

A 05.12.03
A P-835

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ
ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՊԵՏԱԿԱՆ ԵՆՐՏԱՐԱԳԻՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

Գրիգորյան Հրայր Հրաչիկի

ԿԱՊԻ ԱՆԱԼՈԳԱ-ԹՎԱՅԻՆ ՀԱՄԱՏԵՂ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ ԽԱՆՎԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԵՎ
ԱՐՄՈՒԿՆԵՐԻ ԱՌԱՋԱՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ ԵՎ ՆՐԱՆՑ
ՎԵՐԱՑՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

Ե. 12.03 – «*Հեռահաղորդակցական ցանցեր, սարքավորումներ և համակարգեր*»
մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի գիտական
աստիճանի հայցման ատենախոսության

Ս Ե Ղ Մ Ա Գ Ի Ր

Երևան 2005

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ АРМЕНИЯ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ИНЖЕНЕРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ АРМЕНИИ

Григорян Грайр Грачилович

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПОМЕХ И ШУМОВ
И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ИХ ПОДАВЛЕНИЯ В СОВМЕЩЕННЫХ
АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Ա Վ Տ Ր Ե Փ Ե Ր Ա Տ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук по специальности

05.12.03 – «*Системы, сети и устройства телекоммуникаций*»

Ереван 2005

Ատենախոսության թեման հաստատվել է Հայաստանի Պետական
Ճարտարագիտական Համալսարանում:

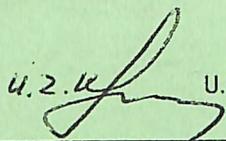
Գիտական ղեկավար՝ տ.գ.դ., պրոֆեսոր Վ.Ե. Առուստամյան

Պաշտոնական ընդդիմախոսներ՝ տ.գ.դ. Դ.Գ. Ասատրյան
Ֆ.-մ.գ.թ., դոցենտ Ա.Ա. Հախումյան

Առաջատար կազմակերպություն՝ «Երևանի կապի միջոցներ
գիտահետազոտական ինստիտուտ» ՓԲԸ

Ատենախոսության պաշտպանությունը տեղի կունենա՝
2005թ. հունիսի 17-ին ժ. 14⁰⁰-ին ՀՊԵՀ 032 մասնագիտական խորհրդի նիստում
(հասցեն՝ 375009 ք. Երևան, Տերյան փ. 105, 17 մասնաշենք):
Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ՀՊԵՀ-ի գրադարանում:
Սեղմագիրն առաքված է 2005 թ. մայիսի 17-ին:

032 մասնագիտական խորհրդի գիտական
քարտուղար տ.գ.դ., պրոֆեսոր



Վ.Ե. Առուստամյան

Тема диссертации утверждена в Государственном инженерном
университете Армении.

Научный руководитель: д.т.н., профессор В.Е. Арустамян

Официальные оппоненты: д.т.н. Д.Г. Асатрян
к.ф.-м.н., доцент А.А. Ахумян

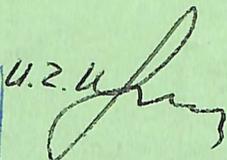
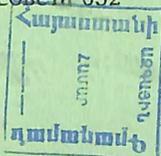
Ведущая организация: ЗАО "Ереванский научно-
исследовательский институт средств
связи"

Защита диссертации состоится 17 июня 2005г. в 14⁰⁰ ч. на заседании
Специализированного совета 032 Государственного инженерного
университета Армении (ГИУА) (адрес: 375009, г. Ереван, ул. Теряна 105,
корпус 17).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ГИУА.

Автореферат разослан 17 мая 2005 г.

Ученый секретарь
специализированного совета 032
д.т.н., профессор



С.О. Симонян

2155-2005

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. В настоящее время уже не является предметом спора, какая из систем связи предпочтительнее: аналоговая или цифровая. Каждая из них имеет свои преимущества и недостатки. Наличие обеих систем свидетельствует о том, что каждая из них в отдельности не решает все проблемы телекоммуникации, и их совмещение в значительной степени расширяет возможности эффективного решения целевых задач. Исторический прообраз цифровой связи – дискретная передача информации (телеграф) – появился значительно раньше. Наглядным примером дискретного преобразования аналоговой информации является разбиение речи на слова, слоги, звуки и их представление в виде различных знаков (букв и т.д.), что позволяет записывать, передавать и воспроизводить человеческую речь (аналоговую информацию). Известно также, что письменная речь не может отразить полное содержание устной, поскольку многие ее детали – оттенок, ударение, акцент, эмоция, диалект и т.д. – остаются вне текста. Для их учета требуется бесчисленное множество знаков. Между тем в письменной речи мы обходимся ограниченным числом букв и знаков, что неизбежно приводит к неточностям и искажениям – появляются помехи.

До середины 70-ых годов прошлого столетия в сфере связи доминировал аналоговый принцип передачи информации. Однако развитие вычислительной техники привело к разрыву возможностей средств обработки цифровой информации (по скорости, объему и т.д.) и средств (сетей) передачи. Первоначально этот разрыв частично компенсировался цифрацией аналоговых сетей, а впоследствии – освоением цифровых сетей с использованием более скоростных средств передачи (радиопередачи, спутниковой, оптической и т.д.). Теперь возникает обратная задача – передача аналоговой информации по цифровым каналам. В настоящее время все виды телекоммуникаций (телефон, телеграф, телевидение, радиовещание и т.д.) можно реализовать в единую цифровую сеть интегрированного обслуживания – ISDN (Integrated Services Digital Network). Однако генерация, формирование, взаимопреобразование и передача обоих видов сигналов неизбежно сопровождаются искажениями, помехами и шумами, которые, в конечном счете, приводят к ошибкам. Поэтому исследование этих процессов является весьма актуальным, особенно при аналого-цифровом, цифро-аналогом преобразованиях (АЦП, ЦАП), передаче сигналов по

линиям связи и, наконец, при разработке методов, схем и рекомендаций по подавлению шумов и помех.

Объект исследования. Объектом исследования являются процессы возникновения помех и искажений сигналов при их формировании, преобразовании и передаче в трактах и линиях аналого-цифровых систем, а также методы и схемы их оценки и подавления.

Цель диссертационной работы. Целью работы является исследование механизмов возникновения помех и искажений сигналов в наиболее опасных узлах: АЦП, ЦАП, нелинейных нагрузках и частотно-зависимых линиях связи, а также предложение новых, более эффективных методов построения цифровых компандеров, разработка методов, схем и рекомендаций по уменьшению их влияния.

Методы исследования. Теоретические исследования выполнены на основе теорий нелинейных цепей и эквивалентности преобразований.

Прикладные исследования выполнены на основе компьютерного моделирования помехообразования и испытания аналоговых и цифровых компандеров, программных методов практической оценки искажения сигналов и возникновения помех.

Научная новизна. В результате проведенных исследований получены следующие результаты, отличающиеся существенной новизной:

1. На основе сравнительного анализа характеристик аналоговых и цифровых сигналов, а также анализа каналов, исходя из их информационных емкостей и помехозащищенности, сформулирован метод определения минимального сигнала.

2. Разработана обобщенная модель аналогового компандера, частными случаями которой являются известные североамериканская μ - и европейская А- модели.

3. Предложены прогрессивный и итерационный способы построения цифрового компандера. Разработана и реализована программа их сравнительного анализа и компьютерного испытания. Показаны возможности реализации предложенных компандеров на базе универсальных АЦП, ЦАП и серийно выпускаемых микропроцессоров.

4. Исследованы процессы искажения сигналов и возникновения помех в проводах линий связи, обусловленных нелинейностью нагрузок. Разработаны и предложены методы расчета и практические схемы уменьшения их влияния.

5. Исследованы процессы искажения импульсных сигналов и возникновения помех, обусловленных высокочастотным изменением активного сопротивления проводов (скин-эффектом). Выведены

соотношения, которые более точно описывают переходные процессы, и предложен метод точного расчета временных искажений сигналов.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Предложенные соотношения минимального сигнала и допустимых помех, отражающих взаимодействие сигнала и канала.

2. Обобщенная модель аналогового компандера, частными случаями которой являются μ - и А-модели.

3. Прогрессионная и итерационная модели цифрового компандера, позволяющие повысить точность АЦП и ЦАП, снизить шумы и помехи; разработанная прикладная программа компьютерного испытания предложенных компандеров.

4. Методы и схемы нелинейного согласования линий связи, компенсирующие нелинейности нагрузок.

5. Метод более точного описания переходных процессов в проводах линий связи, учитывающий частотную зависимость изменения активного сопротивления (скин-эффект) проводов связи, и расчета временных искажений сигналов.

Практическая значимость и реализация результатов работы

1. Сопоставление соотношений информация-сигнал и сигнал-канал позволяет выявить дополнительные ресурсы уменьшения помех и искажений сигналов.

2. Предложенные прогрессивный и итерационный методы построения цифровых компандеров позволяют значительно улучшить отношение сигнал/шум и реализовать их применение на базе серийно выпускаемых АЦП, ЦАП и микропроцессоров.

3. Разработанные модели оценки помех в компандерах и программа их компьютерного испытания позволяют осуществить выбор предпочтительной элементной базы на более раннем этапе проектирования устройств совмещенных аналого-цифровых систем связи.

4. Нелинейное компенсирующее согласование линий позволяет свести к минимуму искажения сигналов и помех, обусловленные нелинейностью нагрузок.

5. Учет высокочастотного изменения погонного активного сопротивления проводов (скин-эффект) позволяет уточнить условие согласования и затухания сигналов.

6. Результаты диссертации были использованы при выполнении госфинансируемых научно-практических работ по темам 0411 (2002-2005гг.), 0437 (начало 2005г.).

7. Разработанные методы проектирования АЦП, ЦАП и линий связи широко используются в учебных процессах бакалаврского и магистрского обучения, на курсах обучения сетевым технологиям по программе CISCO. Некоторые результаты были использованы на предприятии ISP INFOTECH.

Апробация результатов исследования. Основные положения и результаты диссертации докладывались на: ежегодных научных конференциях ГИУА (Ереван, 2001, 2002, 2004гг.); юбилейной конференции ГИУА (Ереван, 2003г.); научных семинарах кафедры конструирования и производства радиоустройств (КПР) департамента радиотехники и связи ГИУА (2002-2005гг.).

Публикации. По теме диссертации опубликованы десять научных статей и одно учебное пособие.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы, включающего 90 наименований, и четырех приложений. Работа изложена на 170 страницах, из коих 22 страниц составляет приложение, включает 59 рисунков, 5 таблиц.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении дается обоснование актуальности темы диссертации, изложены цель, научная новизна, практическая значимость, основные положения, выносимые на защиту, и краткое содержание диссертации.

В первой главе рассматриваются вопросы оценки величин возможных ошибок, обусловленных динамическим диапазоном, при преобразовании аналогового сигнала в дискретный, так как эти ошибки в конце концов превращаются в помехи и искажают сигнал. Помехи, возникающие при АЦП, обусловленные частотным диапазоном (спектром), регламентируются условием Котельникова. Здесь же рассматривается возможность выработки некоторого условия, которое если и не регламентирует, то хотя бы связывает динамический диапазон, максимальное и минимальное значения амплитуд и величину помех, а также помехозащищенность и разрядность АЦ преобразования. Таким образом, если аналоговый $-U_a(t)$ или дискретный $-U_d(i\Delta t)$ сигналы удовлетворяют условиям $U_{amin} \leq U_a \leq U_{amax}$, $U_{dmin} \leq U_d \leq U_{dmax}$ и $|U_a(t_i)U_a(t_{i+1})| = |U_d(i\Delta t) - U_d((i+1)\Delta t)| \leq \Delta U \ll U_{min}$, где ΔU - шаг квантования, то

оба сигнала одинаково пригодны в качестве носителя информации, и преобразование при заданной помехозащищенности допустимо.

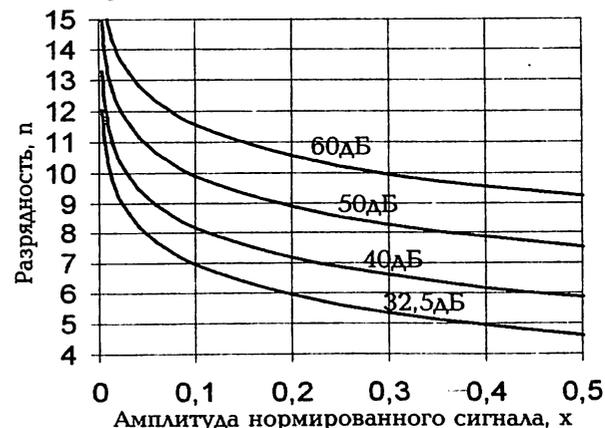


Рис.1. Зависимость разрядности преобразования от величины нормированного сигнала для различных значений допустимой помехозащищенности

Исходя из вышеизложенного, для случая равномерного квантования и с учетом постоянства функции распределения вероятности отклонения показано, что, с целью обеспечения помехозащищенности A_{ps} для речевого сигнала, необходимо, чтобы

$$A_{ps} \approx 10,79 + 6n + 20 \lg x, \quad (1)$$

где $x = U(t)/U_{max}(t)$ - нормированный сигнал, $1/2^n \leq x \leq 1$.

На рис.1 показана зависимость разрядности АЦП от величины нормированного сигнала для разных случаев A_{ps} . Кроме того, как видно из (1), для речевого сигнала максимальная помехозащищенность имеет место при $x = 1$ и $A_{ps} \approx 10,79 + 6n$.

Вторая глава посвящена анализу основных причин возникновения помех и искажений сигналов в аналого-цифровых трактах. Представлена обобщенная схема устройств и процессов передачи-приема сигналов (рис.2), показаны возможные причины возникновения помех и искажений на каждом этапе обработки сигналов.

Сообщение $S(t)$, передаваемое в результате всевозможных искажений на приемном конце, преобразуется в $S'(t)$, которое выражается известным соотношением

$$S'(t) = K(t)S(t) + S_N(t), \quad (2)$$

где $K(t)$ - результирующее мультипликативное отклонение, являющееся в общем случае сложной функцией мультипликативных коэффициентов $K(t) = f[K_2(t), K_3(t) \dots]$; $S_N(t)$ - аддитивные помехи.

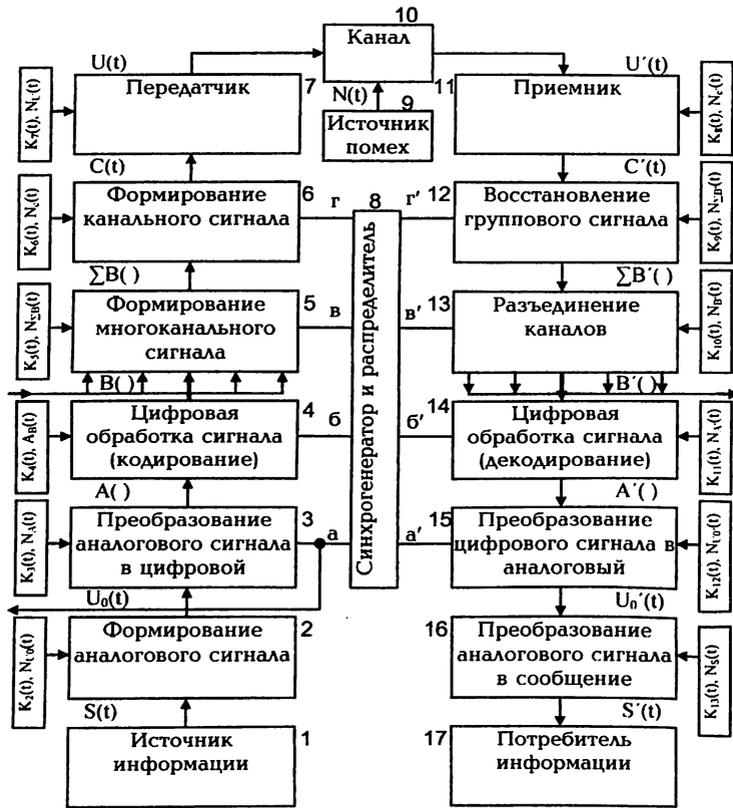


Рис.2. Обобщенная модель передачи и приема информации

Условие восстанавливаемости сообщения, т.е. передачи с допустимой потерей, может послужить: $K(t) = \text{const}$, $S_N(t) \ll S(t)$.

Поскольку все виды преобразования на передающей и принимающей сторонах являются зеркально симметричными, то операторы соответствующих преобразований должны обладать свойством обратимости. В частности, если $B_i(t) = \hat{C}_A A_i(t)$, $A_i'(t) = \hat{C}_{B'} B_i'(t) = \hat{C}_A \hat{C}_{B'} A_i(t)$, то для $A_i'(t) = A_i(t)$ должно иметь место $\hat{C}_A \hat{C}_{B'} = 1$.

В действительности эти условия не всегда соблюдаются, поэтому возникают помехи и искажения, следовательно, $B_i'(t) \neq B_i(t)$; $A_i'(t) \neq A_i(t)$ и т.д. На примере одноканального случая проанализированы причины этих несоответствий и их последствия: снижение помехозащищенности и частоты дискретизации. Для случая m каналов частота генератора равна

$$f_{\text{ген}} \geq 2nmF_{\text{max}} \approx (0,33A_{\text{из}} - 1,11\lg x - 3,5)mF_{\text{max}} \quad (3)$$

Выражение в скобках показывает число битов в коде отсчета, которое достаточно большое (10...16). В последующих разделах показано, что сжатие и расширение сигналов (компаундирование) позволяют значительно уменьшить это число (для речи - до 8).

Третья глава посвящена анализу процессов и исследованию причин возможных искажений сигналов, обусловленных импульсными модуляциями. В результате нелинейного взаимодействия модулирующего $A(x_1, x_2, \dots, x_n)$ и модулируемого $B(x_1', x_2', \dots, x_n')$ сигналов хотя бы один из параметров x_i' ($i = 1, 2, \dots, n$) сигнала $B(x_1', x_2', \dots, x_n')$ изменяется в соответствии с сигналом A , т.е. вновь сформированный сигнал:

$$C = f(A, B) = \varphi_i \{B[x_1', x_2', \dots, x_i'(A), \dots, x_n']\}. \quad (4)$$

Восстановление сигнала A из (4) предполагает существование устройства обратного преобразования (демодуляции), реализующего функцию

$$\Psi \{ \varphi_i [B(x_1', x_2', \dots, x_i'(A), \dots, x_n')] \} = A(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (5)$$

На практике любая модуляция по x_i' параметру сопровождается побочной модуляцией по другим x_j' ($j = 1, 2, \dots, j \neq i$) параметрам, вследствие чего при демодуляции возникают дополнительные ошибки ΔA_i , ΔA_j :

$$\Psi_i \{ \varphi_i [B(x_1', x_2', \dots, x_i'(A) \dots x_n') \} = A + \Delta A_i,$$

$$\Psi_j \{ \varphi_j [B(x_1', x_2', \dots, x_i'(A) \dots x_n') \} = A + \Delta A_j,$$

которые являются основными причинами возникновения помех и искажений сигналов. Поэтому исключение последних предполагает выполнение одного из условий $\Delta A_i = \Delta A_j = 0$; $\Delta A_i - \Delta A_j = 0$. С этой целью рассматриваются три наиболее часто встречающихся случая импульсной модуляции и анализируются возможные причины возникновения помех и искажений сигналов: при амплитудно-импульсной (АИМ), широтно-импульсной (ШИМ) и фазо-импульсной (ФИМ) модуляциях. Попутно оценена также дельта-модуляция. Сравнение результатов этих модуляций показывает, что хотя АИМ несколько уступает ШИМ и ФИМ по помехозащищенности и по возможности оцифрования (кодирования) отсчетов, однако при ШИМ и ФИМ динамический диапазон и скорость преобразования уменьшаются по сравнению с амплитудно-импульсной -

импульсно-кодовой модуляцией (АИМ-ИКМ). В результате этого уменьшаются объем сигнала и скорость передачи. Показаны некоторые преимущества ШИМ и ФИМ, рассмотрены схемы их преобразования и оценены возможности их применения в других аналого-цифровых системах. К основным недостаткам АИМ относятся возникновение шумов и ухудшение помехозащищенности при оцифровании малых сигналов, что приводит к необходимости поиска более совершенных методов защиты от помех и шумов, а именно, методов построения цифровых компандеров.

Четвертая глава посвящена поиску новых методов и исследованию возможностей построения цифровых компандеров с целью уменьшения шумов и искажений сигналов при АЦ и ЦА преобразованиях. С учетом требования постоянства отношения сигнал/шум на выходе компандера, исходя из начальных условий, составлено дифференциальное уравнение, описывающее более точно поведение аналогового компандера, решение которого

$$y = \ln(\alpha + \beta x) / \ln(\alpha + \gamma)$$

является обобщением моделей известных μ - и A -законов. В частности, условия $y(0)=0$; $y(1)=1$ приводят модель к виду $y = \ln(1 + \gamma x) / \ln(1 + \gamma)$, т.е. к североамериканскому μ -закону.

На основе сравнительного анализа аналогового и сегментного принципов исследованы возможности реализации новых цифровых методов построения и совершенствования компандеров, в результате чего получены прогрессивный и итерационный компандеры.

В обоих случаях исходным является требование постоянства отношения сигнал/шум во всем динамическом диапазоне при оцифровании АИМ сигнала (отсчета). Если это условие удовлетворяется, то любой отсчет (в том числе и минимальный) может быть оцифрован с большой разрядностью (n), а затем компрессован в m разряд ($m < n$). Тем самым, резко уменьшится шум квантования, сократится число каналов и время передачи. Прогрессивный метод основывается на постоянстве коэффициента межкодового расстояния 'к' и описывается следующими соотношениями:

$$\left. \begin{array}{l} Y_0 = X_0 \\ Y_1 = X_1 = (2^n - 1)^{-1} \\ Y_2 = Y_1 \cdot k \\ Y_3 = Y_2 \cdot k \\ \dots \\ Y_{2^m - 1} = Y_{2^m - 2} \cdot k \end{array} \right\} \Rightarrow Y_{2^m - 1} = Y_1 \cdot k^{2^m - 2} \Rightarrow k = \sqrt[2^m - 2]{2^n - 1} \quad (6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_i = (2^n - 1)^{\frac{i+1-2^m}{2^m-2}}, \quad \text{если } \left[(2^n - 1)^{\frac{i+1-2^m}{2^m-2}} \right] > \left[i \cdot \frac{1}{2^n - 1} \right], \\ Y_i = i \cdot \frac{1}{2^n - 1}, \quad \text{если } \left[i \cdot \frac{1}{2^n - 1} \right] > \left[(2^n - 1)^{\frac{i+1-2^m}{2^m-2}} \right]; \end{array} \right. \quad (7)$$

где X и Y - десятичные значения входных и выходных кодов.

На рис.3 приведена передаточная функция компандера для различных случаев соотношения n/m , а на рис.4 - уровень шумов при тех же значениях n/m .

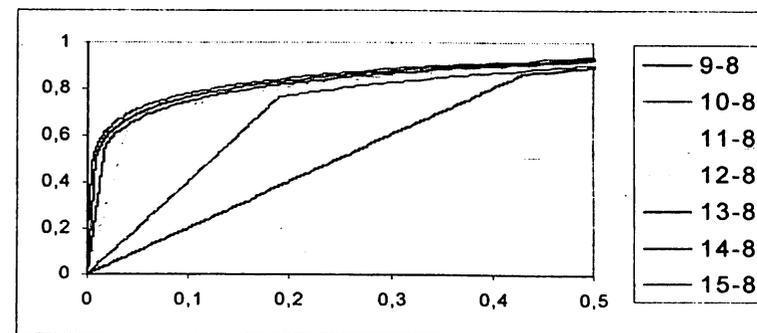


Рис. 3

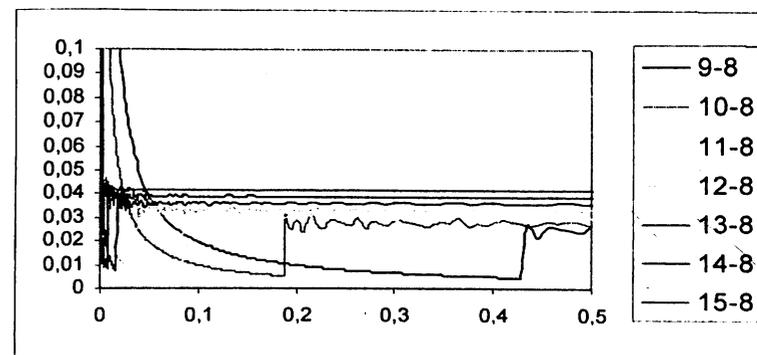


Рис. 4

Итерационный метод снимает ограничения постоянства k и определяется для каждого последующего кода в зависимости от предыдущего:

$$Y_i \cdot k_i^{2^m - 2} = 2^n - 1 \Rightarrow k_i = \sqrt[2^m - 2]{\frac{2^n - 1}{Y_i}} \quad (8)$$

$$k_1 = 2^m \sqrt{\frac{2^n - 1}{Y_1}}, \quad Y_{1-code} = \begin{cases} D2B \left(R2UP \left(B2D(Y_{1-1}) \cdot 2^m \sqrt{\frac{2^n - 1}{B2D(Y_{1-1})}} \right) \right) \\ D2B(i) \end{cases} \quad (9)$$

где X, Y, n, m - те же величины, что в (6) и (7).

Соотношения (8) и (9) отражают алгоритм действия итерационного компандера. Функция D2B осуществляет переход от десятичной системы к двоичной, R2UP - округление кода до верхнего предела, B2D - переход от двоичной системы к десятичной.

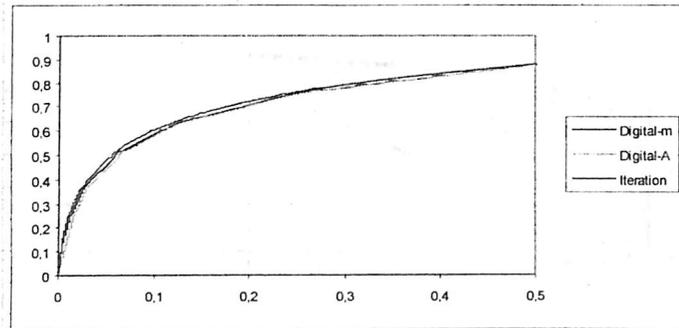


Рис. 5

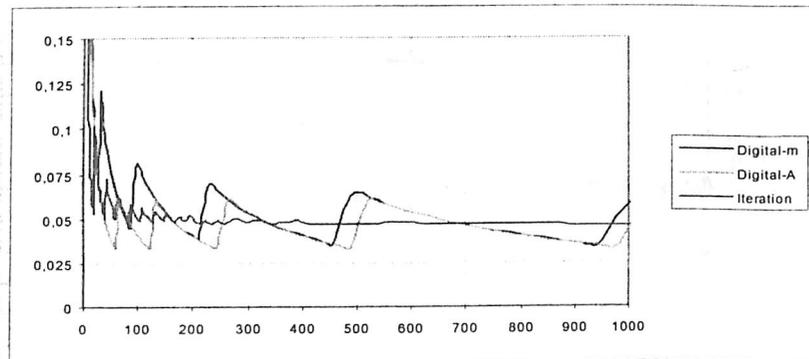


Рис. 6

На рис. 5 и 6 показаны результаты сравнения предложенной итерационной и известных моделей цифровых компандеров по передаточной функции (рис.5) и амплитуде шумов (рис.6), которые явно свидетельствуют о преимуществе предложенной модели, проявляющейся, в особенности, в начале кривой, когда амплитуда шумов быстро спадает

(рис.6). Примечателен тот факт, что в предлагаемом итерационном методе почти все ограничения полностью предельны.

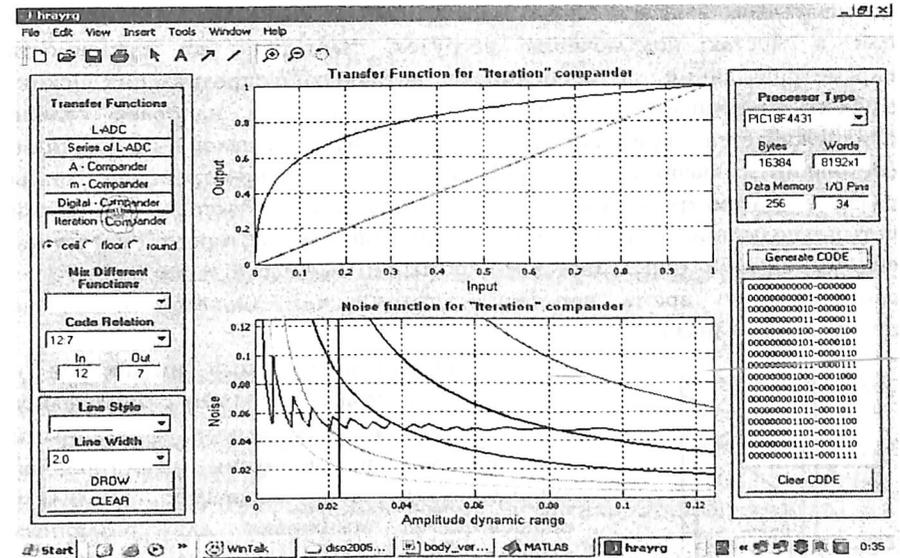


Рис. 7

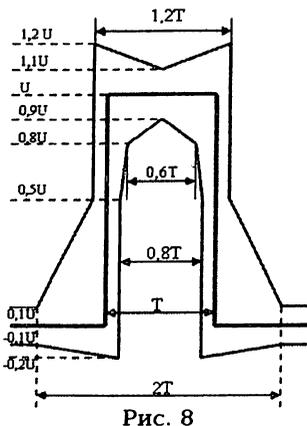
Первый отрезок в функции шума, монотонно уменьшающийся по закону $\varphi = \frac{A_{i+1} - A_i}{A_i}$, предельно, поскольку для линейного АЦП, имеющего

данную разрядность, не существует более быстро-убывающей шумовой функции. Предельно и нарушающий монотонность первый пролет, который в два раза больше предыдущего (при нарушении линейности значение шума становится ≥ 2 по сравнению с предыдущим). Предельна также величина уменьшения шумовой пульсации, которая для данной точки определяется отношением наименьшего значения разряда АЦП к величине данного отсчета.

Разработана прикладная программа по испытанию известных и предложенных компандеров, некоторые результаты которых приведены на рис.7.

В пятой главе исследуются процессы возникновения помех и искажений сигналов в проводах линий связи, обусловленных нелинейностью входных характеристик нагрузочных оконечных

элементов и частотными изменениями параметров линий связи. Нелинейность входных характеристик оконечных элементов приводит к рассогласованию даже предварительно согласованных линий, а следовательно, к искажению сигналов и возникновению помех на конце или в местах подключения нагрузок. Частотная же зависимость параметров линий, в особенности активного сопротивления (скин-эффект), нарушает однородность линий, которая наиболее сильно обнаруживается при передаче импульсных сигналов по линиям, состоящим из разных типов сред (проводника) распространения. Линия связи рассматривается как некоторый частотно-зависимый четырехполюсник с нелинейной нагрузкой, для которого аналогично объему сигнала определяется емкость V_k : $V_k = T_k D_k F_k$, где T_k, D_k, F_k – соответственно время передачи, динамический диапазон и полоса пропускания канала.



Сопоставление этого выражения с объемом сигнала позволяет определить условие возможной передачи с заданными искажениями и помехами. Построенная эквивалентная схема позволяет определить коэффициент искажения для различных случаев соотношений выходного, погонного, согласующего и нагрузочного сопротивлений в коротких и длинных линиях. Рассматривается рекомендованный ИССТТ импульсный сигнал с допустимыми нормами искажения (рис. 8), наиболее часто подвергающийся искажениям.

Обеспечение этих норм ($\pm 20\%$) по амплитудно-временным параметрам требует удовлетворения условия

$$0,7 Z_0 \leq R_H \leq 1,5 Z_0, \quad (10)$$

где Z_0 – волновое сопротивление линии; R_H – приведенное сопротивление нагрузки.

Так как Z_0 зависит от полосы пропускания линии, а R_H – от амплитуды сигнала, то для импульсного сигнала условие (10) практически всегда нарушается, если не оговаривать дополнительных условий или не предпринимать дополнительных схемотехнических мер. На рис.9 а,б приведены схемы нелинейного согласования, компенсирующие нелинейность входных характеристик оконечных элементов для двух

наиболее распространенных случаев: при работе линий в режиме переключающего и дифференциального каскада.

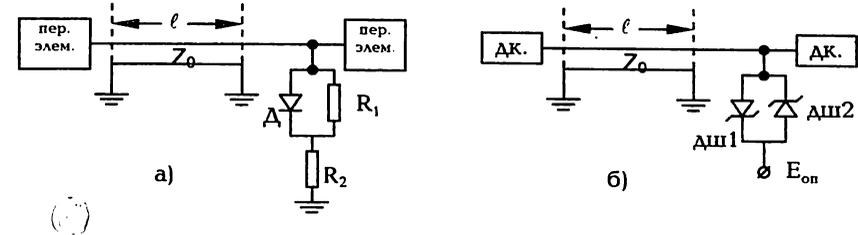


Рис. 9

Для обоих случаев условие нелинейного согласования имеет вид

$$\frac{1}{R(u)} + \frac{1}{R_{вх}(u)} = \frac{1}{Z_0}, \quad (11)$$

где $R(u)$ – нелинейное сопротивление дополнительной (компенсирующей) цепи; $R_{вх}(u)$ – нелинейное входное сопротивление нагрузки.

В работе проанализированы и выведены соотношения входных характеристик для обоих случаев, которые позволяют на основе (11) определить характеристику нелинейной (компенсирующей) цепи. Но так как нагрузка одновременно обладает входной емкостью, то линия фактически становится нелинейно частотно-зависимым четырехполюсником, входной импеданс которого можно представить в виде

$$Z_6(p, u) \approx Z(p, u) \frac{1 - pT_0 \ell [Z(p, u) - Z_0] / Z(p, u)}{1 + pT_0 \ell [Z(p, u) - Z_0] / Z_0}, \quad (12)$$

где $Z(p, u)$ – частотно-зависимый нелинейный импеданс линии; p – оператор Лапласа; T_0 – задержки на единицу длины; ℓ – длина линии. Выражение (12) позволяет полностью описать сигнал на конце линии. Ввиду чрезвычайной сложности рассмотрены некоторые частные случаи.

Для анализа процесса искажения импульсного сигнала вследствие скин-эффекта использована временная зависимость тока в линии

$$I(t) = I_0 \left(1 - \sum \frac{A}{\alpha_k^2} e^{-\frac{t}{\tau_k}} \right), \quad (13)$$

где I_0 – ток установившегося режима; A – некоторая постоянная; α_k – нули функции Бесселя первого класса; $\tau_k = \frac{\mu\mu_0 \gamma \Gamma_0^2}{\alpha_k^2}$ – зависящая от

параметров провода (магнитной проницаемости - μ , электропроводности - γ и радиуса - r_0) постоянная времени, т.е. постоянная скин-эффекта.

Показано, что для практических сигналов ряд (13) быстро сходится и приводится к виду

$$I(t) \approx I_0 \left(1 - 0,84e^{-\frac{t}{\tau_1}} - 0,16e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right), \quad (14)$$

где $\tau_1 = \frac{\mu\mu_0\gamma r_0^2}{\alpha_1^2}$, $\tau_2 = \frac{\mu\mu_0\gamma r_0^2}{\alpha_2^2}$.

Но так как $\tau_1 = \frac{\alpha_2^2}{\alpha_1^2} \tau_2 \approx 5,3\tau_2$, то для всех случаев $t > \tau_2$ это

выражение можно упростить до

$$I(t) \approx I_0 (1 - 0,84e^{-t/\tau_1}), \quad (15)$$

а для случая $t < \tau_2$ -

$$I(t) \approx I_0 (1 - e^{-t/\tau'}), \quad (16)$$

где

$$\tau' \approx \frac{\tau_1\tau_2}{0,84\tau_2 + 0,16\tau_1} = \frac{\mu\mu_0\gamma r_0^2}{0,84\alpha_1^2 + 0,16\alpha_2^2}; \quad (17)$$

τ' - приведенная постоянная времени скин-эффекта.

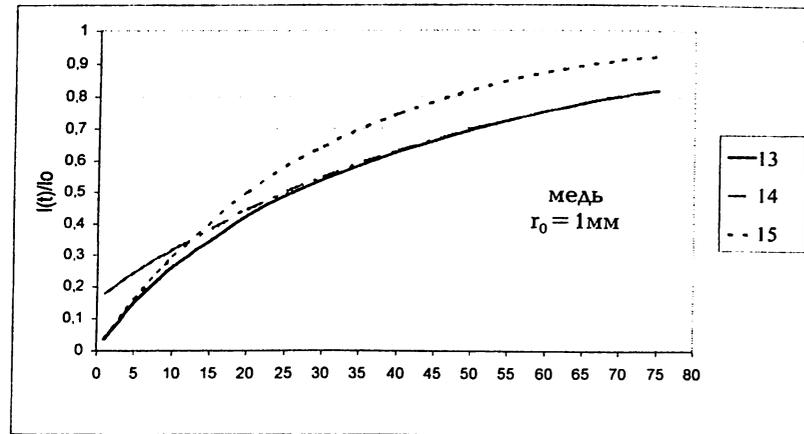


Рис. 10

На рис.10 показаны $I(t)/I_0$ для трех случаев. Ввиду небольшого их отклонения (не более 20%) соответствующие законы временных изменений сопротивления линии могут быть представлены в виде

$$R(t) \approx R_1 \ell / (1 - e^{-t/\tau'}) \quad - \text{ для короткого замыкания};$$

$$R(t) \approx R_1 \ell \frac{\tau'}{t}, \quad \text{ для } t_\phi < t \ll \tau';$$

$$R(t) \approx \ell / \pi r_0^2 \gamma (1 - e^{-t/\tau'}), \quad \text{ для } t > t_\phi,$$

где t_ϕ - длительность фронта импульса.

Эти соотношения позволяют вычислить временные и амплитудные искажения на конце линии:

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{U_0 R_0 (1 - e^{-t/\tau'})}{R_1 \ell + R_0 (1 - e^{-t/\tau'})} \quad - \text{ для } t_\phi < t < \tau';$$

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{U_0 R_0}{R_1 \ell + R_0 \frac{t}{\tau}} \quad - \text{ для } t \ll \tau';$$

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{U_0 R_0}{R_1 \ell + R_0} \quad - \text{ для } t \gg \tau'.$$

Все соотношения пригодны для построения выходного сигнала при известных параметрах линии и входного сигнала (амплитуды U_0 и длительности фронта t_ϕ).

Поскольку из-за скин-эффекта дополнительно затягиваются фронты и задержки, то его влияние может быть представлено моделью из фиктивной цепочки $R_\phi C_\phi$ и линии задержки (рис. 11).

Такое положение дел заставляет пересмотреть целесообразность согласования несогласованных линий, т.к. в некоторых случаях (рассмотренных в диссертации) они дают одинаковые результаты по искажению сигналов.

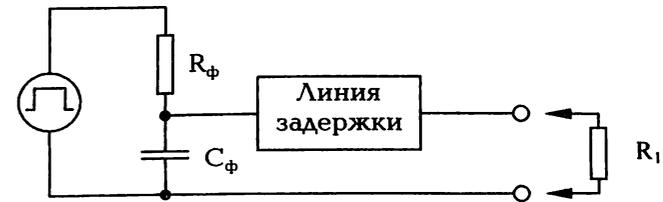


Рис. 11

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация посвящена исследованию процессов возникновения помех и искажений сигналов в наиболее критичных с этой точки зрения устройствах и блоках совмещенных аналого-цифровых систем, а также разработке методов и схем их подавления. Основные результаты диссертационной работы сводятся к следующему:

1. На основе сравнительного анализа характеристик аналоговых и цифровых (импульсных) сигналов с характеристиками каналов, исходя из информационной емкости и помехозащищенности последних, разработан метод определения и расчета минимального сигнала.
2. Разработана обобщенная модель аналогового компандера, более точно описывающая процесс компандирования, частными случаями которой являются известные североамериканская μ - и европейская А-модели.
3. Предложены, исследованы и разработаны модели и алгоритмы функционирования двух типов цифровых компандеров: прогрессионного и итерационного. Разработана методика и реализована программа их сравнительного анализа и компьютерного испытания. Показаны возможности их реализации на базе универсальных АЦП, ЦАП и серийно выпускаемых микропроцессоров.
4. Исследованы процессы искажения сигналов и возникновения помех в проводах линий связи, обусловленные нелинейностью нагрузок. Разработаны методы расчета искажений и определения нелинейной характеристики элемента, а также практические схемы, компенсирующие нелинейность нагрузки, для двух случаев нагрузки: переключательной схемы и дифференциального каскада. Предложены практические рекомендации.
5. Исследованы процессы искажения импульсного сигнала и возникновения помех, обусловленных высокочастотным изменением активного сопротивления проводов (скин-эффектом). Выведены соотношения, описывающие более точно переходные процессы, и предложен метод более точного расчета амплитудных и временных отклонений (искажений) сигналов. Даны практические рекомендации.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. Арустамян В., Григорян Г. Получение m разрядного цифрового кода от n разрядного цифрового кода с помощью цифрового компандера // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА.-Ереван, 2001.-Т.2.-С. 435-437 (на арм. яз.).
2. Григорян Г., Арустамян В. Оценка искажений в цифровом компандере // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА.-Ереван, 2002.-Т.3.-С. 387-388 (на арм. яз.).
3. Григорян Г., Широотно-импульсный цифровой компандер // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА.-Ереван, 2002.-Т.3.-С. 396-397 (на арм. яз.).
4. Арустамян В., Григорян Г. Современное состояние и перспективы развития телекоммуникации // Информационные технологии и управление. - Ереван, 2002.-Т.1.-С. 70-74 (на арм. яз.).
5. Григорян Г.Г., Арустамян В.Е. К вопросу определения минимального сигнала при цифровой передаче речи // Информационные технологии и управление.-Ереван, 2004.-Т.1.-С. 24-27.
6. Арустамян В.Е., Григорян Г.Г. Обобщенная модель компандера // Моделирование, оптимизация, управление: Вестник ГИУА.- Ереван, 2004.-Т.1, вып.7.-С. 84-88.
7. Григорян Г. Цифровой компандер // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. - 2004.-Т.57, №3. - С. 545-549 (на арм. яз.).
8. Арустамян В., Григорян Г. Преобразование сигнала АИМ в сигнал ШИМ // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА.-Ереван, 2004.-Т.2.-С. 545-547 (на арм. яз.).
9. Арустамян В., Григорян Г. Исследование возможности построения итерационного цифрового компандера // Сборник материалов годичной научной конференции ГИУА.-Ереван, 2004.-Т.2.-С. 558-560 (на арм. яз.).
10. Арустамян В.Е., Григорян Г.Г. Количественная оценка отношения информация-сигнал // Вестник Инженерной академии Армении (ВИАА).-2005.-Т.2, N1 (на арм. яз.).
11. Арустамян В.Е., Григорян Г.Г. Совместимость аналоговых и цифровых систем связи: Учебное пособие / ГИУА.-Ереван, 2004.-120 с. (на арм. яз.).

ԱՄՓՈՓՈՒՄ

Ատենախոսական աշխատանքը նվիրված է ազդանշանների աղավաղումների և խանգարումների առաջացման գործընթացների հետազոտությանը անալոգա-թվային համատեղ համակարգերի խնդրո առարկայի տեսակետից առավել-վտանգավոր հանգույցներում ու բլոկներում և դրանց նվազեցման գործնական եղանակների ու սխեմաների մշակմանը:

Ատենախոսության հիմնական արդյունքները հետևյալն են:

1. Անալոգային և թվային (իմպուլսային) ազդանշանների բնութագրերի և կապուղիների ինֆորմացիոն տարողության ու խանգարապաշտպանվածության առումով բնութագրերի համեմատական վերլուծության հիման վրա մշակվել է նվազագույն ազդանշանի սահմանման և հաշվարկման եղանակ:
2. Մշակվել է անալոգային կոմպանդերի ընդհանրացված մոդել, որը ավելի ճշգրիտ է նկարագրում կոմպանդավորման գործընթացը և որի մասնավոր դեպքերն են հանդիսանում հյուսիսամերիկյան μ - և եվրոպական A- մոդելները:
3. Առաջարկվել, հետազոտվել և մշակվել են երկու տիպի՝ պրոգրեսիոն և իտերացիոն թվային կոմպանդերների մոդելներ և նրանց գործառնության ալգորիթմները: Մշակվել է եղանակ և իրագործվել է նրանց համեմատական վերլուծությունը, համակարգչային փորձարկումը, հիմնավորվել է նրանց հնարավոր իրականացումը զանգվածաբար թողարկվող ԱԹՓ, ԹԱՓ և միկրոպրոցեսորային միկրոսխեմաներով:
4. Հետազոտվել է հաղորդալարային կապի գծում, ոչ գծային բեռնվածությամբ պայմանավորված, իմպուլսային ազդանշանների աղավաղման և խանգարումների առաջացման գործընթացները: Մշակվել է աղավաղումների հաշվարկման և բեռի ոչ գծայնությունը փոխհատուցող ոչ գծային տարրի և գործնական սխեմաների բնութագրերի որոշման եղանակներ երկու դեպքերի համար. երբ բեռը փոխանջատիչ սխեմա է, երբ բեռը դիֆերենցիալ կասկադ է: Առաջարկվել են գործնական երաշխավորություններ:
5. Հետազոտվել է կապի գծի հաղորդալարի ակտիվ դիմադրության բարձր հաճախային փոփոխությամբ (սկիմ-էֆեկտով) պայմանավորված իմպուլսային ազդանշանի աղավաղման գործընթացը: Դուրս են բերվել առնչություններ, որոնք ավելի ճշգրիտ են նկարագրում անցումային գործընթացները և առաջարկվել է ազդանշանների ամպլիտուդային և ժամանակային շեղումների (աղավաղումների) հաշվարկման առավել ճշգրիտ եղանակ: Առաջարկվել են գործնական երաշխավորություններ:



15.05.2014

105.24.23