигнала блоком 7 – представляющего из себя выделитель и форми-

рователь импульсной тактовой последовательности. Временные диаграммы, поясняющие работу предлагаемого устройства в статическом режиме, приведены на рис. 3.9.

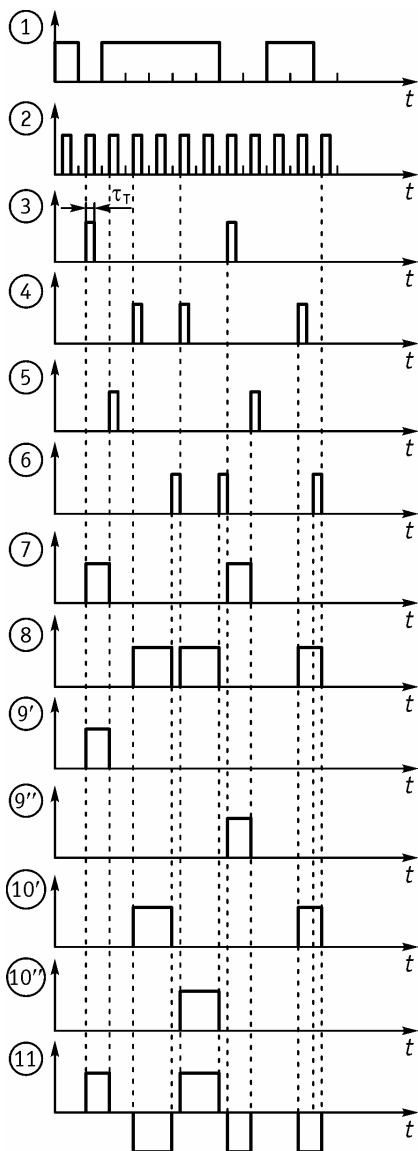


Рис. 3.9. Временные диаграммы работы преобразователя кода ДБК-ЧПИ с дешифраторами

Преобразователь кода ДБК-ЧПИ, показанный на рис. 3.8, является универсальным в том смысле, что алгоритм его работы позволяет реализовать формирование линейного сигнала с кодом ДБК-ЧПИ- m путем включения дешифраторов размерностью m и соответствующим увеличением количества линейных трансформаторов.

Выводы по главе 3

Аналитический обзор и сравнительный анализ методов повышения эффективности использования действующих участков внутризоновой сети ВСС РФ с использованием кода ДБК-ЧПИ позволяют сделать следующие выводы:

- применение линейных кодов ДБК-ЧПИ позволяет существенно повысить длину регенерационных участков цифровых линейных трактов по сравнению с используемыми на сети двух- и трехуровневыми кодами;
- теоретически обоснованные коды ДБК-ЧПИ- m ($m \geq 3$) позволяют еще более увеличить длину регенерационного участка, сопоставимую с технологиями CAP;
- цифровые линейные тракты, предназначенные для передачи цифровых потоков E1, могут быть модифицированы путем использования метода АДИКМ для кодирования речи и применения линейного кода ДБК-ЧПИ таким образом, что число цифровых каналов для передачи телефонной информации увеличивается в 4 раза по сравнению со стандартным потоком E1;
- на существующих аналоговых линейных трактах кабельных и воздушных линий связи могут быть организованы цифровые каналы с помощью специализированных систем передачи с гибким мультиплексированием, причем число цифровых каналов будет определяться качественными параметрами существующих линейных трактов;
- для реализации специализированных ЦСП внутризоновых сетей существуют прототипы, выпускаемые в России;
- наиболее перспективным направлением внедрения рассмотренных методов является реализация их в рамках программы «Электронная Россия».

Список литературы

- 3.1. Пикидчук Н.И., Яковлев В.П. Адаптивная импульсно-кодовая модуляция. – М.: Радио и связь, 1986
- 3.2. Погрибной В.А. Дельта-модуляция в цифровой обработке сигналов. – М.: Радио и связь, 1990
- 3.3. Попов Г.Н., Кожевников Д.В. Вопросы обеспечения высокого качества передачи сигналов цифрового звукового вещания на сельских телефон-

- ных сетях. – Международная НКТ «ПФИС-91», материалы конференции, Новосибирск, 1991. – С. 246-253.
- 3.4. Телекоммуникационные системы и сети. Т. 1. Под ред. Шувалова В.П. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 648 с.
 - 3.5. Цифровые системы передачи абонентских линий / И.В. Ситняковский, О.Н. Порохов, А.Л. Нехаев. – М.: Радио и связь, 1987. – 216 с.
 - 3.6. Г.Н. Попов, Э.А. Кудрявцева, Г.Л. Хазанов. Проектирование реконструкции участка первичной сети ВСС с использованием цифровых систем передачи / Методические указания / СибГУТИ, Новосибирск, 2000.
 - 3.7. Обоснование длины регенерационного участка для аппаратуры LA-54 на кабеле ЗКП. Кулеша О.П., Малинкин В.Б., Попов Г.Н., Хазанов Г.А. СибГАТИ, Новосибирск, 1995.
 - 3.8. Левин Л.С., Плоткин В.А. Цифровые системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1982.
 - 3.9. 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. – 3 с.
 - 3.10. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. К определению оптимальной длины регенерационного участка ЦСП симметричного кабеля. Тезисы доклада. Всероссийская НТК, Новосибирск, 1992.
 - 3.11. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. Расчет помехозащищенности в ЦСП симметричного кабеля с учетом влияния собственных помех. Тезисы доклада. Областная НТК, Новосибирск, 1993.
 - 3.12. 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.
 - 3.13. Попов Г.Н. Исследование возможности работы систем передачи по нетиповым кабелям. Тезисы доклада. Материалы МНТК, т. 2, Новосибирск, 1995.
 - 3.14. Попов Г.Н. Исследование условий работы цифровых систем передачи по нетиповым кабелям. Тезисы доклада. Пятая межрегиональная конференция, Москва – Новосибирск, 1995.
 - 3.15. Попов Г.Н., Хазанов Г.Л. Методика определения оптимальной длины регенерационного участка ЦСП для симметричного кабеля. Тезисы доклада. Пятая межрегиональная конференция, Москва – Новосибирск, 1995.
 - 3.16. Попов Г.Н., Гусев А.Ю., Гармаев В.Д. О возможности повышения использования цифровых линейных трактов. Деп. рукопись ВНИТИ, № 10-В2003, 11 с.
 - 3.17. 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.
 - 3.18. Попов Г.Н., Гусев А.Ю., Гармаев В.Д. Устройство для формирования линейного сигнала с кодом ДБК-ЧПИ. Заявка на изобретение № 2003110190 / 09(010727) от 9.04.2003 г.
 - 3.19. Попов Г.Н. Электромагнитная совместимость при совместной передаче аналоговых и цифровых сигналов по абонентским линиям ГТС. Сборник «Проблемы защиты с ПИ от электромагнитных влияний на ж.д. транспорте», Омск, 1991. – 5 с.

АППАРАТУРА ЦИФРОВОЙ ПРИЛОЖЕНИЕ РАДИОКАБЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИКМ-7ТМ

1 ВВЕДЕНИЕ

1.1 Настоящие рекомендации содержат исходные данные, необходимые для проектирования линий связи с использованием высокочастотных симметричных кабелей и аппаратуры цифровой радиокабельной системы передачи ИКМ-7ТМ.

Настоящие материалы составлены на основании технической документации на аппаратуру ИКМ-7ТМ.

2 НАЗНАЧЕНИЕ

2.1 Аппаратура ИКМ-7ТМ предназначена для организации каналов диспетчерской, радиокабельной, технологической (для систем телемеханики) связи, а также каналов общего пользования (от четырех со скоростью 64 кбит/с до шестнадцати со скоростью 16 кбит/с с аналоговыми или цифровыми окончаниями различного типа) по симметричным высокочастотным одно- и многочетверочным кабелям типа ЗКП или МКС по однокабельной или двухкабельной схеме связи.

Аппаратура обеспечивает возможность разветвления каналов в регенерационном пункте на два направления, что позволяет использовать ее для ведомств с рассредоточенным характером производства (газопроводы, нефтепроводы, железные и автодороги, системы энергоснабжения и т.п.) при древовидной разветвленной структуре связи.

Аппаратура обеспечивает суммирование каналов с двух направлений с организацией селекторной связи (при скорости канала 64 кбит/с) в полудуплексном режиме.

3 ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

3.1 Аппаратура обеспечивает организацию связи по однокабельной или двухкабельной схеме на симметричных высокочастотных кабелях типа ЗКП 1х4х1,2, МКС 1х4х1,2, МКС 4х4х1,2 и т.п. при одном центральном пункте и древовидной структуре расположения потребителей.

3.2 Аппаратура обеспечивает – организацию семи цифровых каналов со скоростью передачи 64 кбит/с (в т.ч., по желанию пользователя, каналов технологической, диспетчерской и радиокабельной связи

с возможностью функционирования в режиме конференцсвязи, цифровых каналов ОЦК-64 с противонаправленным или сонаправленным стыком и каналов для подключения удаленных абонентов в номерную емкость опорной АТС при низкой загрузке системы передачи)

или

организацию до 14 цифровых каналов со скоростью передачи 32 кбит/с (в т.ч. каналов с окончанием асинхронного цифрового канала 19,2 кбит/с по стыку RS-232 и каналов для подключения удаленных абонентов в номерную емкость опорной АТС при повышенной загрузке системы передачи)

или

организацию до 28 цифровых каналов со скоростью передачи 16 кбит/с (в т.ч. каналов с окончанием асинхронного цифрового канала до 9,6 кбит/с и стыком RS-232 и каналов для подключения удаленных абонентов в номерную емкость опорной АТС при экстремально-высокой загрузке системы передачи)

или

любого сочетания вышеперечисленных каналов при суммарной скорости передачи до 448 кбит/с (в аппаратуре предусмотрена возможность автоматического изменения скорости передачи и, как следствие, количества цифровых каналов в зависимости от загруженности системы передачи).

3.3 Аппаратура обеспечивает возможность установки на одной магистрали до 120 пунктов: одного центрального (диспетчерского) и произвольного числа линейных, в т.ч. оконечных, проходных и пунктов с ответвлением цифрового потока.

3.4 Линейный код системы передачи ДБК-ЧПИ (дуобинарный код с чередованием полярности импульсов) с тактовой частотой 512 кГц. Амплитуда линейного сигнала на выходе регенератора на активной нагрузке 140 Ом составляет $\pm(2,3-2,8)$ В.

3.5 Длина участка регенерации системы передачи на кабеле типа ЗКП 1x4x1,2, МКС 1x4x1,2 или кабеле другого типа с аналогичной амплитудно-частотной характеристикой от 0 до 15,0 км (затухание в кабеле сигнала до 40 дБ на полутактовой частоте).

При двухкабельной организации связи в исключительных случаях допускается увеличение длины регенерационного участка между двумя регенерационными пунктами до 17,5 км, но помехоустойчивость регенераторов на длинах свыше 15 км не нормируется ТУ. При длине участка регенерации менее 3,5 км в регенераторах должна быть включена встроенная искусственная линия.

3.6 Электропитание центрального пункта аппаратуры обеспечивается от сети постоянного напряжения 24 В. Электропитание любого из линейных пунктов может осуществляться дистанционно, от сети постоянного напряжения 24 В, от сети переменного напряжения 220 В с

промежуточным преобразованием в постоянное напряжение 24 В и подключением аккумуляторных батарей в буферном режиме.

3.7 Дистанционное питание аппаратуры осуществляется стабилизированным постоянным током 150 мА по фантомной цепи по схеме «пара–пара» и напряжении дистанционного питания от 40 до 750 В, что обеспечивает возможность организации плеча ДП протяженностью до 75 км с установкой на нем до 10 линейных пунктов.

3.8 Потребление дистанционно питаемых пунктов аппаратуры составляет:

- для нерадиофицированных пунктов 55 В;
- для радиофицированных пунктов 100 В.

3.9 Аппаратура обеспечивает организацию дистанционного питания с центрального или любого линейного пункта при наличии на нем сети постоянного напряжения 24 В или переменного напряжения 220 В.

3.10 В аппаратуре обеспечена защита оборудования линейного тракта от грозových разрядов и наведенных ЭДС.

3.11 Аппаратура обеспечивает возможность установки на любом пункте магистрали (в т.ч. и на питаемом дистанционно) радиостанции для организации радиокабельной связи.

3.12 Устойчивая радиосвязь между радиостанцией радиофицированного пункта и носимой радиостанцией осуществляется на расстоянии не менее 10 км в зоне прямой видимости при высоте мачты для антенны радиостанции 25 м.

3.13 По своим техническим характеристикам (тип излучения, несущие частоты, девиация частот и т.д.) радиостанции аппаратуры ИКМ-7ТМ совместимы с носимыми радиостанциями «Nokia» – Финляндия, «Надежда» – Болгария и работают на одной из следующих шести частот:

режим приема режим передачи

1) 62625 4) 162700 1) 168350 4) 168425

1) 62650 5) 162725 2) 168375 5) 168450

1) 62675 6) 162750 3) 168400 6) 168475

Класс излучения радиостанцией соответствует классу 16К8Г3Е – фазовая модуляция.

По уровню паразитных модуляций и уровню нелинейных искажений радиостанции соответствуют ГОСТ 12252-77.

Разработка аппаратуры АО УКБС (Уральское конструкторское бюро связи), филиал «Уралтелеком».

Производство АО «Промсвязь», Екатеринбург.

Группа разработчиков в настоящее время работает на АО «Промсвязь».

Ссылка на описание аппаратуры:

<http://ikm7tm.narod.ru/files/recomend.htm>